



UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ RUBENS MACEDO JUNIOR

UMA CONTRIBUIÇÃO À ANÁLISE DAS COMPONENTES
INTER-HARMÔNICAS E SEUS EFEITOS NOS INDICADORES
DE FLUTUAÇÃO DE TENSÃO

VITÓRIA – ES
2009

JOSÉ RUBENS MACEDO JUNIOR

UMA CONTRIBUIÇÃO À ANÁLISE DAS COMPONENTES
INTER-HARMÔNICAS E SEUS EFEITOS NOS INDICADORES
DE FLUTUAÇÃO DE TENSÃO

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Domingos S. L. Simonetti
Coorientador: Prof. Dr. José Carlos de Oliveira

VITÓRIA – ES
2009

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

M141c Macedo Junior, José Rubens, 1972-
Uma contribuição à análise das componentes inter-harmônicas e seus efeitos nos indicadores de flutuação de tensão / José Rubens Macedo Junior. – 2009.
204 f. : il.

Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.
Coorientador: José Carlos de Oliveira.
Tese (doutorado) – Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Análise harmônica. 2. Lâmpadas fluorescentes. I. Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. II. Oliveira, José Carlos de. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

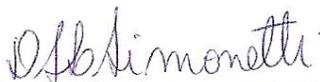
JOSÉ RUBENS MACEDO JUNIOR

UMA CONTRIBUIÇÃO À ANÁLISE DAS COMPONENTES INTER-HARMÔNICAS E SEUS EFEITOS NOS INDICADORES DE FLUTUAÇÃO DE TENSÃO

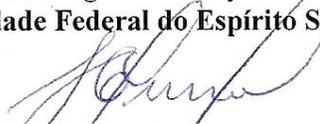
Tese de doutorado submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovado em 16 de dezembro de 2009.

COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti (Orientador)
Universidade Federal do Espírito Santo



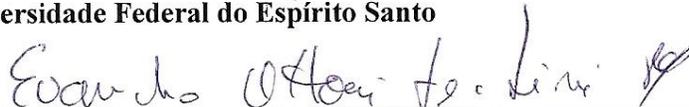
Prof. Dr. José Carlos de Oliveira (Coorientador)
Universidade Federal de Uberlândia



Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Wilson Correia Pinto de Aragão Filho
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Evandro Ottoni Teatini Salles
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Selênio Rocha Silva
Universidade Federal de Minas Gerais

“Seja a mudança que deseja ver no mundo”

Mahatma Gandhi, 1869 – 1948

Aos meus avós maternos, Antônia Genoveva de Moura (in memorian) e Nair de Moura Machado, pelas inúmeras lições de sabedoria e pela demonstração contínua dos verdadeiros valores do ser humano.

Aos meus filhos Rafael e Tiago pelo carinho, alegria e pela esperança por um futuro mais digno e justo entre os homens.

Agradecimentos

A Deus, pela companhia em todos os momentos.

Ao Prof. Domingos Sávio Lyrio Simonetti pela orientação,
compreensão e apoio na elaboração do presente trabalho.

Ao Prof. Gilberto C. Drumond Sousa e ao Eng. Guilherme Colnago pela
colaboração, assim como pelas discussões de elevado padrão técnico relacionadas com
a implementação do modelo computacional do *flickermeter IEC*.

A minha mãe, Maria Sebastiana de Moura, e a minha esposa, Caroline Kirsten Reis, pela
compreensão nos momentos de ausência.

Aos demais colegas e funcionários da Universidade Federal do Espírito Santo.

Resumo

Neste trabalho são realizadas diversas análises técnicas relacionadas com a questão das inter-harmônicas nos sistemas de energia elétrica. Neste aspecto, inicialmente, são apresentados os fundamentos teóricos relacionados com o tema, assim como com o fenômeno das flutuações de tensão, evidenciando-se a forte correlação existente entre inter-harmônicas e flutuações de tensão. Dentre as principais contribuições associadas ao presente trabalho, merece destaque a implementação de um modelo computacional para o *flickermeter* IEC, cujo protocolo funcional é apresentado no documento IEC 61.000-4-15, o qual, por sua vez, resume-se em uma ferramenta de extrema importância para as análises relacionadas com as inter-harmônicas de uma forma geral. Outra contribuição relevante deste trabalho é 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. Adicionalmente, o trabalho apresenta o desenvolvimento de um gerador de flutuações de tensão, o qual é utilizado para diversos testes de laboratório envolvendo algumas cargas elétricas geradoras de inter-harmônicas como, por exemplo, as lâmpadas fluorescentes compactas. Particularmente, para o caso específico dessas lâmpadas, foram realizadas diversas simulações computacionais e testes de laboratório com o objetivo de qualificar e quantificar os impactos associados a este tipo específico de lâmpada em relação às componentes inter-harmônicas de corrente. Por fim, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho, suas propostas de continuação, assim como sugestões para trabalhos futuros.

Palavras-chave: *Inter-harmônicas, flutuações de tensão, flickermeter, lâmpadas fluorescentes compactas.*

Abstract

This work deals with analyses related to electrical power systems interharmonic issues. In this sense, theoretical fundamentals associated with interharmonic and voltage fluctuations are presented. The relationship between interharmonics and voltage fluctuations is exhaustively analyzed in this work. Among the contributions linked to the present document, the implementation of a flickermeter model, according to international standard IEC 61.000-4-15, is emphasized. The developed flickermeter model could be considered an important tool to several interharmonic analyses. Another important contribution of this research is the analysis of the flickermeter operation performance when superimposing interharmonic signals upon the fundamental voltage signal. Besides the mentioned contributions, this work also presents the development of a voltage fluctuation generator, which is a very useful tool to laboratorial tests involving interharmonic loads on compact fluorescent lamps performance. Concerning this specific light bulb, several simulations and laboratorial tests are carried out aiming at the qualification and quantification of interaction between the focused interharmonic and the lamp response. Finally, the general conclusions about the developed work, the research continuity proposals as well as the future developments are presented in details.

Keywords: Interharmonics, voltage fluctuations, flickermeter, compact fluorescent lamps.

Sumário

Lista de Figuras	xiii
Lista de Quadros.....	xxi
Nomenclatura	xxii
Capítulo 1 – Introdução.....	21
Capítulo 2 – Fundamentos Teóricos sobre Inter-harmônicas	27
2.1) Introdução.....	27
2.2) Fundamentos Teóricos	27
2.2.1) Conceituação do termo inter-harmônicas.....	27
2.2.2) Fundamentos matemáticos da Transformada Discreta de Fourier (TDF) para quantificação das componentes de frequências inter-harmônicas	28
2.2.3) Outras técnicas para quantificação das componentes de frequências inter- harmônicas.....	37
2.2.4) Principais cargas geradoras de inter-harmônicas	42
2.2.5) Impactos decorrentes da presença de tensões e correntes inter-harmônicas nos sistemas elétricos de potência	51
2.3) Conclusões	62
Capítulo 3 – Fundamentos Teóricos sobre as Flutuações de Tensão	64
3.1) Introdução.....	64
3.2) Fundamentos Teóricos	64
3.2.1) Conceituação do termo flutuação de tensão.....	64
3.2.2) Origem das flutuações de tensão nos sistemas elétricos	67
3.2.3) Efeitos associados às flutuações de tensão nos sistemas elétricos	70
3.2.4) Métodos de atenuação das flutuações de tensão	72
3.3) Conclusões	79
Capítulo 4 – Desenvolvimento Computacional do Protocolo IEC 61.000- 4-15.....	80
4.1) Introdução.....	80
4.2) Aspectos Históricos.....	80
4.3) Metodologias de Quantificação da Cintilação Luminosa	81
4.3.1) Metodologia inglesa	81
4.3.2) Metodologia francesa	82

4.3.3) Metodologia internacional da UIE	84
4.4) Modelagem Computacional do <i>Flickermeter IEC</i> em Ambiente <i>Matlab-Simulink</i> [®] ...	87
4.4.1) Implementação do bloco 1 (adaptador da tensão de entrada)	89
4.4.2) Implementação do bloco 2 - (demodulador quadrático)	91
4.4.3) Implementação do bloco 3 - (ponderação em frequência)	92
4.4.4) Implementação do bloco 4 - (média quadrática)	98
4.4.5) Implementação do bloco 5 conforme protocolo original IEC 61.000-4-15	100
4.4.6) Implementação simplificada do bloco 5 do <i>flickermeter IEC</i>	107
4.7) Testes de calibração do <i>flickermeter IEC</i>	113
4.8) Análise do impacto da frequência de amostragem da tensão de entrada no desempenho do <i>flickermeter IEC</i>	116
4.9) Conclusões	118
Capítulo 5 – As Inter-harmônicas e o Fenômeno da Cintilação Luminosa	120
5.1) Introdução	120
5.2) Fundamentos Teóricos	120
5.3) Resultados	126
5.4) Conclusões	130
Capítulo 6 – Análise do Desempenho do <i>Flickermeter IEC</i> na Presença de Inter-harmônicas	131
6.1) Introdução	131
6.2) Relação existente entre a frequência de modulação e a frequência da componente inter- harmônica sobreposta ao sinal fundamental	131
6.3) Análise das Deficiências do <i>Flickermeter IEC</i>	134
6.3.1) Modulação dos valores eficaz e de pico da tensão resultante quando da presença de componentes inter-harmônicas	135
6.3.2) Influência dos filtros digitais do bloco 3	140
6.3.3) Análise da variação do fluxo luminosos das lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas quando da sobreposição de componentes inter- harmônicas ao sinal de tensão fundamental	148
6.4) Conclusões	153
Capítulo 7 – As Lâmpadas Fluorescentes Compactas no Contexto das Inter-harmônicas	155
7.1) Introdução	155
7.2) Caracterização das Lâmpadas Fluorescentes Compactas	156
7.3) Modelagem Computacional e Análise de Desempenho das Lâmpadas Fluorescentes Compactas sob o Enfoque das Correntes Inter-harmônicas	160
7.4) Testes de Laboratório para Análises de Desempenho das Lâmpadas Fluorescentes Compactas sob o Enfoque das Correntes Inter-harmônicas	168

7.4.1) Análise de injeção de correntes inter-harmônicas para uma lâmpada fluorescente compacta de 23 <i>Watts</i>	169
7.4.2) Análise de injeção de correntes inter-harmônicas para um conjunto de lâmpadas fluorescentes compactas totalizando 267 <i>Watts</i>	171
7.4.3) Análise da interação das lâmpadas fluorescentes compactas com outros tipos de lâmpadas	173
7.4.4) Análise da influência da capacitância do filtro CC da lâmpada fluorescente compacta.....	176
7.5) Testes de Laboratório para Análise da Relação entre as Lâmpadas Fluorescentes Compactas e a Flutuação de Tensão nas Redes Elétricas.....	178
7.6) Análises experimentais para Verificação dos Níveis de Percepção da Cintilação Luminosa, para a Maioria dos Observadores, em Lâmpadas Fluorescentes Compactas ..	181
7.7) Conclusões	183
 Capítulo 8 – Conclusões.....	 184
8.1) Conclusões do Trabalho	184
8.2) Sugestões para Novos Trabalhos.....	187
8.3) Artigos Publicados	188
 Referências	 190
 Apêndice A – Rotina de Cálculo da Transformada Discreta de Fourier Desenvolvida em Ambiente <i>Matlab</i> [®]	 195
 Apêndice B – Código do Cálculo Simplificado do Valor do Indicador <i>Pst</i> em Ambiente <i>Matlab</i> [®]	 196
 Apêndice C – Análise da equivalência entre a modulação direta da tensão fundamental e a sobreposição de componente inter-harmônica individual, em relação aos envelopes de modulação das tensões de pico e eficaz.	 197

Lista de Figuras

Figura 1. 1 – Quantidade de artigos publicados no portal eletrônico IEEE Xplore; (a) com citação do termo inter-harmônica no título do artigo, (b) com citação do termo inter-harmônica no resumo do artigo.....	23
Figura 2. 1 – Forma de onda do sinal resultante.....	32
Figura 2. 2 – (a) Forma de onda do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.	32
Figura 2. 3 – (a) Forma de onda de três ciclos do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.	33
Figura 2. 4 – (a) Forma de onda de doze ciclos do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.	34
Figura 2. 5 – Detalhe do espectro resultante.	35
Figura 2. 6 – (a) Forma de onda de seis ciclos do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.	36
Figura 2. 7 - Forma de onda do sinal em estudo.	38
Figura 2. 8 - Espectros de frequência obtidos para cada tipo de janelamento utilizado.....	39
Figura 2. 9 - Caracterização dos grupos e subgrupos de inter-harmônicas.	40
Figura 2. 10 - Erros relativos e absolutos obtidos para cada tipo de janelamento.....	41
Figura 2. 11 – Diagrama de blocos da rotina de geração de um sinal com modulação.....	44
Figura 2. 12 – Etapas de composição do sinal resultante.	44
Figura 2. 13 – (a) Forma de onda do sinal resultante (60 ciclos), (b) espectro de frequência do sinal resultante.	45
Figura 2. 14 – Diagrama de blocos da rotina de geração de um sinal modulado pela superposição de frequências inter-harmônicas.	46
Figura 2. 15 – Etapas de composição do sinal resultante através da superposição de frequências inter-harmônicas.	47
Figura 2. 16 - Tipos construtivos de fornos a arco elétrico.	48
Figura 2. 17 – Diagrama unifilar simplificado de sistema com forno a arco elétrico.	49
Figura 2. 18 – Formas de onda e espectros associados das correntes nas fases A, B e C, respectivamente.....	50
Figura 2. 19 – (a) Janela de três ciclos do sinal original na frequência fundamental e do sinal resultante e (b) detalhe da mudança do ponto de passagem por zero do sinal resultante após a sobreposição da componente inter-harmônica.....	53
Figura 2. 20 – Alteração do valor de pico de um sinal de corrente em função da presença de uma componente inter-harmônica com frequência de 249 Hz e amplitude de 15%.	54
Figura 2. 21 – Diagrama unifilar simplificado do sistema com filtro harmônico sintonizado de quinta ordem.	54

Figura 2. 22 – Resposta em frequência do ramo do filtro (LC).....	55
Figura 2. 23 – Espectro de frequência das correntes associadas à operação de um forno a arco elétrico.....	56
Figura 2. 24 – Resposta em frequência da impedância própria da barra do filtro (13,8 kV)....	57
Figura 2. 25 – (a) Forma de onda da corrente do forno um minuto após o início de operação (período de fusão); (b) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da segunda harmônica; (c) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da terceira harmônica.	57
Figura 2. 26 – (a) Forma de onda da corrente do forno cinco minutos após o início de operação (período de fusão); (b) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da segunda harmônica; (c) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da terceira harmônica.	58
Figura 2. 27 – (a) Forma de onda da corrente do forno quinze minutos após o início de operação (período de refino); (b) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da segunda harmônica; (c) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da terceira harmônica.	58
Figura 2. 28 – Aparecimento de componente <i>CC</i> nos sinais resultantes em função da presença de inter-harmônicas.....	61
Figura 3. 1 – Forma de onda do sinal resultante.....	65
Figura 3. 2 – Tipos de flutuação de tensão.	67
Figura 3. 3 – (a) Diagrama simplificado da ligação da carga e (b) diagrama fasorial.	68
Figura 3. 4 – Janela de medição de tensão em um barramento de 380 Volts.....	70
Figura 3. 5 – (a) Capacitor chaveado a tiristores, (b) reator controlado a tiristores, (c) reator controlado a tiristores com capacitor fixo, (d) solução mista CCT + RCT.	75
Figura 3. 6 – Representação unifilar simplificada do STATCOM.....	77
Figura 3. 7 – Característica <i>V versus I</i> do reator a núcleo saturado.	77
Figura 4. 1 – Curva de sensibilidade visual normalizada para lâmpada incandescente de 230 V / 60 W.....	83
Figura 4. 2 – Diagrama funcional da metodologia IEC.....	86
Figura 4. 3 – Diagrama simplificado do <i>flickermeter</i> IEC.	87
Figura 4. 4 – Diagrama de blocos do <i>flickermeter</i> desenvolvido.	88
Figura 4. 5 – Diagrama de blocos do sinal de entrada com modulação quadrática.....	89
Figura 4. 6 – Exemplo de modulação retangular da tensão de entrada (saída <i>A</i>). (a) forma de onda da tensão, (b) alteração da escala para melhor visualização da modulação retangular.	89
Figura 4. 7 – Diagrama de blocos do adaptador da tensão de entrada.	90
Figura 4. 8 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa do bloco 1.	90
Figura 4. 9 – Tensão normalizada na saída do bloco 1 (saída <i>B</i>).	91

Figura 4. 10 – Diagrama de blocos do demodulador quadrático (bloco 2).	92
Figura 4. 11 – Tensão na saída do bloco 2 do <i>flickermeter</i> (saída C).	92
Figura 4. 12 – Diagrama de blocos para ponderação em frequência (bloco 3).	93
Figura 4. 13 – Resposta em frequência do filtro passa-alta do bloco 3.	93
Figura 4. 14 – Resposta em frequência do filtro Butterworth passa-baixa, com frequências de corte iguais a 35 Hz (230V/50Hz) e 42 Hz (120V/60Hz).	95
Figura 4. 15 – Estrutura do filtro de ponderação em frequência no <i>Simulink</i> [®]	96
Figura 4. 16 – Resposta do filtro de ponderação em frequência normalizado em 8,8 Hz.	97
Figura 4. 17 – Sinal de saída do bloco 3 (saída D).	97
Figura 4. 18 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa de primeira ordem, com frequência de corte igual a 0,5305 Hz.	98
Figura 4. 19 – Estrutura do bloco 4 do <i>flickermeter IEC</i> implementado no <i>Simulink</i> [®]	99
Figura 4. 20 – Sinal de saída do bloco 4 (saída E); (a) 30 segundos de simulação e (b) etapa de regime permanente.	99
Figura 4. 21 – Amostragem e discretização da sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>).	100
Figura 4. 22 – Função de probabilidade complementar (FPC).	101
Figura 4. 23 – Exemplo de medição real dos indicadores <i>Pst</i> e <i>Plt</i>	103
Figura 4. 24 – Funções de probabilidade cumulativa para diferentes quantidades de classes consideradas.	104
Figura 4. 25 – Valores de <i>Pst</i> calculados com base em diferentes números de classes.	104
Figura 4. 26 – Exemplo de interpolação linear para cálculo do valor de <i>Sf</i> correspondente ao valor percentil 50%.	105
Figura 4. 27 – Formação do vetor de limites de classes.	106
Figura 4. 28 – Algoritmo de programação para implementação simplificada do bloco 5 do <i>flickermeter IEC</i>	108
Figura 4. 29 – Código de implementação do arquivo de entrada de dados do <i>flickermeter IEC</i>	109
Figura 4. 30 – Comparativo das metodologias de cálculo do indicador <i>Pst</i> (bloco 5).	109
Figura 4. 31 – Comparativo das metodologias de cálculo do indicador <i>Pst</i> (bloco 5).	110
Figura 4. 32 – Comparativo dos erros máximos obtidos no cálculo do indicador <i>Pst</i> (bloco 5).	111
Figura 4. 33 – (a) Forma de onda da tensão simulada (127V/60Hz com 10% de modulação em 8,8Hz), (b) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia original proposta pela IEC e (c) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia simplificada.	112
Figura 4. 34 – (a) Forma de onda da tensão medida em um barramento de 138 kV, (b) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia original proposta pela IEC e (c) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia simplificada.	112

Figura 4. 35 – Resultados dos testes de calibração para o indicador sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>).....	114
Figura 4. 36 – Resultados dos testes de calibração para a sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>).	115
Figura 4. 37 – Resposta do indicador de severidade de <i>flicker</i> de curta duração (<i>Pst</i>) para diferentes valores de frequência de amostragem da tensão de entrada.....	116
Figura 4. 38 – Resposta da sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>) para diferentes valores de frequência de amostragem da tensão de entrada.....	117
Figura 4. 39 – Tempo de processamento da sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>) em função da frequência de amostragem da tensão de entrada.....	117
Figura 4. 40 – Tempo de processamento do indicador de severidade de <i>flicker</i> (<i>Pst</i>) em função da frequência de amostragem da tensão de entrada.....	118
Figura 5. 1 – Exemplo de formas de onda de tensão com distorção harmônica.	121
Figura 5. 2 – Exemplo de formas de onda de tensão com superposição de componentes de frequência inter-harmônica.	122
Figura 5. 3 – Surgimento de modulação quando da presença de componentes inter-harmônicas.	122
Figura 5. 4 – Ausência de modulação quando da presença de componentes harmônicas equilibradas e constantes no tempo.....	123
Figura 5. 5 – Sistema para sobreposição de componentes harmônicas e inter-harmônicas a um determinado sinal na frequência fundamental.	123
Figura 5. 6 – Resultados de simulação para a situação 1. (a) Percepção da inexistência de modulação na amplitude do sinal resultante; (b) sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>). ...	124
Figura 5. 7 – Resultados de simulação para a situação 2. (a) Percepção de modulação na amplitude do sinal resultante; (b) sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>).....	125
Figura 5. 8 – Sensação instantânea de <i>flicker</i> em função da sobreposição de componentes de frequências inter-harmônicas ao sinal fundamental, considerando-se uma amplitude fixa da componente inter-harmônica em 1,0%.	126
Figura 5. 9 – Indicador de severidade de <i>flicker</i> (<i>Pst</i>) em função da sobreposição de componentes de frequências inter-harmônicas ao sinal fundamental, considerando-se uma amplitude fixa da componente inter-harmônica em 1,0%.	127
Figura 5. 10 – Curva de sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>) unitária (1,0 pu).	127
Figura 5. 11 – Curva de severidade de <i>flicker</i> de curta duração (<i>Pst</i>) unitário (1,0 pu).....	128
Figura 5. 12 – Limites propostos para as componentes de tensão com frequências inter-harmônicas.	129
Figura 5. 13 – Comparação entre os valores obtidos pelo modelo desenvolvido e os valores indicados pela IEEE no <i>draft</i> 3 da norma IEEE 519.	130

Figura 6. 1 – Frequências de flutuação <i>versus</i> frequências inter-harmônicas	133
Figura 6. 2 – (a) Forma de onda e espectro resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 45 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental; (b) forma de onda e espectro resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 195 Hz e amplitude de 30% em relação à fundamental.	134
Figura 6. 3 – (a) Forma de onda e (b) variação do valor eficaz resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 45 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental; (c) forma de onda e (d) variação do valor eficaz resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 195 Hz e amplitude de 30% em relação à fundamental.....	136
Figura 6. 4 – Modulação do valor eficaz da tensão resultante quando da sobreposição de frequências inter-harmônicas ao sinal de tensão fundamental.....	137
Figura 6. 5 – (a) Tensão resultante da sobreposição de uma componente inter-harmônica com frequência igual a 50 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental, (b) espectro de frequência da tensão resultante, (c) modulação da envoltória da tensão de pico e (d) modulação do valor eficaz.	138
Figura 6. 6 – (a) Tensão resultante da sobreposição de uma componente inter-harmônica com frequência igual a 225 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental, (b) espectro de frequência da tensão resultante, (c) variação da envoltória da tensão de pico e (d) variação do valor eficaz.....	139
Figura 6. 7 – Frequências de <i>flicker</i> com base na equação (6.1).....	140
Figura 6. 8 – Cálculo do <i>Pst</i> para frequências inter-harmônicas de mesma magnitude e que produzam uma frequência de <i>flicker</i> igual a 30 Hz.	141
Figura 6. 9 – Topologia dos filtros digitais do <i>flickermeter</i> da IEC.....	141
Figura 6. 10 – Espectro de frequência do sinal em quadratura da tensão resultante.....	143
Figura 6. 11 – Resposta em frequência dos filtros tipo passa-baixa e passa-alta do bloco 3.	144
Figura 6. 12 – Espectro de frequência do sinal em quadratura da tensão resultante e envoltória dos filtros.	144
Figura 6. 13 – Espectro de frequência do sinal em quadratura da tensão resultante e envoltória dos filtros.	146
Figura 6. 14 – Resumos das análises realizadas.	147
Figura 6. 15 – Esquema de montagem do gerador de flutuações de tensão.....	148
Figura 6. 16 – Fotografia do gerador de flutuações de tensão desenvolvido.	149
Figura 6. 17 – Exemplo de uma tensão real aplicada na lâmpada para modulação senoidal.	149
Figura 6. 18 – Exemplo de modulação da tensão da lâmpada. (a) forma de onda e respectivo envelope de modulação da tensão de pico, (b) espectro da tensão resultante.....	150
Figura 6. 19 – Estrutura de laboratório implementada para realização dos testes.....	151
Figura 6. 20 – Modulação do fluxo luminoso em lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas.....	152

Figura 7. 1 – Estrutura genérica de uma lâmpada fluorescente compacta.	157
Figura 7. 2 – Tipo (A): Lâmpada fluorescente compacta sem filtro CA.....	158
Figura 7. 3 – Tipo (B): Lâmpada fluorescente compacta com filtro CA.....	158
Figura 7. 4 – Tipo (C): Lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo <i>valley-fill</i>	158
Figura 7. 5 – Tipo (D): Lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo <i>valley-fill</i> melhorado.	158
Figura 7. 6 – Forma de onda da corrente CA em uma lâmpada fluorescente compacta de 26 W: (a) obtida através de simulação; (b) obtida através de medição.	160
Figura 7. 7 – Formas de onda da corrente CA e respectivo espectro harmônico de corrente: (A) lâmpada fluorescente compacta sem filtro CA; (B) lâmpada fluorescente compacta com filtro CA; (C) lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo <i>Valley-Fill</i> e, finalmente, (D) lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo <i>Valley-Fill</i> melhorado.	161
Figura 7. 8 – Variação do preço e das dimensões do capacitor do filtro CC em função de sua capacitância para uma mesma tensão nominal (base ano 2009).....	163
Figura 7. 9 – Modelo da LFC (Tipo A) utilizada nas simulações de impacto da capacitância do filtro CC.	163
Figura 7. 10 – Variação da forma de onda da corrente CA da lâmpada em função da capacitância do filtro CC.	164
Figura 7. 11 – Variação da tensão de <i>ripple</i> quando da variação da capacitância do filtro CC.	165
Figura 7. 12 – Variação do fator de crista quando da variação da capacitância do filtro CC.	165
Figura 7. 13 – Variação da distorção harmônica total de corrente (DHTi%) quando da variação da capacitância do filtro CC.	166
Figura 7. 14 – Variação das amplitudes das correntes inter-harmônicas quando da variação da capacitância do filtro CC.	166
Figura 7. 15 – Variação das amplitudes das correntes <i>true rms</i> e fundamental quando da variação da capacitância do filtro CC.	167
Figura 7. 16 – Principais equipamentos utilizados nos testes de laboratório.	168
Figura 7. 17 – Conexão da LFC de 23 Watts a uma fonte de potência Doble.	169
Figura 7. 18 – (a) Característica <i>V versus I</i> da lâmpada; (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga da lâmpada pelo lado de corrente alternada.	170
Figura 7. 19 – Espectro de frequências da corrente da lâmpada.	170
Figura 7. 20 – Espectro de frequências da corrente para o arranjo de lâmpadas.....	171
Figura 7. 21 – (a) Característica <i>V versus I</i> do conjunto de lâmpadas; (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga do conjunto de lâmpadas pelo lado de corrente alternada.	171
Figura 7. 22 – Espectro de frequências da corrente do conjunto de lâmpadas.....	172
Figura 7. 23 – (a) Característica <i>V versus I</i> da lâmpada LED (3 <i>Watts</i>); (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga da lâmpada pelo lado de corrente alternada.	173

Figura 7. 24 – Espectro de frequências da corrente de carga da lâmpada LED de 3 <i>Watts</i> . ..	174
Figura 7. 25 – (a) Característica <i>V versus I</i> do conjunto de lâmpadas; (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga do conjunto de lâmpadas pelo lado de corrente alternada.	174
Figura 7. 26 – Corrente de carga do conjunto de lâmpadas: (a) modulação do valor de pico e (b) modulação do valor eficaz.	175
Figura 7. 27 – Esquema de montagem para substituição dos capacitores eletrolíticos da lâmpada.	176
Figura 7. 28 – Ilustração de um dos testes realizados.	176
Figura 7. 29 – Variação da distorção harmônica total de corrente quando da variação da capacitância CC.	177
Figura 7. 30 – Variação das amplitudes das correntes inter-harmônicas quando da variação da capacitância CC.	177
Figura 7. 31 – Esquema de montagem dos testes de análise da flutuação de tensão.	179
Figura 7. 32 – Ilustração do esquema de montagem dos testes de análise da flutuação de tensão.	179
Figura 7. 33 – (a) Ciclo de operação do conjunto de lâmpadas; (b) indicador <i>Pst</i> sem a desconsideração dos registros associados aos transitórios dos filtros e (c) indicador <i>Pst</i> com a desconsideração dos registros associados aos transitórios dos filtros.	180
Figura 7. 34 – Resultados obtidos para os testes de percepção realizados considerando-se a lâmpada incandescente de 60 <i>Watts</i>	182
Figura 7. 35 – Resultados obtidos para os testes de percepção realizados considerando-se a lâmpada fluorescente compacta de 15 <i>Watts</i>	182
Figura C. 1 – Envelope de modulação da tensão de pico, (a) obtido através de modulação direta da tensão, (b) obtido através da sobreposição de componente inter-harmônica e (c) sobreposição dos envelopes representados pelas curvas A e B, evidenciando a coincidência das mesmas.	198
Figura C. 2 – Envelope de modulação da tensão eficaz, (a) obtido através da sobreposição de componente inter-harmônica, (b) obtido através de modulação direta da tensão, (c) destaque dos envelopes representados pelas curvas A e B e (d) diferença entre os envelopes de modulação da tensão eficaz (Curva A – Curva B).	199
Figura C. 3 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de 50 Hz e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de 50 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental.	200
Figura C. 4 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de 90 Hz e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de 90 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental.	200
Figura C. 5 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de 172 Hz e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de 172 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental.	201

Figura C. 6 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de 225 Hz e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de 225 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental.201

Lista de Quadros

Quadro 2. 1 – Definição matemática das componentes harmônicas e inter-harmônicas.	28
Quadro 3. 1 – Resumo das vantagens e desvantagens relacionadas aos principais métodos de atenuação de flutuações de tensão.	78
Quadro 4. 1 – Limites de severidade de flutuação de tensão propostos pela metodologia inglesa.	82
Quadro 4. 2 – Limites de severidade de flutuação da metodologia francesa.	84
Quadro 4. 3 – Parâmetros utilizados para o teste de calibração do modelo do <i>flickermeter IEC</i> – lâmpada 120 V/60Hz – Sensação instantânea de <i>flicker</i> (<i>Sf</i>).	114
Quadro 4. 4 – Parâmetros utilizados para o teste de calibração do modelo do <i>flickermeter IEC</i> – lâmpada 120 V/60Hz – Indicador de severidade de <i>flicker</i> de curta duração (<i>Pst</i>).	115
Quadro 5. 1 – Situações para teste do efeito de sensibilidade de cintilação luminosa na presença de componentes harmônicas e inter-harmônicas.	124
Quadro 6. 1 – Frequências inter-harmônicas e frequências de modulação da envoltória do sinal de tensão resultante.	132

Nomenclatura

Símbolos métricos

Símbolo	Descrição	Unidade do SI
V	<i>Tensão elétrica</i>	<i>Volts</i>
I	<i>Corrente elétrica</i>	<i>Ampère</i>
P	<i>Potência ativa</i>	<i>kW</i>
Q	<i>Potência reativa</i>	<i>kVAr</i>
S	<i>Potência aparente ou total</i>	<i>kVA</i>
t	<i>Tempo</i>	<i>s</i>

Outras Unidades

Unidade	Descrição	Nome
pu	<i>Por unidade</i>	<i>Pu</i>
$^{\circ}$	<i>Posição angular</i>	<i>Graus</i>
Hz	<i>Frequência ou velocidade angular</i>	<i>Hertz</i>

Letras Gregas

Símbolo	Descrição	Unidade
Ω	<i>Unidade de resistência elétrica</i>	<i>Ohm</i>

Outros símbolos

Símbolo	Descrição	Exemplo
$f()$	<i>Função algébrica</i>	$f(t)$
K	<i>Constante</i>	-
CC	<i>Corrente Contínua</i>	-
CA	<i>Corrente Alternada</i>	-
RMS	<i>Root Mean Square (valor eficaz)</i>	-
V_{pp}	<i>Tensão pico-a-pico</i>	<i>Volts</i>

Símbolos subscritos

Símbolo	Descrição	Exemplo
<i>h</i>	<i>Ordem harmônica</i>	I_h, V_h
<i>ih</i>	<i>Ordem inter-harmônica</i>	I_{ih}, V_{ih}
<i>k, n</i>	<i>Iteração</i>	X_k, X_n
<i>máx</i>	<i>Valor máximo</i>	$a_{máx}$
<i>min</i>	<i>Valor mínimo</i>	a_{min}

Siglas

Símbolo	Descrição
<i>IEEE</i>	<i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>UIE</i>	<i>International Union for Electricity Applications</i>
<i>TDF</i>	<i>Transformada Discreta de Fourier</i>
<i>LFC</i>	<i>Lâmpada Fluorescente Compacta</i>
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>LED</i>	<i>Light Emitting Diode (Diodo Emissor de Luz)</i>
<i>CPU</i>	<i>Central Processing Unit (Unidade Central de Processamento)</i>

Capítulo 1 – Introdução

Atualmente, a qualidade da energia elétrica representa uma das áreas da engenharia elétrica de maior interesse junto às indústrias, concessionárias de energia elétrica, centros de pesquisa e universidades em todo o mundo. Todas as cargas conectadas às redes elétricas locais, sejam elas residenciais, comerciais ou industriais, convivem com os efeitos associados a uma baixa qualidade da energia elétrica, ainda que eventualmente tais fenômenos possam não ser percebidos pelos usuários finais. Em termos práticos, é muito pouco provável que nos dias atuais exista alguma rede de energia elétrica que não apresente recorrência para algum tipo de problema associado com a qualidade da energia elétrica.

Alguns dos fenômenos diretamente associados ao termo qualidade da energia elétrica são conhecidos e estudados há décadas. Este é o caso das distorções harmônicas nas formas de onda da tensão e da corrente. Porém, a utilização do termo qualidade da energia elétrica no Brasil é relativamente nova, datando do início da década de noventa.

Inicialmente, o conceito associado à referida terminologia era substancialmente técnico, gerando um entendimento equivocado de que qualquer alteração na magnitude, na forma de onda ou na frequência das grandezas elétricas representava, necessariamente, um problema a ser resolvido. No entanto, um conceito mais adequado para a qualidade da energia elétrica deve estar necessariamente associado à questão da compatibilidade elétrica entre cargas, redes elétricas e fontes de suprimento. Em outras palavras, tal conceito deve possibilitar o entendimento de uma convivência harmoniosa entre os diversos agentes conectados aos sistemas elétricos, refletindo custos adequados e investimentos módicos tanto por parte das concessionárias de transmissão e distribuição de energia elétrica, quanto por parte das unidades consumidoras em geral, sejam elas industriais, comerciais ou residenciais. Nesse sentido, somente em 1997 foi finalmente sugerido um conceito mais abrangente e adequado para a qualidade da energia elétrica no Brasil, conforme apresentado a seguir [1].

“Energia elétrica de boa qualidade é aquela que garante o funcionamento contínuo, adequado e seguro dos equipamentos elétricos e processos associados, sem afetar o meio ambiente e o bem estar das pessoas.”

De uma forma geral, os fenômenos elétricos diretamente relacionados com o conceito em questão podem ser segmentados da seguinte forma:

- Variações de tensão em regime permanente;
- Variações de tensão de curta duração;
- Variações de frequência;
- Interrupções de fornecimento;
- Desequilíbrios;
- Flutuações de tensão;
- Transitórios;
- Distorções harmônicas.

Muito recentemente, contudo, um novo fenômeno elétrico foi incluído nessa listagem, são as chamadas inter-harmônicas. A maioria das referências técnicas publicadas trata o assunto das inter-harmônicas como sendo uma subdivisão do fenômeno associado com as distorções harmônicas. Porém, no presente trabalho, e em função de vários aspectos muito específicos associados com a questão das inter-harmônicas nas redes elétricas, o assunto será merecedor de uma itemização individual na listagem de fenômenos anteriormente apresentada.

Há cerca de 20 anos, o fenômeno das distorções harmônicas nas formas de onda da tensão e da corrente já era bastante conhecido. Porém, muito pouco se sabia sobre as chamadas inter-harmônicas. Na realidade, as causas e efeitos associados com a questão das inter-harmônicas nas redes elétricas são hoje amplamente estudados por engenheiros e pesquisadores em todo o mundo, sendo este, no momento, um assunto de grande evidência no âmbito da qualidade da energia elétrica.

Os gráficos mostrados na figura 1.1 mostram que as pesquisas sobre as inter-harmônicas vem ganhando espaço nas publicações técnicas do IEEE (*The Institute of Electrical and Electronics Engineers*).

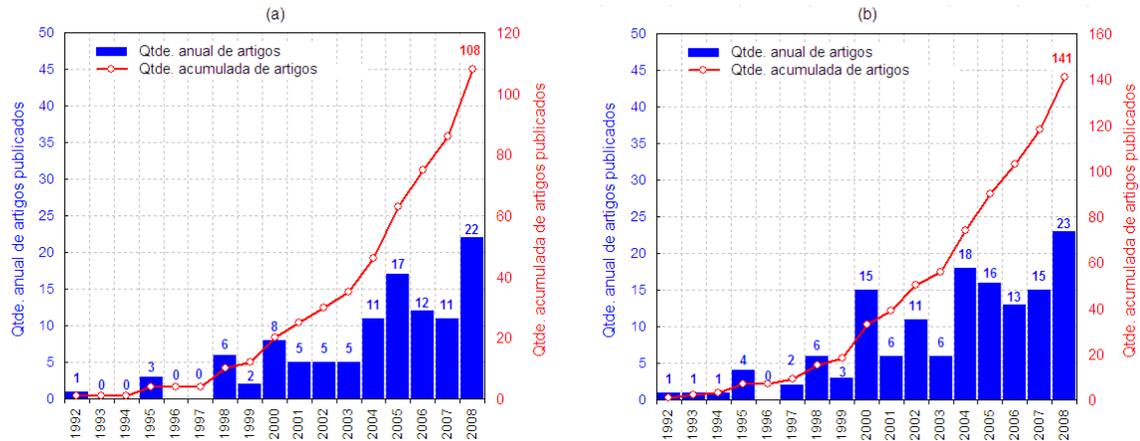


Figura 1.1 – Quantidade de artigos publicados no portal eletrônico IEEE Xplore; (a) com citação do termo inter-harmônica no título do artigo, (b) com citação do termo inter-harmônica no resumo do artigo.

Conforme se pode observar na figura 1.1, os gráficos indicam uma expressiva evolução do número de artigos publicados e disponibilizados no portal eletrônico *IEEE Xplore* (<http://ieeexplore.ieee.org>) entre os anos de 1992 e 2008. A figura 1.1(a), particularmente, apresenta a quantidade de artigos publicados com o termo inter-harmônica incluído em seu título. A figura 1.1(b), por sua vez, apresenta a quantidade de artigos publicados com o termo inter-harmônica citado em seu resumo. Em resumo, fica evidente que se trata de um assunto muito atual, com aumento de sua relevância a partir do ano 2000. Pode-se observar também que 2008 foi o ano no qual se verificou o maior número de publicações sobre o assunto em todo o período considerado. No entanto, apesar do crescimento exponencial da quantidade de publicações relacionadas com a questão das inter-harmônicas, o montante de artigos publicados ainda é muito inferior ao montante de artigos publicados sobre os demais temas associados com a qualidade da energia elétrica. De certa forma, isso evidencia que ainda existe muito trabalho a ser feito no âmbito das inter-harmônicas.

As inter-harmônicas podem ser definidas, de forma muito preliminar, como sendo componentes de tensão e/ou corrente com frequências não múltiplas inteiras da frequência fundamental da rede elétrica. Com base nessa definição, ainda que simplificada, pode-se ter o

entendimento de que a presença de componentes inter-harmônicas em um determinado sistema elétrico está necessariamente relacionada com a presença de componentes harmônicas no mesmo sistema. De certa forma este entendimento está correto, porém os efeitos relacionados com cada uma dessas grandezas são bastante distintos. Por exemplo, uma das particularidades mais importantes relacionadas com a questão das inter-harmônicas tem a ver com a quebra de um antigo paradigma da engenharia elétrica segundo o qual as flutuações de tensão nas redes elétricas estavam unicamente associadas com a operação de cargas que promoviam uma variação brusca na solicitação de potência reativa da rede. No entanto, como será mostrado no presente trabalho, a presença de uma simples inter-harmônica de tensão, com amplitude muito pequena, da ordem de milésimos em relação à fundamental, pode também produzir não somente flutuação de tensão na rede elétrica local como ainda níveis de cintilação luminosa (*flicker*) visíveis para a maioria dos observadores humanos. Também será mostrado que, em algumas situações, os níveis de flutuação de tensão nas redes elétricas não podem ser corretamente avaliados através do *flickermeter IEC*, cujo protocolo foi publicado no documento IEC 61.000-4-15 [2], na presença de componentes inter-harmônicas de tensão.

De uma forma geral, o presente trabalho tem por objetivo explorar o assunto relacionado com as componentes inter-harmônicas de tensão e corrente nos sistemas elétricos, abordando não somente os aspectos teóricos relacionados com o assunto, mas também a maioria dos impactos decorrentes do fenômeno. Nesse sentido, por exemplo, será demonstrada a diferença existente entre a modulação dos valores de pico e eficazes das tensões quando da análise do fenômeno da cintilação luminosa em diferentes tipos de lâmpadas. Também será comprovada a possibilidade de percepção do fenômeno da cintilação luminosa em lâmpadas fluorescentes compactas, quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas de frequências elevadas ao sinal de tensão fundamental.

Finalmente, o trabalho se apresenta estruturado em oito capítulos, os quais foram divididos conforme mostrado a seguir.

CAPÍTULO 1 – Introdução ao assunto das inter-harmônicas nas redes elétricas. Nesse capítulo foi mostrada a evolução do tema nas publicações do IEEE ao longo dos últimos anos, assim como foi realizada uma primeira abordagem acerca dos impactos decorrentes da presença das componentes inter-harmônicas de tensão e corrente nas redes de energia elétrica.

CAPÍTULO 2 – Apresentação dos fundamentos teóricos sobre inter-harmônicas, abordando as formas de quantificação do fenômeno, assim como as principais cargas geradoras e os impactos verificados nos sistemas elétricos de potência.

CAPÍTULO 3 – Em função da forte correlação existente entre o fenômeno das inter-harmônicas e as flutuações de tensão das redes elétricas, optou-se pela apresentação de um capítulo específico destinado à abordagem dos fundamentos teóricos sobre flutuações de tensão nas redes de energia elétrica, enfatizando suas origens, efeitos e os impactos decorrentes, assim como formas de atenuação do problema.

CAPÍTULO 4 – Também em função da forte correlação entre flutuação de tensão e inter-harmônicas, foi incluído no trabalho um capítulo específico para apresentação das metodologias existentes de quantificação das flutuações de tensão nos sistemas de energia elétrica. Nesse sentido, o referido capítulo apresentará detalhadamente a implementação de cada um dos cinco blocos funcionais do *flickermeter* IEC em ambiente *Matlab-Simulink*[®]. Será apresentada uma sugestão de implementação simplificada do bloco de tratamento estatístico da sensação instantânea de *flicker*. Finalmente, serão apresentados os resultados dos testes de calibração para validação do modelo computacional desenvolvido. A ferramenta computacional desenvolvida nesse capítulo será amplamente utilizada nos capítulos seguintes e constitui uma importante contribuição deste trabalho.

CAPÍTULO 5 – Apresentação de várias análises e simulações computacionais com o objetivo de promover um aprofundamento na questão da correlação entre inter-harmônicas de flutuação de tensão, notadamente no que diz respeito ao fenômeno da cintilação luminosa. Nesse capítulo será apresentada uma sugestão de limites para as amplitudes das componentes de tensão inter-harmônicas, tendo-se como base de análise os limites mundialmente aceitos para as amplitudes dos indicadores de severidade de cintilação luminosa.

CAPÍTULO 6 – Apresentação de várias análises e simulações computacionais com o objetivo de se verificar o desempenho do *flickermeter* IEC na quantificação dos indicadores de flutuação de tensão quando da presença de componentes inter-harmônicas de tensão. Nesse sentido, para o referido propósito, foram também realizados alguns testes de laboratório abrangendo a análise da variação do fluxo luminoso em lâmpadas incandescentes, assim como em lâmpadas fluorescentes compactas.

CAPÍTULO 7 – Realização de testes em laboratório acerca da sensibilidade e da emissividade verificadas em lâmpadas fluorescentes compactas. Nesse sentido, serão identificadas as frequências das correntes inter-harmônicas características geradas pelas lâmpadas, assim como sua sensibilidade ao fenômeno da cintilação luminosa. Em se tratando de uma carga geradora de correntes com frequências inter-harmônicas serão também apresentados os resultados de testes de laboratório comprovando a ocorrência de flutuação de tensão em barramentos onde se encontram instaladas algumas unidades de lâmpadas do tipo fluorescentes compactas. Finalmente, serão desenvolvidos modelos computacionais das referidas lâmpadas, assim como adaptações técnicas visando à diminuição dos impactos ocasionados por essa carga específica.

CAPÍTULO 8 – Apresentação das conclusões gerais do trabalho, suas propostas de continuação, assim como sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2 – Fundamentos Teóricos sobre Inter-harmônicas

2.1) Introdução

Ao longo dos últimos anos, notadamente no início do século XXI, foram publicados vários trabalhos relacionados às inter-harmônicas nos sistemas de potência. Contudo, muito pouco ainda se sabe sobre o real significado da presença destas componentes nas redes de energia elétrica. Neste sentido, o presente capítulo tem por objetivo apresentar os fundamentos físicos e matemáticos associados ao assunto, as principais cargas geradoras de inter-harmônicas, os conceitos elétricos envolvidos, assim como os impactos decorrentes da presença destas frequências associados aos sistemas de energia elétrica, de uma forma geral.

2.2) Fundamentos Teóricos

2.2.1) Conceituação do termo inter-harmônicas

Originalmente, o termo inter-harmônica foi oficialmente definido pela norma européia IEC 1000-2-1 [3], cuja primeira edição foi publicada no ano de 1990. Segundo esta publicação, a conceituação para esta terminologia era a seguinte:

“Entre as frequências harmônicas de tensão e/ou corrente, outras frequências podem ser observadas, as quais não são múltiplas inteiras da frequência fundamental e podem aparecer tanto na forma de frequências discretas como na forma de um espectro de frequências contínuas.”

Com a atualização da Norma Européia IEC 61000-2-2 [4], a conceituação do termo inter-harmônicas foi redefinida, e simplificada, da seguinte forma:

“Inter-harmônicas são quaisquer frequências múltiplas não inteiras da frequência fundamental.”

Matematicamente, as harmônicas e inter-harmônicas podem ser definidas de uma forma relativamente simples e efetiva, como mostrado no quadro 2.1.

Quadro 2. 1 – Definição matemática das componentes harmônicas e inter-harmônicas.

Harmônicas	$f = h \times f_1$
Componente CC	$f = 0 \text{ Hz}$
Inter-harmônica	$f \neq h \times f_1$
Sub-harmônica	$f > 0 \text{ Hz} \text{ e } f < f_1$
Onde: - h é um número inteiro maior que zero; - f_1 é a frequência fundamental.	

Apesar de simples, este tipo de definição matemática é bastante efetivo e representa perfeitamente a conceituação de cada uma destas grandezas. O termo frequência sub-harmônica (ou subsíncrona), apesar de bastante utilizado, não possui uma definição oficial, sendo o mesmo a representação de um caso especial de inter-harmônicas, compostas por frequências maiores que zero e menores que a frequência fundamental.

Uma vez apresentada a definição matemática relacionada às inter-harmônicas, resta a quantificação destas frequências, em termos de amplitude, na composição dos sinais de tensão e corrente das redes elétricas. A seguir, através de um desenvolvimento matemático relativamente simples, será demonstrada a forma de quantificação das componentes de frequências inter-harmônicas associadas a um determinado sinal periódico, assim como as dificuldades associadas com a identificação destas frequências.

2.2.2) Fundamentos matemáticos da Transformada Discreta de Fourier (TDF) para quantificação das componentes de frequências inter-harmônicas

Fundamentalmente, o conceito associado às frequências harmônicas baseia-se na análise da Série de Fourier, a partir da qual é possível representar um determinado sinal em função de suas componentes de frequência. Em termos práticos, esta análise possibilita a reconstrução de um determinado sinal periódico não senoidal, no domínio da frequência, através de um somatório de componentes senoidais com diferentes amplitudes.

Considerando-se um sinal $f(t)$ definido no intervalo $(-T/2, T/2)$, com período T , tem-se que a série de Fourier correspondente a este sinal é definida conforme indicado na equação (2.1).

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cdot \cos\left(\frac{n \cdot 2\pi \cdot t}{T}\right) + b_n \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot 2\pi \cdot t}{T}\right) \right] \quad (2.1)$$

Onde os coeficientes de Fourier, expressos por a_n e b_n são:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot \cos\left(\frac{n \cdot 2\pi \cdot t}{T}\right) \cdot dt \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.2)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot 2\pi \cdot t}{T}\right) \cdot dt \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.3)$$

O sinal $f(t)$ pode também ser expresso em função da forma complexa da série de Fourier, conforme mostrado na equação (2.4).

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F(k \cdot \omega_1) e^{j \cdot k \cdot \omega_1 \cdot t} \quad (2.4)$$

Onde:

- $\omega_1 = 2\pi/T$ representa a frequência angular fundamental;
- $F(k \cdot \omega_1)$ representa o coeficiente de Fourier na k -ésima ordem harmônica.

Da análise das equações (2.1) ou (2.4), observa-se que um sinal periódico não senoidal pode facilmente ser decomposto em uma série de componentes senoidais com frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental. Ressalta-se também que a série de Fourier é infinita, tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo.

A transformação de um sinal contínuo no domínio do tempo, através da série de Fourier, é uma ferramenta muito importante em vários segmentos da engenharia, porém, sua implementação computacional completa é extremamente difícil e, por certas vezes, inviável. Dessa forma, de modo a ser possível o cálculo computacional da série de Fourier, é necessário que o sinal analisado seja discreto, no domínio do tempo e da frequência, assim como tenha

uma dimensão finita. Neste sentido, torna-se então necessária a conceituação da Transformada Discreta de Fourier (TDF), a qual torna possível o cálculo computacional e possui as mesmas propriedades que a transformação usual.

Assim, considerando-se, por exemplo, que o sinal contínuo $f(t)$ é amostrado a uma frequência de N amostras por ciclo, ou seja, $T_S = T/N$, onde T_S representa a frequência de amostragem e T o período do sinal em estudo, a Transformada Discreta de Fourier para este mesmo sinal será dada por:

$$F(\omega_k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n) e^{-j(2\pi/N)n.k} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.5)$$

onde:

$$\omega_k = \left(\frac{2\pi}{T_S \cdot N} \right) \cdot k = \left(\frac{2\pi}{T} \right) \cdot k ;$$

$F(\omega_k)$ = chamado espectro de $f(n)$.

A função $f(n)$, neste caso, é assumida como sendo a repetição de um ciclo do sinal periódico amostrado para todo k . Em outras palavras, a amostra do sinal analisado consiste da repetição de um mesmo ciclo para toda a dimensão dessa mesma amostra.

A resolução da frequência angular, segundo a qual o espectro do sinal é discretizado, é determinada pelo número de ciclos da janela amostral, conforme equação (2.6) a seguir:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{p \cdot T} = \frac{2\pi f}{p} = \frac{\omega_1}{p} \quad (2.6)$$

onde:

- $\Delta\omega$ é a resolução em frequência do espectro do sinal amostrado;
- T é o período do sinal amostrado;
- p é o número de ciclos da janela de amostragem;
- ω_1 é a frequência fundamental do sinal.

Assim, se a janela amostral possuir a dimensão de um único ciclo da função $f(t)$, fazendo-se $p = 1$ na equação (2.6), a resolução do espectro em termos de frequência será igual

a ω_1 rad/s. Em outras palavras, neste caso o espectro do sinal $f(t)$ possuirá apenas componentes múltiplas inteiras da frequência fundamental. São as chamadas frequências harmônicas.

Em contrapartida, caso seja considerada uma janela de amostragem contendo mais de um ciclo do sinal em estudo, será possível obter um espectro composto por componentes com frequências não múltiplas da frequência fundamental. São as chamadas frequências de ordens não inteiras, ou inter-harmônicas. Para efeito de exemplo, considerando-se um sinal de tensão, cuja janela de amostragem possui um comprimento de 05 (cinco) ciclos da frequência fundamental de 60 Hz, a resolução em frequência do espectro deste sinal será igual a $\Delta f = 60/5 = 12\text{Hz}$. Desta forma, o espectro resultante será composto por componentes de frequências iguais a 12, 24, 36 Hz, e assim por diante.

Em termos práticos, conforme será demonstrado mais adiante, para uma melhor e mais efetiva quantificação das inter-harmônicas nos sinais de corrente e tensão dos sistemas elétricos, deve ser utilizada uma janela amostral contendo o maior número possível de ciclos destes sinais, resultando em uma melhor resolução em frequência do espectro associado.

Para ilustração deste fato, assim como das dificuldades associadas à identificação das frequências inter-harmônicas em um dado sinal, considere-se o sinal indicado em (2.7), o qual é composto por duas frequências distintas, a frequência fundamental em 60 Hz e uma inter-harmônica com frequência de 90 Hz possuindo metade da amplitude da componente fundamental.

$$x(t) = 1,0 \times \text{sen}(2\pi.t.60) + 0,5 \times \text{sen}(2\pi.t.90) \quad (2.7)$$

Da análise da figura 2.1, a qual ilustra a forma de onda do sinal resultante representado por (2.7), pode-se facilmente perceber o efeito modulador provocado pela presença da componente inter-harmônica. Esta é a principal característica visível indicativa da presença de inter-harmônicas em um determinado sinal. Para todos os sinais analisados no presente capítulo foi considerada uma frequência de amostragem igual a 100 amostras por ciclo da componente fundamental.

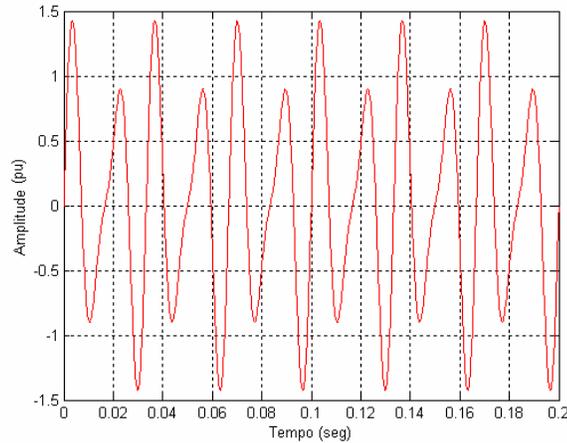


Figura 2. 1 – Forma de onda do sinal resultante.

Aplicando-se a Transformada Discreta de Fourier a este sinal, utilizando-se para este propósito uma janela de dois ciclos de duração do sinal fundamental, ou $33,3 \text{ ms}$, tem-se como resultado um espectro com resolução de 30 Hz , conforme indicado em (2.8).

$$\Delta\omega = \frac{\omega_1}{p} = \frac{60}{2} = 30 \text{ Hz} \quad (2.8)$$

Desta forma, para uma resolução espectral de 30 Hz , é possível identificar com certa precisão, componentes de frequências múltiplas inteiras desta frequência, ou seja, $30, 60, 90, 120 \text{ Hz}$, etc. Para o caso do sinal utilizado em (2.7), portanto, a componente de 90 Hz será facilmente identificada no espectro de frequências de decomposição deste sinal. A figura 2.2 ilustra os resultados obtidos.

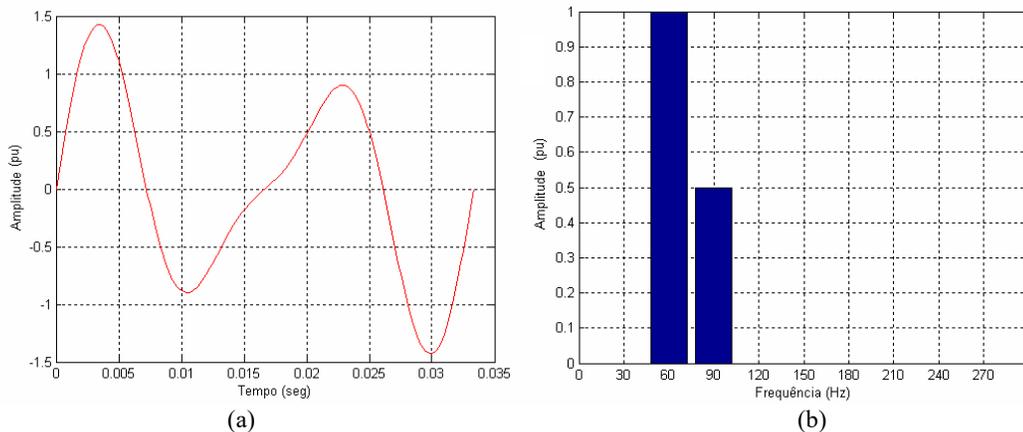


Figura 2. 2 – (a) Forma de onda do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.

Conforme pode ser verificado na figura 2.2(b), as frequências de 60 e 90 Hz encontram-se perfeitamente identificadas no espectro do sinal discretizado no domínio da frequência. Repetindo-se a análise anterior, porém utilizando-se desta vez uma janela amostral com duração de três ciclos do sinal fundamental, ou 50 ms, tem-se a nova resolução espectral indicada em (2.9).

$$\Delta\omega = \frac{\omega_1}{p} = \frac{60}{3} = 20 \text{ Hz} \quad (2.9)$$

Desta forma, considerando-se agora a nova resolução espectral de 20 Hz para a discretização em frequência do sinal em análise, é possível identificar com certa precisão, componentes de frequências múltiplas inteiras desta frequência, ou seja, 20, 40, 60, 80 Hz, etc. Para o caso do sinal utilizado em (2.7), portanto, a componente de 90 Hz, por não ser múltipla inteira da resolução espectral de 20 Hz, não poderá mais ser facilmente identificada no espectro de frequências de decomposição deste sinal. As figuras 2.3(a) e 2.3(b) ilustram este fato.

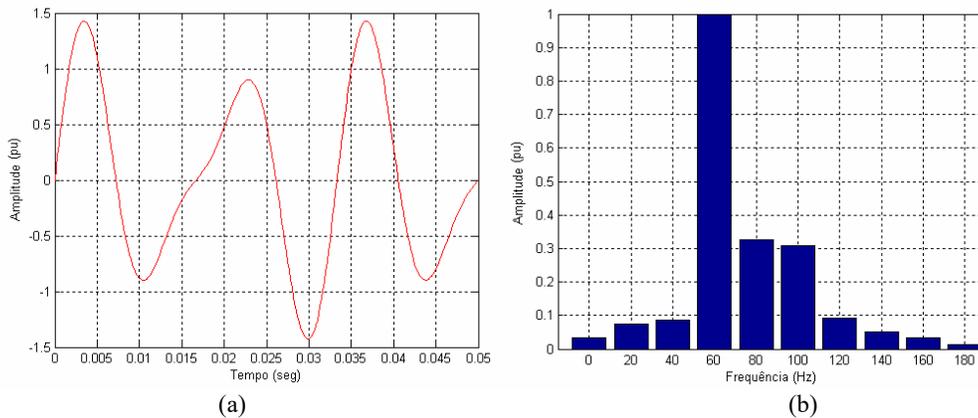


Figura 2. 3 – (a) Forma de onda de três ciclos do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.

Como pode ser observado na figura 2.3(b), após a aplicação da TDF surgem várias componentes de frequência com amplitudes diversas, principalmente em torno da frequência de 90 Hz, estando esta última fisicamente presente na composição do sinal original indicado em (2.7). Em resumo, pode-se dizer que apenas pela análise do espectro de frequências resultante da decomposição do sinal em estudo, através da aplicação da TDF, não é possível identificar com precisão as componentes inter-harmônicas, nem tampouco as amplitudes associadas às mesmas.

Este fato é explicado através do efeito denominado “espalhamento de espectro” [5], sendo o mesmo uma característica intrínseca à formulação da Transformada Discreta de Fourier. Em função deste efeito, novas componentes inter-harmônicas podem ser “geradas” no espectro de frequências sem, no entanto, estarem fisicamente incorporadas ao sinal original. De forma a possibilitar um melhor entendimento acerca deste fenômeno, associado à TDF, considere-se um sinal formado por quatro componentes de frequência, conforme indicado em (2.10), onde além da frequência fundamental em 60 Hz, estão presentes as componentes de frequência inter-harmônica de 12, 90 e 160 Hz, todas com amplitudes iguais à metade da amplitude da frequência fundamental.

$$x(t) = 1,0 \times \text{sen}(2\pi.t.60) + 0,5 \times \text{sen}(2\pi.t.12) + 0,5 \times \text{sen}(2\pi.t.90) + 0,5 \times \text{sen}(2\pi.t.160) \quad (2.10)$$

Considerando-se desta vez uma janela amostral com duração de 12 (doze) ciclos do sinal fundamental, ou 200 ms, tem-se uma resolução espectral de 5 Hz, conforme mostrado em (2.11), sendo possível identificar, com certa precisão, componentes de frequências múltiplas inteiras desta frequência, ou seja, 5, 10, 15, 20 Hz, etc.

$$\Delta\omega = \frac{\omega_1}{p} = \frac{60}{12} = 5 \text{ Hz} \quad (2.11)$$

As figuras 2.4(a) e 2.4(b) ilustram a forma de onda do sinal resultante, assim como o espectro de frequências resultante da aplicação da TDF a este sinal, respectivamente.

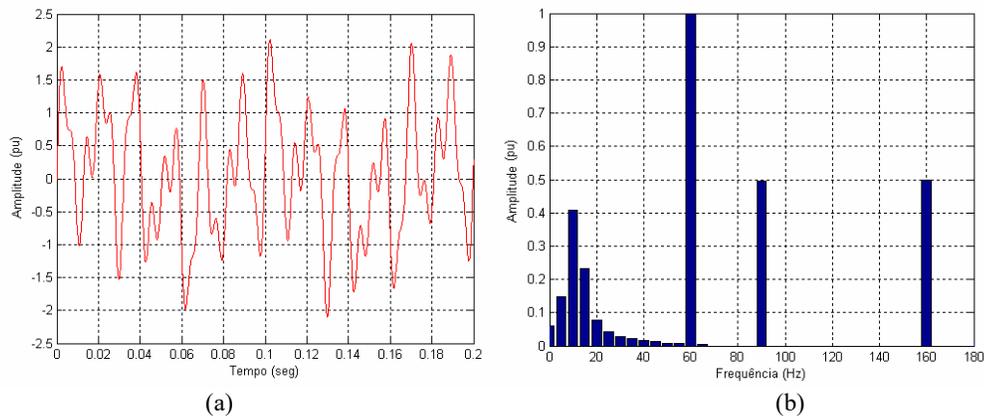


Figura 2. 4 – (a) Forma de onda de doze ciclos do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.

Como verificado na figura 2.4(b), após a aplicação da TDF, as componentes de 90 e 160 Hz, por serem as mesmas múltiplas inteiras da resolução do espectro (5 Hz), aparecem facilmente identificadas e quantificadas no espectro de decomposição do sinal. Em contrapartida, a frequência de 12 Hz, a qual também compõe fisicamente o sinal original, não pode ser facilmente identificada pelo espectro. Desta forma, e mais uma vez em função do efeito de espalhamento de espectro, intrínseco à Transformada Discreta de Fourier, surgem várias frequências fantasmas na composição do espectro resultante, dificultando a identificação das componentes fisicamente presentes no sinal original.

A figura 2.5 ilustra o mesmo espectro indicado na figura 2.4(b) destacando-se as frequências imediatamente adjacentes à componente de 12 Hz. Como pode ser observado, o espectro é composto por frequências de 5, 10, 15, 20 Hz, ..., sem no entanto, estarem as mesmas fisicamente presentes no sinal original indicado em (2.10).

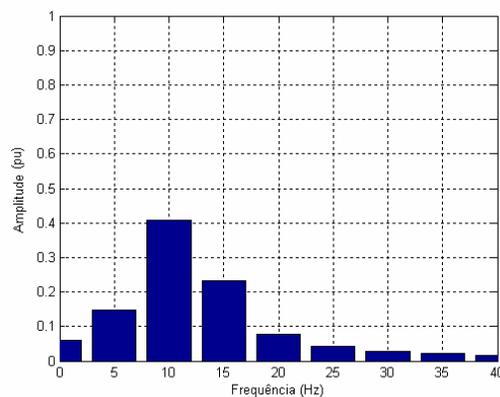


Figura 2. 5 – Detalhe do espectro resultante.

De acordo com o que foi apresentado até esse ponto, conclui-se que quanto maior a duração da janela amostral, melhor e mais eficiente será a identificação das componentes inter-harmônicas de um determinado sinal. Em outras palavras, quanto maior a duração da janela amostral, maior será a resolução em frequência do espectro resultante da aplicação da TDF, aumentando-se, desta forma, as chances da correta identificação e quantificação de uma determinada frequência inter-harmônica fisicamente presente no sinal. Desse modo, em função da necessidade de janelas amostrais de grande duração, outro fator importante dificulta a correta identificação das frequências inter-harmônicas, qual seja: o comportamento muito dinâmico dessas componentes nos sistemas elétricos de potência. Assim, com a utilização de uma janela amostral de grande duração (maior que 60 ciclos), existe sempre a probabilidade de que neste

período as componentes inter-harmônicas se modifiquem, incorrendo em uma análise equivocada através da aplicação da Transformada Discreta de Fourier para esta janela.

Para ilustração deste fato, considere-se o sinal indicado em (2.12), o qual representa uma janela amostral de 100 ms de duração (6 ciclos), sendo que na primeira metade da janela tem-se a presença física de uma componente inter-harmônica de frequência 80 Hz e, na segunda metade, uma componente de frequência 140 Hz, ambas com amplitudes iguais à metade da amplitude da onda fundamental.

$$x(t) = \begin{cases} 1,0 \times \text{sen}(2\pi.t.60) + 0,5 \times \text{sen}(2\pi.t.80), & \text{para } 0 \leq t \leq 0,05 \text{ seg} \\ 1,0 \times \text{sen}(2\pi.t.60) + 0,5 \times \text{sen}(2\pi.t.140), & \text{para } 0,05 < t \leq 0,10 \text{ seg} \end{cases} \quad (2.12)$$

Considerando-se a janela amostral utilizada, com duração de 6 (seis) ciclos, tem-se uma resolução espectral de 10 Hz, conforme indicado em (2.13), sendo possível identificar, a princípio, conforme mostrado anteriormente, componentes de frequências múltiplas inteiras desta frequência, ou seja, 10, 20, 30, 40 Hz, etc.

$$\Delta\omega = \frac{\omega_1}{p} = \frac{60}{6} = 10 \text{ Hz} \quad (2.13)$$

As figuras 2.6(a) e 2.6(b) ilustram a forma de onda do sinal resultante, assim como o espectro de frequências resultante da aplicação da TDF a este sinal, respectivamente.

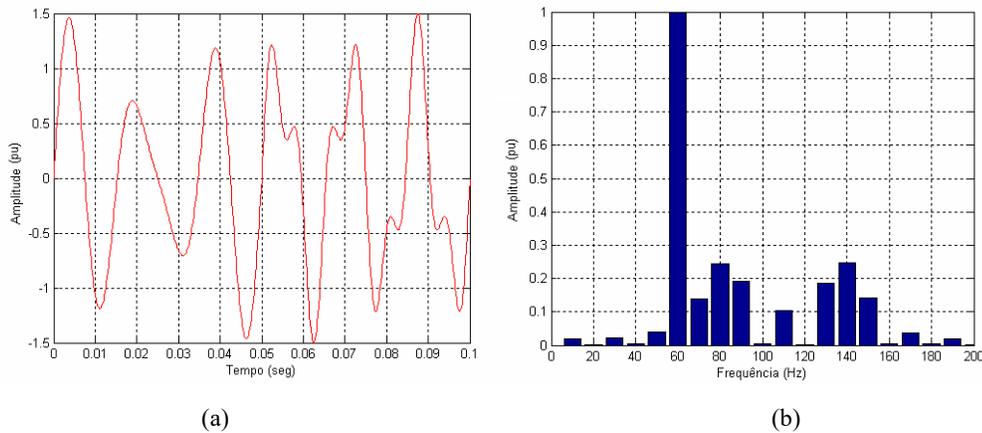


Figura 2. 6 – (a) Forma de onda de seis ciclos do sinal em estudo, (b) espectro de frequência resultante da aplicação da TDF ao sinal em estudo.

Conforme pode ser observado pela figura 2.6(b), mesmo sendo as frequências de 80 e 140 Hz, múltiplas inteiras da resolução espectral de 10 Hz, aparece ainda uma série de frequências adicionais, não presentes fisicamente no sinal original. Este fato resulta na constatação de que, além da necessidade de utilização de janelas amostrais de grande duração, é necessária também a utilização de uma grande quantidade de janelas, de forma a se identificar o real comportamento das frequências inter-harmônicas ao longo do tempo.

Pelos motivos abordados até o presente momento, conclui-se que a identificação e a quantificação de frequências inter-harmônicas nos sinais de tensão e corrente dos sistemas elétricos requerem uma grande quantidade de memória de *hardware* para os equipamentos digitais destinados a este tipo de análise, implicando em custos elevados e maior robustez para os mesmos.

No presente tópico foram apresentadas as formulações matemáticas envolvidas com a identificação e a quantificação das frequências inter-harmônicas, através da aplicação da Transformada Discreta de Fourier considerando-se janelas de amostragem retangulares fixas. Foram também mostrados os problemas e as dificuldades associadas à correta identificação das componentes inter-harmônicas nos sistemas elétricos de potência. Existem, no entanto, outras formas de quantificação das frequências inter-harmônicas, conforme será mostrado no tópico seguinte.

2.2.3) Outras técnicas para quantificação das componentes de frequências inter-harmônicas

A Transformada Discreta de Fourier, usada para a identificação e, principalmente, para a quantificação das amplitudes das componentes inter-harmônicas de tensão e corrente, apresenta uma grande sensibilidade à dessincronização da frequência fundamental do sistema. Adicionalmente, as rápidas variações de amplitude, assim como as baixas amplitudes (da ordem de milésimos em relação à componente fundamental) que caracterizam as componentes inter-harmônicas contribuem ainda mais para as dificuldades encontradas.

Nesse sentido, alguns trabalhos recentes [6] [7] [8] [9] [10] sugerem a utilização de novas técnicas para quantificação das componentes inter-harmônicas nas redes elétricas. Uma

das técnicas sugeridas pela bibliografia disponível refere-se à utilização da própria Transformada Discreta de Fourier, porém com a utilização de diferentes tipos de janelamento.

Nesse sentido, para ilustração da relevância do tipo de janelamento a ser utilizado através da TDF, considere-se o sinal indicado em (2.14).

$$x(t) = \text{sen}(377 \times t) + 0,3 \times \text{sen}(2,4 \times 377 \times t) \quad (2.14)$$

O sinal utilizado no presente exemplo numérico representa a sobreposição de uma componente inter-harmônica de 144 Hz (2,4 pu) com 30% de amplitude em relação à componente fundamental. A figura 2.7 mostra a forma de onda do sinal considerado em (2.14).

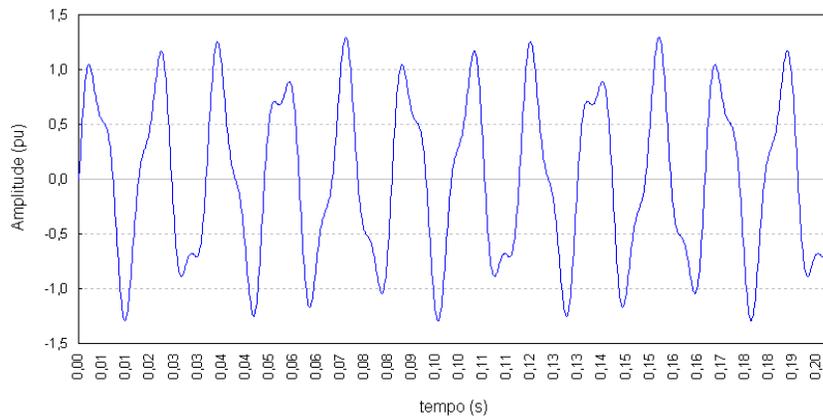


Figura 2. 7 - Forma de onda do sinal em estudo.

Na sequência, a TDF será aplicada ao sinal em estudo, para identificação e quantificação da componente inter-harmônica presente no sinal, considerando-se quatro tipos diferentes de janela amostral fixa, com duração de 12 ciclos e uma frequência amostral de 100 amostras por ciclo. Os tipos de janelas consideradas serão as seguintes: *Retangular*, *Hanning*, *Welch e Bartlett* [6] [7] [61].

A figura 2.8 ilustra os espectros de frequência obtidos, com uma resolução de 5 Hz, a partir da aplicação da TDF ao sinal indicado na equação (2.14).

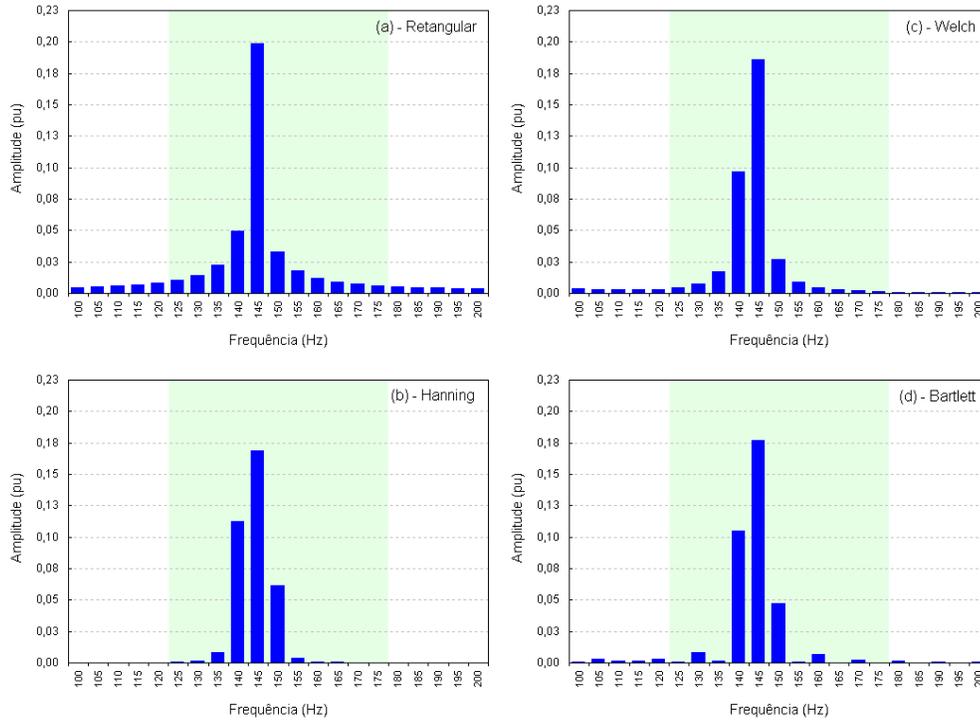


Figura 2. 8 - Espectros de frequência obtidos para cada tipo de janelamento utilizado.

Em termos qualitativos, a partir da análise da figura 2.8, percebe-se que a aplicação dos janelamentos dos tipos *Hanning* e *Bartlett* promove uma maior redução do efeito de espalhamento de espectro (intrínseco à TDF), comparativamente aos janelamentos do tipo retangular e *Welch*. Cabe então a análise da amplitude obtida para a componente inter-harmônica para cada tipo de janelamento considerado. Para esse propósito, especificamente, será utilizada a metodologia de grupos e subgrupos de inter-harmônicas definida pela *IEC 61.000-4-7* [11].

Segundo a *IEC 61.000-4-7*, as componentes de frequência inter-harmônica devem ser medidas em termos de grupos e subgrupos de inter-harmônicas. Em outras palavras, a *IEC* sugere a medição de grupos e subgrupos de componentes inter-harmônicas (ao invés de componentes individuais) situadas entre duas harmônicas. Para cada grupo e subgrupo de inter-harmônicas é realizada a medição do valor eficaz de todas as componentes do intervalo, com resolução espectral de 5 Hz (janela fixa de 12 ciclos). A caracterização dos grupos e subgrupos de inter-harmônicas é realizada conforme ilustrado na figura 2.9.

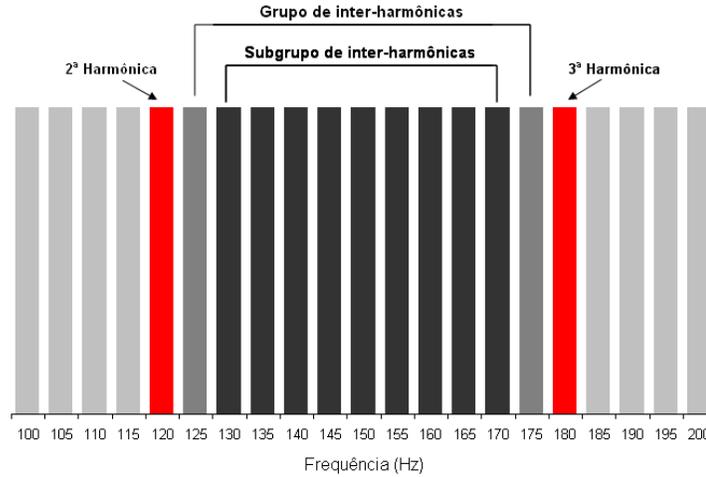


Figura 2. 9 - Caracterização dos grupos e subgrupos de inter-harmônicas.

No exemplo indicado na figura 2.9, estão representados o grupo e o subgrupo de inter-harmônicas $2\frac{1}{2}$. Ou seja, estão representados o grupo e o subgrupo de inter-harmônicas localizadas entre a segunda e a terceira harmônica. Dessa forma, cada grupo de inter-harmônicas compreende todas as frequências localizadas entre duas frequências harmônicas sequenciais. Do mesmo modo, cada subgrupo de inter-harmônicas compreende todas as frequências localizadas entre duas frequências harmônicas sequenciais, excluindo-se as frequências inter-harmônicas imediatamente adjacentes a cada frequência harmônica. Os valores eficazes correspondentes aos grupos e subgrupos de inter-harmônicas podem ser calculados conforme indicado em (2.15).

$$RMS_{GI} = \sqrt{\sum_{i=1}^{11} C_i^2} \quad \text{e} \quad RMS_{SGI} = \sqrt{\sum_{i=2}^{10} C_i^2} \quad (2.15)$$

onde:

RMS_{GI} = Valor eficaz do grupo de inter-harmônicas;

RMS_{SGI} = Valor eficaz do subgrupo de inter-harmônicas;

C_i = Valor eficaz da componente inter-harmônica de ordem i .

A partir dos valores eficazes calculados conforme as equações indicadas em (2.15), pode-se finalmente obter os erros associados à aplicação da TDF ao sinal em estudo, para cada tipo de janelamento considerado. A figura 2.10 mostra os resultados obtidos para o valor eficaz do grupo de inter-harmônicas de ordem $2\frac{1}{2}$, na qual se encontra a frequência inter-harmônica sobreposta ao sinal analisado (144 Hz).

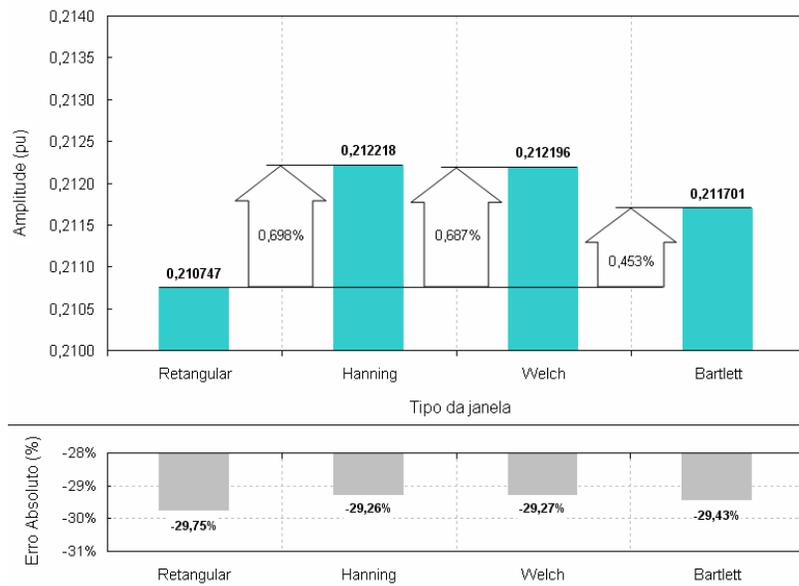


Figura 2. 10 - Erros relativos e absolutos obtidos para cada tipo de janelamento.

Conforme observado na figura 2.10, o tipo de janelamento apresenta pouca relevância para a amplitude do grupo de inter-harmônicas, de tal forma que os valores obtidos (em *pu*) ficaram muito próximos entre si. O maior erro relativo obtido entre os tipos de janelamento considerados foi de apenas 0,698%, quando comparados os janelamentos do tipo retangular e *Hanning*. Já o erro absoluto, relacionado ao valor de pico verdadeiro (0,30 *pu*) da componente inter-harmônica de 144 *Hz*, teve seu menor valor obtido para o janelamento do tipo *Hanning*, com 29,26% abaixo do valor real. Ainda assim, esse melhor resultado em termos absolutos situou-se apenas 0,49% (29,75% - 29,26%) mais adequado que o resultado obtido para o janelamento de menor desempenho.

Diante do exposto, em concordância com as constatações apresentadas em [7], e em detrimento às constatações apresentadas em [6], o tipo de janelamento a ser utilizado pela TDF parece, de forma muito preliminar, apresentar pouca influência na quantificação das amplitudes das componentes de frequências inter-harmônicas.

Além do tipo de janelamento utilizado na aplicação da Transformada Discreta de Fourier, outras técnicas relacionadas com, por exemplo, filtros de *Kalman* [12] [13] [56], transformada *wavelet* [8] [9] e redes neurais [10] [57] são também sugeridas por diversos pesquisadores ao redor do mundo. De qualquer forma, assim como para a Transformada Discreta de Fourier, os demais métodos existentes possuem suas limitações [10]. Por exemplo,

o processo recursivo associado com os algoritmos de redes neurais requer uma escolha muito apropriada dos parâmetros de entrada, caso contrário o mesmo resultará em uma convergência prematura, incorrendo erros substanciais aos valores estimados.

A utilização da transformada *wavelet*, por sua vez, apesar da relativa complexidade envolvida, parece estar sendo bem aceita na comunidade científica. De qualquer forma, são necessárias maiores investigações visando ao aprimoramento desta técnica na identificação e na quantificação das componentes inter-harmônicas presentes nas redes de energia elétrica.

Diante do exposto, e apesar da existência de outras técnicas para identificação e quantificação das frequências inter-harmônicas, todas as análises relacionadas com a questão das frequências inter-harmônicas, para os efeitos do presente trabalho, serão realizadas através da aplicação da Transformada Discreta de Fourier, com janela de amostragem fixa e retangular.

2.2.4) Principais cargas geradoras de inter-harmônicas

De uma forma geral, as componentes de frequências inter-harmônicas, de tensão e corrente, são geradas nos sistemas elétricos através da operação de cargas que possuem, basicamente, as seguintes características [11]:

- a) Variação ou flutuação da amplitude da componente fundamental e/ou de componentes harmônicas ao longo do tempo, como, por exemplo, verificado nos fornos a arco elétrico, máquinas de solda, etc;
- b) Frequência de chaveamento estático, através de elementos de eletrônica de potência, de forma não sincronizada com a frequência fundamental do sistema, como verificado nos cicloconvertidores e demais equipamentos com topologia de dupla conversão (CA-CC para CC-CA), os quais estão cada vez mais presentes na vida cotidiana das pessoas. Um importante exemplo deste tipo de carga são as modernas lâmpadas fluorescentes compactas.

No primeiro caso, relacionado à flutuação de um determinado sinal elétrico, podem ser consideradas duas interpretações distintas para o fenômeno, a saber [14]:

- A flutuação do sinal ocorre em função da variação no valor eficaz (ou de pico) da tensão ou corrente, resultante de uma modulação em amplitude deste mesmo sinal na frequência fundamental;
- A flutuação do sinal ocorre em função da superposição de um determinado conteúdo espectral ao sinal de frequência fundamental.

A seguir, será demonstrado que uma determinada amplitude de flutuação para um sinal elétrico específico pode ser obtida tanto pela modulação em amplitude do valor eficaz (ou de pico) deste sinal, como pela superposição de frequências inter-harmônicas a este mesmo sinal. Em outras palavras, será mostrado que frequências inter-harmônicas podem ser geradas por cargas com características de operação as quais compreendem uma modulação do sinal resultante de tensão e/ou corrente, assim como será demonstrado também, de forma inversa, que a presença de componentes inter-harmônicas em um determinado sinal está associada a uma modulação neste mesmo sinal. Matematicamente, a modulação de um sinal elétrico pode ser representada pela equação (2.16), conforme mostrado a seguir:

$$x(t) = X_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \times [k + m \cdot \cos(\omega_m \cdot t)] \quad (2.16)$$

onde:

- X_p é a amplitude da onda portadora;
- ω_p é a frequência angular da onda portadora;
- k é uma constante;
- m é a amplitude da onda moduladora;
- ω_m é a frequência angular da onda moduladora.

Para efeito de análise, será gerado um sinal hipotético conforme função indicada em (2.16), para o qual se tem: $X_p = 10,0 \text{ pu}$, $\omega_p = 60 \text{ Hz}$, $k = 9$, $m = 1,0 \text{ pu}$ e $\omega_m = 8 \text{ Hz}$.

O diagrama de blocos utilizado neste exemplo, e desenvolvido em ambiente *Matlab*[®]-*Simulink*[®], é mostrado na figura 2.11.

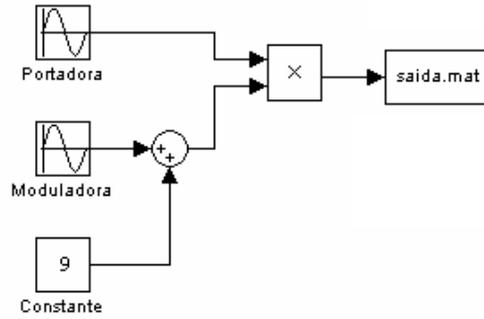


Figura 2. 11 – Diagrama de blocos da rotina de geração de um sinal com modulação.

A figura 2.12 ilustra a forma de onda obtida após o processamento de cada um dos blocos mostrados na figura 2.11.

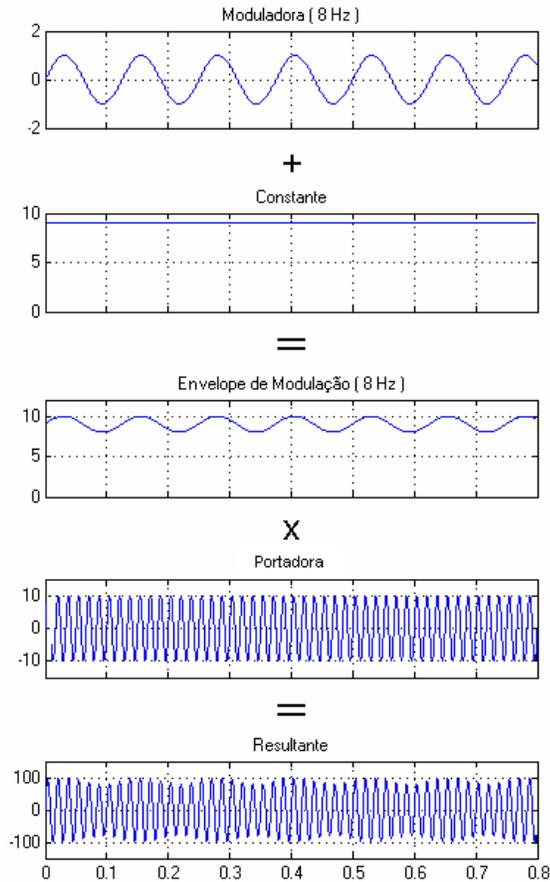


Figura 2. 12 – Etapas de composição do sinal resultante.

Aplicando-se a transformada discreta de Fourier ao sinal resultante indicado na figura 2.12, tem-se como resultado o espectro de frequência mostrado na figura 2.13.

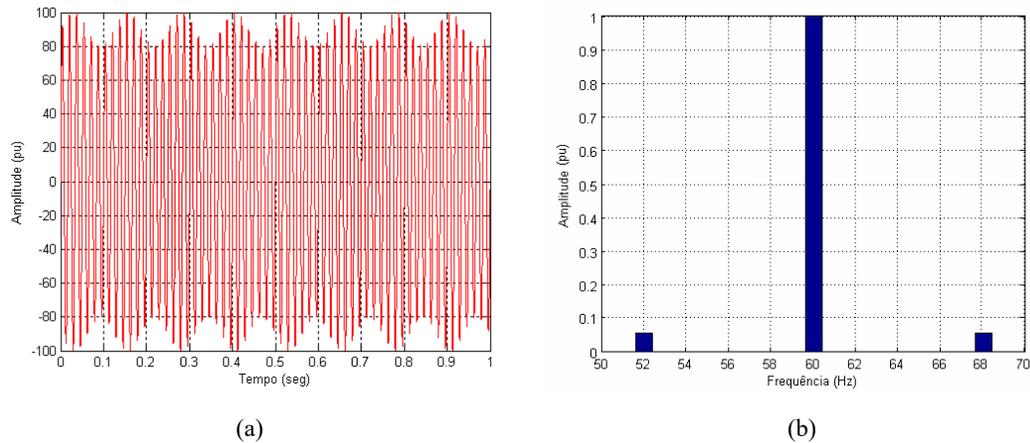


Figura 2. 13 – (a) Forma de onda do sinal resultante (60 ciclos), (b) espectro de frequência do sinal resultante.

Na figura 2.13(b) observa-se ainda que a amplitude das componentes de frequências 52 Hz e 68 Hz são idênticas e iguais a 5,55%.

De uma maneira generalizada, tem-se que a forma de onda de tensão e/ou corrente, resultante da operação de cargas que produzam flutuações de amplitude em função da variação do valor eficaz (ou de pico) possui em seu espectro de frequências componentes iguais a $(\omega \pm \omega_m)$, $(\omega \pm 2\omega_m)$, $(\omega \pm 3\omega_m)$, ..., $(\omega \pm n\omega_m)$, sendo ω_m igual a frequência da onda moduladora [4].

Desta forma, se um determinado sinal é modulado em amplitude a uma frequência de 8 Hz, como mostrado na figura 2.13, tem-se que seu espectro de frequências, após a aplicação da TDF, indicará a presença de componentes de frequências iguais a (60 ± 8) , (60 ± 16) , (60 ± 24) e assim por diante.

Uma vez demonstrada a geração de componentes inter-harmônicas através da operação de cargas que promovam uma modulação dos sinais de tensão e/ou corrente, pode-se também facilmente verificar que a superposição de frequências inter-harmônicas aos sinais de tensão ou corrente podem provocar uma modulação no referido sinal.

Desta maneira, tem-se que o mesmo sinal modulante, obtido conforme mostrado na figura 2.12, pode ser também gerado pela sobreposição de componentes inter-harmônicas cujas frequências sejam exatamente aquelas encontradas no espectro do sinal resultante indicado na figura 2.13(b), ou seja, 52 e 68 Hz, com amplitudes iguais a 5,55%.

Assim, utilizando-se a estrutura de diagrama de blocos mostrada na figura 2.14, também desenvolvida em ambiente *Matlab*[®]-*Simulink*[®], tem-se como resultado um sinal idêntico àquele obtido por modulação, conforme diagrama mostrado na figura 2.11.

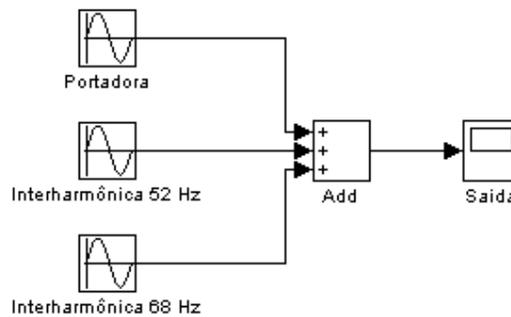


Figura 2. 14 – Diagrama de blocos da rotina de geração de um sinal modulado pela superposição de frequências inter-harmônicas.

O esquema mostrado na figura 2.14 é bastante simples e compreende tão somente a soma algébrica de três sinais analógicos, a componente fundamental em 60 Hz e duas componentes com frequências inter-harmônicas com amplitudes de 52 e 68 Hz, respectivamente.

A figura 2.15 ilustra a forma de onda obtida após o processamento de cada um dos blocos mostrados na figura 2.14.

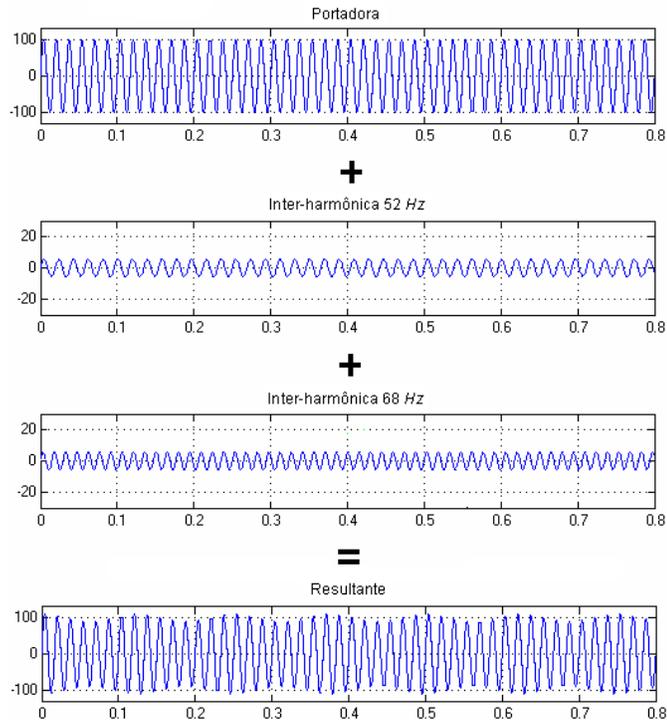


Figura 2. 15 – Etapas de composição do sinal resultante através da superposição de frequências inter-harmônicas.

A forma de onda resultante observada na figura 2.15 se assemelha, de forma bastante aproximada, à onda de corrente resultante da operação de um forno a arco elétrico direto, o qual consiste basicamente em um equipamento destinado à produção de aço através da fusão de sucata metálica. A energia necessária para o processo advém do calor promovido por arcos elétricos resultantes de contínuos e aleatórios curtos-circuitos de alta magnitude originados pela imersão de eletrodos de grafite em meio à sucata sólida.

Em função da importância dos fornos a arco elétrico em relação à geração de correntes com frequências inter-harmônicas, apresenta-se a seguir um pequeno resumo de informações associadas a esta carga, presente nos mais diversos sistemas elétricos ao redor do mundo.

Os fornos a arco elétrico podem ser caracterizados de acordo com a forma de operação de seus eletrodos e, particularmente, em função da disposição do arco elétrico associado, conforme a seguir [44]:

- **Forno a arco direto:** a potência útil se transforma em calor em maior parte no arco elétrico. Em termos práticos consiste no contato direto dos eletrodos do forno (energizados) com a sucata metálica fria. São os tipos mais utilizados de fornos a arco na produção de aço;
- **Forno a arco submerso:** a potência elétrica útil se transforma em calor em parte no arco (submerso) e em parte na matéria-prima. É também conhecido como forno panela, sendo comumente utilizado como um forno secundário, cujo objetivo é realizar o refino da sucata metálica derretida, liberando o forno principal (arco direto) para uma maior sequência de corridas;
- **Forno a arco indireto:** a potência útil se transforma em calor totalmente no arco elétrico. Nesse caso, os eletrodos operam totalmente dissociados da matéria-prima.

A figura 2.16 ilustra os tipos construtivos de fornos a arco elétrico.

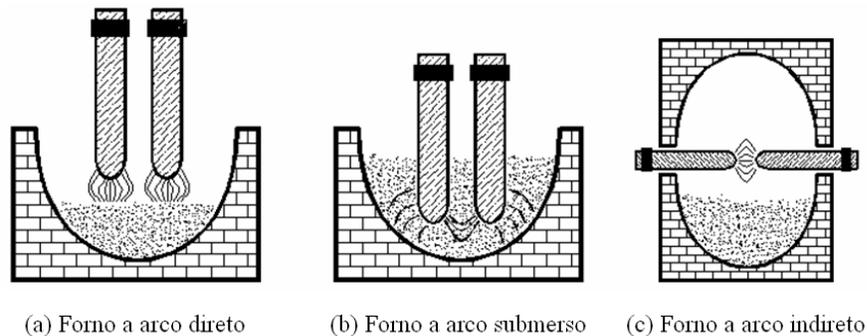


Figura 2. 16 - Tipos construtivos de fornos a arco elétrico.

Outra noção importante acerca dos fornos a arco elétrico refere-se aos estágios de operação do equipamento. Em geral, são definidos dois estágios distintos [45] [46] [47] [48]:

- **Período de fusão:** Do ponto de vista da qualidade da energia elétrica, é o estágio mais oneroso de operação do forno. De fato, neste período, para o caso dos fornos a arco direto, os eletrodos encontram-se atuando sobre uma massa metálica sólida muito heterogênea, e extremamente instável, de modo a ocorrerem variações bruscas e aleatórias da potência absorvida pelo forno. Em geral, o período de fusão tem uma duração total de até 10 minutos. Quando os eletrodos entram em curto-circuito a potência ativa absorvida pelo forno se reduz a quase zero, enquanto a

potência reativa, por outro lado, eleva-se de modo notável. O período de fusão é, portanto, caracterizado por rápidas variações, de elevadas magnitudes, das potências ativa e reativa, com predominância desta última. Consequentemente observam-se também grandes variações do fator de potência do forno, o qual, em certos momentos, atinge valores muito próximos de zero;

- **Período de refino:** o refino da matéria-prima fundida não produz nenhum distúrbio apreciável decorrente da operação do forno. O banho de matéria-prima fundida é suficientemente homogêneo para estabilizar perfeitamente os arcos e, conseqüentemente, a potência absorvida. O período de refino tem uma duração média que pode variar de 5 a 10 minutos.

A figura 2.17 ilustra um sistema elétrico real de suprimento a uma indústria siderúrgica a qual possui em operação um forno a arco direto de 44 MW de potência. O suprimento a esta planta industrial é realizado através de uma concessionária de distribuição de energia elétrica na tensão de 138 kV.

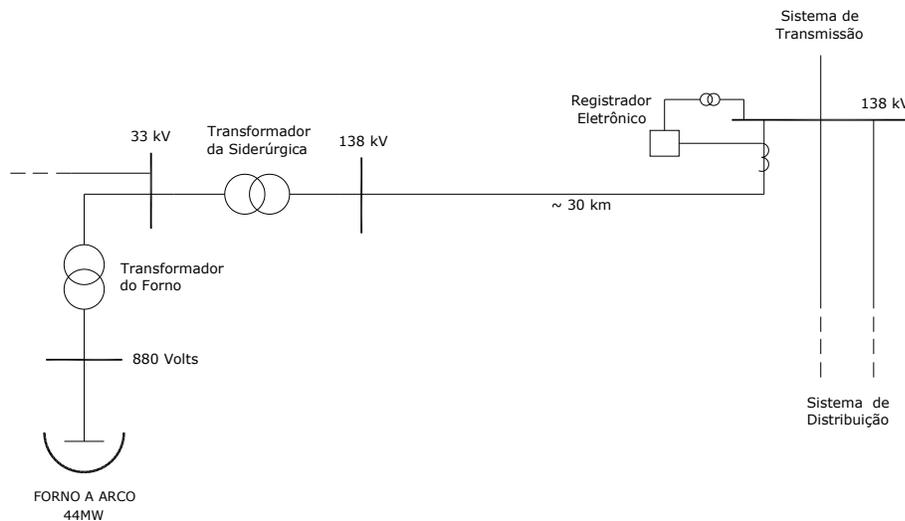


Figura 2. 17 – Diagrama unifilar simplificado de sistema com forno a arco elétrico.

Com o intuito de promover uma abordagem prática da presença de inter-harmônicas nos sistemas elétricos de potência, realizou-se uma monitoração digital dos sinais de tensão e corrente junto a um barramento de 138 kV da distribuidora local, a partir do qual se origina o circuito de alimentação às instalações industriais em questão e, particularmente, ao forno a arco

elétrico. A referida monitoração foi realizada através de um equipamento modelo RQE-III, da Reason Tecnologia Ltda.

A figura 2.18, ilustra a forma de onda, assim como o espectro de frequências associado ao sinal de corrente, registrada em cada uma das fases do circuito de alimentação do forno a arco, durante o período de fusão.

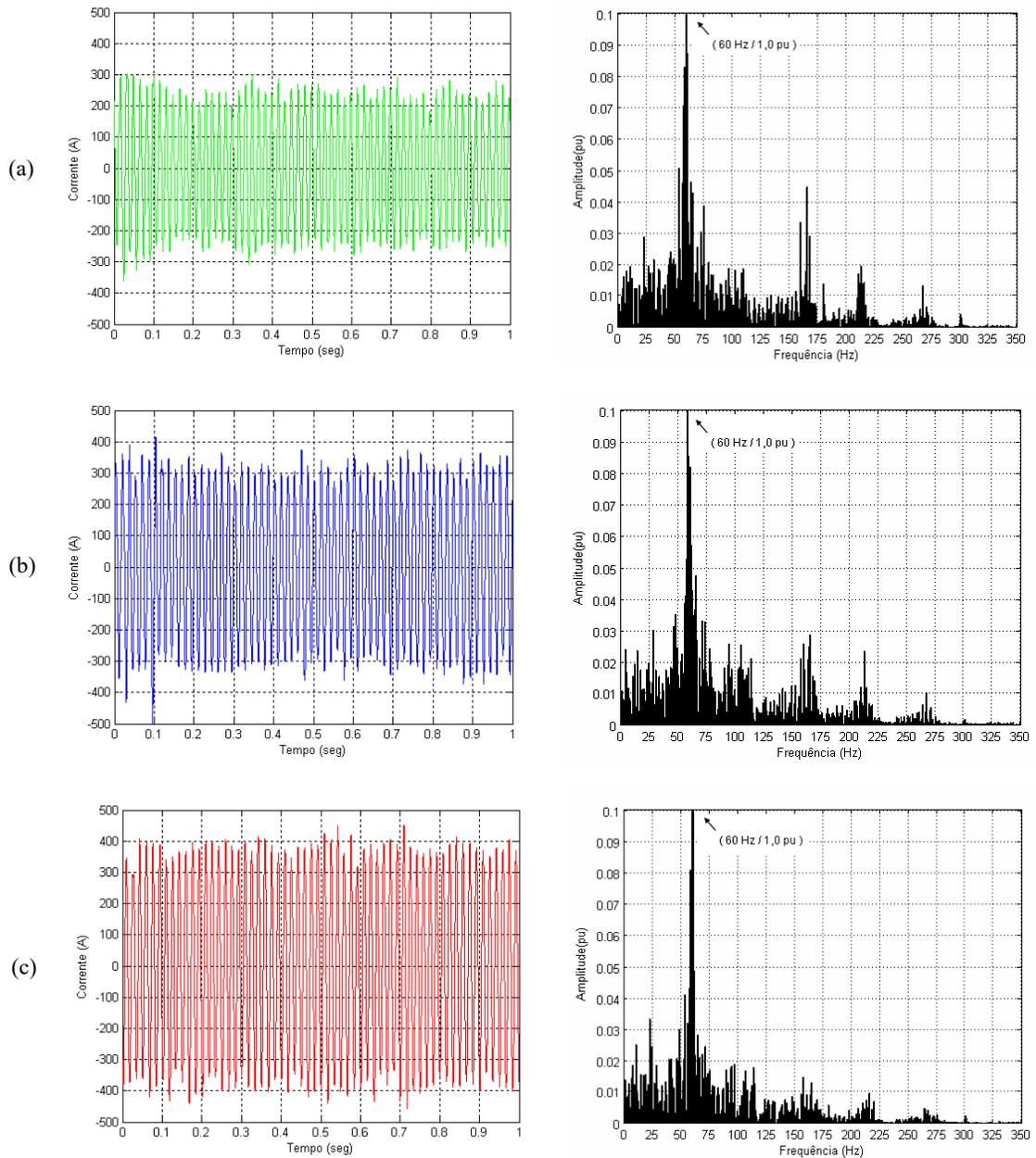


Figura 2. 18 – Formas de onda e espectros associados das correntes nas fases A, B e C, respectivamente.

Da análise das formas de onda de corrente indicadas na figura 2.18, fica evidente a presença de uma modulação aleatória no sinal de corrente monitorado, indicando assim a possível presença de componentes inter-harmônicas na composição do espectro de frequência das correntes de fase do referido circuito elétrico. Vale ressaltar, ainda, que as janelas de registro das amostras de corrente apresentadas (as quais foram registradas a uma frequência de 6000 *Hz*) possuem uma duração de 60 ciclos, o que resulta em uma resolução de 1,0 *Hz* para o espectro associado, conforme já demonstrado anteriormente.

O presente tópico apresentou as formas de geração de correntes e tensões inter-harmônicas nos sistemas elétricos, assim como as principais cargas associadas a este assunto. Para o caso específico das cargas que apresentam como característica básica de operação a flutuação da amplitude da componente fundamental de corrente e/ou tensão, apresentaram-se duas formas distintas de aparecimento de tal flutuação, a saber: pela variação no valor eficaz (ou de pico) da tensão ou corrente elétrica, assim como pela sobreposição de componentes de frequências inter-harmônicas ao sinal original. Foi também mostrado o resultado de uma monitoração digital dos sinais de corrente associados à operação de um forno a arco real com potência de 44 MW.

No tópico seguinte serão abordados os principais efeitos e impactos associados à presença de correntes e tensões com frequências inter-harmônicas nos sistemas de energia elétrica.

2.2.5) Impactos decorrentes da presença de tensões e correntes inter-harmônicas nos sistemas elétricos de potência

Até o presente momento, poucos trabalhos foram publicados sobre os impactos e efeitos da presença de componentes de frequência inter-harmônicas, de tensão e corrente, nos sistemas de energia elétrica, havendo ainda um vasto campo de análises e pesquisas a ser explorado em relação ao assunto. Dentre os principais efeitos citados na escassa literatura existente sobre o tema, podem ser identificados os seguintes [11] [15] [16]:

- Oscilações de baixa frequência em sistemas mecânicos;
- Falhas de sensores e equipamentos de comando elétrico que operam através da identificação da passagem por zero ou de pico dos valores instantâneos da tensão e/ou corrente elétrica;
- Sobrecarga e perda de vida útil em filtros harmônicos passivos;
- Aquecimento adicional em máquinas e condutores devido ao incremento de parcelas de perdas joulicas;
- Saturação de transformadores de corrente;
- Interferência em sistemas de telecomunicação;
- Incremento de ruídos audíveis em núcleos indutivos;
- Flutuação de tensão, com grande probabilidade de geração do fenômeno de cintilação luminosa ou *flicker*;
- Erros de medição em equipamentos destinados à monitoração de *flicker*.

Na tentativa de ilustrar os aspectos físicos associados a alguns dos efeitos acima mencionados, os próximos parágrafos apresentarão, de forma bastante sucinta, maiores detalhes sobre estas questões.

- **Oscilações de baixa frequência em sistemas mecânicos**

As oscilações de baixa frequência em sistemas mecânicos são originadas fundamentalmente pela propriedade das componentes de frequências inter-harmônicas em provocar uma modulação nos valores eficazes (ou de pico) nas tensões e correntes elétricas que alimentam tais sistemas, conforme já demonstrado no tópico anterior (ver figura 2.15). Neste aspecto, tem-se que algumas componentes inter-harmônicas, notadamente as frequências sub-harmônicas, podem estimular oscilações mecânicas em sistemas de máquinas rotativas devido a uma potencial excitação de ressonâncias mecânicas, reduzindo conseqüentemente a vida útil das máquinas. Em algumas indústrias como, por exemplo, as indústrias de produção de fios, onde a precisão dos acionamentos é um aspecto fundamental para a qualidade do produto final, a presença de componentes inter-harmônicas pode ocasionar vários problemas, incluindo-se perdas de produção. Trabalhos recentes sugerem que em função dos efeitos das inter-

harmônicas nas máquinas rotativas, as amplitudes para as componentes de frequências sub-harmônicas não devem ser superiores a 0,1%. De acordo com a referência [17], por exemplo, o aquecimento adicional no enrolamento do estator de um motor de indução, associado à presença de 0,1% de componente de tensão sub-harmônica nos terminais do motor, é equivalente ao aquecimento adicional provocado por 1,0% de desequilíbrio de tensão presente nos mesmos terminais.

- **Falhas de sensores e equipamentos de comando elétrico que operam através da identificação da passagem por zero ou de pico dos valores instantâneos da tensão e/ou corrente elétrica**

As falhas de sensores e equipamentos de proteção e comando elétrico, que operam através da identificação da passagem por zero dos valores instantâneos da tensão e/ou corrente elétrica, são mais bem explicadas através da figura 2.19, a qual ilustra o efeito da sobreposição de uma componente de frequência inter-harmônica de 30 Hz, com 25% de amplitude em relação ao sinal fundamental em 60 Hz.

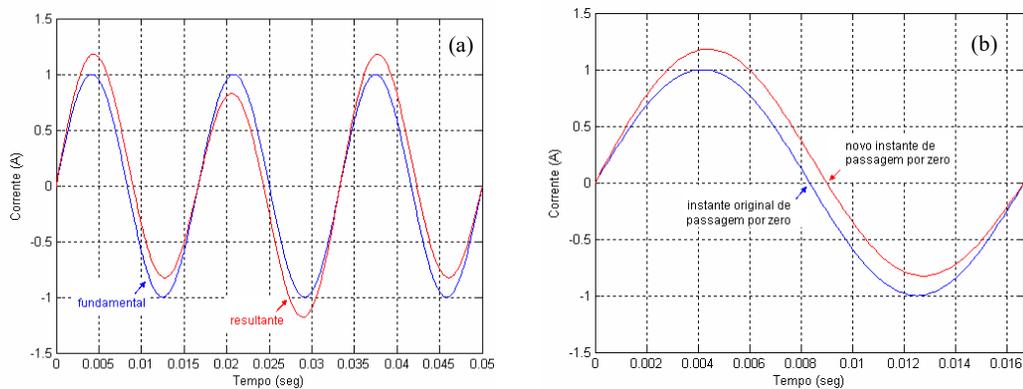


Figura 2. 19 – (a) Janela de três ciclos do sinal original na frequência fundamental e do sinal resultante e (b) detalhe da mudança do ponto de passagem por zero do sinal resultante após a sobreposição da componente inter-harmônica.

Como pode ser observado na figura 2.19, o efeito da sobreposição de uma componente de frequência inter-harmônica ao sinal fundamental original foi o de deslocar o ponto de passagem por zero deste sinal para a direita ou, em outras palavras, houve um atraso no ponto de passagem por zero. Em termos práticos, tem-se que equipamentos de controle e proteção que operam com base no instante de passagem por zero dos sinais de tensão e/ou corrente, podem operar assincronamente quando da presença de correntes ou tensões inter-harmônicas no sistema de energia elétrica.

Outra possibilidade de falha em equipamento de proteção está relacionada com a alteração do valor de pico das tensões ou correntes instantâneas, quando da presença de componentes inter-harmônicas nestes sinais. A figura 2.20 ilustra esta característica das frequências inter-harmônicas.

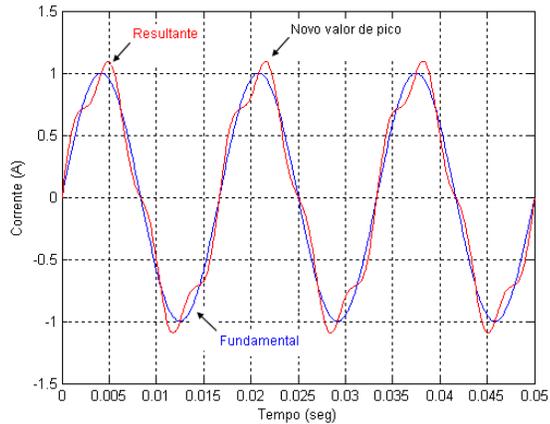


Figura 2. 20 – Alteração do valor de pico de um sinal de corrente em função da presença de uma componente inter-harmônica com frequência de 249 Hz e amplitude de 15%.

- **Sobrecarga e perda de vida útil em filtros harmônicos passivos**

Os efeitos de sobrecarga, e conseqüente perda de vida útil de filtros harmônicos passivos, ocorrem em função do fato de que a magnitude das frequências inter-harmônicas não é, em geral, prevista no dimensionamento desses equipamentos. Para ilustrar este efeito, considere-se um esquema simplificado de uma instalação contendo uma carga não-linear geradora de correntes harmônicas e inter-harmônicas, conforme mostrado na figura 2.21.

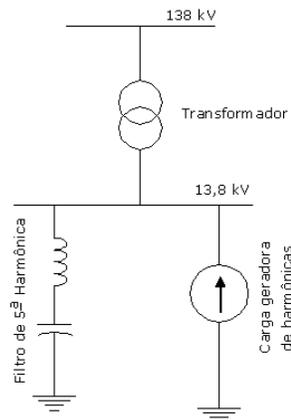


Figura 2. 21 – Diagrama unifilar simplificado do sistema com filtro harmônico sintonizado de quinta ordem.

Basicamente, o projeto de um filtro passivo sintonizado consiste na conexão de um ramo LC série em paralelo à barra para a qual se deseja minimizar a distorção harmônica de tensão. Neste ramo, o capacitor e o reator estão sintonizados e conectados em série, promovendo uma impedância série muito reduzida na frequência de sintonia, no caso 300 Hz (5^{a} harmônica). A figura 2.22 ilustra a resposta em frequência do filtro em análise.

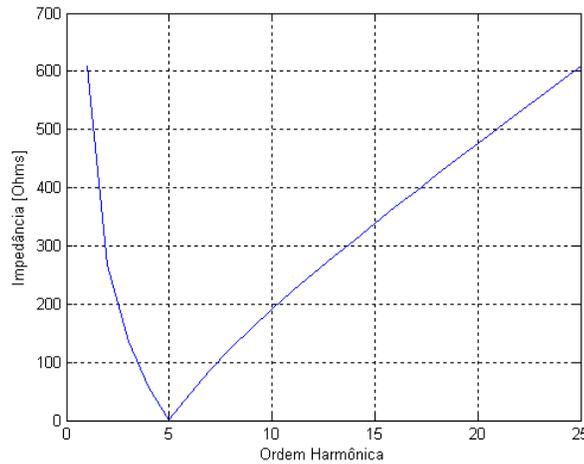


Figura 2.22 – Resposta em frequência do ramo do filtro (LC).

Ressalta-se que na figura 2.22 está sendo analisado apenas o ramo série do filtro e por esse motivo não está sendo representado o efeito da impedância a montante do barramento de carga, a qual altera ligeiramente a frequência de ressonância do filtro.

Como pode ser observado pela análise da figura 2.22, o filtro LC apresenta uma impedância muito baixa para a frequência de 300 Hz ($5,0\text{ pu}$). Ou seja, qualquer corrente circulante com esta frequência seria “retida” pelo filtro. Em termos práticos, o ramo LC sintonizado em 300 Hz implica um curto-circuito para correntes com esta mesma frequência, maximizando a corrente no ramo e minimizando a tensão de 300 Hz na barra de conexão do mesmo.

Contudo, e como já mostrado nos tópicos anteriores, os espectros de frequência de tensão e corrente nos sistemas elétricos podem apresentar frequências inter-harmônicas. Assim, caso existam correntes com estas frequências circulantes no circuito da figura 2.21, imediatamente adjacentes à frequência harmônica de 300 Hz , as mesmas também serão, em todo ou parcialmente, filtradas pelo ramo LC, sobrecarregando o mesmo para além de seus

valores de projeto, já que estas componentes não foram consideradas no projeto dos filtros. Como exemplo, considere-se o espectro de frequência das correntes associadas à operação de um forno a arco elétrico conforme indicado na figura 2.23.

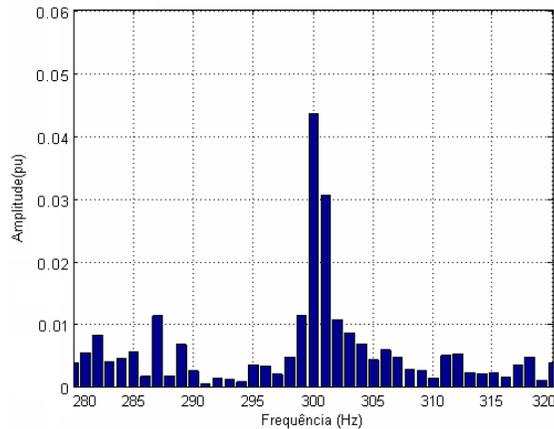


Figura 2. 23 – Espectro de frequência das correntes associadas à operação de um forno a arco elétrico.

Como pode ser verificado na figura 2.23, além da componente harmônica de 300 Hz, estão presentes no circuito várias outras componentes com frequências imediatamente adjacentes. Estas frequências, dependendo de sua magnitude, podem inclusive retirar automaticamente o filtro de operação em função da atuação da proteção contra sobrecarga, caso a mesma exista.

Um outro efeito associado à presença de inter-harmônicas em circuitos com filtros harmônicos passivos sintonizados diz respeito à exposição do equipamento a uma maior probabilidade de ocorrência de ressonância paralela, podendo esta danificar tanto o filtro quanto os demais equipamentos da instalação.

Considerando-se, para este efeito, a resposta em frequência da impedância própria equivalente do sistema elétrico, vista da barra de 13,8 kV indicada na figura 2.21, tem-se que uma condição de ressonância paralela é aquela na qual o valor desta impedância equivalente torna-se muito elevada. Assim, qualquer corrente com a mesma frequência de ressonância paralela, por menor que seja sua amplitude, produzirá sobretensões desastrosas para as instalações. A figura 2.24 ilustra a resposta em frequência da impedância própria do sistema em estudo, vista da barra de conexão do filtro em 13,8 kV.

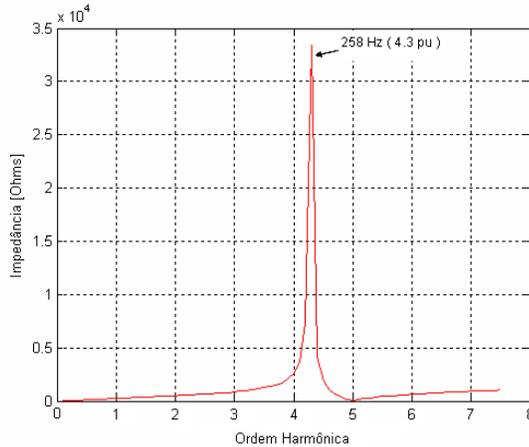


Figura 2. 24 – Resposta em frequência da impedância própria da barra do filtro (13,8 kV).

No presente exemplo, conforme mostrado na figura 2.24, a frequência de ressonância paralela é igual a 258 Hz. Assim, qualquer corrente com esta frequência provocará sérios danos ao filtro e aos demais equipamentos da instalação, em função da alta tensão produzida. Em geral, a frequência de ressonância paralela resultante da conexão de filtros harmônicos passivos sintonizados aos sistemas elétricos será uma frequência inter-harmônica.

Para efeito de ilustração, as figuras 2.25, 2.26 e 2.27 mostram as correntes absorvidas pela fase A de um forno a arco direto de 44 MW, medidas pelo lado de 138 kV, assim como seus respectivos espectros de frequência, com resolução de 1 Hz, em três momentos distintos de operação do forno.

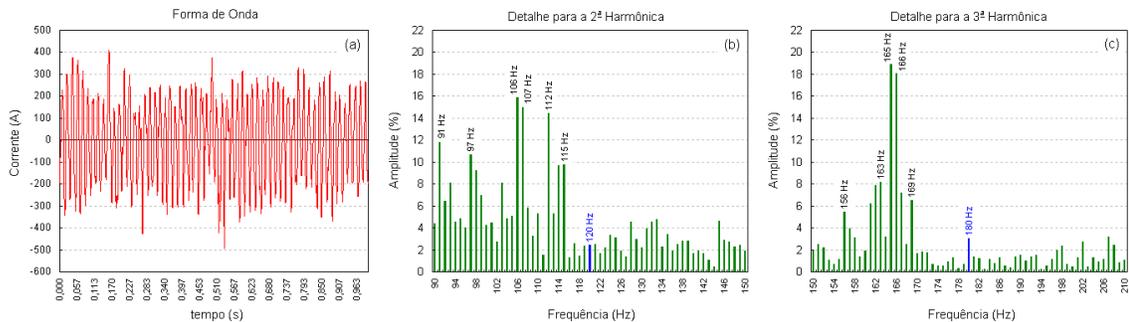


Figura 2. 25 – (a) Forma de onda da corrente do forno **um minuto** após o início de operação (período de fusão); (b) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da segunda harmônica; (c) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da terceira harmônica.

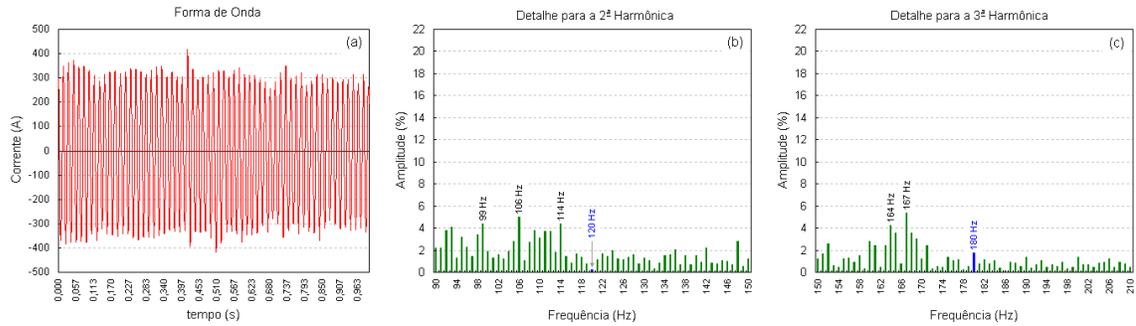


Figura 2. 26 – (a) Forma de onda da corrente do forno **cinco minutos** após o início de operação (período de fusão); (b) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da segunda harmônica; (c) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da terceira harmônica.

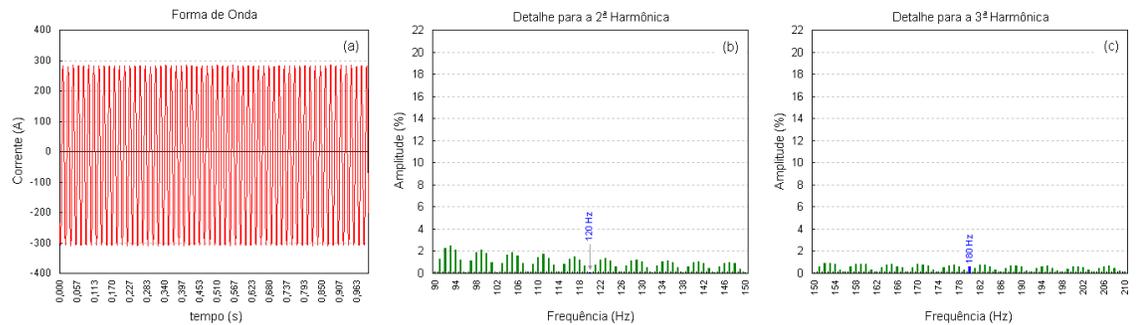


Figura 2. 27 – (a) Forma de onda da corrente do forno **quinze minutos** após o início de operação (período de refino); (b) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da segunda harmônica; (c) detalhe do espectro de frequências da corrente do forno em torno da terceira harmônica.

Na figura 2.25 é apresentada uma janela de corrente com 60 ciclos de duração, registrada um minuto após o início do período de fusão, sendo possível observar que a amplitude da inter-harmônica com frequência de 165 Hz, por exemplo, tem amplitude aproximadamente seis vezes maior que a amplitude da terceira harmônica. Esta disparidade, porém em menor amplitude, também pode ser verificada na figura 2.26(c). Finalmente, na figura 2.27, a qual mostra uma janela de corrente associada ao final do período de refino do forno, percebe-se apenas o efeito do espalhamento de espectro, não sendo identificadas componentes inter-harmônicas, ou mesmo harmônicas, com amplitudes relevantes.

Diante dessas constatações, é fortemente recomendável aos projetistas de filtros harmônicos a realização de medições específicas, com duração mínima de sete dias, visando conhecer o comportamento das componentes inter-harmônicas presentes em cada barramento do sistema analisado, antes da definição dos parâmetros físicos e elétricos dos referidos filtros.

• **Aquecimento adicional em máquinas e condutores devido ao incremento de parcelas de perdas joulicas**

As perdas adicionais verificadas em máquinas e condutores devido ao aumento de parcelas de perdas joulicas, em função da existência de correntes com frequências inter-harmônicas nas redes de energia elétrica, são proporcionais ao quadrado da corrente eficaz que circula pelos condutores de um determinado circuito elétrico. Basicamente, a análise associada ao aumento de perdas elétricas decorrentes da presença de correntes e tensões inter-harmônicas baseia-se nos mesmos fundamentos válidos para as frequências harmônicas, amplamente difundidas na literatura nacional e internacional. Dessa forma, as perdas joulicas em um dado elemento condutor podem ser matematicamente representadas conforme mostrado na equação (2.17).

$$Perdas = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 \cdot R_h \quad h = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.17)$$

Onde:

- h é a ordem harmônica;
- I_h é a corrente eficaz de ordem h ;
- R_h é a resistência do meio condutor na frequência h .

No caso da consideração das frequências inter-harmônicas, no entanto, haverá um aumento das parcelas que compõem o somatório indicado na equação (2.17) em função das novas frequências verificadas, não múltiplas inteiras da frequência fundamental. Dessa forma, a equação (2.17) pode ser rescrita conforme a seguir [18].

$$Perdas = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 \cdot R_h + \sum_{ih=r}^{\infty} I_{ih}^2 \cdot R_{ih} \quad \begin{cases} h = 1, 2, 3, \dots, \infty \\ ih = r, 2.r, 3.r, \dots, \infty \end{cases} \quad (2.18)$$

Onde:

- r é a resolução em frequência do espectro de corrente considerado.
- ih é a ordem inter-harmônica;
- I_{ih} é a corrente eficaz de ordem ih ;
- R_{ih} é a resistência do meio condutor na frequência ih ;
- h é a ordem harmônica;
- I_h é a corrente eficaz de ordem h ;
- R_h é a resistência do meio condutor na frequência h .

No caso de transformadores, tem-se também um aumento nas perdas devido à presença de componentes inter-harmônicas. Neste sentido, tem-se que inter-harmônicas de tensão aumentam as perdas no ferro, enquanto que as inter-harmônicas de corrente elevam as perdas no cobre. A elevação das perdas no cobre deve-se principalmente ao efeito pelicular, ou efeito *skin*, o qual implica uma não uniformidade na densidade de corrente na seção transversal do condutor, aumentando, dessa forma, a resistência efetiva do mesmo.

Para as máquinas rotativas, tem-se que o aumento das perdas no ferro e no cobre promove uma elevação no aquecimento da máquina, comprometendo seu rendimento, diminuindo o torque disponível e, principalmente, reduzindo sua vida útil. Também pode ser verificada uma elevação dos ruídos audíveis decorrentes da operação destas máquinas, quando da presença de componentes inter-harmônicas.

- **Saturação de transformadores de corrente**

Os relés e medidores de grandezas elétricas são geralmente conectados ao sistema de potência através de transformadores de corrente (TC) e/ou de potencial (TP). Para o caso particular dos transformadores de corrente, embora todos tenham o mesmo princípio de funcionamento, existem diferenças significativas entre os TCs de medição e aqueles destinados à proteção dos sistemas de energia elétrica. A primeira diferença relaciona-se com a classe de exatidão destes equipamentos que para os TCs de medição são inferiores a 1,2% e para os TCs de proteção são iguais a 10,0%.

Para efeito de análise do impacto das componentes de corrente com frequências inter-harmônicas, no entanto, a principal característica física dos TCs a ser considerada relaciona-se com a permeabilidade magnética do núcleo. Para os TCs de medição têm-se uma elevada permeabilidade magnética conferindo ao equipamento uma pequena corrente de magnetização, perdas reduzidas e, conseqüentemente, pequenos erros de correlação entre as correntes primárias e secundárias. Por outro lado, os mesmos entram em saturação rapidamente quando uma corrente no enrolamento primário atinge um valor próximo a 4 (quatro) vezes a corrente nominal primária. Para os TCs de proteção, em contrapartida, a permeabilidade magnética do núcleo não é tão elevada, fazendo com que a saturação ocorra apenas para correntes primárias muito elevadas em relação ao seu valor nominal, da ordem de 20 (vinte) vezes. Este tipo de saturação, ocasionada pelo aumento da amplitude da corrente primária é

denominada saturação por corrente alternada e nada tem a ver com a presença de componentes inter-harmônicas nos sinais de corrente.

Neste sentido, outro tipo de saturação pode ocorrer quando da presença de componentes contínuas nos sinais de corrente primários. Trata-se da saturação por corrente contínua. Uma das características associadas à presença de inter-harmônicas nas redes elétricas é proporcionar um nível *CC* aleatório no tempo e com amplitude variável, podendo ocasionar a saturação momentânea dos transformadores de corrente, resultando erros superiores à classe de exatidão destes equipamentos, assim como distorção da forma de onda da corrente secundária. A figura 2.28 ilustra o comportamento da componente de nível *CC* para um sinal resultante da sobreposição de uma corrente com frequência fundamental (60 Hz) e outra componente com frequência de 5 Hz e amplitude igual a 15% da onda fundamental.

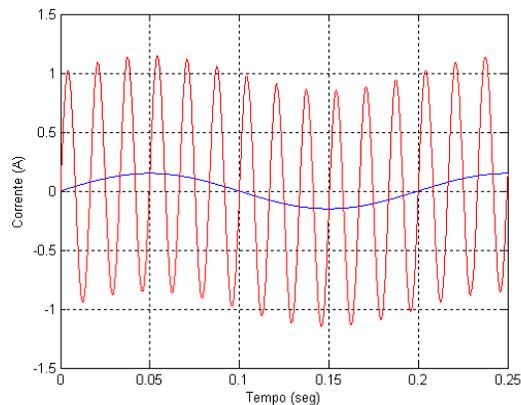


Figura 2. 28 – Aparecimento de componente *CC* nos sinais resultantes em função da presença de inter-harmônicas.

Conforme pode ser observado no sinal hipotético representado na figura 2.28, tem-se o aparecimento de uma componente alternada de nível *CC* em baixa frequência. Para os casos reais esta variação é aleatória, podendo existir maior predominância desta componente no sentido positivo ou negativo do fluxo da corrente.

- **Outros impactos decorrentes da presença de componentes inter-harmônicas nas redes elétricas**

Em geral, todos os impactos decorrentes da presença de componentes harmônicas nos sistemas de energia elétrica podem ser estendidos às frequências inter-harmônicas, como interferência em sistemas de comunicação e aparecimento de ruídos audíveis em núcleos indutivos. Contudo, existe uma característica intrínseca apenas às componentes inter-harmônicas a qual está relacionada com o surgimento de flutuações de tensão com grande probabilidade de ocorrência do fenômeno da cintilação luminosa, ou *flicker*. Mais adiante essa característica específica das componentes de frequências inter-harmônicas será mais bem estudada.

2.3) Conclusões

O presente capítulo apresentou a conceituação física das componentes inter-harmônicas, assim como as ferramentas matemáticas destinadas à quantificação destas componentes nos sistemas de energia elétrica. Foram detalhados também os problemas associados a esta quantificação a partir dos quais se concluiu que para a monitoração de componentes inter-harmônicas é necessária a utilização de janelas amostrais com a maior quantidade de ciclos possíveis, de forma a se promover uma melhor identificação destas frequências. Devido às características dinâmicas das correntes e tensões inter-harmônicas, mostrou-se que além de uma grande quantidade de ciclos por janela amostral é também necessária a utilização de uma grande quantidade de janelas, de forma a ser possível uma análise estatística acerca do comportamento destas frequências nas redes elétrica.

Outro aspecto apresentado no capítulo diz respeito a outras técnicas existentes para quantificação das tensões e correntes inter-harmônicas nas redes elétricas, com ênfase para os diferentes tipos de janelamento propostos para a aplicação da Transformada Discreta de Fourier. A partir de um exemplo numérico, ficou evidenciado que o tipo de janelamento a ser utilizado na TDF apresenta pouca relevância para os objetivos propostos neste trabalho. Além do tipo de janelamento para a aplicação da TDF o capítulo citou também outras técnicas

disponíveis na literatura como, por exemplo, filtros de *Kalman*, transformada *wavelet* e redes neurais.

Em seguida, foram apresentadas as principais cargas geradoras de correntes inter-harmônicas, com especial atenção aos fornos a arco elétrico, utilizando-se, inclusive, registros de medições reais da operação de um forno a arco com 44 *MW* de potência. Por fim, foram apresentados e analisados os diversos efeitos associados à presença de correntes e tensões inter-harmônicas nos sistemas de potência.

O capítulo seguinte, em função da grande correlação do assunto com a questão das inter-harmônicas, apresentará os fundamentos relacionados com as flutuações de tensão nas redes elétricas, suas origens, efeitos e formas de atenuação.

Capítulo 3 – Fundamentos Teóricos sobre as Flutuações de Tensão

3.1) Introdução

As flutuações de tensão representam um dos diversos problemas relacionados à qualidade da energia elétrica, conferindo impactos relevantes tanto para pequenos consumidores residenciais quanto para grandes indústrias, dos mais variados tipos de processos. Neste sentido, o presente capítulo apresentará os fundamentos teóricos relacionados ao fenômeno da flutuação de tensão nas redes elétricas, assim como suas causas, efeitos e soluções.

3.2) Fundamentos Teóricos

3.2.1) Conceituação do termo flutuação de tensão

Conceitualmente, as flutuações de tensão podem ser definidas como variações repetitivas, aleatórias ou esporádicas do envelope da onda de tensão, geralmente provocadas pela operação de cargas com características de alterações rápidas e bruscas nas magnitudes das potências ativa e reativa como, por exemplo, verificado nos fornos a arco. As flutuações de tensão, de uma maneira geral, estão mais fortemente relacionadas a variações bruscas e rápidas na amplitude da componente de potência reativa.

O conceito de flutuação de tensão é comumente confundido com outros tipos de variações na magnitude da tensão de suprimento, notadamente com as variações de tensão em de longa duração. Assim, tem-se que as variações de tensão de longa duração são aquelas para as quais os elementos de regulação comumente presentes nas redes de energia elétrica como, por exemplo, reguladores de tensão, bancos de capacitores automáticos e tapas automáticos de transformadores, conseguem facilmente promover sua estabilização em valores aceitáveis. Isto se deve ao fato de que os tempos envolvidos nestas variações de tensão são relativamente grandes e, portanto, compatíveis com o tempo de resposta dos equipamentos mencionados. Por

outro lado, as flutuações de tensão são caracterizadas por variações rápidas (da ordem de ciclos de duração), repetitivas ou aleatórias, da envoltória da onda de tensão, não sendo possível sua estabilização através dos equipamentos de regulação tipicamente encontrados nas redes elétricas. A figura 3.1 ilustra um exemplo de flutuação senoidal da onda de tensão, com detalhamento do envelope de modulação. Na prática, o comportamento do envelope de modulação é totalmente aleatório em termos de frequência e amplitude de modulação.

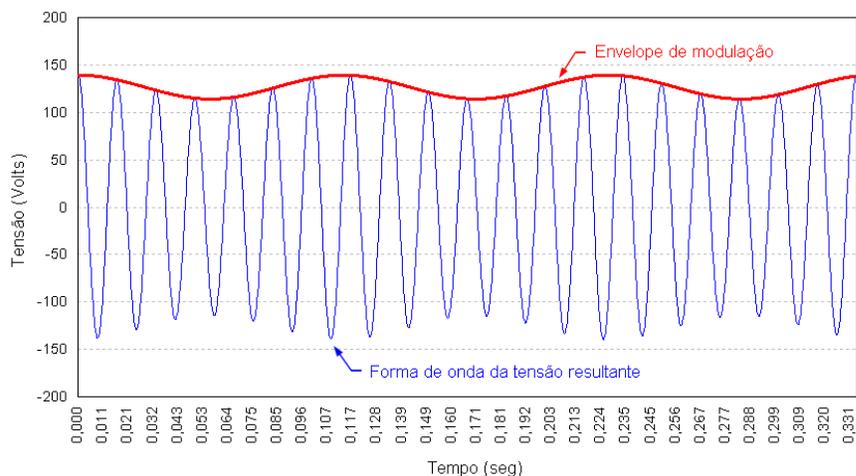


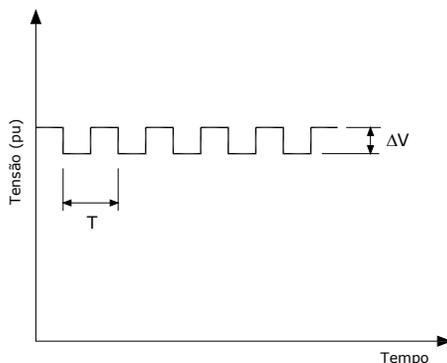
Figura 3. 1 – Forma de onda do sinal resultante.

Até muito recentemente, as flutuações de tensão eram associadas tão somente à operação de cargas com características de alterações rápidas e bruscas nas magnitudes das potências ativa e, principalmente, reativa [42] [43]. Contudo, a partir do início do século XXI, o fenômeno da flutuação de tensão começou a ser analisado sob um novo enfoque, notadamente no que diz respeito à presença de componentes inter-harmônicas nos sinais de tensão das redes de energia elétrica. Neste sentido, e com base em toda a formulação apresentada no capítulo anterior, um novo conceito mais amplo e abrangente para o fenômeno da flutuação de tensão é sugerido conforme a seguir:

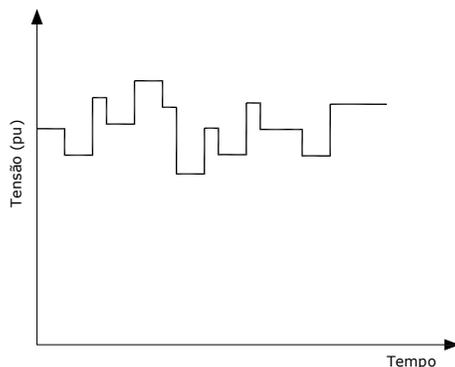
“As flutuações de tensão são variações repetitivas, aleatórias ou esporádicas do valor eficaz da tensão de fornecimento, provocadas pela operação de cargas capazes de produzir componentes de frequências inter-harmônicas nos sinais de tensão das redes de energia elétrica.”

Conforme apresentado no capítulo 2, a presença de componentes inter-harmônicas nos sinais de tensão das redes elétricas está associada à operação de cargas que operam com

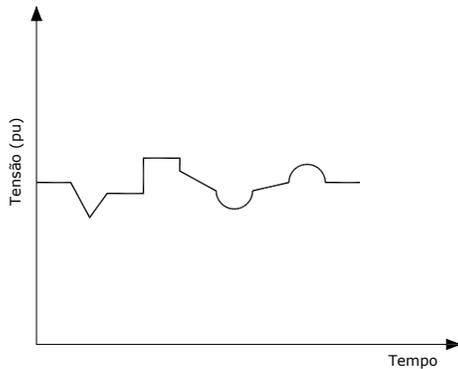
frequências de chaveamento estático (comumente associadas a elementos de eletrônica de potência) de forma não sincronizada com a frequência fundamental do sistema, como, por exemplo, verificado nos cicloconversores e demais equipamentos constituídos por sistemas de dupla conversão (CA-CC para CC-CA). Nestes casos, a flutuação do sinal de tensão ocorre em função da superposição de um determinado conteúdo espectral ao sinal na frequência fundamental. Comumente, o termo flutuação de tensão e cintilação luminosa (*flicker*) são utilizados como representativos de um mesmo fenômeno. Contudo, existe uma diferença importante entre as duas terminologias. Assim, o fato de um determinado sinal de tensão apresentar flutuação não significa necessariamente que tal flutuação resulte em uma cintilação luminosa visível para a maioria dos observadores. Na verdade, o fenômeno da cintilação luminosa deve ser considerado como sendo apenas um dos vários efeitos relacionados com as flutuações de tensão, conforme será mostrado mais adiante. A Norma Européia IEC 60555-3 define quatro tipos distintos de flutuações de tensão. Estas definições visam a facilitar a aplicação de metodologias de análise diversas, assim como a realização de ensaios laboratoriais de conformidade em equipamentos e dispositivos em geral. Os tipos de flutuação de tensão assim definidos [19] são mostrados na figura 3.2.



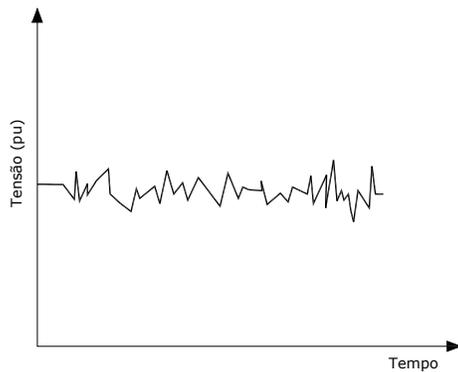
(a) **Tipo A** – São flutuações compostas por uma série repetitiva de variações retangulares em torno de um nível de tensão de referência. Um período, ou ciclo, é composto por duas variações em sentidos opostos. As variáveis, neste caso, são a amplitude e a frequência das variações, uma vez que sua forma (retangular) é perfeitamente definida. Este é o tipo padrão de flutuação usado para calibração de *flickermeters* [2].



(b) **Tipo B** – São flutuações compostas por uma série irregular de variações bruscas. Neste caso, não se define um ciclo ou período para as variações. Esse tipo de flutuação permite representar degraus sucessivos, decrescentes ou crescentes de tensão, simulando entrada ou saída de cargas com característica de operação por etapas, como elevadores, laminadores, prensas, etc,



(c) **Tipo C** – São flutuações compostas por uma série irregular de variações de formas diversas. Neste caso, não se define a forma nem tampouco o período da variação, a qual pode ser brusca (retangular), em rampa (triangular) ou oscilatória (senoidal). Este tipo de flutuação permite combinar diferentes tipos de cargas, tais como motores, prensas, compressores, bombas, elevadores, etc.



(d) **Tipo D** – São flutuações compostas por variações contínuas e aleatórias. É o caso típico de flutuações de tensão provocadas por equipamentos que operam com correntes de arco elétrico como, por exemplo, fornos a arco e máquinas de solda a ponto. No caso da operação de grandes fornos a arco (com potências de até 120 MW), o impacto das flutuações de tensão pode alcançar o sistema de transmissão, propagando-se para os sistemas de sub-transmissão e distribuição.

Figura 3. 2 – Tipos de flutuação de tensão.

3.2.2) Origem das flutuações de tensão nos sistemas elétricos

De acordo com a conceituação sugerida no tópico anterior, as flutuações de tensão nos sistemas elétricos podem ser originadas de duas formas distintas:

- a) Através da operação de cargas com características de alterações rápidas e bruscas nas magnitudes das potências ativa e reativa como, por exemplo, verificado nos fornos elétricos a arco, assim como nos laminadores;
- b) Através da superposição de componentes inter-harmônicas ao sinal de tensão na frequência fundamental, comumente geradas por cicloconvertidores e demais cargas de dupla conversão.

A origem das flutuações de tensão em decorrência da superposição de componentes inter-harmônicas foi bastante explorada no capítulo 2, assim como ainda será objeto de análise

nos capítulos subsequentes. Por outro lado, o surgimento do fenômeno da flutuação de tensão em função da operação de cargas relacionadas com alterações rápidas e bruscas nas amplitudes da potência requerida merece um maior detalhamento. Assim, para esse propósito, considere-se o modelo simplificado representativo da conexão de uma carga com características de flutuação das potências ativa e reativa, conforme indicado na figura 3.3(a).

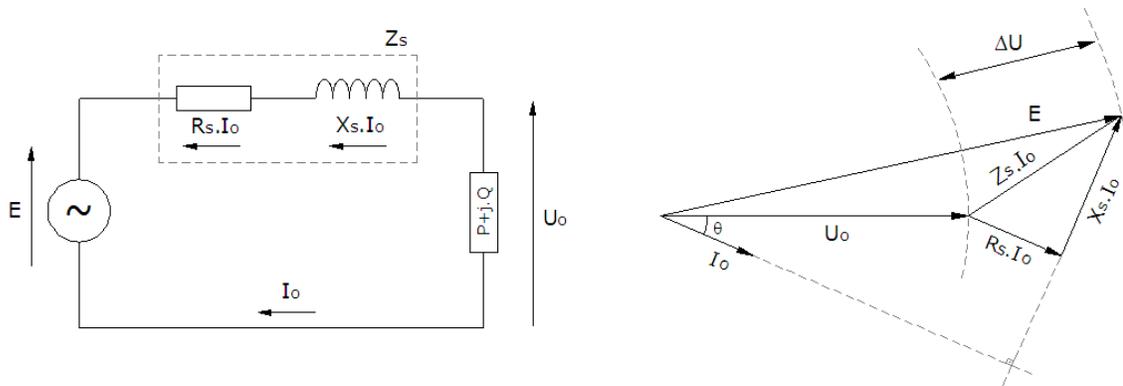


Figura 3. 3 – (a) Diagrama simplificado da ligação da carga e (b) diagrama fasorial.

As equações (3.1) e (3.2) representam a forma algébrica de representação da queda de tensão percentual em função da circulação da corrente de operação da carga flutuante conectada ao circuito. A referida queda de tensão (ΔU) é também apresentada em forma de diagrama fasorial, conforme indicado na figura 3.3(b).

$$\Delta U = R_s \cdot I_o \cdot \cos \theta + X_s \cdot I_o \cdot \text{sen} \theta \quad (3.1)$$

$$\frac{\Delta U}{U_o} = R_s \cdot \frac{P}{U_o^2} + X_s \cdot \frac{Q}{U_o^2} \quad (3.2)$$

Onde:

ΔU = Queda de tensão;

U_o = Tensão de fornecimento nos terminais da carga;

θ = Ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente;

I_o = Corrente de carga;

R_s, X_s = Resistência e reatância equivalente do sistema;

P, Q = Potências ativa e reativa da carga;

Em termos práticos, notadamente para os sistemas de média e alta tensão, a reatância equivalente do sistema é muito superior à magnitude de sua resistência equivalente, ou seja, $X_s \gg R_s$. Adicionalmente, em condições normais de operação, tem-se $U_0 \cong E$ (pu). Dessa forma, a equação (3.2) pode ser simplificada conforme a seguir.

$$\frac{\Delta U}{E} \cong X_s \cdot \frac{Q}{E^2} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta U}{E} \cong \frac{Q}{S_{cc}} \quad (3.3)$$

Onde:

E = Tensão de suprimento;

ΔU = Queda de tensão;

X_s = Reatância equivalente do sistema;

P, Q = Potências ativa e reativa da carga;

S_{cc} = Potência de curto-circuito nos terminais da carga.

A equação (3.3) demonstra que as amplitudes das variações e flutuações de tensão estão fortemente relacionadas à variação da componente reativa das cargas flutuantes.

Dependendo da causa associada à variação de tensão, o valor de ΔU pode assumir a forma de uma queda de tensão constante ao longo do tempo como, por exemplo, verificado durante o período de refino dos fornos a arco direto. Adicionalmente, o valor de ΔU pode assumir a forma de uma flutuação de tensão com variações repetitivas, esporádicas ou aleatórias em sua amplitude ao longo do tempo. Os efeitos para estes dois tipos de comportamento de ΔU são bastante distintos, sendo aqueles associados às flutuações de tensão os mais impactantes para os sistemas elétricos de uma forma geral. O presente capítulo abordará tão somente as causas e efeitos associados às flutuações de tensão. Para efeito de ilustração, a figura 3.4 mostra a flutuação de tensão em um barramento de 380 *Volts*, obtida através de uma medição real dentro das instalações de uma grande indústria possuidora de um forno a arco direto de 44 MW.

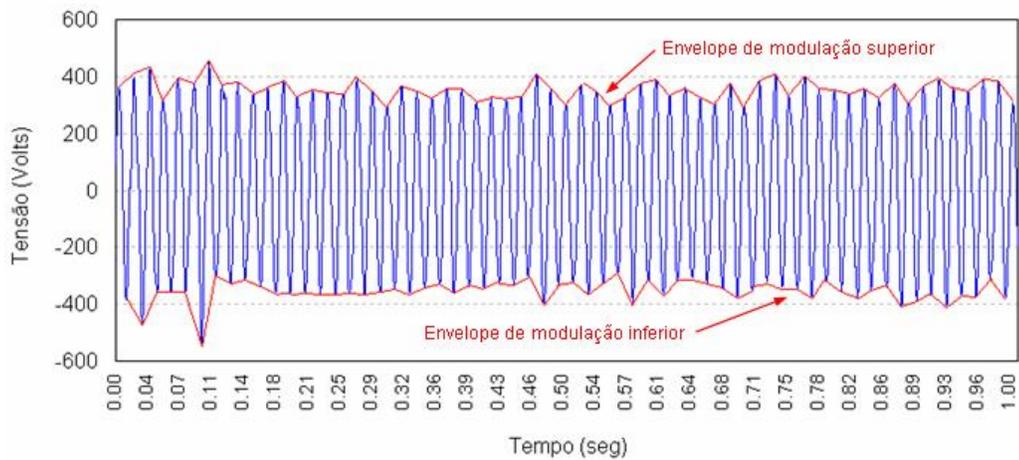


Figura 3.4 – Janela de medição de tensão em um barramento de 380 Volts.

Vale observar que no caso mostrado na figura 3.4, os envelopes de tensão superior e inferior são totalmente distintos, sendo este um aspecto típico da operação de fornos a arco direto, notadamente nos primeiros minutos do período de fusão.

3.2.3) Efeitos associados às flutuações de tensão nos sistemas elétricos

De uma maneira geral, as flutuações de tensão podem causar uma série de efeitos indesejáveis nas redes elétricas, ocasionando falhas e interrupção de processos. Todos os efeitos relacionados às flutuações de tensão podem provocar perdas financeiras, em maior ou menor intensidade, seja através do comprometimento dos processos de produção, seja pelo aumento dos custos de manutenção ou perda de material.

Apesar dos diversos efeitos que podem ser associados às flutuações de tensão nas redes elétricas, o efeito denominado cintilação luminosa, ou *flicker*, é o mais conhecido. Inclusive, e principalmente no Brasil, o termo flutuação de tensão é comumente confundido com o fenômeno da cintilação luminosa. Contudo, vale ressaltar que o efeito visual das flutuações de tensão compõe apenas um dos diversos efeitos relacionados à flutuação da amplitude da onda de tensão. São apresentados a seguir os principais efeitos associados às flutuações de tensão nos sistemas de energia elétrica.

- **Efeitos em máquinas elétricas**

As flutuações de tensão nos terminais de um motor de indução, principalmente com frequências situadas entre 0,2 e 2,0 Hz [43], podem, muito raramente, causar oscilações eletromecânicas, com conseqüentes variações no torque e no escorregamento da máquina, afetando o processo de produção ao qual a máquina em questão se destina. Nos casos mais severos, podem surgir vibrações excessivas, resultando em uma fadiga mecânica do motor e a redução de sua vida útil.

- **Efeitos em retificadores e inversores**

Os efeitos mais comuns das flutuações de tensão em retificadores e inversores de frequência estão relacionados com a geração de harmônicas não características, assim como a geração de componentes de frequências inter-harmônicas. No pior caso, a existência de flutuações de tensão nos terminais destes equipamentos pode resultar desde falhas de comutação até a perda total dos mesmos.

- **Efeitos em equipamentos de aquecimento**

Na presença de níveis consideráveis de flutuações de tensão, a eficiência de todos os equipamentos de aquecimento como, estufas, fornos a arco e fornos a indução, reduz-se significativamente. Em função destes problemas, estes equipamentos podem requerer tempos maiores para cada ciclo de operação, aumentando-se os custos envolvidos em cada processo.

De uma maneira geral, as flutuações de tensão e as componentes de tensão inter-harmônicas estão fortemente relacionadas, de modo que todos os efeitos associados às componentes de frequências inter-harmônicas estão também associados às flutuações de tensão nos sistemas elétricos. Assim, entre outros efeitos das flutuações de tensão, e conforme já abordado no capítulo 2, podem-se citar:

- Falhas de sensores e equipamentos de comando elétrico que operam através da identificação da passagem por zero ou de pico dos valores instantâneos da tensão e/ou corrente elétrica;

- Aquecimento adicional em máquinas e condutores devido ao incremento de parcelas de perdas joulicas;
- Saturação de transformadores de corrente;
- Interferência em sistemas de telecomunicação;
- Incremento de vibrações mecânicas e ruídos audíveis;
- Cintilação luminosa, ou *flicker*.

O efeito da cintilação luminosa (*flicker*), em função talvez de sua percepção direta por parte da maioria dos observadores humanos, é o mais discutido e analisado mundialmente, tendo sido este o objeto de vários trabalhos técnicos ao longo dos anos. A própria metodologia de quantificação de flutuações de tensão, atualmente utilizada em vários países do mundo [2], é baseada substancialmente neste particular efeito do fenômeno da flutuação de tensão. Assim sendo, e por sua relevância sob vários aspectos, a questão da cintilação luminosa será abordada com mais detalhes em capítulos posteriores.

3.2.4) Métodos de atenuação das flutuações de tensão

Existem diversas formas de mitigação dos principais problemas causados pelas flutuações de tensão nos sistemas elétricos de potência. A escolha da melhor solução, para uma determinada instalação elétrica, depende essencialmente do tipo do efeito associado, o qual por sua vez pode possuir ainda várias particularidades. O custo da solução é um fator de análise primordial, podendo, em muitas das vezes, representar uma parcela significativa do investimento realizado em toda a planta elétrica. Por esse motivo, a análise do problema da flutuação de tensão deve ser realizada ainda durante a fase de planejamento das instalações. As análises de custo *versus* benefício do empreendimento deverão incorporar os custos associados à mitigação das flutuações de tensão.

Em termos práticos, a solução para mitigação das flutuações de tensão deve ser buscada dentro das próprias plantas industriais, de onde se originam tais perturbações. Para os casos em que o problema da flutuação de tensão não tenha uma origem muito bem identificada, a mitigação da anomalia poderá ser realizada pela concessionária de energia elétrica local, de distribuição ou transmissão, sendo os custos associados repassados diretamente para as tarifas

de energia elétrica. Contudo, se a origem das flutuações for seguramente identificada, a solução para o problema deverá ser implementada nas próprias instalações da carga comprovadamente perturbadora. Isto não impede, entretanto, que a solução física seja implementada na própria rede da concessionária local, e por iniciativa da mesma [49], sendo então os custos associados repassados diretamente ao consumidor industrial responsável pelas perturbações. Neste caso, o novo ativo incorporado ao sistema da concessionária não deverá ser remunerado para efeito de tarifa, assim como não deverá ser depreciado.

A seguir são apresentadas as principais formas de mitigação da flutuação de tensão nos sistemas elétricos, considerando-se a origem do problema associado à operação de cargas com potência variável como fornos a arco, laminadores, etc.

- **Elevação do nível de curto-circuito**

O nível de curto-circuito em um determinado barramento elétrico é um indicador natural da proximidade elétrica dos geradores de energia ou, em outros termos, da robustez do sistema elétrico. Considerando-se o equacionamento segundo o qual resultou a equação (3.3), repetida abaixo por comodidade, pode-se facilmente verificar que com o aumento dos níveis de curto-circuito (S_{cc}), a amplitude das variações de tensão diminui na mesma proporção.

$$\frac{\Delta U}{E} \cong \frac{Q}{S_{cc}} \quad (3.4)$$

Onde:

$\Delta U/E$ = Amplitude da variação/flutuação da tensão de fornecimento nos terminais da carga;

Q = Potência reativa da carga;

S_{cc} = Potência de curto-circuito nos terminais da carga.

Aumentando-se o nível de curto-circuito nos terminais da carga ocorre uma diminuição da variação/flutuação de tensão, para uma mesma amplitude de variação de carga. Nesse sentido, têm-se as seguintes alternativas para elevação dos níveis de curto-circuito nos terminais da carga.

- Recondutoramento dos condutores do circuito de alimentação da planta industrial, de forma a reduzir a impedância série do circuito, elevando-se os níveis de curto-circuito;
- Elevação dos níveis de tensão de fornecimento, reduzindo-se a corrente de linha;
- Implementação de sistema de compensação série no circuito de alimentação da planta industrial, de forma a reduzir a impedância série do circuito, elevando-se os níveis de curto-circuito;
- Duplicação do circuito de alimentação da planta industrial, reduzindo-se a impedância série do mesmo e elevando-se o nível de curto-circuito;
- Instalação de compensador síncrono.

As soluções apresentadas acima possuem custos envolvidos substancialmente elevados. No caso específico da implementação de um sistema de compensação série, cuidados especiais devem ser tomados com o intuito de não se possibilitar a ocorrência de ressonância série no sistema, o que poderia excitar frequências de oscilação subsíncronas em equipamentos rotativos, com possíveis danos aos mesmos.

- **Instalação de compensadores estáticos e autocomutados**

Além das soluções já apresentadas, as quais promovem a elevação direta dos níveis de curto-circuito nos terminais da carga, existem ainda métodos modernos de mitigação das flutuações de tensão, baseados em compensadores estáticos com excelentes tempos de resposta. Dentre os principais compensadores estáticos, podem-se citar:

- Capacitor chaveado a tiristores (CCT);
- Reator controlado a tiristores (RCT);
- Soluções mistas (RCT + CCT);
- Compensador autocomutado (STATCOM).

O capacitor chaveado a tiristores tem sido usado principalmente por sua capacidade de também corrigir o fator de potência das instalações. Para o caso de instalações com fornos a arco e laminadores o fator de potência associado é geralmente baixo, da ordem de 70 e 80% indutivos. Apesar de rápido, quando comparado aos equipamentos tradicionais de

regulação de tensão, o CCT possui uma limitação na rapidez de resposta, necessária para limitar o transitório de chaveamento de capacitores sob tensão variável. Como a corrente solicitada pelo capacitor é proporcional à taxa de variação da tensão, o chaveamento do capacitor somente deverá ocorrer quando a tensão da rede elétrica for próxima da tensão de pré-carga do capacitor. Isto significa que ao ser desligado da rede, o capacitor somente poderá ser religado quando a tensão passar pelo mesmo valor, no ciclo seguinte. Apesar disto, em contrapartida, a entrada em operação do capacitor ocorrerá de forma suave, sem transitórios. A figura 3.5(a) ilustra um esquema de instalação do CCT.

Os circuitos mostrados na figura 3.5 compreendem apenas uma fase dos equipamentos e não consideram os filtros passivos, geralmente necessários para filtragem das harmônicas de corrente geradas pelo chaveamento dos tiristores.

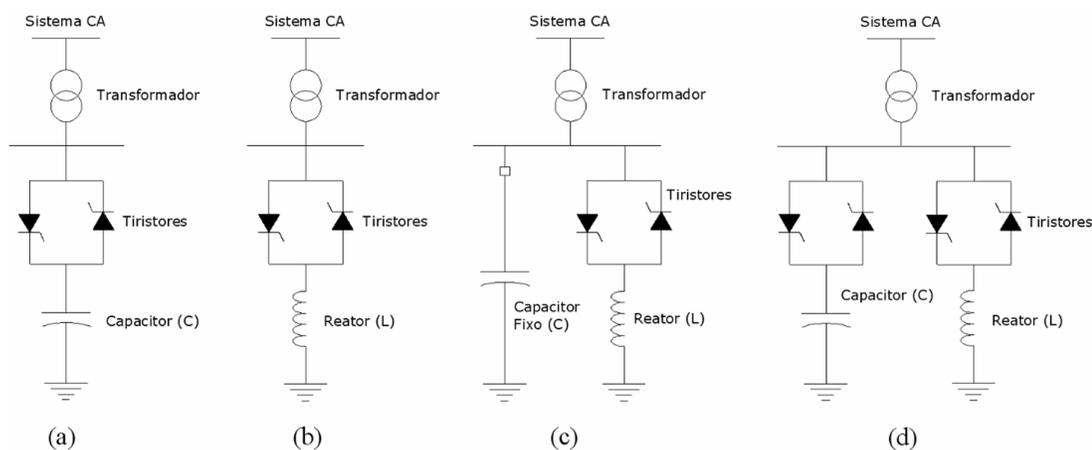


Figura 3. 5 – (a) Capacitor chaveado a tiristores, (b) reator controlado a tiristores, (c) reator controlado a tiristores com capacitor fixo, (d) solução mista CCT + RCT.

O reator controlado a tiristores, mostrado nas figuras 3.5(b) e 3.5(c), por sua vez, permite tempos de resposta menores que aqueles possíveis com a utilização do CCT, o que lhe confere uma capacidade maior de compensar as flutuações rápidas da carga. No entanto, por produzir descontinuidade de condução de corrente, introduz no sistema elétrico harmônicas características, que variam em amplitude com o ângulo de disparo dos tiristores. Como consequência direta, o RCT requer a utilização de filtros sintonizados passivos, ou então de configurações físicas com maior número de tiristores (pontes de 12 ou 24 pulsos) de forma a reduzir o impacto das distorções harmônicas geradas, elevando-se sobremaneira os custos da solução.

De forma a compensar as desvantagens apresentadas tanto pelo CCT quanto pelo RCT, é comum a utilização de soluções mistas, como a indicada na figura 3.5(d), consistindo na combinação das compensações série e paralela.

Comparados ao RCT e ao CCT, os modernos compensadores de reativos autocomutados (STATCOM), por sua vez, apresentam algumas vantagens, a saber [39]:

- Podem fornecer potência reativa variável, possibilitando uma economia considerável em capacitores e reatores. Isso por sua vez reduz a possibilidade de ressonâncias em algumas condições críticas de operação;
- Como a resposta do conversor autocomutado pode ser mais rápida que o ciclo da rede de alimentação, a potência reativa pode ser contínua e precisamente controlada;
- As altas frequências de modulação do conversor autocomutado resultam em um baixo conteúdo harmônico na corrente de entrada, reduzindo assim o tamanho dos componentes de filtragem;
- Não geram corrente de partida (*“inrush current”*);
- O desempenho dinâmico sob variações de tensão e transitórios é melhor;
- Compensadores de reativos autocomutados são capazes de gerar 1,0 pu de corrente reativa mesmo quando as tensões de linha são de baixa amplitude. Esta habilidade para dar suporte ao sistema de potência é melhor do que o obtido com compensadores reativos controlados a tiristor, uma vez que a corrente em capacitores e reatores paralelos é proporcional ao quadrado do nível de tensão;
- Compensadores autocomutados com controle apropriado podem também atuar como filtros de linha ativos, restauradores dinâmicos de tensão, ou controladores unificados de fluxo de potência.

A figura 3.6 ilustra a representação unifilar simplificada de um STATCOM.

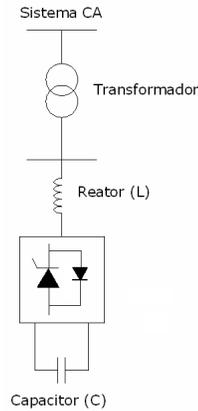


Figura 3. 6 – Representação unifilar simplificada do STATCOM.

• **Instalação de reatores a núcleo saturado**

Os reatores a núcleo saturado compreendem uma solução muito utilizada no passado para atenuação das flutuações e variações de tensão em função da operação de cargas variantes no tempo. Este equipamento é um dispositivo eletromagnético, dimensionado de forma a operar na região de saturação magnética do núcleo, e conectado em paralelo com a carga variável. Devido à característica *V versus I* do reator saturado ser quase plana na região de saturação, como indicado na figura 3.7, este equipamento pode acomodar grandes variações de carga (corrente) resultando em pequenas variações de tensão. Assim, o reator saturado absorve as variações de potência reativa da carga e, ao mesmo tempo, confere uma boa regulação de tensão nos terminais de conexão. Como essa ação reguladora é intrínseca, não requerendo nenhuma malha de controle adicional, diz-se que o reator a núcleo saturado possui capacidade de auto-regulação de tensão.

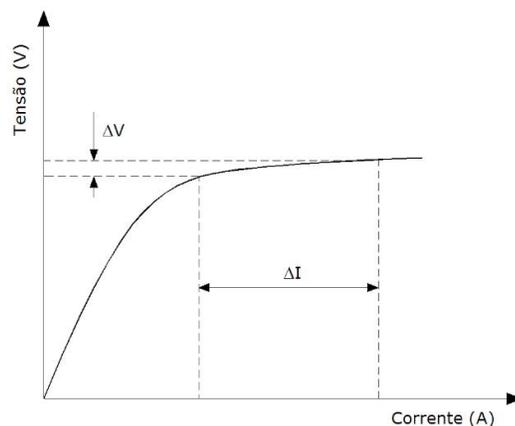


Figura 3. 7 – Característica *V versus I* do reator a núcleo saturado.

Existem ainda algumas desvantagens que comprometem a relação custo \times benefício deste tipo de solução, como:

- Perdas ferromagnéticas elevadas devido à operação do núcleo sob saturação, gerando problemas de aquecimento;
- Geração de ruídos audíveis;
- Geração de harmônicas de corrente devido a não-linearidade da característica V versus I do material ferromagnético do núcleo do reator;
- Baixo fator de potência, quando da não instalação de bancos de capacitores fixos.

O quadro 3.1 apresenta um resumo das vantagens e desvantagens relacionadas aos principais métodos de atenuação das flutuações de tensão [20].

Quadro 3. 1 – Resumo das vantagens e desvantagens relacionadas aos principais métodos de atenuação de flutuações de tensão.

Solução Adotada	Vantagens	Desvantagens
Aumento do nível de curto-circuito através do recondutoramento do circuito alimentador	Prática convencional, com baixo nível de complexidade técnica.	Custos elevados dos condutores. Solução restrita à capacidade física de aumento da bitola dos condutores. Eventualmente, podem ser necessárias novas estruturas de transmissão/distribuição.
Aumento do nível de curto-circuito através da duplicação do circuito alimentador	Prática convencional, com baixo nível de complexidade técnica.	Custos elevados dos condutores. Solução restrita à capacidade física de aumento da duplicação dos condutores. Custos adicionais com a duplicação das torres, quando for o caso.
Elevação do nível de tensão	Prática convencional, com baixo nível de complexidade técnica.	Custos elevados para o aumento do nível base de isolamento. Custos com novos transformadores, quando não for possível a simples alteração de tapes. Grande número de desligamentos programados para execução das alterações.
Compensação série	Ação eficaz e aumento da capacidade de transmissão.	Risco de ressonância subsíncrona. Custos elevados.
Compensador síncrono	Aumenta a autonomia.	Ruído audível e vibrações mecânicas. Necessita de manutenções constantes. Possui capacidade limitada para redução de flutuações de tensão.
Capacitor Chaveado a Tiristores (CCT)	Não produz harmônicas, chaveamentos suaves e sem transitórios, corrige o fator de potência.	Resposta lenta e risco de ressonância. Custo elevado do equipamento, sobretudo do sistema de controle.
Reator Controlado a Tiristores (RCT)	Rapidez de resposta e precisão.	Geração de correntes harmônicas, necessidade de filtros passivos e custo elevado do equipamento.
STATCOM	Tempo de resposta mais rápido e uma melhor estabilidade a variações nas impedâncias do sistema.	Custos elevados.
Reator a núcleo saturado	Ação automática. Auto-regulação da tensão. Custo reduzido em função, sobretudo, da não necessidade de ambiente climatizado para operação.	Perdas adicionais, ruído audível, geração de correntes harmônicas e baixo fator de potência.

3.3) Conclusões

O presente capítulo apresentou os fundamentos teóricos associados às flutuações de tensão nas redes de energia elétrica, partindo-se de sua conceituação, ocasião na qual foi proposta uma nova definição para o fenômeno das flutuações de tensão. Esta nova conceituação incorporou os resultados apresentados no capítulo 2, envolvendo a relação direta entre inter-harmônicas e flutuações de tensão.

Na sequência, foram apresentadas as origens das flutuações de tensão nos sistemas elétricos, assim como as principais cargas envolvidas. Os efeitos decorrentes da presença de flutuações de tensão nas redes elétricas também foram considerados. Por fim, foram também apresentadas as principais formas de mitigação do fenômeno, seja através de soluções técnicas convencionais, seja através de soluções modernas envolvendo compensadores estáticos de potência, como o capacitor chaveado a tiristores (CCT), o reator controlado a tiristores (RCT) e o STATCOM.

No capítulo seguinte serão apresentados os mais diversos aspectos relacionados ao principal efeito associado às flutuações de tensão, o fenômeno da cintilação luminosa, ou *flicker*. Nesse capítulo será também implementado, em ambiente de simulação computacional, um modelo do protocolo publicado na Norma IEC 61000-4-15, destinado a medição e quantificação da severidade de *flicker* nas redes elétricas.

Capítulo 4 – Desenvolvimento Computacional do Protocolo IEC 61.000-4-15

4.1) Introdução

A cintilação luminosa (*flicker*) representa o principal fenômeno associado às flutuações de tensão nas redes elétricas, o qual está associado à sensibilidade do olho humano para percepção das variações luminosas de baixa frequência. Considerando-se a grande relação existente entre as componentes de tensão com frequências inter-harmônicas e o fenômeno da flutuação de tensão torna-se necessária a apresentação dos conceitos e fundamentos associados a esse fenômeno, assim como suas formas de quantificação. Adicionalmente, será também implementado, em ambiente de simulação computacional, um modelo do protocolo IEC 61000-4-15 [2], destinado à medição e quantificação da sensação instantânea de *flicker*, assim como da severidade *flicker* nas redes elétricas.

4.2) Aspectos Históricos

No início do século XX, algumas frequências específicas foram propostas para utilização nas redes públicas de energia elétrica, dentre as quais se destacaram as frequências de 25, 33, 50, 60 e 100 Hz [52] [53] [60]. Vários estudos foram realizados com o objetivo de se encontrar a melhor relação entre o custo e a eficiência dos dispositivos eletromagnéticos, associados às redes elétricas, até a adoção das frequências de 50 ou 60 Hz, atualmente utilizadas em todo o mundo. Uma das constatações importantes desses estudos foi exatamente o fato de que, para as frequências de 25 e 33 Hz, havia uma grande quantidade de indivíduos que percebiam as variações luminosas, decorrentes da própria variação instantânea da onda de tensão, emitidas pelas lâmpadas incandescentes utilizadas na época.

De fato, quando uma lâmpada elétrica incandescente é suprida por uma tensão modulada, em amplitude ou fase, o fluxo luminoso emitido pela lâmpada também será

modulado. O nível de percepção do olho humano a essa modulação luminosa depende de vários aspectos fisiológicos, os quais variam de indivíduo para indivíduo.

Como resultado do grande número de fatores subjetivos existentes, assim como às não-linearidades envolvidas, o processo de quantificação das flutuações de tensão, notadamente relacionadas à cintilação luminosa, seguiu ao longo dos anos diferentes caminhos e metodologias de análises em vários países. Assim, surgiram diferentes maneiras de se avaliar e quantificar os níveis de cintilação luminosa provocada pelas flutuações de tensão. No tópico seguinte serão apresentadas as principais metodologias utilizadas para quantificação da cintilação luminosa ao longo dos anos, incluindo-se a atual metodologia internacional, recomendada e publicada pela IEC, a qual compõe o protocolo IEC 61000-4-15 [2].

4.3) Metodologias de Quantificação da Cintilação Luminosa

Dentre as diversas metodologias de quantificação de severidade da cintilação luminosa, utilizadas por diferentes países, tiveram destaque as metodologias utilizadas na Inglaterra e na França durante a década de sessenta. Mais tarde, em 1979, iniciou-se uma série de estudos que culminou na publicação, em 1982, do documento intitulado “*UIE Flickermeter – Functional and Design Specifications*” [50], o qual constituía uma proposta de protocolo definitivo para quantificação da severidade de cintilação luminosa. Assim, em 1986 o mesmo foi oficialmente recomendado e adotado pela *International Electrotechnical Commission* – IEC, sendo este o protocolo atualmente utilizado por vários países do mundo, incluindo-se o Brasil, estando o mesmo atualmente disponível sob a designação IEC 61000-4-15. A seguir, serão apresentados pequenos resumos das metodologias inglesa e francesa, assim como o detalhamento do protocolo publicado pela IEC.

4.3.1) Metodologia inglesa

A metodologia inglesa de quantificação da severidade de cintilação luminosa baseava-se, sobretudo, na operação dos fornos a arco direto. Outro fator importante é que essa metodologia não se baseava na sensibilidade visual do olho humano para caracterização do

fenômeno da cintilação luminosa. Estas duas características da metodologia, inclusive, resumem-se nas duas principais críticas ao método inglês.

De acordo com a metodologia inglesa, o princípio do método se baseava no registro do valor eficaz da tensão flutuante (V_f), a qual era avaliada em pequenos intervalos de tempo em termos percentuais da tensão fundamental. Em função da aleatoriedade do fenômeno da flutuação de tensão, estabeleceu-se um processo estatístico de avaliação dos registros de V_f para cada intervalo de registro através da construção do histograma de valores médios por minuto, o qual resultava na Função de Probabilidade Cumulativa. Através dessa função de probabilidade, era determinado o nível de flutuação de tensão ultrapassado durante 1,0% do tempo de avaliação, o qual foi designado como Ponto de Tensão de Avaliação (V_{fg}) ou “*Gauge Point Voltage*”.

A metodologia inglesa de quantificação da severidade de flutuação de tensão era baseada na existência de uma relação entre o afundamento de tensão, no instante do curto-circuito entre eletrodos de um forno a arco com a sucata metálica, e o nível de cintilação luminosa produzido pela operação do respectivo forno. Assim, e de acordo com informações levantadas em mais de cinquenta instalações com fornos a arco, observou-se que a relação entre V_{fg} e a tensão de afundamento sob curto-circuito do forno variava numa faixa relativamente estreita. Essa relação foi designada como fator de severidade (K_s) do forno a arco [20].

Os limites de severidade de flutuação, utilizados pela metodologia inglesa, baseavam-se no índice V_{fg} , e os valores utilizados estão indicados no quadro 4.1.

Quadro 4. 1 – Limites de severidade de flutuação de tensão propostos pela metodologia inglesa.

Nível de Tensão	Limite
≤ 132 kV	$V_{fg} = 0,25\%$
> 132 kV	$V_{fg} = 0,20\%$

4.3.2) Metodologia francesa

A metodologia francesa se baseou em uma série de estudos e experiências práticas realizadas com diversas pessoas, submetidas a sessões de leitura sob uma iluminação composta por lâmpadas incandescentes, sendo que a tensão de alimentação dessas lâmpadas era submetida a uma modulação em amplitude para frequências variáveis compreendidas entre 0,5 Hz e 25 Hz. Como resultado dessas experiências práticas, foi definida a curva de ponderação em frequência, ou curva de sensibilidade visual normalizada em 10 Hz, uma vez que foi constatada que para esta frequência resultava o maior índice de irritação visual por parte das pessoas submetidas ao teste. A curva de ponderação em frequência, obtida para uma lâmpada de 230 V/60 W, é mostrada na figura 4.1.

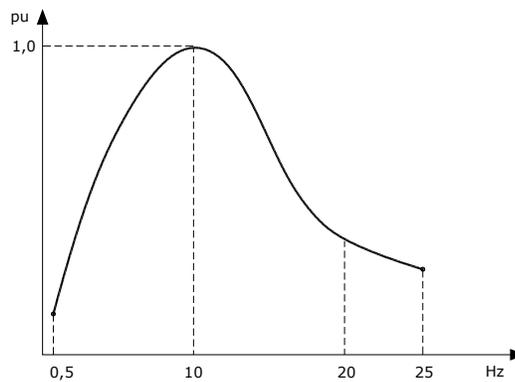


Figura 4. 1 – Curva de sensibilidade visual normalizada para lâmpada incandescente de 230 V / 60 W.

A metodologia francesa também calculava a integral por minuto do valor quadrático médio da flutuação de tensão, conforme indicado em (4.1), ponderada pela curva de sensibilidade visual entre 0,5 e 25 Hz. O valor dessa integral era designado por dose unitária de *flicker*, ou dose unitária de cintilação luminosa [63].

$$D_o = \frac{1}{\tau} \int (a_f \cdot \bar{V}_f)^2 dt \quad (4.1)$$

onde:

D_o = Dose unitária de cintilação luminosa;

a_f = Fator de ponderação em função da frequência de modulação;

\bar{V}_f = Valor eficaz médio da tensão fundamental;

$\tau = 300 \text{ ms}$ corresponde ao tempo de acomodação do olho humano à variação luminosa.

Assumia-se como limite para o indicador D_o o valor máximo de $0,09(\%)^2min$. Assim, durante um intervalo de tempo igual a 15 minutos consecutivos, resultava o limite de *Dose Acumulada de flicker*, conforme descrito em (4.2).

$$Limite = 15 \times 0,09 = 1,35(\%)^2min \quad (4.2)$$

Os limites de severidade de cintilação luminosa com base na metodologia francesa, portanto, podem ser resumidos conforme mostrado no quadro 4.2.

Quadro 4. 2 – Limites de severidade de flutuação da metodologia francesa.

Dose Unitária (1 minuto)	Dose Acumulada (15 minutos)
$\leq 0,09 (\%)^2 \text{ min}$	$\leq 1,35 (\%)^2 \text{ min}$

Assim como para a metodologia inglesa, a metodologia francesa possui aspectos susceptíveis a críticas, como a suavização das variações rápidas de tensão decorrentes da integração durante o intervalo de tempo de 1 minuto.

4.3.3) Metodologia internacional da UIE

Conforme já citado, em 1982 foi publicado o documento intitulado “*UIE Flickermeter – Functional and Design Specifications*” [50], o qual constituía uma proposta de protocolo definitivo para quantificação da severidade de cintilação luminosa. Este documento se constituiu, mais tarde, em uma metodologia recomendada internacionalmente pela *International Electrotechnical Commission – IEC*. A necessidade de se ter uma padronização internacional para quantificação das flutuações de tensão tornou-se evidente quando do aparecimento dos primeiros compensadores estáticos tiristorizados, como o reator controlado a tiristores (RCT) e os capacitores chaveados por tiristores (CCT). Esses equipamentos eletrônicos de alta potência, surgidos a partir do início da década de 70, demonstraram um grande potencial para atenuação dos efeitos associados às flutuações de tensão, sobretudo da cintilação luminosa, em substituição aos equipamentos como os compensadores síncronos e os reatores de núcleo saturado, utilizados até então. Contudo, em função das diferentes normas e protocolos de quantificação das flutuações de tensão existentes em vários países, resultados e

benefícios distintos eram apurados quando da quantificação da eficácia desses novos e modernos equipamentos na atenuação do fenômeno.

Dessa forma, a partir do ano de 1980, a União Internacional de Eletrotermia (UIE), através da formação de um grupo de trabalho específico, promoveu um levantamento dos principais métodos utilizados em diferentes países para quantificação das flutuações de tensão, destacando as vantagens e desvantagens de cada metodologia. Esse trabalho resultou na publicação da proposta de 1982.

Posteriormente, após a publicação da nova metodologia proposta pela UIE, vários países promoveram testes de aplicação da referida metodologia. Com isso, várias análises comparativas puderam ser realizadas entre os anos de 1983 e 1984, de tal forma que os resultados obtidos demonstraram uma grande coerência entre si. A partir de então ficou validada a nova proposta de metodologia de quantificação das flutuações de tensão, sendo a mesma oficialmente adotada pela IEC em 1986, através da publicação do documento “*IEC Publication 868 – Flickermeter – Functional and design specifications*” [51], atualmente revisado como *International Standard IEC 61000-4-15 “Testing and measurement techniques – Section 15: Flickermeter – Functional and design specifications”* [2]. A avaliação dos indicadores de flutuação de tensão, notadamente relacionados ao efeito da cintilação luminosa, conforme o protocolo da IEC é decomposta em cinco blocos distintos, conforme a lista indicada a seguir:

- a) Bloco 1 – Adaptação da tensão de entrada e circuito de calibração;
- b) Bloco 2 – Demodulação quadrática do sinal adaptado;
- c) Bloco 3 – Filtragem e ponderação em frequência;
- d) Bloco 4 – Média quadrática;
- e) Bloco 5 – Tratamento estatístico.

A figura 4.2 ilustra o diagrama funcional do protocolo *IEC* de quantificação do fenômeno da cintilação luminosa, o qual pode ser dividido em duas partes específicas. A primeira delas é composta pelos blocos 2, 3 e 4. O bloco 5, por sua vez, compõe a segunda parte funcional do protocolo. Mais adiante estas duas partes funcionais do protocolo *IEC* serão mais bem detalhadas.

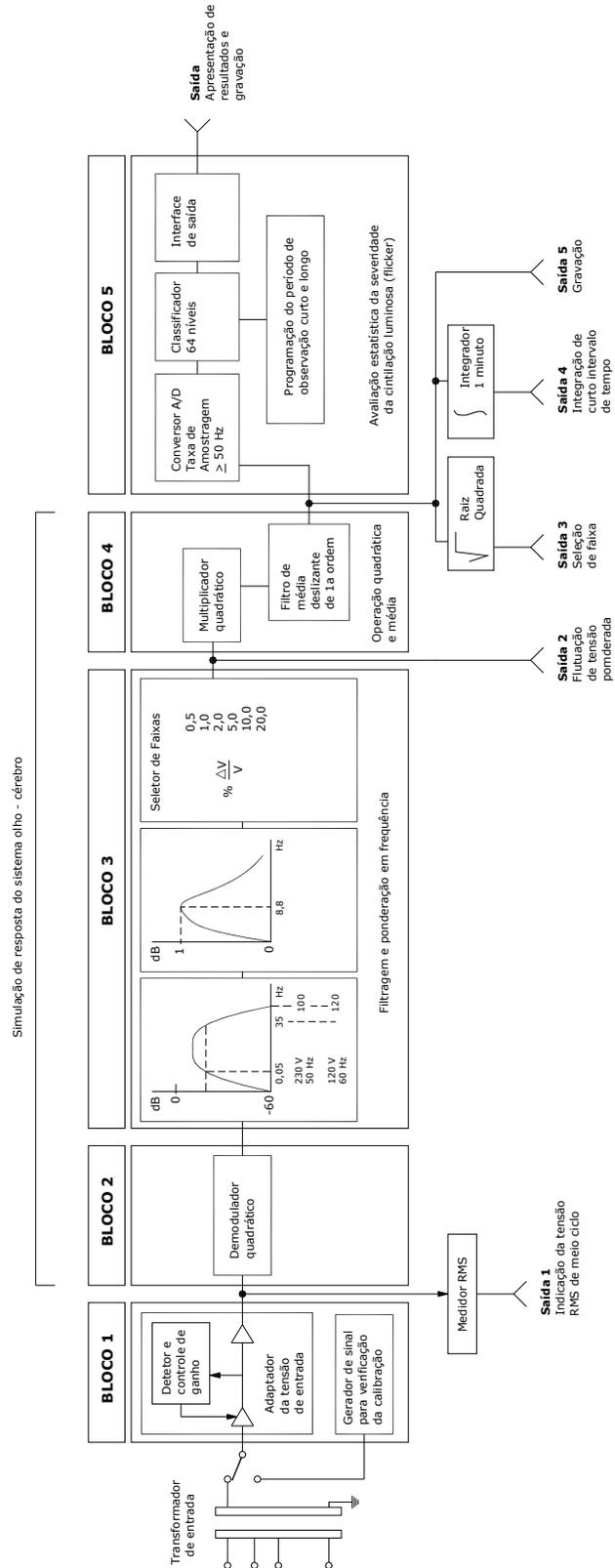


Figura 4. 2 – Diagrama funcional da metodologia IEC.

No tópico seguinte, cada um dos cinco blocos do protocolo publicado pela IEC será detalhado matematicamente, assim como implementados em ambiente de simulação *Matlab-Simulink*[®].

4.4) Modelagem Computacional do *Flickermeter IEC* em Ambiente *Matlab-Simulink*[®]

O diagrama funcional do *flickermeter* definido pelo protocolo *IEC 61000-4-15* pode ser simplificado de forma a tornar seu entendimento mais didático, conforme diagrama de blocos ilustrado na figura 4.3.

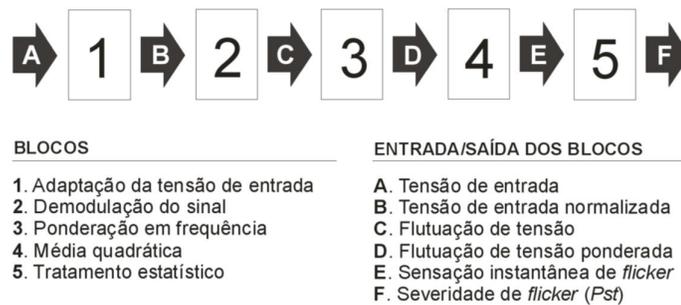


Figura 4.3 – Diagrama simplificado do *flickermeter* IEC.

O protocolo do *flickermeter IEC* é composto por cinco blocos estruturais, os quais compõem o modelo efetivamente, assim como seis saídas específicas, cujos resultados possuem significados físico-matemáticos distintos. Em linhas gerais, como já dito, o protocolo do *flickermeter da IEC* pode ser dividido em duas partes distintas, a saber:

- Simulação da resposta do sistema olho-lâmpada-cérebro para o fenômeno da cintilação luminosa, composta pelos blocos 2, 3 e 4;
- Análise estatística em tempo real da cintilação luminosa e apresentação dos resultados, composta pelo bloco 5.

Uma observação importante está relacionada com as saídas E e F indicadas na figura 4.3, as quais representam a sensação instantânea de flicker (*Sf*) e a severidade de flicker de curta duração, respectivamente. A sensação instantânea de flicker está relacionada com a

percepção visual da modulação do fluxo luminoso em decorrência da modulação do valor eficaz (ou de pico) da tensão. Um valor unitário para a sensação instantânea de *flicker* representa o limite de perceptividade para a maioria dos observadores em eventuais condições de teste.

A severidade de *flicker* (saída F), por sua vez, representa um valor matemático baseado no comportamento estatístico da sensação instantânea de *flicker* (saída E). Os limites atribuídos para os indicadores de severidade de *flicker* (*Pst* e *Plt*) baseiam-se no comportamento estatístico da sensação instantânea de *flicker*. O *Pst* (*Probability Short Term*) é o indicador de severidade de *flicker* de curto prazo, resultado direto da saída do bloco 5 do *flickermeter IEC*, e o *Plt* (*Probability Long Term*) é o indicador de severidade de *flicker* de longo prazo, calculado a partir dos valores registrados de *Pst*, conforme será mostrado mais adiante.

A figura 4.4 ilustra o diagrama de blocos do *flickermeter* até a saída do bloco 4, desenvolvido em ambiente *Matlab-Simulink*[®]. Em um primeiro momento será detalhada apenas a implementação dos blocos 1 a 4 e, posteriormente, devido ao seu caráter diferenciado, serão abordadas as questões associadas à implementação do bloco 5. Em termos práticos, os blocos 1, 2, 3 e 4 foram implementados em ambiente *Simulink*, utilizando-se modelos e funções já disponíveis no referido aplicativo. O bloco 5, por sua vez, foi implementado de forma diferenciada através de linhas de código na área de trabalho do *Matlab*.

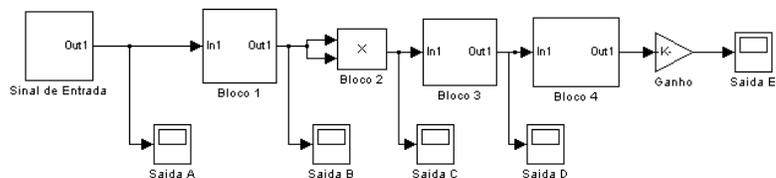


Figura 4. 4 – Diagrama de blocos do *flickermeter* desenvolvido.

Para efeito dos testes de calibração do modelo, o sinal de entrada aplicado ao bloco 1 representa a tensão da rede, em 127 Volts, entre fase e neutro, sobreposta por um sinal de modulação quadrático, conforme mostrado na figura 4.5.

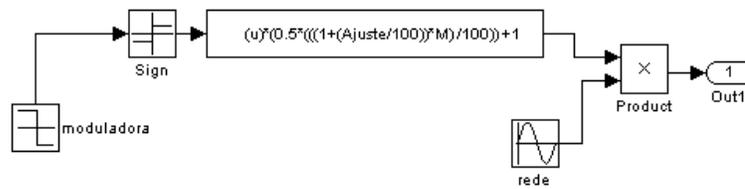


Figura 4. 5 – Diagrama de blocos do sinal de entrada com modulação quadrática.

As curvas indicadas na figura 4.6 ilustram uma condição particular da tensão de entrada, modulada com uma amplitude $\Delta V/V$ igual a 0,253%, na frequência de 8,8 Hz, a qual segundo o protocolo IEC deverá provocar uma sensação instantânea de *flicker* (saída E) unitária (1,0 pu). Essa condição particular da tensão de entrada será utilizada nas próximas etapas da modelagem para demonstração do *flickermeter* desenvolvido.

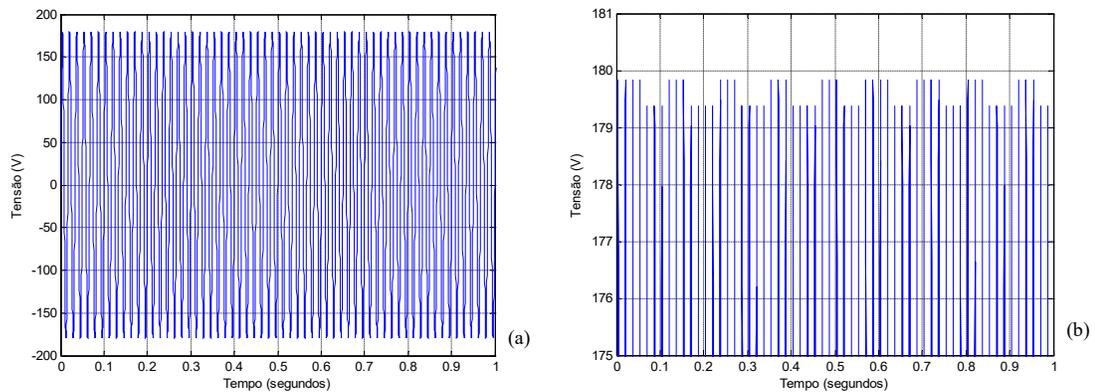


Figura 4. 6 – Exemplo de modulação retangular da tensão de entrada (saída A). (a) forma de onda da tensão, (b) alteração da escala para melhor visualização da modulação retangular.

4.4.1) Implementação do bloco 1 (adaptador da tensão de entrada)

O bloco 1 do protocolo do *flickermeter IEC* tem por objetivo normalizar a tensão de entrada $v(t)$ por um sinal de referência VR. A figura 4.7 ilustra o diagrama de blocos desenvolvido no *Simulink*[®] para o adaptador da tensão de entrada.

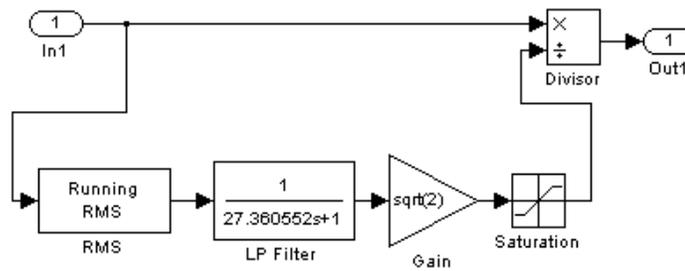


Figura 4. 7 – Diagrama de blocos do adaptador da tensão de entrada.

A partir do sinal de entrada, o sinal de referência é calculado considerando-se o valor eficaz da tensão em análise, seguindo-se um filtro passa-baixa o qual, conforme especificado pelo protocolo IEC [2], representa um sistema de tempo de resposta de 10% a 90% do valor final igual a um minuto, para uma variação em degrau da tensão eficaz do sinal de entrada. A função de transferência para o filtro especificado é indicada a seguir.

$$F(s) = \frac{1}{27,360552.s + 1} \quad (4.1)$$

A figura 4.8 ilustra a resposta em frequência para o referido filtro passa-baixa com frequência de corte igual a 0,005830 Hz.

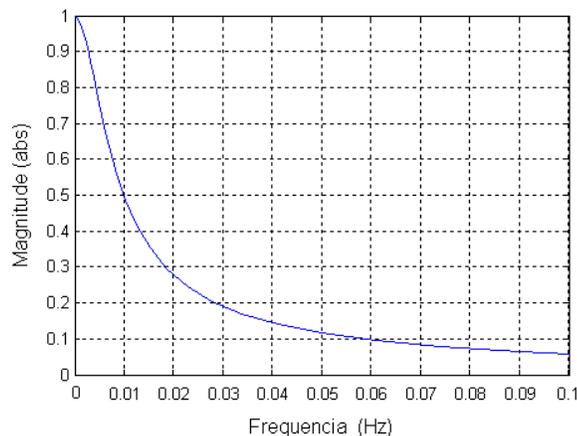


Figura 4. 8 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa do bloco 1.

Após o bloco 1 (saída B), portanto, tem-se uma tensão normalizada em função da tensão de referência. A figura 4.9 ilustra o sinal de saída do bloco 1 para a tensão de entrada com modulação retangular.

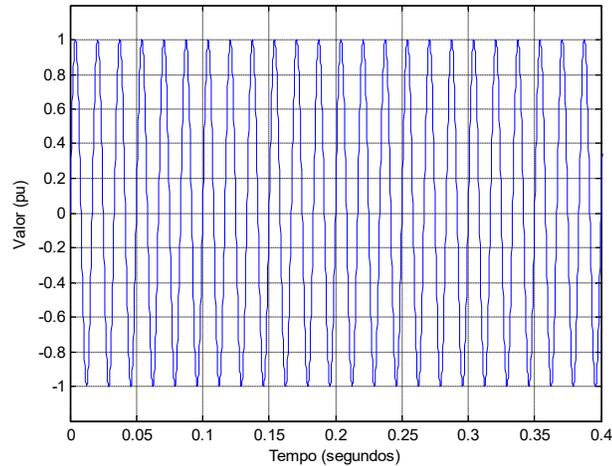


Figura 4. 9 – Tensão normalizada na saída do bloco 1 (saída B).

Os resultados de saída do bloco 1 (Saída B) serão os registros de entrada para os processamentos do bloco 2, responsável pela demodulação quadrática do sinal resultante.

4.4.2) Implementação do bloco 2 - (demodulador quadrático)

A função do bloco 2 é extrair a flutuação de tensão da forma de onda da tensão de entrada. Nesse sentido, considerando-se a tensão modulante indicada na equação (4.2), tem-se que o objetivo do bloco 2 é simplesmente extrair a amplitude de modulação (m). Para esse propósito podem ser utilizados diversos métodos [4], a maioria deles muito comuns nos sistemas de telecomunicação. De qualquer modo, a forma mais comum e simplificada para extração da modulação (m), também utilizada no protocolo IEC, é a demodulação quadrática, a qual consiste simplesmente na elevação ao quadrado da tensão instantânea de entrada.

$$v(t) = A \cdot (\cos \omega t) (1 + m \cdot \cos \Omega t) \quad (4.2)$$

Onde:

A = constante;

$v(t)$ = tensão de suprimento;

ω = frequência angular da tensão de suprimento;

m = amplitude de modulação;

Ω = frequência angular de modulação.

Assim, o bloco 2 pode ser facilmente implementado no Simulink® , conforme indicado na figura 4.10.

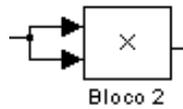


Figura 4. 10 – Diagrama de blocos do demodulador quadrático (bloco 2).

A curva mostrada na figura 4.11 indica o resultado de saída do bloco 2, considerando-se a tensão de entrada indicada na figura 4.6.

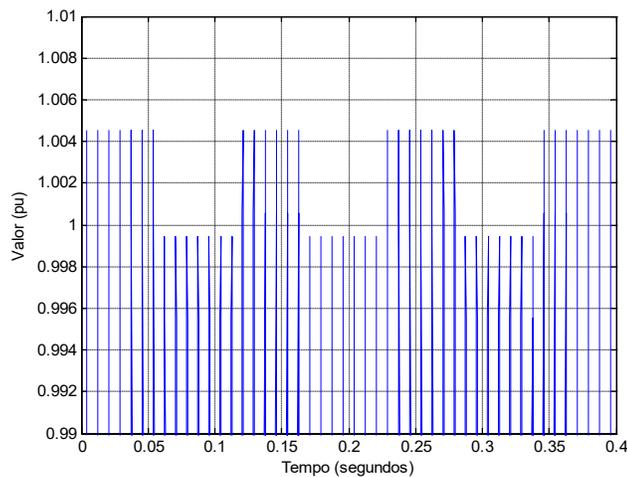


Figura 4. 11 – Tensão na saída do bloco 2 do *flickermeter* (saída C).

O sinal de saída do bloco 2 do *flickermeter IEC*, por sua vez, alimenta a entrada de dados para o bloco 3, responsável pela ponderação em frequência do sinal resultante, sendo este o mais importante bloco funcional do protocolo IEC.

4.4.3) Implementação do bloco 3 - (ponderação em frequência)

O bloco 3 do *flickermeter IEC* representa o principal componente na modelagem do comportamento olho-lâmpada-cérebro. O objetivo do bloco 3 é proporcionar uma atenuação de 90 dB no sinal de entrada, a qual é produzida pela combinação de efeitos entre três filtros distintos. O sinal de entrada para esse bloco resume-se na própria flutuação de tensão extraída do bloco 2, conforme mostrado na figura 4.11. Os três filtros que compõem a modelagem do bloco 3 do *flickermeter IEC* são os seguintes:

- Filtro passa-alta de primeira ordem, com frequência de corte igual a 0,05 Hz, cujo objetivo é suprimir a componente DC do sinal resultante da saída C;
- Filtro passa-baixa, tipo *Butterworth* de 6ª ordem, com frequência de corte igual a 42 Hz (para redes de 120V/60 Hz) ou 35 Hz (para redes de 230V/50 Hz);
- Filtro de ponderação em frequência.

A frequência de corte dos filtros digitais representa a frequência para a qual o ganho obtido possui magnitude igual a 0,7071.

A estrutura funcional para o bloco 3 do modelo do *flickermeter IEC*, composto pelos três filtros indicados acima, é mostrada na figura 4.12.

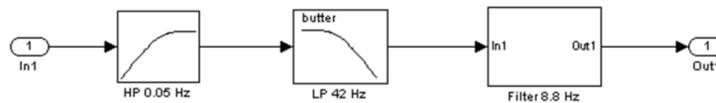


Figura 4. 12 – Diagrama de blocos para ponderação em frequência (bloco 3).

A função de transferência para o filtro passa-alta, com frequência de corte igual a 0,05 Hz, é indicada a seguir. A figura 4.13, por sua vez, ilustra a resposta em frequência obtida para o mesmo filtro.

$$F(s) = \frac{3,175.s}{3,175.s + 1} \quad (4.3)$$

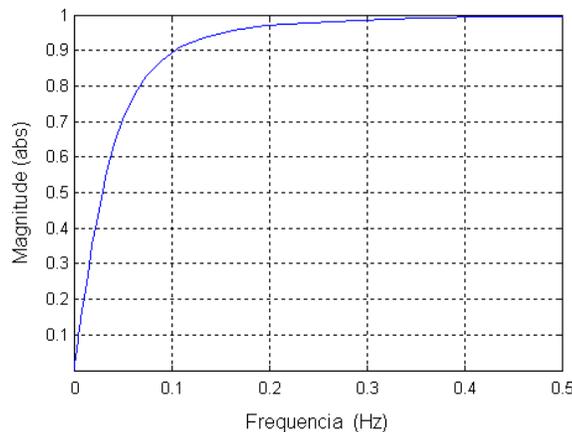


Figura 4. 13 – Resposta em frequência do filtro passa-alta do bloco 3.

Para o projeto do filtro passa-baixa, representado por um filtro *Butterworth* de 6ª ordem, a respectiva função de transferência pode ser obtida, em termos matemáticos, a partir da série de polinômios indicada a seguir [21].

$$F(s) = \prod_{i=1}^3 \left[\frac{\omega_i^2}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + 2\beta_i \omega_i \left(\frac{s}{\omega_c}\right) + \omega_i^2} \right] \quad (4.4)$$

Onde:

s = variável complexa de Laplace;
 ω_c = frequência de corte (em *rad/seg*);
 $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = 1$;
 $\beta_1 = 0,26$;
 $\beta_2 = 0,71$;
 $\beta_3 = 0,97$.

Assim, para um filtro *Butterworth* de 6ª ordem, e para uma frequência de corte igual a 42 Hz (ou $2\pi \cdot 42$ *rad/seg*), utilizada para o caso de modelagem considerando-se lâmpadas de 120V/60Hz, tem-se a seguinte função de transferência após a substituição dos valores correspondentes em (4.4):

$$F_{42(Hz)} = \frac{1}{FA} \cdot \frac{1}{FB} \cdot \frac{1}{FC} \quad (4.5)$$

Onde:

$$FA = \frac{1}{(0,0000143596 \cdot s^2 + 0,00197049 \cdot s + 1)} \quad (4.6)$$

$$FB = \frac{1}{(0,0000143596 \cdot s^2 + 0,00538095 \cdot s + 1)} \quad (4.7)$$

$$FC = \frac{1}{(0,0000143596 \cdot s^2 + 0,00735144 \cdot s + 1)} \quad (4.8)$$

Para o caso de uma rede elétrica considerando-se a modelagem da lâmpada em 230V/50 Hz, a frequência de corte do filtro passa-baixa será de 35 Hz (ou $2\pi \cdot 35$ *rad/seg*), o que resulta na nova função de transferência indicada a seguir.

$$F35(\text{Hz}) = \frac{1}{FA'} \cdot \frac{1}{FB'} \cdot \frac{1}{FC'} \quad (4.9)$$

onde:

$$FA' = \frac{1}{(0,0000206778s^2 + 0,00236588s + 1)} \quad (4.10)$$

$$FB' = \frac{1}{(0,0000206778s^2 + 0,00645714s + 1)} \quad (4.11)$$

$$FC' = \frac{1}{(0,0000206778s^2 + 0,00882173s + 1)} \quad (4.12)$$

Para os propósitos do presente trabalho, cujo objetivo é a implementação do protocolo do *flickermeter IEC* em ambiente *Simulink-Matlab*[®], todos os filtros serão projetados considerando-se a curva de resposta em frequência para lâmpada de 120V/60 Hz. Assim, no presente caso, portanto, o filtro passa-baixa tipo *Butterworth* de 6^a ordem a ser utilizado possui frequência de corte igual a 42 Hz. A figura 4.14 mostra a resposta em frequência do filtro, para as duas frequências de corte possíveis.

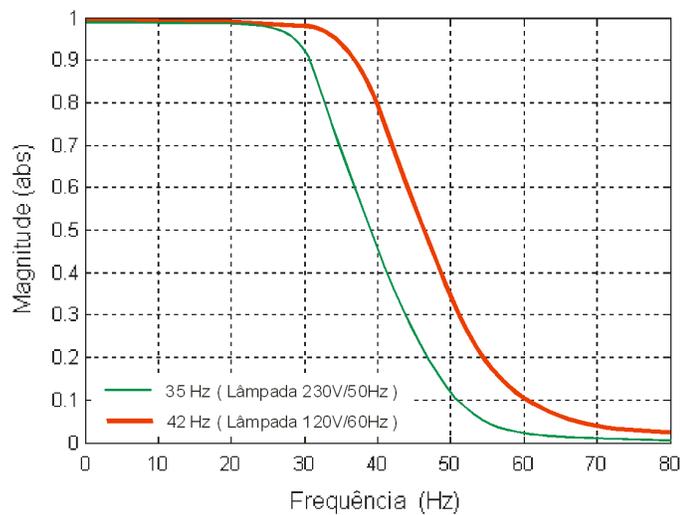


Figura 4. 14 – Resposta em frequência do filtro Butterworth passa-baixa, com frequências de corte iguais a 35 Hz (230V/50Hz) e 42 Hz (120V/60Hz).

O último filtro que compõe o bloco 3 do *flickermeter IEC* é constituído por uma curva de ponderação em frequência, cuja função de transferência é definida pelo próprio protocolo IEC 61.000-4-15[2]. O referido filtro de ponderação em frequência representa a sensibilidade visual às variações luminosas emitidas por uma lâmpada incandescente padrão (230V/50Hz ou 120V/60Hz).

A estrutura da função de transferência para o filtro de ponderação em frequência é a seguinte:

$$F(s) = \frac{k \cdot \omega_1 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \lambda \cdot s + \omega_1^2} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_4}\right)} \quad (4.13)$$

Onde os parâmetros associados, dependendo do tipo de lâmpada de referência a ser utilizada, são estabelecidos pelo protocolo IEC 61.000-4-15.

O diagrama de blocos implementado no *Simulink*[®] para o filtro de ponderação em frequência é mostrado na figura 4.15.

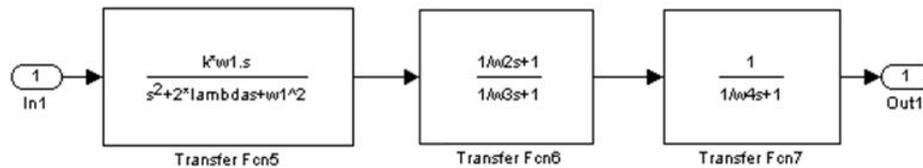


Figura 4. 15 – Estrutura do filtro de ponderação em frequência no *Simulink*[®].

A resposta em amplitude para o filtro de ponderação em frequência é normalizada para 8,8 Hz, onde se tem a maior sensibilidade de percepção do efeito da cintilação luminosa (*flicker*) em lâmpadas incandescentes. A figura 4.16 apresenta a resposta em frequência do filtro de ponderação em frequência, considerando-se os dois modelos disponíveis de lâmpadas. Em termos práticos, antes de se iniciar um processo de quantificação dos níveis de severidade de *flicker*, é extremamente importante definir o tipo de lâmpada a ser utilizada como referência, de tal forma que os parâmetros do *flickermeter* possam ser devidamente ajustados. Assim, por exemplo, a utilização do *flickermeter* modelado para uma lâmpada de referência de 230 V/50 Hz produziria resultados física e fisiologicamente distintos da realidade das redes elétricas com tensões equivalentes a 120 V/60 Hz.

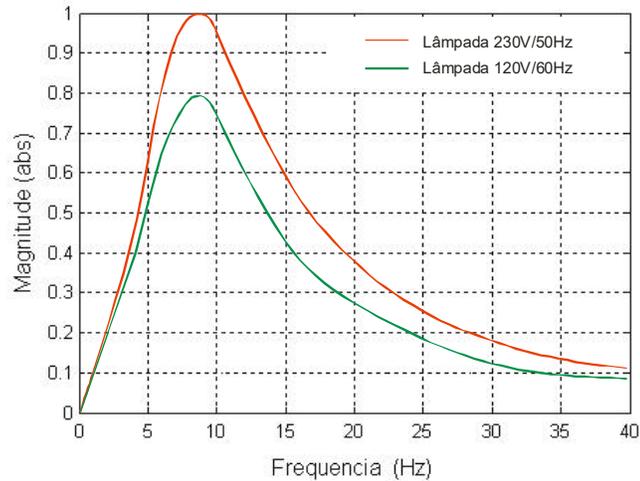


Figura 4. 16 – Resposta do filtro de ponderação em frequência normalizado em 8,8 Hz.

No caso brasileiro, os sistemas trifásicos possuem tensões fase-neutro padronizadas em 127 Volts ou 220 Volts. Contudo, a utilização da curva para a lâmpada de referência de 120 V/60 Hz, no caso da rede de 127 V entre fase e neutro, ou da curva da lâmpada de referência de 230 V/50 Hz, no caso da rede de 220 V entre fase e neutro, não produzirá erros representativos no modelo. Finalmente, a curva mostrada na figura 4.17 mostra o resultado da saída do bloco 3.

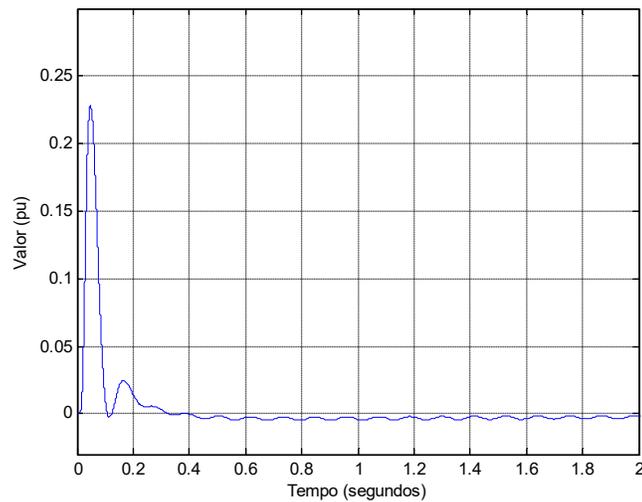


Figura 4. 17 – Sinal de saída do bloco 3 (saída D).

Na figura 4.17 é possível observar o efeito do transitório de acomodação dos filtros digitais, nos primeiros milésimos de segundo da simulação computacional.

4.4.4) Implementação do bloco 4 - (média quadrática)

O bloco 4 do protocolo do *flickermeter IEC* possui duas funções específicas. A primeira delas resume-se na elevação ao quadrado do sinal de saída do bloco 3, simulando a percepção não-linear do comportamento do sistema olho-cérebro frente a variações na iluminação local. A segunda função está relacionada com a simulação do efeito de armazenamento de informações, pelo cérebro humano, relacionadas a variações de iluminação. Em termos práticos, essa função específica é representada por um filtro tipo passa-baixa de 1ª ordem, com constante de tempo igual a 300 ms ou, de forma equivalente, com uma frequência de corte igual a 0,5305 Hz. A função de transferência para esse filtro é indicada a seguir.

$$F(s) = \frac{1}{0,30.s + 1} \quad (4.14)$$

A curva da figura 4.18 mostra a resposta em frequência para a função de transferência indicada na equação (4.14).

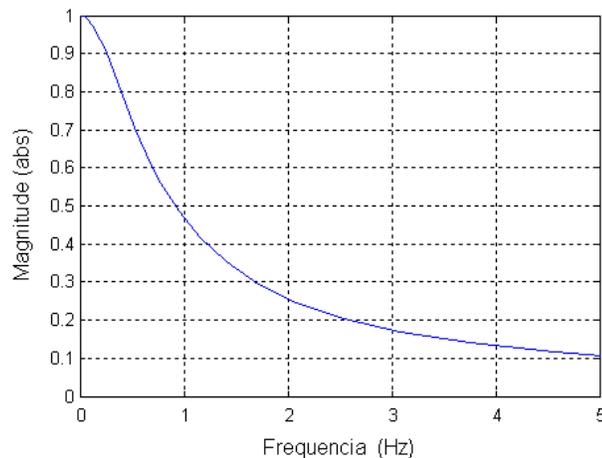


Figura 4. 18 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa de primeira ordem, com frequência de corte igual a 0,5305 Hz.

O diagrama de blocos resultante da implementação do bloco 4 do *flickermeter IEC* em ambiente *Simulink*® é indicado na figura 4.19.

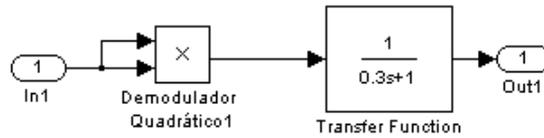


Figura 4. 19 – Estrutura do bloco 4 do *flickermeter IEC* implementado no *Simulink*[®].

Por fim, a curva mostrada na figura 4.20 mostra o resultado de saída do bloco 4, considerando-se, mais uma vez, a tensão de entrada indicada na figura 4.6. A sensação instantânea de *flicker* (S_f) é quantificada pelo valor de pico do sinal de saída do bloco 4 (Saída E). Assim, para o caso da figura 4.20(b), tem-se $S_f=1,0$ pu.

O sinal de saída do bloco 4, em particular, possui um significado importante na metodologia de quantificação de *flicker* da IEC. Em termos práticos, 1,0 pu de sensação instantânea de *flicker* (S_f) representa o limiar de sensação de *flicker* perceptível a partir do qual 50% das pessoas acusariam a percepção do fenômeno em uma lâmpada de 60 Watts, 120 V/60 Hz.

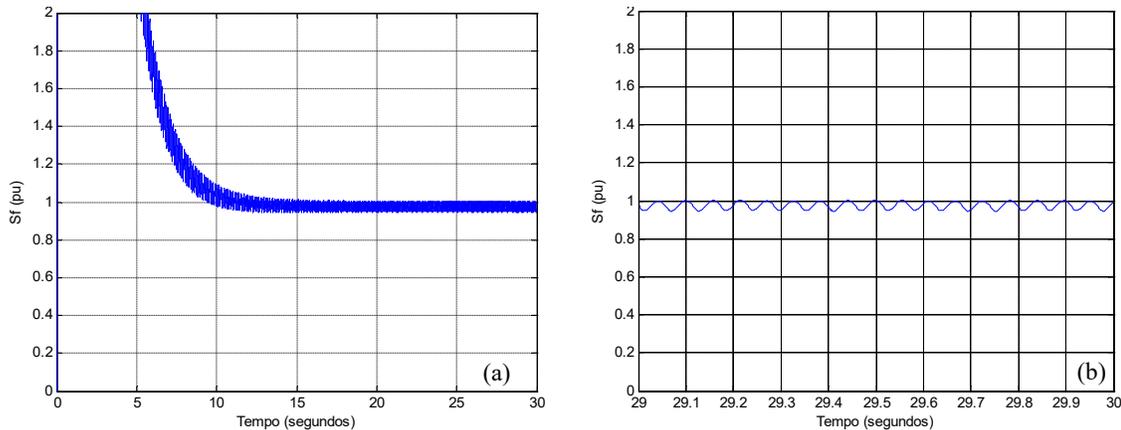


Figura 4. 20 – Sinal de saída do bloco 4 (saída E); (a) 30 segundos de simulação e (b) etapa de regime permanente.

Na figura 4.20(a) fica também evidenciado o efeito do transitório de acomodação dos filtros do bloco 3, assim como do filtro passa-baixa de 1ª ordem indicado em (4.14). Se o tempo de acomodação dos filtros digitais for muito elevado (da ordem de minutos), o *flickermeter* poderá apresentar resultados insatisfatórios quando de sua aplicação em condições reais de utilização [62].

4.4.5) Implementação do bloco 5 conforme protocolo original IEC 61.000-4-15

O protocolo definido pela IEC 61.000-4-15[2] estabelece que a implementação do bloco 5, o qual é responsável pelo cálculo do indicador de severidade de *flicker* de curta duração (Pst) através da análise estatística dos registros de sensação instantânea de *flicker* (Sf), deve ser realizada considerando-se uma função de probabilidade cumulativa dos registros de Sf . Assim, para um sinal no domínio do tempo, a probabilidade cumulativa $p(i)$, para a qual a amplitude (i) do sinal amostrado (Sf) é excedida durante o tempo de observação T é definida da seguinte forma:

$$p(i) = \frac{\text{tempo total onde } Sf(t) > i}{T} \quad (4.15)$$

Em termos práticos, como o vetor Sf é discretizado, tem-se que os intervalos de tempo do numerador e o tempo de observação do denominador (T), conforme indicados em (4.15), são proporcionais às quantidades de registros aos quais estão associados. A representação gráfica de $p(i)$ reflete uma distribuição estatística das amplitudes de Sf , a qual é denominada de Função Probabilidade Complementar (FPC). A figura 4.21 ilustra o processo de discretização dos registros de Sf em 10 (dez) classes de amplitudes.

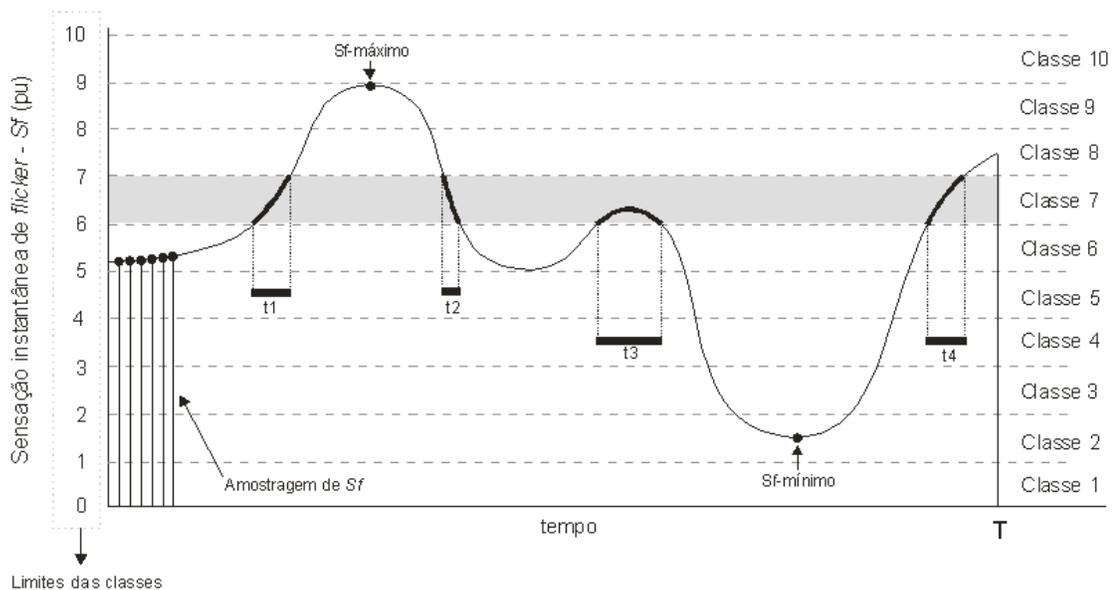


Figura 4. 21 – Amostragem e discretização da sensação instantânea de *flicker* (Sf).

Conforme mostrado na figura 4.21, a discretização dos registros de S_f é realizada considerando-se um número limitado de classes de amplitudes. No exemplo da figura 4.20 são consideradas apenas 10 classes para efeito de simplificação das análises. Assim, a quantidade total de registros de S_f em cada classe considerada, é armazenada para a elaboração da função de probabilidade complementar. No exemplo considerado, o tempo de permanência dos registros de S_f entre o limite inferior e superior da classe de número 7 será calculado através da somatória dos tempos t_1 , t_2 , t_3 e t_4 . Após o cálculo desses tempos, ou em termos práticos, da quantidade de registros de S_f situados em cada classe considerada, elabora-se a função de probabilidade cumulativa das classes, conforme exemplo ilustrativo mostrado na figura 4.22.

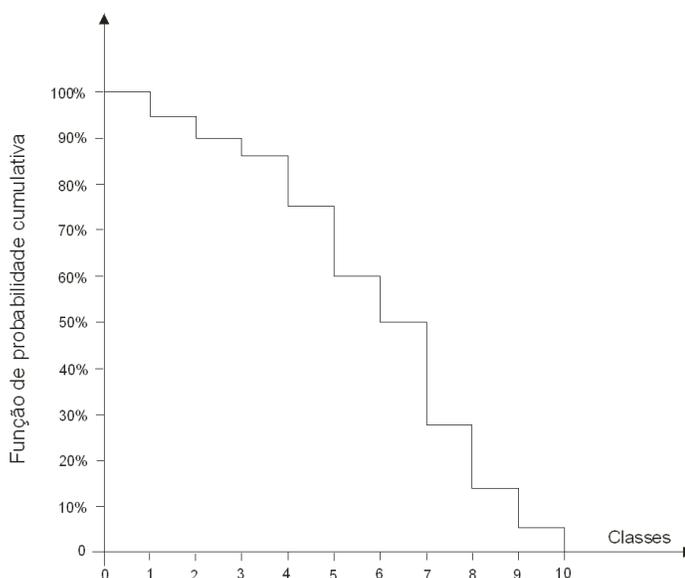


Figura 4. 22 – Função de probabilidade complementar (FPC).

Quanto maior o número de classes considerado, maior será a precisão considerada no cálculo do indicador de severidade de *flicker* de curta duração, ou indicador de severidade de *flicker* de curta duração, denominado Pst (*Probability Short Term*). O protocolo IEC 61.000-4-15 define uma quantidade mínima de 64 classes para o cálculo do Pst , e um período de observação T igual a 1, 5, 10 ou 15 minutos. Porém, apenas o período de observação igual a 10 minutos é utilizado em análises práticas, em função de sua melhor representação da duração do ciclo de fusão dos fornos a arco.

O resultado prático da avaliação estatística dos registros de Sf , portanto, é a quantificação do indicador de severidade de *flicker* de curta duração (Pst). Matematicamente, esse indicador é definido da seguinte forma:

$$Pst = \sqrt{0,0314.P_{0,1} + 0,0525.P_{1S} + 0,0657.P_{3S} + 0,28.P_{10S} + 0,08.P_{50S}} \quad (4.16)$$

Onde:

P_i = percentil $i\%$ do sinal amostrado;

Pst = *Probability Short Term* (indicador de severidade de *flicker* de curta duração);

O sufixo S nos índices de cada valor percentil, conforme representado na equação (4.16), indica a necessidade de aplicação de um amortecimento no valor calculado. Apenas para o caso do percentil P0,1, devido ao filtro passa-baixa de 1ª ordem, cuja função de transferência é indicada em (4.14), não é necessária tal particularidade, uma vez que o mesmo não permite variações bruscas do sinal de entrada para percentil de apenas 0,1%. Para os demais casos, os valores amortecidos são obtidos a partir das seguintes equações:

$$P_{50S} = (P_{30} + P_{50} + P_{80})/3 \quad (4.17)$$

$$P_{10S} = (P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17})/5 \quad (4.18)$$

$$P_{3S} = (P_{2,2} + P_3 + P_4)/3 \quad (4.19)$$

$$P_{1S} = (P_{0,7} + P_1 + P_{1,5})/3 \quad (4.20)$$

Uma vez calculados os indicadores Pst , para cada 10 minutos de observação, pode-se também calcular outro indicador definido pela IEC, o *Probability Long Term* (Plt), calculado a cada 2 (duas) horas. O indicador Plt tem por objetivo promover uma avaliação da severidade de *flicker* para os casos onde várias cargas perturbadoras, geradoras do fenômeno *flicker*, operam simultaneamente por períodos prolongados. Matematicamente, o Plt é calculado conforme abaixo:

$$Plt = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^N Pst_i^3}{N}} \quad (4.21)$$

Onde:

Pst_i = valores consecutivos de Pst ($i = 1, 2, 3, \dots, N$);
 Plt = *Probability Long Term*.

A figura 4.23 mostra o resultado de uma medição real de severidade de *flicker* de curta e longa duração (Pst e Plt), realizada em uma barra de 138 kV, da qual deriva um circuito para alimentação de um forno a arco direto.

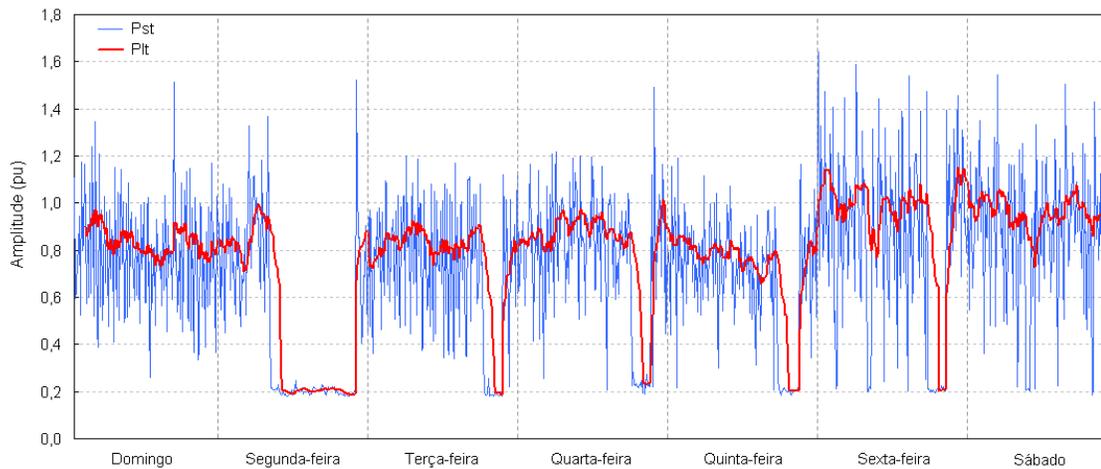


Figura 4. 23 – Exemplo de medição real dos indicadores Pst e Plt .

A figura 4.24 mostra as funções de probabilidade cumulativa para quantidades consideradas de classes iguais a 10, 30, 50 e 100, respectivamente. Da análise visual da figura 4.24 é fácil observar que, de fato, existe uma relação considerável entre a precisão do cálculo do indicador Pst e a quantidade de classes considerada. Na verdade, quando a quantidade de registros considerados de Sf é muito superior ao número de classes utilizado, haverá a necessidade de realização de interpolações lineares para uma melhor identificação dos valores de *percentil* necessários para o cálculo do Pst , conforme indicado nas equações de (4.17) a (4.20).

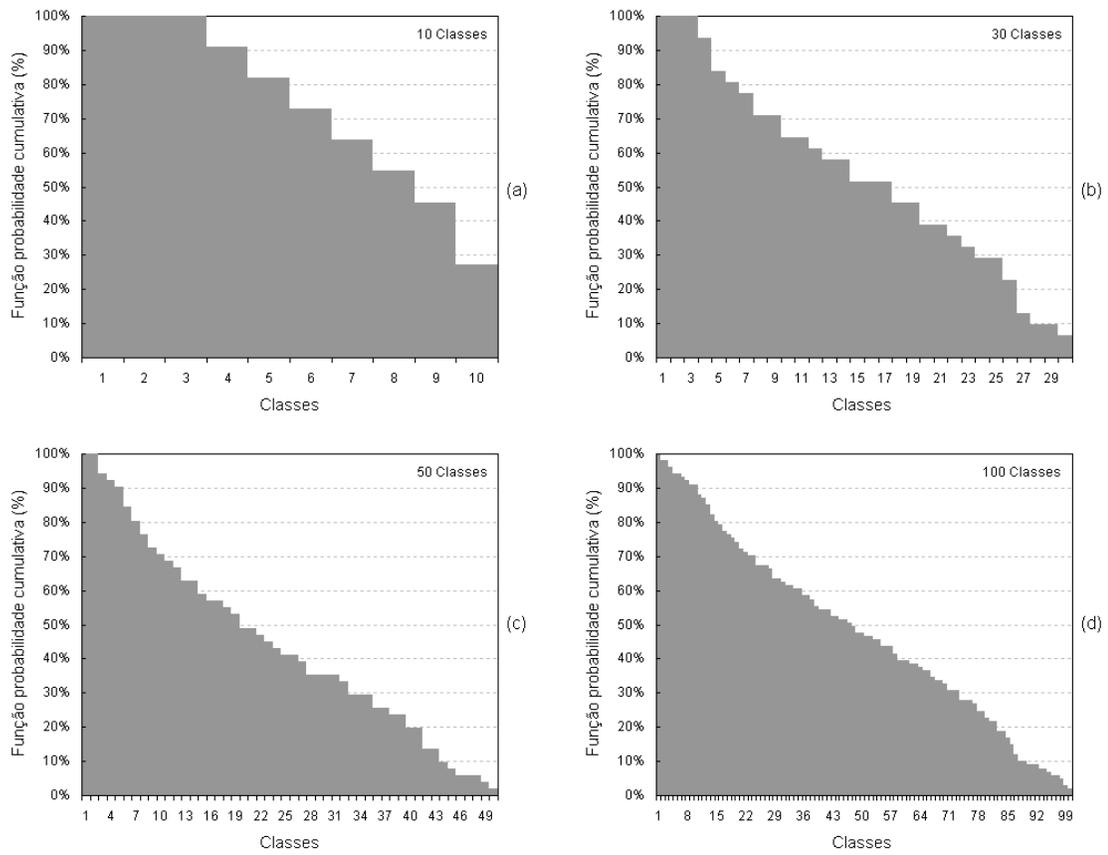


Figura 4. 24 – Funções de probabilidade cumulativa para diferentes quantidades de classes consideradas.

Os resultados obtidos para o indicador P_{st} , considerando-se as quatro funções de probabilidade cumulativa indicadas na figura 4.24, são mostrados a seguir na figura 4.25.

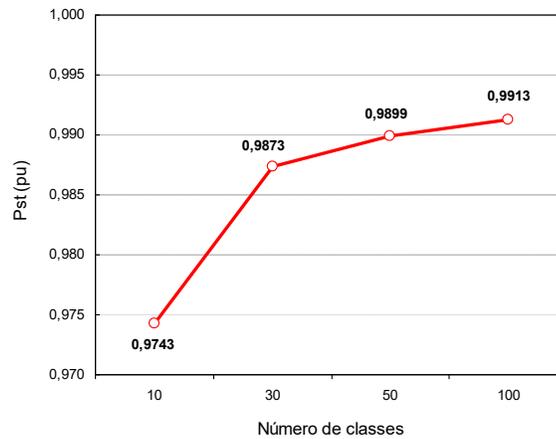


Figura 4. 25 – Valores de P_{st} calculados com base em diferentes números de classes.

Da análise da figura 4.25, observa-se que, de fato, existe uma dependência relevante entre a quantidade de classes e a precisão do cálculo do indicador Pst . Em uma situação hipotética onde o número de classes fosse infinito, e não fossem necessárias interpolações lineares, ter-se-ia uma precisão máxima no cálculo do Pst , porém, isso demandaria um grande esforço de processamento computacional. Assim, no caso de um medidor de *flicker*, onde os cálculos dos indicadores são realizados internamente ao equipamento (nível de *hardware*), o aumento demasiado do número de classes poderá inviabilizar economicamente a fabricação do próprio medidor. Dessa forma, um número de classes muito reduzido deve ser utilizado, sendo então necessárias várias interpolações lineares para o cálculo dos valores de Sf correspondentes a cada um dos valores de *percentil* necessários para o cálculo do indicador Pst .

A figura 4.26 ilustra o processo de interpolação linear considerando-se o cálculo do valor de Sf associado ao *percentil 50%*, necessário em (4.17), da função de probabilidade complementar.

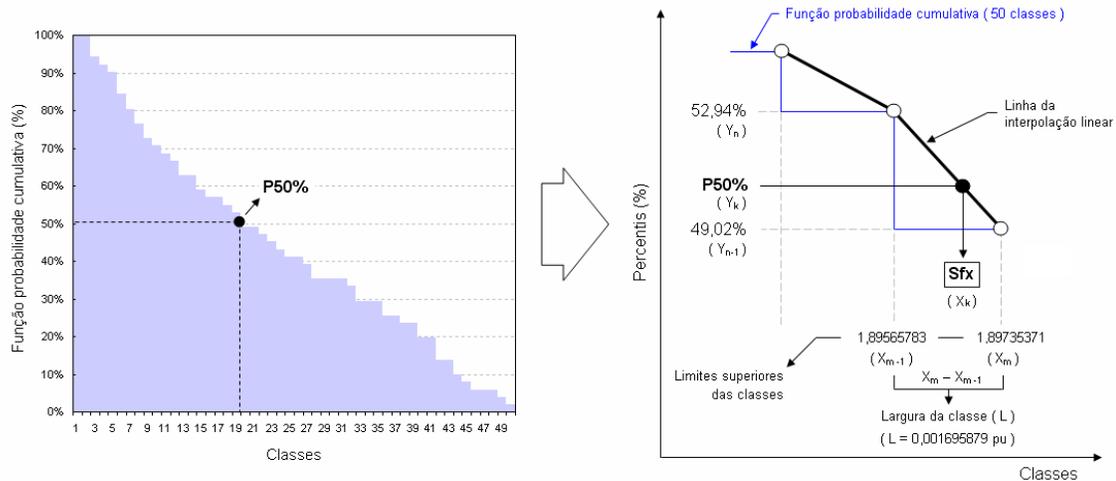


Figura 4. 26 – Exemplo de interpolação linear para cálculo do valor de Sf correspondente ao valor *percentil 50%*.

Para o processo de interpolação linear deve-se inicialmente calcular a largura (L) das classes, a qual pode ser obtida da seguinte forma:

$$L = \frac{\max(Sf) - \min(Sf)}{Nc} \quad (4.22)$$

onde:

$max(Sf)$ = maior valor de registro de Sf no período de observação T ;
 $min(Sf)$ = menor valor de registro de Sf no período de observação T ;
 Nc = número de classes considerado.

Após o cálculo da largura das classes, procede-se à elaboração do vetor de limites de classes, conforme mostrado na figura 4.27.

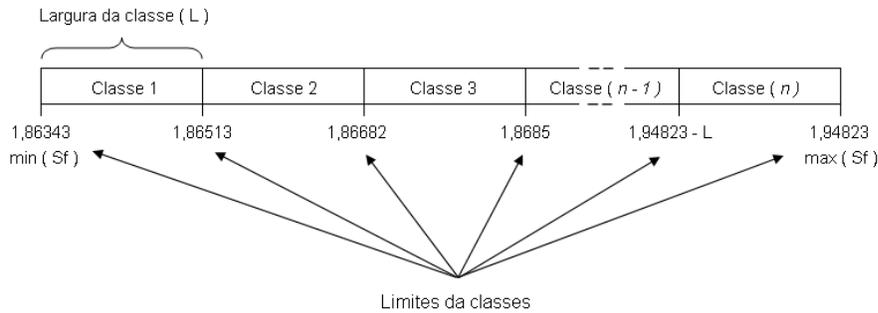


Figura 4. 27 – Formação do vetor de limites de classes.

Finalmente, com base na largura das classes e, conseqüentemente, nos limites das classes, pode-se proceder ao processo de interpolação linear propriamente dito. Esse processo se baseia na obtenção de uma linha que ajusta perfeitamente dois pontos conhecidos (limites das classes), conforme mostrado na figura 4.26. A equação linear a ser obtida é genericamente expressa como indicado em (4.23).

$$y_k = a.x_k + b \tag{4.23}$$

Dessa forma, o processo inclui o cálculo das constantes a e b , conforme equações seguintes:

$$a = \frac{(y_{n-1} - y_n)}{L} \tag{4.24}$$

$$b = y_{n-1} - \frac{(y_{n-1} - y_n)}{L} .x_m \tag{4.25}$$

Finalmente, após os devidos equacionamentos algébricos, obtém-se a equação representativa do valor de $Sf(x_k)$ correspondente ao percentil procurado $P_k\%$ (y_k).

$$y_k = \frac{(y_{n-1} - y_n)}{L} \cdot x_k + y_{n-1} - \frac{(y_{n-1} - y_n)}{L} \cdot x_m \quad (4.26)$$

$$x_k = \frac{(y_k - y_{n-1})}{\left(\frac{y_{n-1} - y_n}{L}\right)} + x_m \quad (4.27)$$

onde:

x_k é o valor de Sf correspondente ao percentil procurado $P_k\%$;
 x_m é o limite superior (em pu) da classe ao qual pertence x_k .

Assim, uma vez obtidos todos os valores de percentil necessários, procede-se o cálculo do indicador Pst , conforme equação (4.16) mostrada anteriormente. O protocolo IEC 61.000-4-15 também sugere a utilização de interpolações logarítmicas como forma de melhoria do desempenho e eficácia do bloco 5 do *flickermeter IEC*. Contudo, outra alternativa, mais simplificada, de implementação do bloco 5 do *flickermeter IEC* é mostrada no próximo tópico.

4.4.6) Implementação simplificada do bloco 5 do *flickermeter IEC*

Para os propósitos do presente trabalho, a implementação do bloco 5 do *flickermeter IEC* foi realizada de forma simplificada, porém não menos funcional que a indicada na IEC 61.000-4-15, conforme mostrado no tópico anterior. Aliás, a referida implementação simplificada do bloco 5 pode ser considerada uma contribuição significativa do presente trabalho, reduzindo o tempo de processamento e o esforço computacional, sem comprometimento da eficácia do modelo, como poderá ser comprovado nos testes de calibração realizados mais adiante. Basicamente, a implementação simplificada do bloco 5 do *flickermeter IEC* foi realizada no *Matlab*[®], através de um algoritmo de ordenação do vetor Sf (sensação instantânea de *flicker*), resultado de saída do bloco 4, seguido do cálculo dos valores de percentil indicados nas equações de (4.17) a (4.20) e, finalmente, do valor do Pst conforme equação (4.16). Na realidade os referidos valores de percentil são calculados simplesmente buscando-se sua posição no novo vetor ordenado de Sf .

O código *Matlab*[®] de implementação simplificada do bloco 5 do *flickermeter IEC* é indicado no apêndice B. A implementação proposta, conforme já informado, é extremamente

simplificada em relação ao modelo original definido pela IEC 61.000-4-15 [2], porém, igualmente funcional. Obviamente que a referida implementação baseia-se em comandos pré-existentes disponíveis no *Matlab*[®], notadamente no comando *sort* para ordenação crescente do vetor da sensação instantânea de *flicker* (*Sf*). De qualquer forma, a mesma pode ser facilmente implementada em qualquer linguagem de programação através de algoritmos relativamente simples, como o indicado na figura 4.28.

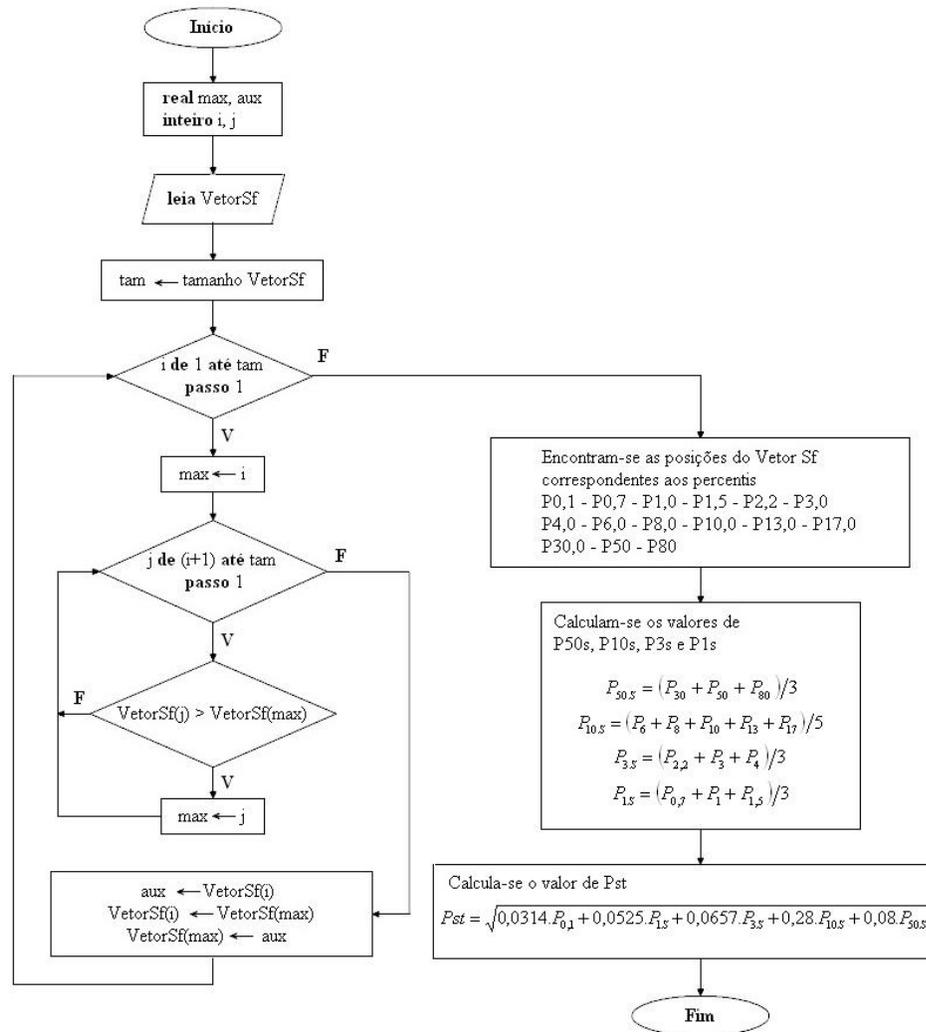


Figura 4. 28 – Algoritmo de programação para implementação simplificada do bloco 5 do *flickermeter* IEC.

Para facilitar a operacionalização do modelo do *flickermeter* desenvolvido, todos os valores de variáveis utilizadas, em ambiente *Simulink-Matlab*[®], foram concentrados em um único arquivo de entrada, conforme ilustrado na figura 4.29.

```

clear variables;
format long;
warning off all;
clc;

Vrms = 127;
F = 60;
Ts = (1/60)/128; % Taxa de amostragem

k = 1.6357;
lambda = 2*pi*4.167375;
w1 = 2*pi*9.077169;
w2 = 2*pi*2.939902;
w3 = 2*pi*1.394468;
w4 = 2*pi*17.31512;

Fm = 13.5; % Frequência de modulação
M = 0.547; % Amplitude da modulação

FcLP = 42*2*pi;
Ajuste = 0;

ksaida = 0.975766*1.2473e+006;
    
```

Figura 4. 29 – Código de implementação do arquivo de entrada de dados do flickermeter IEC.

Considerando-se as duas formas de implementação do bloco 5 do flickermeter IEC mostradas no presente capítulo, pode-se então realizar análises comparativas entre essas duas metodologias.

Nesse sentido, a figura 4.30 mostra a comparação entre o desempenho obtido quando da utilização da metodologia simplificada, comparativamente à metodologia original proposta pelo protocolo IEC 61.000-4-15, com diferentes números de classes considerados para essa última.

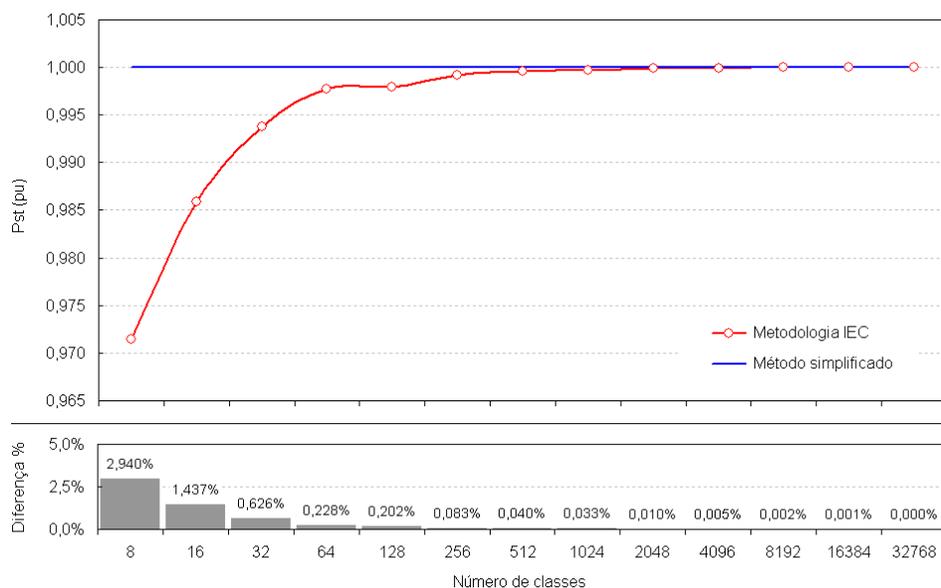


Figura 4. 30 – Comparativo das metodologias de cálculo do indicador Pst (bloco 5).

Como pode ser observado, a metodologia simplificada não considera a segmentação dos registros de S_f em classes. Por outro lado, a metodologia original definida pela IEC é extremamente sensível ao número de classes considerado. Motivo pelo qual o mesmo protocolo define um número mínimo de 64 classes quando da implementação do *flickermeter* IEC. Ainda assim, a implementação do bloco 5 do *flickermeter* considerando-se uma quantidade exata de 64 classes confere um erro máximo de aproximadamente 1,385% no cálculo do indicador Pst , conforme mostrado na figura 4.31.

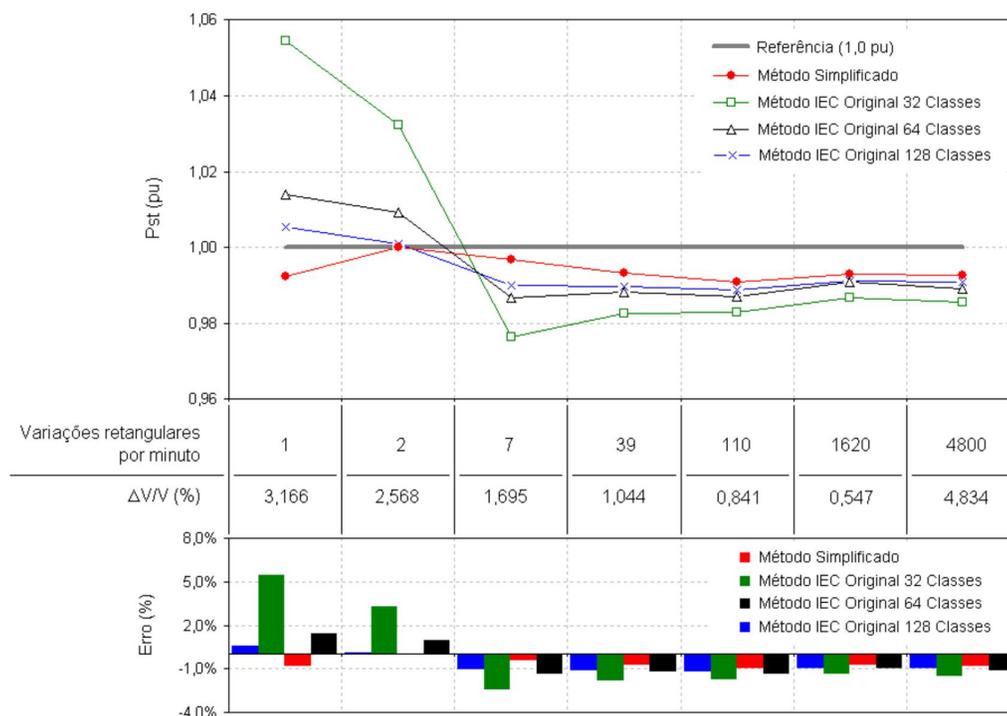


Figura 4. 31 – Comparativo das metodologias de cálculo do indicador Pst (bloco 5).

A figura 4.31 considera o cálculo do indicador Pst para todas as condições de frequência e amplitude de modulação da tensão de entrada, as quais, segundo o protocolo IEC [2], resultariam em valor unitário para o indicador de severidade de *flicker* de curta duração (Pst). Assim, os erros máximos obtidos, dentre os sete pares de frequência e amplitude de modulação considerados na figura 4.31, e para cada particularidade considerada na implementação do bloco 5 do *flickermeter* IEC, podem ser calculados conforme mostrado na figura 4.32.

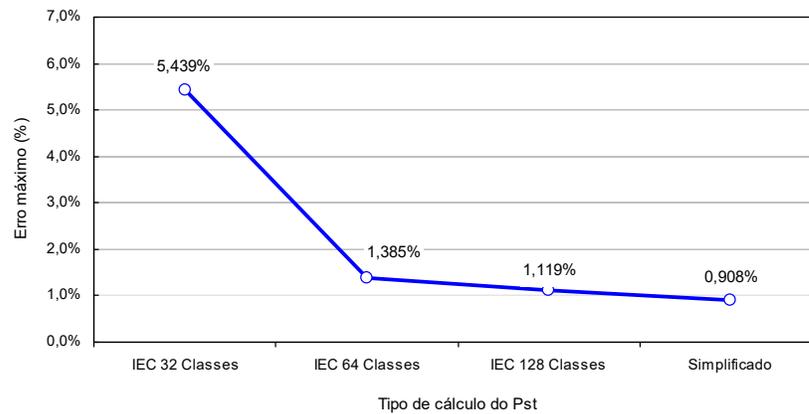


Figura 4. 32 – Comparativo dos erros máximos obtidos no cálculo do indicador *Pst* (bloco 5).

Com base nos resultados mostrados na figura 4.32, fica mais uma vez evidenciada a forte correlação entre a precisão, ou eficácia, da metodologia proposta pela *IEC* para implementação do bloco 5 do *flickermeter*, em relação ao número de classes considerado no processo. Fica também evidenciado o melhor desempenho e precisão da metodologia simplificada de implementação do bloco 5, proposta no presente trabalho. Além de apresentar um melhor desempenho e precisão, a metodologia simplificada de implementação do bloco 5 apresenta um menor tempo de processamento, assim como um menor esforço computacional, comparativamente à metodologia original proposta pela *IEC*.

Para ilustrar essa afirmação, as figuras 4.33 e 4.34 apresentam os resultados obtidos acerca do tempo de processamento e do uso do processador (*CPU: Central Processing Unit*) quando da aplicação das metodologias *IEC* e simplificada no cálculo do indicador de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*). Para tanto, foram considerados dois sinais distintos: o primeiro deles obtido por meio de simulação digital e o outro através de uma medição real de tensão. Nos dois casos (simulação e medição) a frequência de amostragem do sinal de tensão foi igual a 100 amostras por ciclo.

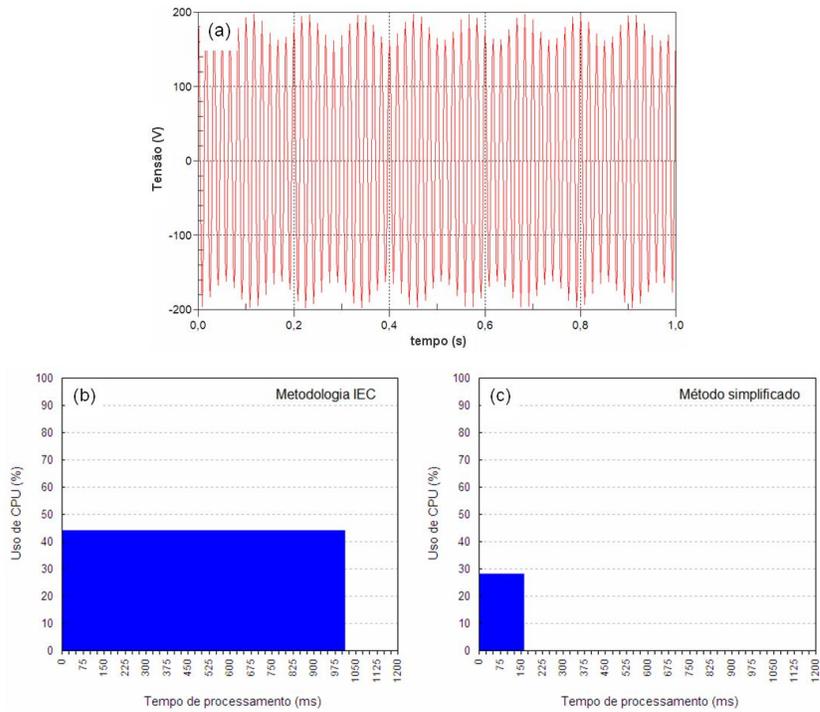


Figura 4. 33 – (a) Forma de onda da tensão simulada (127V/60Hz com 10% de modulação em 8,8Hz), (b) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia original proposta pela IEC e (c) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia simplificada.

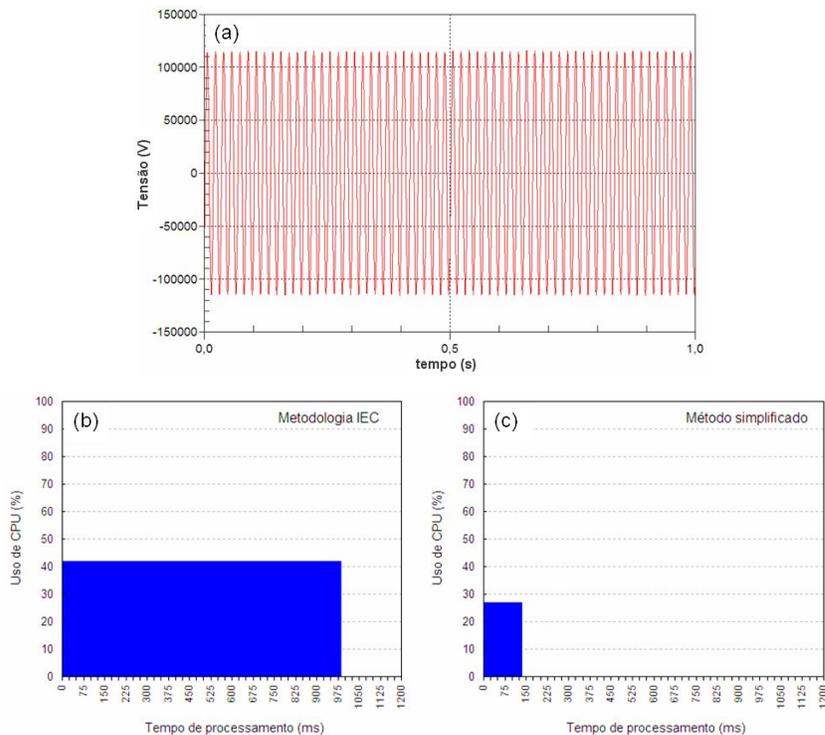


Figura 4. 34 – (a) Forma de onda da tensão medida em um barramento de 138 kV, (b) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia original proposta pela IEC e (c) tempo de processamento e percentual de uso de CPU com a utilização da metodologia simplificada.

Com base nas figuras 4.33 e 4.34, o método simplificado, proposto para o cálculo do indicador Pst , apresenta um tempo de processamento aproximadamente seis vezes menor que o tempo obtido para a metodologia proposta pela IEC, assim como o uso de CPU (esforço computacional) apresentou um resultado 40% menor quando comparado à mesma metodologia.

4.7) Testes de calibração do *flickermeter* IEC

Os testes de calibração no modelo do *flickermeter* IEC desenvolvido no presente trabalho foram realizados exatamente conforme prescrito no protocolo IEC 61.000-4-15[2], e consideram a implementação simplificada do bloco 5 do *flickermeter*, conforme apresentado no tópico anterior.

Nesse sentido, foram realizados dois testes específicos. O primeiro considerando apenas o sinal de saída do bloco 4 do *flickermeter* (Saída E), o qual representa a sensação instantânea de *flicker* (Sf), e o segundo considerando-se o valor de Pst (severidade de *flicker* de curta duração) resultante da saída do bloco 5 (Saída F).

A IEC 61.000-4-15 admite um erro máximo de 5,0% em relação à unidade (1,0 pu) para cada combinação de frequência e amplitude de modulação. Para efeito dos testes de calibração, a IEC considera flutuações de tensão retangulares.

Inicialmente, para os testes de calibração considerando-se os valores de Sf (sensação instantânea de *flicker*) resultantes da saída do bloco 4 (Saída E), o protocolo IEC 61.000-4-15 estabelece uma tabela normalizada ($Sf = 1,0 pu$) de resposta para flutuações de tensão retangulares, conforme indicado no quadro 4.3. Para cada caso indicado no referido quadro, o valor de Sf deverá estar compreendido entre $1,0 pu \pm 0,05 pu$. Ou seja, o erro percentual deverá ser inferior a $\pm 5,0\%$.

Quadro 4.3 – Parâmetros utilizados para o teste de calibração do modelo do *flickermeter* IEC – lâmpada 120 V/60Hz – Sensação instantânea de *flicker* (*Sf*).

Frequência (Hz)	Variação - $\Delta V/V\%$	Frequência (Hz)	Variação - $\Delta V/V\%$
0,5	0,600	10,0	0,264
1,0	0,547	10,5	0,280
1,5	0,504	11,0	0,297
2,0	0,471	11,5	0,309
2,5	0,439	12,0	0,323
3,0	0,421	13,0	0,369
3,5	0,407	14,0	0,411
4,0	0,394	15,0	0,459
4,5	0,371	16,0	0,513
5,0	0,349	17,0	0,580
5,5	0,323	18,0	0,632
6,0	0,302	19,0	0,692
6,5	0,282	20,0	0,752
7,0	0,269	21,0	0,818
7,5	0,258	22,0	0,853
8,0	0,255	23,0	0,946
8,8	0,253	24,0	1,076
9,5	0,257	40,0	3,460

Após a injeção dos sinais de entrada no bloco 1, de forma a abranger todas as combinações de frequência e amplitude de modulação indicadas no quadro 4.3, obteve-se como erro máximo do modelo desenvolvido um valor percentual de -2,23%, sendo inferior, portanto, ao limite de 5,0% prescrito pelo protocolo IEC 61.000-4-15. A figura 4.35 mostra os resultados dos testes de calibração efetuados para a sensação instantânea de *flicker* (*Sf*).

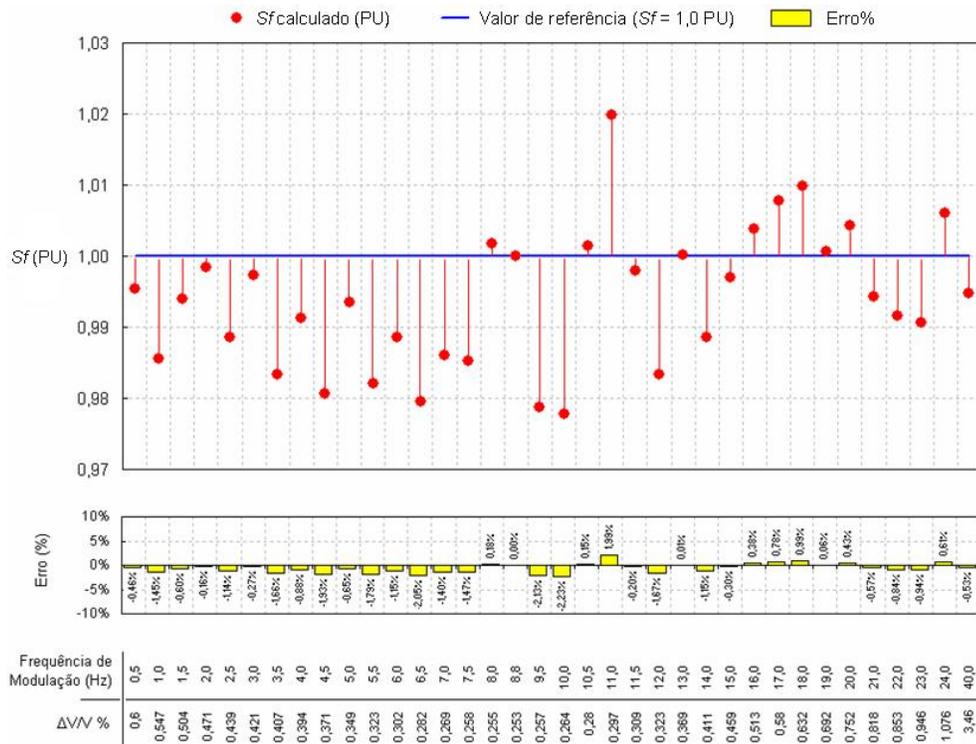


Figura 4.35 – Resultados dos testes de calibração para o indicador sensação instantânea de *flicker* (*Sf*).

Na sequência, para os testes de calibração considerando-se o valor de Pst (severidade de *flicker* de curta duração) resultante da saída do bloco 5 (Saída F), o protocolo IEC 61.000-4-15 estabelece uma tabela normalizada ($Pst = 1,0 pu$) de resposta para flutuações de tensão retangulares, conforme indicado no quadro 4.4. Assim como no caso anterior, para cada situação indicada no referido quadro, o valor obtido para o indicador Pst deverá estar compreendido entre $1,0 pu \pm 0,05 pu$. Ou seja, o erro percentual deverá ser inferior a $\pm 5,0\%$.

Quadro 4. 4 – Parâmetros utilizados para o teste de calibração do modelo do *flickermeter* IEC – lâmpada 120 V/60Hz – Indicador de severidade de *flicker* de curta duração (Pst).

Lâmpada 120 V / 60 Hz	
Variações retangulares por minuto	$\Delta V/V\%$
1	3,166
2	2,568
7	1,695
39	1,044
110	0,841
1620	0,547
4000	-
4800	4,834

Após a injeção dos sinais de entrada no bloco 1, abrangendo todas as combinações de frequência e amplitude de modulação indicadas no quadro 4.4, obteve-se como erro máximo do modelo desenvolvido um valor percentual de $-0,908\%$, muito inferior, portanto, ao limite de $5,0\%$ prescrito pelo protocolo IEC 61.000-4-15. A figura 4.36 mostra os resultados dos testes de calibração efetuados para o indicador de severidade de *flicker* de curta duração (Pst).

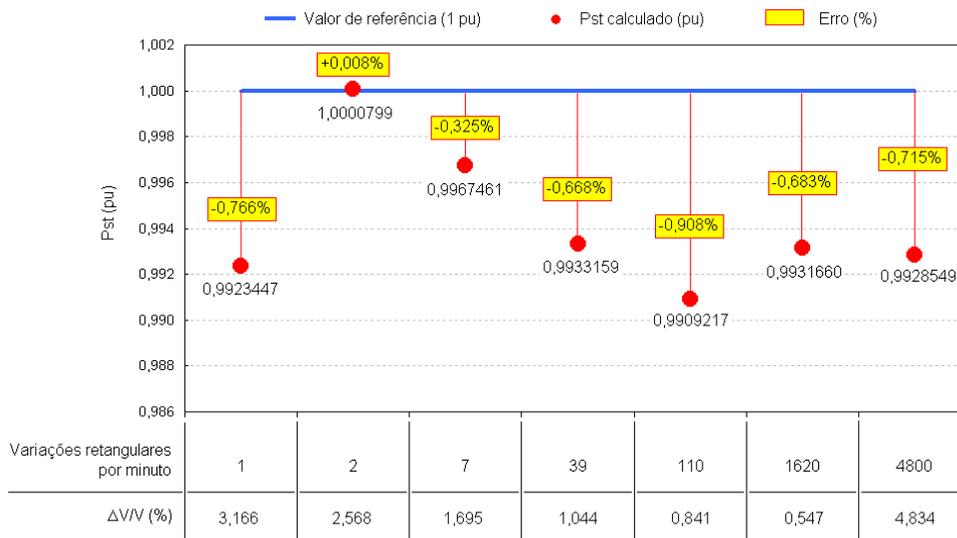


Figura 4. 36 – Resultados dos testes de calibração para a sensação instantânea de *flicker* (Sf).

Com base nos resultados apresentados, o desenvolvimento do modelo do *flickermeter* IEC apresentado neste capítulo mostrou-se em conformidade com os requisitos de calibração definidos no protocolo IEC 61.000-4-15, podendo o mesmo ser utilizado como ferramenta de avaliação da cintilação luminosa (*flicker*) nos sistemas elétricos. Em termos práticos, para efeito do presente trabalho, o modelo ora desenvolvido será utilizado como ferramenta de análise das questões relacionadas com as componentes de tensão com frequências inter-harmônicas, notadamente relacionadas com o fenômeno da flutuação de tensão.

4.8) Análise do impacto da frequência de amostragem da tensão de entrada no desempenho do *flickermeter* IEC

Alguns autores [55] apresentaram testes de resposta do *flickermeter* para alguns de seus parâmetros de entrada como, por exemplo, a frequência de amostragem da tensão de suprimento. Com o objetivo de analisar a resposta do modelo de *flickermeter* desenvolvido no presente trabalho em relação ao mesmo parâmetro, foram realizadas diversas simulações considerando-se alterações sistemáticas na frequência de amostragem da tensão de entrada, cujos resultados podem ser observados nas figuras 4.37 e 4.38, para os indicadores *Pst* e *Sf*, respectivamente. Os resultados obtidos demonstram que o *flickermeter* desenvolvido apresenta pouca sensibilidade às variações na frequência de amostragem da tensão de entrada.

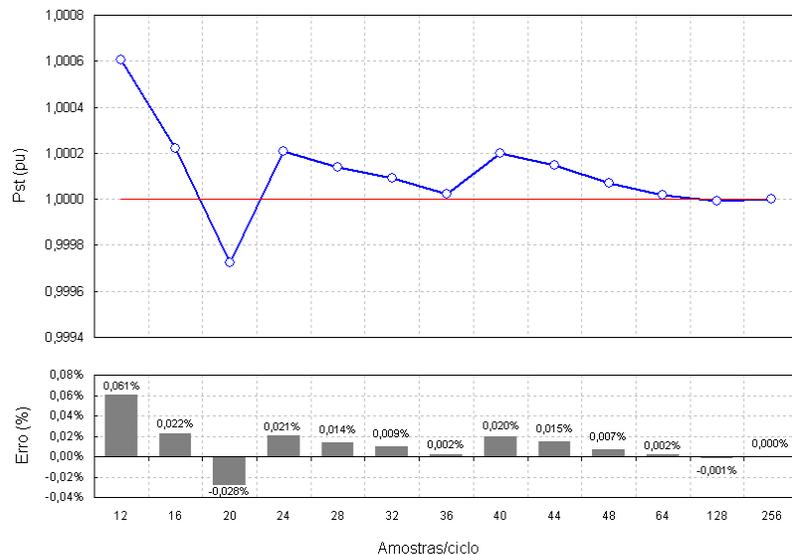


Figura 4.37 – Resposta do indicador de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*) para diferentes valores de frequência de amostragem da tensão de entrada.

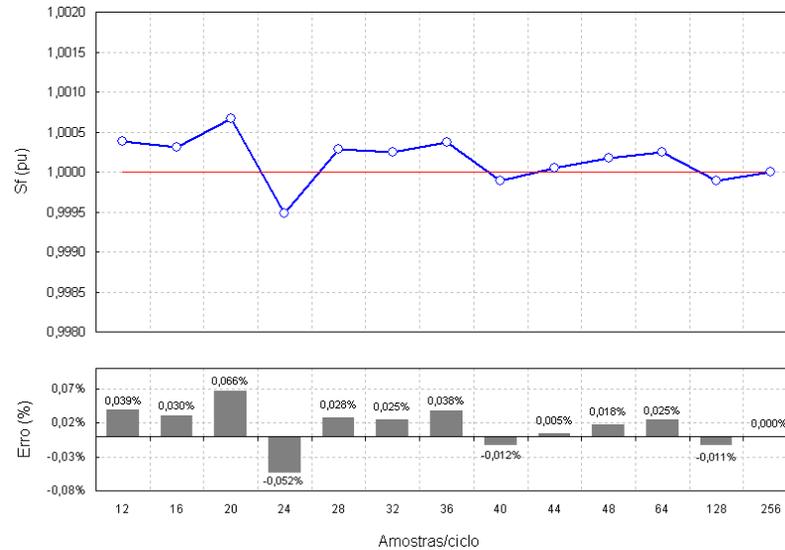


Figura 4. 38 – Resposta da sensação instantânea de *flicker* (S_f) para diferentes valores de frequência de amostragem da tensão de entrada.

Conforme mostrado nas figuras 4.37 e 4.38, os erros máximos registrados para os indicadores Pst e S_f foram, respectivamente, iguais a 0,061% e 0,066% sendo, portanto, considerados inexpressivos. Este é um resultado muito importante, uma vez que permite a utilização do modelo desenvolvido considerando-se uma frequência de amostragem relativamente baixa, de tal forma que os tempos de processamento computacional sejam fortemente reduzidos. Em termos práticos, a utilização de uma frequência de amostragem da tensão de entrada da ordem de 12 amostras por ciclo apenas, confere excelente desempenho ao modelo do *flickermeter* desenvolvido. As figuras 4.39 e 4.40 mostram o tempo de processamento do *flickermeter* em função da frequência de amostragem, para os indicadores S_f e Pst , respectivamente.

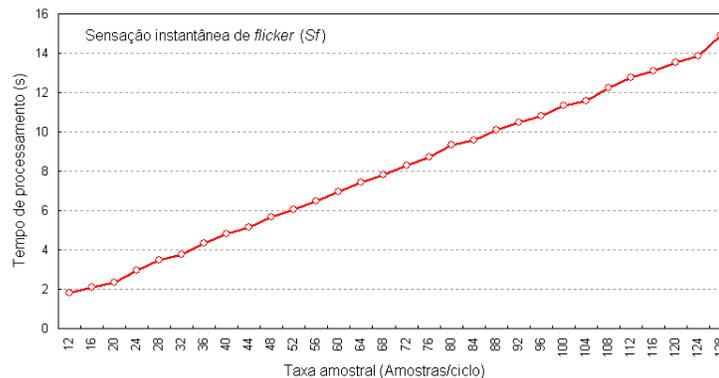


Figura 4. 39 – Tempo de processamento da sensação instantânea de *flicker* (S_f) em função da frequência de amostragem da tensão de entrada.

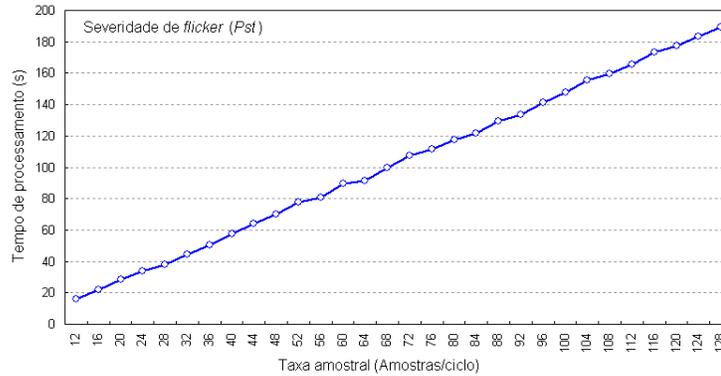


Figura 4. 40 – Tempo de processamento do indicador de severidade de *flicker* (*Pst*) em função da frequência de amostragem da tensão de entrada.

Como pode ser observado pela figura 4.40, por exemplo, o tempo de processamento do indicador de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*) pode ser reduzido em aproximadamente 10 vezes com a redução da frequência de amostragem de 128 para 12 amostras por ciclo, sem perda significativa no desempenho do modelo desenvolvido.

4.9) Conclusões

O presente capítulo apresentou a implementação computacional do protocolo IEC 61.000-4-5 [2] em ambiente de programação *Matlab-Simulink*[®]. O referido protocolo, utilizado por vários países na quantificação das flutuações de tensão nas redes elétricas, é composto por cinco blocos estruturais, os quais foram amplamente detalhados. Nesse sentido, todas as funções de transferência associadas foram mostradas juntamente com suas respectivas curvas de resposta em frequência. Todos os blocos que constituem o *flickermeter* IEC foram modelados da mesma forma como propostos na metodologia IEC 61.000-4-15. Uma única exceção foi apresentada para a implementação do bloco 5, o qual representa o tratamento estatístico dos registros de sensibilidade instantânea de *flicker* (*Sf*). Contudo, a nova forma de implementação do bloco 5 mostrou-se fortemente satisfatória e, ainda, apresentou uma minimização dos tempos de processamento, assim como do esforço computacional.

Foram também realizados testes de calibração no modelo desenvolvido, sendo que com base nos resultados obtidos, o modelo implementado mostrou-se totalmente adequado, sendo sua utilização sugerida nos estudos associados ao fenômeno das flutuações de tensão nas redes

elétricas, assim como na análise do impacto das componentes de frequências inter-harmônicas, notadamente relacionadas com a questão da cintilação luminosa.

Finalmente, foi realizada uma abordagem acerca do impacto da frequência de amostragem da tensão de entrada na eficiência do modelo de *flickermeter* desenvolvido, sendo que os resultados obtidos indicaram uma baixa relevância deste parâmetro na eficiência do modelo. Como exemplo, foi mostrado que o tempo de processamento do indicador de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*) pode ser reduzido em aproximadamente 10 vezes com a redução da frequência de amostragem de 128 para 12 amostras por ciclo, sem perda significativa no desempenho do modelo desenvolvido.

Nos capítulos seguintes, o modelo do *flickermeter* IEC aqui desenvolvido será uma ferramenta muito importante no seguimento das análises associadas à questão das componentes de frequências inter-harmônicas nos sistemas de energia elétrica.

Capítulo 5 – As Inter-harmônicas e o Fenômeno da Cintilação Luminosa

5.1) Introdução

Em determinadas condições, a superposição de componentes de tensão inter-harmônicas à componente de tensão fundamental pode provocar uma oscilação no fluxo luminoso em lâmpadas incandescentes, assim como em lâmpadas fluorescentes, de forma a possibilitar o aparecimento do fenômeno da cintilação luminosa. Atualmente, o fenômeno da cintilação luminosa pode ser considerado como sendo o principal impacto decorrente da presença de tensões inter-harmônicas nas redes elétricas [22]. Nesse sentido, o presente capítulo apresentará os fundamentos teóricos relacionados com a correlação existente entre inter-harmônicas e cintilação luminosa, assim como uma proposta de limites aceitáveis para as amplitudes percentuais das tensões com frequências inter-harmônicas de forma a se estabelecer uma curva de limiar de percepção da cintilação luminosa.

5.2) Fundamentos Teóricos

O efeito imediato da presença de componentes inter-harmônicas de tensão e corrente, sobrepostas ao sinal fundamental dessas grandezas em 60 Hz, é o aparecimento de uma modulação na amplitude desses sinais. Esse mesmo efeito, no entanto, não é verificado em sinais contendo apenas componentes de frequências harmônicas, desde que não exista a modulação das próprias componentes harmônicas.

A figura 5.1 mostra o comportamento da onda de tensão resultante quando da sobreposição de componentes harmônicas ao sinal fundamental.

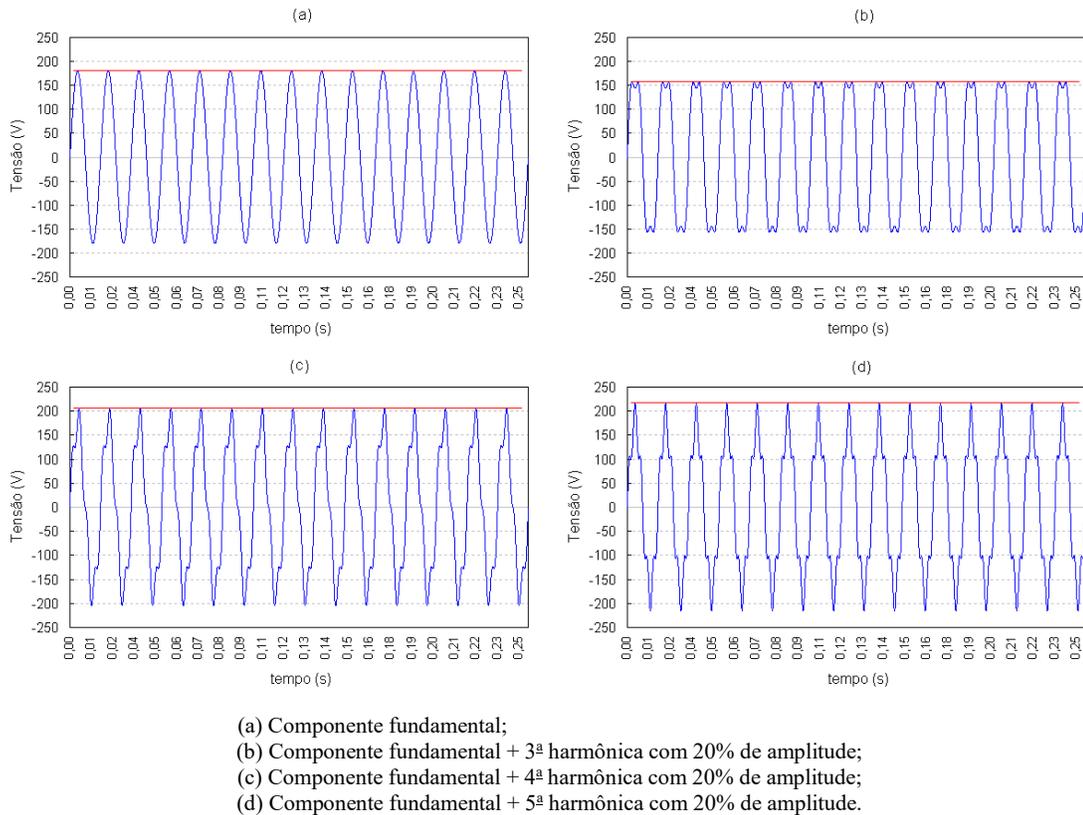
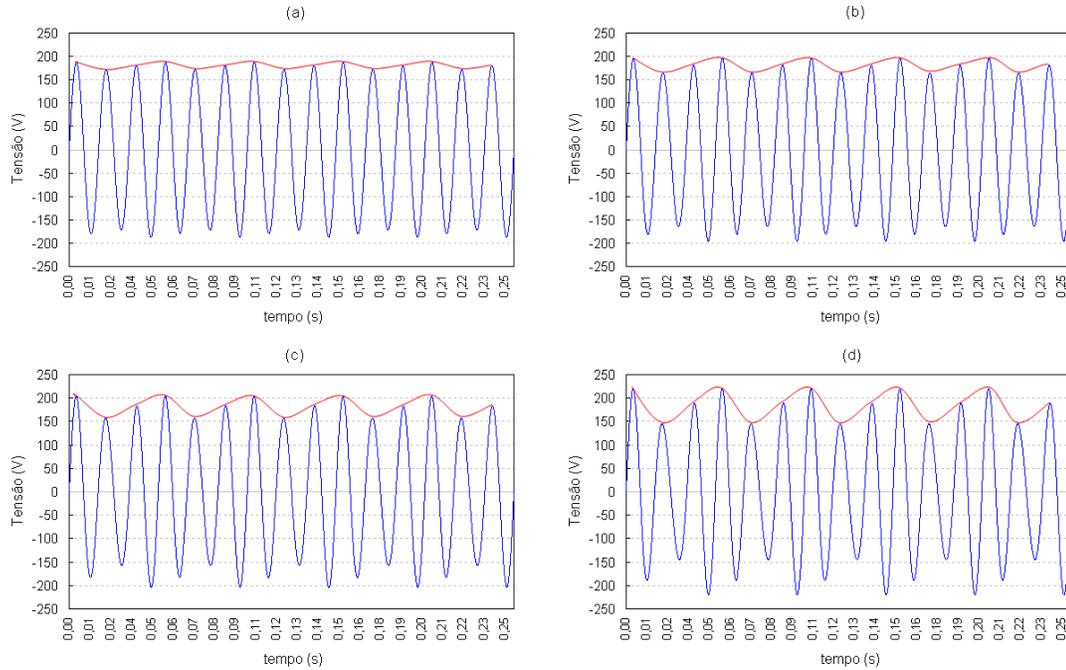


Figura 5.1 – Exemplo de formas de onda de tensão com distorção harmônica.

Como pode ser observado pela análise da figura 5.1, não se verifica a modulação em amplitude do sinal resultante em qualquer um dos casos apresentados, nos quais foram consideradas componentes harmônicas com amplitudes elevadas de modo a proporcionar uma melhor avaliação visual dos resultados.

Em contrapartida, a presença de componentes de frequências inter-harmônicas, ainda que essas possuam baixas amplitudes, sobrepostas ao sinal fundamental, proporciona o aparecimento da modulação em amplitude do sinal resultante, como pode ser observado na figura 5.2.



- (a) Componente fundamental + inter-harmônica com frequência de 80 Hz e amplitude de 5%;
- (b) Componente fundamental + inter-harmônica com frequência de 80 Hz e amplitude de 10%;
- (c) Componente fundamental + inter-harmônica com frequência de 80 Hz e amplitude de 15%;
- (d) Componente fundamental + inter-harmônica com frequência de 80 Hz e amplitude de 25%;

Figura 5. 2 – Exemplo de formas de onda de tensão com superposição de componentes de frequência inter-harmônica.

Em termos práticos, o surgimento da modulação em amplitude de um determinado sinal, quando da presença de componentes inter-harmônicas, está diretamente relacionado com o fato de que nessa situação não existe uma simetria em amplitude e forma entre os semiciclos positivo e negativo do sinal resultante, como pode ser observado na figura 5.3. Essa situação ocorre independentemente do fato das componentes inter-harmônicas estarem equilibradas ou não, assim como de seu comportamento em amplitude ser ou não constante ao longo do tempo.

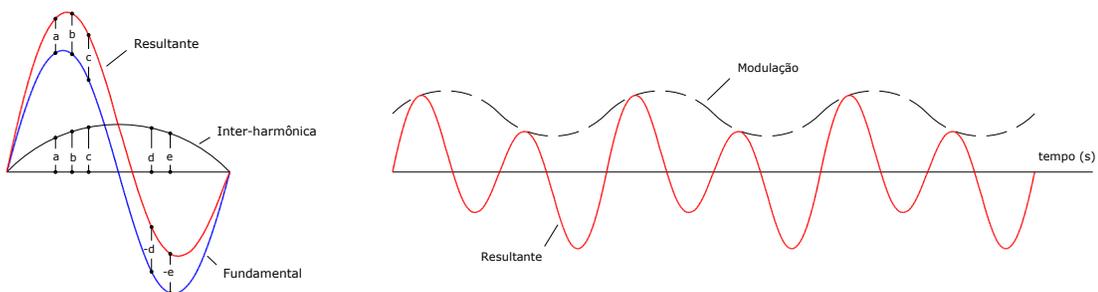


Figura 5. 3 – Surgimento de modulação quando da presença de componentes inter-harmônicas.

Por outro lado, em sinais contendo apenas componentes com frequências harmônicas, devidamente equilibradas e constantes no tempo, observa-se uma perfeita simetria, em termos de amplitude, entre os semiciclos positivo e negativo, assim como a ausência de modulação do sinal resultante, conforme mostrado na figura 5.4.

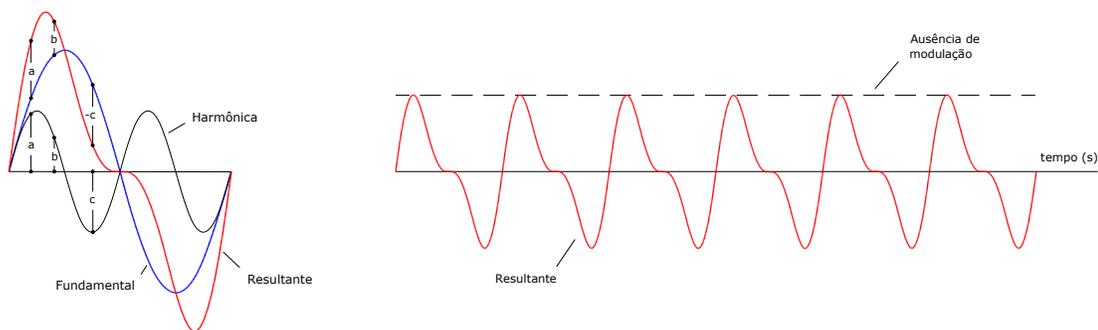


Figura 5. 4 – Ausência de modulação quando da presença de componentes harmônicas equilibradas e constantes no tempo.

O fenômeno da flutuação de tensão, e eventualmente da cintilação luminosa, está diretamente associado à modulação do valor eficaz (ou mesmo dos valores de pico) da tensão resultante em um determinado barramento elétrico. Conforme será mostrado mais adiante, em determinadas condições específicas, em termos de frequência e amplitude das componentes inter-harmônicas sobrepostas ao sinal de tensão fundamental, torna-se possível a percepção do fenômeno da cintilação luminosa.

O sistema indicado na figura 5.5, implementado em ambiente *Matlab-Simulink*[®], possibilita a sobreposição de componentes harmônicas e inter-harmônicas a um determinado sinal na frequência fundamental, assim como o cálculo dos valores de sensação instantânea de *flicker* (S_f) para o sinal resultante.

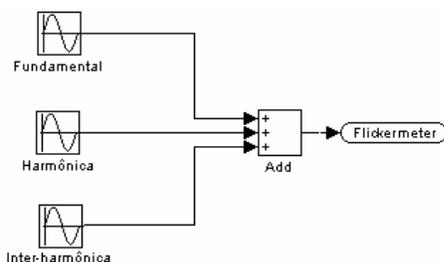


Figura 5. 5 – Sistema para sobreposição de componentes harmônicas e inter-harmônicas a um determinado sinal na frequência fundamental.

Para a utilização do sistema indicado na figura 5.5 serão consideradas duas situações distintas, conforme mostrado no quadro 5.1. A primeira situação considera apenas a sobreposição de componentes harmônicas ao sinal fundamental. Por fim, a segunda situação, considera apenas a sobreposição de componentes inter-harmônicas ao sinal fundamental.

Quadro 5. 1 – Situações para teste do efeito de sensibilidade de cintilação luminosa na presença de componentes harmônicas e inter-harmônicas.

	Amplitude da tensão fundamental	Harmônica	Inter-harmônica	Amplitude	Frequência
Situação 1	127 Volts (RMS)	SIM	NÃO	10,0%	300 Hz
Situação 2	127 Volts (RMS)	NÃO	SIM	1,0%	42 Hz

Os gráficos indicados na figura 5.6 ilustram os resultados de simulação quando da consideração da situação 1, a qual inclui a sobreposição de componente de 5ª harmônica com 10% de amplitude em relação ao sinal fundamental em 60 Hz.

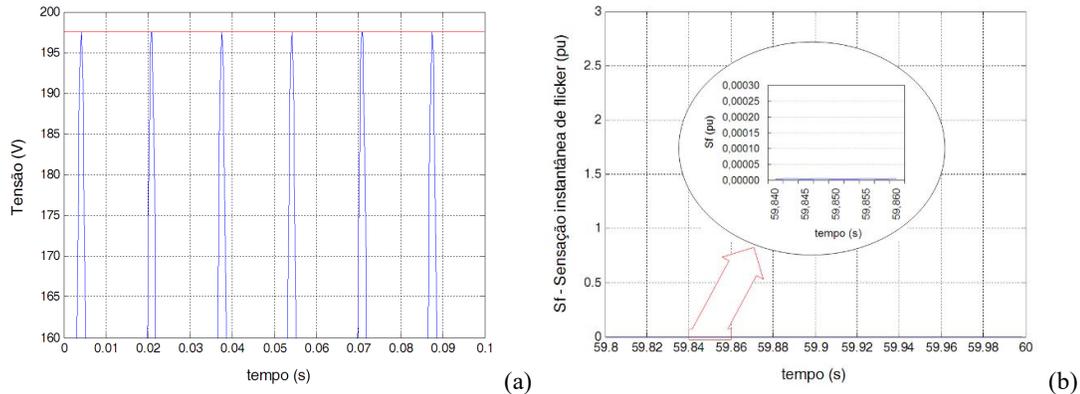


Figura 5. 6 – Resultados de simulação para a situação 1. (a) Percepção da inexistência de modulação na amplitude do sinal resultante; (b) sensação instantânea de flicker (S_f).

Como pode ser verificado pela análise da figura 5.6, a superposição de componentes harmônicas, sem modulação das mesmas, não promove a flutuação do sinal resultante. Para essa condição, conforme mostrado na figura 5.6 (b), a sensação instantânea de flicker (S_f) é praticamente igual a zero durante todo o tempo.

Em contrapartida, considerando-se a situação 2 indicada no quadro 5.1, a qual inclui a sobreposição de componente inter-harmônica de frequência igual a 42 Hz, e com apenas 1% de

amplitude em relação ao sinal fundamental em 60 Hz, os resultados são agora bastante diferentes como pode ser observado na figura 5.7.

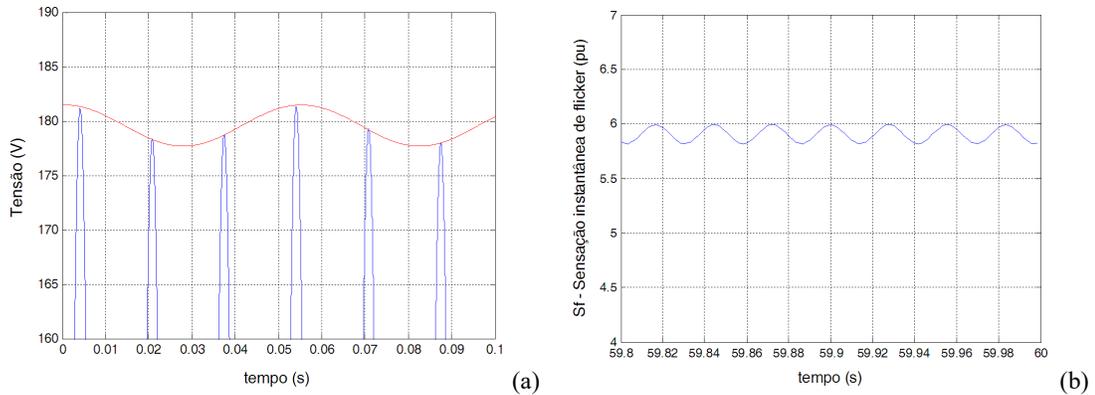


Figura 5.7 – Resultados de simulação para a situação 2. (a) Percepção de modulação na amplitude do sinal resultante; (b) sensação instantânea de *flicker* (S_f).

Conforme mostrado na figura 5.7, a superposição de uma única componente inter-harmônica promove um efeito visível de flutuação do sinal resultante. Para essa condição, inclusive, conforme figura 5.7(b), a sensação instantânea de *flicker* (S_f) assumiu um valor muito expressivo e igual a 6,0 pu, lembrando-se que a sensação instantânea de *flicker* é quantificada pelo valor de pico de S_f .

Verifica-se que mesmo grandes amplitudes de componentes harmônicas de tensão sobrepostas ao sinal fundamental não produzem efeitos visíveis em termos de flutuação de tensão. É importante ressaltar, por outro lado, que a sobreposição de algumas frequências inter-harmônicas específicas, mesmo com baixíssimas amplitudes em relação ao sinal fundamental, pode produzir efeitos visíveis de flutuação de tensão bastante expressivos.

5.3) Resultados

Conforme mostrado nos tópicos anteriores, existe uma forte relação entre as componentes de tensão com frequências inter-harmônicas e o fenômeno da flutuação de tensão. Com base nessa premissa, será apresentada a seguir a quantificação da relação verificada entre as inter-harmônicas e as flutuações de tensão.

Considerando-se uma amplitude de modulação fixa e igual a 1,0%, concomitantemente com a variação das frequências inter-harmônicas em intervalos de 2 Hz, por exemplo, pode-se quantificar a variação da magnitude da sensação instantânea de *flicker* (S_f) em função da frequência da componente inter-harmônica sobreposta ao sinal fundamental. Essa tarefa é realizada através do sistema de blocos indicado na figura 5.5, juntamente com o *flickermeter IEC* desenvolvido e apresentado no capítulo 4, considerando-se apenas a injeção de componentes de tensão com frequências inter-harmônicas. A figura 5.8 ilustra a variação da amplitude da sensação instantânea de *flicker* (S_f), quando da variação da componente de frequência inter-harmônica sobreposta ao sinal fundamental.

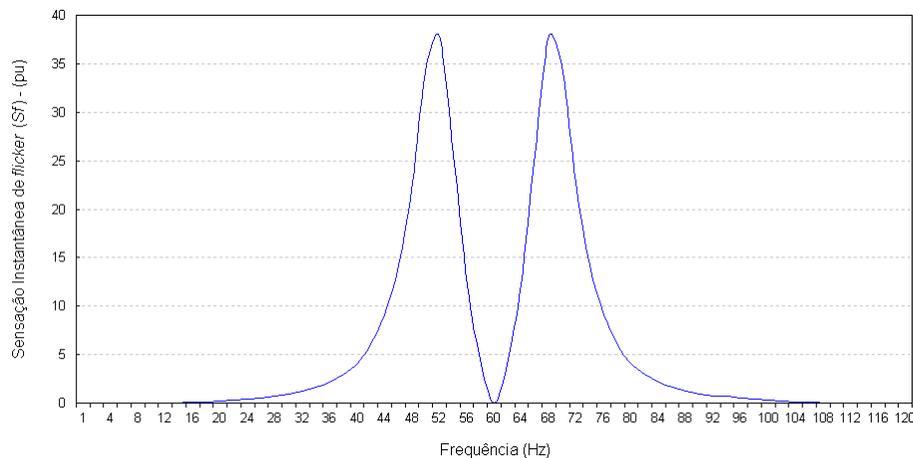


Figura 5.8 – Sensação instantânea de *flicker* em função da sobreposição de componentes de frequências inter-harmônicas ao sinal fundamental, considerando-se uma amplitude fixa da componente inter-harmônica em 1,0%.

Conforme pode ser observado pela análise da figura 5.8, quando da sobreposição de componentes de tensão com frequências inter-harmônicas imediatamente adjacentes à frequência fundamental, as amplitudes para a sensação instantânea de *flicker* tornam-se muito expressivas, principalmente considerando-se que a amplitude fixa da componente inter-harmônica é de apenas 1,0%.

A mesma análise pode ser realizada para o indicador de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*), conforme mostrado na figura 5.9. Também para este caso, as amplitudes do indicador *Pst* mostram-se muito expressivas nas adjacências da frequência fundamental.

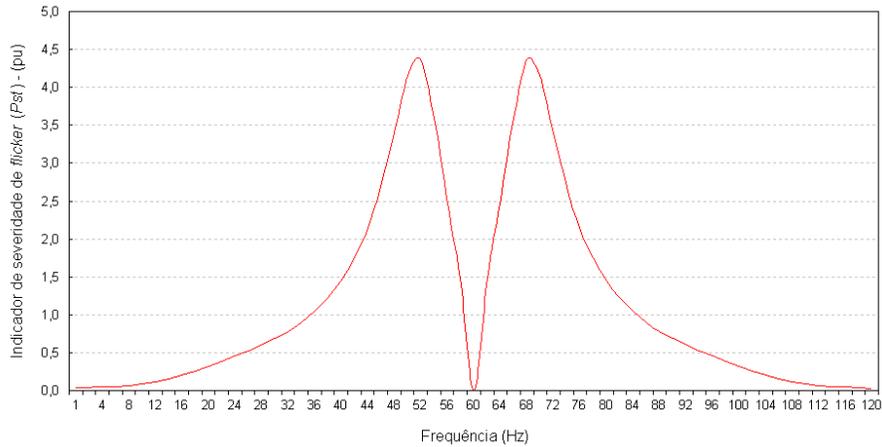


Figura 5.9 – Indicador de severidade de *flicker* (*Pst*) em função da sobreposição de componentes de frequências inter-harmônicas ao sinal fundamental, considerando-se uma amplitude fixa da componente inter-harmônica em 1,0%.

Outra forma de quantificar a relação existente entre as tensões de frequências inter-harmônicas e os indicadores associados com o fenômeno da flutuação de tensão (*Sf* e *Pst*) está relacionada com a análise da amplitude necessária para cada frequência inter-harmônica, sobreposta ao sinal fundamental, produzir 1,0 pu de sensação instantânea de *flicker* (*Sf*) ou de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*). A figura 5.10 mostra para quais valores de amplitude, em relação à fundamental, cada componente de tensão inter-harmônica produz uma sensação instantânea de *flicker* (*Sf*) igual a 1,0 pu.

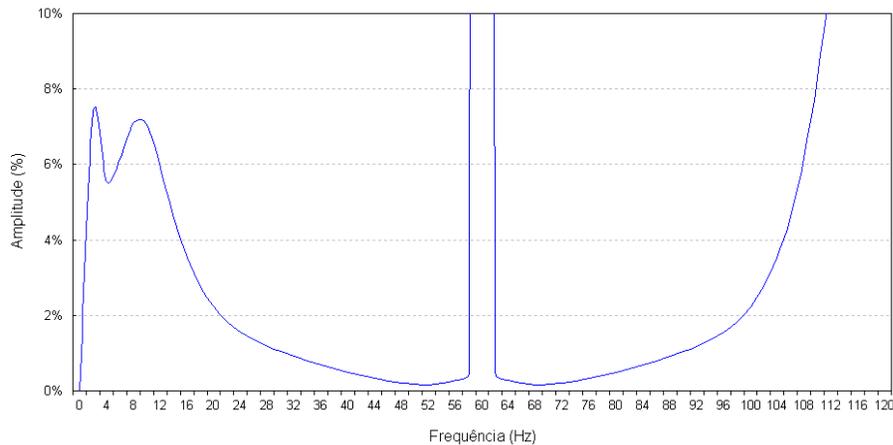


Figura 5.10 – Curva de sensação instantânea de *flicker* (*Sf*) unitária (1,0 pu).

Na figura 5.10 observa-se que mesmo pequenas amplitudes de modulação, quando da presença de componentes de tensão com frequências inter-harmônicas, produzem níveis perceptíveis de *flicker*, uma vez que $1,0 pu$ de magnitude para o indicador S_f representa o limiar de percepção da cintilação luminosa para 50% dos observadores humanos. Em termos numéricos, por exemplo, apenas 0,163% (ou 1,63 ‰) de amplitude de uma componente de tensão com frequência inter-harmônica, sobreposta ao sinal de tensão fundamental, pode ser suficiente para produzir *flicker* visível.

Da mesma forma, pode-se mostrar quais os valores de amplitude, para cada componente de tensão com frequência inter-harmônica, resultam um indicador de severidade de *flicker* de curta duração (P_{st}) igual a $1,0 pu$. A figura 5.11 apresenta os resultados obtidos.

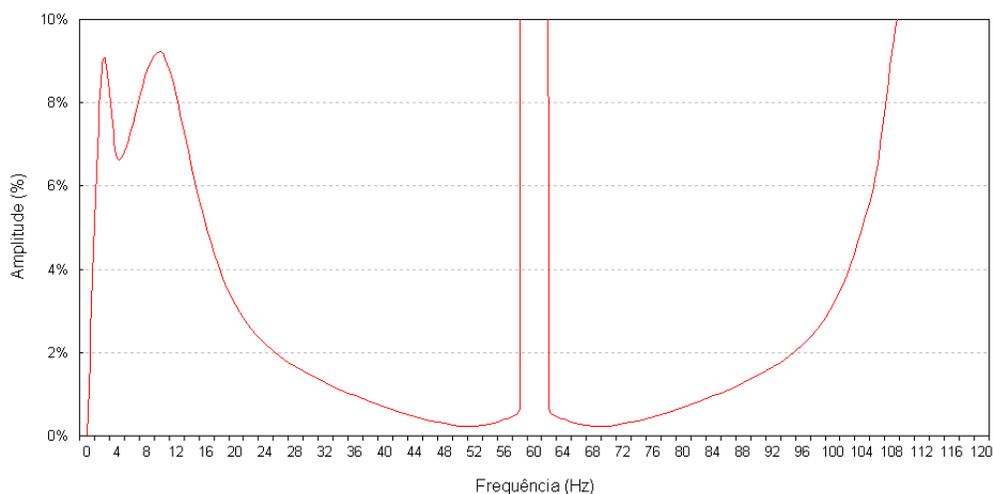


Figura 5. 11 – Curva de severidade de *flicker* de curta duração (P_{st}) unitário (1,0 pu).

Considerando-se que o indicador de *flicker* de curta duração (P_{st}) representa o limite para as flutuações de tensão em um determinado barramento elétrico de baixa tensão, podem-se estabelecer propostas de limites para as componentes de tensão inter-harmônicas a partir da curva mostrada na figura 5.11. Em outras palavras, os limites de amplitude para as componentes de tensão com frequências inter-harmônicas podem ser definidos com base no limite de severidade de *flicker* de curta duração. Assim, a figura 5.12 apresenta os valores máximos permissíveis de amplitude para as componentes de tensão inter-harmônicas, com base no modelo de *flickermeter* desenvolvido no presente trabalho.

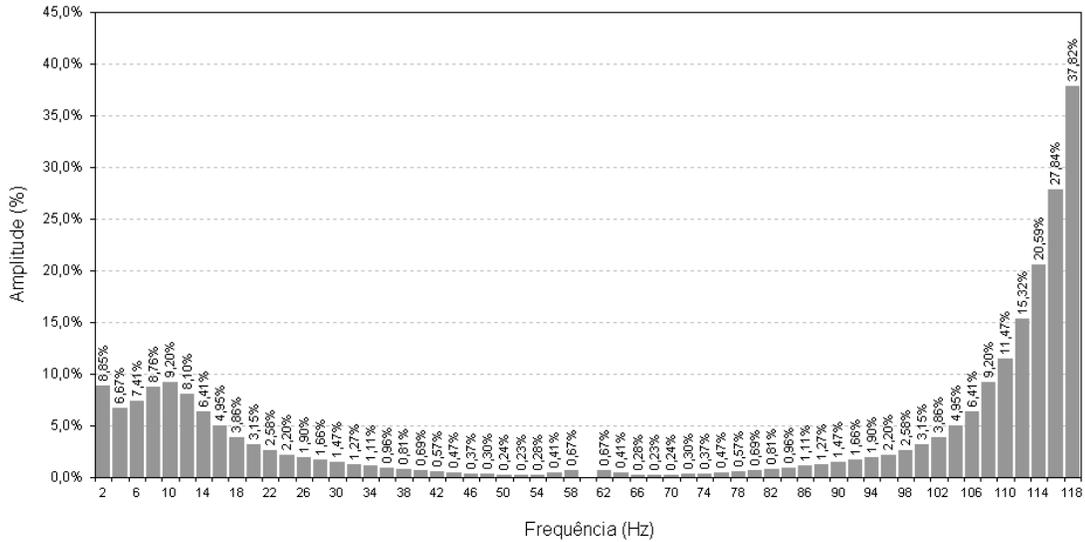


Figura 5. 12 – Limites propostos para as componentes de tensão com frequências inter-harmônicas.

A definição de limites para as tensões inter-harmônicas levanta uma questão importante. Considerando-se que os referidos limites são apurados a partir de implementações computacionais de modelos para o protocolo IEC 61.000-4-15, e que o mesmo protocolo permite variações de $\pm 5,0\%$ nos valores obtidos, espera-se que diferentes implementações do *flickermeter IEC* resultem em diferentes limites para as tensões inter-harmônicas. Para ilustrar esse fato, considera-se a comparação entre os valores mostrados na figura 5.12 e os valores divulgados no *draft* da norma IEEE 519, de Julho de 2008 [23]. A figura 5.13 mostra a comparação entre as duas curvas considerando-se o intervalo de frequência entre 16 e 104 Hz, definido em [23]. Como pode ser observado, apesar da grande correlação verificada entre os valores obtidos a partir do modelo de *flickermeter* desenvolvido no capítulo 4 e os valores apresentados no *draft* do IEEE, são verificadas diferenças percentuais de até 3,0% entre os dois modelos utilizados. Assim, considerando-se as diminutas amplitudes das tensões inter-harmônicas envolvidas no tema (da ordem de milésimos), diferenças de 3,0% entre os valores limites podem significar a violação, ou não, dos limites de severidade de *flicker (Pst)* de curta duração. Assim, torna-se muito difícil a definição de limites para tensões inter-harmônicas.

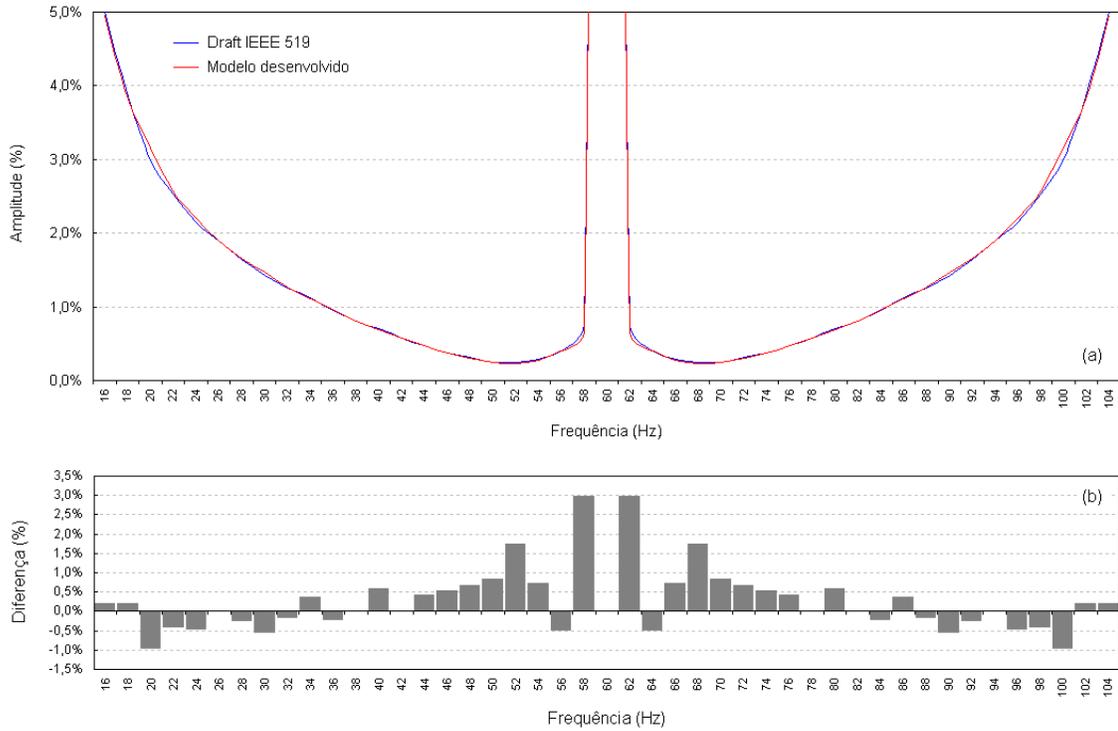


Figura 5. 13 – Comparação entre os valores obtidos pelo modelo desenvolvido e os valores indicados pela IEEE no *draft 3* da norma IEEE 519.

5.4) Conclusões

O presente capítulo demonstrou, através de análises e simulações computacionais, o forte relacionamento existente entre as componentes de tensão com frequências inter-harmônicas e o fenômeno da flutuação de tensão, notadamente no que se refere à questão da cintilação luminosa (*flicker*). Essas constatações quebram um antigo paradigma da engenharia elétrica de que as flutuações de tensão estavam necessariamente associadas à operação de cargas produtoras de variações bruscas, rápidas e aleatórias da parcela de potência reativa. Foi também mostrada a dificuldade em se estabelecer limites para as tensões inter-harmônicas com base em protocolos desenvolvidos para o *flickermeter IEC*.

No capítulo seguinte será analisado o desempenho do *flickermeter IEC* quando da presença de componentes de tensão com frequências inter-harmônicas.

Capítulo 6 – Análise do Desempenho do *Flickermeter IEC* na Presença de Inter-harmônicas

6.1) Introdução

Até o início da primeira década do século XXI acreditava-se que o aparecimento do fenômeno da flutuação de tensão, e consequentemente da cintilação luminosa (*flicker*), estava necessariamente relacionado com a variação abrupta, repetitiva ou aleatória, da potência reativa requerida por algumas cargas elétricas específicas como, por exemplo, os fornos elétricos a arco e os laminadores de tiras. E foi exatamente nesse contexto que o protocolo da IEC para quantificação dos níveis de severidade de *flicker* foi desenvolvido. Nesse sentido, o presente capítulo apresentará alguns resultados de simulações evidenciando problemas na quantificação das flutuações de tensão, através do *flickermeter IEC*, provocadas pela sobreposição de tensões com frequências inter-harmônicas ao sinal de tensão fundamental.

6.2) Relação existente entre a frequência de modulação e a frequência da componente inter-harmônica sobreposta ao sinal fundamental.

Para uma melhor compreensão das deficiências do *flickermeter IEC*, quando da presença de componentes inter-harmônicas, torna-se oportuno ilustrar as diferenças conceituais entre a frequência inter-harmônica sobreposta ao sinal fundamental e a frequência de modulação do respectivo sinal resultante.

Nesse sentido, a sobreposição de uma componente inter-harmônica sobre a onda de tensão fundamental pode suscitar, eventualmente, o entendimento de que a frequência de modulação da onda de tensão resultante seja exatamente igual à frequência da componente inter-harmônica sobreposta. Porém, esse não é o entendimento correto sobre a questão.

Para ilustrar esse fato, o quadro 6.1 mostra as frequências de modulação da onda resultante obtida quando da sobreposição individual de três componentes inter-harmônicas distintas (todas com amplitudes iguais a 10% em relação à fundamental) com frequências de 80, 90 e 100 Hz, respectivamente. Como pode ser observado no quadro 6.1, as frequências de modulação são totalmente diferentes das frequências das componentes inter-harmônicas sobrepostas ao sinal de tensão fundamental.

Quadro 6. 1 – Frequências inter-harmônicas e frequências de modulação da envoltória do sinal de tensão resultante.

Frequência da componente inter-harmônica	Frequência de modulação da envoltória da onda resultante	Forma de onda resultante e respectiva envoltória
80 Hz	20 Hz	
90 Hz	30 Hz	
100 Hz	20 Hz	

Analicamente, este resultado pode ser traduzido através da equação (6.1), mostrada a seguir [22].

$$f_{flutuação} = |f_{ih} - f_h| \quad (6.1)$$

Onde:

$f_{flutuação}$ = frequência de flutuação;

f_{ih} = frequência inter-harmônica sobreposta ao sinal fundamental;

f_h = frequência harmônica mais próxima de f_{ih} .

Em termos práticos, a equação (6.1) diz que a frequência de flutuação é igual ao módulo da diferença entre a frequência inter-harmônica, sobreposta ao sinal fundamental, e a frequência harmônica imediatamente adjacente. A equação (6.1) pode ser graficamente interpretada conforme mostrado na figura 6.1. Na mesma figura estão indicadas as frequências inter-harmônicas para a máxima percepção visual de *flicker* (8,8 Hz).

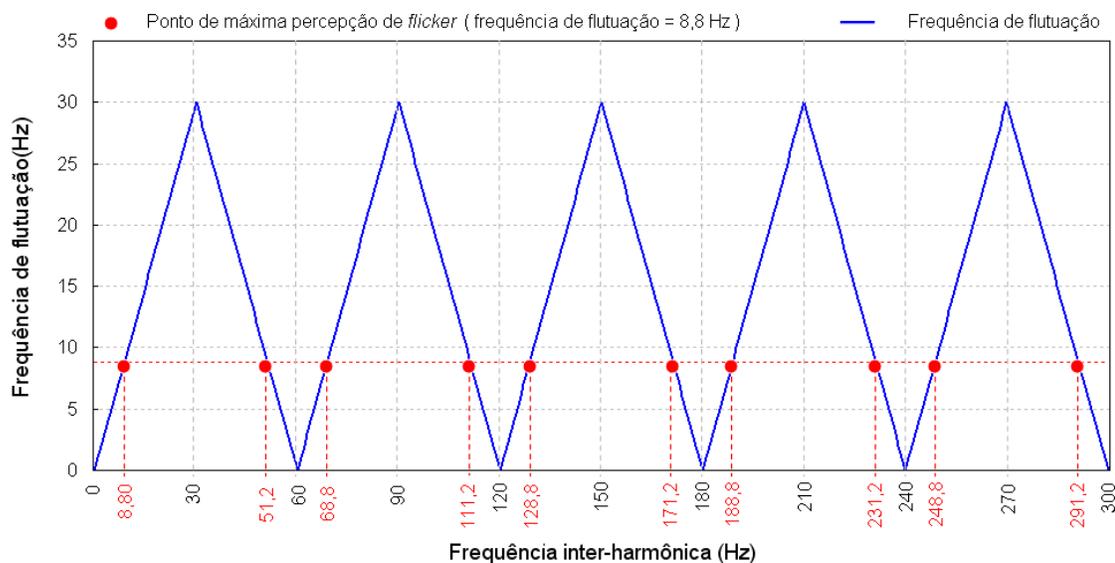


Figura 6. 1 – Frequências de flutuação *versus* frequências inter-harmônicas

As frequências de flutuação somente serão coincidentes com as frequências inter-harmônicas sobrepostas ao sinal fundamental, no caso particular das componentes sub-harmônicas com frequências iguais ou inferiores a 30 Hz. Assim, por exemplo, a sobreposição de uma componente inter-harmônica com frequência de 10 Hz produzirá uma flutuação da tensão resultante nesta mesma frequência.

Outra observação importante, também resultante da análise da figura 6.1, é que qualquer frequência inter-harmônica individual, sobreposta ao sinal de tensão fundamental, produzirá uma frequência de flutuação dentro dos limites de percepção do olho humano (0,5 Hz – 30 Hz). Evidentemente que a percepção do fenômeno da cintilação luminosa dependerá também da amplitude da componente inter-harmônica individual, assim como do tipo de lâmpada considerado.

6.3) Análise das Deficiências do *Flickermeter IEC*

Uma forma simples e imediata de verificação de deficiências do protocolo IEC na quantificação das flutuações de tensão pode ser obtida através da análise de dois diferentes tipos de modulação da tensão. Assim, a figura 6.2 mostra duas situações distintas de modulação da tensão de entrada do *flickermeter IEC*.

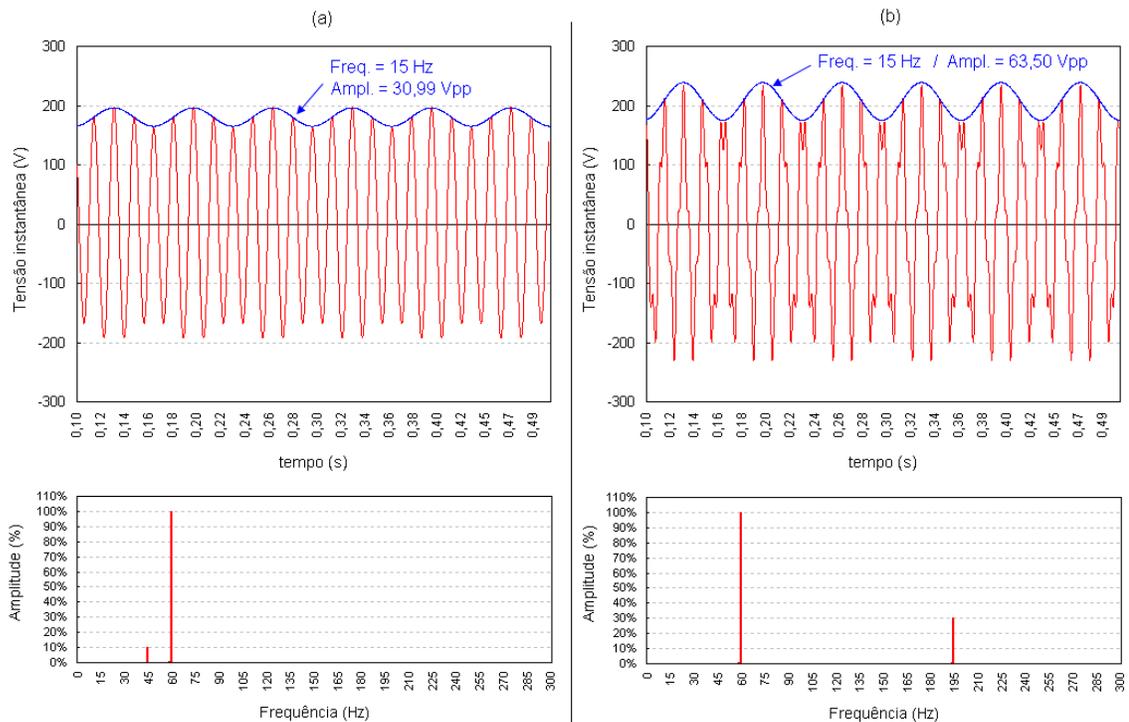


Figura 6. 2 – (a) Forma de onda e espectro resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 45 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental; (b) forma de onda e espectro resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 195 Hz e amplitude de 30% em relação à fundamental.

A figura 6.2(a) apresenta a forma de onda resultante da sobreposição de uma tensão com frequência inter-harmônica de 45 Hz e amplitude de 10% em relação ao sinal de tensão fundamental. Na mesma figura está também apresentado o espectro de frequências associado. Para essa situação específica, portanto, a modulação da tensão resultante é perfeitamente visível. Adicionalmente, após a utilização do *flickermeter IEC*, para depuração do sinal resultante, foi verificado um valor de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*) bastante expressivo e igual a 24,15 pu. Com base na figura 6.2(a), observa-se também que a frequência de modulação da envoltória da onda da tensão é igual a 15 Hz, portanto, dentro do espectro

perceptível pelo olho humano (0,5 Hz – 30 Hz) [24]. Dessa forma, espera-se como resultado uma sensação visual de cintilação luminosa bastante expressiva.

Paralelamente, a figura 6.2(b) apresenta a forma de onda resultante da sobreposição de uma tensão com frequência inter-harmônica de 195 Hz e amplitude de 30% em relação ao sinal de tensão fundamental. Calculando-se o valor do indicador de severidade *flicker* de curta duração (*Pst*), para esse caso específico, obtém-se um valor muito reduzido e igual a 0,539 pu. A envoltória da onda de tensão, por sua vez, apresenta a mesma frequência de modulação (15 Hz) obtida para o caso da figura 6.2(a), porém, com uma amplitude maior.

Com base nos resultados obtidos da análise das figuras 6.2(a) e 6.2(b), pode-se concluir, de forma bastante preliminar, que existe alguma deficiência na metodologia adotada pelo *flickermeter IEC*, quando da presença de tensões sobrepostas com componentes inter-harmônicas de frequências relativamente elevadas. A princípio, para o caso da figura 6.2(b), seria esperado um valor de *Pst* superior ao resultado obtido para a curva da figura 6.2(a).

Os tópicos seguintes apresentarão algumas análises e simulações computacionais visando à obtenção de explicações tecnicamente fundamentadas para as divergências e deficiências intrínsecas verificadas no protocolo do *flickermeter IEC*, quando da presença de componentes inter-harmônicas.

6.3.1) Modulação dos valores eficaz e de pico da tensão resultante quando da presença de componentes inter-harmônicas

Originalmente, o protocolo IEC 61.000-4-15 para quantificação dos indicadores de severidade de *flicker* foi desenvolvido a partir da consideração do impacto do fenômeno da cintilação luminosa (*flicker*) em lâmpadas de filamento incandescentes. Dessa forma, tem-se que a variação do fluxo luminoso em uma lâmpada incandescente é dependente da temperatura e da inércia térmica de seu filamento. Adicionalmente, tem-se que a temperatura do filamento está diretamente relacionada com a potência dissipada na lâmpada, o que equivale a dizer, finalmente, que o fluxo luminoso da lâmpada possui relação direta com a variação, ou modulação, da tensão eficaz aplicada aos terminais da lâmpada [25] [54].

Retornando à análise efetuada na figura 6.2, segundo a qual duas frequências inter-harmônicas distintas (45 Hz e 195 Hz) foram individualmente sobrepostas ao sinal fundamental, pode-se verificar facilmente que as variações dos valores eficazes das tensões obtidas, para cada caso considerado, são bastante divergentes em termos de amplitude, conforme mostrado na figura 6.3.

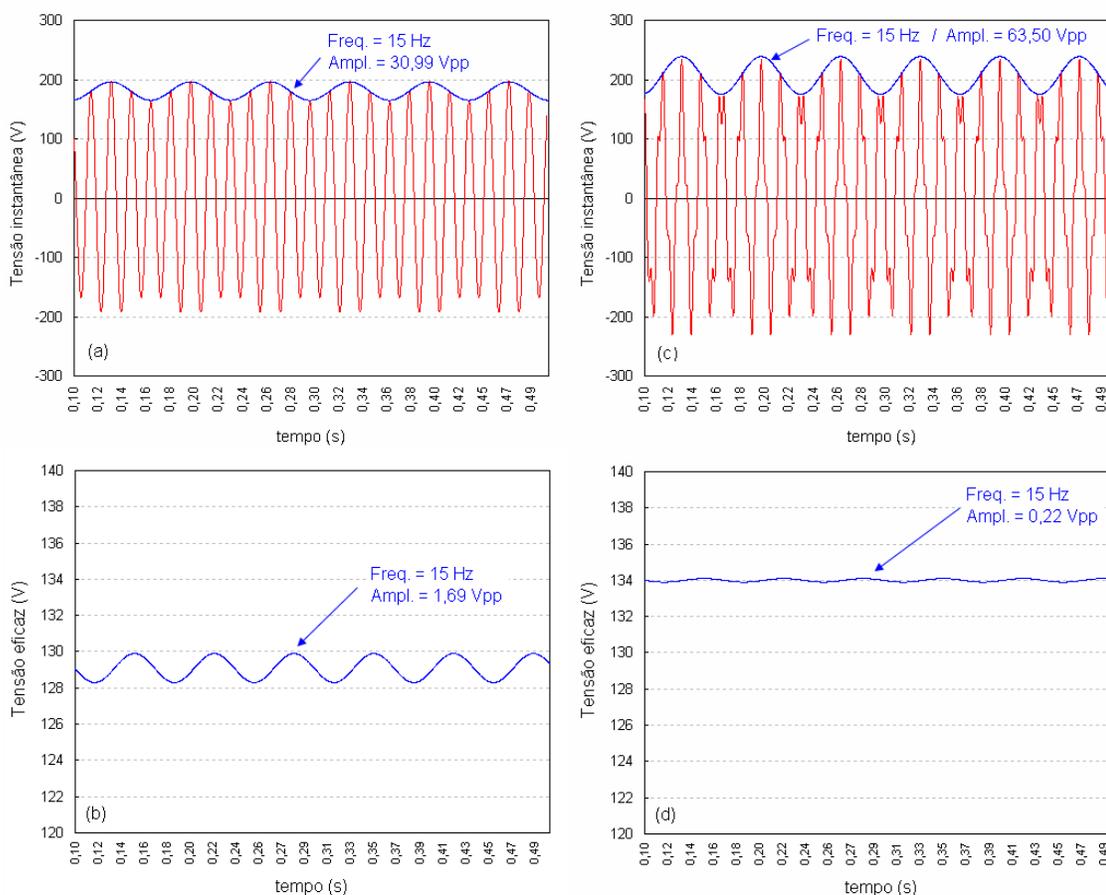


Figura 6.3 – (a) Forma de onda e (b) variação do valor eficaz resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 45 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental; (c) forma de onda e (d) variação do valor eficaz resultante da sobreposição de tensão inter-harmônica com frequência de 195 Hz e amplitude de 30% em relação à fundamental.

Esse fato explica, pelo menos em parte, a grande diferença registrada entre os valores de Pst calculados em cada um dos casos considerados, uma vez que o *flickermeter* IEC é totalmente fundamentado na variação dos valores eficazes das tensões. Assim, as flutuações da envoltória da onda de tensão resultante não são suficientes para quantificar o fenômeno da cintilação luminosa através do *flickermeter* IEC. Diante desse fato, e considerando-se o protocolo definido pela IEC, verifica-se um problema prático quando da análise do efeito das flutuações de tensão em lâmpadas eletrônicas, como, por exemplo, as lâmpadas fluorescentes

compactas (LFCs), as quais respondem rapidamente à variação dos valores de pico da tensão de suprimento [29].

Na figura 6.4 estão apresentados os efeitos de modulação do valor eficaz da tensão resultante, decorrente da sobreposição de componentes inter-harmônicas de frequências diversas, com amplitudes fixas e iguais a 10% em relação à onda de tensão fundamental.

Como pode ser observado pela análise da figura 6.4, o efeito de modulação do valor eficaz é mais significativo quando da sobreposição de frequências inter-harmônicas imediatamente adjacentes à frequência fundamental de 60 Hz. Em contrapartida, com o aumento da frequência da componente de frequência inter-harmônica o efeito de modulação do valor eficaz da tensão resultante torna-se muito reduzido.

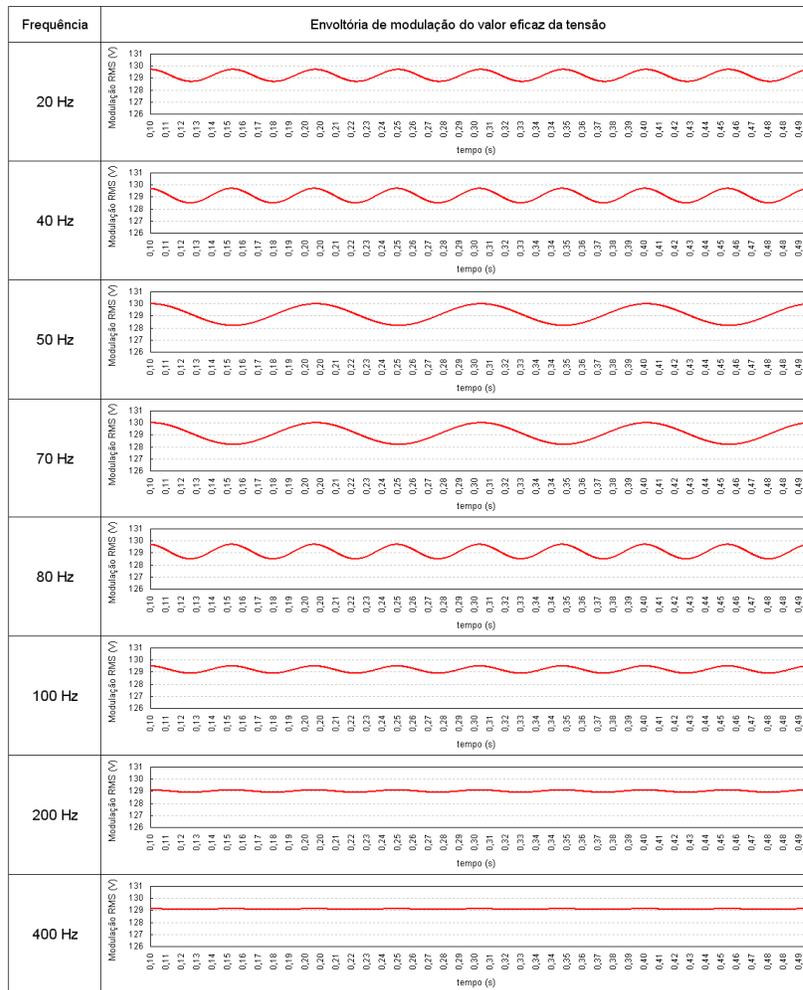


Figura 6. 4 – Modulação do valor eficaz da tensão resultante quando da sobreposição de frequências inter-harmônicas ao sinal de tensão fundamental.

Com base nestas constatações, e considerando-se a enorme variedade de tipos de lâmpadas atualmente disponíveis no mercado, torna-se evidente a necessidade de se analisar a questão do fenômeno da cintilação luminosa sob dois enfoques distintos, a saber: variações do valor eficaz e variações dos valores de pico das tensões resultantes.

As figuras 6.5 e 6.6 ilustram as diferenças verificadas entre as variações dos valores de pico e do valor eficaz de uma onda de tensão, resultante da sobreposição de uma componente inter-harmônica.

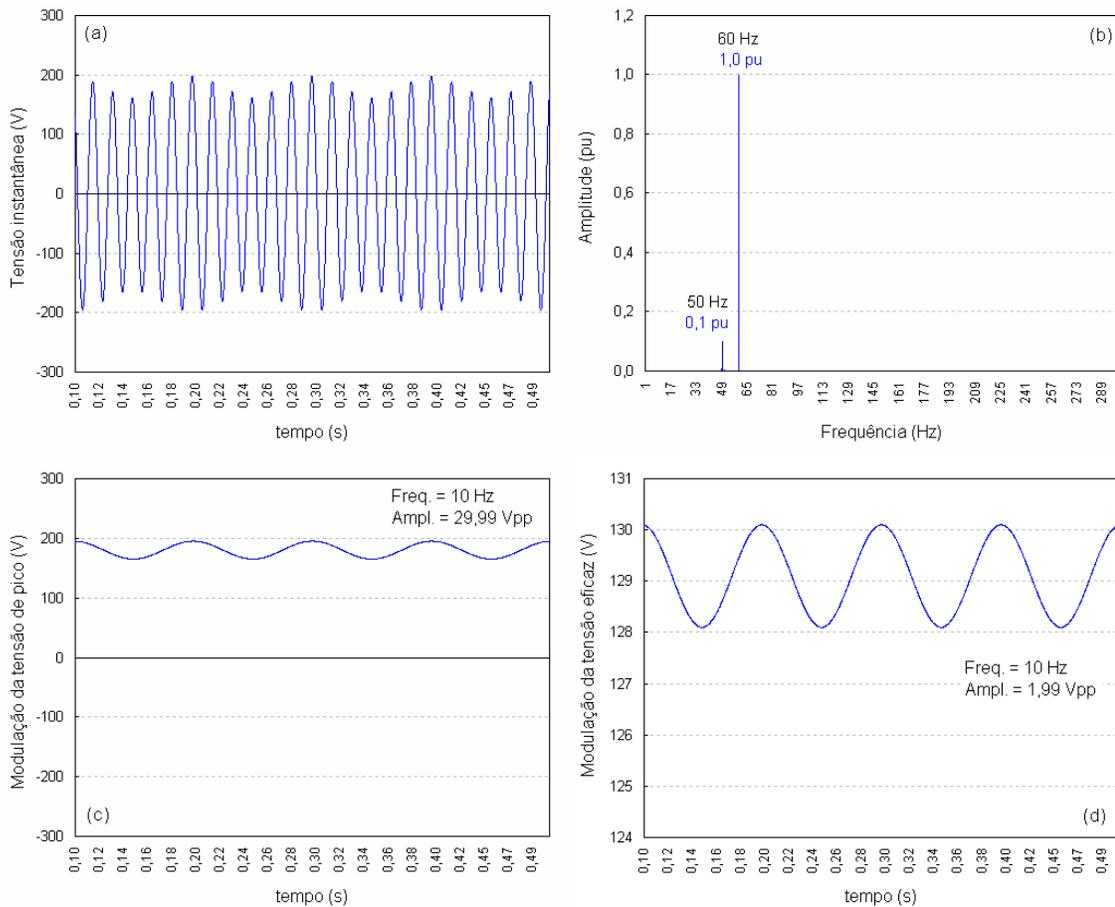


Figura 6.5 – (a) Tensão resultante da sobreposição de uma componente inter-harmônica com frequência igual a 50 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental, (b) espectro de frequência da tensão resultante, (c) modulação da envoltória da tensão de pico e (d) modulação do valor eficaz.

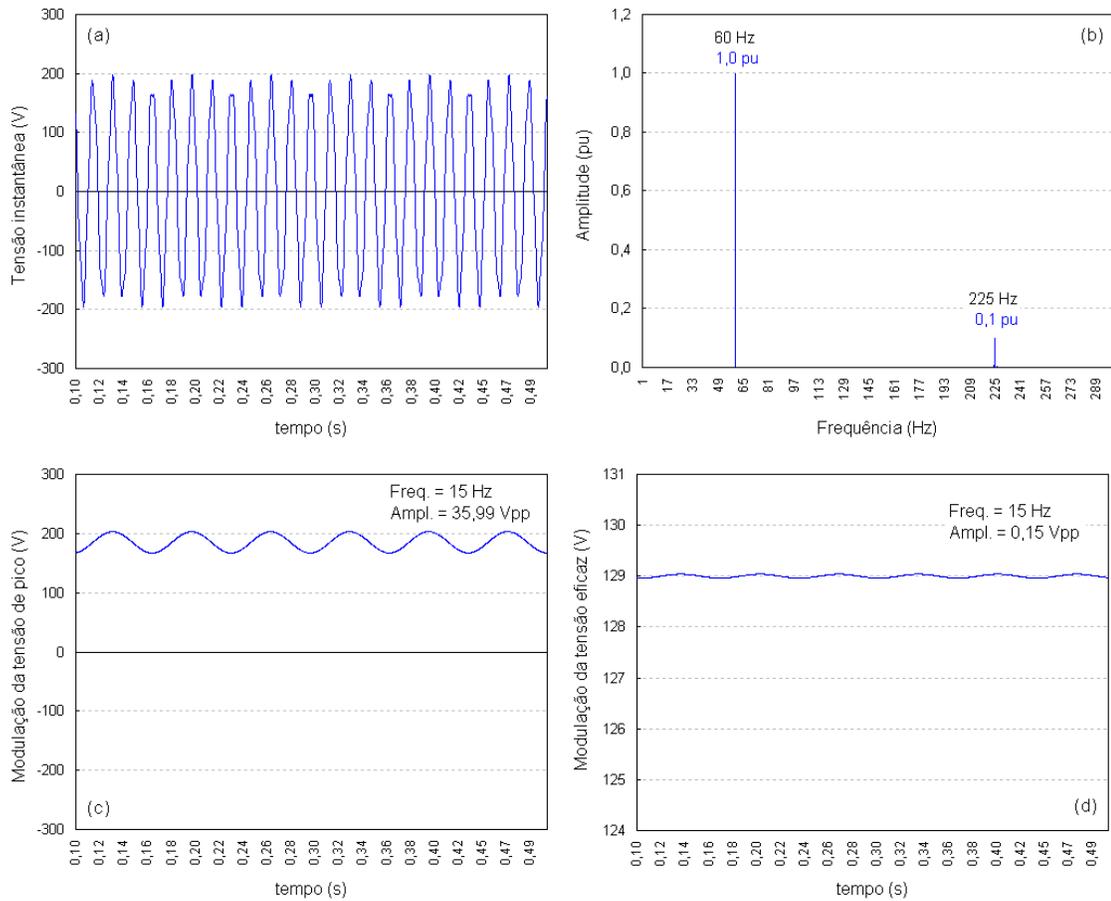


Figura 6.6 – (a) Tensão resultante da sobreposição de uma componente inter-harmônica com frequência igual a 225 Hz e amplitude de 10% em relação à fundamental, (b) espectro de frequência da tensão resultante, (c) variação da envoltória da tensão de pico e (d) variação do valor eficaz.

Como pode ser observado, para o caso particular da figura 6.5, tanto a variação da envoltória da tensão de pico quanto a variação do valor eficaz da tensão resultante são bastante nítidas. Em contrapartida, pela análise da figura 6.6, apesar da existência de variação da envoltória da tensão de pico, a variação do valor eficaz da tensão resultante é praticamente inexistente. Estas constatações serão muito importantes quando das análises relacionadas com as variações dos fluxos luminosos emitidos pelas lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas, conforme abordado mais adiante.

6.3.2) Influência dos filtros digitais do bloco 3

Além da questão da modulação verificada no cálculo dos valores eficazes da onda de tensão, sobreposta por componentes de tensão com frequências inter-harmônicas, os filtros digitais presentes no bloco 3 (ponderação em frequência) do *flickermeter* IEC, tipo passa-baixa e passa-alta, também exercem um papel importante nas deficiências do protocolo da IEC para quantificação dos indicadores de severidade de *flicker* na presença de inter-harmônicas.

Para ilustrar esse fato, a figura 6.7 mostra mais uma vez a curva para as frequências de *flicker* com base na equação (6.1). Da análise da figura 6.7, espera-se que para uma mesma amplitude de componente inter-harmônica, os valores de *Pst* obtidos em função da superposição das frequências inter-harmônicas de 30, 90, 150, 210 e 270 Hz ao sinal de tensão fundamental, produzam exatamente o mesmo valor de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*).

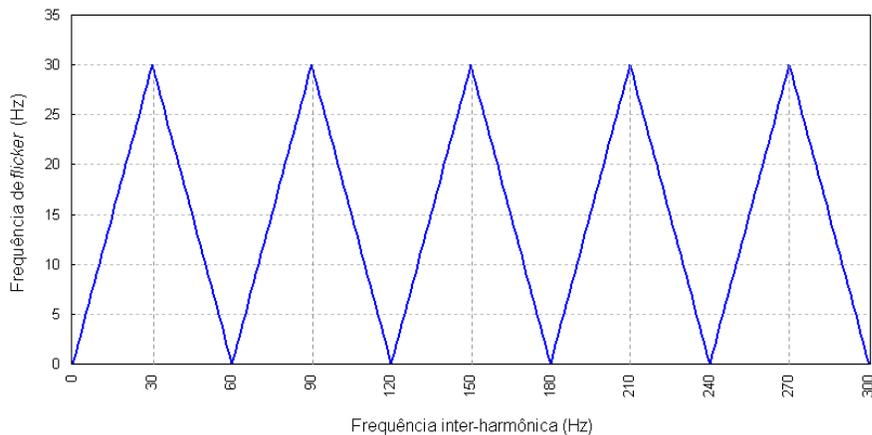


Figura 6. 7 – Frequências de *flicker* com base na equação (6.1).

No entanto, conforme mostrado na figura 6.8, os valores de *Pst* obtidos quando da sobreposição de frequências inter-harmônicas com amplitudes fixas de 10% (em relação à fundamental), foram exatamente iguais apenas para o caso das inter-harmônicas com frequências de 30 e 90 Hz. A partir da inter-harmônica com frequência de 150 Hz os valores de *Pst* registrados pelo *flickermeter* IEC foram totalmente inexpressivos.

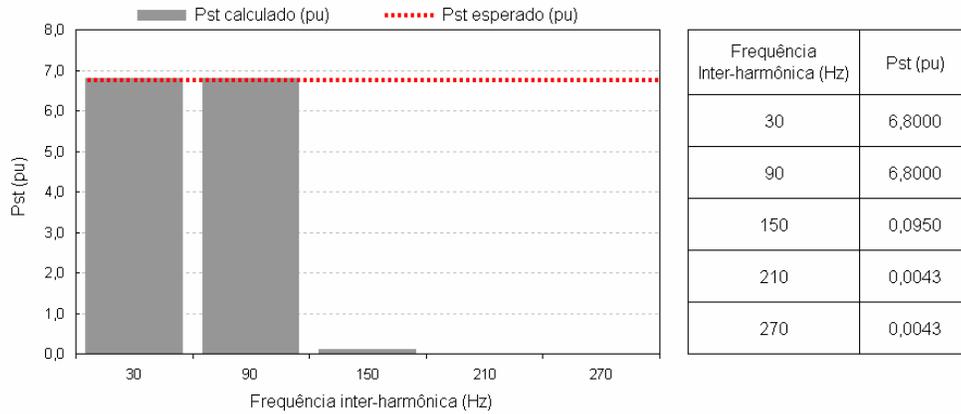


Figura 6. 8 – Cálculo do *Pst* para frequências inter-harmônicas de mesma magnitude e que produzam uma frequência de *flicker* igual a 30 Hz.

Diante desta constatação, fica mais uma vez evidenciado que, a partir de uma determinada frequência, o *flickermeter* IEC não é capaz de quantificar corretamente os indicadores de severidade de *flicker*. Em parte, esse resultado foi explicado no tópico anterior como decorrência das baixas amplitudes de modulação do valor eficaz da tensão resultante, quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas com frequências elevadas.

Adicionalmente à questão da modulação do valor eficaz, torna-se também importante lembrar a estrutura de filtros digitais utilizados no bloco 3 do *flickermeter* IEC. Conforme já apresentado no capítulo 4, o bloco 3 do *flickermeter* IEC é composto por três filtros, um do tipo passa-baixa com frequência de corte igual a 0,05 Hz, um segundo filtro do tipo passa-alta (*Butterworth* de 6ª ordem) com frequência de corte igual a 42 Hz (curva para lâmpada de 120V/60Hz) e, finalmente, um terceiro filtro o qual constitui uma curva de ponderação em frequência. Este último, por tratar apenas da ponderação em frequência da perceptibilidade do olho humano quanto às flutuações de tensão, não apresenta influência no desempenho do *flickermeter* IEC e não será objeto de análise para os propósitos do presente tópico. A topologia dos dois primeiros filtros digitais utilizados no *flickermeter* IEC é novamente apresentada, conforme figura 6.9.

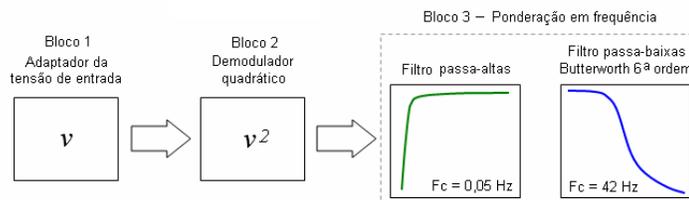


Figura 6. 9 – Topologia dos filtros digitais do *flickermeter* da IEC.

Conforme mostrado na figura 6.9, o sinal normalizado da tensão de entrada (bloco 1), após passar por uma demodulação quadrática (bloco 2), segue para os dois primeiros filtros do bloco 3. Para um melhor entendimento desse processo, torna-se importante a realização de alguns desenvolvimentos algébricos para a correta identificação das componentes de frequência envolvidas nas etapas indicadas na figura 6.9.

Assim, o sinal injetado nos filtros é representado pelo sinal de tensão resultante em quadratura (v^2), o qual pode ser algebricamente representado [22] conforme equações a seguir.

$$v = V_1 \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + V_1 \cdot m \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot (f_1 + \Delta f) \cdot t + \theta_{ih}] \quad (6.3)$$

Onde:

v = tensão resultante instantânea;

V_1 = valor de pico da tensão fundamental;

f_1 = frequência fundamental;

m = Amplitude de modulação (%);

$\Delta f = f_{ih} - f_1$;

f_{ih} = frequência da componente inter-harmônica;

θ_{ih} = ângulo da componente inter-harmônica.

Fazendo-se (6.3) ao quadrado, resulta:

$$\begin{aligned} v^2 &= V_1^2 \cdot \text{sen}^2(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + V_1^2 \cdot m^2 \cdot \text{sen}^2[2 \cdot \pi \cdot (f_1 + \Delta f) \cdot t + \theta_{ih}] + \\ &\quad + V_1^2 \cdot 2 \cdot m \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot (f_1 + \Delta f) \cdot t + \theta_{ih}] = \\ &= \frac{1}{2} \cdot V_1^2 - \frac{1}{2} \cdot V_1^2 \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + V_1^2 \cdot m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot t + \theta_{ih}) + \\ &\quad + V_1^2 \cdot m \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_1 + \Delta f) \cdot t + \theta_{ih}] + \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot V_1^2 \cdot m^2 - \frac{1}{2} \cdot V_1^2 \cdot m^2 \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_1 + 2 \cdot \Delta f) \cdot t + 2 \cdot \theta_{ih}] \end{aligned} \quad (6.4)$$

Assim, ignorando-se o termo m^2 , resulta finalmente:

$$v^2 \approx \frac{1}{2} \cdot V_1^2 - \frac{1}{2} \cdot V_1^2 \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + V_1^2 \cdot m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot t + \theta_{ih}) + V_1^2 \cdot m \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_1 + \Delta f) \cdot t + \theta_{ih}] \quad (6.5)$$

Com base na aproximação indicada na equação (6.5), ficam evidentes quatro frequências específicas, as quais compõem o sinal de entrada para o bloco 3 (filtros digitais) do *flickermeter* IEC. São elas:

- i) O nível DC representado por $\frac{1}{2}.V_1^2$;
- ii) A componente representada por $2.f_1$;
- iii) A componente representada por Δf ;
- iv) E, finalmente, a componente representada por $2.f_1 + \Delta f$.

Para uma melhor compreensão das componentes de frequência envolvidas com o processo, considera-se a seguir um exemplo numérico no qual um sinal de tensão fundamental é sobreposto por uma componente de tensão inter-harmônica com frequência de 90 Hz e amplitude igual a 10% da tensão fundamental.

$$v = 127\sqrt{2} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 60_1 \cdot t) + 127\sqrt{2} \cdot 0,1 \cdot \text{sen}[2\pi \cdot (60 + 30) \cdot t + 0] \quad (6.6)$$

Comparando-se a equação (6.6) com a equação (6.3) ficam identificadas as seguintes variáveis: $V_1 = 127\sqrt{2}$ Volts; $f_1 = 60$ Hz; $m = 0,1$; $\theta_{ih} = 0$ e $\Delta f = 30$ Hz. Finalmente, fica também evidente que $f_{ih} = f_1 + \Delta f = 60 + 30 = 90$ Hz.

Aplicando-se a Transformada Discreta de Fourier ao sinal resultante da quadratura de (6.6), resulta o espectro mostrado na figura 6.10.

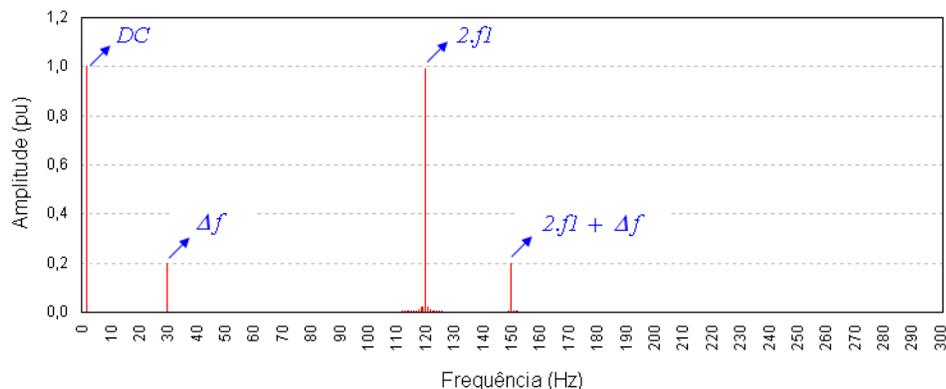


Figura 6. 10 – Espectro de frequência do sinal em quadratura da tensão resultante.

Conforme mostrado na figura 6.10, todas as frequências componentes do sinal em quadratura v^2 são perfeitamente identificadas no espectro de frequências associado. Assim, como contribuição adicional ao equacionamento algébrico sugerido em [22], procede-se à sobreposição das envoltórias dos filtros tipo passa-alta e passa-baixa ao espectro mostrado na figura 6.10. Nesse sentido, preliminarmente, a figura 6.11 apresenta o detalhamento das curvas de resposta em frequência dos referidos filtros.

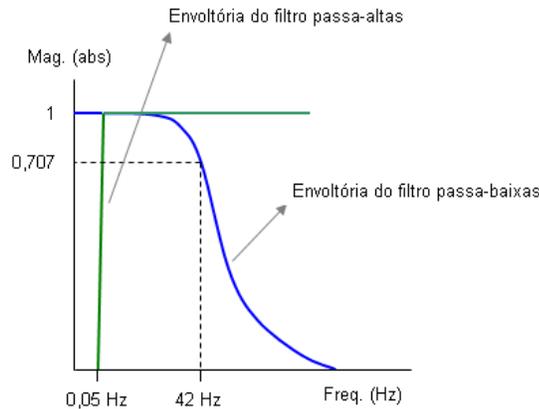


Figura 6. 11 – Resposta em frequência dos filtros tipo passa-baixa e passa-alta do bloco 3.

Mesclando-se assim as curvas das figuras 6.10 e 6.11, conforme mostrado na figura 6.12, tem-se uma visão clara do efeito dos dois primeiros filtros digitais do bloco 3 no desempenho do *flickermeter* IEC.

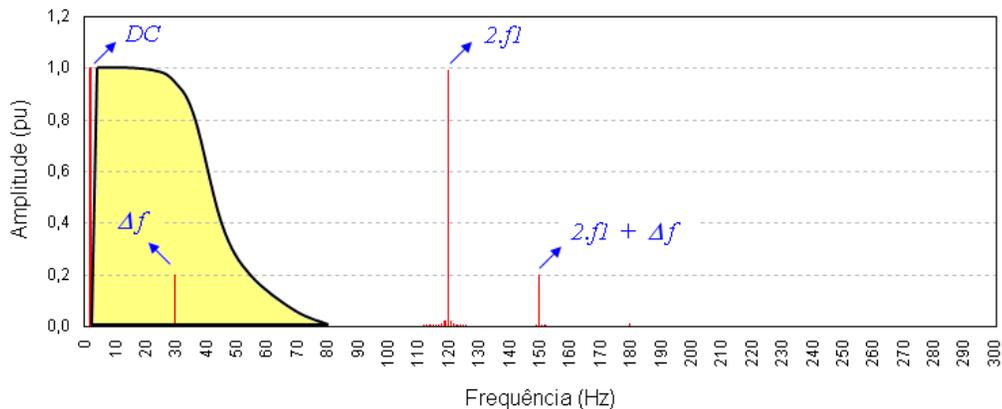


Figura 6. 12 – Espectro de frequência do sinal em quadratura da tensão resultante e envoltória dos filtros.

De acordo com a figura 6.12, portanto, fica evidente que o sinal DC , a componente de frequência $2.f_1$, assim como a componente de frequência $2.f_1 + \Delta f$ são definitivamente filtradas,

não passando, portanto, para o próximo bloco do *flickermeter* IEC (bloco 4). Assim, a única componente de frequência passível de avaliação é Δf .

Portanto, a componente de frequência Δf define, indiretamente, a máxima frequência da componente inter-harmônica que, sobreposta ao sinal de tensão fundamental, produzirá uma avaliação correta do indicador de severidade de *flicker* (Pst).

Matematicamente, tem-se que Δf será no máximo igual a 42 Hz, frequência de corte do filtro passa-baixa, o que equivale dizer que a máxima frequência inter-harmônica associada será $f_{ih} \leq 60 + 42 = 102 \text{ Hz}$.

Finalmente, conclui-se que o *flickermeter* IEC não é capaz de detectar *flicker* causado pela sobreposição de componentes inter-harmônicas ao sinal de tensão fundamental, com frequência superior a 102 Hz.

Por esse motivo, os resultados mostrados na figura 6.8 são tão discrepantes, quando na verdade deveriam ser exatamente iguais.

A figura 6.13 mostra a sobreposição dos espectros de frequência com as envoltórias dos filtros digitais para cada um dos casos analisados na figura 6.8. Como poderá ser observado, apenas para o caso das frequências inter-harmônicas de 30 e 90 Hz a componente Δf não é eliminada pelos filtros, resultando, portanto, em uma correta avaliação do indicador Pst . Para os demais casos ($f_{ih} = 150, 210$ e 270 Hz), a componente Δf é totalmente eliminada pelos filtros, mais especificamente pelo filtro passa-baixa, não sendo possível a correta apuração do indicador de severidade de *flicker* de curta duração.

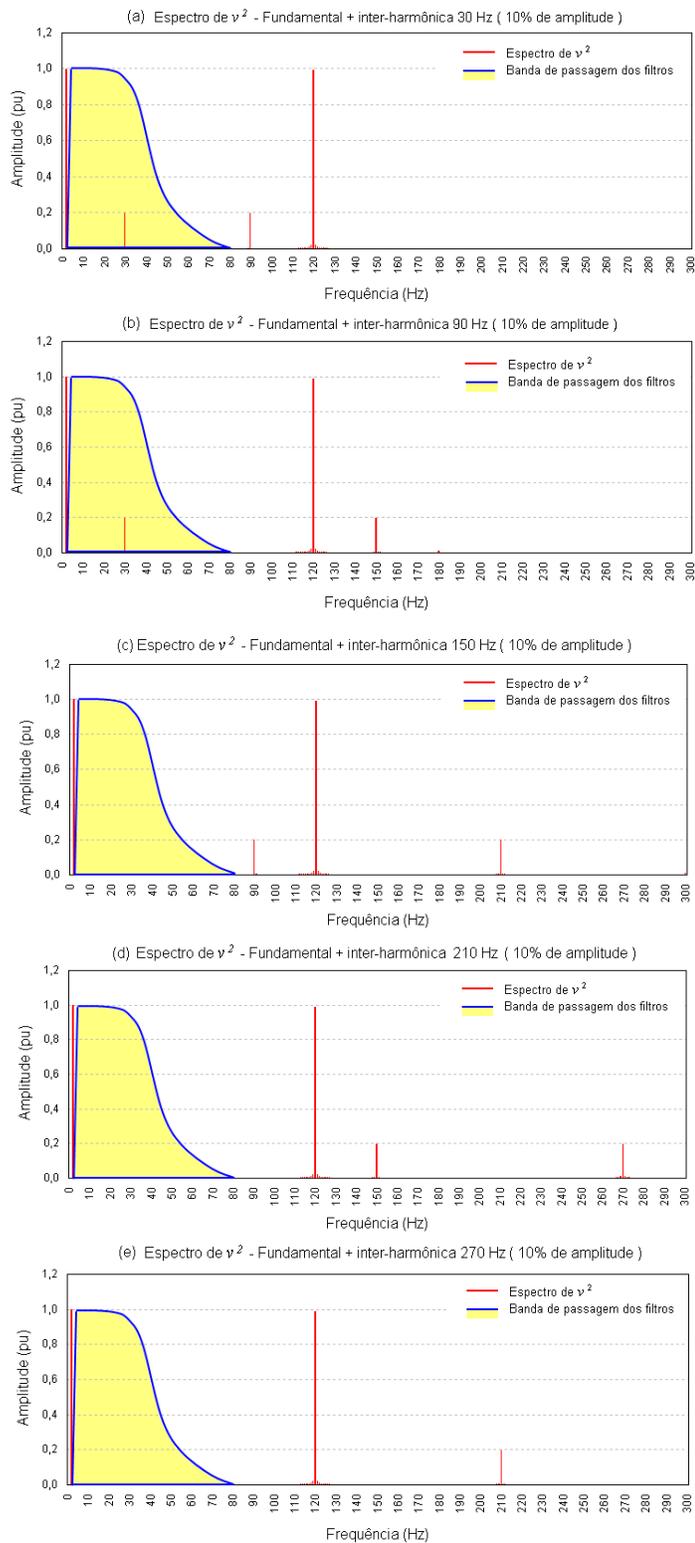


Figura 6. 13 – Espectro de frequência do sinal em quadratura da tensão resultante e envoltória dos filtros.

Finalmente, a figura 6.14 apresenta um resumo de todas as análises realizadas, incluindo-se a forma de onda da tensão resultante, o espectro de frequências da tensão resultante, a forma de onda e também o espectro de frequências da tensão resultante em quadratura.

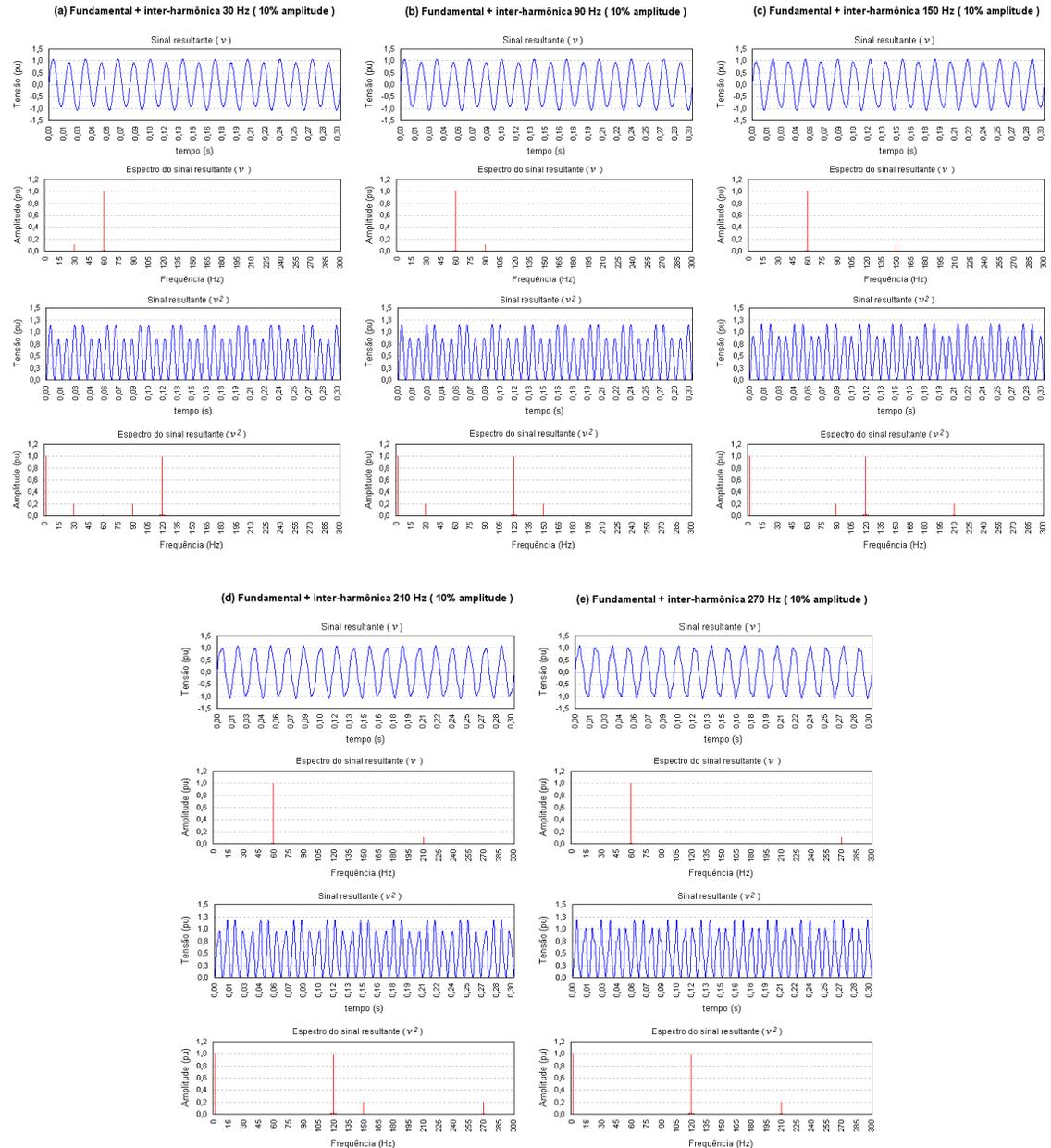


Figura 6. 14 – Resumos das análises realizadas.

Da análise das curvas de v e v^2 , para todos os cinco casos considerados na figura 6.14, fica evidente que os valores de Pst associados não poderiam ser tão discrepantes.

6.3.3) Análise da variação do fluxo luminoso das lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas ao sinal de tensão fundamental

As análises realizadas nos tópicos anteriores suscitam uma pergunta importante: não obstante as deficiências do *flickermeter* IEC, é possível a percepção visual de *flicker* quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas, de frequência elevada, sobre a onda de tensão fundamental?

Antes de responder a essa questão, no entanto, alguns desenvolvimentos tornam-se necessários de forma a possibilitar a realização de testes de laboratório específicos para esse propósito. Na impossibilidade de utilização de uma fonte de potência controlável, capaz de gerar diretamente os sinais de tensão necessários para os testes, foi desenvolvido um gerador de flutuações de tensão. O referido dispositivo, cujo diagrama é mostrado na figura 6.15, baseia-se na modulação da queda de tensão sobre uma resistência em série com uma lâmpada.

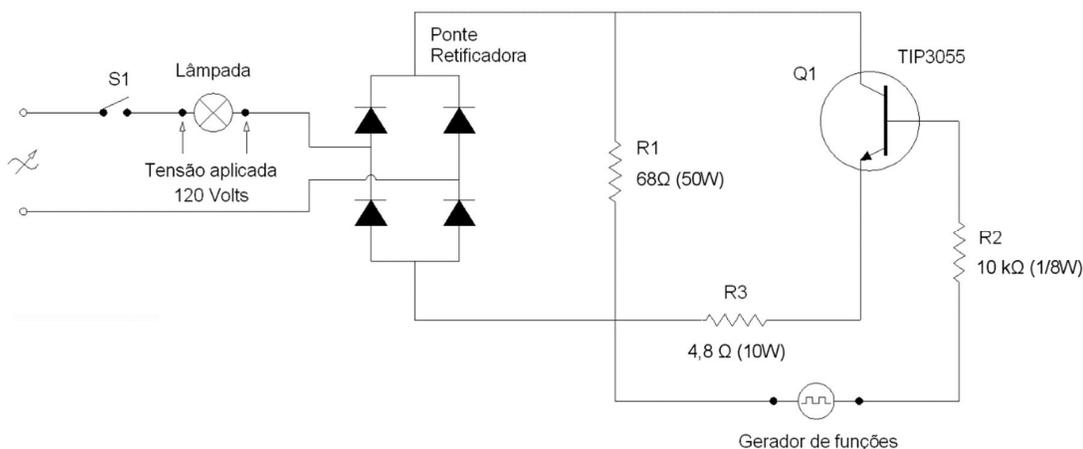


Figura 6. 15 – Esquema de montagem do gerador de flutuações de tensão.

O dispositivo apresentado na figura 6.15 é relativamente simples e compreende, em termos práticos, a ligação de uma resistência ($R1$) em série com a lâmpada em observação, sobre a qual se produz uma queda de tensão modulante, cuja frequência e amplitude são alteradas conforme os ajustes definidos em um gerador de sinais. Todo o processo de modulação é realizado em corrente contínua, após uma ponte retificadora a diodos. O sinal produzido pelo gerador de sinais é amplificado pelo transistor de potência $Q1$ de tal forma que se possa alterar a corrente sobre o resistor $R1$, produzindo-se, assim, uma queda de tensão variável sobre o mesmo. O gerador de funções possibilita a geração de sinais em ondas

senoidais e quadradas, atendendo perfeitamente as formas de modulação consideradas no protocolo IEC 61.000-4-15. A figura 6.16 mostra o equipamento desenvolvido em sua versão final.



Figura 6. 16 – Fotografia do gerador de flutuações de tensão desenvolvido.

Considerando-se que a modulação da tensão nos terminais da lâmpada é produzida por um elemento em série com a mesma, torna-se necessária a utilização de uma fonte com amplitude controlável na alimentação do conjunto, de forma a se garantir uma tensão adequada nos terminais da lâmpada. A figura 6.17 mostra um exemplo real de modulação da tensão nos terminais de conexão da lâmpada para uma determinada modulação senoidal.

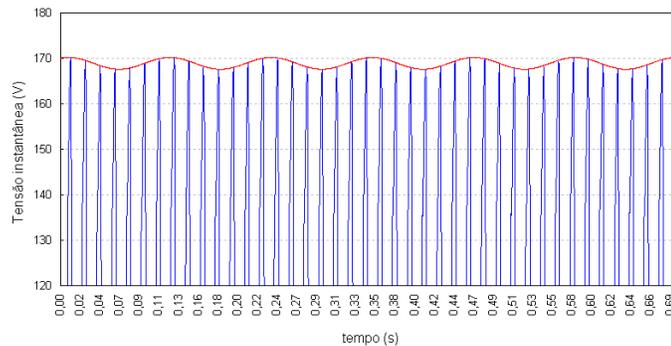


Figura 6. 17 – Exemplo de uma tensão real aplicada na lâmpada para modulação senoidal.

O dispositivo desenvolvido possibilita, portanto, a modulação da tensão de alimentação da lâmpada, na mesma frequência e amplitude imposta pelo gerador de funções. Porém, indiretamente, o referido equipamento funciona também como um gerador de tensões inter-harmônicas, uma vez que a toda flutuação de tensão está necessariamente associado um determinado conteúdo de frequências inter-harmônicas, conforme já abordado em tópicos anteriores. A única particularidade, neste caso, é que as componentes inter-harmônicas geradas apresentam-se aos pares. Assim, se for imposta, por meio do dispositivo desenvolvido, uma

modulação de 30 Hz (e amplitude de 10%) sobre a tensão de alimentação da lâmpada da figura 6.15, aparecerão as inter-harmônicas de frequências 30 Hz e 90 Hz ($60 \text{ Hz} \pm 30 \text{ Hz}$) no espectro da onda de tensão resultante, conforme mostrado na figura 6.18.

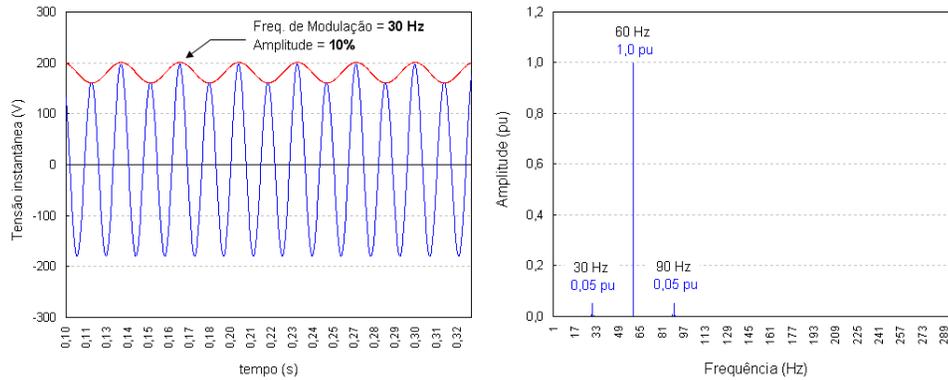


Figura 6. 18 – Exemplo de modulação da tensão da lâmpada. (a) forma de onda e respectivo envelope de modulação da tensão de pico, (b) espectro da tensão resultante.

Outra particularidade importante a ser considerada é que a modulação realizada diretamente sobre a tensão fundamental, com uma frequência ω_m e amplitude m , apresenta praticamente o mesmo efeito sobre os envelopes de modulação das tensões de pico e eficaz, quando da sobreposição de uma componente inter-harmônica individual com frequência $f_{ih} = \omega_m$ e amplitude m . Dessa forma, para efeito de análises de laboratório relacionadas apenas com os envelopes de modulação da tensão de pico e do valor eficaz das tensões resultantes, o gerador de flutuações de tensão desenvolvido pode ser utilizado, com boa aproximação, como sendo um gerador de componentes inter-harmônicas individuais, sendo a frequência da inter-harmônica definida pelo gerador de funções mostrado na figura 6.15. As análises para sustentação dessas afirmativas estão detalhadas no apêndice C.

Assim sendo, e de volta à questão abordada no início do presente tópico, foram realizados alguns testes de laboratório com o objetivo de verificar a resposta do fluxo luminoso das lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas, quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas sobre a tensão fundamental de alimentação das mesmas. A figura 6.19 mostra a estrutura de laboratório implementada para tal propósito.

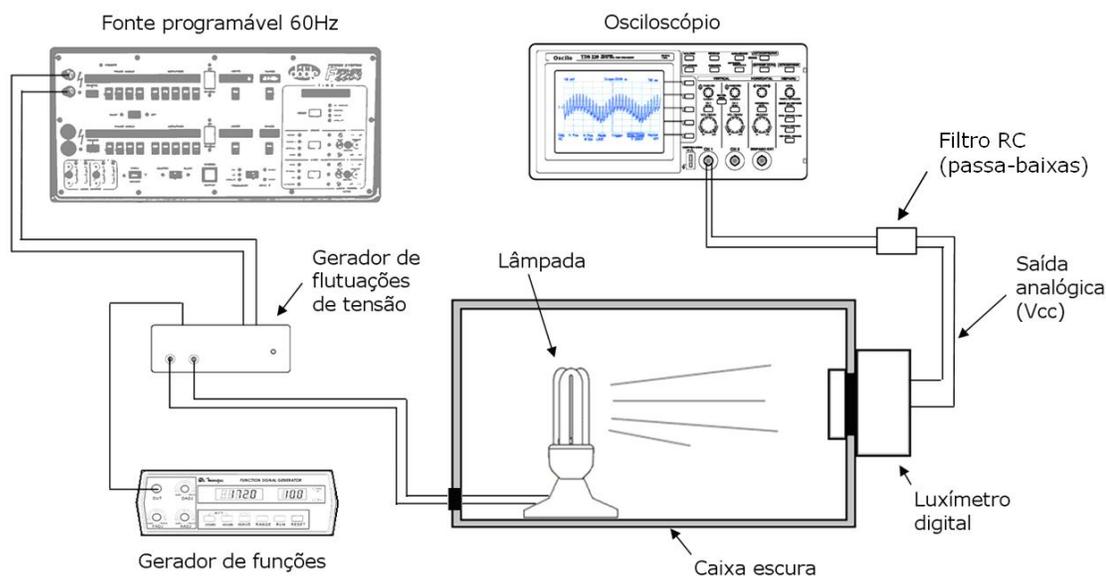


Figura 6. 19 – Estrutura de laboratório implementada para realização dos testes.

No esquema de testes mostrado na figura 6.19 podem ser observados os seguintes equipamentos utilizados nos testes: uma fonte de tensão senoidal programável (60 Hz) para alimentação do conjunto, o gerador de flutuações de tensão, um gerador de funções, um osciloscópio e luxímetro digital com saída analógica de tensão. As lâmpadas em teste foram instaladas no interior de uma câmara escura, cuja única abertura é destinada ao sensor (fotodiodo) do luxímetro digital. Adicionalmente, com o objetivo de se promover a filtragem de eventuais ruídos de alta frequência, foi instalado um filtro passa-baixa (tipo RC), com frequência de corte igual a 120 Hz, na saída analógica de tensão do luxímetro digital.

Finalmente, a figura 6.20 mostra os resultados obtidos para a modulação do fluxo luminoso em uma lâmpada incandescente de 60 W, assim como em uma lâmpada fluorescente compacta de 15 W, quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas com frequências iguais a 50, 90, 172 e 225 Hz, e amplitudes fixas de 10% em relação à onda de tensão fundamental.

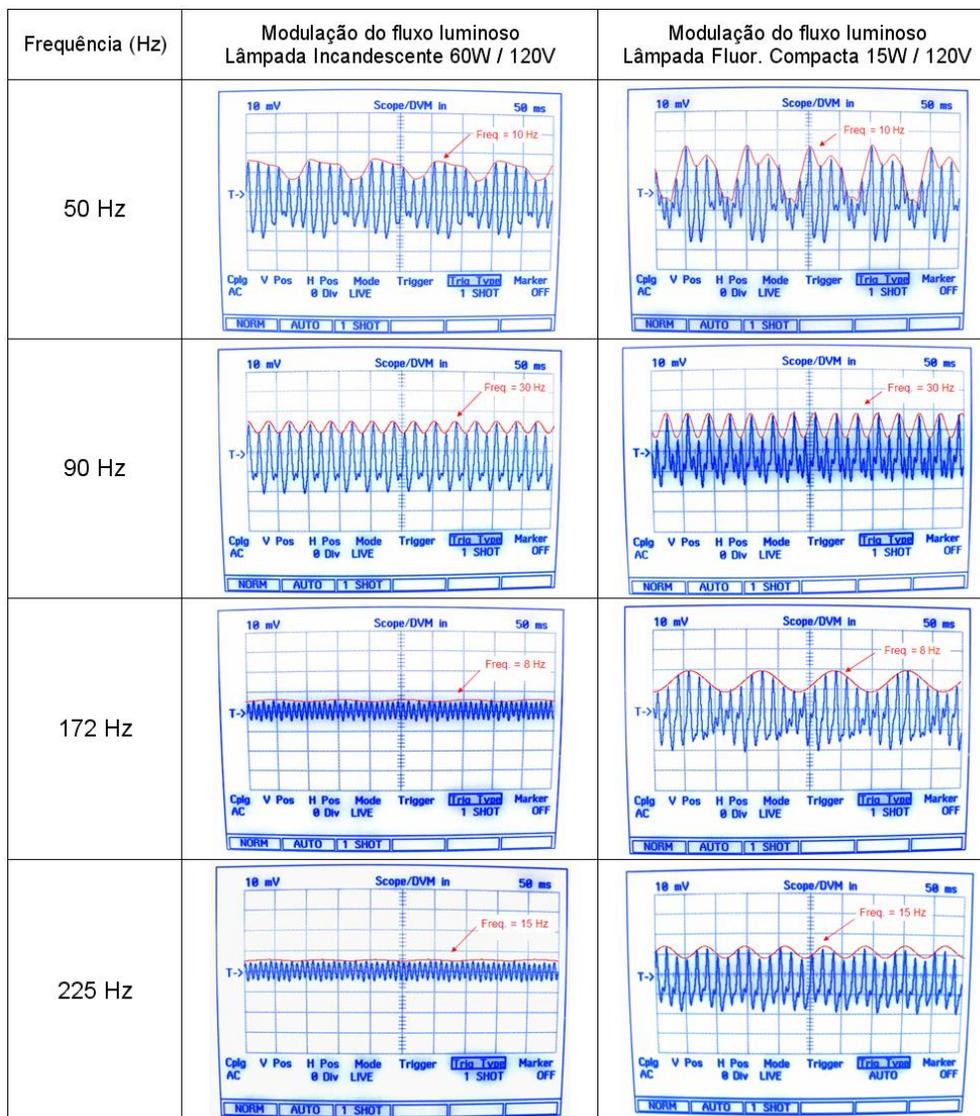


Figura 6. 20 – Modulação do fluxo luminoso em lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas.

Na figura 6.20 é possível observar que no caso da lâmpada incandescente a modulação do fluxo luminoso torna-se bastante inexpressiva quando da sobreposição das frequências mais altas. Em contrapartida, a modulação do fluxo luminoso registrada para a lâmpada fluorescente compacta continua apresentando amplitudes consideráveis, mesmo para as frequências mais altas. Para o caso específico da inter-harmônica de 172 Hz, sobreposta ao sinal de tensão de alimentação das lâmpadas, observou-se que o efeito da cintilação luminosa é bastante nítido para o caso da lâmpada fluorescente compacta e totalmente imperceptível para a lâmpada incandescente. Assim sendo, em termos práticos, os resultados apresentados na figura 6.20 evidenciam a maior sensibilidade da lâmpada incandescente à modulação do valor eficaz, ao

passo que a lâmpada fluorescente compacta apresenta maior sensibilidade para modulação do valor de pico da tensão de suprimento.

Outra constatação importante, ainda para o caso da sobreposição da frequência inter-harmônica de 172 Hz (e amplitude de 10%), é que a sensação instantânea de *flicker*, medida nos terminais da lâmpada, foi de apenas 0,45 pu, apesar da nítida percepção visual do efeito da cintilação luminosa no caso particular da lâmpada fluorescente compacta.

Considerando-se a grande disseminação das lâmpadas fluorescentes compactas ao redor do mundo, em substituição às lâmpadas incandescentes, pode-se dizer que os resultados obtidos evidenciam a necessidade de uma nova metodologia de quantificação das flutuações de tensão, em substituição ao atual protocolo definido pela IEC.

6.4) Conclusões

O presente capítulo mostrou que existem deficiências intrínsecas na metodologia desenvolvida pela IEC [2] na quantificação dos níveis de *flicker* produzidos quando da presença de componentes de tensão com frequências inter-harmônicas sobrepostas à tensão fundamental. A primeira deficiência verificada decorre da propriedade natural do algoritmo *RMS* de modulação do valor da tensão eficaz quando da presença de componentes com frequências inter-harmônicas. Nesse sentido, demonstrou-se que as maiores amplitudes de modulação do valor eficaz da tensão ocorrem para as frequências imediatamente adjacentes à frequência fundamental. Outra deficiência verificada está relacionada com a estrutura do *flickermeter* IEC, particularmente em função dos filtros digitais que compõem o bloco 3 do referido protocolo. Sobre esse aspecto, demonstrou-se que o filtro passa-baixa, tipo *Butterworth* de 6ª ordem, impossibilita a correta quantificação dos indicadores de *flicker* quando da presença de tensões inter-harmônicas com frequências superiores a 102 Hz.

Finalmente, o presente capítulo fez uma referência ao fato de que a flutuação do fluxo luminoso em lâmpadas de filamento está diretamente relacionada com a modulação do valor eficaz da tensão imposta. Porém, no caso das lâmpadas fluorescentes compactas, a flutuação do fluxo luminoso está mais fortemente relacionada com a modulação dos valores de pico da tensão aplicada. Nesse sentido, foram apresentados resultados de testes experimentais, segundo

os quais os fluxos luminosos, produzidos por lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas, foram analisados quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas ao sinal de tensão de alimentação das referidas lâmpadas. Os resultados obtidos demonstraram que lâmpadas fluorescentes compactas, contrariamente às lâmpadas incandescentes, podem apresentar cintilação luminosa quando da sobreposição de inter-harmônicas de frequências elevadas.

Em função da relevância das lâmpadas fluorescentes compactas, não tanto pela sua potência individual, mas pela suas características físico-elétricas, assim como pela sua grande disseminação atual ao redor do mundo, o próximo capítulo será dedicado a uma análise detalhada acerca do seu funcionamento à luz das frequências inter-harmônicas.

Capítulo 7 – As Lâmpadas Fluorescentes Compactas no Contexto das Inter-harmônicas.

7.1) Introdução

A utilização da lâmpada fluorescente compacta (LFC), em substituição às tradicionais lâmpadas incandescentes, está sendo disseminada ao redor do mundo em nome da eficiência e da racionalização do uso da energia elétrica. Recentemente, em função de questões notadamente associadas ao aquecimento global, diversos países, como a Austrália e Itália, estão elaborando leis visando à proibição da comercialização de lâmpadas incandescentes já para os próximos dois ou três anos [26]. No Brasil, particularmente, a disseminação das lâmpadas fluorescentes compactas no mercado nacional teve início imediatamente após o racionamento de energia elétrica decretado no ano 2001.

Sem dúvida, as lâmpadas fluorescentes compactas representam um uso mais eficiente da energia elétrica utilizada em sistemas de iluminação, uma vez que possibilitam uma mesma intensidade de fluxo luminoso com potências muito reduzidas, comparativamente às lâmpadas incandescentes. Contudo, considerando-se que as lâmpadas fluorescentes compactas são constituídas por sistemas eletrônicos de dupla conversão (CA-CC-CA), tem-se que as mesmas devem ser analisadas também sob o enfoque da qualidade da energia elétrica. Nesse sentido, as inter-harmônicas representam uma variável de grande importância nas análises de desempenho das referidas lâmpadas, assim como na interação física entre as mesmas e as redes elétricas locais. Comumente, as análises relacionadas com a qualidade da energia elétrica, no que diz respeito às lâmpadas fluorescentes compactas, são realizadas considerando-se apenas as frequências harmônicas para tensão e corrente. No entanto, a questão das inter-harmônicas para as lâmpadas fluorescentes compactas é tão significativa que um conjunto de LFCs pode produzir flutuações de tensão, ou até mesmo *flicker* visível, em determinadas condições.

Nesse sentido, o presente capítulo apresentará, inicialmente, os tipos existentes de lâmpadas fluorescentes compactas comumente encontradas no mercado nacional, assim como

a caracterização das mesmas em termos de geração de correntes com frequências harmônicas e inter-harmônicas. Para esse efeito serão realizadas simulações computacionais, a partir de modelos elétricos das lâmpadas fluorescentes compactas, assim como diversos testes em laboratório para comprovação e complementação das simulações computacionais.

Por fim, será analisado o nível de percepção da cintilação luminosa em lâmpadas fluorescentes compactas. Para esse propósito específico, através do gerador de flutuações de desenvolvido, conforme mostrado no capítulo anterior, foram realizados testes de percepção de cintilação luminosa em um universo de 25 (vinte e cinco) observadores, considerando-se dois tipos distintos de lâmpadas: uma incandescente e outra equivalente, em termos de luminosidade, do tipo fluorescente compacta.

7.2) Caracterização das Lâmpadas Fluorescentes Compactas

De modo genérico, uma lâmpada fluorescente compacta pode ser constituída por cinco módulos operacionais, conforme mostrado na figura 7.1. O primeiro módulo é constituído por um filtro CA com estrutura LC. Em função dos custos de produção, esse módulo pode ser simplesmente suprimido por alguns fabricantes. O retificador, cuja estrutura é basicamente formada por uma ponte retificadora a diodos do tipo ponte completa, constitui o segundo módulo da lâmpada. Na sequência, tem-se o filtro CC constituído por um simples capacitor eletrolítico, cuja capacitância varia normalmente entre $10\mu F$ e $47\mu F$. Conforme será visto mais adiante, o capacitor do elo CC possui um papel importante na emissividade inter-harmônica das lâmpadas do tipo LFC. O quarto módulo, por sua vez, é constituído pelo inversor, operando com frequências normalmente situadas entre 10 kHz e 40 kHz . Finalmente, o último módulo da lâmpada é constituído pelo tubo, normalmente disposto aos pares, constituído basicamente por vapores de mercúrio.

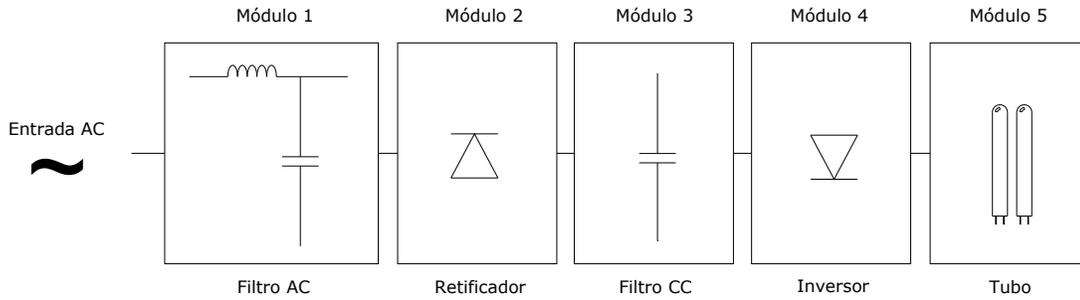


Figura 7.1 – Estrutura genérica de uma lâmpada fluorescente compacta.

Evidentemente, em função dos custos de produção e, conseqüentemente, da qualidade da lâmpada, cada um dos cinco módulos estruturais da LFC apresenta uma estrutura muito diversificada para diferentes fabricantes.

No esquema modular da LFC apresentado na figura 7.1, tem-se que o inversor pode ser considerado uma carga constante em relação ao lado CC do retificador [27]. Dessa forma, para se analisar harmônicas e inter-harmônicas pelo lado CA da lâmpada, tanto o inversor quanto o par de tubos com vapores de mercúrio podem ser representados a partir de uma resistência fixa. Com base nessa premissa, as lâmpadas fluorescentes compactas podem ser divididas em quatro tipos básicos de topologia para os módulos 1, 2 e 3, comumente encontrados no mercado, assim como referenciados na literatura técnica disponível [27] [28] [29] [30] [31]. São eles: (A) lâmpada fluorescente compacta sem filtro CA; (B) lâmpada fluorescente compacta com filtro CA; (C) lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *Valley-Fill* e, finalmente, (D) lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *Valley-Fill* melhorado.

As figuras 7.2 a 7.5 ilustram cada um dos quatro tipos topológicos básicos considerados para as lâmpadas fluorescentes compactas, comumente encontradas no mercado.

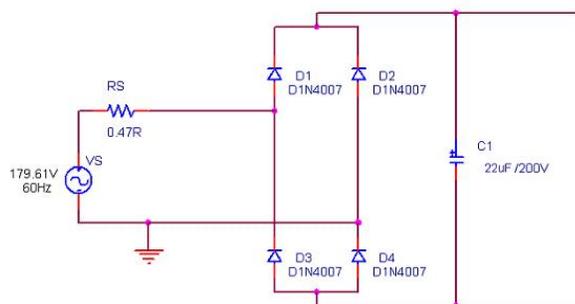


Figura 7. 2 – Tipo (A): Lâmpada fluorescente compacta sem filtro CA.

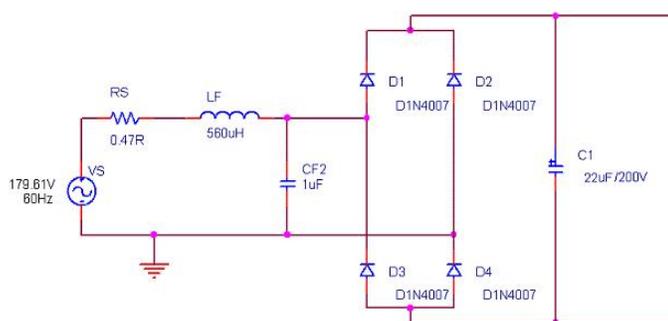


Figura 7. 3 – Tipo (B): Lâmpada fluorescente compacta com filtro CA.

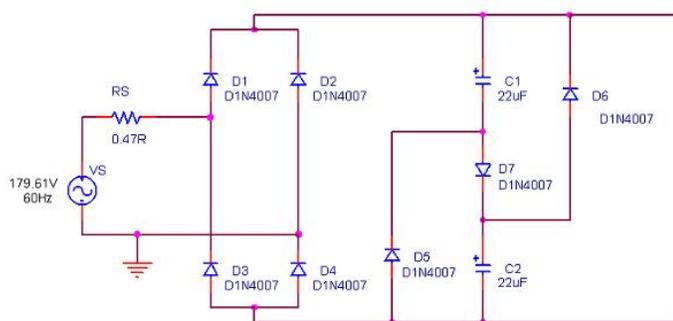


Figura 7. 4 – Tipo (C): Lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *valley-fill*.

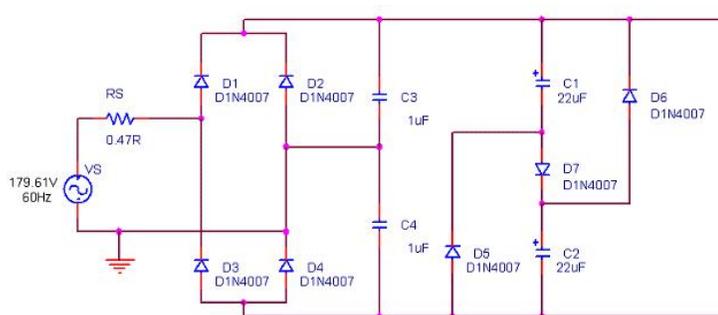


Figura 7. 5 – Tipo (D): Lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *valley-fill* melhorado.

A figura 7.2, em função certamente de seu menor custo de produção, representa a lâmpada fluorescente compacta mais difundida no mercado mundial. A mesma considera a estrutura mais elementar possível para o conjunto retificador – filtro CC.

O segundo tipo básico de LFC, indicado na figura 7.3, adiciona à estrutura da lâmpada anterior um filtro CA constituído de um indutor série e um capacitor paralelo, representando também um tipo de correção passiva do fator de potência da lâmpada. Existem várias topologias possíveis para o filtro CA, sendo que no presente trabalho será considerado a topologia mais simples existente.

A figura 7.4 apresenta uma modificação para o filtro CC designada como filtro CC tipo Valley-Fill. Nessa configuração o capacitor do filtro CC passa a ser constituído por dois diferentes capacitores, os quais são carregados alternadamente e descarregados através de três novos diodos incorporados à estrutura da lâmpada. Uma das particularidades da lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *Valley-Fill* é que ela apresenta uma tensão no lado CC com elevado nível de *ripple*, comparativamente aos tipos de lâmpadas anteriores, o qual pode produzir flutuação tanto do fluxo luminoso da lâmpada, quanto da corrente e tensão no lado CA do dispositivo. Em verdade, a questão das inter-harmônicas associadas às lâmpadas fluorescentes compactas está fortemente relacionada ao nível de *ripple* da tensão no lado CC do dispositivo. O nível de *ripple* pode ser quantificado através do fator de crista da tensão CC, ou seja, pela relação entre o valor de pico e o valor eficaz da tensão imediatamente antes do inversor da lâmpada.

Por fim, a figura 7.5 apresenta uma nova estrutura para a lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *Valley-Fill* melhorado. Assim, o circuito mostrado na figura 7.5 mostra a inclusão de dois capacitores (de baixa capacitância) com o propósito de melhorar o fator de potência da lâmpada e, conseqüentemente, reduzir os níveis de distorção harmônica emitida pela lâmpada. Como será visto mais adiante, existe um contrassenso entre as ações para minimização das distorções harmônicas em relação às mesmas ações para minimização das correntes inter-harmônicas emitidas pelas lâmpadas fluorescentes compactas.

A partir das caracterizações existentes para as lâmpadas fluorescentes compactas, pode-se agora promover análises específicas em relação à emissividade de correntes com frequências inter-harmônicas, assim como em relação a outros efeitos como a flutuação de tensão. Nesse

sentido, o tópico seguinte apresentará modelagens computacionais em ambiente *Pspice*[®] para cada um dos tipos de lâmpadas fluorescentes compactas aqui apresentadas.

7.3) Modelagem Computacional e Análise de Desempenho das Lâmpadas Fluorescentes Compactas sob o Enfoque das Correntes Inter-harmônicas

A partir da modelagem de cada um dos quatro tipos básicos de lâmpadas fluorescentes compactas, realizada em ambiente computacional *Pspice*[®], diversas análises de desempenho podem ser facilmente obtidas. A figura 7.6 mostra as formas de onda da corrente (lado CA) de uma lâmpada fluorescente compacta de 26 Watts, obtida através de simulação computacional, assim como através de medição digital realizada em laboratório.

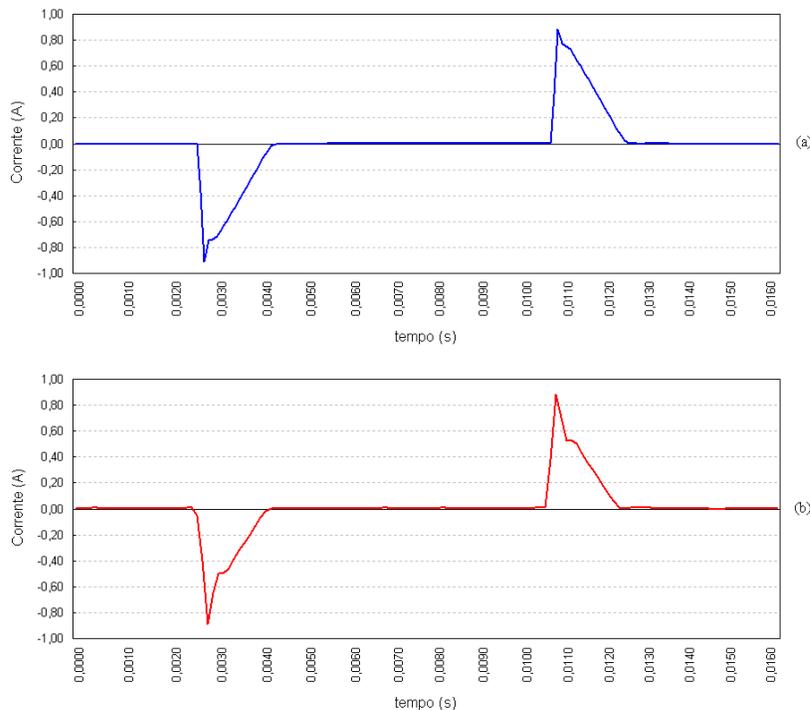


Figura 7. 6 – Forma de onda da corrente CA em uma lâmpada fluorescente compacta de 26 W: (a) obtida através de simulação; (b) obtida através de medição.

As formas de onda mostradas na figura 7.6 consideram uma LFC sem filtro CA, conforme circuito mostrado na figura 7.2. Sob o ponto de vista de injeção de correntes harmônicas, cada um dos quatro tipos básicos de LFC apresenta um desempenho bastante

distinto. Em verdade, quanto mais complexa e estruturada for a topologia da lâmpada, menores serão as amplitudes da injeções de correntes harmônicas na rede elétrica. A figura seguinte ilustra essa afirmação.

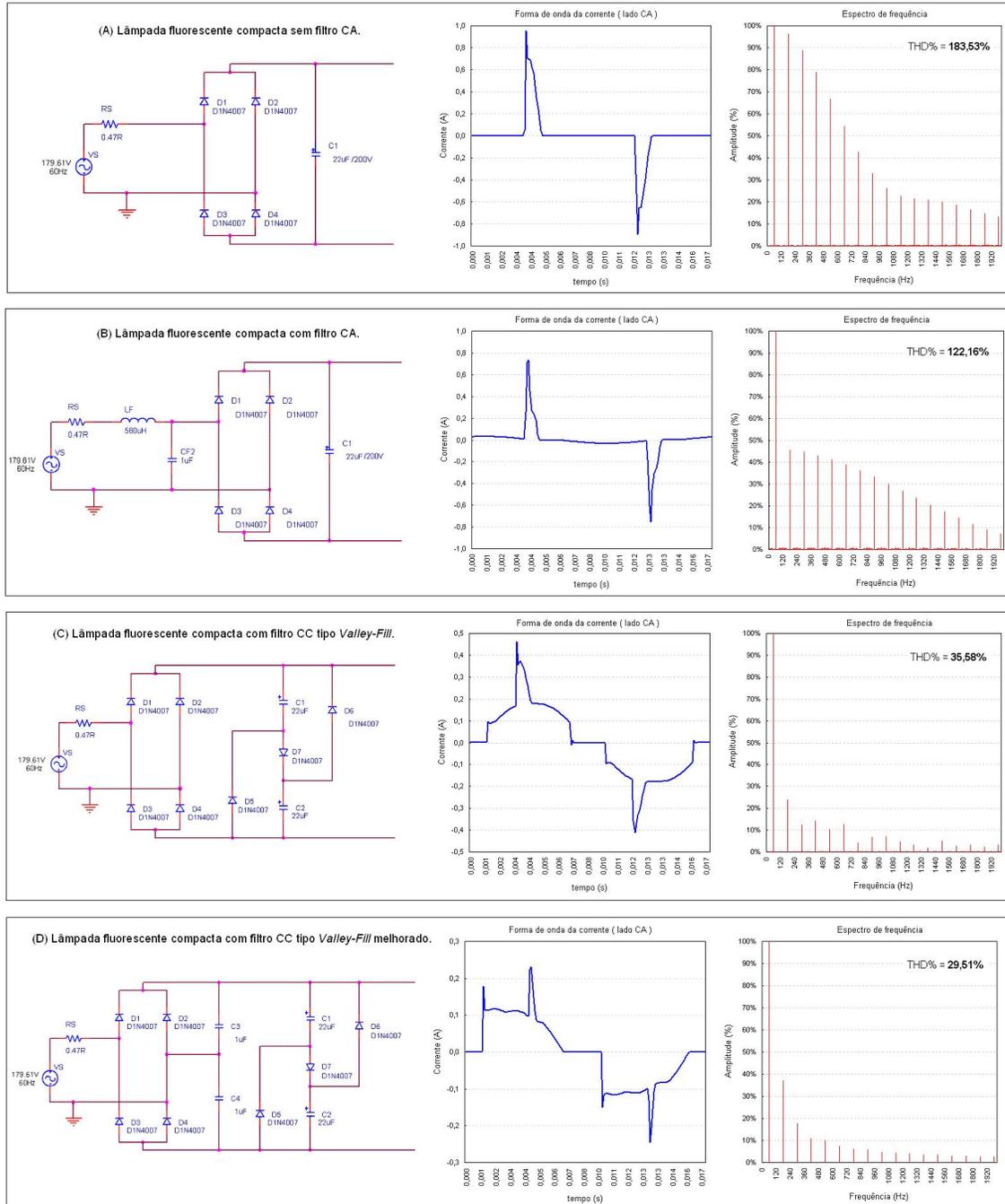


Figura 7.7 – Formas de onda da corrente CA e respectivo espectro harmônico de corrente: (A) lâmpada fluorescente compacta sem filtro CA; (B) lâmpada fluorescente compacta com filtro CA; (C) lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *Valley-Fill* e, finalmente, (D) lâmpada fluorescente compacta com filtro CC tipo *Valley-Fill* melhorado.

Evidentemente, os custos da melhoria do desempenho das lâmpadas fluorescentes compactas são também bastante variáveis em função da topologia estrutural das mesmas. Em outras palavras, lâmpadas com menores níveis de injeção harmônica apresentam preços mais elevados. Talvez por esse motivo, paralelamente à inexistência de uma regulamentação nacional mais exigente sobre o assunto, as lâmpadas fluorescentes compactas com topologias mais simples, com maior nível de injeção harmônica, são as mais comumente encontradas no mercado.

O público especializado, quando da análise dos impactos das lâmpadas fluorescentes compactas para a qualidade da energia elétrica, tem concentrado todas as atenções nas questões relacionadas tão simplesmente com as frequências harmônicas. Contudo, conforme abordado neste trabalho, as inter-harmônicas representam um aspecto de igual importância na análise dos impactos decorrentes da utilização deste tipo de lâmpada nos sistemas de iluminação. Como elemento complicador, descobriu-se também que os desempenhos de uma LFC em relação a harmônicas e inter-harmônicas são, em geral, divergentes. Ou seja, uma LFC com baixa emissividade harmônica pode não ser ao mesmo tempo uma lâmpada com baixa emissividade inter-harmônica. Tal descoberta ocorreu quando da análise do impacto da capacitância do filtro CC no desempenho da lâmpada fluorescente compacta.

Os fabricantes, em geral, economizam na topologia das lâmpadas fluorescentes compactas de forma a maximizar seus lucros. Dessa forma, evidentemente, a qualidade das lâmpadas fica comprometida. Porém, de certa forma, se todas as lâmpadas fluorescentes fossem fabricadas de forma mais robusta, com correção ativa do fator de potência, por exemplo, certamente as mesmas não teriam a mesma disseminação atual em função de seus custos elevados. Contudo, sabe-se que pequenas alterações na topologia das lâmpadas podem produzir efeitos muito positivos em relação à qualidade da energia elétrica. Contudo, qualquer centavo economizado na fabricação de uma LFC pode representar centenas de milhares de reais de lucro em cada lote produzido.

A figura 7.8 mostra a variação do preço e das dimensões do capacitor eletrolítico do filtro CC em função do aumento de sua capacitância, para uma mesma tensão nominal de 200V.

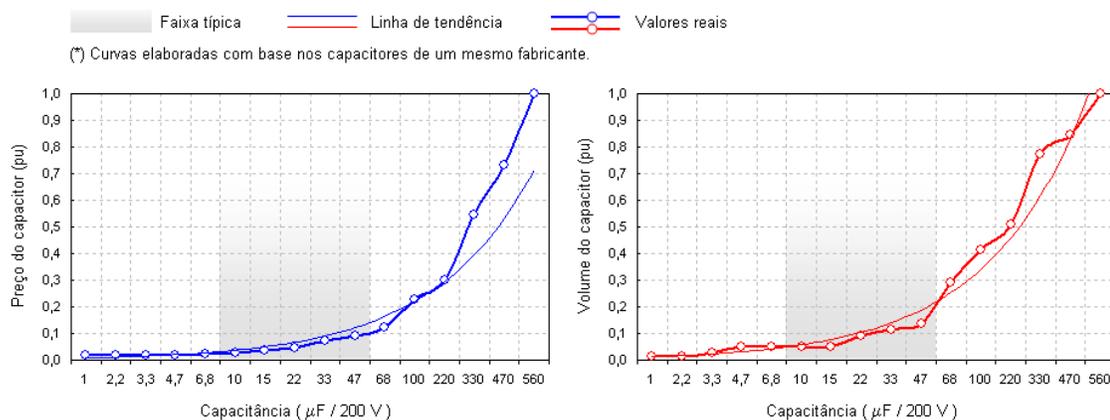


Figura 7. 8 – Variação do preço e das dimensões do capacitor do filtro CC em função de sua capacitância para uma mesma tensão nominal (base ano 2009).

A capacitância do filtro CC, portanto, representa um importante elemento de economia na fabricação de uma LFC. Para efeito da análise da influência da capacitância do filtro CC no desempenho de uma lâmpada fluorescente compacta será utilizado o modelo da lâmpada tipo (A), mais comumente encontrada no mercado.

A figura abaixo apresenta o conjunto retificador e filtro CC da lâmpada utilizada nas simulações de análise da influência da capacitância do capacitor do filtro CC no desempenho da LFC. Os valores da capacitância do capacitor foram variados entre 10 μF , 22 μF , 33 μF , 47 μF e 100 μF . Para valores de capacitância superiores a 100 μF (na tensão de 200 Volts) em função das dimensões físicas do capacitor, a lâmpada certamente não poderia mais receber a designação de compacta, de tal forma que outros valores de capacitância não foram testados.

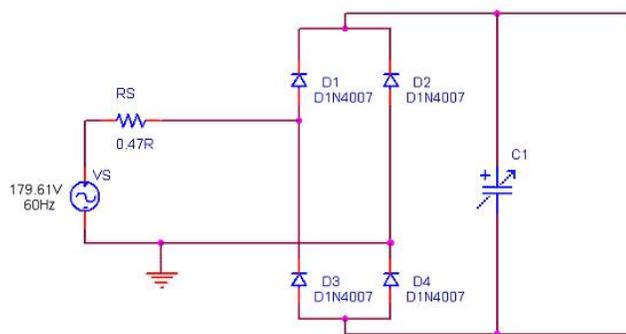


Figura 7. 9 – Modelo da LFC (Tipo A) utilizada nas simulações de impacto da capacitância do filtro CC.

A primeira observação quando da variação da capacitância do filtro CC está relacionada com a forma de onda da corrente CA da lâmpada. Conforme mostrado na figura 7.10, com o aumento do valor da capacitância o valor de pico da onda de corrente também aumenta. Como não existem alterações significativas no valor eficaz da corrente CA, o fator de crista da onda de corrente, portanto, também aumenta.

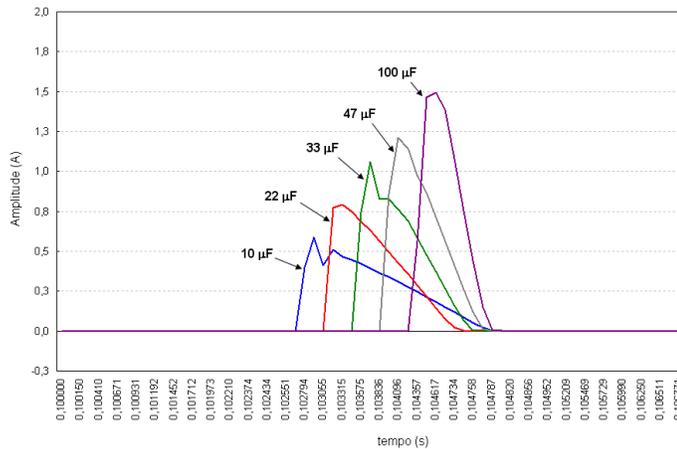


Figura 7. 10 – Variação da forma de onda da corrente CA da lâmpada em função da capacitância do filtro CC.

Outro efeito observado com o aumento da capacitância do filtro CC está relacionado com a tensão de *ripple* CC após o retificador. Com uma maior capacitância, o capacitor do filtro CC consegue manter a tensão em valores mais altos (próximos aos valores de pico) nos terminais de entrada do inversor, por mais tempo. Dessa forma, portanto, tem-se uma diminuição do *ripple* de tensão no lado CC do circuito da lâmpada. Utilizando-se o fator de crista da tensão no lado CC como forma de quantificação da tensão de *ripple*, tem-se, portanto, que este diminui na medida em que a capacitância do filtro CC aumenta. A figura a 7.11 mostra os resultados obtidos.

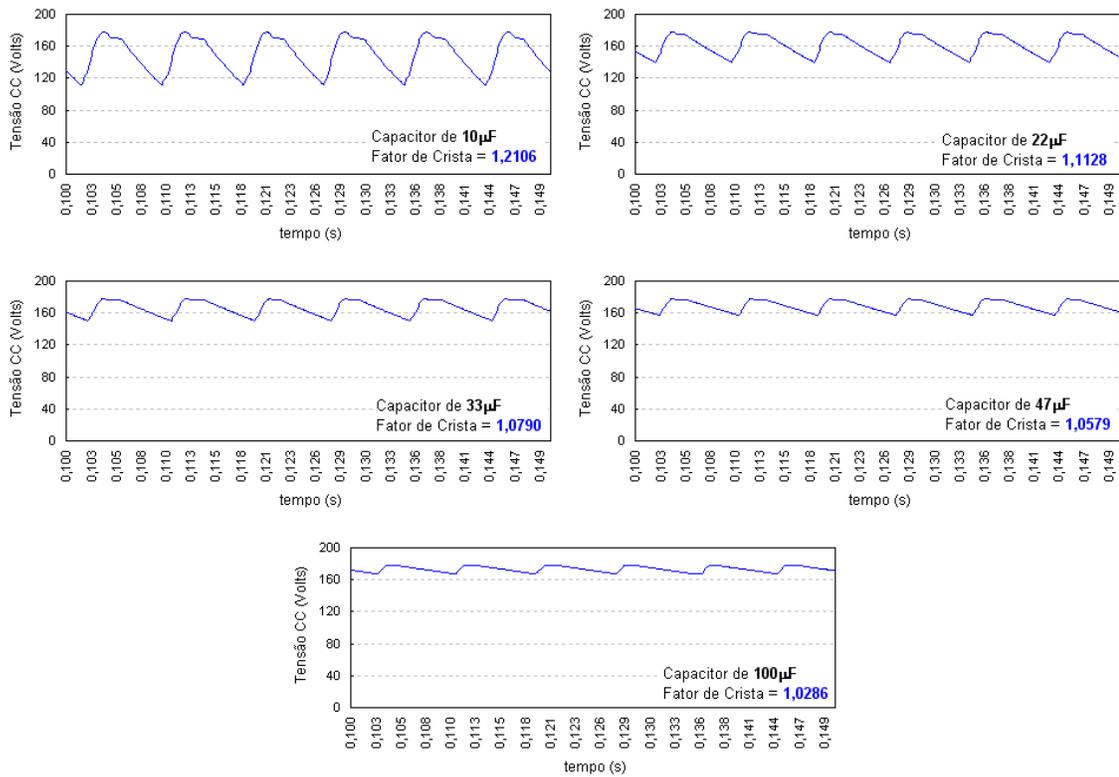


Figura 7. 11 – Variação da tensão de *ripple* quando da variação da capacitância do filtro CC.

A variação do fator de crista da tensão de *ripple* CC é apresentada na figura 7.12.

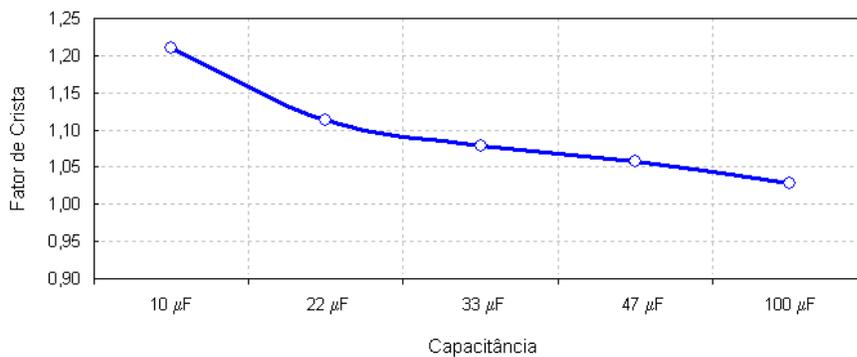


Figura 7. 12 – Variação do fator de crista quando da variação da capacitância do filtro CC.

A distorção harmônica total de corrente também aumenta com o aumento da capacitância do filtro CC, conforme mostrado na figura 7.13.

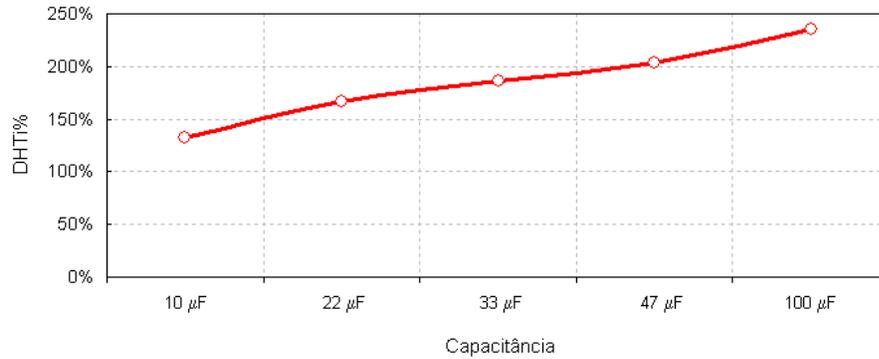


Figura 7.13 – Variação da distorção harmônica total de corrente (DHTi%) quando da variação da capacitância do filtro CC.

Em contrapartida, as amplitudes das correntes inter-harmônicas geradas pela lâmpada fluorescente compacta não apresentam o mesmo comportamento quando do aumento da capacitância do filtro CC, conforme mostrado na figura 7.14.

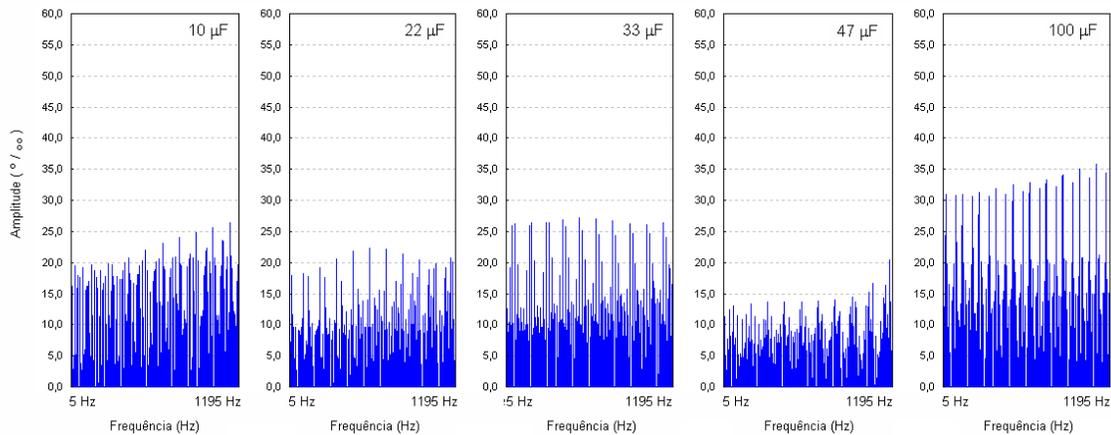


Figura 7.14 – Variação das amplitudes das correntes inter-harmônicas quando da variação da capacitância do filtro CC.

A figura 7.14 mostra o espectro de frequências para a corrente no lado CA da lâmpada, obtido através de simulação computacional, considerando-se uma janela amostral de 12 ciclos (resolução espectral de 5 Hz). As frequências harmônicas foram excluídas para uma melhor disposição das amplitudes das correntes inter-harmônicas. Da análise da figura 7.14 fica evidente a diminuição das amplitudes das correntes inter-harmônicas com o aumento da capacitância do filtro CC em alguns casos. Por exemplo, as amplitudes das componentes inter-harmônicas para uma capacitância de $47 \mu F$ são menores do que as amplitudes das componentes inter-harmônicas para uma capacitância de $10 \mu F$. É importante ainda observar que a amplitude

das correntes inter-harmônicas é expressa em um por mil da amplitude da corrente fundamental. Diante do exposto, conclui-se que existe uma disparidade entre as amplitudes das correntes harmônicas e das correntes inter-harmônicas quando da variação da capacitância do filtro CC.

Outro aspecto importante, decorrente do aumento da distorção harmônica total de corrente, é o incremento da corrente eficaz *true rms* da lâmpada com o aumento da capacitância do filtro CC. Para ilustração desse fato, considerando-se uma lâmpada fluorescente compacta de 26 Watts, a variação máxima da corrente *true rms* foi de 55%. Como se observa na figura 7.15, a corrente eficaz fundamental apresentou variação máxima de apenas 13%. Assim, o aumento da capacitância do filtro CC promove profundas alterações nas especificações da lâmpada, resultando potências aparentes maiores e, conseqüentemente, maiores perdas nas redes elétricas.

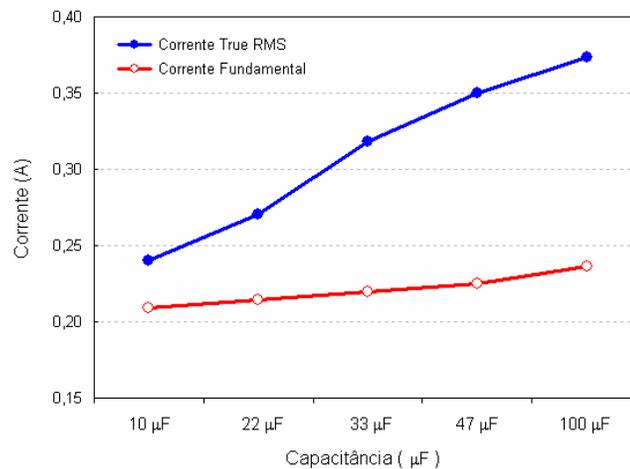


Figura 7. 15 – Variação das amplitudes das correntes *true rms* e fundamental quando da variação da capacitância do filtro CC.

Diante das análises anteriores, a afirmação de que os fabricantes de lâmpadas fluorescentes compactas simplesmente “economizam” em demasiado no capacitor do filtro CC [29], não é totalmente verdadeira. A alteração da capacitância altera de forma significativa as características funcionais da lâmpada, assim como não atenua as amplitudes das correntes inter-harmônicas geradas de forma linear com o aumento da capacitância do filtro CC. O que pode ser dito sobre esse fato, em verdade, é que as lâmpadas fluorescentes compactas podem ser projetadas de forma a se obter um ponto ótimo de operação em relação às componentes harmônicas e inter-harmônicas simultaneamente.

7.4) Testes de Laboratório para Análises de Desempenho das Lâmpadas Fluorescentes Compactas sob o Enfoque das Correntes Inter-harmônicas

Inicialmente, assim como realizado por meio de simulações computacionais no tópico anterior, apresenta-se a seguir uma caracterização mais detalhada das injeções de correntes inter-harmônicas por parte das lâmpadas fluorescentes compactas. Nesse sentido, para realização de testes de laboratório foram utilizados os seguintes equipamentos:

- a) Registrador de parâmetros da qualidade da energia elétrica modelo 933A da *Arbitter Systems*;
- b) Fonte de potência regulável da marca *Doble*;
- c) Conjunto de lâmpadas fluorescentes compactas de diversas potências e fabricantes;
- d) Registrador de parâmetros da qualidade da energia elétrica modelo RQE-IIIP da Reason Tecnologia;
- e) Registrador de parâmetros da qualidade da energia elétrica modelo 1133A da *Arbitter Systems*.

A figura 7.16 mostra os equipamentos utilizados.



Figura 7. 16 – Principais equipamentos utilizados nos testes de laboratório.

A seguir serão mostrados os resultados referentes a duas análises específicas: uma primeira análise envolvendo uma única LFC de 23 *Watts* e uma segunda análise envolvendo um conjunto de lâmpadas fluorescentes compactas de diferentes potências e fabricantes, totalizando uma carga de iluminação igual a 267 *Watts*.

7.4.1) Análise de injeção de correntes inter-harmônicas para uma lâmpada fluorescente compacta de 23 *Watts*

Para efeito do presente teste, uma lâmpada fluorescente compacta de 23 *Watts* de potência foi conectada aos terminais de tensão de uma fonte de potência, conforme mostrado na figura 7.17. A tensão disponibilizada pela fonte de potência apresenta uma distorção harmônica total de apenas 0,12% quando em vazio. Dessa forma, os valores de injeção inter-harmônica promovida pela lâmpada podem ser considerados com boa precisão.

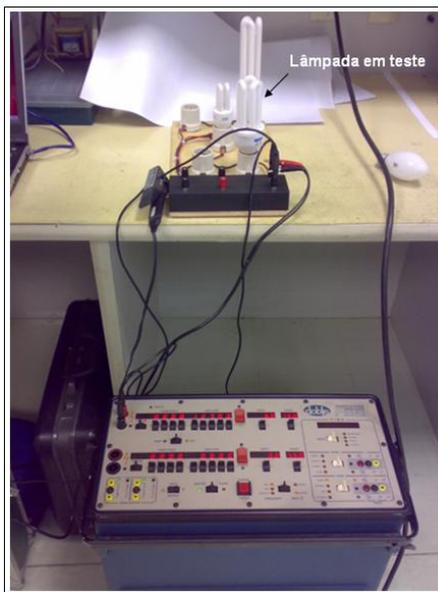


Figura 7. 17 – Conexão da LFC de 23 *Watts* a uma fonte de potência Doble.

Na figura 7.18 são mostradas as formas de onda da corrente e da tensão de suprimento à lâmpada, assim como sua característica tensão *versus* corrente. Pela figura 7.18(a) fica perfeitamente caracterizado o comportamento não-linear da LFC. Na figura 7.18(b), por sua vez, é possível observar a forma de onda da corrente da lâmpada, indicando se tratar muito provavelmente de uma lâmpada fluorescente compacta do tipo (A).

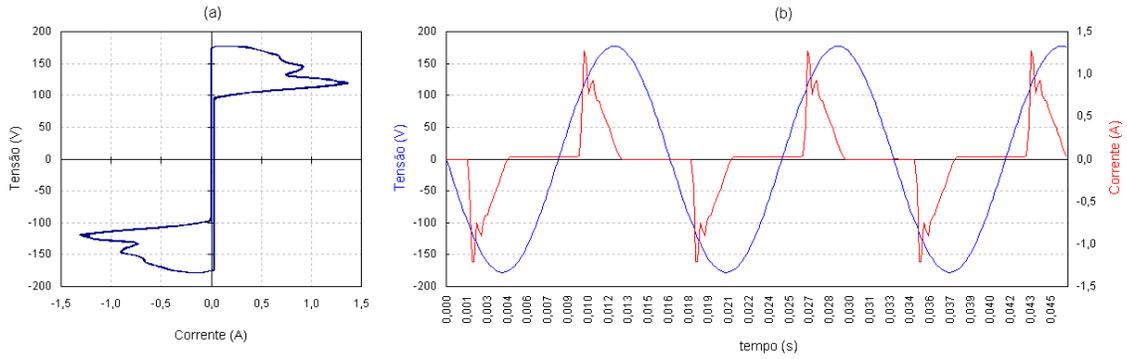


Figura 7.18 – (a) Característica V versus I da lâmpada; (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga da lâmpada pelo lado de corrente alternada.

Considerando-se uma janela amostral de 60 ciclos da corrente da LFC, tem-se o espectro de frequências (com resolução de 1 Hz) da corrente de carga da lâmpada, conforme apresentado na figura 7.19.

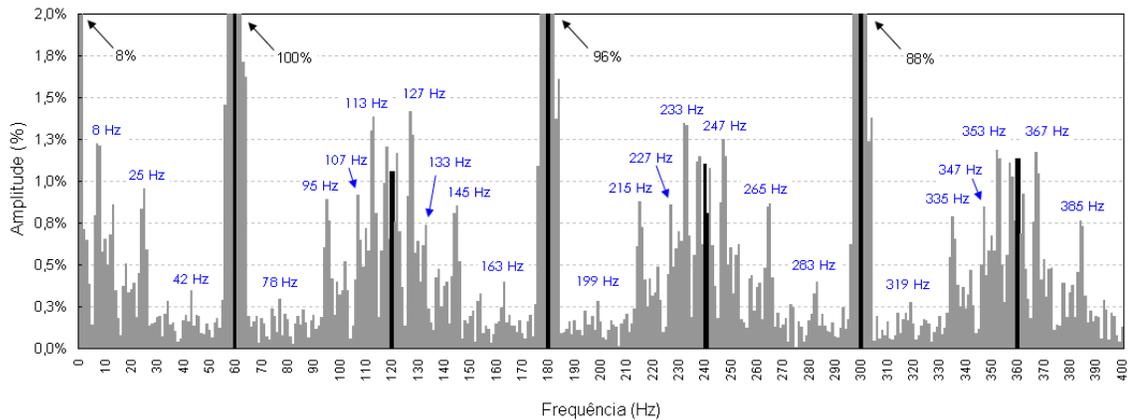


Figura 7.19 – Espectro de frequências da corrente da lâmpada.

Na figura 7.19, percebe-se um determinado padrão de correntes inter-harmônicas situadas predominantemente nas regiões adjacentes às harmônicas pares (120 Hz, 240 Hz, 360 Hz, etc.). Em contrapartida, não são verificadas inter-harmônicas com amplitudes relevantes nas adjacências da frequência fundamental.

7.4.2) Análise de injeção de correntes inter-harmônicas para um conjunto de lâmpadas fluorescentes compactas totalizando 267 Watts

No presente teste foi considerado um conjunto de 12 lâmpadas fluorescentes compactas, com potências diversas, conforme ilustrado na figura 7.20. Diferentemente da análise anterior, em função de limitações da fonte de potência em seu canal de tensão, o conjunto de lâmpadas foi ligado em uma rede elétrica comercial estabilizada. Nesse caso, a distorção harmônica total de tensão, quando em vazio, apresenta um valor de 2,10%.

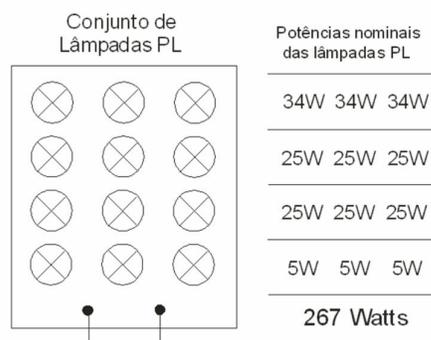


Figura 7. 20 – Espectro de frequências da corrente para o arranjo de lâmpadas.

Na figura 7.21 são mostradas as formas de onda da corrente e da tensão de suprimento ao conjunto de lâmpadas, assim como a característica tensão *versus* corrente.

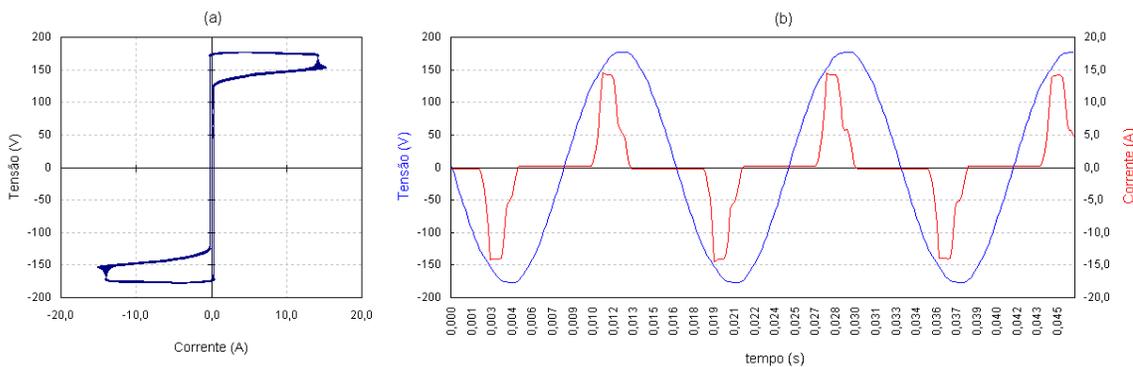


Figura 7. 21 – (a) Característica V *versus* I do conjunto de lâmpadas; (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga do conjunto de lâmpadas pelo lado de corrente alternada.

Considerando-se mais uma vez uma janela amostral de 60 ciclos, a figura 7.22 mostra o espectro de frequências (com resolução de 1 Hz) da corrente de carga do conjunto de lâmpadas.

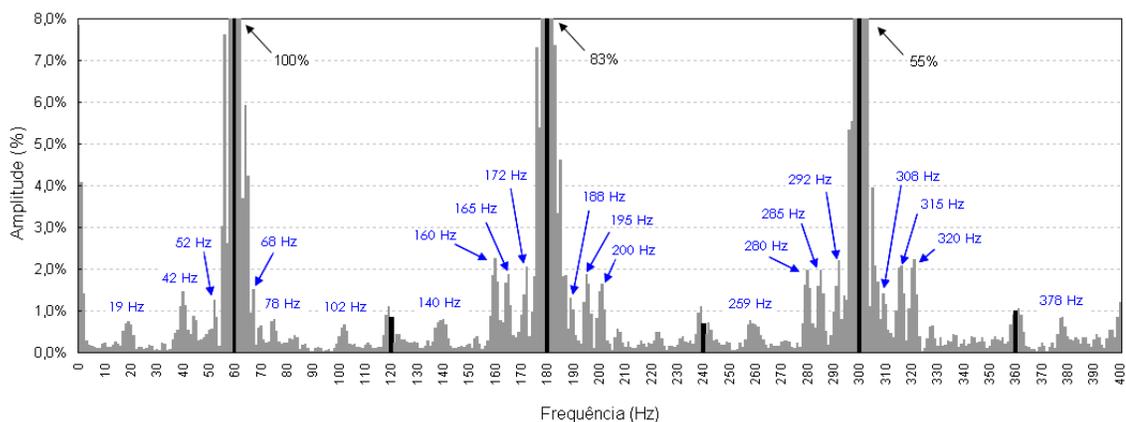


Figura 7.22 – Espectro de frequências da corrente do conjunto de lâmpadas.

Da análise da figura 7.22, percebe-se uma redução na quantidade de componentes inter-harmônicas, comparativamente à análise realizada para uma única lâmpada (figura 7.19). Tal fato sugere a existência do efeito de cancelamento entre as correntes inter-harmônicas, geradas por cada lâmpada individualmente, quando do fluxo das mesmas para o lado da fonte de suprimento. Outro aspecto importante, verificado no presente caso, é o aumento das amplitudes dos conjuntos de pares de componentes inter-harmônicas situados nas adjacências da frequência fundamental, assim como nas adjacências das frequências harmônicas de 180 Hz e 300 Hz. Como exemplo, na figura 7.22 é possível observar os pares de inter-harmônicas com frequências de 52 Hz e 68 Hz ($60 \text{ Hz} \pm 8 \text{ Hz}$), assim como os pares de inter-harmônicas com frequências de 42 Hz e 78 Hz ($60 \text{ Hz} \pm 18 \text{ Hz}$), nas adjacências da frequência fundamental, sendo registradas amplitudes da ordem de 1,0%.

De uma forma ainda preliminar, os resultados mostrados na figura 7.22 evidenciam que uma grande quantidade de lâmpadas fluorescentes compactas, conectadas em uma mesma rede elétrica, pode eventualmente gerar quantidades significativas de componentes inter-harmônicas nas frequências de maximização do fenômeno da cintilação luminosa, ou seja, nas adjacências das frequências harmônicas e, notadamente, nas adjacências da frequência fundamental.

7.4.3) Análise da interação das lâmpadas fluorescentes compactas com outros tipos de lâmpadas

Dentre os diversos testes realizados em laboratório, uma das constatações mais interessantes verificadas ocorreu quando da operação conjunta das lâmpadas fluorescentes compactas com as modernas lâmpadas LED.

As lâmpadas LED, apesar da grande não linearidade existente entre a tensão e a corrente, conforme mostrado na figura 7.23, não apresenta injeção considerável de correntes com frequências inter-harmônicas nas redes elétricas. Apenas correntes com frequências harmônicas são observadas quando da análise individual da operação de uma lâmpada tipo LED. Para uma janela amostral de 60 ciclos de duração, resultando um espectro de frequências com resolução de 1 *Hz*, observa-se que as frequências inter-harmônicas verificadas são nitidamente decorrentes do efeito de espalhamento de espectro, intrínseco à Transformada Discreta de Fourier, em torno das frequências harmônicas, conforme mostrado na figura 7.24.

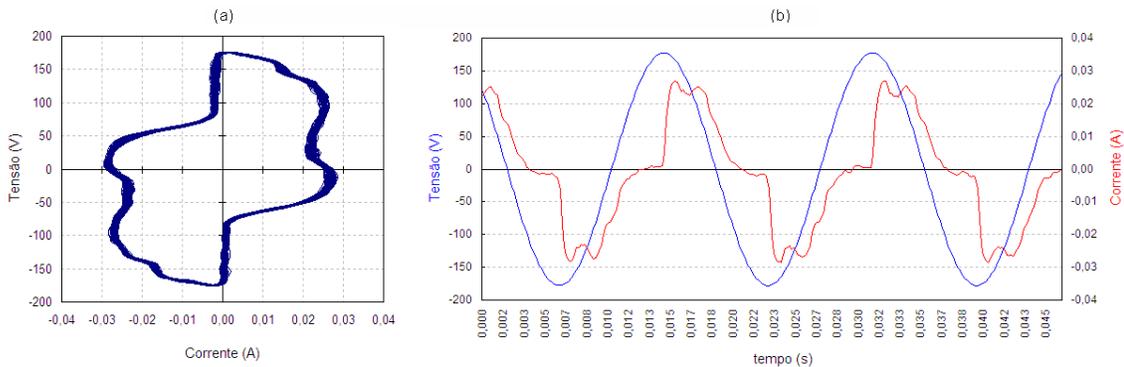


Figura 7. 23 – (a) Característica V versus I da lâmpada LED (3 *Watts*); (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga da lâmpada pelo lado de corrente alternada.

Na figura 7.24 a escala do eixo das ordenadas foi alterada para melhor observação das frequências presentes no sinal, assim como do efeito do espalhamento de espectro em torno das frequências harmônicas de ordem ímpar, predominantemente. A lâmpada foi alimentada através do canal de tensão de uma fonte de potência controlável.

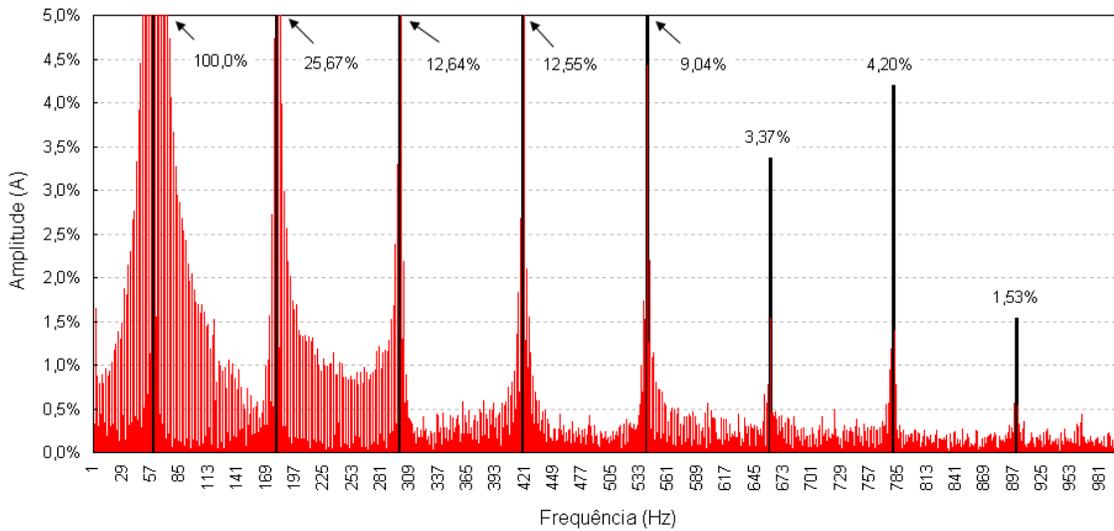


Figura 7.24 – Espectro de frequências da corrente de carga da lâmpada LED de 3 *Watts*.

Considerando-se a operação simultânea de uma lâmpada LED (3 *Watts*) e uma lâmpada fluorescente compacta (15 *Watts*), observa-se um efeito de modulação de carga muito interessante e totalmente dissociado do efeito das componentes inter-harmônicas. Antes da apresentação desta constatação, porém, a figura 7.25 mostra a característica tensão *versus* corrente, assim como as formas de onda associadas ao conjunto das referidas lâmpadas.

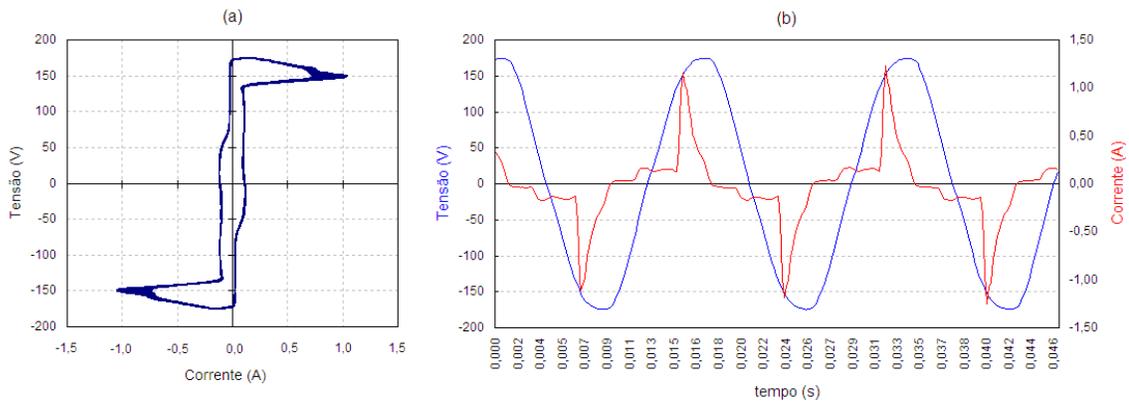


Figura 7.25 – (a) Característica V *versus* I do conjunto de lâmpadas; (b) formas de onda da tensão de suprimento e da corrente de carga do conjunto de lâmpadas pelo lado de corrente alternada.

A corrente de carga do conjunto de lâmpadas é mostrada na figura 7.26 considerando-se um maior número de ciclos. Conforme pode ser observado, a mesma apresenta uma modulação natural ao longo do tempo, tanto em termos de seu valor de pico quanto de seu valor eficaz.

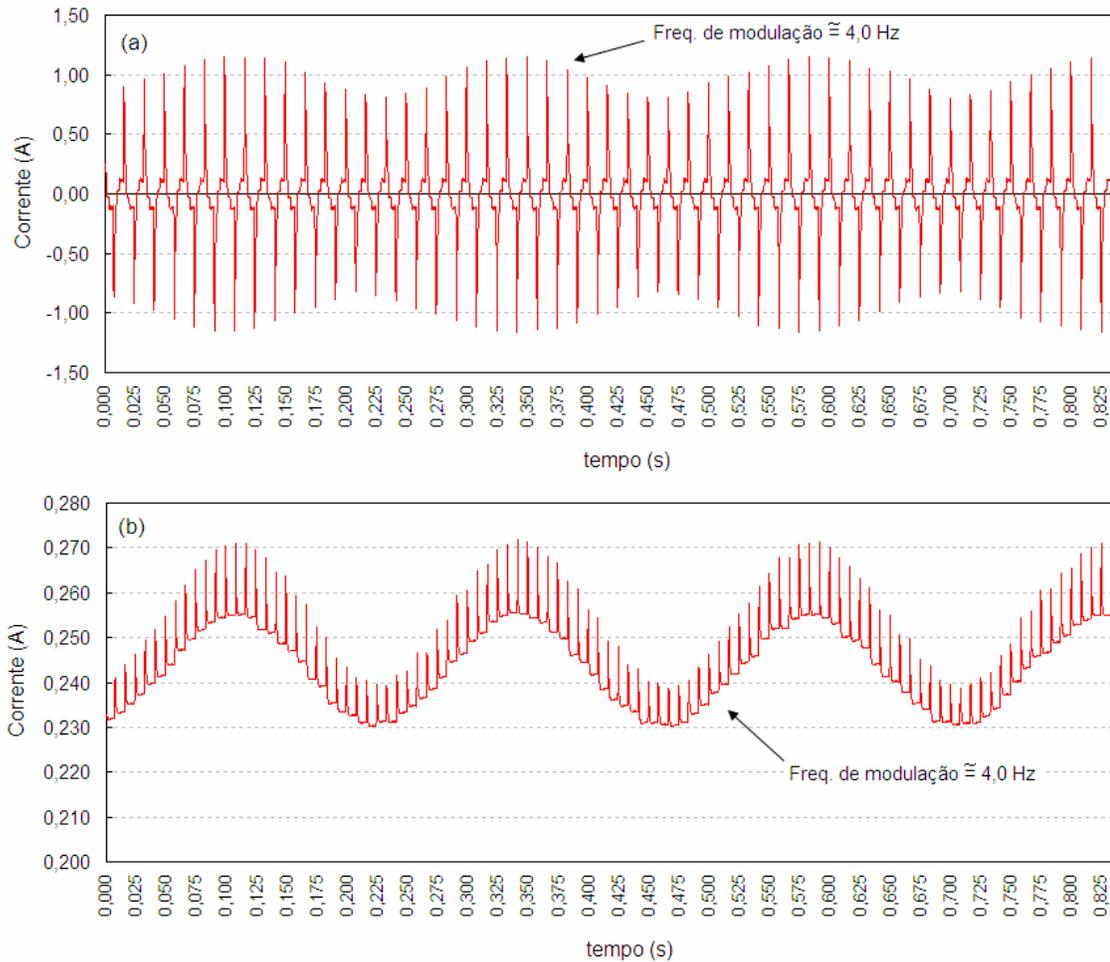


Figura 7. 26 – Corrente de carga do conjunto de lâmpadas: (a) modulação do valor de pico e (b) modulação do valor eficaz.

Para o caso da figura 7.26, a frequência de modulação situa-se em torno de 4 Hz, estando, portanto, dentro do intervalo de frequência de percepção do fenômeno da cintilação luminosa. Assim, com a presença de uma grande quantidade de carga mista, considerando-se lâmpadas fluorescentes compactas e lâmpadas LED, e considerando-se ainda a reprodução da modulação da carga na tensão de alimentação, seria perfeitamente possível o aparecimento do fenômeno da cintilação luminosa na rede elétrica local em baixa tensão. No presente caso, infelizmente, em função da baixa potência associada à curva de carga mostrada na figura 7.26 (18 *Watts*), não é possível observar o efeito da operação conjunta desses dois tipos de lâmpadas na tensão de suprimento.

7.4.4) Análise da influência da capacitância do filtro CC da lâmpada fluorescente compacta

Assim como realizado através de simulações computacionais, no tópico 7.3, o efeito da capacitância do filtro CC da lâmpada fluorescente compacta foi também verificado através de análises e testes em laboratório.

As figuras 7.27 e 7.28 mostram o esquema de montagem para substituição dos capacitores eletrolíticos da lâmpada, assim como um dos testes realizados, respectivamente.

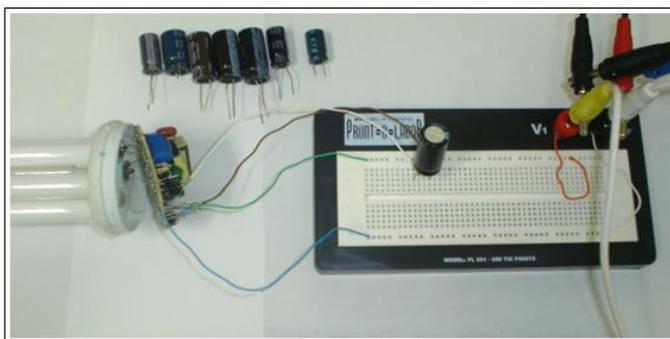


Figura 7. 27 – Esquema de montagem para substituição dos capacitores eletrolíticos da lâmpada.

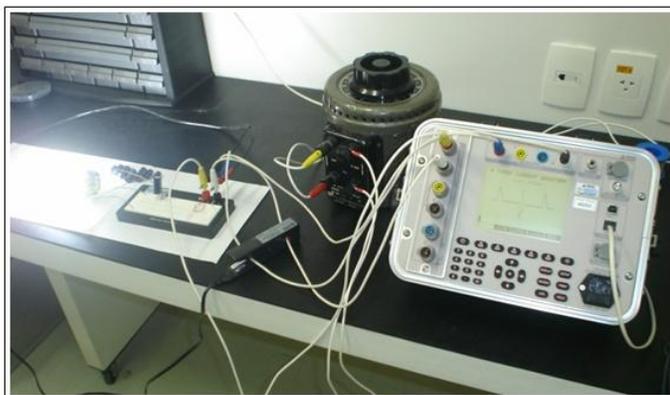


Figura 7. 28 – Ilustração de um dos testes realizados.

Da mesma forma como verificado nas simulações computacionais, a distorção harmônica total de corrente é crescente com o aumento da capacitância do filtro CC da lâmpada fluorescente compacta.

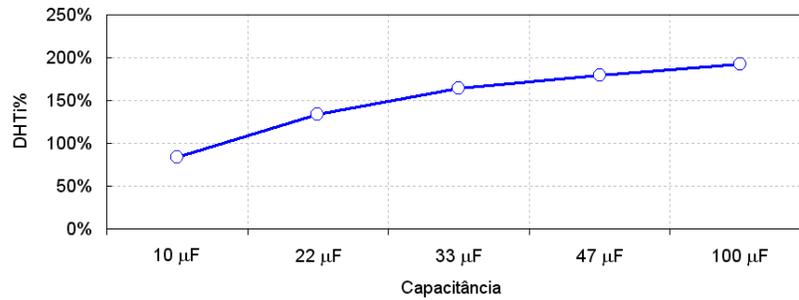


Figura 7. 29 – Variação da distorção harmônica total de corrente quando da variação da capacitância CC.

Em contrapartida, e validando novamente as simulações computacionais realizadas, as amplitudes das frequências inter-harmônicas não apresentam o mesmo comportamento da distorção harmônica total de corrente quando da variação da capacitância do filtro CC da lâmpada. Também nos testes de laboratório, os quais consideraram a mesma lâmpada modelada para efeitos de simulações computacionais, as menores amplitudes para as componentes inter-harmônicas foram obtidas quando da consideração de um capacitor de $47 \mu F$ no elo de corrente contínua da LFC, conforme mostrado na figura 7.30.

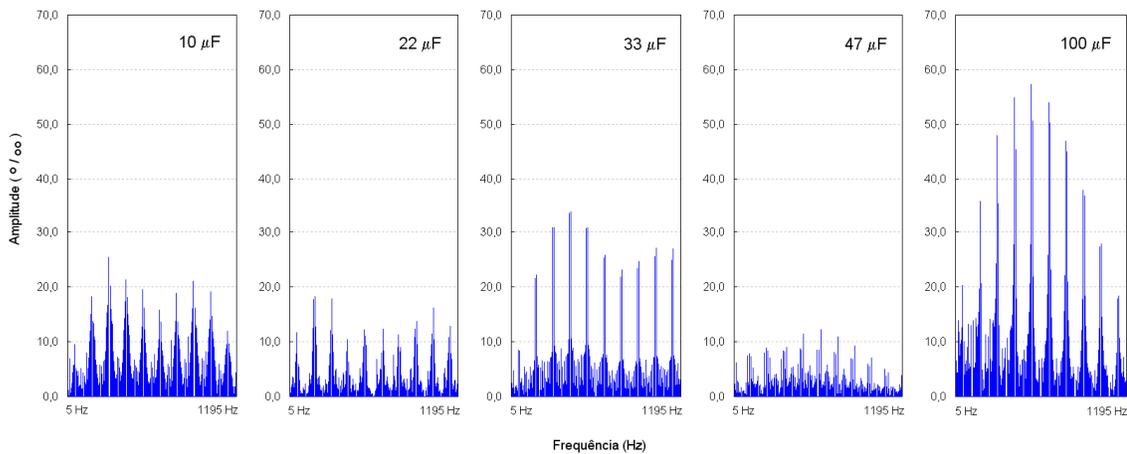


Figura 7. 30 – Variação das amplitudes das correntes inter-harmônicas quando da variação da capacitância CC.

As análises apresentadas nos tópicos 7.3 e 7.4 suscitam uma questão importante. Se as lâmpadas fluorescentes compactas são notadamente emissoras de correntes com frequências inter-harmônicas, podem as mesmas, em determinadas condições, serem responsáveis pelo aparecimento de flutuação de tensão nas instalações elétricas em níveis suficientes para a percepção de *flicker*, visível pela maioria dos observadores?

Recentemente uma concessionária de energia elétrica do oeste dos Estados Unidos relatou a necessidade de recolhimento de todas as lâmpadas fluorescentes compactas distribuídas aos seus consumidores por causa dos elevados níveis de *flicker* que as mesmas produziram nas redes elétricas locais [26]. Certamente, nesse caso, a qualidade das referidas lâmpadas, sob o aspecto das inter-harmônicas, não foi um fator considerado no processo de aquisição dos referidos dispositivos de iluminação. O tópico seguinte apresentará os resultados de testes realizados em laboratório com o propósito único de comprovar a real possibilidade das lâmpadas fluorescentes compactas produzirem flutuações de tensão em níveis suficientes para o aparecimento de *flicker* visível.

7.5) Testes de Laboratório para Análise da Relação entre as Lâmpadas Fluorescentes Compactas e a Flutuação de Tensão nas Redes Elétricas.

Para análise do aparecimento do fenômeno da flutuação de tensão, quando da utilização de grandes quantidades de lâmpadas fluorescentes compactas em uma determinada rede elétrica, foi desenvolvido um experimento em laboratório no qual um conjunto de lâmpadas, totalizando uma potência de 267 *Watts*, foi ligado e desligado ciclicamente, com o objetivo de quantificar os níveis de severidade de *flicker* de curta duração (*Pst*) no ponto de conexão das lâmpadas. Considerando-se que o indicador *Pst* é consolidado pelo *flickermeter* IEC a cada 10 minutos, a partir dos registros de sensação instantânea de *flicker*, optou-se por um período de avaliação total de vinte e duas horas, de forma a contemplar todas as alterações eventualmente possíveis nos níveis de flutuação de tensão da rede elétrica comercial na qual foi conectado o referido conjunto de lâmpadas.

Medições iniciais, com o conjunto de lâmpadas ainda desligado, apresentaram um nível de *Pst*, no ponto de conexão das mesmas com a rede comercial, com valores em torno de 0,04 *pu*. Contudo, sabe-se que tais valores podem ser alterados ao longo do dia em função de cargas perturbadoras diversas.

Assim, para as análises em questão foi constituído um esquema de montagem composto por um controlador programável, um conjunto de lâmpadas e um *flickermeter* IEC, conforme mostrado nas figuras 7.31 e 7.32.

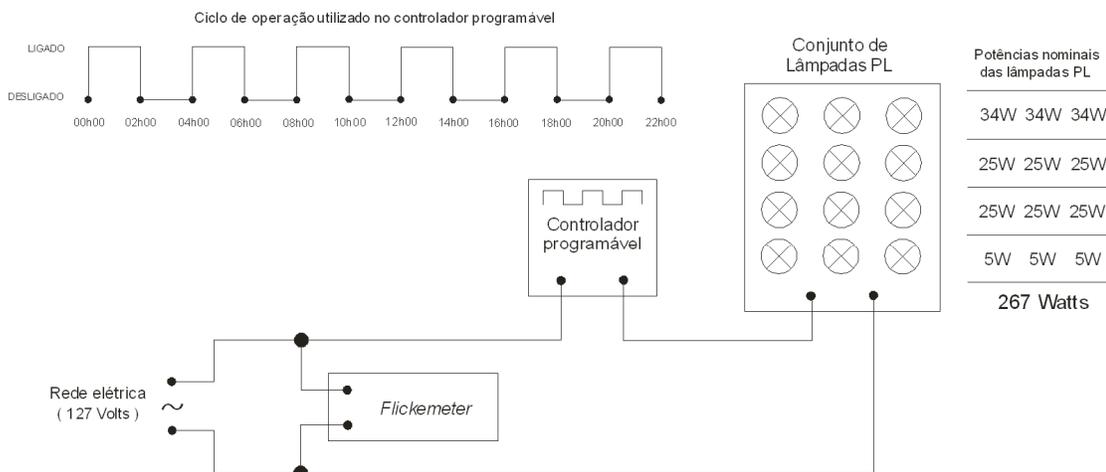


Figura 7.31 – Esquema de montagem dos testes de análise da flutuação de tensão.

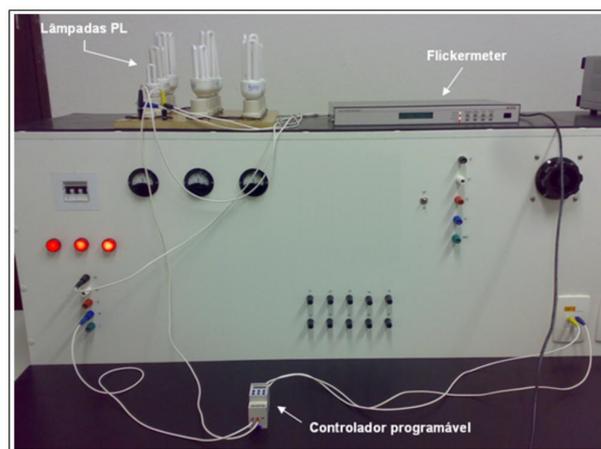


Figura 7.32 – Ilustração do esquema de montagem dos testes de análise da flutuação de tensão.

Os resultados obtidos são mostrados na figura 7.33, a qual apresenta o ciclo de carga do conjunto de lâmpadas e a flutuação de tensão obtida, expressa em termos do indicador Pst . A flutuação de tensão é apresentada de duas formas distintas. A primeira delas, indicada na figura 7.33(b), apresenta o comportamento do indicador Pst ao longo do tempo, sem desconsiderar o efeito dos transitórios dos filtros do bloco 3 do *flicker meter* IEC resultantes dos períodos de transição de carga (ligado/desligado). Finalmente, a figura 7.33(c), apresenta a mesma evolução do indicador Pst , contudo desconsiderando-se o primeiro e último registro de Pst em cada ciclo de operação, de forma a ser possível uma melhor visualização das reais magnitudes envolvidas na análise.

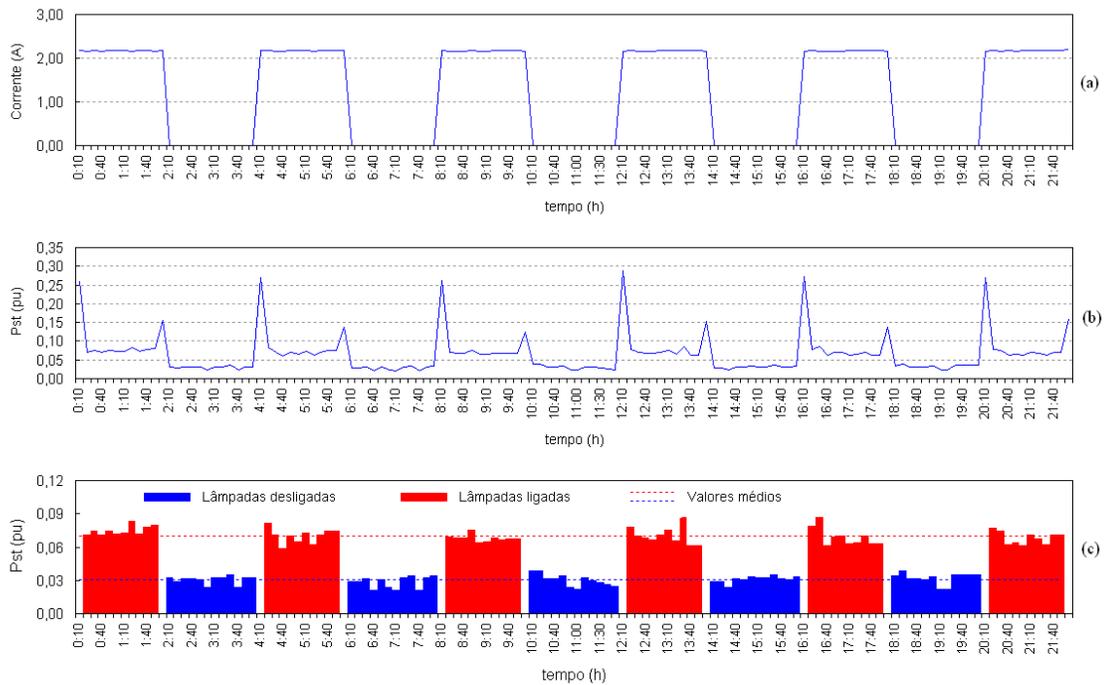


Figura 7.33 – (a) Ciclo de operação do conjunto de lâmpadas; (b) indicador Pst sem a desconsideração dos registros associados aos transitórios dos filtros e (c) indicador Pst com a desconsideração dos registros associados aos transitórios dos filtros.

Pela análise da figura 7.33 é possível verificar que a energização do conjunto de lâmpadas faz com que os valores de Pst , em regime permanente, e junto ao ponto de conexão das lâmpadas, sejam praticamente duplicados em suas magnitudes, mesmo considerando-se as baixas amplitudes verificadas. De qualquer forma, esse experimento comprova que em determinadas condições, e dependendo do montante de carga associada a lâmpadas fluorescentes compactas, é possível o surgimento do fenômeno da flutuação de tensão. Assim, a história da concessionária de energia elétrica do oeste dos Estados Unidos [26], a qual teria relatado a necessidade de recolhimento de lâmpadas fluorescentes compactas em função da cintilação luminosa produzida na rede local, é perfeitamente plausível. Porém, para esse efeito, a quantidade de lâmpadas deveria muito expressiva, uma vez que de acordo com os resultados apresentados na figura 7.33, um conjunto de lâmpadas totalizando 267 Watts promoveu um incremento médio de apenas 0,04 pu em relação ao indicador Pst .

7.6) Análises experimentais para Verificação dos Níveis de Percepção da Cintilação Luminosa, para a Maioria dos Observadores, em Lâmpadas Fluorescentes Compactas

A proliferação das lâmpadas fluorescentes compactas em residências e comércios levanta uma questão importante: em termos práticos, as lâmpadas fluorescentes compactas são ou não imunes ao fenômeno da cintilação luminosa na ótica do observador humano? Ou melhor, o efeito da cintilação luminosa pode ser também percebido nesse tipo de lâmpada?

Para responder a essas questões, promoveu-se através do gerador de flutuações de tensão, apresentado no capítulo 6, uma série de testes de percepção com um total de 25 (vinte e cinco) observadores voluntários. A percepção de cada observador, em relação ao limiar de percepção da cintilação luminosa, foi testada considerando-se dois tipos distintos de lâmpadas: uma lâmpada incandescente de 60 *Watts* e sua equivalente, em termos de luminância, do tipo fluorescente compacta de 15 *Watts*.

Para os referidos testes foi utilizada uma modulação quadrada da tensão fundamental em uma frequência de 8,8 *Hz*, sendo variável a amplitude de tal modulação.

A figura 7.34 mostra os resultados obtidos para os testes de percepção realizados considerando-se a lâmpada incandescente de 60 *Watts*. Assim, como realizado pela IEC [2] na definição do limiar de percepção da cintilação luminosa, considerou-se a estatística *percentil* 50% como sendo o indicador utilizado nas análises. Outras estatísticas foram também calculadas para uma melhor avaliação dos resultados obtidos, conforme mostrado na figura 7.34.

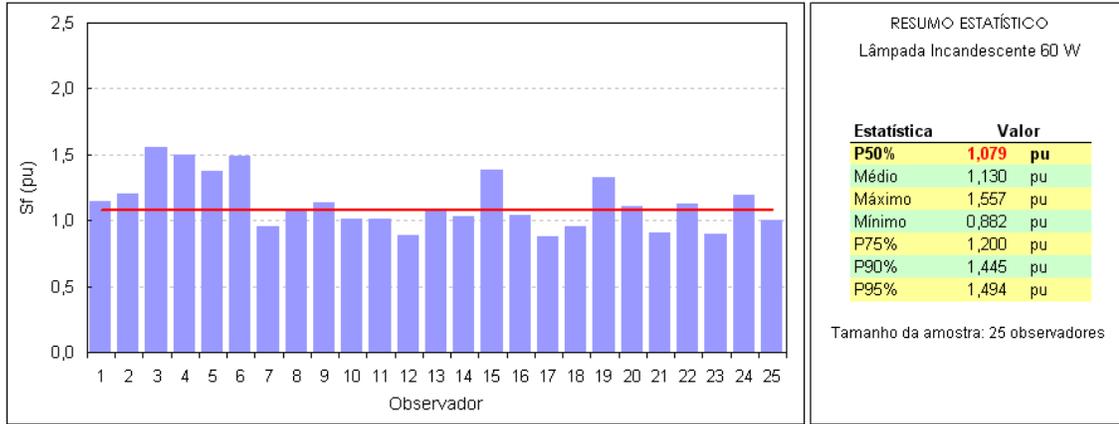


Figura 7. 34 – Resultados obtidos para os testes de percepção realizados considerando-se a lâmpada incandescente de 60 *Watts*

O resultado mostra que 50% dos observadores perceberam o início da cintilação luminosa a partir de 1,079 *pu* de sensação instantânea de *flicker*. Considerando-se que a amostra utilizada é muito pequena (25 observadores), e que os trabalhos originais da IEC consideraram uma amostra de 1.000 observadores, tem-se que o resultado de 1,079 *pu*, como sendo o limiar de percepção de cintilação luminosa, pode ser considerado satisfatório para uma lâmpada incandescente de 60 *Watts*. O desvio obtido, em relação à unidade, foi de apenas 7,9%.

Na seqüência das análises, os testes anteriores foram repetidos para o mesmo universo de observadores, porém, considerando-se agora uma lâmpada fluorescente compacta de 15 *Watts*. Os resultados obtidos são mostrados na figura 7.35.

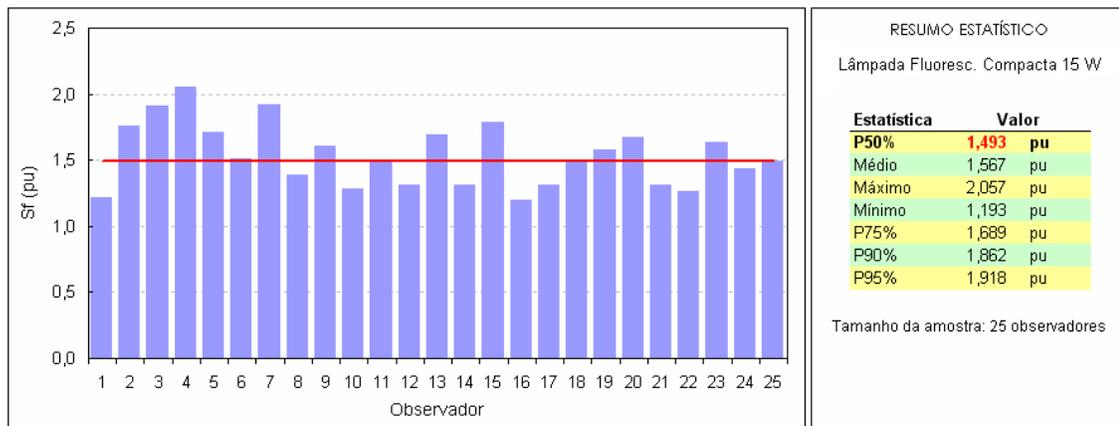


Figura 7. 35 – Resultados obtidos para os testes de percepção realizados considerando-se a lâmpada fluorescente compacta de 15 *Watts*

Analisando-se a figura 7.35 é possível constatar que desta vez nenhum dos observadores afirmou ter percebido o limiar de cintilação luminosa para valores de sensação instantânea de *flicker* inferiores a 1,0 *pu*. Desta vez, o limiar de percepção, considerando-se mais uma vez a estatística percentil 50%, ocorreu em 1,493 *pu*.

Assim, com base no experimento realizado, pode-se afirmar inicialmente que as lâmpadas fluorescentes compactas não são imunes ao fenômeno da cintilação luminosa, de tal forma que a simples substituição das lâmpadas incandescentes, por suas equivalentes fluorescentes compactas, não é uma garantia de solução dos problemas relacionados com a cintilação luminosa.

7.7) Conclusões

O presente capítulo apresentou tanto a caracterização física para as lâmpadas fluorescentes compactas, como o perfil de geração de correntes com frequências harmônicas e inter-harmônicas intrinsecamente relacionadas com a operação das lâmpadas. Para esse objetivo foram realizadas diversas simulações computacionais e testes de laboratório.

Dentre os resultados obtidos, verificou-se que o capacitor eletrolítico presente no elo de corrente contínua das lâmpadas fluorescentes compactas têm um papel muito importante no perfil de geração de correntes harmônicas e inter-harmônicas. Nesse sentido, observou-se que quanto maior a capacitância do capacitor do elo CC, maior será a distorção harmônica total de corrente injetada pela lâmpada na rede elétrica local. Em contrapartida, o comportamento das correntes com frequências inter-harmônicas não apresenta o mesmo comportamento. As correntes inter-harmônicas não apresentaram correlação direta com a capacitância do elo CC da lâmpada.

Finalmente, foram realizados testes de percepção de cintilação luminosa em lâmpadas do tipo fluorescentes compactas. Para esse propósito específico foi desenvolvido um dispositivo gerador de flutuações de tensão. Os resultados mostraram que, para um universo de vinte e cinco observadores, o limiar de percepção da cintilação luminosa em lâmpadas fluorescentes compactas é aproximadamente 38% maior que o mesmo limiar obtido quando consideradas as tradicionais lâmpadas incandescentes.

Capítulo 8 – Conclusões

8.1) Conclusões do Trabalho

O trabalho desenvolvido apresentou várias análises associadas com a questão das componentes de tensão e corrente com frequências inter-harmônicas nas redes de energia elétrica. Para esse propósito foram utilizadas diversas simulações computacionais, assim como vários testes de laboratório.

Inicialmente, o capítulo 2 apresentou os fundamentos teóricos relacionados com a questão das inter-harmônicas nos sistemas de potência. O maior enfoque sobre o assunto foi direcionado para a questão da medição das componentes inter-harmônicas. Nesse sentido, foi apresentada a técnica da Transformada Discreta de Fourier (TDF), assim como as deficiências intrínsecas da metodologia como, por exemplo, a questão do efeito do espalhamento de espectro. Mostrou-se também que a exatidão da quantificação de componentes de frequências inter-harmônicas está diretamente relacionada com o tamanho da janela amostral do sinal em estudo. Assim, quanto maior a duração da janela amostral, melhor será a resolução do espectro obtido e, conseqüentemente, menores serão os efeitos do fenômeno do espalhamento do espectro, intrínseco à TDF. Adicionalmente, mostrou-se também que as componentes inter-harmônicas são variáveis no tempo, em amplitude ou frequência, e possuem amplitudes muito pequenas, da ordem de um por mil em relação à fundamental. Outro aspecto mostrado foi que as pequenas variações na frequência fundamental do sistema produzem erros significativos na quantificação destas grandezas. Dessa forma, foram também citadas outras metodologias existentes para uma melhor quantificação das componentes inter-harmônicas. Finalmente, o capítulo 2 apresentou os efeitos diversos das componentes de tensão e corrente com frequências inter-harmônicas nos sistemas de energia elétrica como, por exemplo, flutuação de tensão, sobrecarga em filtros harmônicos passivos, incremento das perdas elétricas, entre outros.

Considerando-se a grande relação existente entre inter-harmônicas e o fenômeno da flutuação de tensão, o capítulo 3 foi inteiramente dedicado aos fundamentos teóricos

relacionados com a questão das flutuações de tensão nas redes elétricas. Sobre esse assunto foram apresentadas as metodologias historicamente utilizadas para quantificação das flutuações de tensão, os indicadores associados, assim como a metodologia atualmente utilizada, em praticamente todos os países do mundo, para quantificação do fenômeno: a metodologia *UIE/IEC*.

Em relação à metodologia internacional para quantificação das flutuações de tensão, e mais particularmente dos níveis de severidade de cintilação luminosa (*flicker*), o capítulo 4 apresentou o desenvolvimento e a implementação do protocolo de quantificação de cintilação luminosa publicado pela *UIE/IEC*, conforme referência [2], em ambiente computacional *Matlab-Simulink*[®]. Nesse sentido, cada um dos cinco blocos funcionais do chamado *flickermeter IEC* foi devidamente implementado. Para validação do modelo foram realizados e apresentados os resultados dos testes de calibração, segundo os quais o modelo ora desenvolvido apresentou-se em total conformidade com os requisitos definidos pela *IEC*. O protocolo do *flickermeter IEC* implementado no capítulo 4 foi utilizado como uma importante e indispensável ferramenta de análise em capítulos subsequentes. Além disso, a referida ferramenta resume-se a uma contribuição importante do presente trabalho para estudos e análises futuras relacionados com os sistemas elétricos de potência.

Uma vez implementado o modelo computacional do *flickermeter IEC*, devidamente aprovado nos testes de calibração, foi finalmente possível realizar estudos mais aprofundados sobre a relação existente entre as componentes de tensão com frequência inter-harmônica e o fenômeno da flutuação de tensão. Dessa forma, o capítulo 5 apresentou análises e simulações computacionais com o objetivo de qualificar e, principalmente, quantificar a relação existente entre os dois fenômenos. Como resultado, ficou perfeitamente evidenciada a relação direta existente entre inter-harmônicas e flutuações de tensão. Adicionalmente, foram sugeridos limites para as magnitudes das componentes de tensão com frequência inter-harmônica. Aliás, o grande problema na determinação destes limites reside no fato de que os mesmos serão distintos para diferentes modelos implementados do *flickermeter IEC*. Em outras palavras, como a *IEC* permite um erro de $\pm 5\%$ nas amplitudes encontradas para os indicadores de severidade de cintilação luminosa, os limites associados às componentes de tensão com frequência inter-harmônica estarão diretamente relacionadas com a qualidade do modelo implementado. Em se tratando de uma grandeza medida em partes por mil da frequência fundamental, modelos distintos do *flickermeter IEC* apresentarão limites distintos para as

componentes de tensão inter-harmônicas. De qualquer forma, ainda hoje o *flickermeter IEC* constitui o dispositivo mais utilizado para identificação de componentes de tensão com frequências inter-harmônicas nas redes de energia elétrica.

Ainda em relação ao *flickermeter IEC*, alguns poucos trabalhos recentes [6] [25] tentam demonstrar algumas restrições do protocolo *IEC* quando da presença de componentes inter-harmônicas nos sinais analisados. Dessa forma, o capítulo 6 apresentou de forma objetiva uma exemplificação das causas que levam a falhas de interpretação, ou de desempenho, do *flickermeter IEC*. A primeira delas está relacionada com a questão da variação dos valores eficazes das tensões quando da sobreposição de componentes de frequências inter-harmônicas ao sinal analisado. Foi mostrado que para frequências adjacentes à frequência fundamental, as amplitudes de variação do valor eficaz da tensão analisada são máximas, e tendem a zero com o aumento da frequência da componente de tensão sobreposta. Assim, mostrou-se que o *flickermeter IEC*, baseado em variações da tensão eficaz do sinal analisado, não é adequado para quantificação da severidade de *flicker* quando da existência de componentes de tensão inter-harmônicas de alta frequência, sobrepostas ao sinal fundamental. Adicionalmente, partindo-se de uma formulação algébrica já desenvolvida em outro trabalho [22], foram identificadas as principais frequências envolvidas com a sobreposição de componentes inter-harmônicas ao sinal de tensão fundamental. Assim, sobrepondo-se graficamente essas frequências às curvas de resposta em frequência dos filtros do bloco 3 do *flickermeter IEC*, foi possível demonstrar que a referida metodologia da *IEC* não é capaz de quantificar corretamente a severidade de *flicker* quando da presença de componentes de tensão com frequências superiores a 102 Hz (para redes de 60 Hz). Dessa forma, a partir da frequência de 102 Hz, equivalente à frequência de corte do filtro passa-baixa mais a frequência fundamental, o *flickermeter IEC* começa a perder sua exatidão de forma exponencial, na mesma proporção da resposta em frequência do filtro passa-baixa (tipo *Butterworth* de 6ª ordem). Finalmente, foi mostrado que é possível a percepção do fenômeno da cintilação luminosa em lâmpadas fluorescentes compactas, mesmo quando da sobreposição de componentes inter-harmônicas, com frequências superiores a 102 Hz, ao sinal de tensão fundamental.

O capítulo 7 apresentou uma série de análises computacionais e testes de laboratório relacionados com o comportamento das lâmpadas fluorescentes compactas (LFC) no contexto das frequências inter-harmônicas. Nesse sentido, foram desenvolvidos modelos computacionais dos tipos mais comuns de LFCs encontradas no mercado. Várias lâmpadas foram também

ensaiadas em ambiente controlado de laboratório. Como principais constatações do referido capítulo podem-se destacar a injeção de correntes inter-harmônicas decorrentes da operação de uma LFC, assim como o efeito da flutuação de tensão quando da consideração de uma grande quantidade de LFCs operando simultaneamente. Outro teste realizado, utilizando-se um gerador eletrônico de flutuações de tensão desenvolvido no âmbito do presente trabalho, mostrou que a sensibilidade do olho humano para percepção do fenômeno da flutuação de tensão em lâmpadas do tipo fluorescente compacta é aproximadamente 38% maior que a mesma sensibilidade visual associada a lâmpadas incandescentes comuns. Em verdade, o capítulo 7 demonstrou que a simples substituição das atuais lâmpadas incandescentes não pode ser considerada uma solução definitiva para a questão da cintilação luminosa em regiões com grande presença de cargas como, por exemplo, fornos a arco. A referida substituição apenas possibilita uma margem adicional antes da percepção do fenômeno por parte da maioria dos observadores humanos. Outro aspecto importante, também demonstrado no referido capítulo, é que uma grande quantidade de lâmpadas fluorescentes compactas operando simultaneamente pode eventualmente produzir efeito visível de cintilação luminosa, dependendo da qualidade das lâmpadas utilizadas.

Finalmente, o trabalho desenvolvido mostrou que as inter-harmônicas estão mais presentes na vida cotidiana do que se possa imaginar, e que os novos estudos e desenvolvimentos necessários abrem uma importante frente de pesquisas no âmbito do setor elétrico mundial.

8.2) Sugestões para Novos Trabalhos

Como sugestões para trabalhos futuros, decorrentes dos diversos estudos e análises apresentados no presente documento, podem ser destacadas as seguintes:

- Realização de uma caracterização mais abrangente das correntes inter-harmônicas produzidas pelas lâmpadas fluorescentes compactas, conforme mostrado no capítulo 7, através da consideração de um maior universo de lâmpadas, de diferentes potências e fabricantes, inclusive com a consideração de lâmpadas com correção ativa do fator de potência;
- Realização de novas análises sobre a percepção da cintilação luminosa em diferentes tipos de lâmpadas, através da consideração de um maior universo de observadores. Outro aspecto relevante é a realização das referidas análises através da utilização de uma fonte programável capaz de gerar diretamente os sinais de tensão necessários, minimizando possíveis erros associados. Paralelamente, a comparação da percepção da cintilação luminosa, para diferentes tipos de lâmpadas, deverá ser realizada diretamente através das amplitudes de modulação do fluxo luminoso e não mais do *flickermeter* IEC, uma vez que o mesmo mostrou-se deficiente na quantificação da flutuação de tensão associada a variações nos valores de pico da tensão;
- Desenvolvimento de um novo conceito de *flickermeter*, baseado diretamente no fluxo luminoso e não mais nas variações dos níveis da tensão eficaz. Com o incremento acentuado de cargas eletrônicas de dupla conversão nos sistemas elétricos, as inter-harmônicas estarão cada vez mais presentes na vida cotidiana, de forma que serão necessárias novas formas para uma correta avaliação dos níveis de flutuação de tensão nos sistemas elétricos de potência.

8.3) Artigos Publicados

Até o presente momento foram publicados (ou submetidos) sete artigos técnicos diretamente relacionados com os desenvolvimentos apresentados no presente trabalho, conforme listagem indicada a seguir:

- MACEDO JR., José Rubens *et al.* **Modelagem computacional e análise de desempenho do flickermeter IEC**. Revista SBA Controle & Automação (artigo submetido em 29/10/2009);
- MACEDO JR., José Rubens; SIMONETTI, Domingos S. L.; OLIVEIRA, J. C. **Análise do impacto das correntes inter-harmônicas para o aumento das perdas técnicas nos sistemas de potência**. II Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, Setembro 2007, Vitória, ES;
- MACEDO JR., José Rubens; SIMONETTI, Domingos S. L. **Uma contribuição à análise das componentes inter-harmônicas nos sistemas elétricos de potência – Parte I**. XVII Congresso Brasileiro de Automática – CBA 2008, Setembro de 2008, Juiz de Fora, MG;
- MACEDO JR., José Rubens; SIMONETTI, Domingos S. L. **Uma contribuição à análise das componentes inter-harmônicas nos sistemas elétricos de potência – Parte II**. XVII Congresso Brasileiro de Automática – CBA 2008, Setembro de 2008, Juiz de Fora, MG;
- MACEDO JR., José Rubens; SIMONETTI, Domingos S. L. **As inter-harmônicas e o fenômeno da cintilação luminosa**. VIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica – CBQEE 2009, Agosto de 2009, Blumenau, SC;
- MACEDO JR., José Rubens *et al.* **Modelagem computacional do flickermeter IEC em ambiente Matlab-Simulink® - Parte I**. VIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica – CBQEE 2009, Agosto de 2009, Blumenau, SC;
- MACEDO JR., José Rubens *et al.* **Modelagem computacional do flickermeter IEC em ambiente Matlab-Simulink® - Parte II**. VIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica – CBQEE 2009, Agosto de 2009, Blumenau, SC.

Referências

- [1] – BRONZEADO, Herivelto S. *et al.* **Uma Proposta de Termos e Definições Associadas a Qualidade da Energia Elétrica**, II Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica. São Lourenço/MG, 1997.
- [2] – IEC 61000-4-15: 2003, Edition 1.1. **Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 4-15: Testing and Measurement techniques – Functional and design specifications.**
- [3] – IEC 1000-2-1:1990. **Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2-1: Description of the environment – Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signaling in public power supply systems.**
- [4] – IEC 61000-2-2: 2000. **Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems.**
- [5] – TAYJASANANT, Thavatchai; XU, Wilsun; LI, Chun. **Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement.** Electric Power Systems Research – EPRI, Volume 66, Issue 1, July 2003, Pages 39-48.
- [6] – TESTA, Alfredo; GALLO, Danielle; LANGELLA, Roberto. **On the processing of harmonics and interharmonics using Hanning Window in standard framework.** IEEE, Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 1, January 2004, Pages 1581-1586.
- [7] – BARROS, Julio; DIEGO, Ramón I. **On the use of Hanning Window for harmonic analysis in the standard framework.** IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006.
- [8] – LI, Zhenmei; SHEN, Jin; TAN, Boxue; YIN, Liju. **Power systems interharmonics monitoring based on wavelet transform an AR model.** Pacific-Asia Workshop on Computational Intelligence and Industrial Applications, 2008, PACIIA '08.
- [9] – KEAOCHANTRANOND, T.; BOONSENG C. **Harmonics and interharmonics estimation using wavelet transform.** Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002; IEEE/PES.
- [10] – FANG, Chen; MU, Chundi. **An embedded inter-harmonics estimation algorithm based os special approximate ARMA model.** International conference on computer and software engineering, 2008.
- [11] – IEC 61000-4-7: 2000. **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.**

- [12] – SILVA, Selênio R.; MACHADO, Otávio F.; AGUIRRE, Luis A. **Uma abordagem prática sobre a estimação de harmônicos variantes no tempo utilizando estimadores recursivos**. Congresso Brasileiro de Automática – CBA, Setembro 2008, Juiz de Fora – MG.
- [13] – YU, K. K. C., WATSON, N. R., ARRILLAGA, J. **An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Harmonic State Estimation and Harmonic Injection Tracking**. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, nº 2, 2005.
- [14] – UIE. **Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations – Part V – Flicker and Voltage Fluctuations**. 1999.
- [15] – CHANG, Young-Nong *et al.* **The estimation of interharmonics by group frequencies**. TENCON 2004. IEEE Region 10 Conference, Volume C, November 2004, Vol. 3, Page(s):224 - 227
- [16] – COPPER Development Association. **Power Quality Application Guide – Interharmonics**. IEE Endorsed Provider, July 2004.
- [17] – ABREU, José Policarpo; EMANUEL, Alexander E. **The need to limit subharmonics injection**. Proceedings of 9th International Conference on Harmonics and Quality of Power – ICHQP, Volume 1, 1-4 Oct. 2000 Pages: 251 – 253.
- [18] – MACEDO JR., José Rubens; SIMONETTI, Domingo Sávio L.; OLIVEIRA, J. C. **Análise do impacto das correntes inter-harmônicas para o aumento das perdas técnicas nos sistemas de potência**. II Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, Setembro 2007, Vitória, ES.
- [19] – IEC 60555-3: 1982. **Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electronic equipment - Part 3: Voltage fluctuations**.
- [20] – DECKMANN, S. M. ANEEL - **Estudos sobre qualidade da energia elétrica – Relatório Parcial 1 – Flutuações de tensão – Metodologia de avaliação da cintilação**. Fevereiro, 1999.
- [21] – BERTOLA, A. *et al.* **A Matlab-Simulink flickermeter model for power quality studies**. IEEE PES 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, September 2004, Lake Placid, USA.
- [22] – XU, Wilsun *et al.* **Interharmonic flicker curves**. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 2, April 2005.
- [23] – IEEE P519TM/Draft 3. **Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. July, 2008.
- [24] – IEEE. **Interharmonic Task Force Working Group Document. Draft 3** (2001, July, 14). Disponível na internet. <http://grouper.ieee.org/groups/harmonic/iharm/docs/ih519c.pdf>.
- [25] – TESTA, Alfredo *et al.* **IEC flickermeter response to interharmonic pollution**. 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, September 2004, Lake Placid, USA.

- [26] – Redação de EM. **Dois olhares sobre harmônicas, inter-harmônicas e sua medição e análise.** Revista Eletricidade Moderna, Outubro, 2008.
- [27] – DALLA COSTA, M.A. *et al.* **Performance analysis of electronic ballasts for compact fluorescent lamp.** Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Volume 1, October 2001, Page(s): 238 – 243.
- [28] – GONOS, I.F.; KOSTIC, M.B.; TOPALIS, F.V. **Harmonic distortion in electric power systems introduced by compact fluorescent lamps.** Electric Power Engineering, 1999. PowerTech Budapest 99. International Conference on 29 Aug.-2 Sept. 1999.
- [29] – MATVOZ, D.; MAKSIC, M. **Impact of compact fluorescent lamps on the electric power network.** Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on Sept. 28 2008-Oct. 1 2008.
- [30] – JABBAR, Rana A. *et al.* **Impact of compact fluorescent lamp on power quality.** Universities Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian 14-17 Dec. 2008.
- [31] – PRADO, R.N. *et al.* **Low cost high-power-factor electronic ballast for compact fluorescent lamps.** Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE Volume 1, 3-7 Oct. 1999.
- [32] – DAHAI ZHANG; XU, Wilsun; YUTIAN, Liu. **On the phase sequence characteristics of interharmonics.**, IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 20, Issue 4, Oct. 2005, Page(s): 2563 – 2569.
- [33] – ELETROBRÁS/UFSM. **Proteção de sistemas elétricos de potência.** Curso de Engenharia em Sistemas Elétricos de Potência, Série P.T.I., Convênio Eletrobrás/UFSM, Volume 7.
- [34] – PERERA, Sarath *et al.* **Voltage fluctuations in the electric supply system.** Power Quality Centre, University of Wollongong, Australia, 2006.
- [35] – BOLLEN, Math H. J.; GU, Irene Y. H. **Signal Processing of Power Quality Disturbances.** IEEE Press Series on Power Engineering, Willey Interscience, 2006.
- [36] – IEEE. **Tutorial on voltage fluctuations and lamp flicker in electric power systems.** IEEE Power Engineering Society, 01TP151.
- [37] – JAEGER, E.; KOSTER, M.; VANCOETSEM, W. **Light flicker caused by interharmonics.** IEEE PES Interharmonic Task Force Related Documents.
- [38] – DRAPELA, J. *et al.* **Light flicker of fluorescent lamps with different types of ballasts caused by interharmonics.** IEEE Power Tech, Russia, June 2005.
- [39] – UFES-ESCELSA, Convênio. Primeiro Relatório Técnico – Projeto de Pesquisa e Desenvolvimento. **Controle de nível e desequilíbrio de tensões em redes secundárias de distribuição através de compensador estático de reativos.** Fevereiro, 2007.

- [40] – SPIEGEL, Murray R. **Fourier Analysis with applications to boundary value problems**. Schaum's Outline Series, McGRAW-HILL, 1974, ISBN 0-07-060219-0.
- [41] – ANEEL. **Procedimentos de Distribuição**. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, Dezembro, 2008.
- [42] – ONS. **Procedimentos de Rede, Submódulo 2.8**. Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes, Revisão 1.0, Agosto, 2009.
- [43] – DECKMANN, S. M. ANEEL - **Estudos sobre qualidade da energia elétrica – Relatório Parcial 2 – Flutuações de tensão – Metodologia de avaliação da cintilação**. Novembro, 1999.
- [44] – STASI, L. Di. **Fornos Elétricos**. Hemus Editora Ltda., 1981.
- [45] – CARDOSO, José Joaquim. **Eletrotermia – Fornos Elétricos a Arco**. Volume I, Imprensa da Universidade Federal de Ouro Preto, 1987.
- [46] – CARDOSO, José Joaquim. **Eletrotermia – Fornos Elétricos a Arco**. Volume II, Imprensa da Universidade Federal de Ouro Preto, 1987.
- [47] – SILVEIRA, Rubens Corrêa. **Fabricação de aço em fornos a elétricos**. Editora UFOP – Universidade Federal de Ouro Preto, 1997.
- [48] – RIES, Walter. **Fornos a Arco – Análise e projeto do sistema elétrico**. EDIPUCRS, Porto Alegre, 2001.
- [49] – ANEEL. Resolução ANEEL nº 456, **Condições gerais de fornecimento de energia elétrica**. Novembro, 2000.
- [50] – UIE Report. **UIE Flickermeter – Functional and Design Specifications**. 1982, International Union for Electro-Heat Disturbances Study Committee - Flicker Measuring Methods Working Group.
- [51] – IEC 868. **Flickermeter – Functional and Design Specification**. First Edition, 1986.
- [52] – KENNELLY, A. E.; LIEBERKNECHT, F. W. **Measurements of voltage and current over a long artificial power-transmission line at 25 and 60 cycles per second**. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers - AIEE; Volume XXXI, Issue 1, Jan. 1912, Page(s):1131 – 1163.
- [53] – FECHHEIMER, Carl J. **Comparative Costs of 25-Cycle and 60-Cycle Alternators**. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers – AIEE, Volume XXVIII, Issue 2, June 1909, Page(s):975 – 989.
- [54] – BRIEGER, L. **Effect of the duration of voltage dip on cyclic light flicker**. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers - AIEE; Volume 70, Issue 1, Jul. 1951, Page(s): 894 – 899.

- [55] – RUIZ, J. *et al.* **Analysis of sensitivity to the main parameters involved in the digital implementation of the UIE flickermeter.** 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, MEleCon 2000, Vol. II.
- [56] – KOSE, N.; SALOR, O.; LEBLEBICIOGLU, K. **A Kalman filter based approach for light flicker evaluation of power systems.** Signal Processing and Communications Applications Conference, SIU 2009, IEEE 17th, April 2009, Page(s): 25 – 28.
- [57] – SZLOSEK, M. *et al.* **Application of neural networks to voltage fluctuations measurement: a proposal for a new flickermeter.** 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004, Sept. 2004, Page(s): 403 – 407.
- [58] – DECKMANN, S. M.; ROCHA, J. P. **Digital flickermeter implementation.** Proceedings of the 38th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Volume 2, Aug. 1995, Page(s): 757 – 760.
- [59] – HALPIN, S.M. *et al.* **Voltage and lamp flicker issues: should the IEEE adopt the IEC approach?** IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 18, Issue 3, July 2003, Page(s): 1088 – 1097.
- [60] – FURFARI, F.A. **The evolution of power-line frequencies 133^{1/3} to 25 Hz.** Industry Applications Magazine, IEEE, Volume 6, Issue 5, Sept.-Oct. 2000, Page(s): 12 – 14.
- [61] – JENKINS, W. K. **Fourier Series, Fourier Transforms, and the DFT.** Digital Signal Processing Handbook, Ed. Vijay K. Madisetti and Douglas B. Williams, Boca Raton: CRC Press LLC, 1999.
- [62] – COLNAGO, Guilherme P. **Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Monitoramento em Tempo Real da Tensão da Rede com Acesso Remoto.** Dissertação de Mestrado, UFES, Outubro, 2009.
- [63] – DECKMANN, S. M. **Simulação de forno a arco para avaliação da qualidade da tensão suprida.** I Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica – SBQEE, Uberlândia – MG, Junho, 1996. Págs: 107 – 112.
- [64] – DECKMANN, S. M. **Compensação estática de reativos: Uma solução para problemas de operação de sistemas elétricos.** Revista Controle e Automação, SBA, Volume 1, Nº 4, Págs: 313 – 321.

Apêndice A – Rotina de Cálculo da Transformada Discreta de Fourier Desenvolvida em Ambiente *Matlab*[®]

```
% FFT - Desenvolvido por Jose Rubens M. Jr, M.Sc.
% 16 de junho de 2006 - 20h05

clear global;
clear variables;
disp(' ');
disp(' Cálculo do espectro de um sinal de entrada ');
disp(' Desenvolvido por: José Rubens Macedo Jr, M.Sc. ');
disp(' -----');
disp(' ');

filename = input(' Nome do arquivo : ','s');
Data = dlmread(filename,'\t');
t = Data(:,1);
x = Data(:,2);

Figure1 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(t,x,'r');
ylabel('Amplitude');
xlabel('Tempo (seg)');
grid;
pause;

Fs = 6000;
Fn = Fs/2;
NFFT = 2.^(ceil(log(length(x))/log(2)));
FFTX = fft(x);
NumPts = ceil((NFFT+1)/8);
FFTX = FFTX(1:NumPts);
MX = abs(FFTX);
MX = MX*2;
MX(1) = MX(1)/2;
MX(length(MX)) = MX(length(MX))/2;
f = (0:NumPts-1)*2*Fn/(length(t)-1);

Figure2 = figure('Color',[1 1 1]);
bar(f,MX*(1/max(MX)));
xlabel('Frequência (Hz)');
ylabel('Amplitude (pu)');
grid;

espectro = MX*(1/max(MX)); % expresso na base da fundamental

for i = 1:length(f)
    ESData(i,1) = f(i);
    ESData(i,2) = f(i)/60;
    ESData(i,3) = espectro(i);
end

dlmwrite('espectro.out',ESData,'\t');
disp(' ');
disp(' Criado o arquivo espectro.out ');
resolucao = f(2)-f(1);
disp('resolução');
disp(resolucao);
```

Apêndice B – Código do Cálculo Simplificado do Valor do Indicador *Pst* em Ambiente *Matlab*[®]

```
% Implementação do Bloco 5 do Flickermeter
% Cálculo do Pst estatístico
% José Rubens Macedo Jr

clear global;
clear variables;
clc;
format long;

Sf1 = Sf;

Sf1 = sort(Sf1);
CompSf1 = length(Sf1);

P001 = Sf1(round(CompSf1/100*99.9));
P007 = Sf1(round(CompSf1/100*99.3));
P010 = Sf1(round(CompSf1/100*99));
P015 = Sf1(round(CompSf1/100*98.5));
P022 = Sf1(round(CompSf1/100*97.8));
P030 = Sf1(round(CompSf1/100*97));
P040 = Sf1(round(CompSf1/100*96));
P060 = Sf1(round(CompSf1/100*94));
P080 = Sf1(round(CompSf1/100*92));
P100 = Sf1(round(CompSf1/100*90));
P130 = Sf1(round(CompSf1/100*87));
P170 = Sf1(round(CompSf1/100*83));
P300 = Sf1(round(CompSf1/100*70));
P500 = Sf1(round(CompSf1/100*50));
P800 = Sf1(round(CompSf1/100*20));

P500s = (P300 + P500 + P800)/3;
P100s = (P060 + P080 + P100 + P130 + P170)/5;
P030s = (P022 + P030 + P040)/3;
P010s = (P007 + P010 + P015)/3;

Pst = sqrt(0.0314*P001+0.0525*P010s+0.0657*P030s+0.28*P100s+0.08*P500s);
disp(' ');
disp(' Flickermeter - Bloco 5 - Pst estatístico de 10 minutos');
disp(' -----');
disp(' ');
fprintf (' Pst calculado = %4.11f pu.\n',Pst);
disp(' ');
disp(' -----');
disp(' ');
```

Apêndice C – Análise da equivalência entre a modulação direta da tensão fundamental e a sobreposição de componente inter-harmônica individual, em relação aos envelopes de modulação das tensões de pico e eficaz.

As equações que descrevem o efeito da modulação direta sobre a tensão fundamental, assim como a sobreposição de componentes inter-harmônicas individuais, são indicadas em (C.1) e (C.2), respectivamente.

$$x(t) = X_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \times [k + m \cdot \cos(\omega_m \cdot t)] \quad (C.1)$$

Onde:

- X_p é a amplitude da onda de tensão fundamental;
- ω_p é a frequência angular da onda de tensão fundamental;
- k é uma constante;
- m é a amplitude da modulação;
- ω_m é a frequência angular de modulação.

$$x(t) = X_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + m \cdot X_p \cdot \cos\left[\left(\frac{f_{ih}}{60}\right) \cdot \omega_p \cdot t\right] \quad (C.2)$$

Onde:

- X_p é a amplitude da onda de tensão fundamental;
- ω_p é a frequência angular da onda de tensão fundamental;
- f_{ih} é a frequência da componente inter-harmônica;
- m é a amplitude da componente inter-harmônica;

Em termos práticos, pode-se constatar que o envelope de modulação da tensão de pico, obtido quando da parametrização do gerador de funções (figura 6.15) em 30 Hz e amplitude de 10%, por exemplo, será o mesmo obtido quando da sobreposição direta de uma inter-harmônica individual, com frequência de 30 Hz e amplitude de 10 %, sobre a tensão de alimentação da lâmpada, conforme resultados mostrados na figura C.1.

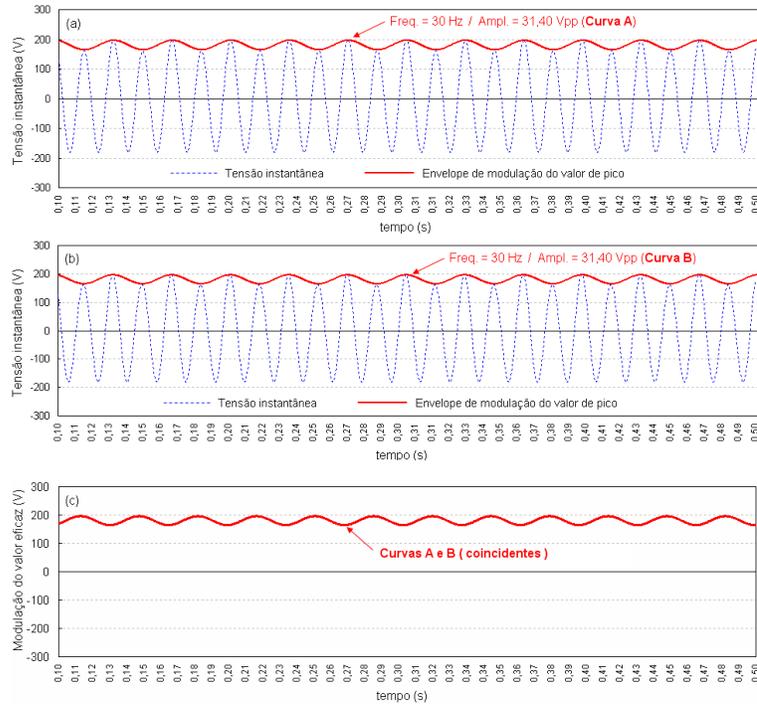


Figura C. 1 – Envelope de modulação da tensão de pico, (a) obtido através de modulação direta da tensão, (b) obtido através da sobreposição de componente inter-harmônica e (c) sobreposição dos envelopes representados pelas curvas A e B, evidenciando a coincidência das mesmas.

Em relação ao valor eficaz, pode-se constatar também que o envelope de modulação da tensão eficaz, obtido quando da parametrização do gerador de funções (figura 6.15) na mesma frequência de 30 Hz e amplitude de 10%, será muito próximo daquele obtido quando da sobreposição direta de uma inter-harmônica individual, com frequência de 30 Hz e amplitude de 10 %, sobre a tensão de alimentação da lâmpada, conforme resultados mostrados na figura C.2.

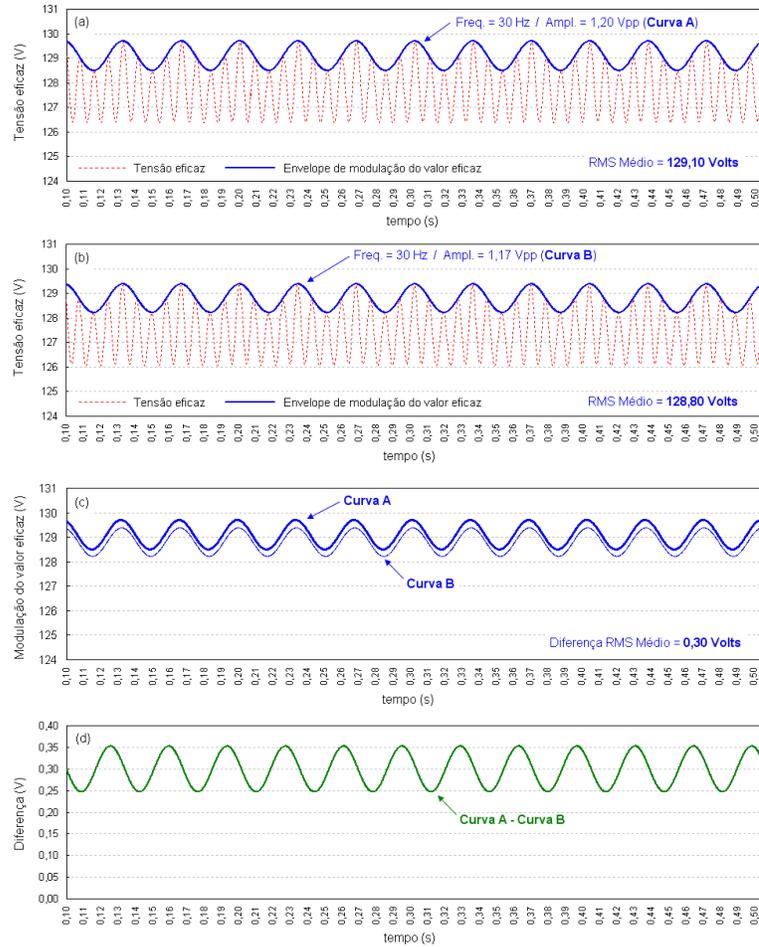


Figura C. 2 – Envelope de modulação da tensão eficaz, (a) obtido através da sobreposição de componente inter-harmônica, (b) obtido através de modulação direta da tensão, (c) destaque dos envelopes representados pelas curvas A e B e (d) diferença entre os envelopes de modulação da tensão eficaz (Curva A – Curva B).

Como pode ser observado na figura 6.20(d), a diferença entre os envelopes de modulação da tensão eficaz (calculada a cada ciclo), para as duas situações consideradas, foi de no máximo 0,35 Volts.

O objetivo das análises apresentadas nas figuras C.1 e C.2 é mostrar que o gerador de flutuações de tensão desenvolvido no âmbito do presente trabalho (figura 6.15) pode ser utilizado, com uma boa aproximação, para testes visando analisar o efeito da sobreposição de tensões inter-harmônicas individuais sobre a tensão de alimentação de lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas.

De forma a reforçar as análises anteriores, as figuras C.3 a C.6 mostram um resumo dos resultados obtidos quando da análise das frequências de 50, 90, 172 e 225 Hz., considerando-

se a modulação direta sobre a fundamental, assim como a sobreposição de componentes inter-harmônicas.

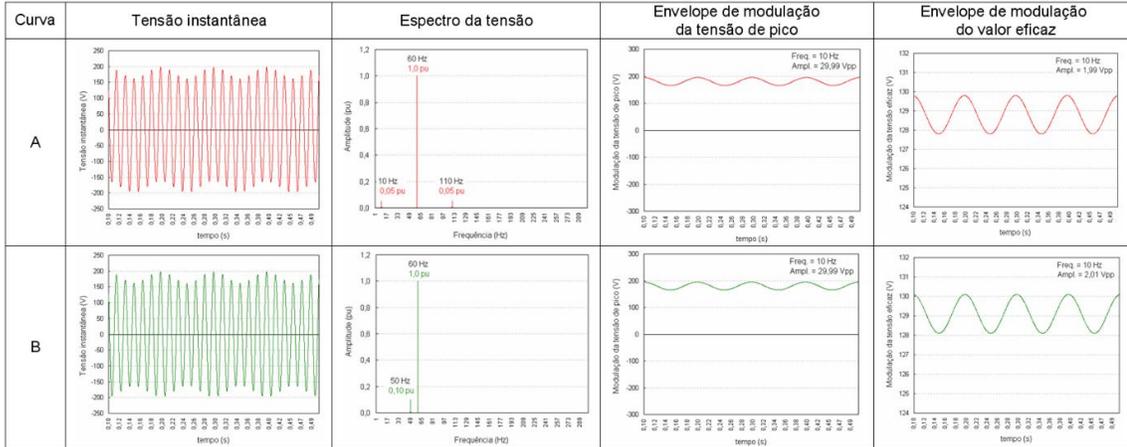


Figura C. 3 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de **50 Hz** e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de **50 Hz** e amplitude de 10% em relação à fundamental.

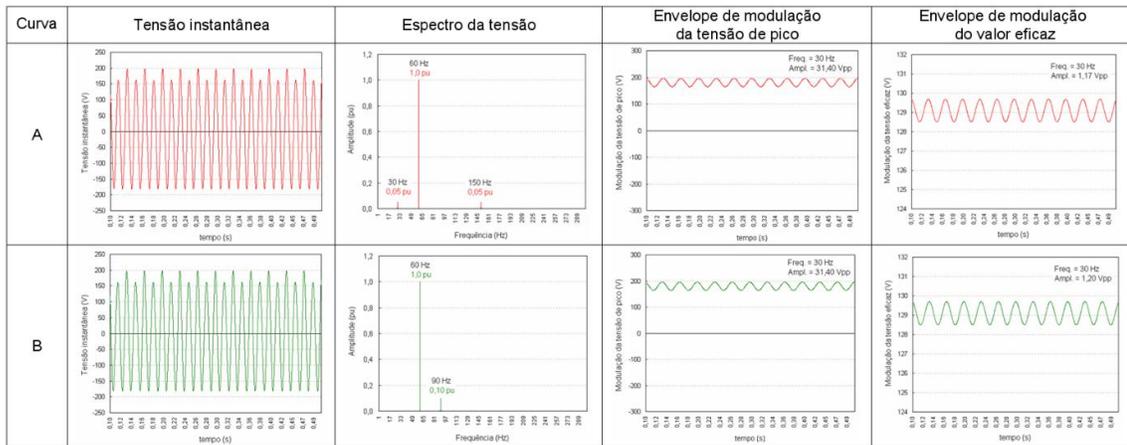


Figura C. 4 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de **90 Hz** e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de **90 Hz** e amplitude de 10% em relação à fundamental.

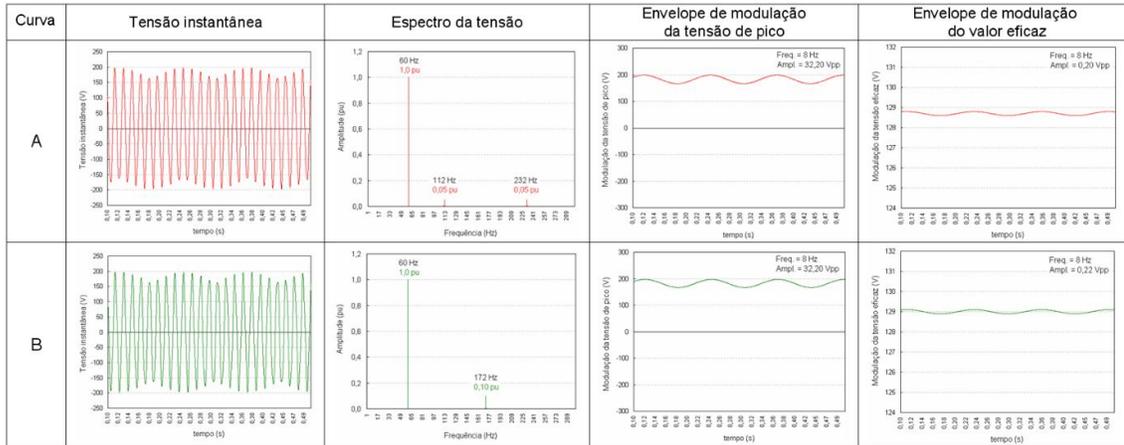


Figura C. 5 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de **172 Hz** e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de **172 Hz** e amplitude de 10% em relação à fundamental.

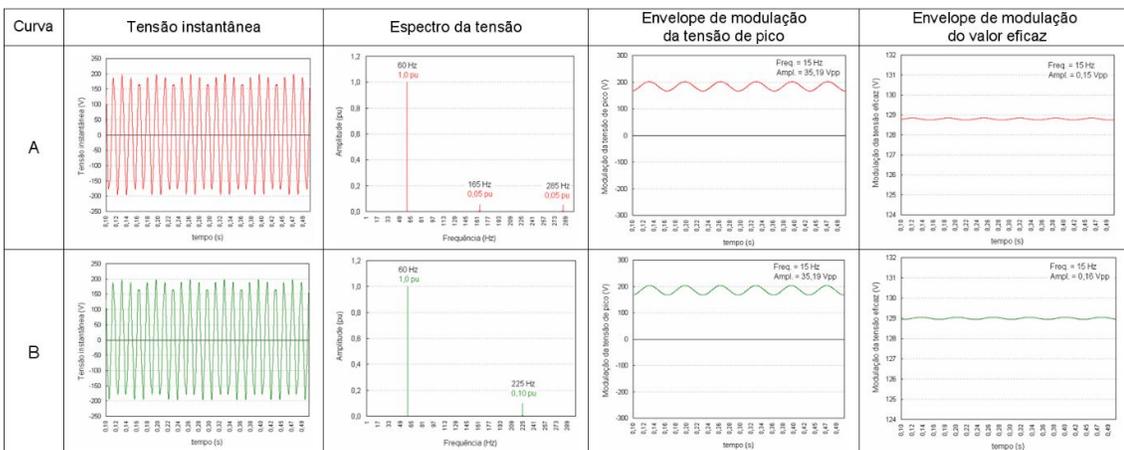


Figura C. 6 – Curva (A): modulação direta da tensão fundamental em uma frequência de **225 Hz** e amplitude de 10%, Curva (B): sobreposição de componente inter-harmônica com frequência de **225 Hz** e amplitude de 10% em relação à fundamental.