

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PÓS-GRADUAÇÃO – TESE DE DOUTORADO**

SISBI/UFU



1000212225

**Contribuições para a Conceituação,  
Medição, Efeitos e Análise dos Limites  
Relacionados com Flutuações de Tensão**

**CARLOS AUGUSTO GUIMARÃES MEDEIROS**  
**Autor**

**JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA**  
**Orientador**

**SETEMBRO**

**2003**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PÓS-GRADUAÇÃO – TESE DE DOUTORADO**

MON  
621  
M428C  
TES/MEM

# **Contribuições para a Conceituação, Medição, Efeitos e Análise dos Limites Relacionados com Flutuações de Tensão**

Tese apresentada por Carlos Augusto Guimarães Medeiros na Universidade Federal de Uberlândia, para a obtenção do título de *Doutor em Engenharia Elétrica*, aprovada em 19 de setembro de 2003, pela seguinte banca examinadora:

**Prof. José Carlos de Oliveira, PhD – UFU (Orientador).**

**Prof. José Wilson Resende, PhD – UFU.**

**Prof. Antônio Carlos Delaiba, Dr – UFU.**

**Prof. Oriane Magela Neto, PhD – UFSJ.**

**Prof. Marco Aurélio Gonçalves de Oliveira, PhD – UnB.**

Uberlândia, 19 de setembro de 2003.

*Aos meus Pais,  
Nivaldo e Hosana, ao  
meu irmão Nivaldo Jr.,  
e à Veruska, pelo suporte  
constante e incomensurável.*

## Agradecimentos

Agradeço ao “antes do todo de tudo”, a causa primária inimaginável e inconcebível das constelações, galáxias, nebulosas... de nosso planeta, das vidas: Deus!...

Ao Professor José Carlos de Oliveira, por sua compreensão, amizade, humildade, força de vontade contagiante e por todos os momentos cujas emoções não se traduzem em palavras!...

A Anete por sua amizade espontânea, ajuda e alegria incentivadora!...

A todos os companheiros do Centro Espírita Alfredo Júlio Fernandes (Uberlândia), pelo apoio irretocável, por terem sempre acreditado em mim!...

Aos Professores da Universidade Federal de Uberlândia, Universidade Federal de Goiás, não me esquecendo dos anteriores, desde minha infância, sem os quais não seria possível estar aqui!...

Em especial aos amigos de Goiânia, Marcelo Adad, José Luis, Kelias, Euler Bueno, Alessandra Plaza e Andréa, Bernardo Pinheiro, Elizabeth Jerônimo e família, Jerônimo Macedo e Aparecida, Nelson Medeiros e família, Jorge (coordenador do 2º grau – colégio Ateneu Dom Bosco de Goiânia), pelo apoio, incentivo, trocas de idéias e emoções!...

Ao amigo Antônio Frota por suas qualidades pessoais e profissionais inestimáveis!...

A todos os amigos da graduação e pós-graduação da UFU, não me atrevendo a citar todos os nomes e motivos, pela quantidade e qualidades positivas dos mesmos!...

Aos responsáveis pelas secretarias Joana, Gonçalo, Kátia, José Maria, Marcília, Marli Junqueira e Valéria. Funcionários Carlos Henrique, Rubens Aparecido e Marli Pacheco. Faxineiras, lixeiros, seguranças, das fotocopiadoras, sem me esquecer de tantos outros profissionais que auxiliam-nos, muitas vezes como anônimos, mas que dão condições de trabalho tão essenciais para todos nós!...

À CAPES pelo apoio financeiro!...

Mais uma vez aos meus familiares e à Veruska, por todas as razões abrangidas num convívio puro, sincero, fraterno e solidário!...

## RESUMO

MEDEIROS, C. A. G., Contribuições para a Conceituação, Medição, Efeitos e Análise dos Limites Relacionados com Flutuações de Tensão, Uberlândia, 2003, 190p.

A definição dos denominados itens de Qualidade da Energia Elétrica e a sua aplicação têm passado por ampla discussão no Brasil e no cenário mundial. Nesse sentido, é de fundamental importância não se perder de vista o significado físico dos indicadores representativos, bem como os valores limites estabelecidos para os mesmos, de tal forma que tenham uma correspondência teórica e prática com os fenômenos que representam. Em se tratando das Flutuações de Tensão, a sua medição/avaliação e as normas e recomendações anteriores e atuais se baseiam na cintilação luminosa decorrente, em uma lâmpada incandescente tomada como padrão. Atualmente, o método UIE/IEC, fundamentado na simulação do sistema lâmpada/olho/cérebro, é vigente em vários países, inclusive no Brasil. Entretanto, tanto as lâmpadas como os equipamentos modernos, apresentam-se em grande diversidade de tipos e sensibilidades. Face ao exposto, este trabalho analisa em profundidade o método UIE/IEC através do entendimento teórico de suas bases, do desenvolvimento de um modelo computacional, bem como de sua implementação em um protótipo digital. Todavia, o objetivo maior, é investigar por meio de ensaios laboratoriais e de simulações, os impactos das tensões flutuantes (com níveis atrelados aos indicadores), sobre equipamentos diversos e representativos das categorias residencial, comercial e industrial. A partir dos resultados obtidos é feita uma reflexão crítica sobre os limites brasileiros recomendados.

*QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, FLUTUAÇÕES DE TENSÃO, CINTILAÇÃO LUMINOSA, MEDIÇÃO, IMPACTOS SOBRE EQUIPAMENTOS.*

# ABSTRACT

MEDEIROS, C. A. G., *Contributions on Concepts, Measurement and Voltage Fluctuations Impacts upon Equipment, Related to Flicker Indicators*, Uberlândia, 2003, 190p.

Power quality issues and their related indexes are relevant subjects in the connected electrical systems area. In this sense, it is essential to understand the relationship between power quality indicators and the interaction with electrical components. In this way, voltage fluctuations emerges as a historic and important matter to deal with. In order to investigate this phenomenon, many approaches have been developed. In a general way, the focus goes towards the visual flicker effect related to incandescent lamps. On the other hand, modern electrical systems are equipped and supply many other sensitive loads. This brings the question of knowing the relationship between UIE/IEC flicker approach and distinct devices performance. The investigation of voltage fluctuation, flicker indexes and equipment behavior characterize the objective for this work. The research is carried out by studding the theoretical basis of the method, developing a computational model that simulates the associated flickermeter and also by implementing the methodology in a digital prototype. Additionally, the results achieved are useful to support a discussion about flicker limits in Brazil, and the possibility of making them more flexible.

*POWER QUALITY, VOLTAGE FLUCTUATIONS, FLICKER, MEASUREMENT, IMPACTS UPON EQUIPAMENT.*

# CONTRIBUIÇÕES PARA A CONCEITUAÇÃO, MEDIÇÃO, EFEITOS E ANÁLISE DOS LIMITES RELACIONADOS COM FLUTUAÇÕES DE TENSÃO

## SUMÁRIO

### CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO

<i>1.1 – Considerações Iniciais</i>	<i>1</i>
<i>1.2 – O Contexto e os Objetivos da Presente Tese</i>	<i>4</i>
<i>1.3 – O Estado da Arte sobre Medição das Flutuações de Tensão e seus Efeitos sobre Equipamentos</i>	<i>6</i>
1.3.1 – Flutuação de Tensão e Cintilação Luminosa ( <i>Flicker</i> )	6
1.3.2 – Impactos das Flutuações de Tensão sobre Equipamentos	10
<i>1.4 – As Contribuições da Tese</i>	<i>12</i>
<i>1.5 – A Estrutura da Tese</i>	<i>13</i>

### CAPÍTULO II – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

<i>2.1 – Considerações Iniciais</i>	<i>15</i>
<i>2.2 – Terminologia</i>	<i>16</i>
<i>2.3 – Flutuação de Tensão</i>	<i>17</i>
2.3.1 – Definição e Características	17
2.3.2 – Natureza das Flutuações de Tensão	20
2.3.3 – Cálculo da Queda de Tensão Provocada por Cargas Variáveis	24
2.3.4 – Causadores	28
2.3.4.1 – Fornos a Arco Elétrico (FAEs)	28
2.3.4.2 – Máquinas Elétricas de Solda	33
2.3.4.3 – Laminadores Metálicos	34
2.3.4.4 – Motores de Indução	36
2.3.4.5 – Geradores Eólicos	36
2.3.4.6 – Cargas Residenciais e Comerciais	37
2.3.4.7 – Outros	38

<b>2.4 – Cintilação Luminosa</b>	<b>38</b>
<b>2.4.1 – Definições e Características Básicas</b>	<b>38</b>
<b>2.4.2 – Outros Causadores de Cintilação Luminosa</b>	<b>42</b>
2.4.2.1 – Tensões Interharmônicas	42
2.4.2.2 – Harmônicas de Amplitude Variável	48
<b>2.5 – Medição da Cintilação Luminosa</b>	<b>49</b>
<b>2.5.1 – Método Britânico</b>	<b>50</b>
<b>2.5.2 – Método Francês ou das Doses</b>	<b>52</b>
<b>2.5.3 – Método Padrão ou Internacional</b>	<b>54</b>
2.5.3.1 – Aspectos Funcionais do Medidor de Cintilação UIE/IEC	55
2.5.3.2 – Indicador de Severidade de <i>Flicker</i> de Curto Prazo – $P_{ST}$	61
2.5.3.3 – Indicador de Severidade de <i>Flicker</i> de Longo Prazo – $P_{LT}$	63
<b>2.6 – Atenuação das Flutuações de Tensão</b>	<b>65</b>
<b>2.6.1 – Fortalecimento do Sistema Supridor</b>	<b>65</b>
<b>2.6.2 – Reator de Núcleo Saturado</b>	<b>66</b>
<b>2.6.3 – Instalação de Regulador de Tensão</b>	<b>66</b>
<b>2.7 – Considerações Finais</b>	<b>67</b>
<b>CAPÍTULO III – MEDIÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO</b>	
<b>3.1 – Considerações Iniciais</b>	<b>68</b>
<b>3.2 – Implementação Computacional do Medidor de Cintilação UIE/IEC</b>	<b>70</b>
<b>3.2.1 – Exemplo Numérico</b>	<b>79</b>
<b>3.2.2 – Testes de Validação do Modelo</b>	<b>83</b>
<b>3.2.3 – Comentários sobre a Implementação Computacional</b>	<b>86</b>
<b>3.3 – Resposta do Modelo do Medidor a Itens de Qualidade Superpostos</b>	<b>88</b>
<b>3.3.1 – Superposição de VTCDs e Transitórios Oscilatórios</b>	<b>90</b>
<b>3.3.2 – Interharmônicos</b>	<b>96</b>
<b>3.3.3 – Harmônicas de Amplitude Variável</b>	<b>99</b>
<b>3.4 – Cálculo Analítico do <math>P_{ST}</math> – Flutuação do Tipo Senoidal</b>	<b>103</b>
<b>3.4.1 – Cálculo de <math>S_i(t)</math></b>	<b>103</b>

3.4.2 – Cálculo Aproximado do $P_{ST}$	107
3.5 – <i>Considerações Finais</i>	108

## CAPÍTULO IV – PROTÓTIPO PARA MEDIÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO

4.1 – <i>Considerações Iniciais</i>	110
4.1.1 – Filtros Analógicos	111
4.1.2 – Filtros Digitais	112
4.1.3 – Projeto de Filtros Digitais	115
4.1.4 – Filtros Digitais IIR a partir de Filtros Analógicos	116
4.2 – <i>Protótipo de Medição</i>	118
4.2.1 – Projeto SIDAQEE – Estágio Atual	118
4.2.2 – Adequações no Registro da Aquisição	121
4.2.3 – Implementação do <i>Software</i> do Medidor de <i>Flicker</i>	122
4.3 – <i>Testes de Conformidade do Medidor</i>	125
4.3.1 – Testes da Sensação Instantânea de <i>Flicker</i>	127
4.3.2 – Ensaios de Desempenho – $P_{ST}$	128
4.3.3 – Ensaios de Faixa de Operação – $P_{ST}$	131
4.3.4 – Comparação: Modelo do Medidor e Protótipo – Ensaio com Flutuação Aleatória	133
4.4 – <i>Considerações Finais</i>	136

## CAPÍTULO V – IMPACTOS SOBRE EQUIPAMENTOS E ANÁLISE DOS INDICADORES DE CINTILAÇÃO LUMINOSA

5.1 – <i>Considerações Iniciais</i>	138
5.2 – <i>Limites para as Flutuações de Tensão</i>	139
5.3 – <i>Estratégia para os Estudos</i>	141
5.3.1 – Ensaios Experimentais dos Equipamentos	142
5.3.2 – Simulações Computacionais dos Equipamentos	143

<b>5.4 – Equipamentos Analisados</b>	<b>144</b>
5.4.1 – Fonte Chaveada 01 – CLP	144
5.4.2 – Fonte Chaveada 02 – Microcomputador	145
5.4.3 – Fonte Linear Regulada – Aparelho de Som	146
5.4.4 – Motor Monofásico – Refrigerador	147
5.4.5 – Motor de Indução Trifásico	149
5.4.6 – Conversor de Frequência	150
<b>5.5 – Casos Estudados – Equipamentos</b>	<b>151</b>
<b>5.6 – Resultados – Equipamentos</b>	<b>152</b>
5.6.1 – Fonte Chaveada 01 – CLP	152
5.6.2 – Fonte Chaveada 02 – Microcomputador	155
5.6.3 – Fonte Linear – Aparelho de Som	156
5.6.4 – Motor Monofásico – Refrigerador	157
5.6.5 – Motor de Indução Trifásico	159
5.6.6 – Conversor de Frequência	162
<b>5.7 – Ensaios Experimentais com Lâmpadas</b>	<b>167</b>
5.7.1 – Lâmpadas Ensaçadas e Arranjo Experimental	167
5.7.2 – Estudo de Casos	170
5.7.3 – Resultados e Análise	171
<b>5.8 – Análise Crítica dos Indicadores de Cintilação Luminosa UIE/IEC</b>	<b>173</b>
<b>5.9 – Considerações Finais</b>	<b>174</b>
<b>CAPÍTULO VI – CONCLUSÕES</b>	<b>176</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>179</b>

# CONTRIBUIÇÕES PARA A CONCEITUAÇÃO, MEDIÇÃO, EFEITOS E ANÁLISE DOS LIMITES RELACIONADOS COM FLUTUAÇÕES DE TENSÃO

## RELAÇÃO DAS PRINCIPAIS ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

- E – Iluminância ou iluminamento (em lux).
- FG – Fator de Ganho de lâmpadas (razão entre a variação luminosa relativa pela variação de tensão relativa).
- $f_h$  – Freqüência harmônica de ordem h.
- $f_i$  – Freqüência interharmônica.
- $f_m$  – Freqüência de modulação da tensão ou freqüência oscilante.
- $f_M$  – Freqüência de modulação associada ao fluxo luminoso de lâmpadas.
- $f_p$  – Freqüência fundamental.
- FPCC – Função de Probabilidade Cumulativa Complementar (ou Freqüência Relativa Percentual Acumulada).
- m – Índice de modulação.
- Nc – Número de classes no processo estatístico.
- Np – Número de níveis limites de classes no processo estatístico.
- $P_{LT}$  – Indicador de Severidade de *Flicker* de Longo Prazo.
- $P_{ST}$  – Indicador de Severidade de *Flicker* de Curto Prazo.
- $S_f(t)$  – Sensação Instantânea de *Flicker*.
- T – Intervalo de tempo para cálculo de cada  $P_{ST}$ .
- Txa – Taxa de amostragem da Sensação Instantânea de *Flicker*.
- $V_h$  – Valor da tensão de pico de uma componente harmônica.
- $V_i$  – Valor da tensão de pico de uma componente interharmônica.
- $V_p$  – Valor da tensão de pico da fundamental.
- VTCD – Variação de Tensão de Curta Duração.
- $\Delta V$  – Magnitude de uma variação de tensão, sendo a diferença entre os valores eficazes ou de pico, de antes e depois da variação.
- $\Delta V/V$  – Variação relativa ou a razão entre a magnitude da mudança de tensão por um valor de tensão V especificado.

---

# CAPÍTULO I

---

---

## INTRODUÇÃO

---

### 1.1 – Considerações Iniciais

O conceito de Qualidade da Energia Elétrica está associado a um conjunto de anomalias que podem ocorrer no suprimento elétrico oferecido aos consumidores. Estes distúrbios podem originar-se e/ou manifestar-se em diferentes pontos da rede elétrica, tanto localmente dentro de uma instalação consumidora, como externamente à mesma.

Neste contexto, um *problema de qualidade da energia elétrica* pode ser formulado como qualquer desvio ou alteração manifestada na magnitude, forma de onda ou frequência dos sinais de tensão e/ou corrente, que resulte na falha ou operação indevida de instalações, aparelhos ou equipamentos [1].

Embora a área Qualidade da Energia Elétrica seja relativamente recente, tendo sido mais difundida a partir do final da década de 1980, as questões ou problemas representados pela mesma acompanham a história de desenvolvimento da eletricidade. Em outras palavras, os distúrbios sempre existiram. Houve, contudo, mudanças na forma de abordá-los, desenvolvendo-se métodos específicos e sistemáticos para o controle, diagnóstico, análise e solução dos mesmos. Diversos fatores contribuem e justificam a preocupação com a qualidade da energia, dentre os quais destaca-se:

- a necessidade da utilização racional da energia elétrica através do emprego de equipamentos que proporcionam maior eficiência energética, mas que degradam a qualidade da energia;
- o surgimento e utilização em grande escala de equipamentos sensíveis à qualidade do suprimento elétrico;
- o crescimento do uso de cargas industriais de natureza intrinsecamente perturbadora, assim como a proliferação de cargas não-lineares nos setores comercial e residencial;

- as mudanças no mercado de energia elétrica, que trazem a necessidade do estabelecimento e atendimento de padrões mínimos de qualidade para o fornecimento de energia;
- os aspectos econômicos relacionados ao suporte da qualidade da energia: controle de níveis de emissão, danos e prejuízos, custos de medidas mitigadoras, etc;
- o interesse e atenção aos problemas de qualidade da energia pelos fabricantes de equipamentos e consumidores;
- o inter-relacionamento entre a qualidade da energia e a operação dos sistemas elétricos;
- a evolução tecnológica que vem propiciando a monitorização das grandezas elétricas de forma mais abrangente e a elaboração de diagnósticos mais precisos e confiáveis;
- finalmente, as questões de caráter legal relacionadas à atribuição de responsabilidades, penalidades e exigências de implementação de métodos corretivos.

Ao longo dos anos pode-se identificar grupos de trabalho nacionais e internacionais que procuraram sintetizar, definir e quantificar os mais diferentes fenômenos eletromagnéticos associados à qualidade da energia. Dentre os resultados considerados de maior aceitação, pode-se citar os termos e definições propostos pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) através do documento *Std. 1159-1995* [2]. Essa referência classifica os problemas de qualidade da energia como:

- a) Transitórios: impulsivos e oscilatórios;
- b) Variações de Tensão de Curta Duração: afundamento de tensão, elevação e interrupção;
- c) Variações de Tensão de Longa Duração: interrupção, subtensão e sobretensão sustentadas;
- d) Desequilíbrios de Tensão;
- e) Distorções da Forma de Onda: nível c.c., harmônicos, interharmônicos, *notching*, ruídos;
- f) Flutuações de Tensão;
- g) Variações da Frequência do Sistema.

Diversos assuntos relacionados a esta área têm sido abordados em livros e revistas técnico-científicas, em faculdades de engenharia elétrica, concessionárias, centros de pesquisa, etc., assim como em diferentes fóruns nacionais e internacionais. Como exemplo de eventos específicos destaca-se:

- *International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)* – iniciado em 1984 pelo *The Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE)*, com a então denominação de *International Conference on Harmonics in Power Systems (ICHPS)*. É o principal evento internacional na área de qualidade da energia, realizado a cada dois anos;

- Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (SBQEE), também bianual, tendo sido realizada a sua primeira edição em 1996, pela Universidade Federal de Uberlândia.

No Brasil, em virtude da privatização das concessionárias, da discriminação das funções de produção, transmissão, distribuição e comercialização da energia, aumenta-se cada vez mais o interesse pela Qualidade da Energia Elétrica. Para esse modelo horizontal do setor elétrico, torna-se necessário definir e estabelecer regras e critérios para todos os segmentos envolvidos. Nesse sentido, sob o controle da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) têm sido conduzidos diversos estudos na área de qualidade da energia, a exemplo das ações do Grupo de Trabalho Especial–Qualidade da Energia Elétrica (GTE–QEE), constituído pelo ONS no início de 1999 [3], [4].

Cabe finalmente ressaltar a importância da tensão elétrica de suprimento devida aos fatores [1]:

- em geral as cargas elétricas são projetadas para trabalhar em função das condições ideais da tensão. Desvios significativos de uma ou mais destas condições constituem, pelo menos, um problema de qualidade da energia em potencial;

- usualmente as concessionárias podem controlar a qualidade da tensão mas não da corrente, a qual, por sua vez, depende da tensão e das cargas alimentadas.

Com base nestes aspectos, na maioria das vezes, a qualidade da energia é diretamente relacionada à qualidade da tensão. Em particular, investigar-se-á neste trabalho o fenômeno denominado de Flutuação de Tensão, sendo enfocados aspectos relativos a sua medição, avaliação e principalmente efeitos prejudiciais sobre equipamentos elétricos.

## 1.2 – O Contexto e os Objetivos da Presente Tese

O fenômeno flutuação de tensão pode ser definido como variações sistemáticas da magnitude da tensão, tipicamente na faixa de 0,9 a 1,1 pu e com frequências de 0,5 a 30 Hz. Tais variações, geradas principalmente por cargas que solicitam potência variável em seu ciclo de operação, podem propagar-se pela rede elétrica, atingindo um grande número de usuários ao mesmo tempo. A flutuação de tensão causa, dentre outros problemas, a cintilação luminosa (ou *flicker*), que vem a ser as variações luminosas emitidas pelas lâmpadas e percebidas pelo sistema visual humano.

Visto que as lâmpadas, sobretudo as incandescentes, são as cargas mais sensíveis às tensões flutuantes, a medição e quantificação deste distúrbio esteve ao longo dos anos e está nos dias de hoje, estritamente associada à avaliação da cintilação luminosa decorrente.

Atualmente no Brasil, conforme consta em [5], as recomendações para a quantificação e avaliação das flutuações de tensão são baseadas no Método Padrão ou Internacional proposto inicialmente pela *International Union for Electroheat* (UIE) e adotado pela *International Electrotechnical Commission* (IEC). Por esta razão, este trabalho se fundamenta na metodologia internacional UIE/IEC, a qual, será objeto de estudos mais aprofundados nos capítulos subsequentes.

Em linhas gerais, contudo, o método leva em conta a interação da tensão flutuante com o sistema lâmpada incandescente/olho/cérebro, resultando em um sinal denominado de Sensação Instantânea de *Flicker*. Esse sinal, armazenado por um tempo determinado (tipicamente 10 minutos), é submetido a um tratamento estatístico, do qual se obtém um valor numérico denominado de Indicador de Severidade de *Flicker* de Curto Prazo ( $P_{ST}$ ). De um conjunto de valores de indicadores de curto prazo, obtidos pela continuidade e repetição deste processo, calcula-se o chamado indicador de longo prazo ( $P_{LT}$ ) [6].

Empreendendo medições dentro de um período representativo, obtém-se diversos valores dos índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ , destinados a abranger o ciclo de operação de cargas ou processos, bem como o efeito de um ou mais consumidores envolvidos, e portanto, possibilitando caracterizar barras de interesse quanto às flutuações de tensão. Assim, as recomendações e normas para a flutuação de tensão, nos níveis de baixa, média e alta tensão, estabelecem entre outros aspectos, valores limites para estes índices, os quais devem ser respeitados.

Todavia, dentro do contexto ora apresentado, levanta-se as seguintes questões:

- a quantificação do efeito de cintilação luminosa segundo o método supradito tem como referência a lâmpada incandescente (baixa tensão). Sabe-se, todavia, que estas lâmpadas estão em crescente desuso, sendo substituídas por lâmpadas que têm se mostrado menos sensíveis às oscilações de tensão;
- os equipamentos modernos apresentam ampla diversidade de tipos, características nominais e, portanto, de sensibilidade;
- as recomendações e normas quanto aos limites de *flicker* não discriminam as situações onde redes elétricas alimentam cargas insensíveis e onde a iluminação é composta por lâmpadas menos sensíveis;
- a atenuação das flutuações de tensão requer normalmente soluções de custo elevado;
- não se têm padrões de desempenho ou de imunidade de equipamentos submetidos a tensões flutuantes, nem mesmo para as lâmpadas.

A idéia desta tese origina-se no reconhecimento destes aspectos, considerando que satisfazer determinados limites onde os mesmos são desnecessariamente rígidos, constitui-se um contra-senso, que pode implicar em gastos e/ou penalizações indevidos.

Por outro lado, a hipótese de usar-se lâmpadas menos sensíveis deve ser cuidadosamente avaliada, pois, neste caso, sendo toleráveis níveis mais elevados de flutuações de tensão segundo o efeito de cintilação, torna-se importante assegurar que a operação de outros equipamentos elétricos não seja prejudicada.

*Tendo em mente as idéias acima relacionadas, as metas desta tese são:*

- a) desenvolver ferramentas teóricas e práticas de medição de cintilação luminosa segundo o método UIE/IEC;*
- b) investigar a influência das flutuações de tensão sobre o desempenho de equipamentos com níveis atrelados aos indicadores de cintilação atualmente estabelecidos no Brasil;*
- c) fornecer subsídios para uma eventual flexibilização de recomendações e normas no tocante aos valores limites dos indicadores, de forma que estes possam ser estabelecidos a partir do conhecimento prévio da sensibilidade das cargas de determinada rede elétrica às tensões flutuantes.*

### 1.3 – O Estado da Arte sobre Medição das Flutuações de Tensão e seus Efeitos sobre Equipamentos

#### 1.3.1 – Flutuação de Tensão e Cintilação Luminosa (*Flicker*)

Reconhecendo a grande sensibilidade das lâmpadas incandescentes às variações de tensão e, somando-se a isto, o fato das variações luminosas trazerem um incômodo direto ao ser humano, a quantificação e a avaliação das tensões flutuantes, têm sido histórica e estritamente relacionadas à avaliação da cintilação luminosa decorrente.

A cintilação luminosa devida às variações na tensão de alimentação é conhecida desde o início do sistemas elétricos de potência [7]. No início do século XX, a própria determinação da frequência elétrica que seria utilizada na iluminação pública foi um fator importante. Constatou-se que não se poderia operar com frequências inferiores a 35 Hz pois as lâmpadas incandescentes produziram variações luminosas perceptíveis [8].

No início desse mesmo século, um amplo estudo foi desenvolvido quanto às oscilações de tensão nos Estados Unidos. As cargas elétricas, outrora constituídas apenas por lâmpadas incandescentes, passaram a ser também compostas por motores, fogões elétricos, aparelhos médicos, soldas elétricas e outras aplicações, as quais, por sua vez, começaram a causar distúrbios no sistema. No início da década de 1920, vários testes permitiram relacionar a intensidade das mudanças de tensão e a periodicidade das mesmas, com as variações luminosas então definidas como perceptíveis ou desagradáveis (inadmissíveis). Em 1937 a *Utilities Coordinated Research, Inc.*, emitiu um amplo relatório, fruto de uma investigação que resumiu pesquisas precedentes e acrescentou diversas informações sobre a cintilação luminosa. Naquela época foram realizados testes sob condições controladas que levaram em conta a variação de luminosidade causada por lâmpadas incandescentes e as diferenças de sensibilidade dos seres humanos [9], [10]. Pesquisas posteriores foram efetuadas, tendo sido então elaboradas curvas típicas, onde foram traçados limiares e regiões de perceptividade e irritação devido à cintilação, conforme ilustra de forma simplificada a fig. 1.1. Estas curvas relacionam o percentual da variação de tensão em relação à tensão nominal da lâmpada, com o intervalo de tempo entre duas mudanças consecutivas de tensão (ou com a frequência das variações). Nos EUA, as variações de tensão têm sido avaliadas em conjunto com estas “Curvas de *Flicker*”, sendo que diversas concessionárias de energia se serviram de curvas

baseadas nesta idéia para a avaliação em seus sistemas. Esta estratégia foi então adotada em 1969 pelo documento *IEEE Std 141-1969 Recommend Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants*.

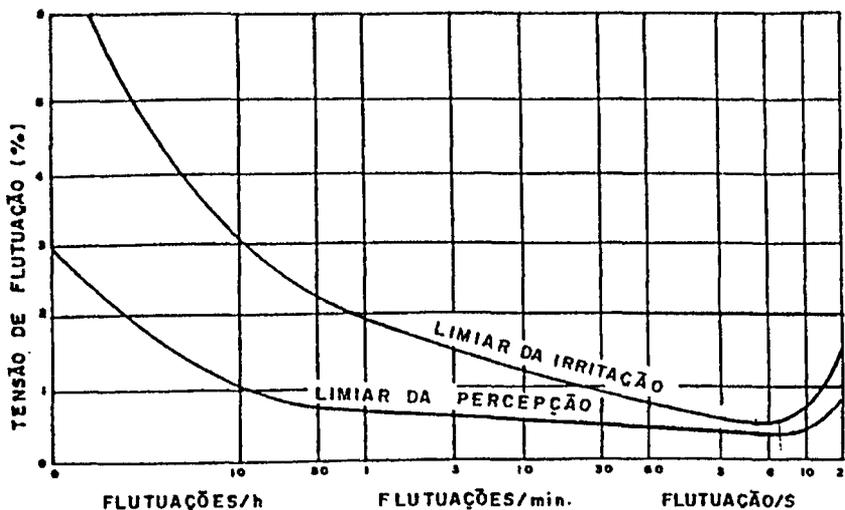


Fig. 1.1. Curvas limites de visibilidade e irritação do olho humano devido à flutuações de tensão sobre lâmpadas incandescentes [9].

A indústria do aço, indubitavelmente, foi a que trouxe maiores distúrbios sobre o sistema elétrico quanto aos fenômenos em questão. Na segunda metade do século XX, as maiores nações industrializadas ocidentais tinham grandes indústrias com fornos a arco elétrico e laminadores de aço que provocavam flutuações de tensão não só em suas circunvizinhanças mas, que se propagavam pela rede [11].

Em particular, os fornos a arco, em decorrência de elevadas e irregulares variações de potência, inerentes ao seu modo de operação, causavam flutuações de tensão intensas, o que levou a muitas reclamações de consumidores em função da cintilação luminosa, que por vezes atingia níveis intoleráveis. Assim, foram estudados os mecanismos que levavam à geração de variações de tensão por estas cargas, os métodos de cálculo e medição do efeito de cintilação luminosa associado, bem como o estabelecimento de recomendações e limites para as variações, citando-se, como exemplo, o “Método do Vfg” ou Britânico [12].

Diferentes métodos para avaliar a cintilação foram também desenvolvidos em outros países como França, Alemanha, Japão, Itália, Polônia, etc., que permitiam quantificar as flutuações da tensão quer seja pelo conhecimento da configuração do sistema elétrico, da potência e modo de operação das cargas envolvidas, quer seja pelas diferentes maneiras de

converter as tensões oscilantes em variações luminosas perceptíveis. Isto fez com que surgissem vários instrumentos de medição para avaliar o nível de cintilação provocado pelas flutuações de tensão, os quais, em contrapartida, forneciam resultados que não podiam ser diretamente comparados.

Na década de 1970, com o surgimento dos grandes compensadores estáticos tipo Reator Controlado a Tiristor (RCT) e Capacitor Controlado a Tiristor (CCT) para a atenuação da cintilação luminosa, tornou-se evidente a necessidade do desenvolvimento de um método internacional para a quantificação deste efeito, posto que, os métodos e medidores existentes eram afetados de maneira diferente pela presença dos equipamentos de compensação. Obtinha-se portanto, respostas distintas no tocante à análise da eficácia destes equipamentos [6], [8].

Motivada por estes fatos a UIE iniciou em 1979 amplas investigações para o desenvolvimento de um medidor de cintilação luminosa, bem como de critérios para a avaliação da severidade de *flicker*, que tivessem aceitação internacional. Através de seu comitê de distúrbios *UIE Disturbances Study Committee*, a UIE publicou em 1980 uma síntese com características dos principais métodos e medidores de avaliação da cintilação luminosa existentes, [13]. Neste documento foram listadas as “características desejadas para um método de medição de cintilação luminosa”, as quais em conjunto com os conceitos fisiológicos relacionados à resposta olho/cérebro do ser humano, nortearam o desenvolvimento do método.

Em 1982, a UIE na publicação do documento “*Functional and Design Specifications for the Flickermeter*” [14], apresentou a proposta do método internacional, que foi adotada posteriormente pela IEC conforme reporta a publicação IEC 868 de 1986 [15].

A metodologia UIE/IEC para a avaliação da cintilação foi baseada na experiência obtida pelos métodos progressos e instrumentos desenvolvidos na França, Alemanha, Reino Unido e Japão. A sua elaboração consubstanciou as práticas de campo adquiridas, as características essenciais dos medidores existentes e acrescentou outros elementos, culminando no também denominado Método Padrão ou Internacional.

Atualmente, as especificações do medidor de cintilação luminosa relacionadas a este método estão contidas no documento IEC 61000-4-15 [16] e em seus anexos a exemplo da referência [17], em substituição a IEC 868.

Quanto ao IEEE, os documentos que melhor tratam deste assunto são o *IEEE Std 519-1992* [18] e o *IEEE Std 141-1993* [19]. A título ilustrativo, a fig. 1.2 compara as “Curvas de

*Flicker*” da IEEE 141-1993” com a curva UIE/IEC para a lâmpada incandescente de 120 V. Estas curvas representam o limiar de irritação quanto à cintilação luminosa, obtidas através de experimentos controlados, onde foram consideradas flutuações de tensão do tipo retangulares.

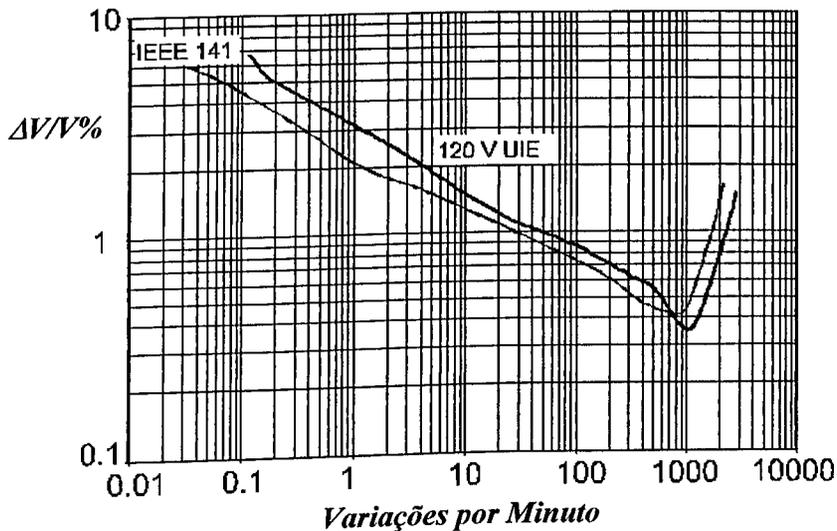


Fig. 1.2. Comparação de “Curvas de *Flicker*” IEEE e UIE para  $P_{ST} = 1$  pu [20].

Observa-se que a curva da UIE é um pouco mais restritiva em torno de 1080 variações/minuto (9 Hz), muito embora, uma comparação de medidas não seja possível, pois não existe um medidor de cintilação associado aos limites das curvas do IEEE.

Ainda que os limites, bem como as “Curvas de *Flicker*” recomendados pelo IEEE, tenham sido utilizados por indústrias durante muitos anos, a complexidade das flutuações de tensão — devido a diversidade e a combinação de diversos agentes causadores, a atuação de equipamentos mitigadores, bem como os fatores subjetivos e as variáveis que determinam o efeito de cintilação — requer metodologias de medição mais elaboradas.

Assim, conforme posto em [20] e [21], a metodologia UIE/IEC devidamente adequada aos equipamentos de iluminação e aos níveis de tensão e frequência de alimentação dos diversos países, constitui-se como uma estratégia promissora em nível mundial para a avaliação da flutuação de tensão através de seus indicadores de cintilação luminosa. Nesse sentido, em fevereiro de 1998, o grupo de trabalho *IEEE P1453 Flicker Task Force* foi unânime em adotar o protocolo de medição de cintilação da IEC para sua incorporação nas documentações “*IEEE Recommended Practice*”. Os trabalhos em conjunto promovidos por entidades como o IEC, UIE, EPRI (*Electric Power Research Institute*) e IEEE contribuem para a melhoria do método e o alcance dessa meta [7].

### 1.3.2 – Impactos das Flutuações de Tensão sobre Equipamentos

Na literatura não são reportados danos causados pelas flutuações de tensão sobre equipamentos. Existem registros de reclamações mas a maioria se deve a afundamentos de tensão em vez das flutuações propriamente ditas [9]. Entretanto, além da cintilação luminosa, encontram-se citações e comentários sobre outros problemas causados pelas tensões flutuantes, sendo, em geral, citados os seguintes efeitos [8], [10], [11], [22], [23]:

- queda no rendimento de equipamentos elétricos;
- oscilação de potência, velocidade e conjugado de motores;
- aumento da temperatura de geradores e motores;
- interferência em sistemas de proteção e de controle;
- redução da vida útil de lâmpadas;
- variações térmicas em dispositivos de aquecimento.

Em [24] apresenta-se um estudo comparativo relativo à sensibilidade de lâmpadas residenciais tipo incandescentes, fluorescentes convencionais e compactas. É mostrado que as lâmpadas fluorescentes compactas (alimentadas por reatores eletrônicos) são bem menos sensíveis que as outras supracitadas, e por esta razão, são indicadas para as áreas perturbadas por flutuações de tensão. Nota-se, todavia, que as correntes harmônicas geradas por estas lâmpadas podem poluir a rede de maneira considerável. Outras referências como [7], [20], [25], [26], mostram que, em geral, as lâmpadas fluorescentes são menos sensíveis em relação às incandescentes.

Em [21] são comentados dois casos onde foi constatada a sensibilidade de equipamentos, em virtude dos distúrbios provocados por uma máquina de solda localizada em instalação vizinha:

- em uma indústria têxtil, a velocidade de motores da tecelagem foi afetada com o afundamento da tensão provocado por máquina de solda, resultando em erros na coloração de tecidos;

- em uma indústria plástica, uma máquina de extrusão produzia tubos com diâmetros levemente variáveis, devido à ocorrência de variações (degraus) na tensão de alimentação.

Também em [21] é apresentada uma comparação da sensibilidade de tipos de lâmpadas como as incandescentes, fluorescentes com reator eletromagnético e eletrônico, compactas, etc. É mostrado que as lâmpadas incandescentes são as mais sensíveis enquanto que, no outro extremo, estão as fluorescentes compactas eletrônicas, com maior imunidade. É também colocado que o uso de *dimmers* acentua as variações de fluxo luminoso das lâmpadas incandescentes, quando alimentadas por tensões oscilantes.

Conforme é observado em [8], nos níveis mais altos de tensão como no caso da rede básica, podem também ocorrer fenômenos importantes, embora menos comuns. Na faixa de frequências abaixo de 2 Hz podem acontecer oscilações eletromecânicas, em geral, decorrentes do desbalanço momentâneo entre a potência gerada e a consumida, produzindo: oscilações eletromecânicas inter-áreas com frequências na faixa de 0,2 a 1 Hz e oscilações inter-máquinas em 1 a 2 Hz. Por outro lado, flutuações de tensão de 15 a 30 Hz podem excitar modos de ressonância subsíncrona.

Em se tratando de equipamentos eletrônicos de baixa tensão, em [11] é posto que televisores, computadores, aparelhos de som e outros, são projetados de forma a serem insensíveis às flutuações de tensão, uma vez que as variações de magnitude são menores que 10%.

Em [27] é apresentado um estudo de sensibilidade de uma fonte linear regulada e de uma fonte chaveada (as quais constituem a entrada de grande parte dos equipamentos eletro-eletrônicos modernos), associadas a um aparelho de som e a um microcomputador, respectivamente. As fontes foram submetidas a diversos itens de qualidade tais como: afundamento temporário de tensão, interrupção, elevação temporária de tensão, harmônicos e flutuações de tensão. Em relação às flutuações, as fontes foram sujeitas a variações de 1%, 5% e 10% da tensão nominal, à frequência de 10 Hz em todos os testes e, não foram observadas alterações significativas no desempenho das fontes ensaiadas nem dos equipamentos como um todo.

Em [28] foram realizados testes experimentais em que flutuações de tensão, que causaram o incômodo visual devido ao efeito de cintilação em uma lâmpada incandescente de 220 V/200 W, não implicaram em um funcionamento anormal dos seguintes equipamentos: monitor de vídeo de microcomputador, *no-break*, refrigerador doméstico e lâmpada fluorescente. Embora a quantidade de equipamentos e de testes não tenham sido amplos, bem como não tenha havido a preocupação de discutir os limites de *flicker*, esse trabalho fornece subsídios valiosos para o desenvolvimento desta tese.

Em [29] e [30] os equipamentos ar-condicionado e geladeira respectivamente, foram submetidos entre outros distúrbios a tensões flutuantes com níveis acima do limiar de irritação de cintilação luminosa do ser humano. Não foi notada alteração significativa no funcionamento dos mesmos. Estes resultados reforçam a necessidade de análise mais apurada dos efeitos das flutuações de tensão atrelados aos indicadores provenientes do processo de medição.

Cabe ainda lembrar que não há registros na literatura científica a respeito de danos provocados pelas flutuações de tensão sobre equipamentos. Ressalta-se que as referências menos recentes apresentam apenas comentários a respeito dos efeitos prejudiciais sobre o funcionamento de equipamentos, cuja sensibilidade, em alguns casos, é pertinente à época em que foram escritas. Embora as referências atuais apresentem investigações relacionadas aos impactos sobre equipamentos elétricos, o tema merece maiores aprofundamentos face ao surgimento e à diversidade de novos dispositivos, à tendência de universalização do método de medição UIE/IEC e à atual discussão dos indicadores de qualidade da energia e de seus valores limites.

### 1.4 – As Contribuições da Tese

As principais contribuições do trabalho proposto se resumem em:

- avaliação dos impactos das flutuações de tensão sobre o desempenho de equipamentos elétricos, com níveis relacionados aos indicadores de severidade de *flicker* UIE/IEC;
- análise crítica destes indicadores, tendo como base os resultados obtidos e de referências correlatas ao tema;
- implementação computacional do modelo do medidor de cintilação luminosa UIE/IEC, a fim de servir como referência para a calibração de medidores práticos e, como ferramenta didática para estudos dos fenômenos em discussão;
- adequação do equipamento SIDAQEE (Sistema Integrado para Diagnóstico e Análise da Qualidade da Energia Elétrica) desenvolvido pelo Grupo de Qualidade e Racionalização de Energia da UFU. O SIDAQEE se destina à medição e avaliação de diversas grandezas e itens de qualidade tais como: potências, harmônicos, desequilíbrios, etc. No que

tange à cintilação luminosa, a tese contribui no sentido de avaliar o *hardware* existente e desenvolver um *software* que realiza a medição segundo o método UIE/IEC;

- provimento de material didático com ampla e atual bibliografia a respeito dos assuntos pesquisados.

## 1.5 – A Estrutura da Tese

Diante dos objetivos e contribuições propostas, além deste capítulo introdutório, esta tese é desenvolvida de acordo com a estrutura a seguir:

### • CAPÍTULO II: FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta os conceitos, definições, características, causadores e fatores influentes sobre os fenômenos em estudo. São descritos os aspectos funcionais de métodos para a medição da cintilação luminosa, dando-se ênfase ao método UIE/IEC. Subseqüentemente são tecidos comentários sobre as principais técnicas mitigadoras.

### • CAPÍTULO III: MEDIÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO

Esta etapa implementa e valida o modelo do medidor de cintilação segundo o Método Padrão no programa MATLAB. Além disso, a resposta do medidor assim representado é analisada quando da presença de outros distúrbios na tensão, tais como:

- afundamentos, interrupções e sobretensões de tensão de curta duração;
- transitórios oscilatórios;
- interharmônicos e harmônicos.

É também desenvolvida uma expressão analítica que relaciona o indicador  $P_{ST}$  à variação percentual de tensão para o caso particular da flutuação senoidal.

• **CAPÍTULO IV: PROTÓTIPO PARA MEDIÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO**

Neste capítulo é estudado o medidor de cintilação luminosa existente no sistema SIDAQEE mencionado anteriormente. É implementado um novo *software* de medição desta grandeza, que fornece os sinais e indicadores de interesse. São efetuados os testes de conformidade definidos pela IEC validando os desenvolvimentos realizados. Um teste com uma flutuação de tensão aleatória é também empregado para a avaliação do instrumento. Neste último caso, a resposta é comparada com aquela advinda da implementação do modelo, considerada no Capítulo III.

• **CAPÍTULO V: IMPACTOS SOBRE EQUIPAMENTOS E ANÁLISE DOS INDICADORES DE CINTILAÇÃO LUMINOSA**

Nesta parte do trabalho são realizadas investigações laboratoriais e simulações computacionais de equipamentos representativos enquadrados nas categorias residencial, comercial e industrial, a fim de conhecer o seu desempenho sob alimentação com tensões flutuantes. Tendo como base os resultados obtidos e, considerando outras referências específicas sobre este tema, é realizada uma análise crítica dos indicadores de *flicker* UIE/IEC, enfatizando-se os atuais limites recomendados para o sistema elétrico brasileiro.

• **CAPÍTULO VI: CONCLUSÕES**

Constituindo a etapa final, este capítulo apresenta as principais discussões e conclusões da tese como um todo, as contribuições relevantes, bem como sugestões vislumbrando trabalhos futuros a partir dos desenvolvimentos alcançados.

---

# CAPÍTULO II

---

---

## FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

---

### 2.1 – Considerações Iniciais

Como visto no capítulo introdutório, o sinal de tensão é um importante indicativo da qualidade da energia elétrica, visto que o mesmo é o agente excitador no processo de energização. Do ponto de vista dos consumidores, espera-se que a tensão contemple as características ideais, ou seja, tenha forma de onda senoidal, frequência e valor eficaz nominais constantes, equilibrada e simétrica no caso trifásico.

Dentre vários fenômenos de perturbação do sinal de tensão, a flutuação de tensão se destaca devido ao seu caráter de regime intermitente e/ou permanente, o que implica em efeitos indesejáveis de forma prolongada, dentre os quais, o mais estudado tem sido a cintilação luminosa, muito embora outros equipamentos além das lâmpadas possam vir a ser afetados.

Outro aspecto para o qual deve-se atentar é que, em geral, as flutuações atingem mais de um usuário ao mesmo tempo. Quando o distúrbio é provocado por cargas de potência considerável, as flutuações de tensão podem alcançar o sistema de transmissão e se propagar aos sistemas de subtransmissão bem como ao de distribuição, englobando, desta forma, uma grande soma de consumidores [31]-[35].

Com vistas a uma compreensão mais profunda do distúrbio eletromagnético em estudo, bem como da cintilação luminosa, base do processo de medição, este capítulo oferece uma análise pormenorizada de seus principais aspectos. Para tanto, inicia-se pela terminologia usualmente empregada, passando às definições, características e causas dos fenômenos. Na seqüência são abordados os métodos de medições mais conhecidos, dando-se ênfase ao Método UIE/IEC. Finalmente, são apresentadas estratégias e tecnologias que visam a atenuar as tensões flutuantes nos barramentos elétricos de potência.

## 2.2 – Terminologia

Ao longo de vários anos, como pode ser observado na literatura atinente nacional e internacional, os termos utilizados para designar tanto o distúrbio na tensão quanto o efeito luminoso têm se misturado, o que pode levar a uma certa confusão à primeira vista. É comum encontrar o emprego de diferentes termos para o mesmo fenômeno, ou o uso de um mesmo termo para designar os dois fenômenos supracitados, sendo os mais comuns:

- **Para o distúrbio na tensão:** flutuação de tensão; oscilação de tensão; variações de tensão (rápidas); tensão *flicker*; e até mesmo o termo *flicker* simplesmente. Neste caso, o uso dos termos tensão flicker e flicker caracteriza uma mistura entre os diferentes fenômenos e, rigorosamente falando, está conceitualmente errado.

- **Para o efeito luminoso:** cintilação luminosa; *flicker*; *lamp flicker*; *light flicker*; os quais são condizentes com o fenômeno retratado. Contudo, alguns autores também utilizam o termo *flicker* significando o efeito prejudicial das variações de tensão sobre aparelhos, o que mais uma vez é incoerente, embora usual.

Outra questão que deve ser esclarecida é a mistura entre os conceitos de flutuações de tensão e afundamentos de tensão (*voltage dips* ou *voltage sags*). Por exemplo, a partida ocasional de um motor de grande potência provoca normalmente o fenômeno hoje conhecido como Variação de Tensão de Curta Duração (VTCD) do Tipo Afundamento [5], que, dentre outras conseqüências, leva a um efeito de variação luminosa. Entretanto, como será detalhado a seguir, a frequência das variações e as pequenas amplitudes envolvidas, são os principais fatores que distinguem as flutuações de tensão propriamente ditas dos afundamentos.

Nesta tese, para manter o nexos da relação de causa e efeito existente, são usados os termos *flutuação de tensão* (ou *oscilação de tensão*) como causa, e *cintilação luminosa* (*flicker*) como conseqüência.

## 2.3 – Flutuação de Tensão

### 2.3.1 – Definição e Características

Um fato comum no sistema elétrico é a ocorrência de alterações no valor da tensão em seus diversos pontos, sendo de uma maneira bem ampla, devidas a diferentes fatores que envolvem mudanças na geração, transmissão, distribuição e nas cargas alimentadas.

Com respeito às oscilações de tensão, pode-se estabelecer uma classificação conforme a taxa de variação do fenômeno, em lentas e rápidas, e de acordo com a frequência de ocorrência ou persistência, em isoladas e sistemáticas.

Um fato que bem caracteriza as variações lentas é que estas podem ser corrigidas pela atuação de *taps* automáticos de transformadores, cujo tempo de resposta é em torno de 30 s a 3 minutos para a atuação do primeiro *tap* (e 10 s para a atuação do segundo *tap*), em contraste às variações rápidas, que não são suprimidas por estes equipamentos [21].

As oscilações isoladas são causadas, por exemplo, por entradas ou saídas de grandes cargas, faltas no sistema elétrico ou modificações na topologia da rede devido a perda de parte da distribuição ou da transmissão de energia. Este tipo de variação da tensão pode também ser corrigida por equipamentos reguladores de tensão com *taps* automáticos. Por outro lado, variações de tensão sistemáticas, são causadas por cargas variáveis cujo ciclo de operação é pulsante ou intermitente.

As *flutuações de tensão*, por sua vez, são definidas como variações rápidas e sistemáticas do valor eficaz (ou de pico) da tensão em torno de seu valor em regime permanente. As variações estão compreendidas entre os limites 0,9 a 1,1 pu e na faixa de frequências típica de 0,5 até 30 ou 35 Hz. As flutuações podem ser classificadas em *aleatórias* e *repetitivas*, de acordo com o funcionamento do agente causador. Embora as cargas variáveis sejam de fato as principais geradoras das flutuações, como será mostrado subsequente, existem ainda outros causadores deste distúrbio.

As *flutuações aleatórias* são aquelas que podem ter a frequência, forma de onda e/ou amplitude variáveis. São causadas pela operação de equipamentos a arco elétrico, geradores eólicos, máquinas portáteis diversas e partidas frequentes de motores de forma indefinida ou não sincronizada, etc.

Um sinal de tensão com flutuação do tipo aleatória é ilustrada na fig. 2.1. Observa-se que os valores eficazes ou de pico variam continua e aleatoriamente, caracterizando uma

modulação em amplitude da onda de tensão principal ou portadora (sinal na frequência industrial). A componente da flutuação de tensão propriamente dita, pode ser definida como o envelope ou a envoltória dos sucessivos valores de pico (ou dos valores eficazes), sendo sua forma de onda caracterizada por um determinado espectro em frequência e amplitude, os quais variam aleatoriamente neste exemplo.

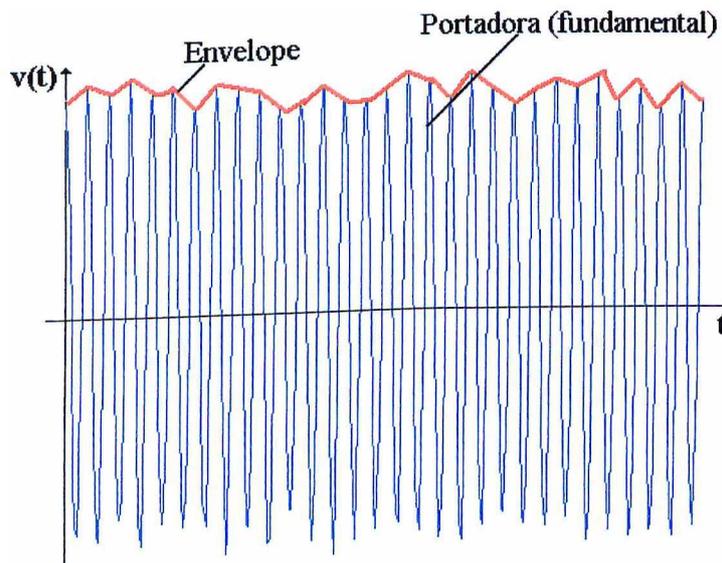


Fig. 2.1. Flutuação de tensão aleatória.

As *flutuações repetitivas* são caracterizadas por variações cíclicas de tensão e têm como causadores os equipamentos com processo de operação regular e repetitivo. Os causadores deste tipo de variação são os laminadores de aço, elevadores de minas, motores com cargas mecânicas de comportamento definido, máquinas de solda a resistência (tipo ponto) e a maioria das cargas ou processos controlados por computador [36], [37].

Ressalta-se que nos casos práticos pode haver a superposição dos dois tipos de flutuações citados acima. Algumas referências como em [5] consideram também o tipo denominado por *flutuações esporádicas*, as quais estão relacionadas às manobras de rede ou de carga, e que foram contempladas neste item como oscilações de tensão isoladas.

A seguir tem-se termos específicos definidos pela IEC 60555-3 [38] e ilustrados pela fig. 2.2, valendo-se de alguns deles para uso neste trabalho:

- *variação de tensão*: uma variação do valor eficaz ou de pico entre dois níveis adjacentes, sustentados por um tempo definido mas não especificado;
- *magnitude de uma variação de tensão ( $\Delta V$ )*: a diferença entre os valores eficazes ou de pico, de antes e depois da variação;

- *variação relativa* ( $\Delta V/V$ ): a razão entre a magnitude da mudança de tensão por um valor de tensão  $V$  especificado;
- *duração de uma mudança de tensão* ( $t_d$ ): intervalo de tempo do aumento ou diminuição de um valor inicial a um valor final;
- *intervalo da variação de tensão* ( $t_c$ ): intervalo de tempo entre o início de uma mudança de tensão até o início da próxima variação;
- *flutuação de tensão*: uma série de variações de tensão;
- *magnitude de uma flutuação de tensão*: a diferença entre os valores máximo e mínimo da tensão durante a flutuação.

Define-se também o termo *freqüência da flutuação de tensão* correspondendo a duas variações de tensão por unidade de tempo, ou seja, em uma flutuação repetitiva, um ciclo é caracterizado por duas variações de tensão. Desta forma, 1200 variações de tensão por minuto equivalem à freqüência da flutuação igual a 10 Hz ( $1200 \div 2 \div 60$ ).

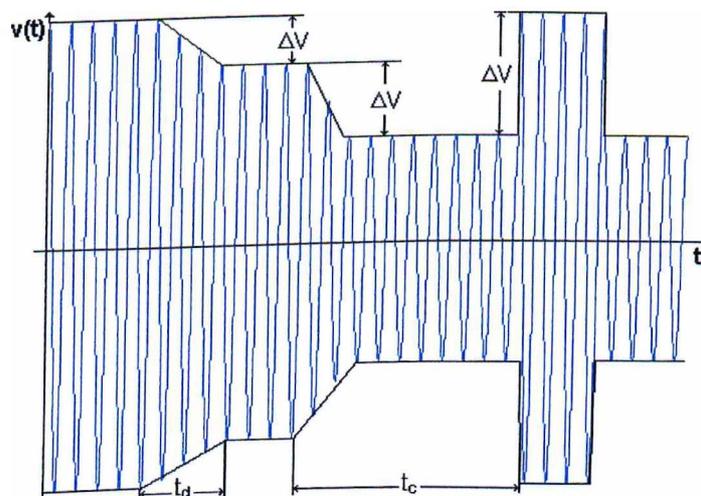


Fig. 2.2. Ilustração de variações sucessivas de tensão [38].

A fim de consolidar os aspectos teóricos deste item, vale também apresentar a classificação das tensões flutuantes segundo a IEC 60555-3 e ilustradas pela fig. 2.3:

*Tipo A*: este tipo corresponde às variações periódicas, retangulares e de mesma amplitude, causadas por exemplo, pelo chaveamento de cargas resistivas.

*Tipo B*: associado a uma série de variações em degraus irregulares no tempo e com magnitudes iguais ou não, causadas pelo chaveamento de múltiplas cargas.

*Tipo C:* correspondente a uma série de mudanças de tensão de formas diversas e não somente degraus, causadas pelo chaveamento de cargas não resistivas.

*Tipo D:* constituída por uma série de variações aleatórias ou tensões flutuantes sistemáticas, causadas por cargas que mudam constante e aleatoriamente, como os equipamentos a arco elétrico.

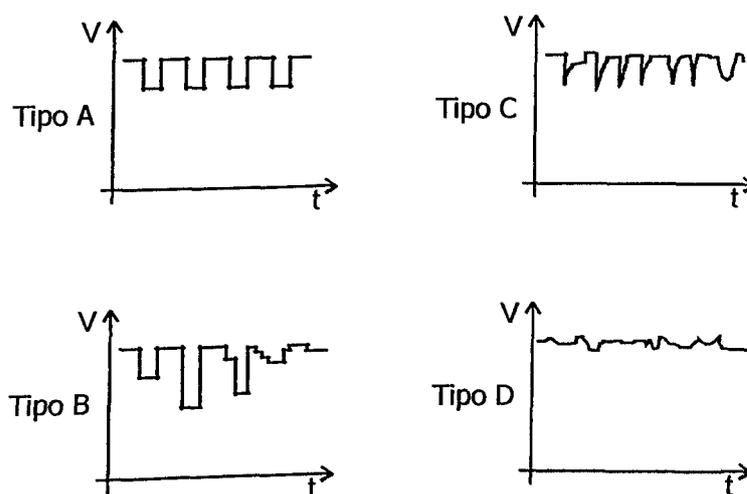


Fig. 2.3. Tipos de flutuações de tensão [38].

### 2.3.2 – Natureza das Flutuações de Tensão

Uma questão interessante a respeito da natureza das flutuações de tensão é que pode-se considerar duas interpretações distintas para o fenômeno, descritas como [21]:

- uma variação no valor eficaz (ou de pico) da tensão, modelada como uma modulação em amplitude do sinal de tensão na frequência fundamental;
- a superposição de um determinado conteúdo espectral ao sinal fundamental.

Para ilustrar este fato, considera-se uma flutuação de tensão periódica obtida por uma modulação do tipo senoidal, mostrada na fig. 2.4 e expressa por:

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) \cdot [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (2.1)$$

onde:  $V_p$  – valor máximo da portadora (sinal de tensão na frequência fundamental);

$\omega_p = 2\pi f_p$  – frequência angular fundamental;

$\omega_m = 2\pi f_m$  – frequência angular do sinal modulante;

$m$  – índice de modulação ou amplitude relativa do sinal modulante.

O sinal modulante,  $v_m(t)$ , mostrado na fig. 2.4 é definido como:

$$v_m(t) = mV_p \cos(\omega_m t) \quad (2.2)$$

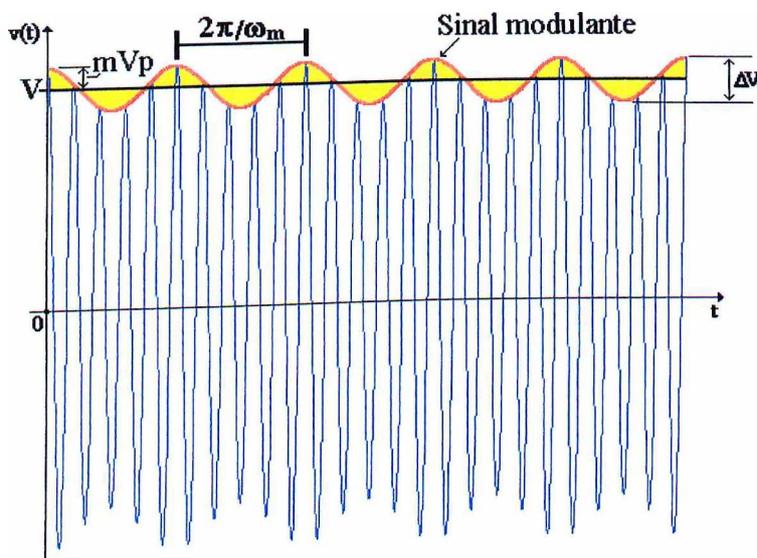


Fig. 2.4. Flutuação de tensão senoidal.

Na fig. 2.4,  $\Delta V$  expressa a variação de tensão de pico,  $V$  é a média da tensão de pico e  $\Delta V/V$  é a variação de tensão relativa. A relação entre o índice de modulação  $m$  e  $\Delta V/V$  é expressa por:

$$m = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta V}{V} \quad (2.3)$$

A fig. 2.5(a) apresenta em *zoom* uma flutuação de tensão com modulação senoidal,  $\Delta V/V = 5\%$  e  $f_m = 5$  Hz, para uma tensão nominal eficaz de 127 V e 60 Hz. Em 2.5(b) tem-se a correspondente variação dos valores eficazes, calculados a cada meio ciclo. Observando as figs. 2.5(c) e (d) percebe-se, para este caso, uma nítida correspondência percentual e em frequência entre a *variação relativa instantânea em termos eficazes* e a *variação relativa de pico*. Não obstante, para frequências de modulação maiores esta correspondência diminui.

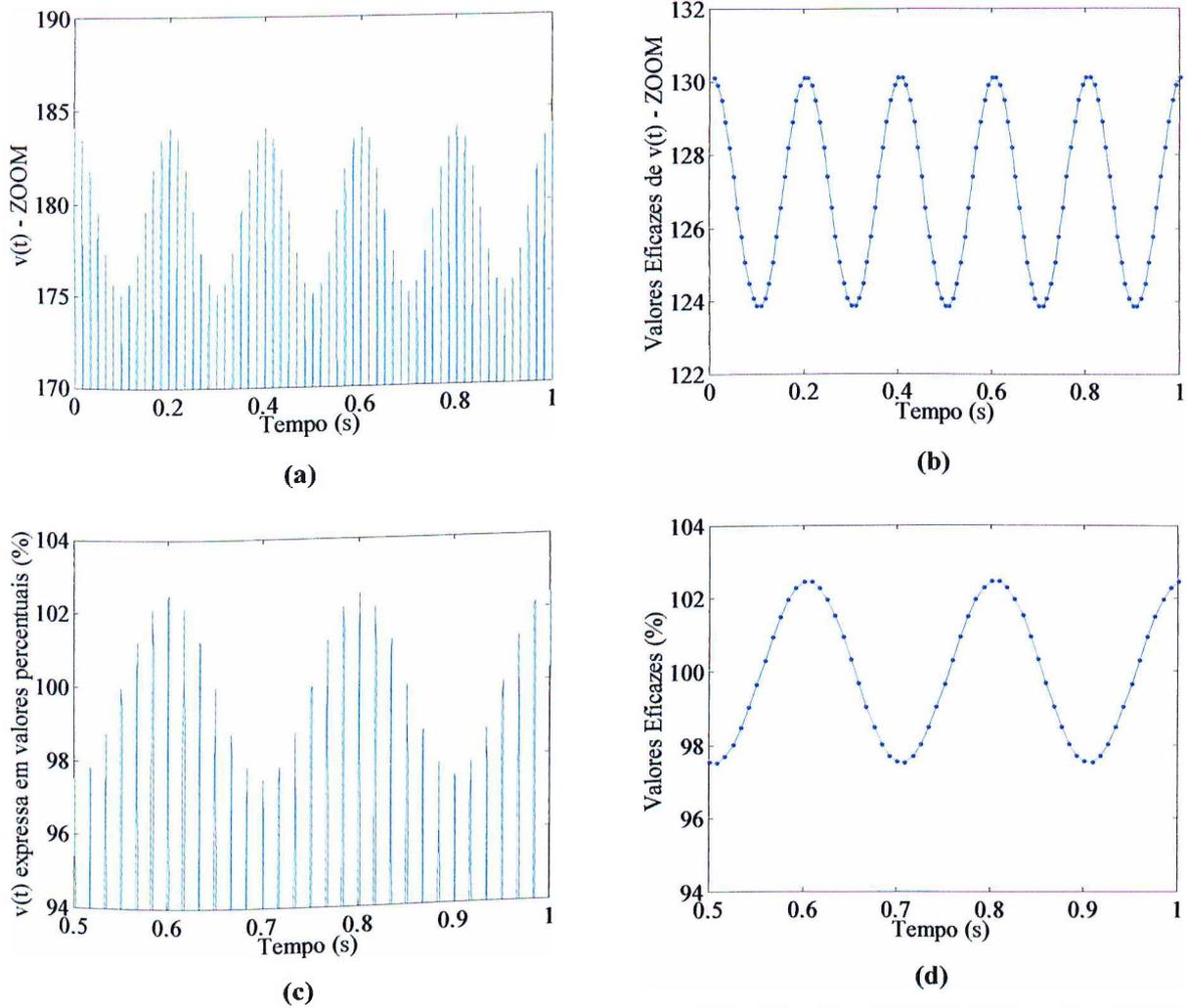


Fig. 2.5. Flutuação de tensão senoidal,  $\Delta V/V = 5\%$  e  $f_m = 5$  Hz: (a)  $v(t) - ZOOM$ ; (b)  $V_{eficaz}(t) - ZOOM$ ; (c) variações percentuais de  $v(t) - ZOOM$ ; (d) variações percentuais de  $V_{eficaz}(t) - ZOOM$ .

Por outro lado, a equação (2.1) pode ser rescrita como:

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + m \frac{V_p}{2} \{ \cos[(\omega_p - \omega_m)t] + \cos[(\omega_p + \omega_m)t] \} \quad (2.4)$$

De (2.4) observa-se que o sinal flutuante é composto pelo sinal na frequência fundamental ( $\omega_p$ ), em torno do qual, estão presentes os sinais com frequências não múltiplas de  $\omega_p$  ou interharmônicos,  $(\omega_p - \omega_m)$  e  $(\omega_p + \omega_m)$ , conforme ilustra a fig. 2.6(a) no domínio do tempo e 2.6(b) no domínio da frequência.

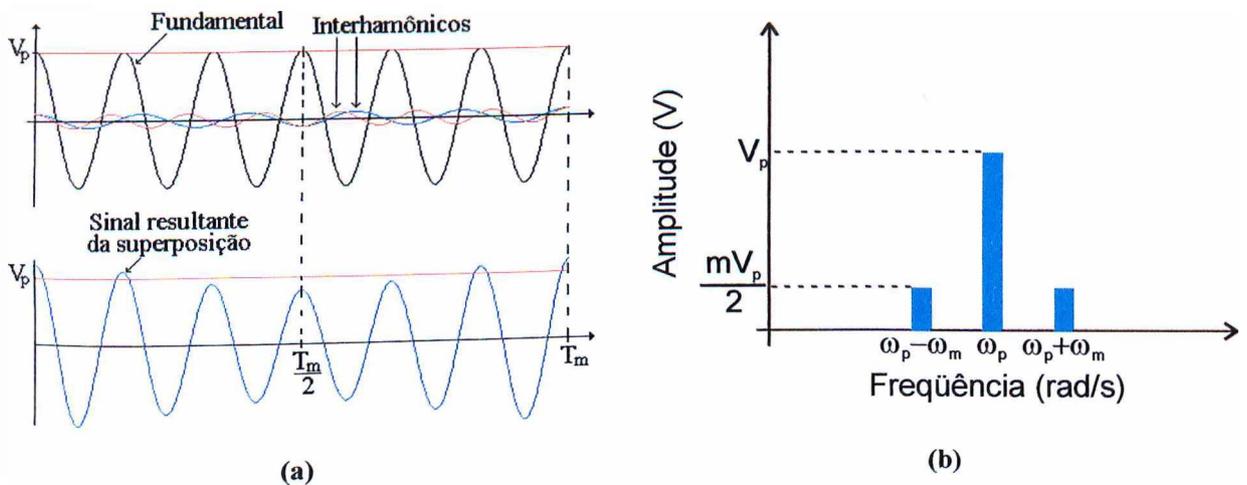


Fig. 2.6. Flutuação de tensão senoidal: (a) superposição da componente fundamental e interharmônicas; (b) espectro em frequência.

Conclui-se portanto, que a oscilação de tensão expressa por (2.1), considerada como uma modulação em amplitude, pode também ser tratada como resultante da soma de componentes interharmônicas ao sinal fundamental.

Assim sendo, pode-se afirmar que qualquer tensão flutuante pode ser tratada matematicamente pela composição de um determinado conteúdo espectral contendo a componente fundamental, harmônicas e interharmônicas, podendo ser expressa de forma geral por:

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t + \theta_p) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h \cos(h\omega_p t + \theta_h) + \sum_i V_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.5)$$

onde:  $V_i$  – valor máximo da componente interharmônica de ordem  $i$ ;

$\omega_i = 2\pi f_i$  – frequência angular da interharmônica;

$V_h$  – valor máximo da componente harmônica de ordem  $h$ ;

$\omega_h = 2\pi f_h$  – frequência angular harmônica;

$\theta_p, h, i$  – ângulos de fase da fundamental, harmônicas e interharmônicas respectivamente.

Ressalta-se que em (2.5) está implícita a idéia de que variações na magnitude de componentes harmônicas também podem ser expressas pela superposição de componentes interharmônicas cujas frequências estariam em torno das harmônicas variantes. Esta expressão retrata a flutuação de tensão aleatória da fig. 2.1, cujo espectro em frequências hipotético é ilustrado pela fig. 2.7.

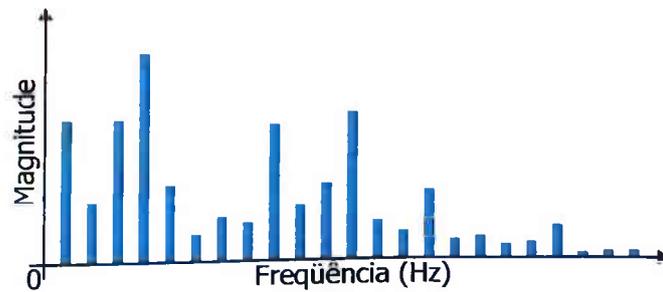


Fig. 2.7. Ilustração do espectro em frequência de uma flutuação de tensão aleatória.

A fim de complementar os tópicos vistos nesta seção, vale ainda mencionar:

- as referências [21] e [39] consideram que a modelagem por modulação de sinais está associada às flutuações repetitivas, enquanto que as flutuações de tensão aleatórias estão relacionadas à superposição de componentes interharmônicas. Entretanto, freqüentemente estes dois tipos se encontram misturados, sem uma separação definida;
- em [40] tem-se uma abordagem em que a cintilação luminosa em lâmpadas incandescentes e fluorescentes é computada por meio da análise espectral da tensão, ao invés do emprego da tradicional modelagem em amplitude;
- em [41] as flutuações de tensão, embora formuladas pela modulação em amplitude (com uma ou mais freqüências modulantes), são analisadas pelo seu espectro em freqüência correspondente.

### 2.3.3 – Cálculo da Queda de Tensão Provocada por Cargas Variáveis

A fim de elucidar como as flutuações de tensão são geradas pelas cargas variáveis, apresenta-se nesta seção expressões analíticas relacionando as variações relativas de tensão  $\Delta V/V$  às variações de potências solicitadas e à potência de curto-circuito da rede de alimentação ( $S_{CC}$ ).

Representando o sistema através do equivalente de Thévenin visto do ponto de acoplamento comum (PAC), conforme a fig. 2.8, pode-se expressar a tensão neste ponto,  $V_{PAC}$ , por:

$$\dot{V}_{PAC} = \dot{E}_S - (R_S + jX_S)\dot{I} \quad (2.6)$$

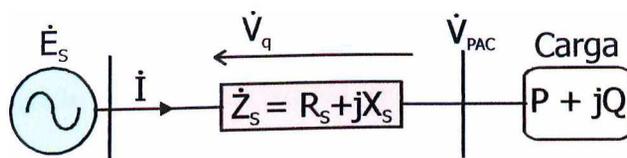


Fig. 2.8. Carga variável, circuito simplificado.

Vale lembrar que a expressão (2.6) pode ser usada para a análise de cargas monofásicas ou trifásicas equilibradas, sendo que nestas últimas, os valores das quedas de tensão fase-fase e fase-neutro são os mesmos. Entretanto, é comum que cargas trifásicas produzam flutuações de tensão desequilibradas, como é o caso dos fornos a arco, cargas monofásicas e/ou bifásicas conectadas em diferentes fases de sistemas trifásicos e outras. Outrossim, os desenvolvimentos a seguir se restringem ao caso de tensão e corrente senoidais e retratam um determinado momento operativo do sistema.

Com (2.6) e expressando a corrente como  $\dot{I} = I \angle -\varphi$ , tem-se o diagrama fasorial mostrado na fig. 2.9.

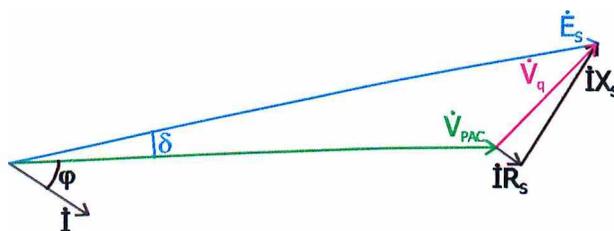


Fig. 2.9. Diagrama fasorial.

O fasor  $\dot{V}_q$  representa a queda de tensão na impedância do sistema, dado por:

$$\begin{aligned} \dot{V}_q &= \dot{E}_s - \dot{V}_{PAC} = \\ &= (R_s + jX_s)(I \cos \varphi - jI \sin \varphi) \Rightarrow \\ \Rightarrow \dot{V}_q &= R_s I \cos \varphi + X_s I \sin \varphi + j(-R_s I \sin \varphi + X_s I \cos \varphi) \end{aligned} \quad (2.7)$$

O ângulo de carga ( $\delta$ ) entre os fasores  $\dot{E}_s$  e  $\dot{V}_{PAC}$  tem por tangente:

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{X_s I \cos \varphi - R_s I \sin \varphi}{V_{PAC} + R_s I \cos \varphi + X_s I \sin \varphi} \quad (2.8)$$

Na prática o ângulo  $\delta$  é muito pequeno tal que, com boa aproximação, considera-se o fasor  $\dot{E}_s$  igual a sua projeção no eixo horizontal, ou seja, a sua tangente igual a zero. Desta forma, de (2.7) e (2.8) obtém-se:

$$\dot{V}_q = \dot{E}_s - \dot{V}_{PAC} \cong R_s I \cos \varphi + X_s I \sin \varphi \quad (2.9)$$

Considerando a tensão do sistema  $\dot{E}_s$  fixa, as variações de queda de tensão na impedância do sistema  $\Delta V_q$ , causadas pelas variações de corrente da carga perturbadora, implicam em correspondentes variações no ponto de acoplamento comum  $\Delta V_{PAC}$ , isto é,

$$\Delta V_{PAC} = \Delta V_q \cong R_s \Delta(I \cos \varphi) + X_s \Delta(I \sin \varphi) \quad (2.10)$$

Para pequenas variações da tensão  $V_{PAC}$  pode-se escrever (desconsiderando os efeitos das variações de tensão nas correntes):

$$\Delta(I \cos \varphi) = \frac{\Delta P}{V_{PAC}}; \quad \Delta(I \sin \varphi) = \frac{\Delta Q}{V_{PAC}} \quad (2.11)$$

onde:  $\Delta P$  – variação de potência ativa solicitada pela carga;

$\Delta Q$  – variação de potência reativa solicitada pela carga.

Assim, de (2.10) e (2.11) tem-se:

$$\frac{\Delta V_{PAC}}{V_{PAC}} \cong \frac{R_s \Delta P + X_s \Delta Q}{V_{PAC}^2} \quad (2.12)$$

A expressão (2.12) relaciona, portanto, as variações relativas de tensão no PAC com a impedância do sistema às variações de potência da carga.

Nos casos em que a impedância do sistema é predominantemente reativa, isto é,  $X_s \gg R_s$  (usualmente em MT e AT) e considerando que as variações de potência da carga são principalmente reativas, tem-se que  $R_s \Delta P \ll X_s \Delta Q$ . Desta forma, de (2.12) tem-se:

$$\frac{\Delta V_{PAC}}{V_{PAC}} \cong \frac{X_S \Delta Q}{V_{PAC}^2} \quad (2.13)$$

Em condições normais de operação  $V_{PAC} \cong E_S$  (em pu), e (2.13) é reescrita como:

$$\frac{\Delta V_{PAC}}{V_{PAC}} \cong \frac{\Delta Q}{S_{CC}} \quad (2.14)$$

De onde se conclui que as flutuações de tensão no PAC serão tanto menores, quanto maior for o nível de curto-circuito do sistema e/ou menores forem as variações de potência. Em outras palavras, o fortalecimento do sistema supridor é por si só uma técnica para a atenuação das flutuações de tensão produzidas pelas carga variáveis, quando se percorre o caminho a jusante das mesmas.

A experiência com fornos a arco tem demonstrado que se a relação entre a potência nominal do forno pela potência de curto-circuito do sistema no PAC ( $S_{Forno}/S_{CC}$ ) for maior que 2%, a cintilação luminosa é bastante provável de ocorrer. A fig. 2.10 ilustra esta relação e a possibilidade de ocorrência do efeito de cintilação luminosa [42].

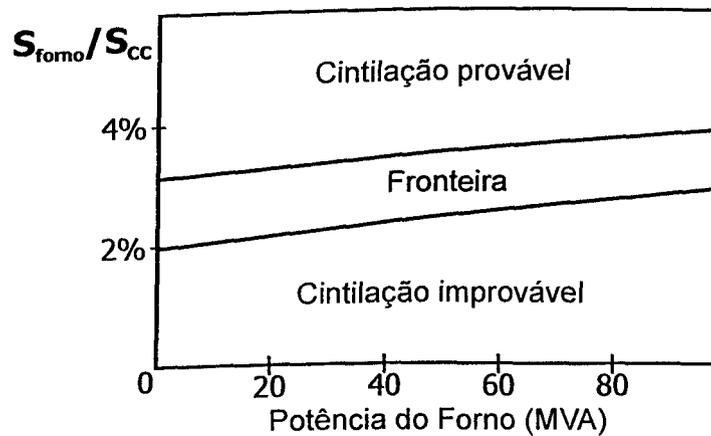


Fig. 2.10. Fornos elétricos: relação  $S_{Forno}/S_{CC}$  e cintilação luminosa [42].

Finalmente, a taxa de variação de corrente ( $di/dt$ ) é também um fator determinante na queda de tensão em indutâncias série das redes elétricas e, por conseguinte, na amplitude das flutuações, tendo grande importância quando do uso de conversores eletrônicos que operam através do chaveamento de corrente.

### 2.3.4 – Causadores

#### 2.3.4.1 – Fornos a Arco Elétrico (FAEs)

O FAE, também conhecido por reator metalúrgico, surgiu no começo do século XX, mais precisamente no ano de 1904, concebido pelo francês Héroult. Estes fornos são largamente utilizados nas instalações industriais, destinados à fusão do ferro, aço, cobre, latão e outras ligas metálicas, através da aplicação das propriedades do arco elétrico, dentro de uma cuba termicamente isolada por material refratário [21], [43], [44].

Constituem a fonte mais expressiva de flutuação de tensão no sistema de potência, embora, por outro lado, sejam economicamente atrativos para as companhias de energia devido a seu alto fator de utilização. Somado a isto, salienta-se, que outra vantagem de seu uso é o fato da poluição do ar provocada ser mais facilmente controlada, quando comparada com outras concepções de fornos [9].

Estes equipamentos são eletricamente muito instáveis, causando diversas perturbações no PAC, tais como: flutuações de tensão, tensões e correntes harmônicas e interharmônicas, desequilíbrio e sobretensões transitórias.

Os FAEs podem ser classificados segundo a tensão de alimentação do arco como sendo do tipo CA e CC. A título informativo, em [45] é apresentada uma comparação entre estes dois tipos, tendo em vista a geração de harmônicos, oscilações de tensão, etc.

#### A) Fornos a Arco CA

As flutuações de tensão causadas por estes equipamentos apresentam um espectro na faixa de 0,5 a 30 Hz. Os distúrbios elétricos advêm de correntes variáveis que fluem pelas impedâncias em série da rede de alimentação e transformadores, principalmente em consequência de alterações de potência reativa, a qual varia muito mais rapidamente que a potência ativa [12], [42], [46], [47]. A severidade dos distúrbios depende de fatores tais como:

- capacidade do forno (em toneladas) e potência, que pode chegar a 200 MVA;
- quantidade e características físico-químicas do material a ser derretido;
- ciclo de operação (fusão, recarga ou refino);
- nível de curto-circuito do barramento e impedâncias até o forno.

A fig. 2.11(a) apresenta uma configuração típica de ligação de um forno a arco CA em uma indústria de processamento de aço, enquanto que em 2.11(b), tem-se uma foto ilustrativa de um forno em funcionamento. Como exemplo das perturbações produzidas por estas cargas a fig. 2.11(c) mostra o perfil trifásico das tensões fase-neutro no barramento de 138 kV do alimentador geral de uma indústria siderúrgica [48].

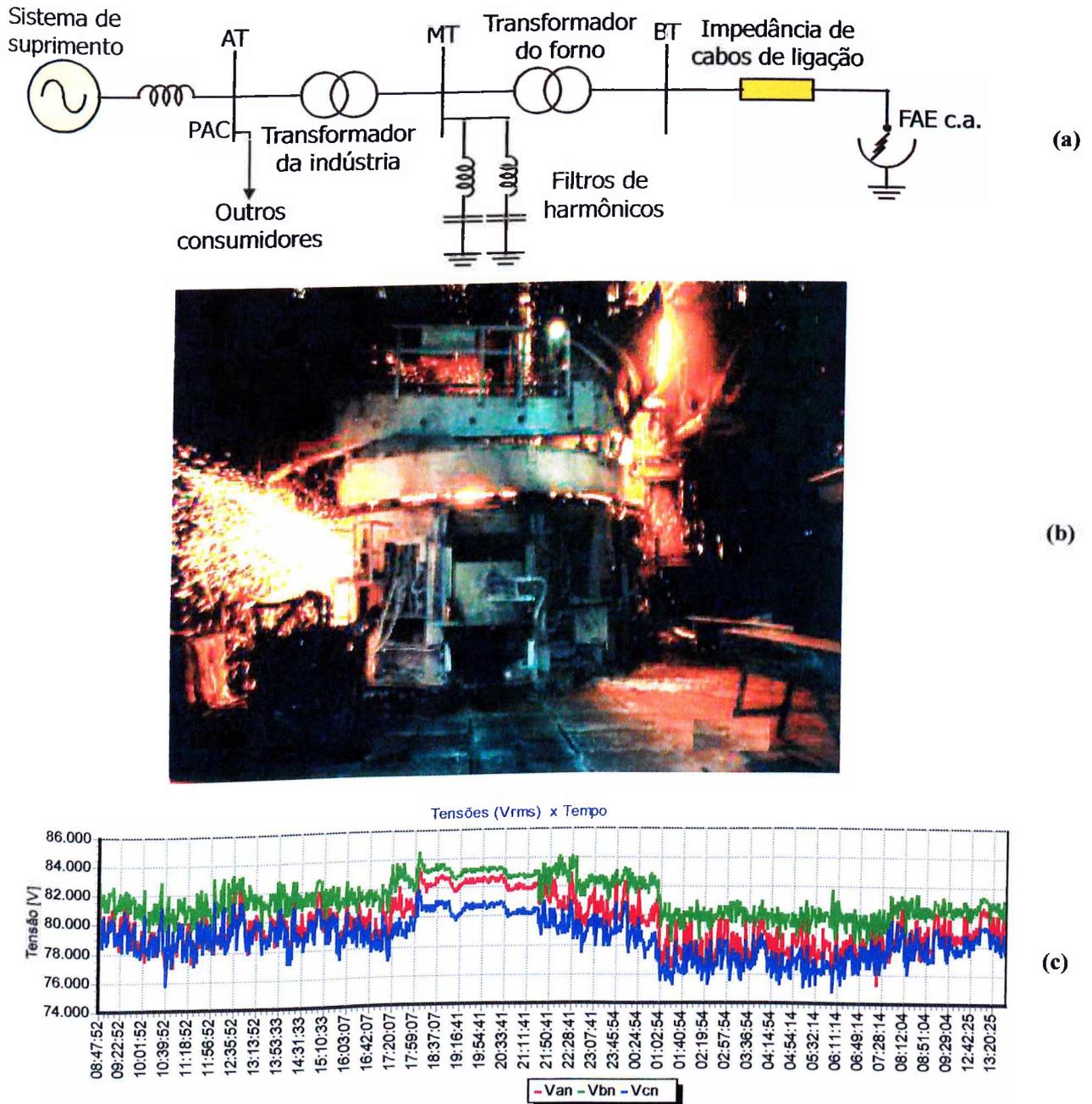


Fig. 2.11. Forno a Arco Elétrico CA: (a) configuração típica; (b) foto ilustrando um FAE CA; (c) tensões fase-neutro do alimentador geral (138 kV) de uma indústria siderúrgica.

## B) Fornos a Arco CC

De acordo com a literatura internacional, a utilização de fornos a arco CC tem crescido recentemente (o primeiro foi ligado na Alemanha em 1982), chegando a potência de uma única unidade ultrapassar a casa dos 200 MW [9].

Isto se deve a vantagens, sobressaindo-se a melhoria de estabilidade do arco elétrico, a qual leva à redução do consumo de eletrodos, de material refratário, de energia elétrica e à níveis de flutuação de tensão mais brandos (da ordem de metade ou menos) em relação aos fornos CA com potência equiparável. Não obstante, apresentam as seguintes desvantagens em relação aos fornos CA: alto custo inicial, forte produção de poluição harmônica, alta sensibilidade do arco à campos magnéticos produzidos pelas correntes dos alimentadores e maior dificuldade para se extinguir o arco [21], [49].

Embora sejam menos perturbadores no tocante às variações de tensão, situações práticas têm demonstrado que o efeito *flicker* resultante da operação destes fornos não pode ser ignorado. As oscilações do valor eficaz da tensão de suprimento são oriundas tanto de variações do consumo de potência reativa como de tensões interharmônicas causadas pelo processo de operação do forno.

O arco elétrico destes equipamentos é gerado por uma tensão CC entre seus eletrodos, ajustada por um retificador controlado (tiristorizado), de forma que a corrente CC do arco se adapta a um determinado valor de referência. Tipicamente são utilizados dois a quatro conversores controlados em paralelo para a alimentação do forno. Correntes harmônicas características e não características bem como interharmônicas são geradas de forma aleatória pelos conversores devido ao desequilíbrio das tensões de alimentação e em razão das imprecisões nos sinais de controle e de disparo dos tiristores [50], [51]. A fig. 2.12 mostra o diagrama simplificado de um forno CC, constituído por dois retificadores controlados de 6 pulsos (configuração de 12 pulsos), destinados ao suprimento de potência para a fusão metálica.

A superposição de interharmônicas sobre frequências harmônicas em sua vizinhança, resulta em um efeito de modulação destas últimas, implicando desta forma, em variações do valor eficaz da tensão. A fig. 2.13(a) mostra a variação de corrente registrada em um barramento de 26,4 kV que alimenta um forno CC [50]. Neste caso, observou-se a existência de uma componente de corrente de maior frequência tendo sua fase variando em relação a componente fundamental da corrente (60 Hz). Nota-se que a distorção de corrente é diferente

em cada ciclo, pois é causada pela superposição de uma frequência não inteira da fundamental. A fig. 2.13(b) apresenta a forma de onda da tensão registrada na mesma barra, onde percebe-se uma variação da tensão a uma frequência próxima de 7 Hz. Esta variação é oriunda da superposição da frequência fundamental com a componente de tensão em 187 Hz.

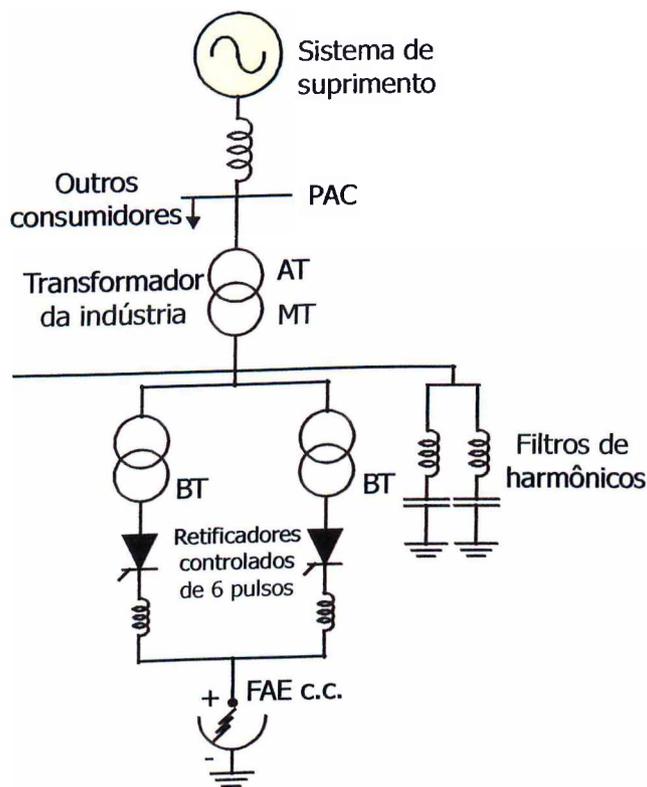
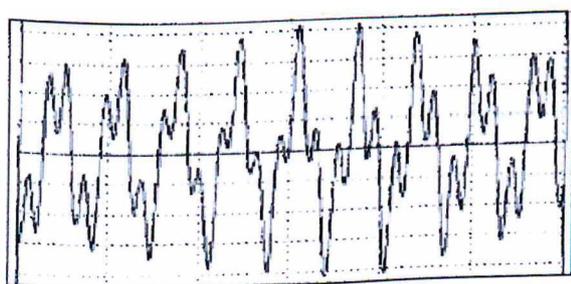
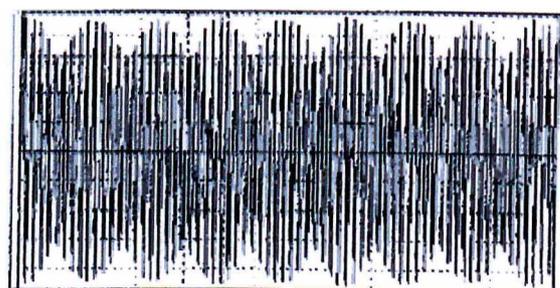


Fig. 2.12. Configuração típica de um Forno a Arco Elétrico CC.



(a)



(b)

Fig. 2.13. Registros do barramento de alimentação do forno CC [50]:

(a) variação de corrente; (b) flutuação de tensão resultante.

### C) Principais Fornos a Arco Elétrico no Brasil

A fim de se ter uma visão global a respeito da distribuição dos principais fornos a arco elétrico no Brasil, localizados em usinas siderúrgicas, têm-se a fig. 2.14 e a tabela 2.1, mostrando a localização geográfica e as principais características das usinas nacionais.



Fig. 2.14. Posição geográfica dos principais geradores de flutuações de tensão no Brasil.

*(A partir de dados fornecidos pelo GTE/QEE do ONS, 2002).*

\*Tabela 2.1 – Principais usinas siderúrgicas brasileiras.

Leg.	Localização da Usina Siderúrgica	Potência Aparente dos Fornos a Arco			Nível de Curto-circuito (MVA)	Tensão AT (kV)	Tensão BT (V)
		Forno 1 (MVA)	Forno 2 (MVA)	Forno 3 (MVA)			
1	Pindamonhangaba – SP	45	45	-	1562	138	127
2	Mogi das Cruzes – SP	38	-	-	7963	230	127
3	Piracicaba - SP	52	-	-	3222	138	127
4	Sumaré - SP	24	16	-	3774	138	127
5	Itaguaí – RJ	75	75	-	3421	138	127
6	Barra Mansa - RJ	36	36	13,2	3184	138	127
7	Juiz de Fora – MG	57,6	-	-	1085	138	127
8	Timóteo – MG	24	7,5	-	2724	230	127
9	Curitiba – PR	45	-	-	3181	230	127
10	Canoas – RS	25	25	-	3169	230	127
11	Charqueada – RS	44	-	-	2537	230	127
12	Simões Filho – BA	65	-	-	4126	230	127
13	Recife – PE	22	-	-	3622	230	220
14	Fortaleza – CE	13,5	-	-	903,5	69	220
15	Serra – ES	48	-	-	1037	138	127

\*Fonte: ONS – GTE/QEE, 2002.

### 2.3.4.2 – Máquinas Elétricas de Solda

Nas últimas décadas estas máquinas têm sido bastante empregadas na indústria, com o intuito de unir duas ou mais peças metálicas empregando a transformação controlada de energia elétrica em calor. Dentre os métodos de soldagem destacam-se a soldagem a arco e a resistência [9], [44].

A soldagem a arco tem como princípio geral o uso do calor produzido pelo arco voltaico que se estabelece entre um eletrodo apropriado e o elemento a ser soldado. Existem vários tipos destes soldadores, com funcionamento e características próprias, que podem levar à flutuações de tensão no barramento alimentador e nas circunvizinhanças [9].

A soldagem a resistência é efetuada pela circulação de elevadas correntes em baixas tensões, através da resistência de contato formada pelas superfícies das duas peças que serão unidas. O calor dissipado proporciona a fusão dos elementos metálicos. Nestas máquinas, um curto intervalo de carga pesada é seguido por operação sem carga, produzindo variações de tensão em degraus, correspondentes à entrada e saída da corrente de alimentação. Durante a soldagem, ocorre um largo consumo de energia reativa, o que pode também resultar em

flutuações de tensão e outros distúrbios, tais como: diminuição do fator de potência da instalação; carregamento assimétrico, no caso de soldadores monofásicos; grandes picos de corrente durante a soldagem; geração de correntes harmônicas; interferência eletromagnética.

A fig. 2.15(a) mostra um arranjo típico de uma máquina de solda a resistência baseada em um circuito a tiristor. O controle “grosso” de calor é obtido pela seleção de *taps* de um transformador abaixador e o controle “fino” pela variação de seu ângulo de disparo. A fig. 2.15(b) ilustra a forma de onda típica da corrente no início do período de aquecimento. Este período pode ser da ordem de 8 ciclos e chegar a 50 kA neste curto intervalo.

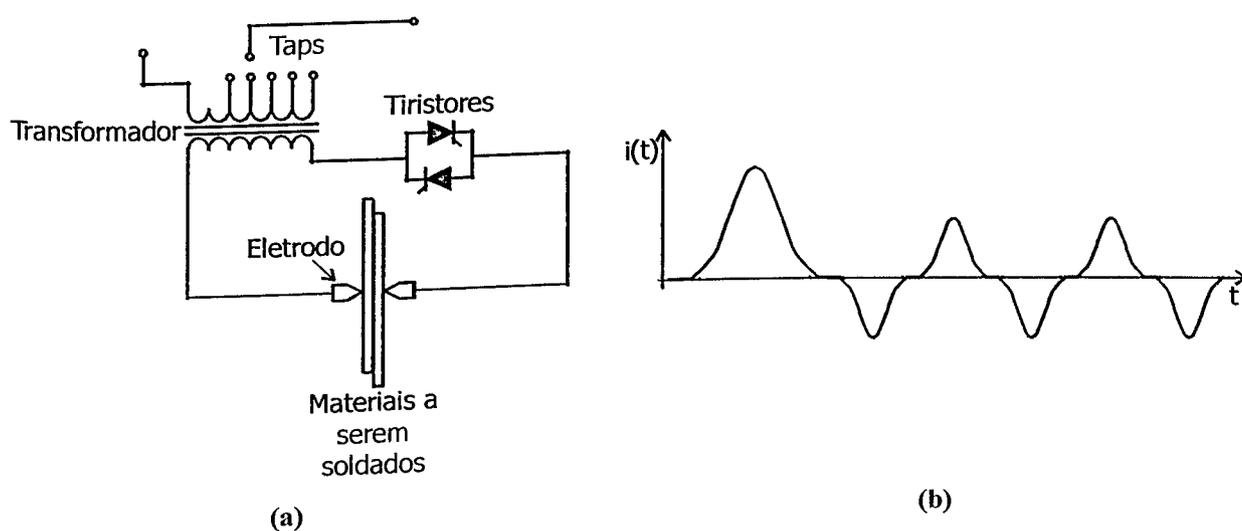


Fig. 2.15. Circuito simplificado de uma máquina de solda [44]:

(a) circuito a tiristores; (b) forma de onda típica da corrente no início do período de aquecimento.

Um outro arranjo de máquina de solda moderna tem o controle “grosso” da corrente realizado pela seleção de *taps* de um transformador, enquanto o ajuste “fino” é obtido por meio de conversores estáticos chaveando em alta frequência. Este equipamento pode também provocar flutuações de tensão no barramento alimentador [22].

### 2.3.4.3 – Laminadores Metálicos

Os laminadores são equipamentos empregados em processos siderúrgicos com o objetivo de transformar lingotes de aço, alumínio ou de outras ligas metálicas, provenientes do alto forno, em placas, chapas ou bobinas. Sua operação é caracterizada por uma movimentação do trem de laminação e o desbaste da peça, com tempos de processo definidos

e regulares. Daí a sua classificação como carga que gera flutuações repetitivas de tensão [44], [52].

A potência requerida por um laminador depende do tipo de material a ser laminado, do volume de material a ser deslocado em um dado tempo, da temperatura do metal durante a laminação e do tamanho do cilindro. A partir destes dados define-se o motor responsável pelo acionamento que pode vir a ser síncrono, de indução com velocidade constante ou ajustável ou de corrente contínua. Na maioria dos casos, os laminadores são formados por um conjunto de motores CC, alimentados por conversores CA/CC, que movimentam o trem de laminação. As variações de conjugado dos motores, exigidas para a laminação de lingotes metálicos, produzem flutuações de tensão na rede CA. A fig. 2.16 apresenta a ligação de um laminador à rede elétrica [52].

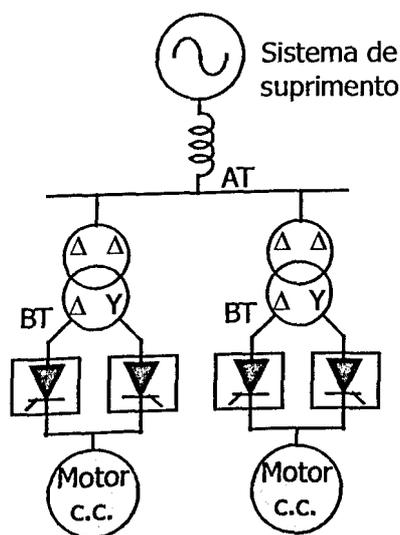


Fig. 2.16. Ligação de um laminador ao sistema elétrico.

A solicitação de potências ativa e reativa variáveis por parte deste tipo de laminador leva a grandes variações de corrente elétrica que acarretam flutuações de tensão. Além disso, o uso de retificadores tiristorizados para o acionamento dos motores CC produzem correntes harmônicas características e não características na rede CA

A fig. 2.17 mostra o comportamento do valor eficaz da tensão no barramento supridor de um laminador, durante um período de 5 segundos [53].

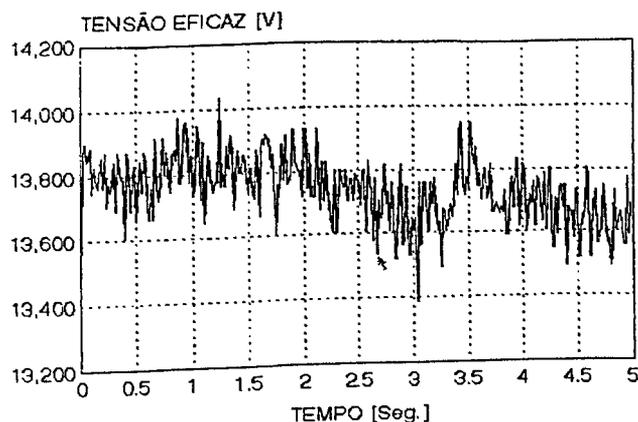


Fig. 2.17. Variação de tensão no barramento de um laminador em um ciclo de operação [53].

#### 2.3.4.4 – Motores de Indução

Substanciais variações de tensão podem também ocorrer devido à partida de grandes motores. No caso das partidas isoladas ou infreqüentes, devido a antigas definições, ainda encontra-se a consideração errônea, de que as variações resultantes constituem flutuações de tensão. Por outro lado, as partidas múltiplas e aleatórias, e as aplicações como em britadores, serras, compressores, bombas, refrigeradores, guindastes, martelos mecânicos, etc., podem dar origem à flutuações de tensão devido ao aumento da freqüência dos fenômenos envolvidos, isto é, variações bruscas de corrente, causando quedas de tensão [9].

Vale lembrar que existem maneiras de prevenir ou atenuar os impactos causados pela partida ou funcionamento dos motores. A exemplo disso pode-se citar o fortalecimento do barramento de alimentação (aumento da bitola de cabos ou diminuição de comprimentos), o uso de motores com tensão nominal mais elevada (solicitam menor corrente) e a partida indireta através de auto-transformador, chave estrela-triângulo, conversor de freqüência ou do dispositivo conhecido como *soft-starter*.

#### 2.3.4.5 – Geradores Eólicos

Os geradores eólicos são também causadores de flutuação de tensão em consequência do caráter flutuante de sua potência de saída, observado nas parcelas ativa e reativa [54], [55].

A referência [54] apresenta um estudo a respeito destes equipamentos, considerando o sistema elétrico representado pelo seu equivalente de Thévenin no ponto de acoplamento com

um gerador eólico, conforme ilustra a fig. 2.18. De um modo geral os fatores influentes na geração das flutuações de tensão são:

- modo de operação do equipamento: com velocidade constante ou variável;
- potência de curto-circuito do sistema elétrico no PAC;
- comportamento aleatório do vento e efeito aerodinâmico periódico devido a torre de sustentação, diminuindo o conjugado de cada palheta quando esta passa em frente a torre;
- tipo das cargas alimentadas pelo sistema: estáticas ou dinâmicas.

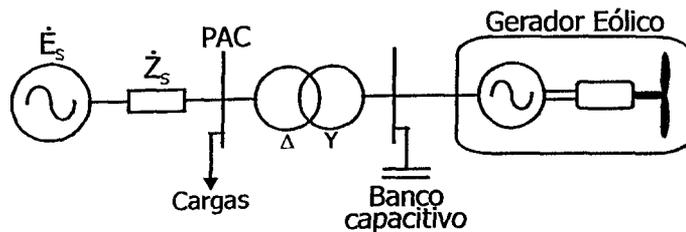


Fig. 2.18. Conexão do gerador eólico.

A fig. 2.19 ilustra a variação de tensão eficaz nas modalidades de funcionamento à velocidade constante e variável em um barramento de MT (PAC da fig. 2.18).

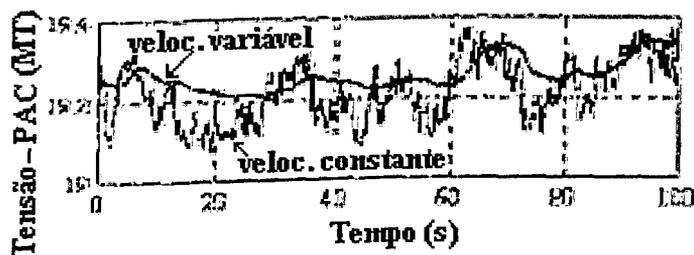


Fig. 2.19. Oscilação de tensão devido a operação de gerador eólico [54].

### 2.3.4.6 – Cargas Residenciais e Comerciais

Em geral, cargas elétricas de pequena potência, mas que trabalham com repetidos chaveamentos ou outras formas periódicas de variação da potência solicitada, são geradoras do efeito de cintilação.

É muito comum em instalações residenciais e comerciais a ocorrência de oscilação luminosa em lâmpadas incandescentes e fluorescentes quando da energização de chuveiros, geladeiras, aparelhos de ar-condicionado, ferramentas portáteis, aquecedores, fotocopiadoras, etc., [11], [36], [57], [58]. Contudo, por serem de pequena potência, estas cargas implicam em

menores oscilações de tensão e de caráter localizado, sendo mais suscetíveis os consumidores alimentados por instalações com baixo nível de curto-circuito. Não obstante, existe uma preocupação com estes equipamentos no tocante a estes fenômenos, como denota a IEC 61000-3-3 [56]. É interessante salientar que um equipamento que produz variações de tensão em uma instalação elétrica, pode gerar um efeito reduzido ou imperceptível em outra, devido ao simples fato da impedância desta última ser menor.

### 2.3.4.7 – Outros

Como outros exemplos, mais específicos, pode-se citar as ferrovias eletrificadas [52]; as cargas pulsantes de alta potência como aceleradores de partículas e experimentos a *laser* [59]; entrada de banco de capacitores, fornos a resistência, entrada e saída de cargas elétricas de porte considerável conectadas em sistemas de distribuição de baixa tensão, como grandes caldeiras elétricas [21]; aparelhos de raio-X; tomógrafos; aparelhos de ressonância nuclear magnética; aplicações com robôs; geradores de energia [9] e outros.

## 2.4 – Cintilação Luminosa

### 2.4.1 – Definições e Características Básicas

Quando os sistemas em baixa tensão são alimentados por tensões flutuantes, as variadas lâmpadas conectadas, podem apresentar correspondentes flutuações na emissão de luz. Pequenas variações relativas de tensão em determinadas frequências, conduzem à variações luminosas percebidas pelo sistema visual humano, causando a sensação de que a luz ambiente, produzida pela lâmpada, está cintilando ou tremeluzindo. Esta sensação fisiológica é definida como cintilação luminosa (*flicker*) [6], [21]. A intensidade deste efeito pode variar desde uma simples percepção a uma situação de incômodo, desconforto ou irritação visual. Ligado a isto, há um outro aspecto da cintilação luminosa, que é a perturbação de natureza psicológica, a qual pode ser agravada pela repetição do processo, uma vez que o cérebro relembra uma variação luminosa anterior e a relaciona com a seguinte. Ademais, níveis mais fortes de cintilação podem prejudicar em especial pessoas propensas à epilepsia [11], [21].

As variações luminosas podem ser causadas por todos os tipos de flutuações de tensão apresentados anteriormente. Em particular, contudo, o olho humano apresenta um alto grau de

sensibilidade na faixa de frequências de 8 a 10 Hz. Por exemplo, oscilações luminosas de uma lâmpada incandescente, provocadas por variações do valor eficaz da tensão da ordem de 0,3% em torno de 9 Hz, são capazes de provocar irritação.

Os conhecimentos adquiridos em campo ao longo de vários anos, bem como as diversas pesquisas conduzidas têm demonstrado que a cintilação luminosa depende de diversos fatores, os quais são resumidos a seguir [6], [21], [60]:

- *magnitude das variações de tensão*: que se reflete diretamente sobre a intensidade das oscilações luminosas;
- *frequência*: as lâmpadas possuem basicamente duas propriedades que dependem da frequência das variações de tensão, quais sejam: inércia térmica e *fator de ganho*, sendo este último definido como a grandeza que exprime a razão entre a variação luminosa relativa pela variação de tensão relativa. Adicionalmente, como mencionado acima, a sensibilidade do olho humano depende da frequência da oscilação luminosa, a qual é diretamente dependente da frequência das flutuações de tensão. A cintilação é observada até determinadas frequências, a partir das quais, a fusão de imagens torna impossível detectá-las. O limite superior levando em conta a constante de tempo das lâmpadas incandescentes é de aproximadamente 35 Hz para variações de tensão menores que 10%;
- *forma de onda da flutuação de tensão*: variações de tensão abruptas implicam em transições mais bruscas do nível de luminosidade e causam um maior incômodo visual que as mais suaves;
- *lâmpada*: as diversas lâmpadas respondem de maneira diferente às flutuações de tensão, sendo em geral, as incandescentes mais sensíveis. Além dos estudos a respeito da sensibilidade destas lâmpadas, pesquisas atuais tem destacado também o efeito sobre as lâmpadas fluorescentes. Os mecanismos que regem a emissão de luz advinda destas lâmpadas diferem notavelmente. A luz emitida pelas lâmpadas incandescentes depende da temperatura do filamento, a qual depende diretamente da potência dissipada na lâmpada ou da tensão eficaz. Nas lâmpadas fluorescentes a luminosidade produzida é fortemente dependente da potência média dissipada na lâmpada, sendo esta última, correlacionada ao ângulo de ignição, conforme é descrito subseqüentemente;
- *indivíduo*: a cintilação afeta os indivíduos de maneira diferente. Por esta razão, a avaliação da cintilação luminosa é feita levando em conta a percepção média testada em várias pessoas;

- *luz ambiente ou de fundo*: observou-se que em ambientes pouco iluminados o efeito da cintilação é mais perceptível;
- *duração do distúrbio*: as ocorrências isoladas são menos problemáticas. Entretanto, do ponto de vista fisiológico, mesmo quando infreqüentes, a persistência dos estímulos visuais podem levar a uma sensação de desconforto devido a capacidade de memorização do cérebro. Esta sensação depende do tempo decorrido entre flutuações subseqüentes e da intensidade das mesmas;
- *outros*: direção da luz (a cintilação é mais dominante na visão lateral do que na frontal); quantidade de superfície iluminada; atividade que está sendo desenvolvida (ler e assistir televisão são exemplos de atividades críticas); cor de fundo e cor da fonte luminosa.

A título ilustrativo, a fig. 2.20 apresenta curvas representativas do limiar de percepção do olho humano quando se considera uma lâmpada incandescente de referência de 230 V / 60 W, sistema de 50 Hz, comparando flutuações com modulação senoidal e retangular, relacionadas à variação percentual da tensão e à freqüência da flutuação.

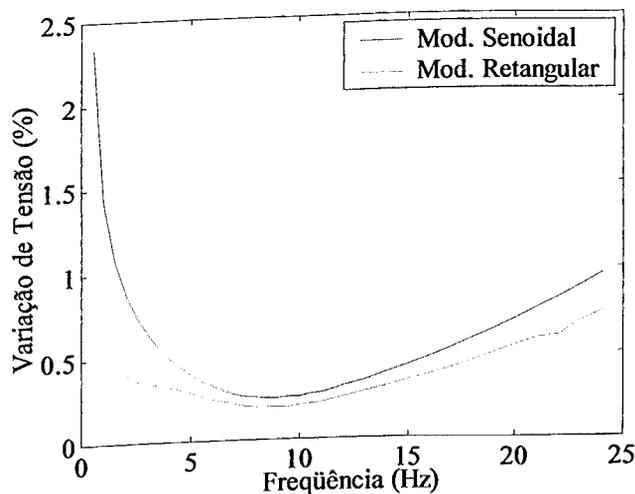


Fig. 2.20. Sensibilidade do olho humano para as flutuações senoidal e retangular [16].

As lâmpadas podem atenuar ou amplificar as variações luminosas decorrentes das oscilações de tensão, sendo este efeito traduzido pelo denominado Fator de Ganho [21]:

- nas lâmpadas incandescentes o Fator de Ganho diminui com o aumento da freqüência devido à inércia térmica do filamento. Uma vez que as lâmpadas de maior tensão nominal e/ou menor potência têm um filamento mais fino em relação as de menor tensão e/ou

maior potência, alterações luminosas mais abruptas ocorrem quando se utiliza as primeiras. Similarmente, quando as flutuações de tensão são suaves (por exemplo flutuações senoidais em comparação às retangulares), a cintilação é menos intensa. A medida que a frequência aumenta, a inércia térmica tende a mascarar o efeito destas diferenças de suavidade nas formas de onda (ver figura 2.20);

- as lâmpadas fluorescentes apresentam uma inércia térmica bem menor que as incandescentes e, conseqüentemente, respondem mais rapidamente. Enquanto as lâmpadas incandescentes de 120 V e 230 V apresentam constantes de tempo típicas de cerca de 28 ms e 19 ms respectivamente, as fluorescentes têm uma constante de tempo típica em torno de 5 ms. Assim sendo, as lâmpadas fluorescentes podem ser mais sensíveis, nos casos de distorção da tensão por componentes interharmônicas ou outros, como apresentado a seguir.

Na fig. 2.21 é ilustrada a resposta típica de uma lâmpada incandescente, onde o fluxo luminoso varia de forma não-linear a uma elevação da tensão (Fator de Ganho  $> 1$ ).

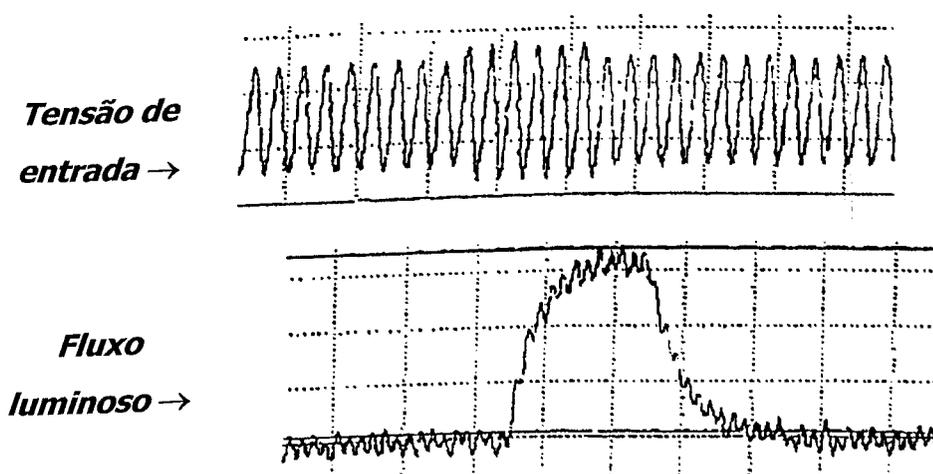


Fig. 2.21. Resposta de uma lâmpada incandescente à uma variação de tensão [22].

A fig. 2.22 ilustra a variação do Fator de Ganho em função da frequência, de uma lâmpada incandescente e uma fluorescente com reator eletrônico [20].

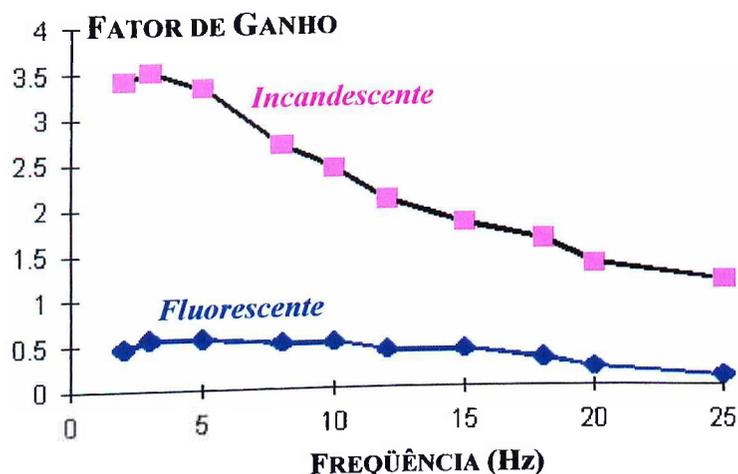


Fig. 2.22. Ilustração do Fator de Ganho de lâmpadas incandescente e fluorescente [20].

## 2.4.2 – Outros Causadores de Cintilação Luminosa

### 2.4.2.1 – Tensões Interharmônicas

As componentes interharmônicas de um sinal de tensão distorcido, são aquelas cujas frequências são múltiplas não inteiras da frequência fundamental. Estas componentes se apresentam no sinal de tensão devido, por exemplo, à operação de fornos a arco elétrico CA e CC, compensadores de energia reativa em série ou paralelo, pontes retificadoras tiristorizadas de alta potência, transições súbitas da corrente de carga de laminadores metálicos, transformadores fortemente saturados, transitórios gerados por consumidores industriais e funcionamento de conversores de frequência [21], [61], [62].

Em determinadas circunstâncias, interharmônicas superpostas ao sinal de tensão fundamental alimentando lâmpadas podem produzir fluxos luminosos oscilantes e, por conseguinte, causar cintilação luminosa. Este fenômeno pode ser observado tanto nas lâmpadas incandescentes quanto nas fluorescentes embora os mecanismos de emissão de luz, a faixa de frequência e as magnitudes envolvidos sejam bem diferentes entre estes dois tipos de lâmpadas.

### A) Nas Lâmpadas Incandescentes

A luz emitida pelas lâmpadas incandescentes depende da temperatura do filamento (efeito Joule), a qual é relacionada à potência dissipada na lâmpada ou à tensão eficaz aplicada.

Para um sinal de tensão senoidal, a potência elétrica instantânea dissipada na lâmpada (considerando a sua resistência  $R$  constante) é composta por uma componente média em regime permanente, e por uma dupla frequência da fundamental cujo fluxo luminoso associado é imperceptível ao olho humano, conforme expressa (2.15).

$$p(t) = \frac{[v(t)]^2}{R} = \frac{[V_p \cos(\omega_p t)]^2}{R} \Rightarrow \quad (2.15)$$

$$p(t) = \frac{V_p^2}{2R} [1 + \cos(2\omega_p t)] = \frac{V_{eficaz}^2}{R} [1 + \cos(2\omega_p t)]$$

Seja agora a situação onde uma componente interharmônica está presente no sinal de tensão como expressa (2.16).

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + V_i \cos(\omega_i t) \quad (2.16)$$

onde:  $V_i$  – valor máximo da componente interharmônica.

$\omega_i = 2\pi f_i$  – frequência da interharmônica.

A potência elétrica instantânea é constituída pelos termos mostrados em (2.17).

$$p(t) = \frac{[v(t)]^2}{R} = \frac{1}{R} \left\{ \frac{V_p^2}{2} [1 + \cos(2\omega_p t)] + V_p V_i \{ \cos[(\omega_p - \omega_i)t] + \cos[(\omega_p + \omega_i)t] \} + \frac{V_i^2}{2} [1 + \cos(2\omega_i t)] \right\} \quad (2.17)$$

Neste caso, a potência elétrica e o fluxo luminoso contêm além do termo oscilante em dupla frequência da fundamental  $2\omega_p$ , termos com frequência em torno da fundamental ( $\omega_p - \omega_i$ ) e ( $\omega_p + \omega_i$ ), e tanto a potência como o fluxo luminoso são modulados em amplitude pelos mesmos. Na prática as amplitudes das interharmônicas são bem menores que a da fundamental e o termo com frequência  $2\omega_i$  tem menor influência. Os outros termos são

constantes e obviamente não causam variação luminosa. A frequência de modulação,  $f_M$ , relacionada a este processo é expressa por [61]:

$$f_M = |f_p - f_i| \quad (2.18)$$

Conforme posto em [21] e [61], as oscilações do valor eficaz da tensão são mais influenciadas quando  $f_i \leq 2 f_p$ , em particular em torno de  $f_p$  na faixa  $f_i \leq f_p \pm 15$  Hz. A cintilação luminosa pode ocorrer conforme as intensidades das componentes sejam apreciáveis e caso a frequência de modulação esteja na faixa perceptível do olho humano, isto é, para  $f_M < 35$  Hz. Por exemplo em sistema com  $f_p = 60$  Hz, a frequência interharmônica deve estar na faixa  $25 < f_i < 95$  Hz. A fim de ilustrar o comportamento da tensão eficaz com a frequência da interharmônica, as figs. 2.23(a) e (b) mostram  $v(t)$  e  $V_{\text{eficaz}}(t)$  (calculada a cada meio ciclo) devido à superposição de uma interharmônica de 55 Hz, 2% de amplitude em relação à fundamental (60 Hz). As figs. 2.23(c) e (d) apresentam a influência de uma interharmônica de mesma magnitude, porém, com frequência de 40 Hz.

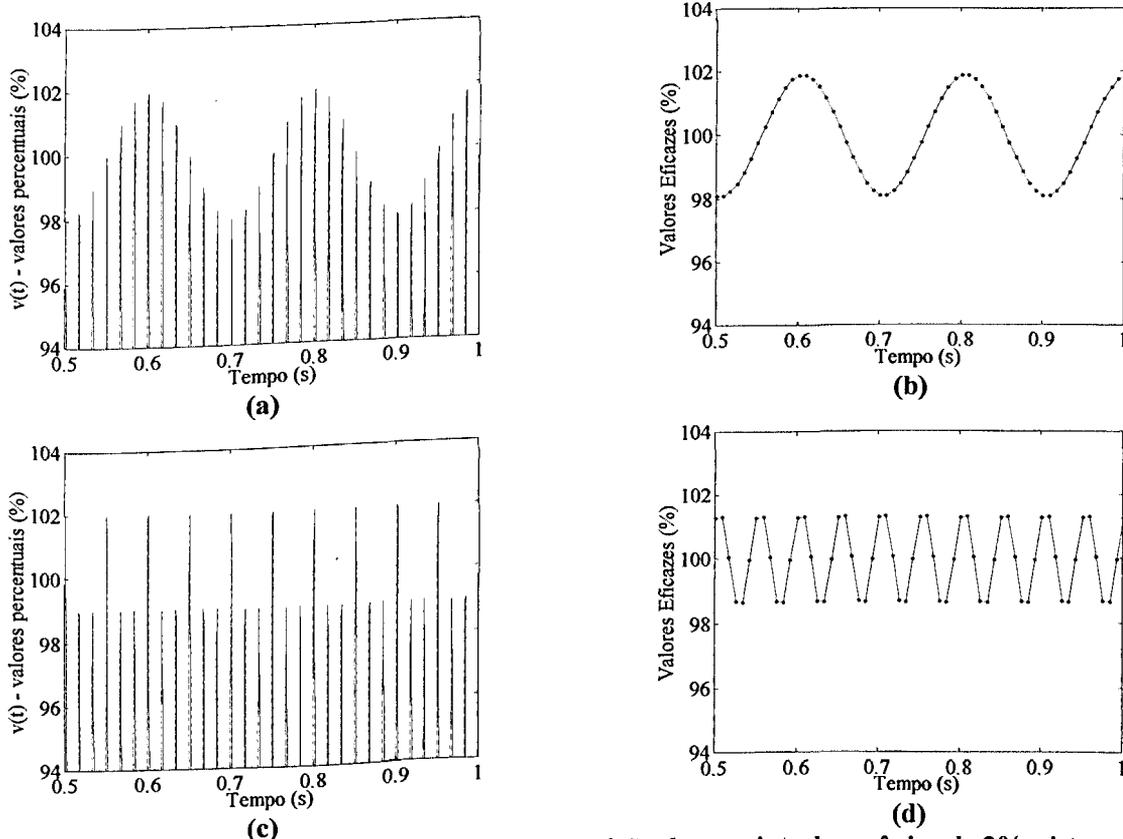


Fig. 2.23 – Flutuação de tensão causada pela superposição de uma interharmônica de 2%, sistema 60 Hz.  $f_i = 55$  Hz: (a)  $v(t)$  – percentual em relação ao nominal. (b)  $V_{\text{eficaz}}(t)$  – percentual em relação ao nominal.  $f_i = 40$  Hz: (c)  $v(t)$  – percentual em relação ao nominal. (d)  $V_{\text{eficaz}}(t)$  – percentual em relação ao nominal.

De acordo com o exposto, observa-se no segundo caso (fig. 2.23(d),  $f_M = 20$  Hz) uma menor variação de  $V_{\text{eficaz}}(t)$  em relação ao primeiro (fig. 2.23(c),  $f_M = 5$  Hz).

De forma geral, quando o espectro da tensão contém duas ou mais componentes cuja diferença entre frequências é menor que 35 Hz, poderá ocorrer a cintilação luminosa conforme forem as magnitudes das componentes envolvidas. Por exemplo, em um sistema de 60 Hz, a combinação da terceira harmônica 180 Hz e uma interharmônica de 170 Hz, pode produzir a cintilação luminosa com uma frequência de 10 Hz [21].

Deve-se ainda ressaltar que em muitas situações, onde componentes de maiores frequências interharmônicas estão presentes, o fenômeno analisado não causaria cintilação luminosa apreciável em lâmpadas incandescentes, embora, pudesse ser relevante em outras lâmpadas, como nas fluorescentes, conforme é mostrado a seguir. Nestes casos, embora o efeito de cintilação possa manifestar-se com a lâmpada fluorescente, o medidor UIE/IEC poderá indicar que o mesmo é inexistente. No Capítulo III, onde é considerada a implementação computacional do referido medidor, estas questões serão analisadas com maiores detalhes.

Outrossim, a resposta de medidores práticos já fabricados, submetido a tensões com distorções harmônicas e interharmônicas, pode variar conforme for a implementação considerada pelo fabricante. Isto pode ocorrer devido à falta de especificações precisas na IEC 60868 de 1986, quanto à resposta em frequência do Bloco 1, o qual pode atenuar estas componentes de formas diferentes [21].

### B) Nas Lâmpadas Fluorescentes

As lâmpadas fluorescentes pertencem à família das lâmpadas de descarga em gases e vapores. A luz produzida por estas lâmpadas provém, basicamente, da conversão de energia elétrica em energia cinética, movimentando elétrons e íons no interior de um tubo, permitindo a liberação de energia radiante (principalmente no espectro ultravioleta). Esta radiação é filtrada por uma camada fosforosa depositada no tubo, transformando-se em luz visível.

A luz emitida pela lâmpada fluorescente depende notadamente da potência média,  $\bar{P}$ , dissipada neste dispositivo. Esta potência está relacionada ao ângulo de ignição,  $\gamma$ , por sua vez associado à geometria da lâmpada e às propriedades físicas do plasma. O ângulo  $\gamma$  representa

o atraso necessário para a tensão de suprimento  $v(t)$ , após o cruzamento por zero, alcançar a tensão de arco,  $v_a(t)$ , conforme ilustra a fig. 2.24 [39], [60].

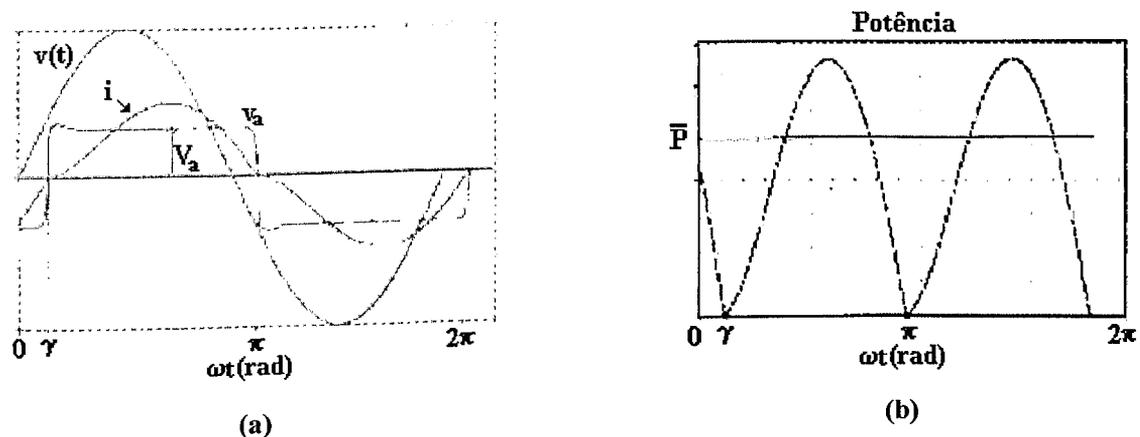


Fig. 2.24. Lâmpada fluorescente – dependência da potência  $\bar{P}$  com o ângulo de ignição  $\gamma$  [39]:

(a) ilustração do ângulo de ignição  $\gamma$ . (b) potência dissipada.

Qualquer fator que cause a variação ou flutuação do ângulo de ignição, a exemplo das tensões distorcidas por interharmônicos, leva a uma flutuação da potência da lâmpada gerando, em consequência, o efeito de cintilação luminosa que pode chegar a níveis intoleráveis. Embora não tenha sido mencionado no item anterior, ao observar-se de maneira mais íntima um sinal de tensão distorcido por interharmônicas, nota-se que há uma mudança de sua forma de onda de um ciclo para outro. Para exemplificar este fato considera-se a tensão  $v(t)$  dada por:

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + V_h \cos(h\omega_p t) + V_i \cos(\omega_i t) \quad (2.19)$$

A fig. 2.25 exemplifica a forma de onda da tensão  $v(t)$ , sendo  $h = 3$ ,  $f_i = 185$  Hz e  $V_h = V_i = 15\%$  (valores exagerados para melhor visualização), ilustrando a sua variação de um ciclo para outro. Vale lembrar que um fato semelhante havia sido mencionado anteriormente, quando se apresentou o caso real de forno a arco CC de uma instalação industrial [50], ver fig. 2.13.

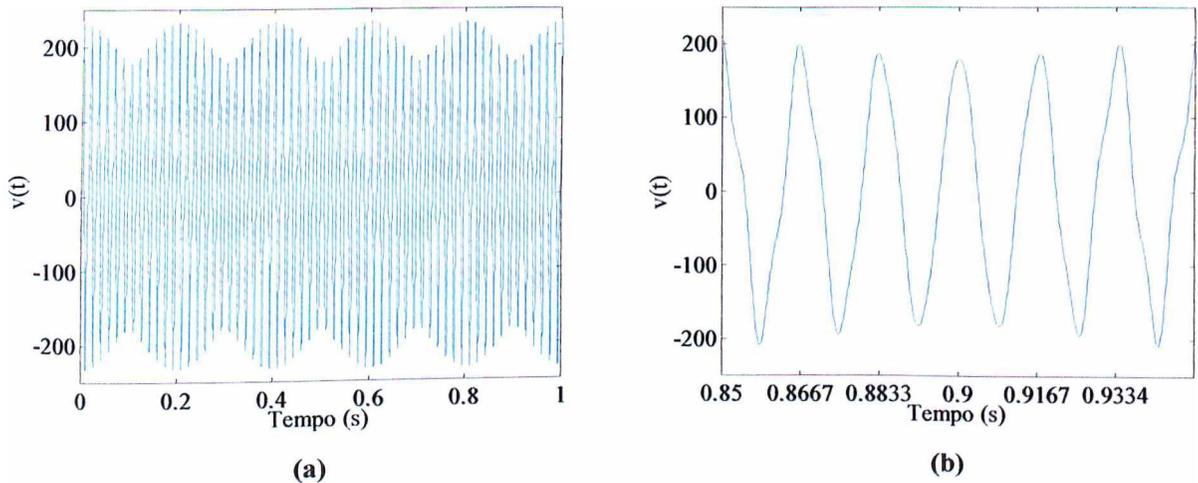


Fig. 2.25. Forma de onda de  $v(t)$ : (a) presença de uma interharmônica de 185 Hz, 15% da fundamental. (b) *zoom* (6 ciclos) mostrando a mudança da forma de onda de um ciclo para outro.

O fenômeno ilustrado na fig. 2.25, faz com que o ângulo de ignição se altere constantemente, podendo causar cintilação luminosa nas lâmpadas fluorescentes. A frequência de modulação do fluxo luminoso associada é dada por [21], [60]:

$$f_M = |f_i \text{MOD}(2f_p) - f_p| \quad (2.20)$$

onde: “MOD” é a função “Módulo” que retorna o resto da divisão entre  $f_i$  e  $2f_p$ .

Como posto em [60], a luz emitida pelas lâmpadas fluorescentes pode cintilar devido a presença de componentes interharmônicas com frequências acima de  $2f_p$ , embora, o limiar de percepção aumente para frequências maiores, o que depende das características da lâmpada e de seu reator.

Evidentemente, a presença de componentes harmônicas (frequências múltiplas da fundamental) de magnitude constante no sinal de tensão não causaria variações no valor eficaz da tensão e nem, tampouco, na forma de onda de um ciclo para outro. Portanto, não ocorreria a cintilação luminosa nesta situação. No entanto, a sua variação em amplitude pode dar origem à cintilação como considerado a seguir.

2.4.2.2 – Harmônicas de Amplitude Variável

Componentes harmônicas de tensão cujos níveis são variáveis no tempo podem ser representadas por uma modulação em amplitude, caracterizando o fenômeno denominado por modulação harmônica, o qual, com efeito, pode também provocar a cintilação luminosa, mesmo quando são respeitados os limites referentes a distorção harmônica.

Como exemplo de cargas que produzem este fenômeno têm-se os conversores com controle de ângulo de fase os quais produzem correntes harmônicas cujos níveis se alteram em função das variações dos ângulos de disparo e, assim, as variações de tensão produzidas apresentam um comportamento semelhante.

Em [41], onde é apresentada uma análise detalhada sobre este assunto, considera-se a equação (2.21) como descrevendo este fenômeno de maneira simplificada porém suficiente para a representação de casos práticos. Nota-se que a componente fundamental tem valor eficaz constante.

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t + \theta_p) + \left[ \sum_h V_h \cos(\omega_h t + \theta_h) \right] \cdot [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (2.21)$$

A fig. 2.26(a) apresenta de forma qualitativa uma flutuação de tensão causada pela modulação em 10 Hz da quinta harmônica (300 Hz), sistema de 60 Hz. Analogamente à modulação da componente fundamental, o fenômeno pode ser descrito, no domínio da frequência, como uma superposição de duas interharmônicas em torno da componente de 300 Hz (290 e 310 Hz), conforme mostra a fig. 2.26(b).

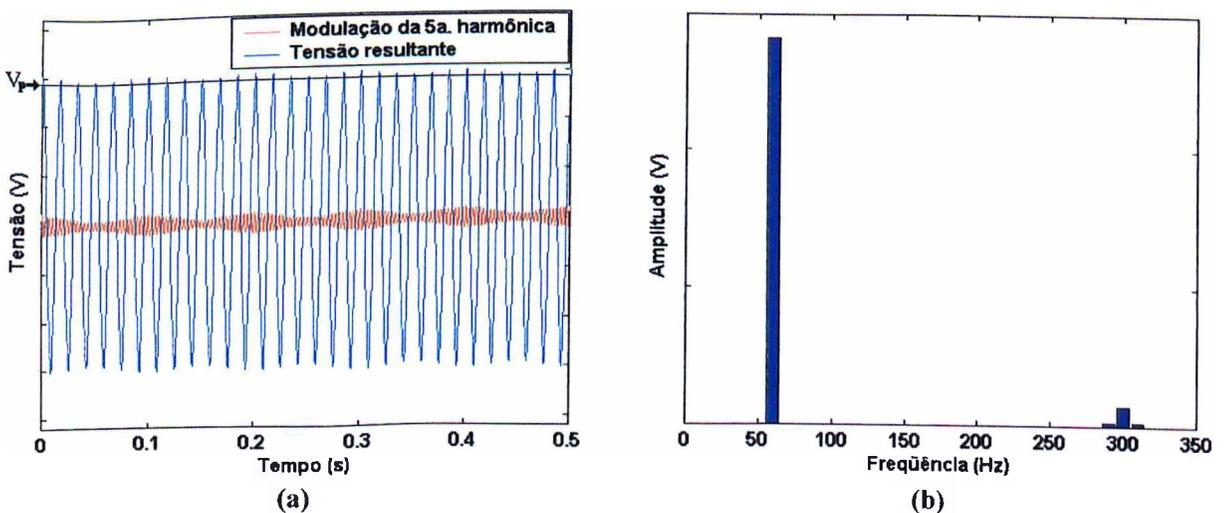


Fig. 2.26. Modulação da quinta harmônica: (a) variação da tensão no tempo; (b) espectro em frequência.

No próximo Capítulo será analisada a resposta do medidor de cintilação UIE/IEC quando uma tensão com este tipo de modulação é aplicada à sua entrada.

Vale mencionar a ação amplificadora no efeito de cintilação luminosa, causada pelos dispositivos conhecidos como *dimmers*. Conforme é posto em [8] e em [65], a variação da tensão eficaz neste caso depende tanto da magnitude  $\Delta V$ , quanto da alteração do ângulo de disparo promovida pelo semicondutor interno ao dispositivo. A amplificação da cintilação luminosa pode chegar a um fator igual a dois.

Finalmente, em [7], [8], [20] é citado que o deslocamento do ângulo de fase de componentes harmônicas é também um fenômeno causador do efeito de cintilação em lâmpadas fluorescentes, o qual, assim como quando originado pelas interharmônicas, pode ocorrer longe do agente gerador do distúrbio.

## 2.5 – Medição da Cintilação Luminosa

Os métodos mais difundidos para a medição/avaliação da cintilação luminosa são:

- Método Britânico ou do  $V_{fg}$ ;
- Método Francês ou das Doses;
- Método Padrão ou Internacional (UIE/IEC);
- Norte Americano;
- Método Alemão, Japonês e outros.

Dentre estes métodos destacam-se o Britânico, o Francês e o Padrão, sendo este último, o mais atual e com tendência de aceitação mundial [7], [20], [21]. Este método encontra-se em vigência no Brasil, conforme consta na documentação elaborada pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) [5].

Estes três métodos são descritos a seguir, dando-se ênfase ao Método Padrão. Vale ressaltar a existência de alguns fundamentos em comum entre os mesmos, quais sejam [6], [43]:

- a lâmpada incandescente é adotada como referência para a quantificação do efeito de cintilação luminosa;
- os procedimentos se baseiam no princípio de modulação de sinais;

- os métodos Britânico e Padrão empregam tratamento estatístico a determinados sinais, considerando desta forma, o caráter aleatório das flutuações de tensão;
- os métodos Francês e Padrão levam em conta as frequências existentes em um sinal modulante do sinal fundamental, as quais podem causar maior ou menor incômodo visual, caso estejam mais próximas ou mais afastadas da sensibilidade em frequência crítica do olho humano.

### 2.5.1 – Método Britânico

O Método Britânico foi estabelecido em abril de 1960 pela “*Electrical Research Association*” (ERA), para todas as concessionárias da Grã-Bretanha. A ERA propôs uma metodologia para a análise e determinação da cintilação, através do documento “*Engineering Recommendations*” P-7/1, que estabelecia limites máximos para as perturbações no sistema elétrico, provenientes da operação de fornos elétricos a arco. Em julho de 1970, o Conselho de Eletricidade Britânico publicou o documento “*Engineering Recommendations P-7/2*” [12], aprimorado em relação ao primeiro e que serviu de base para o estabelecimento do método no Brasil [43], [63]. Este método também conhecido como Inglês, teve origem a partir de diversos experimentos em laboratório, fundamentados na experiência de campo, no sentido de reproduzir o efeito de cintilação, contemplando vários fatores tais como:

- intensidade do fenômeno e tempo de exposição;
- idade, irritação das pessoas e reclamações de consumidores.

Esta metodologia se baseou no princípio da modulação do sinal, ou seja, o sinal fundamental é modulado por um sinal aleatório chamado de tensão de flutuação  $v_f$ , que produz o incômodo visual sobre o ser humano. A fig. 2.27(a) ilustra o comportamento do valor eficaz da tensão modulada, onde cada traço vertical representa sucessivos meio-ciclos. O sinal modulante  $v_f$  corresponde a envoltória de valores eficazes do sinal na frequência fundamental, e é tratado em separado, como mostra a fig. 2.27(b).

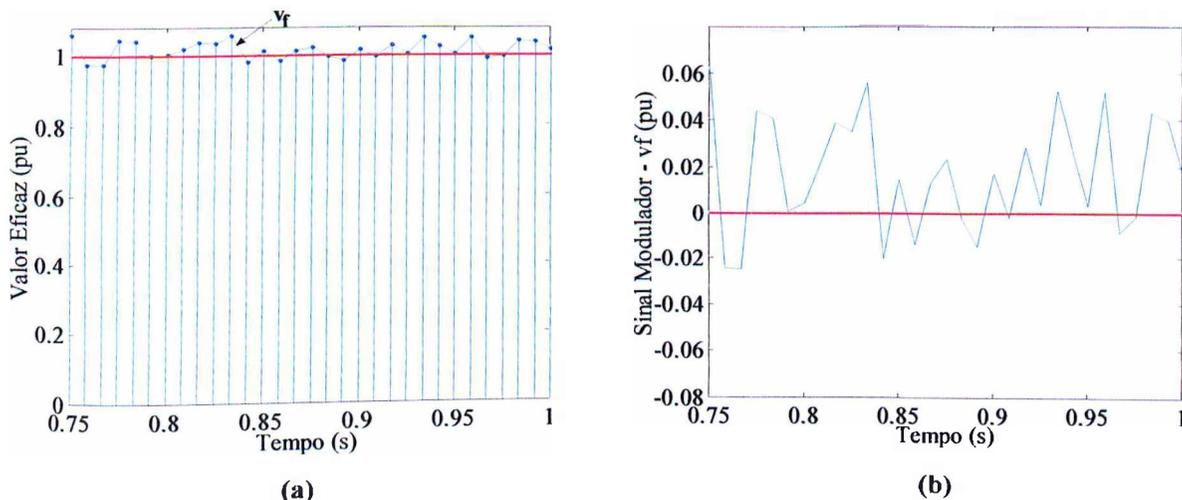


Fig. 2.27. Princípio da modulação do sinal de tensão fundamental (sistema 60 Hz).

(a) Valor eficaz da tensão modulada, traços a cada meio ciclo. (b) Sinal Modulador  $v_f$ .

Através de ensaios laboratoriais estabeleceu-se o termo indicador  $V_f$ , calculado como o valor eficaz de  $v_f$  para um curto intervalo de tempo, expresso em porcentagem do valor eficaz da tensão de suprimento. Este indicador seria usado como base para o estabelecimento de limites de cintilação [12].

No entanto, devido à aleatoriedade do fenômeno elétrico foi necessário o estabelecimento de um tratamento estatístico de  $V_f$ , que consistia, fundamentalmente, na obtenção da Função Probabilidade Cumulativa Complementar (FPCC) [64] que fornece a proporção do tempo em que cada valor de  $V_f$  (abscissa) é excedido. Vários ensaios em locais diferentes indicaram que as FPCCs obtidas pela operação dos fornos tinham formatos semelhantes, variando apenas o valor da abscissa para cada caso. Desta forma, o fato de uma dada instalação de um forno implicar em um número aceitável ou não de reclamações quanto à cintilação luminosa, estaria associado principalmente aos valores do eixo horizontal da FPCC correspondente. Para fornecer uma medida conveniente da escala horizontal da FPCC de qualquer forno, foi usado o conceito de “ponto de avaliação” (*gauge point voltage*), que é definido como o nível de variações percentuais violado durante 1% do tempo de observação. O valor de  $V_f$  neste ponto foi designado por  $V_{fg}$ .

A fig. 2.28 ilustra uma curva FPCC típica para um forno a arco elétrico [12]. No eixo vertical tem-se o *Percentual de Tempo Durante o Qual o Valor da Abscissa é Excedido* e no eixo horizontal tem-se os valores percentuais de  $V_f$  onde é destacado o valor  $V_{fg}$  correspondente ao “*gauge point*”, que representa a probabilidade ou porcentagem do tempo de violação de 1% dos valores de  $V_f$ .

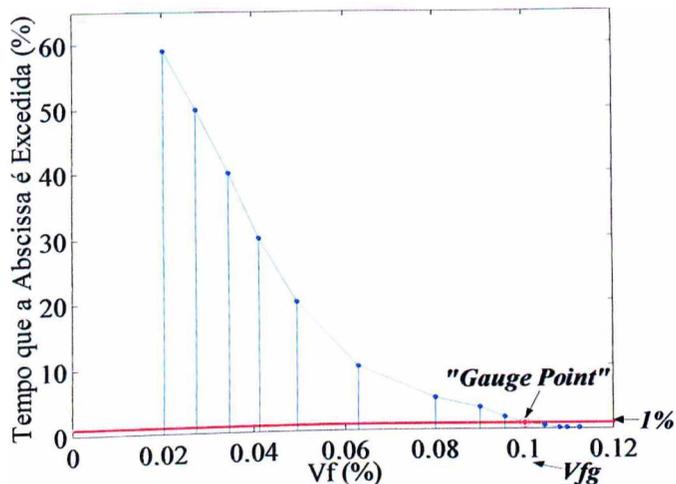


Fig. 2.28. Curva FPCC típica para um forno a arco elétrico.

Os valores de  $V_f$  e  $V_{fg}$  são expressos em percentuais do valor eficaz da tensão de suprimento, de forma a ser independentes do nível de tensão em questão, como indicado na abscissa da fig. 2.28. Os limites do Método Britânico são associados ao  $V_{fg}$ , e foram definidos, basicamente, como mostrado na tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Limites do Método Britânico.

Nível de tensão	Limite
Menor ou igual a 138 kV	$V_{fg} \leq 0,25\%$
Maior que 138 kV	$V_{fg} \leq 0,20\%$

A principal crítica atribuída a este método é a de não considerar a sensibilidade visual para caracterizar a cintilação luminosa, sendo apropriado apenas para instalações com fornos a arco elétrico [8].

### 2.5.2 – Método Francês ou das Doses

A metodologia francesa se baseou em uma série de experiências, onde pessoas praticavam a atividade de leitura sob um sistema de iluminação constituído por lâmpadas incandescentes, em que a tensão de alimentação era variada em amplitude com frequências de 0,1 a 25 Hz [43]. Os resultados fornecidos por estes ensaios podem ser resumidos em:

- o incômodo sentido por um observador médio é função do quadrado da amplitude da flutuação de tensão e de sua duração;
- para uma determinada amplitude, o maior incômodo é sentido na frequência de variação próxima a 10 Hz com o limiar de tolerância da variação de tensão igual a 0,3%;
- a superposição de várias frequências e suas amplitudes, ponderadas convenientemente, conduz à mesma sensação de incômodo na flutuação senoidal em 10 Hz.

Com base nestas considerações, este método fornece a equivalência de qualquer componente de frequência entre 0,5 e 25 Hz para a frequência de 10 Hz. Para isso, é empregada a Curva de Ponderação em Frequência, normalizada em 10 Hz, ilustrada na fig. 2.29.

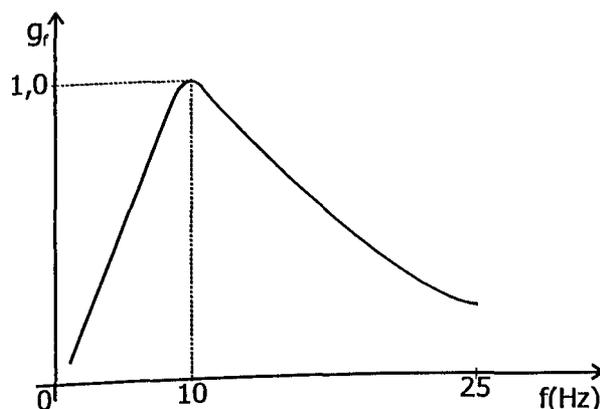


Fig. 2.29. Método Francês: Curva de Ponderação em Frequência ou de Sensibilidade Visual [43].

A amplitude equivalente para a frequência de máxima sensibilidade ( $a_{10}$ ) é dada por:

$$a_{10} = \sqrt{\sum_{k=0,5}^{25} a_k^2 \cdot g f_k^2} \quad (2.22)$$

onde:  $a_k$  – amplitude da componente da flutuação de tensão na frequência  $f_k$ ;

$g f_k$  – coeficiente de ponderação associado à  $f_k$  obtido da Curva de Sensibilidade Visual.

Uma vez estabelecido que a variação do fluxo luminoso é função do quadrado da amplitude da tensão modulante bem como da duração do distúrbio, a sensação de desconforto visual é avaliada pela denominada Curva de Dose de Cintilação Luminosa Acumulada. O efeito acumulado é definido pela integração do quadrado de  $a_{10}$  no intervalo de 1 minuto, obtendo-se assim, a Dose Unitária ( $Du_i$ ), expressa por (2.23).

$$Du_i = \int_0^{1 \text{ min.}} a_{10}^2 dt \quad (2.23)$$

Quanto aos limites aceitáveis pelo Método das Doses, a percepção visual correspondente a uma dose unitária, tem como limiar de tolerância  $\Delta V\% = 0,3\%$ . Esse valor convertido em unidades de cintilação equívale a  $0,09 (\%)^2 \cdot \text{min}$ . Para a aceitabilidade de uma instalação devido ao nível de cintilação produzido, recomenda-se analisar o comportamento das doses unitárias durante um período de 15 minutos consecutivos. Desta forma, o limite para aceitação é realizado pelo somatório das doses unitárias, de acordo com a expressão (2.24).

$$G(t) = \sum_{i=1}^{15} Du_i \leq 15 \cdot 0,09 = 1,35(\%)^2 \cdot \text{min} \quad (2.24)$$

Na expressão anterior, a grandeza  $G(t)$  fornece os valores para a representação da Curva de Dose Acumulada de Cintilação. A tabela 2.3 resume os limites aceitáveis para avaliar-se a cintilação luminosa segundo o Método Francês ou das Doses.

Tabela 2.3. Limites Aceitáveis do Método Francês.

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

A principal crítica ao Método Francês é que o mesmo suaviza as variações rápidas e de grande intensidade, ao realizar a integração durante um minuto [8].

### 2.5.3 – Método Padrão ou Internacional

Conforme mencionado no Capítulo I, o Método Padrão ou Internacional teve seu desenvolvimento iniciado em 1979 pela UIE [6] e foi posteriormente adotado pela IEC em 1986 [15]. Atualmente, as especificações funcionais e de projeto do medidor de cintilação associado ao método encontram-se na publicação IEC 61000-4-15 [16] e anexos. Devido à

origem e aperfeiçoamentos do medidor, com a participação destas duas entidades, o instrumento é também conhecido por Medidor de Cintilação UIE/IEC (*UIE/IEC flickermeter*).

O Método Padrão agregou características de métodos progressos, investigações teóricas e experiências em campo e teve como princípio simular o processo de conversão das flutuações de tensão em variações luminosas, associadas à percepção visual humana emulando, portanto, o sistema lâmpada/olho/cérebro. Fundamentando-se pois nestas premissas e levando-se em conta o comportamento aleatório e o grau de persistência do fenômeno, cientistas, engenheiros e oftalmologistas participaram dos trabalhos de elaboração do medidor de cintilação UIE/IEC considerando entre outros, os seguintes itens [6], [13]:

- o instrumento deve indicar o valor instantâneo do sinal representativo de cintilação;
- armazenar o sinal “cintilação instantânea” por longos períodos de tempo;
- ser adequado a diferentes formas de onda de tensões flutuantes;
- fornecer como resultado um valor numérico simples, o qual pode ser diretamente comparado a limites estabelecidos por normas;
- efetuar uma avaliação estatística quando o sinal representativo da cintilação luminosa muda substancialmente em um período de tempo.

#### 2.5.3.1 – Aspectos Funcionais do Medidor de Cintilação UIE/IEC

O medidor UIE/IEC, ilustrado na fig. 2.30, é composto por cinco blocos ou estágios principais, destacando-se os estágios 2 a 4, responsáveis pela simulação da resposta do sistema lâmpada/olho/cérebro, como mostra a fig. 2.31. O quinto bloco realiza uma análise estatística do sinal obtido na saída do Bloco 4. Muito embora os instrumentos práticos sejam usualmente digitais, a concepção original dos Blocos 1 a 4 foi elaborada em termos analógicos, sendo esta a abordagem que segue. Outras saídas, seletores de faixa e especificações complementares são encontradas na IEC 61000-4-15 [16].

Simulação da resposta do sistema olho/lâmpada/cérebro

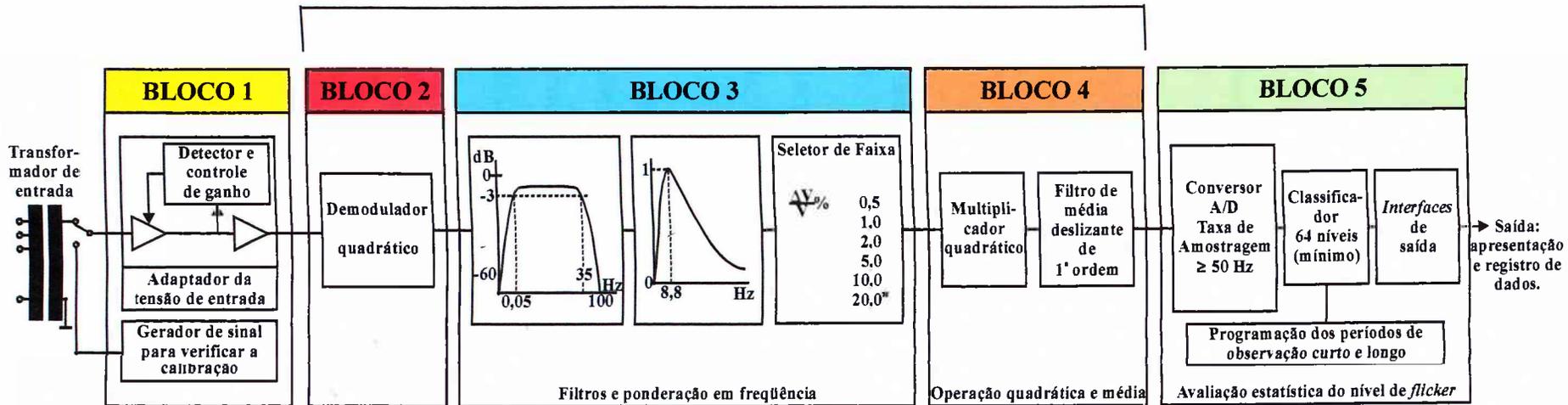


Fig. 2.30. Medidor de Cintilação UIE/IEC 161.

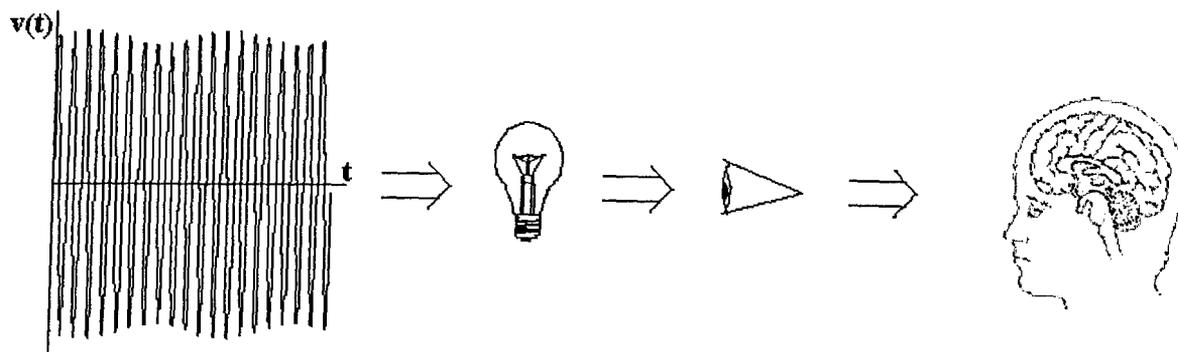


Fig. 2.31. Ilustração funcional dos Blocos 1 a 4.

Precedendo o Bloco 1 propriamente dito, tem-se um transformador de entrada, com as finalidades de isolar eletricamente o medidor e manter a tensão de entrada dentro da faixa permitida para o adaptador de tensão do estágio 1. Ressalta-se, entretanto, que medidores modernos não precisam, necessariamente, deste transformador.

### Bloco 1 – Adaptação do Sinal de Entrada e Circuito de Calibração

Este bloco é composto pelos seguintes elementos:

- circuito adaptador de tensão: tem a finalidade de normalizar a tensão de entrada pelo valor da média móvel do último minuto. Desta forma, as medidas podem ser feitas independentemente da magnitude real da tensão, permitindo a comparação direta entre medições realizadas em diferentes níveis;
- circuito gerador de sinal: com o propósito de verificar a calibração do instrumento em campo. Normalmente não é construído nos medidores modernos.

### Bloco 2 – Demodulação por Operação Quadrática

A flutuação de tensão relativa pode ser vista como uma superposição de uma onda modulante ao sinal fundamental de 50 ou 60 Hz. Este sinal modulante, que conduz às variações luminosas, deve então ser recuperado ou extraído da fundamental, sendo necessário, para tanto, efetuar um processo de demodulação do sinal. A demodulação é iniciada elevando-se o sinal ao quadrado, reproduzindo as flutuações do quadrado dos valores eficazes da tensão, o que é diretamente relacionado à absorção de potência pelas lâmpadas incandescentes, simulando, portanto, as variações de fluxo luminoso emitidas pelas mesmas.

### Bloco 3 – Filtragem e Ponderação em Freqüência

Este bloco tem por finalidade filtrar o sinal quadrático do estágio anterior, completando o processo de demodulação, e ponderar o sinal em freqüência, a fim de simular a dependência da resposta do sistema iluminação/olho humano com esta variável. Nas freqüências próximas de zero e acima de 35 Hz, onde a sensibilidade do olho é muito pequena, o ganho resultante dos filtros é próximo de zero.

Este estágio é constituído basicamente por três filtros em série. O primeiro elimina o nível CC do sinal de saída do Bloco 2. O segundo elimina as componentes de dupla freqüência da portadora (sinal na freqüência fundamental). A resposta em freqüência deste filtro leva em conta o fato de que a componente de dupla freqüência é também atenuada pelo próximo filtro. O terceiro é o filtro de ponderação propriamente dito, que simula a resposta em freqüência de uma lâmpada incandescente de referência combinada ao sistema visual humano, para flutuações de tensão moduladas senoidalmente. Esta resposta é baseada no limiar de percepção sentido em cada freqüência por 50% das pessoas que foram submetidas a testes de laboratório adequados, ou seja, é representativa do “observador médio”. A lâmpada escolhida inicialmente como referência, foi a mais usual da época do desenvolvimento inicial do medidor, isto é, a incandescente de 60 W / 230 V para o sistema de 50 Hz (padrão Europeu).

Para ilustrar como funciona o processo de demodulação, considera-se a modulação senoidal dada por (2.1), porém normalizada pela média dos valores de pico,  $\bar{V}_p$ . O sinal de tensão quadrático, saída do Bloco 2, é expresso por:

$$\begin{aligned} \left[ \frac{v(t)}{\bar{V}_p} \right]^2 &= \{ \cos(\omega_p t) [1 + \cos(\omega_m t)] \}^2 = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) + \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \cos(2\omega_p t) + \\ &\frac{m^2}{8} \cos[2(\omega_p + \omega_m)t] + \frac{m^2}{8} \cos[2(\omega_p - \omega_m)t] + \frac{m}{2} \cos[(2\omega_p + \omega_m)t] + \\ &\frac{m}{2} \cos[(2\omega_p - \omega_m)t] + m \cos(\omega_m t) + \frac{m^2}{4} \cos(2\omega_m t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

As componentes CC e os termos com freqüências superiores a  $\omega_p$  são eliminados pelos filtros do Bloco 3. Na prática  $m \ll 1$  e os termos multiplicados por  $m^2$  tornam-se desprezíveis.

Embora não muito reportado pela literatura, o termo  $\frac{m}{2} \cos[(2\omega_p - \omega_m)t]$ , pode também

resultar em cintilação luminosa apreciável se  $|2f_p - f_m| \leq 35$  Hz, isto é, para  $f_m \geq 85$  Hz (sistema 60 Hz). Entretanto, para as frequências de modulação usuais, ou seja,  $f_m \leq 35$  Hz, este termo é suprimido pelos filtros do Bloco 3. Assim, o sinal quadrático filtrado e ponderado em frequência na saída do Bloco 3 ( $v_{\text{Bloco3}}$ ) pode ser expresso por:

$$v_{\text{Bloco3}} = \left[ \frac{v(t)}{V_p} \right]_{\text{Filtrado}}^2 \cong a_\omega m \cos(\omega_m t) \quad (2.26)$$

onde  $a_\omega$  – coeficiente representando o ganho em frequência de todo o Bloco 3.

Nota-se também que, para a flutuação senoidal, após a filtragem do Bloco 3, tem-se praticamente o sinal modulante da equação (2.2), contudo, normalizado e ponderado em frequência, como ilustra a fig. 2.32.

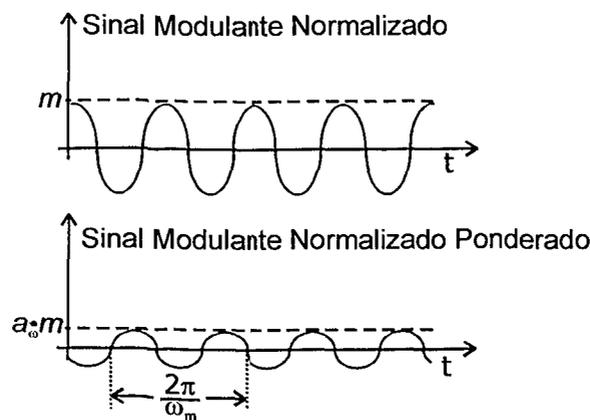


Fig. 2.32. Sinal modulante normalizado e ponderado em frequência (saída do Bloco 3).

Como visto nas situações reais, as flutuações podem apresentar um sinal modulante mais complexo, composto por um espectro de frequências, o qual ainda pode variar com o tempo. Este exemplo objetivou, todavia, mostrar de maneira simples o funcionamento do demodulador quadrático seguido da filtragem aplicada ao sinal pelo Bloco 3.

#### Bloco 4 – Média Móvel Quadrática

Este estágio tem por funções:

- elevar ao quadrado o sinal da flutuação de tensão ponderado, simulando o processo de percepção não-linear do sistema olho/cérebro;
- realizar uma operação de média móvel do sinal quadrático, representando o efeito de memorização do cérebro.

A saída proveniente do estágio 4 tem uma importância fundamental no processo de medição, visto que é o sinal indicativo da percepção de cintilação, sendo denominado de Sensação Instantânea de *Flicker*,  $S_f(t)$ . Os valores de saída são normalizados tendo como referência o valor obtido com uma flutuação de tensão correspondente ao limiar de percepção. Assim, o valor unitário,  $S_f(t) = 1$  pu, retrata a ocorrência do limiar de percepção de cintilação do observador médio (50% das pessoas submetidas aos ensaios), bem como, valores maiores que a unidade, retratam que a cintilação é mais que perceptível, podendo atingir níveis irritantes ou intoleráveis.

### Bloco 5 – Análise Estatística

Devido ao modo de funcionamento, e da grande variedade dos agentes geradores das flutuações de tensão, estas podem ter um comportamento amplamente variável quanto à forma de onda, composição em frequência, intensidade e duração. Por conseguinte, a Sensação Instantânea de *Flicker* pode alterar-se de forma imprevista ou aleatória. Devido ao mecanismo da sensação de incômodo visual, a cintilação luminosa deve ser avaliada sobre um período de tempo suficiente, posto que, o grau de desconforto depende tanto da magnitude e frequência da cintilação, quanto da duração em que o ser humano é exposto a este estímulo visual.

Desta forma, o Bloco 5 é destinado a realizar uma avaliação estatística do sinal de saída do Bloco 4, a fim de determinar o grau de irritação provocado pela cintilação. O tratamento estatístico consiste, essencialmente, na elaboração da Função de Probabilidade Cumulativa Complementar (FPCC) dos valores de  $S_f(t)$  armazenados durante um determinado período de observação. Assim, torna-se possível verificar a percentagem em relação ao intervalo de observação, que determinados níveis de cintilação são excedidos. A partir da análise estatística calcula-se os indicadores de severidade de *flicker*, a serem descritos no próximo item.

### 2.5.3.2 – Indicador de Severidade de *Flicker* de Curto Prazo – $P_{ST}$

Como visto, o  $P_{ST}$  é um índice de quantificação estatística da Sensação Instantânea de *Flicker*, obtido a partir da FPCC, a qual, por sua vez, fornece níveis de  $S_f(t)$  que foram excedidos por determinadas percentagens do tempo de observação ou intervalo de cálculo do  $P_{ST}$ , usualmente de 10 minutos (*Short-term flicker severity*).

Desta forma o medidor de cintilação pode monitorar variados tipos de flutuações de tensão, o que leva a diferentes curvas de probabilidade cumulativa de  $S_f$ , desvinculadas a tipos padrões de distribuição estatística. Esta abordagem simplifica comparações e o estabelecimento de limites, pois traduz em um índice numérico o grau de severidade quanto à cintilação luminosa, associado às tensões flutuantes.

Levando em conta estas premissas, bem como investigações a respeito do grau de irritação humano, desenvolveu-se uma expressão para o cálculo do  $P_{ST}$  onde diversos níveis de  $S_f$  recebem diferentes pesos (coeficientes), conforme mostra (2.27) [16]:

$$P_{ST} = 0,1\sqrt{3,14P_{0,1} + 5,25P_{1s} + 6,57P_{3s} + 28,0P_{10s} + 8,0P_{50s}} \quad (2.27)$$

onde:  $P_{0,1}$ ,  $P_{1s}$ ,  $P_{3s}$ ,  $P_{10s}$ ,  $P_{50s}$  são os níveis da Sensação Instantânea de *Flicker* que excedem em 0,1, 3, 10, e 50% o tempo de observação respectivamente, obtidos da FPCC.

O sufixo “s” em (2.27) indica que valores suavizados (*smoothed values*) devem ser usados, os quais são dados por:

$$\begin{aligned} P_{1s} &= (P_{0,7} + P_1 + P_{1,5})/3 \\ P_{3s} &= (P_{2,2} + P_3 + P_4)/3 \\ P_{10s} &= (P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17})/5 \\ P_{50s} &= (P_{30} + P_{50} + P_{80})/3 \end{aligned} \quad (2.28)$$

Os coeficientes da equação do  $P_{ST}$  foram ajustados tendo como referência a curva de Limite de Variações de Tensão Retangulares versus Mudanças por Minuto, dada pela IEC 60555-3 [38], a qual foi elaborada baseada em investigações de sensibilidade do olho humano. A sua validade prática foi observada a partir de resultados experimentais da resposta subjetiva

de seres humanos. A fig. 2.33 compara a curva dada pela IEC 60555-3 e a correspondente curva  $P_{ST} = 1$  pu (curva de limiar de irritação) [6].

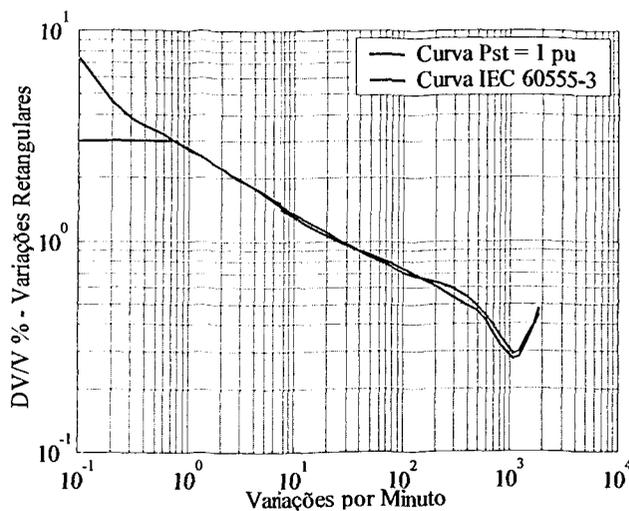


Fig. 2.33. Curva de Variação de Tensão versus Variações por Minuto da IEC 60555-3 e Curva  $P_{ST} = 1$  pu correspondente (limiar de irritação) [6].

Nas freqüências muito baixas (variações por minuto menores que 1) a curva da IEC 60555-3 não está associada ao efeito de cintilação luminosa, ao invés disso, corresponde a uma limitação imposta às variações de tensão em regime permanente [21].

A escolha da lâmpada de referência para ajustar o medidor exerce influência direta sobre os valores de  $S_f(t)$  e sobre o  $P_{ST}$ , visto que especificações de filtros do Bloco 3 dependem diretamente desta escolha. A título ilustrativo, a fig. 2.34 apresenta as curvas  $P_{ST} = 1$  pu para variações retangulares, considerando as lâmpadas de 230 V/60 W e 120 V/60 W [65].

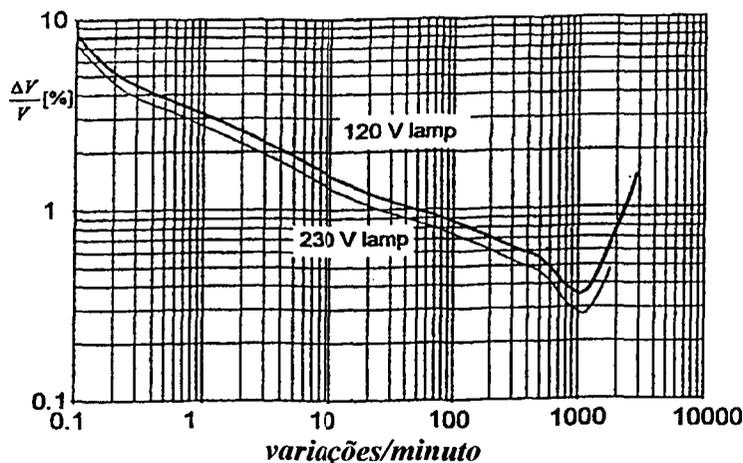


Fig. 2.34. Curvas de  $P_{ST} = 1$  pu para variações retangulares, lâmpadas de 230 V e 120 V [8], [65].

É importante ressaltar que o  $P_{ST}$  indica o grau de desconforto visual, sendo  $P_{ST} = 1$  pu, representativo da ocorrência do limiar de irritação do “ser humano médio” devido à cintilação luminosa. O tempo de 10 minutos foi determinado como padrão para as medições, a partir de investigações da percepção da cintilação luminosa em seres humanos e levando em conta o ciclo de trabalho das principais cargas causadoras. Este intervalo seria grande o bastante para excluir o peso de mudanças de tensão isoladas e, ao mesmo tempo, suficiente para caracterizar equipamentos com ciclos de trabalho relativamente longos.

A ocorrência da cintilação em níveis retratados por  $P_{ST} \geq 1$  pu demonstrou causar irritação visual em uma proporção substancial de observadores em laboratório, bem como casos práticos em campo têm confirmado a interpretação física associada a esses valores [6], [20] e [21].

Destaca-se, finalmente, que outros intervalos de observação de 1, 5 e 15 minutos são previstos pela IEC para testes de laboratório.

### 2.5.3.3 – Indicador de Severidade de *Flicker* de Longo Prazo - $P_{LT}$

A avaliação da severidade do nível de *flicker* pelo  $P_{ST}$  é adequadamente empregada quando se realiza a análise de flutuações de tensão causadas por agentes individuais. Nos casos em que há o efeito combinado de várias cargas perturbadoras operando de forma aleatória, ou a cintilação é proveniente do funcionamento de cargas com longos ciclos de operação (como os fornos a arco), torna-se necessário um critério para avaliar o distúrbio em um tempo maior [6].

Para tanto, foi definido o Indicador de Severidade de *Flicker* de Longo Prazo,  $P_{LT}$ , como a média cúbica de 12 valores consecutivos do  $P_{ST}$ , obtidos de registros contínuos, perfazendo-se um total de 2 horas de medições. Este tempo foi escolhido como sendo suficiente para cobrir pelo menos um ciclo operativo da maioria das cargas industriais e para levar em conta as variações de tempo de numerosas cargas que operam simultaneamente e de maneira aleatória. O  $P_{LT}$  é calculado por:

$$P_{LT} = \sqrt[3]{\frac{1}{12} \sum_{k=1}^{12} P_{STk}^3} \quad (2.29)$$

A IEC 61000-4-15 recomenda para as medições de cintilação luminosa em campo, obter-se, no mínimo, 1008 valores de  $P_{ST}$  associados ao intervalo de 10 minutos, o que corresponde a sete dias de medição e a obtenção de 84 valores de indicadores  $P_{LT}$ .

A título ilustrativo, a fig. 2.35 mostra gráficos dos indicadores  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ , resultantes de medições no barramento de 33 kV, interno a uma indústria siderúrgica, durante dois dias consecutivos [36].

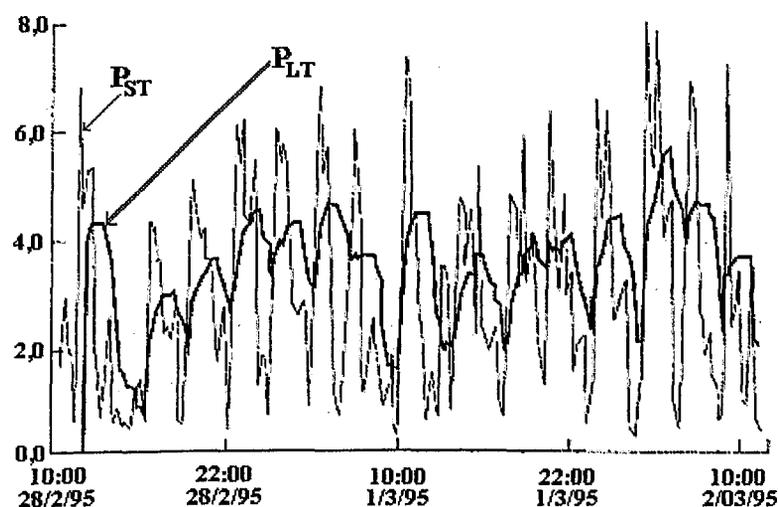


Fig. 2.35. Medição de cintilação luminosa em uma indústria siderúrgica: índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  [36].

Finalmente, destaca-se as seguintes características do Método Padrão que o torna atrativo para o uso na avaliação da flutuação de tensão através da cintilação luminosa:

- avalia as flutuações de tensão levando em conta as suas amplitudes e frequências;
- permite analisar os efeitos de diferentes tipos de flutuações;
- realiza medições de curta e longa duração;
- incorpora o tratamento estatístico na análise das variações aleatórias;
- os resultados finais se resumem em valores numéricos dos índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ , o que permite compará-los diretamente com limites de recomendações e normas.

Pode-se também citar as seguintes limitações do método:

- dificulta a divisão de responsabilidades no caso de múltiplas fontes perturbadoras;
- não contempla (atualmente) diferentes tipos de lâmpadas além da incandescente;
- os índices não têm nenhuma vinculação com a sensibilidade, alteração de funcionamento e de desempenho de outros equipamentos, além das lâmpadas incandescentes.

Estas limitações reforçam a necessidade de mais desenvolvimentos a respeito desse método de medição, entretanto não o desprece. Vale lembrar que o mesmo tem sido aplicado com sucesso em problemas práticos relacionados à cintilação luminosa [20]-[21].

## 2.6 – Atenuação das Flutuações de Tensão

A fim de atenuar os problemas causados pelas flutuações de tensão é necessário escolher adequadamente a aplicação de uma técnica que leve em conta dois fatores básicos:

- intensidade do impacto que as oscilações causam em outros consumidores;
- custo de implementação.

Em geral, os problemas e o custo da solução aumentam à medida que aumenta a potência da carga variável. Atenta-se também que, entre as alternativas disponíveis, a solução aparentemente mais simples e eficaz pode mostrar-se anti-econômica e vice-versa. Além disso, vale salientar, que, quando comparado a outros problemas de qualidade da energia, os gastos com a atenuação das flutuações de tensão tendem a ser mais expressivos.

A seguir são comentados brevemente os principais métodos de mitigação de flutuações de tensão, concernentes às cargas variáveis. São também citadas referências onde estes métodos são mais extensamente abordados incluindo o seu princípio de funcionamento, características fundamentais, vantagens e desvantagens.

### 2.6.1 – Fortalecimento do Sistema Supridor

Esta técnica se refere ao aumento do nível de curto-circuito do sistema de suprimento e pode ser realizada através de:

- aumento do número de condutores do alimentador e/ou da seção transversal dos mesmos reduzindo, desta forma, a sua impedância série;
- elevação do nível de tensão no PAC, reduzindo assim, a corrente de linha;
- redução da reatância equivalente do alimentador através de compensação série capacitiva;
- instalação de compensador síncrono.

Estas alternativas, embora representem soluções relativamente simples, envolvem custos elevados, [22], [42].

### 2.6.2 – Reator de Núcleo Saturado

Este equipamento foi o primeiro a ser usado na compensação de flutuações de tensão oriundas de cargas de porte industrial, no final da década de 1950, [36]. Este dispositivo contém, além de enrolamentos, um núcleo magnético dimensionado para trabalhar na região de saturação. O reator é conectado em paralelo com a carga perturbadora e, devido à característica tensão versus corrente praticamente plana na região de saturação, o mesmo permite grandes variações de corrente com pequenas variações de tensão [42].

### 2.6.3 – Instalação de Regulador de Tensão

Outra solução para reduzir as variações de tensão consiste na utilização dos reguladores de tensão, capazes de responder às rápidas variações do sistema. Estes dispositivos promovem a compensação de potência ativa e/ou reativa, de forma a reduzir as variações de corrente no PAC, devidas à operação da carga perturbadora. Dentre os equipamentos empregados destaca-se:

#### A) Compensação Paralela:

- Capacitor Chaveado a Tiristores (CCT) [9], [42];
- Reator Controlado por Tiristores (RCT) [9], [42];
- Compensador Estático de Reativos (CE ou SVC – *Static VAR Compensator*) [36];
- Compensador Estático Paralelo Avançado (STATCOM – *Static Compensator* ou ASVC – *Advanced Static Var Compensator*) [36], [66].

#### B) Compensação Mista (Série e Paralela):

- Controlador de Fluxo de Potência Avançado (UPFC – *Unified Power Flow Controller*) [67]-[69].

**C) Que Integram as Funções de Filtros Ativos e Controladores de Fluxo de Potência:**

- UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) [70];
- UCPC (*Universal Custom Power Conditioner*) [71].

Finalmente, conforme é mencionado em [8], no caso da cintilação luminosa provocada por dispositivos eletrônicos, a solução mais adequada parece ser a adoção de critérios de controle de emissão, conforme os previstos pela IEC. Esse procedimento pode ser aplicado a reatores eletrônicos, *dimmers*, dispositivos de acionamento e outros similares.

## **2.7 – Considerações Finais**

Este capítulo apresentou uma revisão didática e atualizada dos conceitos, definições, métodos de medição e atenuação, relacionados às flutuações de tensão e cintilação luminosa, abordando aspectos fundamentais e atuais, sustentada por ampla referência bibliográfica. Dada a sua importância, enfatizou-se os aspectos funcionais do método de medição UIE/IEC e o significado físico do indicador  $P_{ST}$ .

Como visto, o referido medidor e os índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  estão estritamente vinculados ao efeito de cintilação luminosa das lâmpadas incandescentes causada, sobretudo, pela flutuação de tensão associada à operação de grandes cargas que demandam potência variável de forma freqüente.

Contudo, atualmente cresce a importância de se examinar a resposta de outros dispositivos de iluminação, face ao aumento da distorção da forma de onda da tensão, promovida por cargas não-lineares, quer sejam de pequena, de média ou de alta potência, nos diferentes níveis de tensão.

A abordagem das principais estratégias para a mitigação das flutuações de tensão ressaltou a questão da solução técnica versus custo de implementação, sendo este normalmente elevado.

---

## CAPÍTULO III

---

---

# MEDIÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO

---

### 3.1 – Considerações Iniciais

Como visto anteriormente, existem três fatores essenciais na compreensão da cintilação luminosa, os quais, conseqüentemente, devem ser levados em conta por um medidor que objetiva reproduzir a sensação visual humana, quais sejam:

- propriedades dinâmicas da lâmpada;
- característica não-linear com a frequência do sistema olho/cérebro;
- tempo de adaptação do cérebro.

Conforme visto no capítulo precedente, estes três quesitos decisivos são contemplados pelo medidor UIE/IEC. Este por sua vez, através do processamento do sinal da tensão de entrada,  $v(t)$ , fornece um importante sinal na saída do Bloco 4, ou seja, a Sensação Instantânea de *Flicker*,  $S_f(t)$ . Em seguida, através do tratamento estatístico de  $S_f(t)$  pelo Bloco 5, obtém-se o indicador  $P_{ST}$ , a partir do qual pode-se calcular o índice  $P_{LT}$ .

Também mencionou-se, que as especificações funcionais e de projeto do referido medidor estão contidas na IEC 61000-4-15 [16], onde, adicionalmente, são também descritos os testes de conformidade que devem ser atendidos pelos medidores. Estes testes consistem basicamente em submeter o equipamento a tensões flutuantes com formas de onda senoidal e retangular, com  $f_m$  e  $\Delta V/V\%$  predeterminados. Os valores de  $S_f$  e  $P_{ST}$  obtidos devem ser comparados aos valores tabelados na IEC 61000-4-15 e considerados satisfatórios ou não, dentro de uma faixa de tolerância de  $\pm 5\%$ .

Um aspecto relevante nesse contexto, é que as especificações dos Blocos 1 a 4 são dadas em termos analógicos, havendo um certo grau de liberdade na escolha de seus elementos e na concepção de seus circuitos. A exemplo disso, os circuitos eletrônicos dos estágios do medidor podem ser feitos total ou parcialmente digitais, sendo que, no último

caso, pode-se optar por diferentes locais no circuito onde o conversor analógico/digital (A/D) é inserido [72].

Além disso, como os medidores modernos são constituídos por circuitos digitais, deve-se destacar que estes possuem peculiaridades tais como: taxa de amostragem, erro de quantização (associado à quantidade de *bits* do conversor A/D), maneira de implementar os filtros analógicos em termos digitais, etc., [72]-[77], aspectos estes, não especificados na IEC 61000-4-15.

Devido à diversificação desses atributos, mesmo atendendo aos testes de conformidade preestabelecidos, os medidores podem apresentar resultados distintos quando empregados em sinais reais de tensão. Via de regra, os indicadores de cintilação para esses sinais não podem ser calculados diretamente. Assim, como referência para a calibração de medidores práticos, a implementação computacional do modelo do medidor UIE/IEC passa a ser uma estratégia atrativa, visto que pode atender às especificações exigidas com precisão e é isenta de influências como ruídos, temperatura ou outros agentes externos [77].

Reconhecendo estes fatos, surgiu a idéia da implementação computacional do referido medidor no programa MATLAB®, o qual, por sua vez, é amplamente conhecido no meio científico. Na seqüência, são mostrados resultados de simulações ilustrando seu funcionamento, bem como são contemplados os testes de conformidade estabelecidos pela IEC a fim de validar a modelagem computacional proposta. Vale ainda destacar que este desenvolvimento contribui do ponto de vista didático, facultando uma melhor compreensão e análise do inter-relacionamento entre as flutuações de tensão e a cintilação luminosa.

Uma outra etapa importante deste capítulo se refere à análise da resposta do modelo do medidor face a outros itens de qualidade tais como: variações de tensão de curta duração, transitórios oscilatórios, interhamônicos e harmônicos.

Finalmente, para casos particulares onde a forma de onda das flutuações de tensão são conhecidas, pode-se estabelecer expressões matemáticas que correlacionam de forma aproximada o  $P_{ST}$  com  $f_m$  e  $\Delta V/V\%$  [56]. Para o caso senoidal, um novo equacionamento é deduzido e mostrado no final deste capítulo. Este desenvolvimento apresenta a vantagem de permitir o cálculo direto do  $P_{ST}$ , com razoável precisão, sem o auxílio de gráficos e/ou tabelas. Ademais, é útil em estudos computacionais ou laboratoriais, onde o  $P_{ST}$  pode ser conhecido sem a necessidade de simular o medidor ou de usar o equipamento de medição real.

### 3.2 – Implementação Computacional do Medidor de Cintilação UIE/IEC

Fundamentando-se nas especificações de projeto do medidor de cintilação, conforme consta em [16], [17] e [21], apresenta-se a seguir a implementação computacional proposta. Adotou-se a filosofia de reproduzir com fidelidade a modelagem analógica dos Blocos 1 a 4 dada pela IEC, por meio de suas respectivas funções de transferência. No Bloco 5 efetua-se o tratamento estatístico após a discretização do sinal  $S_f(t)$ . Optou-se pelo uso do MATLAB devido, principalmente, aos seguintes fatores:

- o programa oferece precisão numérica adequada e linguagem de programação de alto nível, voltada ao tratamento matricial, com elevada quantidade de funções matemáticas, permitindo ao usuário escrever rotinas complexas de maneira concisa e relativamente simples;
- disponibiliza o aplicativo SIMULINK®, o qual permite implementações através da interligação de blocos. Este aplicativo dispõe de bibliotecas gerais e específicas para a geração, tratamento e observação de sinais. Além disso, bibliotecas próprias para a modelagem de sistemas de potência como o *Power System Blockset*, permitem realizar estudos considerando flutuações de tensão em conjunto com o modelo do medidor aqui apresentado. A *interface* gráfica do SIMULINK facilita ainda a interação do programa com o usuário.

Como mostrado a seguir, a implementação dos Blocos 1 a 4 foi feita no ambiente SIMULINK, no modo de sistema contínuo e, por questões de simplificação, o Bloco 5 foi implementado a parte em uma função tipo “*m-file*”. A fig. 3.1 exemplifica a geração da flutuação senoidal.

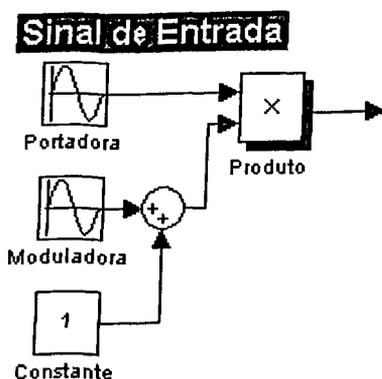


Fig. 3.1. Geração do sinal de entrada no SIMULINK, flutuação por modulação senoidal.

• Bloco 1 – Adaptador da Tensão de Entrada

O objetivo deste bloco é normalizar a tensão de entrada,  $v(t)$ , pelo sinal de referência  $V_R$ . Para tanto,  $v(t)$  é elevado ao quadrado, filtrado através de  $H_1(s)$  e é extraída a sua raiz quadrada. O sinal normalizado é obtido dividindo-se  $v(t)$  por  $V_R$ , fig. 3.2.

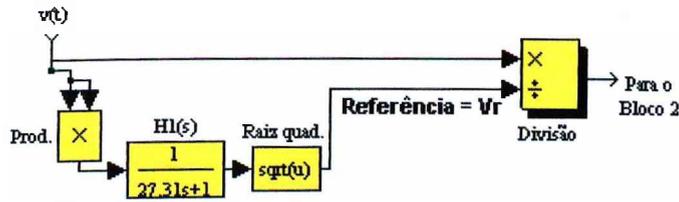


Fig. 3.2. Bloco 1 – adaptação do sinal de entrada.

O filtro  $H_1(s)$  é especificado pela IEC como sendo um sistema que tem um tempo de resposta de 10% a 90% do valor final igual a um minuto, para uma variação em degrau do valor eficaz da entrada. No domínio da frequência corresponde a um filtro passa-baixas de 1ª ordem, com uma constante de tempo de 27,31 s, ou, de forma equivalente, com uma frequência de corte,  $f_c$ , igual a 0,00583 Hz [21], podendo ser expresso por (3.1).

$$H_1(s) = \frac{1}{27,31 \cdot s + 1} \tag{3.1}$$

onde: “s” é a variável no domínio de Laplace (Plano S).

A fig. 3.3 mostra a resposta em amplitude obtida de (3.1).

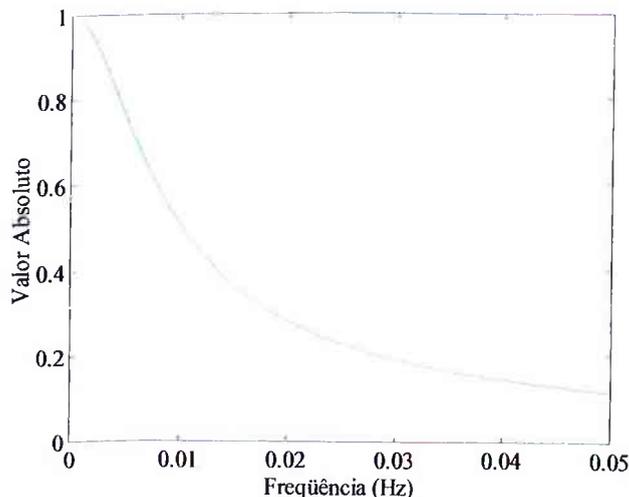


Fig. 3.3. Resposta em amplitude de  $H_1(s)$ .

• Bloco 2 – Demodulador Quadrático (Quadrador)

Conforme especificado, este bloco eleva o sinal normalizado ao quadrado. No SIMULINK, pode-se utilizar um multiplicador como mostra a fig. 3.4.

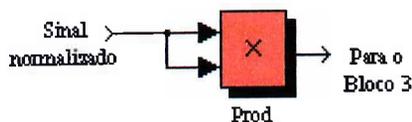


Fig. 3.4. Bloco 2.

• Bloco 3 – Ponderação em Frequência

A fim de contemplar os requerimentos da ponderação em frequência, é necessário filtrar o sinal advindo do Bloco 2, promovendo uma atenuação do sinal, obtida pelo efeito combinado dos três filtros em série, conforme as especificações a seguir:

- filtro passa-altas de 1ª ordem,  $F_{PA}(s)$  com  $f_c = 0,05$  Hz;
- filtro passa-baixas tipo *Butterworth* de 6ª ordem,  $F_{PB}(s)$ , com  $f_c = 35$  Hz para frequência da rede de 50 Hz, e  $f_c = 42$  Hz para 60 Hz;
- filtro de ponderação em frequência,  $F_P(s)$ , cuja função de transferência é dada por:

$$F_P(s) = \frac{k\omega_1 s}{s^2 + 2\lambda s + \omega_1^2} \cdot \frac{1 + s/\omega_2}{(1 + s/\omega_3)(1 + s/\omega_4)} \quad (3.2)$$

As constantes de (3.2) são definidas conforme a lâmpada considerada. Inicialmente a curva de ponderação em frequência correspondia a lâmpada incandescente de 230 V/60 W (padrão Europeu). Posteriormente, foram definidas as constantes para a lâmpada incandescente de 120 V/60 W (padrão Norte Americano). Os valores das constantes estão listados na tabela 3.1 [21].

A composição dos filtros  $F_{PA}(s)$  e  $F_{PB}(s)$  é realizada diretamente pelo aplicativo SIMULINK (*Digital Signal Processing Blockset*). Isto é, dados a frequência de corte e a ordem do filtro, o programa calcula automaticamente os pólos e zeros das respectivas funções de transferência.

Tabela 3.1. Constantes de  $F_p(s)$ .

Constante	230 V / 60 W	120 V / 60 W
k	1,74802	1,6357
$\lambda$	$2\pi \cdot 4,05981$	$2\pi \cdot 4,167375$
$\omega_1$	$2\pi \cdot 9,15494$	$2\pi \cdot 9,077169$
$\omega_2$	$2\pi \cdot 2,27979$	$2\pi \cdot 2,939902$
$\omega_3$	$2\pi \cdot 1,22535$	$2\pi \cdot 1,394468$
$\omega_4$	$2\pi \cdot 21,9$	$2\pi \cdot 17,31512$

A fig. 3.5 ilustra a resposta em amplitude dos filtros do Bloco 3 de maneira individual e da composição total em série.

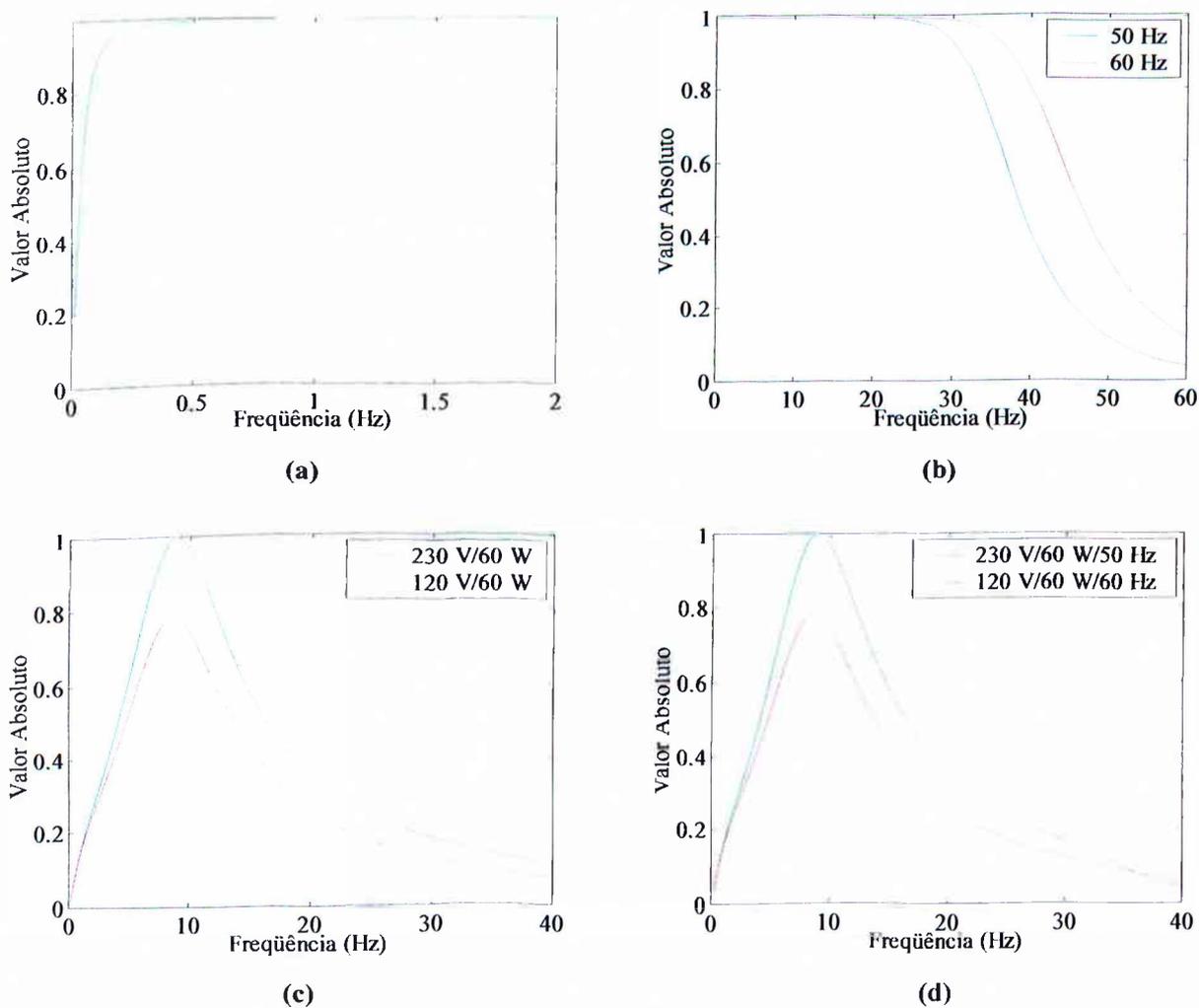


Fig. 3.5. Resposta em amplitude dos filtros do Bloco 3: (a) passa-altas,  $F_{PA}(s)$ ; (b) passa-baixas,  $F_{PB}(s)$ ; (c) ponderação em frequência,  $F_P(s)$ ; (d) composição final.

A resposta em amplitude é normalizada para a frequência de maior sensibilidade igual a 8,8 Hz. Para frequências abaixo de 0,5 Hz e acima de 25 Hz os filtros passa-altas  $F_{PA}(s)$  e passa-baixas  $F_{PB}(s)$  contribuem para a atenuação do sinal. Além disso, como as funções de transferência dos filtros  $F_{PB}(s)$  e  $F_P(s)$  têm as suas constantes especificadas em função da frequência da rede e da lâmpada de referência, a relação entre os seus ganhos não é linear com a frequência, ver fig. 3.5(d). Conforme mencionado no Capítulo II, para uma mesma tensão flutuante na entrada do medidor, tem-se diferentes valores de  $S_f(t)$  e  $P_{ST}$  para cada referência adotada. Assim sendo, para efeito de medição bem como de normalização, é importante definir qual lâmpada e frequência de sistema são usados como referência, pois isto refletirá diretamente sobre os resultados dos índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ .

O diagrama do Bloco 3 no SIMULINK é mostrado na fig. 3.6.

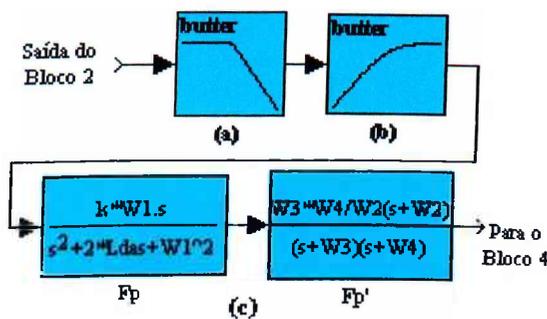


Fig. 3.6. Filtros do Bloco 3: (a)  $F_{PB}(s)$ ; (b)  $F_{PA}(s)$ ; (c)  $F_P(s)$ .

Outrossim, conforme posto pela IEC 61000-4-15, as características das lâmpadas de descarga são totalmente diferentes e alterações substanciais seriam necessárias para serem incluídas no Método Padrão.

• Bloco 4 – Média Quadrática

Este Bloco eleva ao quadrado o sinal de saída do Bloco 3 e realiza uma operação de média através de um filtro, especificado como do tipo passa-baixas RC de 1ª ordem e constante de tempo  $\tau = 300 \text{ ms}$  ou, equivalentemente, com  $f_c = 0,530 \text{ Hz}$ . A sua função de transferência,  $H_{RC}(s)$ , é dada por:

$$H_{RC}(s) = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \tag{3.3}$$

O sinal de saída deste bloco é ainda dividido pelo valor base da sensação instantânea de flicker,  $S_{fbase}$ , através de um bloco de ganho, resultando no sinal  $S_f(t)$  em pu. O valor base é obtido tomando o máximo de  $S_f(t)$ , para uma flutuação com modulação senoidal,  $f_m = 8,8 \text{ Hz}$  e  $\Delta V/V\%$  associados à lâmpada de referência adotada. Estes parâmetros correspondem à ocorrência do limiar de percepção e são obtidos das tabelas da IEC 61000-4-15. Na fig. 3.7 é apresentada a resposta em amplitude do filtro RC, calculada a partir de (3.3).

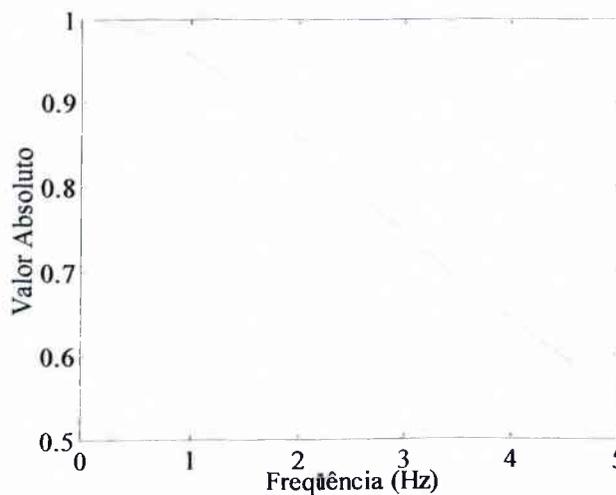


Fig. 3.7. Resposta em amplitude do filtro passa-baixas tipo RC, 1ª ordem.

A composição do Bloco 4 no SIMULINK é mostrada na fig. 3.8.

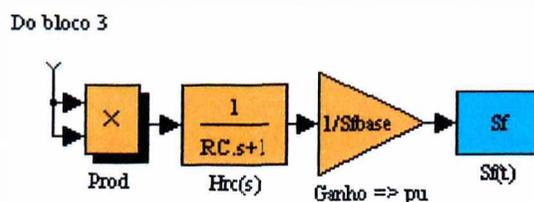


Fig. 3.8. Bloco 4.

A fig. 3.9 ilustra a implementação dos Blocos 1 a 4 no SIMULINK. Os blocos designados por “Zero-Order Hold” têm por finalidade amostrar o sinal (simular a discretização), utilizando para tanto uma determinada taxa de amostragem definida pelo usuário. Esta amostragem é realizada para o tratamento estatístico, a ser efetuado pelo Estágio 5, como mostrado a seguir.

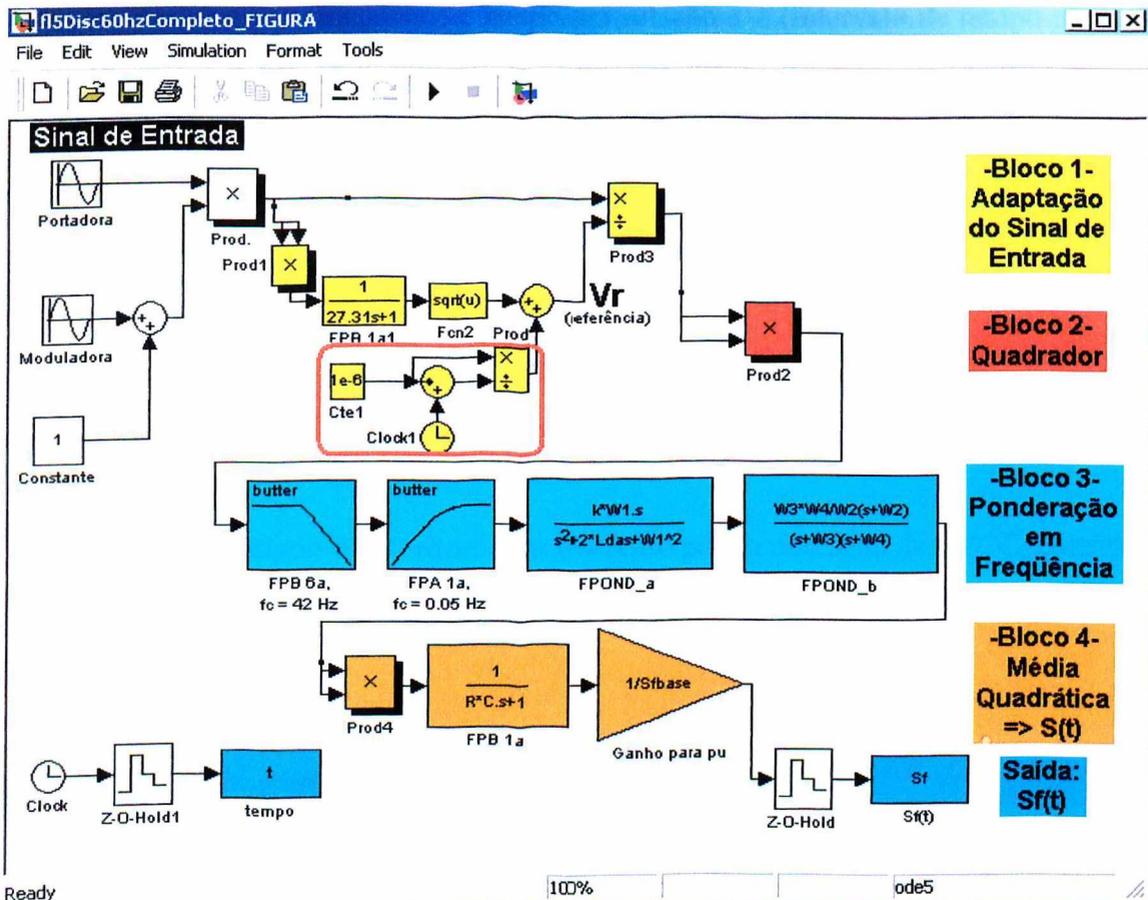


Fig. 3.9. Blocos 1 a 4 no ambiente SIMULINK.

• **Observação:**

Uma vez que na primeira iteração da simulação o SIMULINK atribui o valor zero para  $V_R$ , acrescentou-se ao mesmo o termo  $10^{-6}/(10^{-6} + t)$ , que é igual a 1,0 para  $t = 0$  e que tende rapidamente a zero a medida que  $t$  aumenta, não influenciando nos resultados. Na fig. 3.9 este termo está à parte do Bloco 1, correspondendo à região circundada pela linha em vermelho.

• **Bloco 5 – Tratamento Estatístico**

Este bloco realiza o tratamento estatístico do sinal de saída do Bloco 4, propiciando o cálculo do  $P_{ST}$ , a partir das seguintes premissas gerais:

- a) amostragem de  $S_f(t)$  durante um determinado tempo de observação e organização das amostras  $S_{f,i}$  em classes de acordo com seus valores;
- b) cálculo da *Frequência Relativa Percentual Acumulada* ou *Função de Probabilidade Cumulativa Complementar (FPCC)*, a qual, conforme os conhecimentos básicos da estatística

descritiva, fornece as percentagens de tempo em relação a  $T$  (intervalo de tempo para cálculo do  $P_{ST}$ ), para as quais, níveis de  $S_f(t)$  são excedidos. As prescrições básicas da IEC são:

- taxa de amostragem da Sensação Instantânea de *Flicker*,  $Tx_a$ :  $Tx_a \geq 50$  Hz ou  $Tx_a \geq 60$  Hz, conforme a frequência do sistema seja 50 ou 60 Hz, respectivamente;
- classificador linear ou logarítmico;
- número de classes  $N_c$ : maior que 64;
- intervalo de tempo,  $T$ , para obtenção de cada  $P_{ST}$ : igual a 1, 5, 10 ou 15 minutos. Sendo 10 minutos o período de observação típico para medições práticas.

A seguir é mostrado o algoritmo desenvolvido para a obtenção da *FPCC*, considerando que todas as amostras de  $S_f(t)$  correspondentes ao tempo de observação foram previamente armazenadas.

#### • Algoritmo do Tratamento Estatístico

O algoritmo implementado no MATLAB emprega o método de classificação linear e as 7 etapas mostradas a seguir.

1) *Atribui-se os valores de  $T$ ,  $Tx_a$  e  $N_c$ , satisfazendo as prescrições mínimas.*

2) *Calcula-se o número total de amostras,  $N_a$ , (associado à  $T$ ):*

$$N_a = T \cdot Tx_a \quad (3.4)$$

3) *Calcula-se o número de níveis limites de classes,  $N_p$ :*

$$N_p = N_c + 1 \quad (3.5)$$

4) *Das amostras obtém-se o limite mínimo das classes,  $S_{fmin}$ , o limite máximo,  $S_{fmax}$ , e calcula-se a amplitude de classe,  $L$ :*

$$L = \frac{S_{f \max} - S_{f \min}}{N_c} \quad (3.6)$$

5) Determina-se as classes, isto é, os seus respectivos limites inferiores e superiores de 1 a  $N_p$ ,  $S_{f-1}$  à  $S_{f-N_p}$ :

$$\begin{array}{ccccccc} |-----| & |-----| & |-----| & \dots & | & & | \\ S_{f-1} & S_{f-2} & S_{f-3} & \dots & S_{f-N_p} & & \end{array}$$

sendo:  $S_{f-1} = S_{f \min}$ ,  $S_{f-2} = S_{f-1} + L$ ,  $S_{f-3} = S_{f-2} + L$ , ...,  $S_{f-N_p} = S_{f \max}$ .

6) A princípio o algoritmo efetua apenas a classificação linear das amostras, através da rotina:

“  $MatrizClas[1] \leftarrow 0, \dots, MatrizClas[N_p] \leftarrow 0$

Para  $i$  de 1 até  $N_a$  faça

$J \leftarrow \text{fix}((S_f(i) - S_{f \min})/L) + 1;$

$MatrizClas[J] \leftarrow MatrizClas[J] + 1;$

Fim para. ”

7) FPCC: a Probabilidade Cumulativa,  $p(S_{f-i})$ , em que o nível  $S_{f-i}$  é excedido durante o período de observação  $T$  é definida por [78]:

$$p(S_{f-i}) = \frac{\text{Soma dos intervalos de tempo onde } S_f(t) \geq S_{f-i}}{T} \quad (3.7)$$

Como  $S_f$  é discretizada os intervalos de tempo do numerador e o tempo de observação do denominador ( $T$ ), referidos em (3.7), são proporcionais às quantidades de amostras aos quais estão associados. Tendo  $N_a$ , com (3.7) e com a matriz “*MatrizClas*” (dimensão  $1 \times N_p$ ), obtém-se a FPCC.

• **Observação:**

Na *Etapa 6*, a função “*fix*” do MATLAB, na equação que relaciona cada amostra  $S_{f-i}$  a um índice  $J$  de “*MatrizClas*”, retorna o arredondamento de seu argumento para o inteiro mais

próximo em direção a zero. Esta estratégia de classificação se mostrou bastante rápida (baixo custo computacional) permitindo o uso de um número de classes elevado sem inviabilizar o tempo de processamento. Deve-se atentar ao fato de que quanto maior o número de classes maior é a precisão dos cálculos.

• **Cálculo do  $P_{ST}$**

Como visto no Capítulo II, para o cálculo do  $P_{ST}$  obtém-se da  $FPCC$  15 valores de  $S_f(t)$  correspondentes aos percentis  $P_{i\%}$  que excedem em  $i\%$  o tempo de observação:  $P_{0,1\%}$ ,  $P_{0,7\%}$ ,  $P_{1,0\%}$ ,  $P_{1,5\%}$ ,  $P_{2,2\%}$ ,  $P_{3,0\%}$ ,  $P_{4,0\%}$ ,  $P_{6,0\%}$ ,  $P_{8,0\%}$ ,  $P_{10,0\%}$ ,  $P_{13,0\%}$ ,  $P_{17,0\%}$ ,  $P_{30,0\%}$ ,  $P_{50,0\%}$  e  $P_{80,0\%}$ . Usualmente os valores exatos destes percentis não são obtidos diretamente, sendo necessário realizar operações de interpolação e/ou extrapolação numéricas. Rescrevendo (2.27) e (2.28), pode-se expressar o  $P_{ST}$  por:

$$P_{ST} = 0,1 \sqrt{\sum_{i=1}^{15} K_i P_{i\%}} \quad (3.8)$$

onde:  $K_i = 3,140, 1,750, 1,750, 1,750, 2,190, 2,190, 2,190, 5,600, 5,600, 5,600, 5,600, 5,600, 2,667, 2,667$  e  $2,667$ , respectivamente aos  $P_{i\%}$ .

A fim de elucidar de forma didática a implementação computacional proposta neste capítulo, considera-se a seguir um exemplo de seu funcionamento passo a passo.

**3.2.1 – Exemplo Numérico**

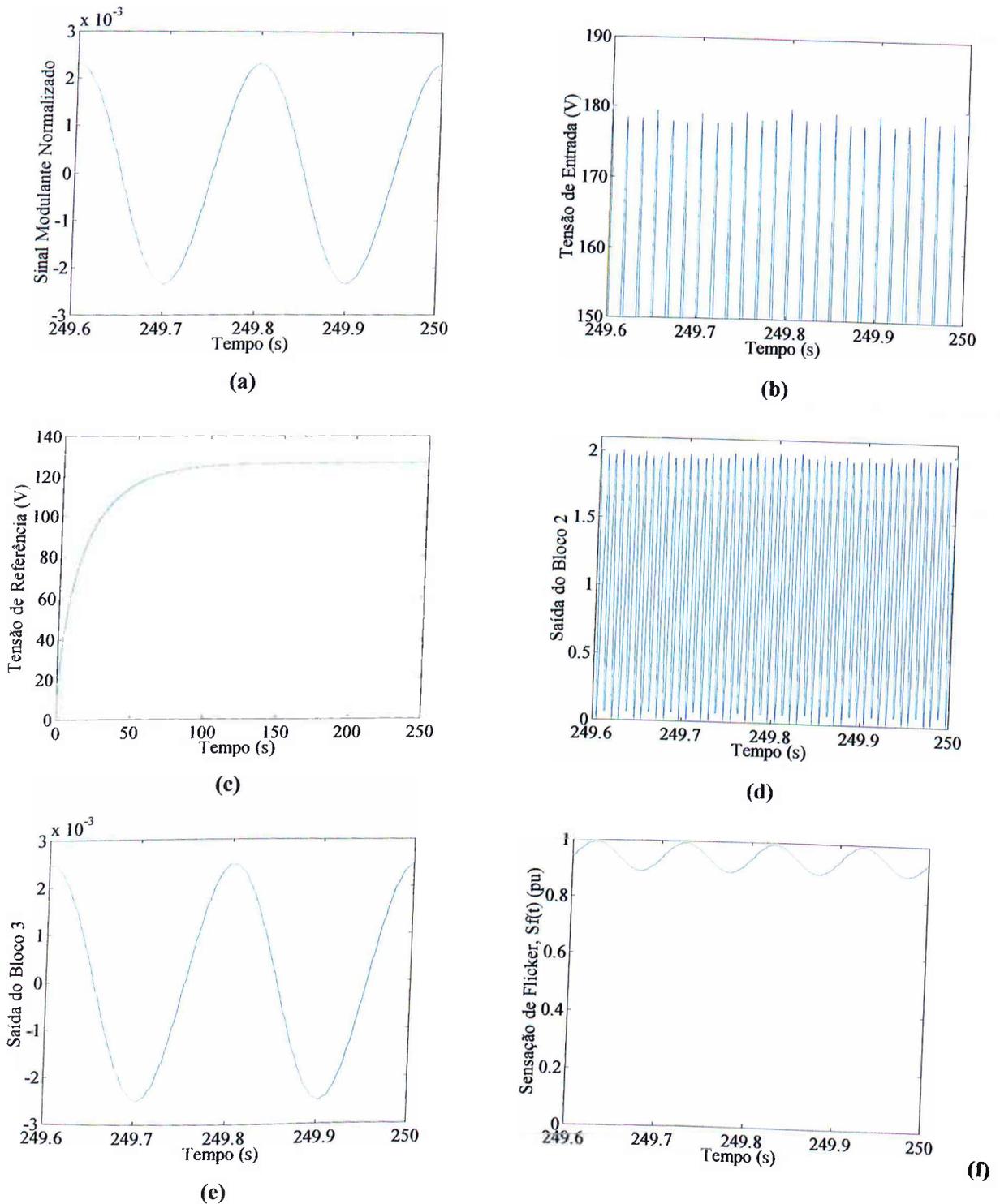
**A) Blocos 1 a 4**

Seja a tensão flutuante senoidal, eq. (2.1), rescrita abaixo por conveniência:

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (2.1)$$

Arbitrando  $f_m = 5 \text{ Hz}$ ,  $\Delta V/V\% = 0,465$ , sistema de 60 Hz, lâmpada 120 V/60 W ( $S_f = 1 \text{ pu}$ ), têm-se as formas de onda obtidas através da simulação, no domínio do tempo, dos Blocos

1 a 4 no SIMULINK, exibidas na fig. 3.10. É importante destacar que os sinais encontram-se em regime permanente, isto é, foram plotados após o transitório dos filtros.



**Fig. 3.10. Resultados da simulação, com modulação senoidal,  $f_m = 5 \text{ Hz}$  e  $\Delta V/V\% = 0,465$ , lâmpada 120 V 60W / 60 Hz. (a) Sinal modulante normalizado =  $m \cdot \cos(\omega_m t)$ ; (b) Tensão de entrada – zoom; (c) Tensão de referência  $V_R$  (média eficaz do último minuto); (d) Saída do estágio 2; (e) Saída do estágio 3 em regime; (f) Saída do estágio 4 em regime,  $S_f(t)$ .**

Dentre os resultados, destaca-se na Fig. 3.10(c), que o sinal  $V_R$  atingiu o valor de regime (127 V) em aproximadamente 140 s.

A ação dos Blocos 2 e 3 resultou na extração da componente da flutuação de tensão normalizada e ponderada, neste caso praticamente senoidal, mostrado na fig. 3.10(e), confirmando a análise apresentada no Capítulo II (ver equação (2.26)). A fig. 3.10(f) mostra que o sinal  $S_f(t)$  é também senoidal, com o dobro da frequência do sinal modulante, ou seja, o período de  $S_f$  é igual a  $1/(2f_m)$ . O sinal  $S_f(t)$  atinge o valor de 1 pu no máximo, visto que  $S_{fbase}$  corresponde ao valor de  $S_f$  máximo tomado no limiar de percepção.

### B) Bloco 5

Sendo  $S_f(t)$  periódico, o tratamento estatístico necessita de apenas um ciclo deste sinal. Assim considera-se  $T = 1/(2f_m) = 0,1$  s e arbitra-se  $T_{x_a} = 200$  Hz. Para efeito didático, apenas 6 classes são usadas, embora seja determinado pela IEC o mínimo de 64 classes. Assim, é utilizado um número reduzido de 20 amostras, e a quantidade de níveis de  $S_f(t)$  é igual a 7.

São atribuídos os seguintes valores da etapa 1 do algoritmo:  $T = 0,1$  s,  $T_{x_a} = 200$  Hz,  $N_c = 6$  e passo de integração fixo igual a  $100 \mu s$ .

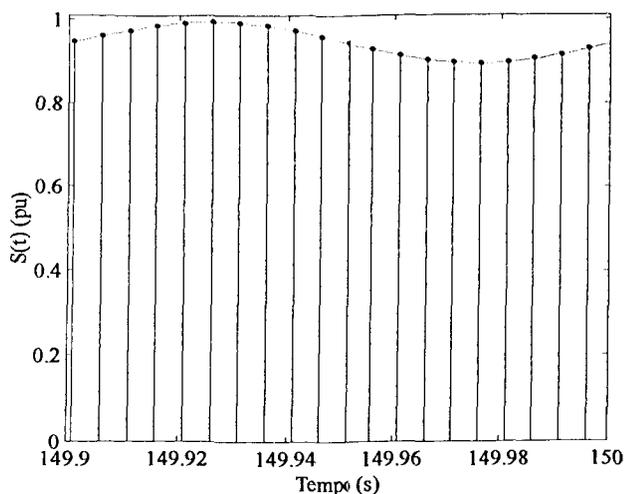


Fig. 3.11. Amostragem de um ciclo de  $S_f(t)$  para o exemplo.

Das equações (3.4), (3.5) e (3.6) obtém-se  $N_a = 20$ ,  $N_p = 7$  e  $L = 0,0167$ . A fig. 3.11 ilustra o sinal, destacando-se as 20 amostras obtidas.

A classificação resultou na seguinte matriz *MatrizClas*:

*MatrizClas*

<b>Índice da matriz:</b>	1	2	3	4	5	6	7
<b>N. de Ocorrências:</b>	5	2	3	3	2	4	1

A curva *FPCC* obtida é ilustrada na fig. 3.12.

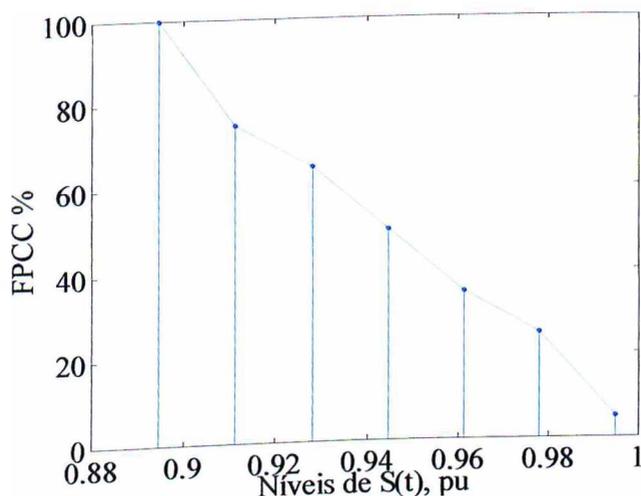


Fig. 3.12. *FPCC* do sinal  $S_i(t)$  do exemplo, para 6 classes.

Através de interpolações lineares e extrapolações (necessárias neste exemplo devido ao número reduzido de classes), obteve-se os percentis da equação do  $P_{ST}$ . Em (3.8), o  $P_{ST}$  obtido foi igual a 0,7082 pu.

A título ilustrativo, a fig. 3.13 mostra a *FPCC* obtida para o mesmo caso, porém, considerando:  $N_c = 300$  e  $T_{xa} = 1$  kHz (100 amostras). Nestas condições não houve extrapolações numéricas.

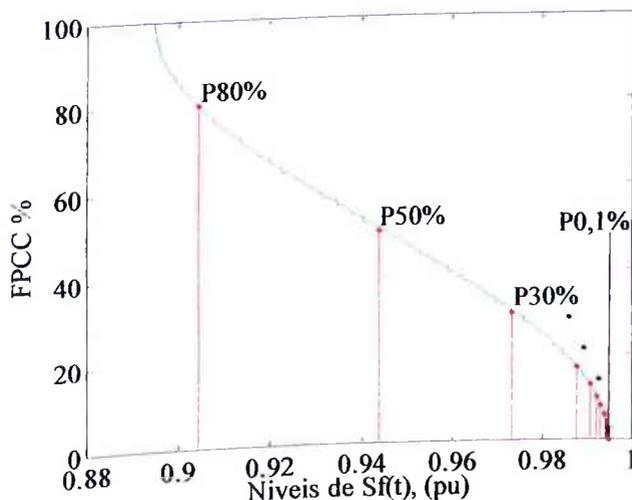


Fig. 3.13. *FPCC* para o Caso da Fig. 3.10(f),  $T_{xa} = 1$  kHz e  $N_c = 300$ .

Em particular, para a flutuação de tensão deste exemplo, onde a distância entre  $S_{f_{\max}}$  e  $S_{f_{\min}}$  foi muito pequena, o aumento de  $N_c$  de 6 para 300 classes e do número de amostras de 20 para 100, praticamente não influenciou no valor do  $P_{ST}$ , o qual resultou em 0,7083 pu.

### 3.2.2 – Testes de Validação do Modelo

A IEC 61000-4-15 determina dois testes de conformidade, quais sejam:

- **Resposta Analógica:** a resposta analógica do medidor, isto é, a saída do Bloco 4, deve resultar em 1 pu para flutuações de tensão dos tipos senoidal e retangular na entrada, cujos parâmetros  $\Delta V/V\%$  e  $f_m$ , são especificados por tabelas padrões dadas no referido documento. A precisão prescrita é atingida se os valores de entrada das modulações senoidal e retangular estão dentro da faixa de  $\pm 5\%$  dos valores tabulados, para uma saída unitária da percepção de cintilação. Com a modulação senoidal devem ser verificados 37 valores tabelados com  $f_m$  variando de 0,5 a 33,33 Hz para a lâmpada de referência 230V/60W/50Hz e 0,5 a 40 Hz para a lâmpada de referência 120V/60W/60Hz. De forma semelhante, com a modulação retangular devem ser verificados 36 valores tabelados com  $f_m$  variando de 0,5 a 33,33 Hz para a lâmpada de referência 230V/60W/50Hz e 0,5 a 40 Hz para a lâmpada de referência 120V/60W/60Hz.

- **Teste de Desempenho:** a saída do Bloco 5 do medidor deve ser testada para uma flutuação de tensão do tipo retangular na entrada, cujos parâmetros  $\Delta V/V\%$  e variações por minuto (ou  $f_m$ ), devem resultar em  $P_{ST} = 1,00 \pm 0,05$  pu. Devem ser testados 7 pontos preestabelecidos, sendo para a referência 230V/60W/50Hz valores correspondentes a 1 a 4000 variações de tensão por minuto e para 120V/60W/60Hz valores de 1 a 4800 variações por minuto.

Adicionalmente, o fabricante deve determinar a faixa de valores de  $\Delta V/V\%$  para a qual o  $P_{ST}$  apresenta um erro menor que 5% (faixa de operação do classificador). Para fazer estes testes, a magnitude de  $\Delta V/V\%$  deve ser aumentada e diminuída mantendo a variação por minuto constante, registrando-se o  $P_{ST}$  obtido. Por exemplo, no teste de faixa de operação, selecionando na tabela correspondente uma dada taxa de variação por minuto e multiplicando  $\Delta V/V\%$  por um fator  $q$ , o  $P_{ST}$  deve aumentar de  $1,00 \pm 5\%$  para  $(1,00 \times q) \pm 5\%$ .

Ressalta-se que os testes descritos acima são feitos mudando a magnitude das variações de tensão,  $\Delta V/V\%$ , de forma que o valor de pico na saída seja unitário. Se  $\Delta V/V\%$  coincide com os valores especificados pelas tabelas com uma tolerância de  $\pm 5\%$ , o instrumento é validado. Outrossim, segundo a IEC não é necessário testar individualmente cada bloco do medidor de cintilação.

Desta maneira, para testar a validade e a precisão do modelo computacional desenvolvido neste trabalho foram efetuados os testes supracitados, cujos resultados são mostrados a seguir.

### A) Testes da Sensação Instantânea de *Flicker*

Para a avaliação quanto ao quesito  $S_f$ , foram assumidos os seguintes parâmetros gerais:

- passo de integração fixo igual a 100  $\mu s$ .
- $T = 4$  minutos (não são necessários 10 minutos pois as flutuações de tensão são periódicas).

De acordo com os testes de conformidade, para cada ponto da tabela, fixando  $f_m$  e  $S_f = 1$  pu, e variando  $\Delta V/V\%$ , obteve-se os erros percentuais mostrados na fig. 3.14.

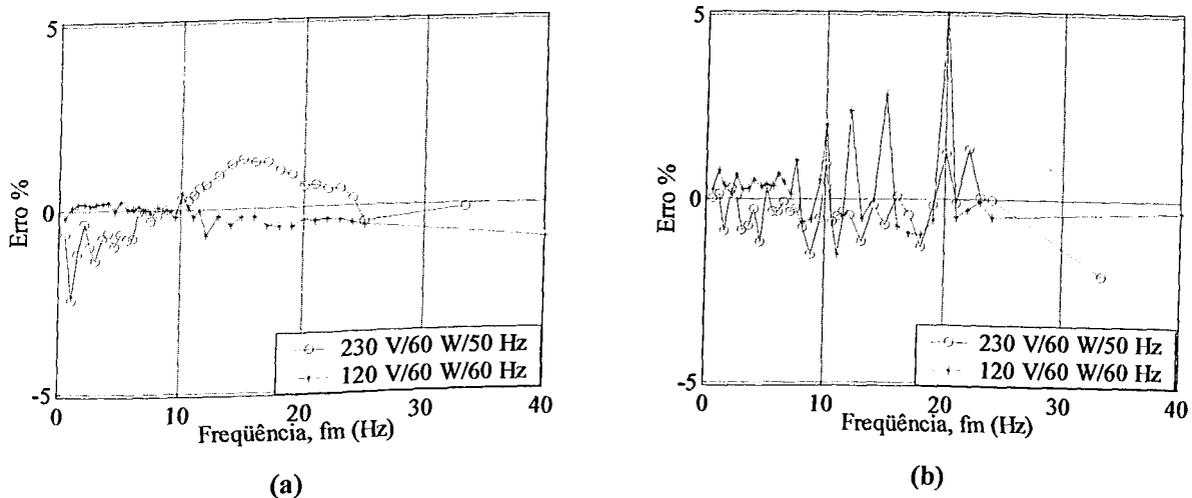


Fig. 3.14. Testes de conformidade para  $S_f(t) = 1$  pu: erro percentual, (a) Modulação Senoidal. (b) Modulação Retangular.

Nota-se que, exceto em um único ponto no qual o erro foi igual a 5,1%, ( $f_m = 20$  Hz, lâmpada 120 V/60 W/60 Hz, modulação retangular), os erros estão na faixa de  $\pm 5\%$ , ou seja, satisfazem a tolerância exigida.

### B) Testes de Precisão do $P_{ST}$

Como mencionado no início desta seção, é necessário também verificar o algoritmo classificador e o valor do  $P_{ST}$  obtido pelas simulações, comparando os resultados com as tabelas padrões da IEC ( $P_{ST} = 1$  pu). Para estas simulações assumiu-se:

- passo da integração fixo igual a 100  $\mu$ s;
- $T_{x_a} = 1$  kHz;
- espaçamento linear entre as classes;
- $N_c = 300$ ;
- $T = 5$  minutos (não são necessários 10 minutos pois as flutuações de tensão são periódicas).

A fig. 3.15 mostra os erros obtidos em relação aos pontos de testes tabelados pela IEC onde  $P_{ST} = 1$  pu, para as diferentes variações/minuto e  $\Delta V/V\%$ .

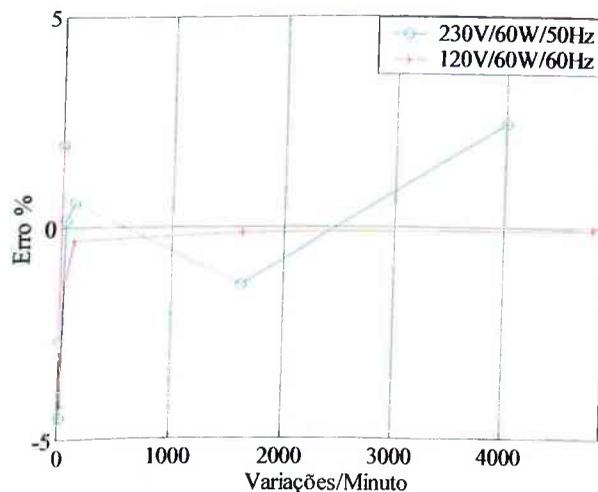


Fig. 3.15. Erros de  $P_{ST} = 1$  pu, modulação retangular.

Nota-se que em todos os pontos de avaliação, os erros estão dentro da faixa de tolerância permitida, isto é, são menores que  $\pm 5\%$ .

Finalmente, foi realizado o teste de faixa de operação, verificando-se a linearidade do  $P_{ST}$  com  $\Delta V/V\%$ . Para tanto foram feitas simulações onde fixou-se as variações por minuto, e multiplicou-se o valor de  $\Delta V/V\%$  pelos *fatores* 0,1, 0,5, 10 e 20. A fig. 3.16 mostra os erros percentuais obtidos em relação ao  $P_{ST} = 1$  vezes o *fator multiplicador*. A modulação empregada foi a do tipo retangular.

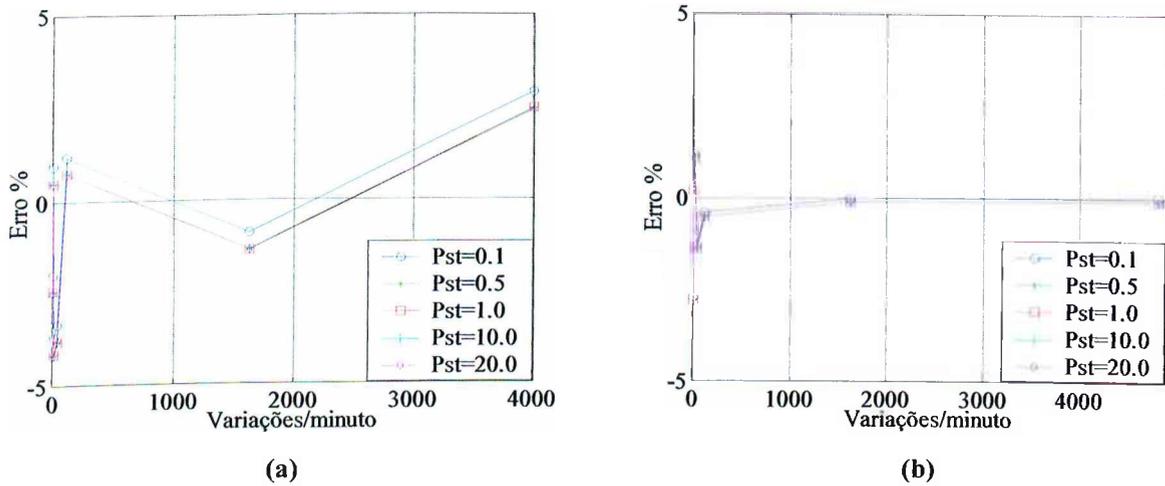


Fig. 3.16. Erros associados ao teste de linearidade do  $P_{ST}$ :  
 (a) Referência 230 V/60 W/50 Hz. (b) Referência 120 V/60 W/60 Hz.

Uma vez que o modelo atendeu satisfatoriamente aos fatores aplicados (erros menores que  $\pm 5\%$ ), os quais contemplam uma faixa razoável ( $0,1 \leq k \leq 20$ ), tornou-se desnecessário testes com fatores menores, intermediários e maiores.

### 3.2.3 – Comentários sobre a Implementação Computacional

Um primeiro ponto a ser ressaltado é que o MATLAB/SIMULINK permitiu o uso da função de transferência do Filtro de Ponderação em Frequência exatamente como a mesma é definida e especificada pela IEC. Da mesma forma, os outros elementos analógicos do medidor puderam ser representados com fidelidade.

Os resultados das simulações mostraram que a implementação proposta é válida, visto que os erros em comparação às tabelas padrões para  $S_f$  e  $P_{ST}$  unitários estão dentro da faixa de tolerância estabelecida pela IEC, exceto em um único ponto. Entretanto, nem mesmo uma implementação “perfeita” dos blocos atenderia exatamente aos valores padronizados, visto

que as tabelas foram geradas a partir da concepção analógica do medidor, cuja precisão é pertinente à época de sua elaboração [78].

É importante destacar que este fato implica em um dilema para os fabricantes de medidores de cintilação, bem como quando se almeja semelhantes desenvolvimentos computacionais, o qual segue:

*Deve-se seguir as especificações do instrumento da maneira mais precisa possível ou, desenvolver um equipamento/modelo que atenda os pontos de testes da maneira mais próxima possível?*

Como demonstrado na implementação realizada, optou-se pela primeira estratégia.

A precisão do cálculo do  $P_{ST}$  e o tempo requerido para seu cálculo dependem de  $N_c$ ,  $T_{x_a}$ , do método de espaçamento das classes (linear ou logaritmo) e da estratégia de cálculo dos percentis  $P_{i\%}$  (tipo de interpolação, extrapolação, etc.) conforme reporta [78]. Nesta referência é apresentada uma análise do erro gerado no cálculo do  $P_{ST}$ , levando em conta estes parâmetros. É também proposto um método, baseado em um algoritmo de busca por bipartição, para o cálculo dos percentis da equação do  $P_{ST}$ .

Destaca-se que a rotina proposta neste trabalho para a composição das classes de valores, fundamentada em uma expressão matemática ao invés de comparações do tipo “Se”, “Senão”, “Senão Se”, se mostrou muito eficiente (com baixo custo computacional), permitindo aumentar o número de classes e a taxa de amostragem de  $S_i(t)$ , sem um incremento proibitivo do tempo de processamento. Aliado a este fato, foi implementado somente o classificador linear.

A versatilidade da linguagem oferecida pelo MATLAB, permite realizar prontamente alterações, inclusões e exclusões dos elementos constituintes dos blocos, podendo assim, atender atualizações dos padrões e normas pertinentes. Adicionalmente, é possível modelar flutuações de tensão conforme definições estabelecidas em protocolos de testes atuais ou mais avançados [77], bem como entrar com sinais de tensão digitalizados, provenientes de medições práticas, no próprio ambiente SIMULINK.

Destaca-se finalmente, que o MATLAB permite analisar a influência de parâmetros de simulação e outros próprios ao medidor, bem como realizar modelagens na concepção digital, podendo-se avaliar fatores combinados como taxa de amostragem, quantização, filtros, etc.

### 3.3 – Resposta do Modelo do Medidor a Itens de Qualidade Superpostos

Tendo em vista que os fenômenos associados à degradação da qualidade da energia podem ocorrer simultaneamente e, somando-se a isto, a grande sensibilidade do medidor de cintilação UIE/IEC a variações de tensão, faz-se necessário investigar o seu comportamento quando estão presentes outros distúrbios no sinal de tensão, além das flutuações propriamente ditas.

A fig. 3.17 ilustra uma situação onde uma medição de cintilação luminosa é realizada no barramento de entrada de um sistema industrial e ocorre uma falta em um local externo ao mesmo. Como será visto a seguir, semelhante circunstância pode levar a um equívoco nos resultados do medidor, conforme for a alteração da tensão no ponto de medição.

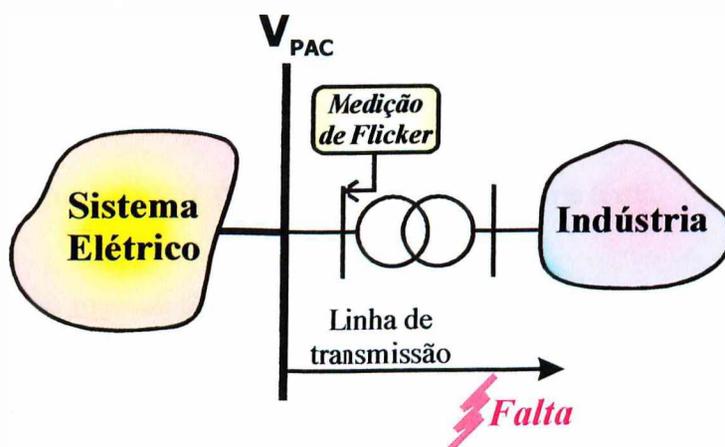


Fig. 3.17. Medição de flicker e falta externa.

Os indicadores de severidade de cintilação considerados pelo ONS como representativos da flutuação de tensão num dado barramento da Rede Básica [5] são:  $P_{ST}D95\%$  (valor do indicador  $P_{ST}$  que foi superado em apenas 5% dos registros obtidos no período de 24 horas);  $P_{LT}S95\%$  (valor do indicador  $P_{LT}$  que foi superado em apenas 5% dos registros obtidos no período de 7 dias completos e consecutivos).

Assim, se ocorrerem 8 ou mais eventos (dentro de intervalos de 10 minutos distintos) no período de 1 dia, que alterem o valor do  $P_{ST}$ , o indicador  $P_{ST}D95\%$  pode ser afetado (pois tem-se 144 valores por dia e,  $8/144 \cdot 100\% = 5,56\%$ ). Analogamente, 5 ou mais eventos (em intervalos de duas horas distintos) podem afetar o indicador  $P_{LT}$ , de forma que o  $P_{LT}S95\%$  pode resultar em um valor equivocado (pois tem-se 84 valores na semana e,  $5/84 \cdot 100\% = 5,95\%$ ).

Com o intuito de ilustrar a possibilidade de ocorrência dos fenômenos analisados, a fig. 3.18 mostra o número de Variações de Tensão de Curta Duração (VTCDs) que ocorreram em março de 2002, no barramento de entrada de 11,9 kV de uma indústria têxtil brasileira. Dentre estes eventos tem-se uma interrupção, sendo os demais afundamentos de tensão. Nota-se, por exemplo, que nos dias 3 a 8 ou 7 a 13, foram registradas 8 ocorrências em horários distintos.

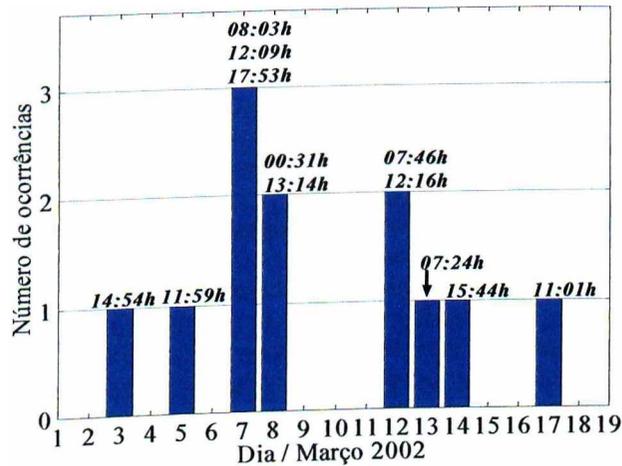


Fig. 3.18. VTCDs na entrada de uma indústria têxtil.

Outra questão que merece destaque é a distorção da forma de onda da tensão, devido ao aumento e proliferação das cargas não-lineares de pequena, média e alta potência nos sistemas residenciais, comerciais e industriais, o que pode causar a cintilação luminosa, conforme posto no Capítulo II.

Desta forma, têm-se a seguir os estudos destinados a examinar a resposta da implementação computacional proposta, em particular, abordando as grandezas  $S_f(t)$  e  $P_{ST}$ , levando em conta os itens de qualidade:

- VTCDs dos tipos afundamentos, interrupções e elevações de tensão momentâneos;
- transitórios oscilatórios;
- harmônicos e interharmônicos.

Dentro deste contexto, vale citar a referência [79] que, dentre outros aspectos, apresenta resultados a respeito de flutuações de tensão em barras de um sistema de transmissão brasileiro. Foi constada a ocorrência de afundamentos de tensão que afetaram significativamente os indicadores  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ . Em [80] foi realizado um estudo mostrando as alterações provocadas por afundamentos de tensão e interrupções sobre a resposta de cinco

medidores práticos, bem como, sobre os resultados advindos de simulações computacionais. A interação entre a cintilação luminosa e a presença de componentes harmônicos variáveis na tensão é considerada em [41]. A correlação de componentes interharmônicas sobrepostas ao sinal fundamental da tensão, que podem inclusive afetar as lâmpadas fluorescentes de maneira mais significativa do que as incandescentes são consideradas em [39], [40] e [60].

### 3.3.1 – Superposição de VTCDs e Transitórios Oscilatórios

Adotou-se ainda as seguintes premissas para as simulações desta seção:

- frequência da rede 60 Hz e lâmpada de referência de 120 V / 60 W /60 Hz;
- as análises enfocarão as grandezas  $S_r(t)$  e o  $P_{ST}$  com intervalo de 10 minutos.

As investigações foram divididas em 25 casos, conforme mostra a tabela 3.2. O Caso 01 ou Caso Base corresponde aos resultados sem qualquer tipo de distúrbio superposto a uma flutuação com modulação senoidal. Para esta situação arbitrou-se uma frequência de oscilação de 12 Hz e variação de tensão percentual  $\Delta V/V\% = 0,5855$ . Nessas circunstâncias os indicadores resultam em  $P_{ST} = 1,0$  pu e  $P_{LT} = 1$  pu. Os outros casos tiveram seus dados escolhidos com base em valores característicos e típicos [1], [5], [81] e [82].

Tabela 3.2. VTCDs e transitórios oscilatórios: casos estudados.

Caso(s)	Evento superposto	Tensão no evento (pu)	Duração (ciclos)
01	-	-	-
02, 03, 04	Afundamento	0,4	2, 5, 20
05, 06, 07		0,6	2, 5, 20
08, 09, 10		0,9	2, 5, 20
11, 12, 13	Interrupção	0,05	60, 90, 180
14, 15, 16	Elevação	1,5	2, 5, 20
17, 18, 19		1,3	2, 5, 20
20, 21, 22		1,15	2, 5, 20
23, 24, 25	Transitório (400 Hz)	1,3, 1,5 e 2,0 (pico)	3

A fig. 3.19 mostra as formas de onda da tensão de entrada  $v(t)$  e da Sensação de *Flicker*  $S_f(t)$  resultante para o Caso 01.

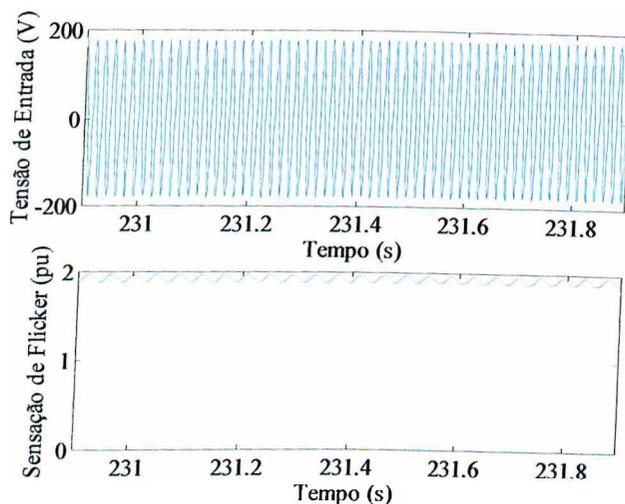


Fig. 3.19. Caso 01: Entrada  $v(t)$  e Sensação de *Flicker*  $S_f(t)$ .

Como esperado, a grandeza  $S_f(t)$  apresenta um comportamento periódico, sendo seu valor (tomado no máximo), igual a 1,97 pu.

### A) Superposição de Afundamentos de Tensão

A fig. 3.20 ilustra a tensão  $v(t)$  no momento da ocorrência do afundamento bem como a forma de onda de  $S_f(t)$  resultante. Esta situação refere-se ao Caso 02.

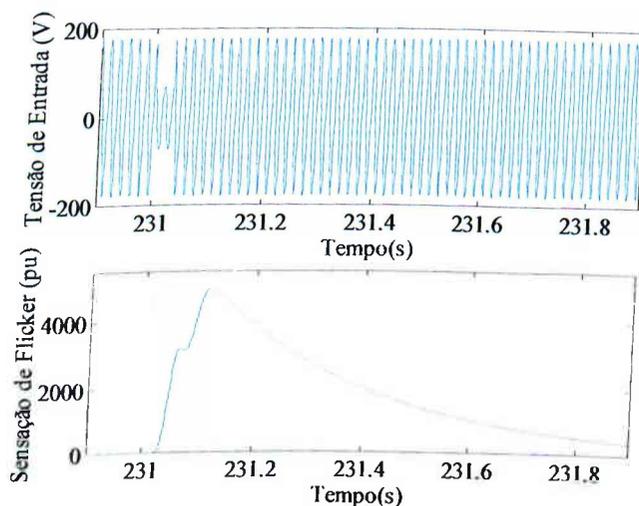


Fig. 3.20. Caso 02: Entrada  $v(t)$  e Sensação de *Flicker*  $S_f(t)$ .

Como pode ser observado na fig. 3.20, após ocorrência do afundamento, a Sensação Instantânea de *Flicker* apresentou dois picos (com um certo atraso). Estes estão vinculados ao início e término do evento e apresentam valores muito superiores aos do Caso Base. Este comportamento de  $S_f(t)$  onera principalmente o percentil  $P_{0,1}$  da equação (1). O  $P_{ST}$  resultou em 5,6 pu. As formas de onda dos Casos 03 a 10 têm comportamento similar e por isso foram omitidas.

As figs. 3.21(a) e (b) apresentam os valores de  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  obtidos para os Casos 02 a 10, demonstrando sua dependência com as duas variáveis supracitadas. O  $P_{LT}$  foi calculado com o uso da equação (2.29), na hipótese de ter ocorrido apenas um evento a cada duas horas de medições.

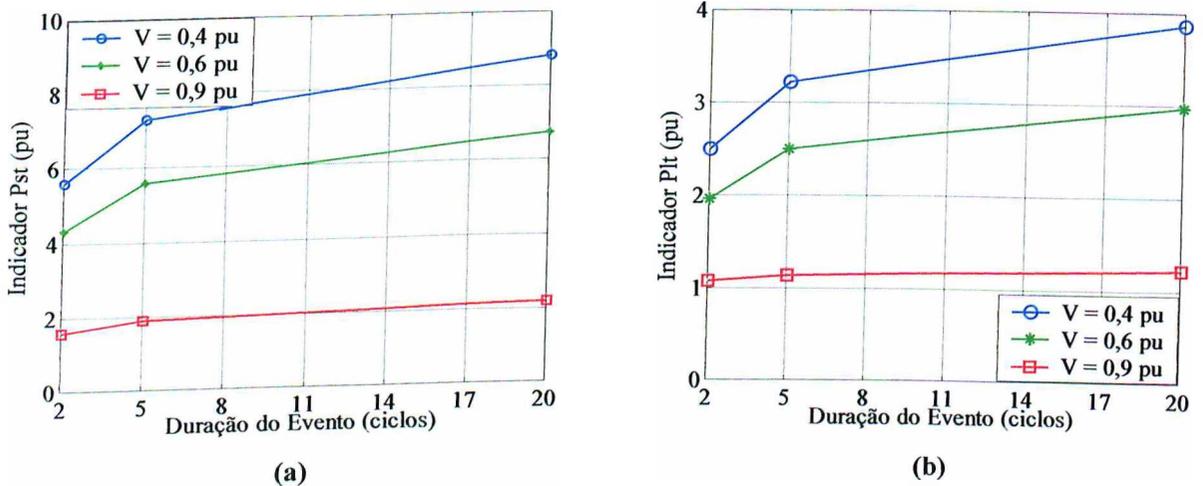


Fig. 3.21. Afundamentos de Tensão: (a)  $P_{ST}$ ; (b)  $P_{LT}$ .

### B) Superposição de Interrupções de Tensão

Para ilustrar este fenômeno são mostradas na fig. 3.22 as formas de onda da tensão de entrada e de  $S_f(t)$  referente ao Caso 11.

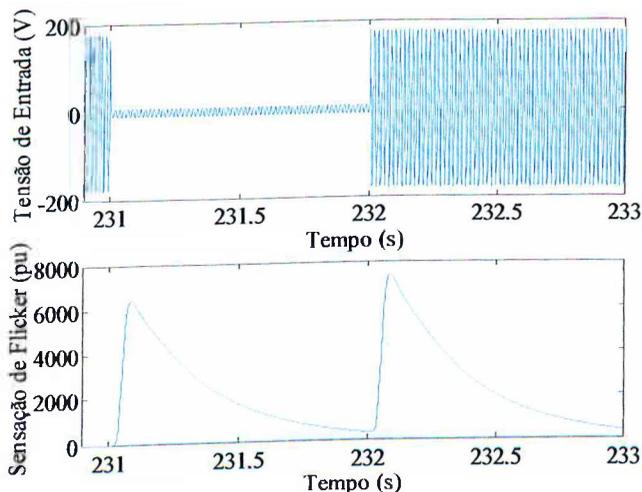


Fig. 3.22. Caso 11: Entrada  $v(t)$  e Sensação de Flicker  $S_f(t)$ .

De forma análoga aos casos de afundamentos de tensão, os picos da grandeza  $S_f(t)$  ocorreram com um certo atraso em relação ao início do evento e ao restabelecimento da tensão. O  $P_{ST}$  para este caso atingiu 9,9 pu. A fig. 3.23 mostra os valores de  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  obtidos para os Casos 11 a 13, demonstrando uma menor influência da duração destes eventos sobre os indicadores.

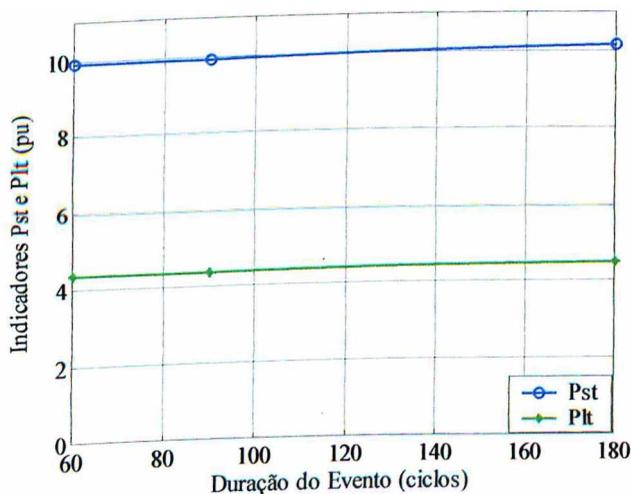


Fig. 3.23. Interrupções de Tensão ( $V=0,05$  pu):  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ .

### C) Superposição de Elevações de Tensão

As formas de onda da tensão  $v(t)$  e de  $S_f(t)$  para o Caso 14 são mostradas na fig. 3.24.

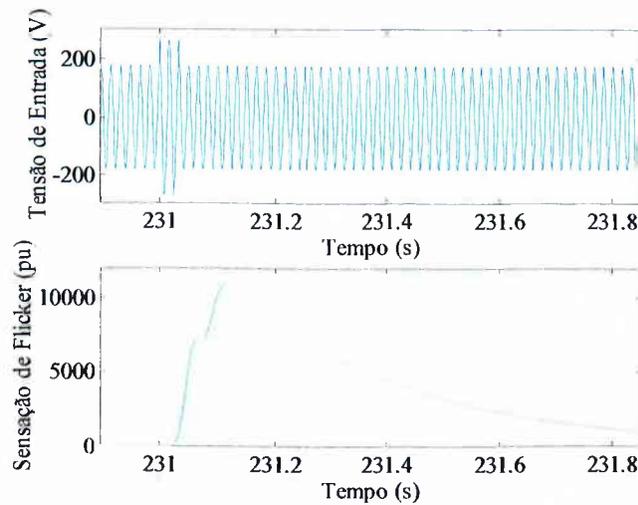


Fig. 3.24. Caso 14: Entrada  $v(t)$  e Sensação de Flicker  $S_f(t)$ .

De modo similar aos casos anteriores, nota-se uma forte influência deste fenômeno sobre o sinal  $S_f(t)$  e, por conseguinte, sobre o  $P_{ST}$ . Para esta situação o nível de  $P_{ST}$  foi de 8,3 pu. Os outros casos de elevações superpostas apresentaram resultados similares e por isso não são mostrados.

Mais uma vez, observa-se que as alterações do  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  em relação ao Caso Base dependem da intensidade e duração do evento superposto. Esta afirmativa se fundamenta nos resultados mostrados nas figs. 3.25(a) e (b).

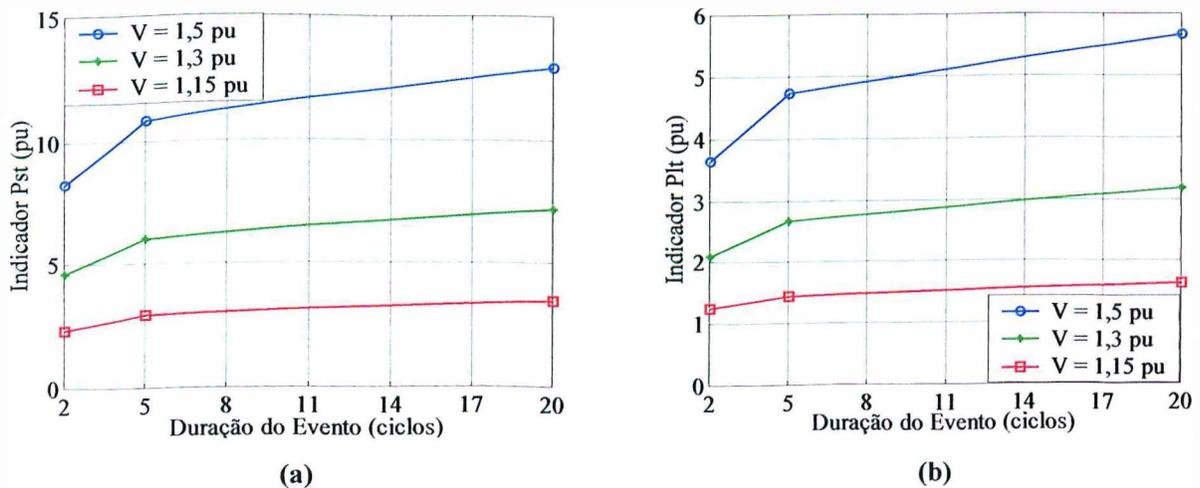


Fig. 3.25. Elevações de Tensão: (a)  $P_{ST}$ ; (b)  $P_{LT}$ .

#### D) Superposição de Sobretensões Transitórias

A fig. 3.26 apresenta a tensão de entrada e a forma de onda de  $S_f(t)$  para o Caso 25.

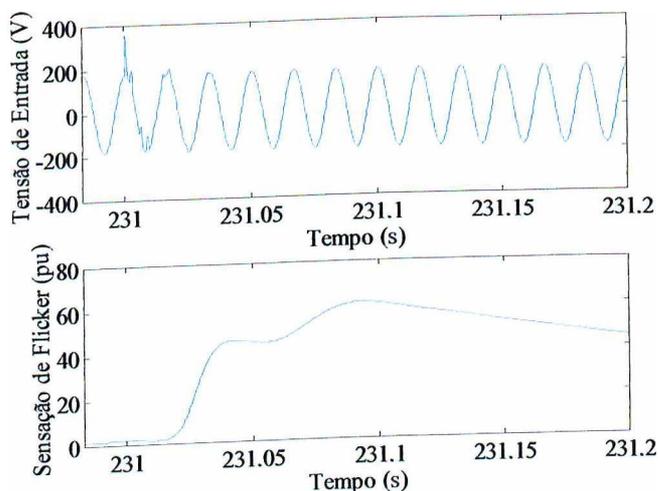


Fig. 3.26. Caso 25:  $v(t)$  e  $S_f(t)$ .

A fig. 3.27 compara os resultados obtidos para os Casos 23 a 25.

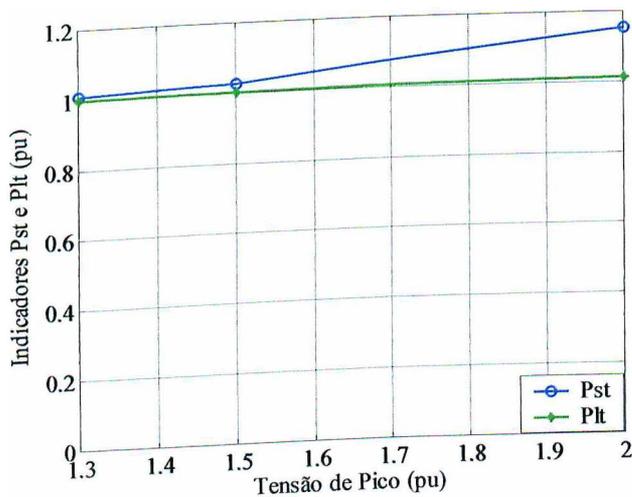


Fig. 3.27. Transitórios oscilatórios (400 Hz):  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ .

Conforme mostra a figura anterior, houve uma menor influência deste fenômeno sobre o medidor de *flicker*. Para o Caso 25, que corresponde ao fenômeno transitório mais significativo dentre os estudados, o  $P_{ST}$  atingiu 1,2 pu.

### E) Comentários sobre as VTCDs e Transitórios Oscilatórios

Dentre os resultados encontrados ao longo deste item destaca-se que:

- de um modo geral, os valores de picos atingidos por  $S_f(t)$  são tanto maiores quanto maiores forem as magnitudes dos fenômenos;
- além desse fator, a duração dos eventos exerce forte influência na permanência de altos valores de  $S_f(t)$ , pesando sobre os percentis obtidos da análise estatística (Bloco 5 do medidor) e aumentando os valores dos indicadores  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ . Esta afirmativa não se aplica, todavia, para as situações de interrupções investigadas.

Como pode ser visto nas simulações apresentadas, corroboradas pelas referências [79] e [80], variações de tensão superpostas às tensões flutuantes podem então implicar em significativas alterações nos valores dos índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ . Os valores destes indicadores podem então ser influenciados a ponto de, por questões além das oscilações de tensão propriamente ditas, informar que determinada instalação ultrapassou os limites normalizados.

Assim, percebe-se a importância de que as medições referentes às flutuações de tensão devem ser acompanhadas e correlacionadas a outros fenômenos de qualidade da energia.

Dentre as soluções cabíveis, a referência [80] aponta para:

- a saturação dos sinais de Sensação de *Flicker*  $S_f(t)$  a partir de um determinado valor;
- a desconsideração dos indicadores  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  que foram alterados em função dos fenômenos mencionados.

### 3.3.2 – Interharmônicos

Levando em conta as considerações apresentadas no Capítulo II, a respeito do tema cintilação luminosa causada pela superposição de componentes de tensão interharmônicas, esta seção objetiva efetuar simulações a fim de verificar o comportamento do modelo do medidor de cintilação em tal condição.

Foram adotadas as seguintes hipóteses para as simulações:

- sistema 60 Hz e lâmpada de referência de 120 V/60 W/60 Hz;
- valores dos harmônicos e interharmônicos expressos em percentuais da fundamental;
- uma vez que trata-se de um sinal periódico, em regime permanente, as análises enfocarão as grandezas  $S_f(t)$  e  $P_{ST}$  com tempo total de simulação de 4 minutos.

A equação (2.19), escrita novamente por conveniência, foi usada para retratar o fenômeno elétrico em estudo.

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + V_h \cos(h\omega_p t) + V_i \cos(\omega_i t) \quad (2.19)$$

Os casos analisados neste item são listados na tabela 3.3. No Caso 01 ou Base, tem-se apenas a componente fundamental, sem modulação. No casos 02 a 05 fixou-se o valor percentual da magnitude, a fim de analisar a influência da frequência da componente interharmônica sobre a resposta do modelo do medidor de cintilação. O Caso 06 ilustra a situação de modulação causada pela presença de uma componente interharmônica próxima a uma harmônica (5 Hz de diferença), embora ambas tenham a sua amplitude constante. O Caso 07 atribui à componente interharmônica de 310 Hz um valor extrapolado de 10%.

Tabela 3.3. Superposição de Interharmônicas de Tensão – Casos Estudados.

Caso	$f_i$ (Hz)	$V_i$ (%)	$f_h$ (Hz)	$V_h$ (%)	Observações
01	-	-	-	-	$S_f = 0$ e $P_{ST} = 0$ .
02	55	2%	-	-	$f_i < 2f_p$ , $f_M = \text{abs}(f_i - f_p) = 5$ Hz; $f_i$ em torno da frequência fundamental, ver Capítulo II.
03	110	2%	-	-	$f_i < 2f_p$ , $f_M = \text{abs}(f_i - f_p) = 50$ Hz.
04	130	2%	-	-	$f_i > 2f_p$ , $f_M = \text{abs}(f_i - f_p) = 70$ Hz.
05	170	2%	-	-	$f_i > 2f_p$ , $f_M = \text{abs}(f_i - f_p) = 110$ Hz.
06	175	2%	180	5%	Cintilação com modulação em 5 Hz, ver Capítulo II.
07	310	10%	-	-	$f_i > 2f_p$ , $f_M = \text{abs}(f_i - f_p) = 250$ Hz.

A fig. 3.28 apresenta as formas de onda das tensões de entrada, enquanto que a fig. 3.29 mostra a Sensação Instantânea de *Flicker* resultante para cada caso.

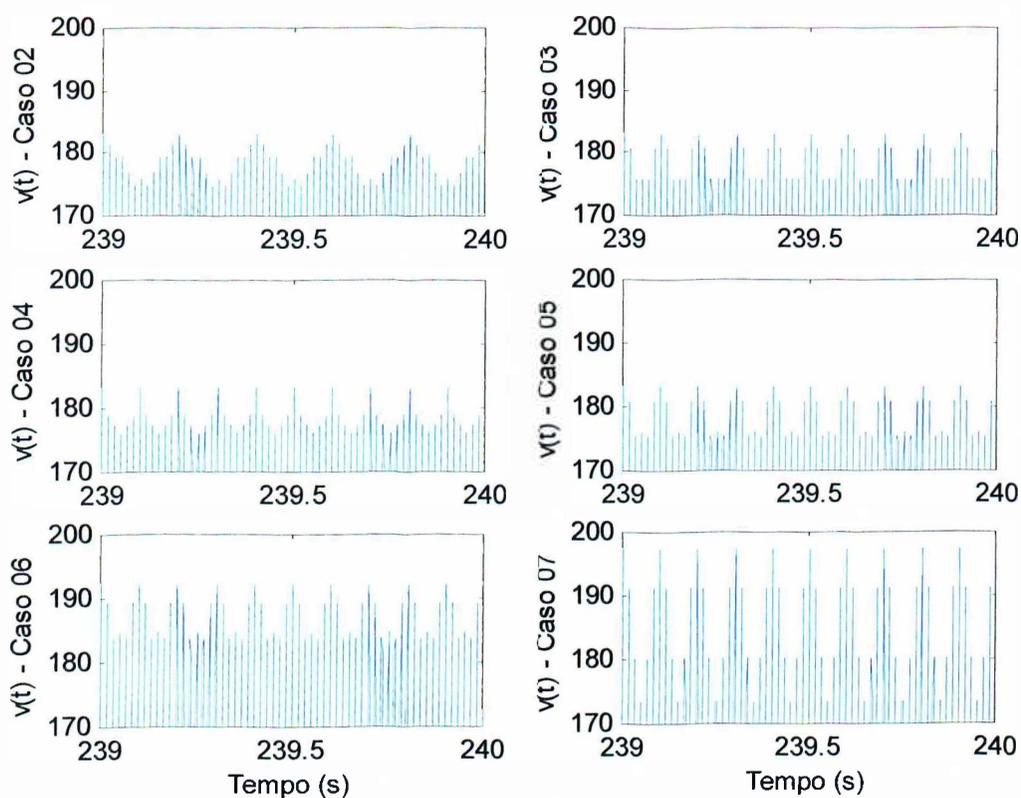


Fig. 3.28. Tensão de entrada, com superposição de interharmônicos – Casos 02 a 07.

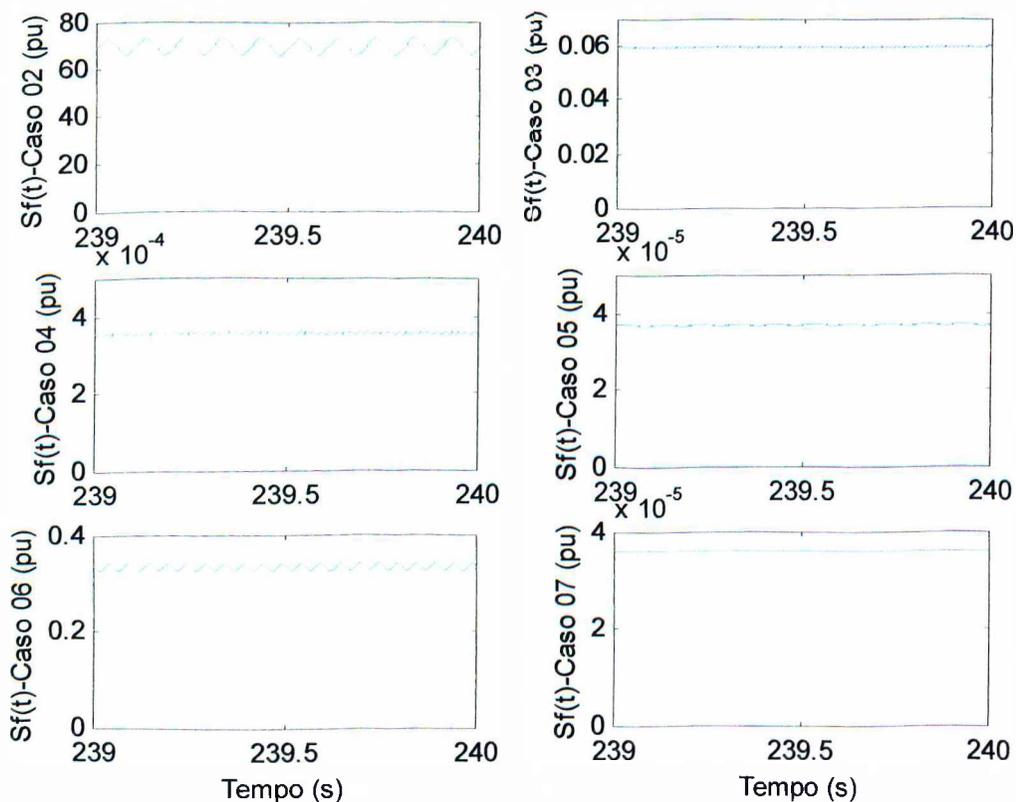


Fig. 3.29. Sensação Instantânea de *Flicker*, com superposição de interharmônicos – Casos 02 a 07 (zoom).

A tabela 3.4 apresenta em síntese os resultados obtidos dos casos referentes à presença de interharmônicos no sinal de tensão.

Tabela 3.4. Resultados: interharmônicos superpostos à tensão.

Caso	01	02	03	04	05	06	07
$S_f$ (pu)	3,68e-5	73,56	0,06	3,59e-4	3,74e-5	0,34	3,61e-5
$P_{ST}$ (pu)	0,004	6,091	0,175	0,014	0,004	0,417	0,004

Os Casos 02 a 05 confirmam que o medidor responde de acordo com o que foi mencionado no Capítulo II. O Caso 02 demonstra que a simples presença de uma componente interharmônica pode levar o medidor a indicar níveis intoleráveis de cintilação luminosa, representando o que possivelmente aconteceria com o uso de lâmpadas incandescentes.

O Caso 06 embora tenha resultado em  $S_f$  e  $P_{ST}$  menores que 1,0 pu, indica que a combinação de componentes interharmônicas e harmônicas pode levar à ocorrência da cintilação luminosa se as amplitudes forem um pouco maiores do que as consideradas neste estudo.

O Caso 07 enfatiza que, mesmo não sendo detectado pelo medidor UIE/IEC o possível efeito de cintilação em lâmpadas incandescentes, os valores de frequência e magnitude considerados, implicariam em cintilação luminosa bem acima do limiar de lâmpadas fluorescentes compactas [60].

Portanto, com a crescente proliferação das cargas não-lineares, torna-se necessário investigar mais profundamente a cintilação luminosa, levando-se em conta não somente a influência da distorção de tensão harmônica e interharmônica sobre as lâmpadas incandescentes, mas também sobre as fluorescentes e em outros tipos.

### 3.3.3 – Harmônicas de Amplitude Variável

Nesta seção é analisada a contribuição de componentes harmônicas cujas amplitudes são variáveis no tempo. Foram contemplados os casos de variação da fundamental e harmônicos e variação de componentes harmônicas com a fundamental constante. A situação de fundamental variável e harmônicas de amplitudes constantes não foi analisada, pois nesta condição, evidentemente, as harmônicas não contribuem para a variação de tensão.

Foram adotadas as seguintes hipóteses para as simulações:

- sistema 60 Hz e lâmpada de referência de 120 V/60 W/60 Hz;
- flutuação de tensão senoidal;
- amplitudes harmônicas expressas em percentual da fundamental, com ângulos de fase zero;
- uma vez que trata-se de um sinal periódico, em regime permanente, as análises enfocarão as grandezas  $S_f(t)$  e  $P_{ST}$ , com tempo de simulação total de 4 minutos.

### A) Superposição de Harmônicos à Fundamental

Este item tem por meta observar alterações na resposta do medidor de cintilação considerando, superposto ao sinal de tensão na frequência industrial, a existência de um determinado conteúdo harmônico. Nesta situação, a tensão de entrada pode ser expressa por:

$$v(t) = \left[ V_p \cos(\omega_p t) + \sum_{h=2}^{\infty} V_h \cos(h\omega_p t) \right] \cdot [1 + \cos(\omega_m t)] \quad (3.9)$$

Os casos analisados estão listados na tabela 3.5. O Caso 01 ou Base tem  $P_{ST} = 1,0$  pu. O Caso 04 se refere a um caso hipotético onde a tensão apresenta-se distorcida além do usualmente encontrado, com uma Distorção de Tensão Harmônica Total (DTHT) de 25%.

Tabela. 3.5. Superposição de Harmônicos à Fundamental – Casos Estudados.

Caso	Conteúdo Harmônico	$f_m$ (Hz)	$\Delta V/V\%$
01	—	12	0,5855
02	5% de 5 <sup>a</sup> harmônica, DTHT = 5%.		
03	4% de 5 <sup>a</sup> e 3% de 7 <sup>a</sup> harmônica, DTHT = 5%.		
04	20% de 5 <sup>a</sup> e 15% de 7 <sup>a</sup> harmônica, DTHT = 25%.		

A fig. 3.30 apresenta, o sinal  $S_f(t)$  para os Casos 01 a 04.

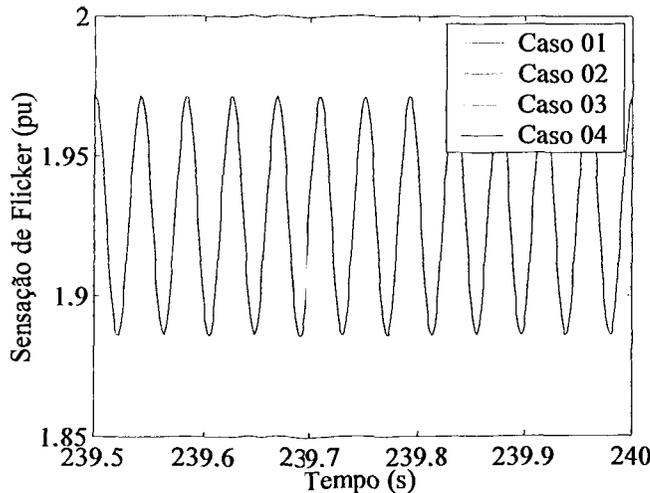


Fig. 3.30. Senção Instantânea de *Flicker* com superposição de harmônicas – Casos 01 a 04.

Observa-se na figura anterior uma superposição de  $S_f(t)$  para todos os casos, sendo o seu valor igual a 1,97 pu, e o  $P_{ST}$  1,0 pu. Pode-se portanto, afirmar que em relação ao Caso 01, o medidor é insensível aos sinais denotados pelos Casos 02 a 04.

### B) Modulação Harmônica

Conforme mencionado no Capítulo II, o fenômeno conhecido por modulação harmônica pode também produzir o efeito de cintilação luminosa. Assim, neste item, investiga-se a influência da modulação de componentes harmônicas sobre o medidor UIE/IEC quando a fundamental tem seu valor de pico ou eficaz constante. A expressão (2.21), escrita a seguir, modela este tipo de variação de tensão [41]:

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + \left[ \sum_h V_h \cos(\omega_h t) \right] \cdot [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (2.21)$$

Os casos estudados são mostrados na tabela 3.6. O Caso 01 se refere à modulação apenas da fundamental, que serve como base para comparação com os outros casos, nos quais foi considerado o índice de modulação  $m = 0,5$ .

Tabela. 3.6. Modulação Harmônica – Casos Estudados.

Caso	Descrição	$f_m$ (Hz)	$\Delta V/V\%$
01	Modulação da fundamental, $S_f(t) = 1,0$ pu, $P_{ST} = 0,71$ pu.	10	0,3390
02	Fundamental constante, modulação da 5ª harmônica (= 5% da fundamental).	10	100
03	Fundamental constante, modulação da 5ª (= 10%) e 7ª harmônica (= 5%), DTHT = 11,2%.	10	100

A fig. 3.31 e tabela 3.7 apresentam em síntese os resultados dos Casos 01 a 03.

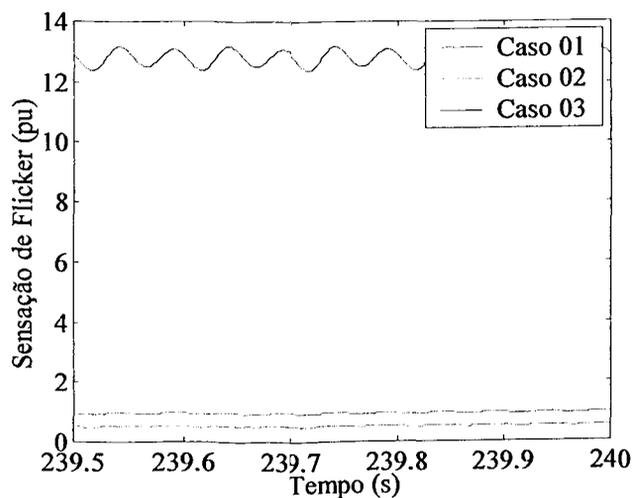


Fig. 3.31. Sensação Instantânea de Flicker com modulação harmônica – Casos 01 a 03.

Tabela 3.7. Resultados – Modulação Harmônica.

Caso	01	02	03
$S_f(t)$ (pu)	1,0	0,54	13,18
$P_{ST}$ (pu)	0,71	0,52	2,6

Como pode ser observado no Caso 02, a modulação de 50% ( $m = 0,5$ ) da 5ª harmônica (amplitude igual a 5% da fundamental) levou a um valor máximo de  $S_f(t)$  abaixo do limiar de percepção do ser humano. Entretanto, no Caso 03, pode ser notado que a modulação de 50% da 5ª (= 10%) e 7ª (= 5%) harmônicas, levou à indicação de que ocorreria a irritação devido a cintilação luminosa, uma vez que o  $P_{ST}$  foi superior a 1,0 pu.

### 3.4 – Cálculo Analítico do $P_{ST}$ – Flutuação do Tipo Senoidal

Nesta seção apresenta-se a dedução de uma expressão que relaciona o indicador  $P_{ST}$  à magnitude relativa das variações de tensão ( $\Delta V/V$ ) senoidais, para uma determinada frequência de modulação  $f_m$ . Este desenvolvimento é útil em simulações computacionais bem como em ensaios laboratoriais, nos quais a simplicidade da flutuação de tensão senoidal é aplicável. Assim sendo, pode-se dispensar a simulação do modelo do medidor ou o seu uso em ensaios práticos.

#### 3.4.1 – Cálculo de $S_f(t)$

Seja a modulação em amplitude do tipo senoidal dada por (2.1) e rescrita abaixo por conveniência.

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) \cdot [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (2.1)$$

Como visto no Capítulo II, nesta situação a saída do Bloco 3 do medidor fornece o sinal modulante normalizado e ponderado em frequência,  $v_{Bloco3}(t)$ , dado por (2.26) rescrita abaixo por conveniência.

$$v_{Bloco3}(t) \cong a_\omega m \cos(\omega_m t) \quad (2.26)$$

O fator  $a_\omega (\leq 1)$  é o ganho da resposta em amplitude, para uma frequência  $f_m$ , o qual pode ser calculado diretamente das funções de transferência que definem os filtros do Bloco 3, respeitando as constantes associadas a uma ou outra lâmpada de referência.

O Bloco 4, por sua vez, eleva ao quadrado a flutuação ponderada e efetua uma média com constante de tempo de 300 ms. Na literatura pertinente, encontra-se que a operação de média pode ser realizada através de [16]:

- **Filtro passa-baixas de 1ª ordem**, com constante de tempo  $\tau = 300$  ms, cuja função de transferência é dada por (3.3).

$$H_{RC}(s) = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \quad (3.3)$$

• Alternativamente por uma **Função Média Móvel** com a constante de tempo  $\tau = 300$  ms, dada por [83]:

$$S_f(t) = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} [v_{mN}(t)]^2 dt \quad (3.10)$$

### A) $S_f(t)$ pelo Filtro RC

Elevando a expressão (2.26) ao quadrado e aplicando a *Transformada de Laplace*, obtém-se:

$$L\{[a_\omega m \cos(\omega_m t)]^2\} = (a_\omega m)^2 \frac{2\omega_m^2 + s^2}{s(s^2 + 4\omega_m^2)} \quad (3.11)$$

onde o símbolo  $L$  denota a aplicação da *Transformada de Laplace*.

Multiplicando o segundo membro de (3.11) por  $H_{RC}(s)$  tem-se  $S_f(s)$ , ou seja:

$$S_f(s) = (a_\omega m)^2 \frac{2\omega_m^2 + s^2}{s(s^2 + 4\omega_m^2)} \cdot \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.12)$$

cuja transformada inversa resulta na Sensação Instantânea de *Flicker*, dada por:

$$S_f(t) = (a_\omega m)^2 \left\{ \frac{1}{2} - \frac{e^{-t/\tau}}{1 + 4\tau^2 \omega_m^2} (1 + 2\tau^2 \omega_m^2) + \frac{\tau \omega_m \text{sen}(2\omega_m t) + \cos(2\omega_m t)}{2 + 8\tau^2 \omega_m^2} \right\} \quad (3.13)$$

Para  $t > 5\tau$  a parte transitória é desprezível. Assim, as expressões para obter os valores máximo, médio e mínimo de  $S_f(t)$ , normalizadas em relação à  $S_{fbase}$ , são dadas respectivamente por:

$$S_{f \max} = \frac{(a_{\omega} m)^2}{S_{fbase}} \left[ \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{\tau^2 \omega_m^2 + 1}}{2 + 8\tau^2 \omega_m^2} \right] \quad (3.14)$$

$$S_{fmed} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(a_{\omega} m)^2}{S_{fbase}} \quad (3.15)$$

$$S_{f \min} = \frac{(a_{\omega} m)^2}{S_{fbase}} \left[ \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\tau^2 \omega_m^2 + 1}}{2 + 8\tau^2 \omega_m^2} \right] \quad (3.16)$$

Vale lembrar que o valor de  $S_{fbase}$  é tomado no limiar de percepção com uma flutuação senoidal,  $f_m = 8,8$  Hz o que implica em  $S_f = 1$  pu. Assim, por exemplo para a equação (3.15), lâmpada de referência incandescente de 230 V / 60 W / 50 Hz, tem-se  $\Delta V/V\% = 0,250$  [16]. Neste caso  $a_{\omega} = 1,0$  e lembrando que  $m = \frac{1}{2} \cdot \Delta V/V$ , tem-se:

$$S_{fbase} = \frac{1}{2} \frac{\left( 1 \times \frac{1 \cdot 0,250}{2 \cdot 100} \right)^2}{1,0} = 7,8391e-7 \text{ pu} \quad (3.17)$$

O cálculo de  $S_{fbase}$  para (3.14) ou (3.17) é feito de forma análoga à exemplificada.

## B) $S_f(t)$ pela Função Média Móvel

Desenvolvendo a integral de (3.10) tem-se:

$$\begin{aligned} S_f(t) &= \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} [v_{mN}(t')]^2 dt' \\ &= (a_{\omega} m)^2 \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} \left[ \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega_m t')}{2} \right] dt' \\ &= (a_{\omega} m)^2 \frac{1}{\tau} \left[ \frac{1}{2} t' \Big|_t^{t+\tau} + \frac{1}{4\omega_m} \text{sen}(2\omega_m t') \Big|_t^{t+\tau} \right] \\ &= (a_{\omega} m)^2 \frac{1}{\tau} \left\{ \frac{\tau}{2} + \frac{1}{4\omega_m} [\text{sen}(2\omega_m(t+\tau)) - \text{sen}(2\omega_m t)] \right\} \Rightarrow \end{aligned}$$

$$S_f(t) = (a_\omega m)^2 \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{4\tau\omega_m} \left\{ \cos(2\omega_m \tau) - 1 \right\} \sin(2\omega_m t) + \sin(2\omega_m \tau) \sin(2\omega_m t) \right\} \quad (3.18)$$

cujos valores máximo e médio normalizados por  $S_{fbase}$  são dados por:

$$S_{fmax} = \frac{(a_\omega m)^2}{S_{fbase}} \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{4\tau\omega_m} \sqrt{[\cos(2\omega_m \tau) - 1]^2 + \sin^2(2\omega_m \tau)} \right) \quad (3.19)$$

$$S_{fmed} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(a_\omega m)^2}{S_{fbase}} \quad (3.20)$$

Nota-se que a expressão (3.20), para o cálculo de  $S_{fmed}$ , é idêntica à (3.15). O cálculo de  $S_{fbase}$  para (3.19) deve ser feito de forma análoga à exemplificada pela equação (3.17).

### C) Comparação entre os dois Métodos

Dados os valores da tabela padrão da IEC 61000-4-15, para os quais a Sensação de Flicker é unitária, calculou-se  $S_f(t)$  através das equações (3.14), (3.15) e (3.19), cujos resultados são mostrados na fig. 3.32.

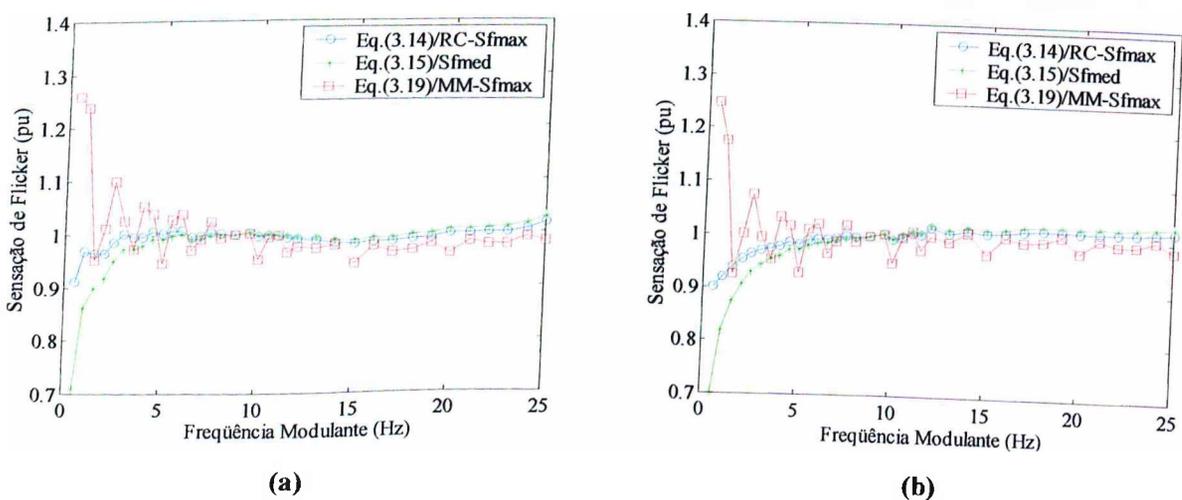


Fig. 3.32. Comparação entre expressões para cálculo de  $S_f(pu)$ .

(a) Lâmpada de Referência: 230 V/ 60 W/ 50 Hz. (b) Lâmpada de Referência: 120 V/ 60 W/ 60 Hz.

Observa-se diferenças relativamente grandes para frequências de modulação abaixo de 3 Hz no caso das expressões pelo valor médio, equação (3.15), e pela média móvel em (3.19). Para frequência maiores, os resultados se aproximam da unidade, sendo menos oscilantes os resultados dados pelas equações (3.14) e (3.15).

Em [21] e [75] é posto que a média móvel, equação (3.10), apresenta uma resposta em frequência discrepante em relação àquela advinda do filtro RC do Bloco 4 e, por isso, esta última estratégia é a que deve ser usada nos projetos de medidores de cintilação. Como pode ser visto, os resultados retratados pela fig. 3.32 se coadunam a esta informação.

Em todos os casos mostrados, a equação (3.14) é a que mais se aproxima do valor estipulado ( $S_f = 1$  pu) e, por isso, é utilizada para o cálculo do  $P_{ST}$  como mostrado a seguir.

### 3.4.2 – Cálculo Aproximado do $P_{ST}$

Sabe-se que no caso da modulação senoidal o sinal  $S_f(t)$  é também praticamente senoidal e a FPCC correspondente apresenta uma característica importante, qual seja: há uma proximidade entre  $S_{fmin}$  e  $S_{fmax}$ , (ver fig. 3.13 como exemplo). Este fato pode ser percebido pelas equações (3.14), (3.15) e (3.16) que tendem a se aproximar à medida em que  $f_m$  aumenta, porque o termo  $\frac{\sqrt{\tau^2 \omega_m^2 + 1}}{2 + 8\tau^2 \omega_m^2}$  tende a zero. Observe que isto independe do valor de  $\Delta V/V$ .

Assim, a FPCC decorrente e os percentis da equação do  $P_{ST}$  serão sempre próximos, sobretudo para maiores valores de  $f_m$  e o cálculo aproximado do  $P_{ST}$  pode ser feito considerando todos os percentis de sua expressão, equações (2.28) e (2.29), iguais a  $S_{fmax}$  dado por (3.14). Assim procedendo e com  $m = \frac{1}{2} \cdot \Delta V/V$  obtém-se:

$$P_{ST} \cong a_\omega \frac{\Delta V}{V} \sqrt{\frac{0,5096}{4S_{fbase}} \left( \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{\tau^2 \omega_m^2 + 1}}{2 + 8\tau^2 \omega_m^2} \right)} \quad (3.21)$$

A fim de comparar os resultados advindos de (3.21) com aqueles obtidos via simulações do medidor, foram escolhidos alguns valores de  $f_m$  e  $\Delta V/V\%$  (onde  $P_{ST} = 1$  pu), e efetuando os dois procedimentos obteve-se os resultados mostrados na fig. 3.33. O gráfico

mostra as diferenças percentuais tendo como referência os resultados das simulações do modelo do medidor validado anteriormente.

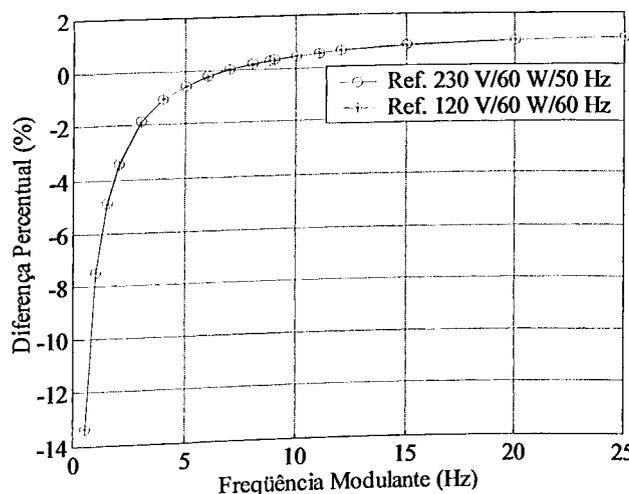


Fig. 3.33. Diferenças percentuais entre  $P_{ST} = 1$  pu de simulações e equação (3.21).

Do exposto, conclui-se que a equação (3.21) é uma aproximação válida para o cálculo do  $P_{ST}$  no caso de modulações senoidais, para frequências de modulação acima de 1,5 Hz, onde a aproximação para a Sensação Instantânea de *Flicker* torna-se mais adequada. Nas frequências abaixo de 1,5 Hz, a equação é conservativa (maiores valores de  $P_{ST}$  para os mesmos  $\Delta V/V\%$ ) pois as diferenças percentuais são negativas. A formulação baseada na média de  $S_f$ , equação (3.15), é uma boa aproximação, porém, para frequências de modulação acima de 3 Hz.

### 3.5 – Considerações Finais

A implementação proposta para o medidor de cintilação luminosa UIE/IEC objetivou estabelecer uma referência para a calibração de medidores práticos. O desenvolvimento foi mostrado em detalhes, abordando os Blocos 1 a 5 do modelo do medidor. A precisão e a validade foram comprovadas através dos testes de conformidade exigidos pela IEC 61000-4-15. Este trabalho contribui também do ponto de vista teórico, sendo valioso material didático para a realização de simulações de sistemas elétricos com tensões flutuantes.

A resposta do modelo do medidor face a distúrbios na tensão superpostos a tensões flutuantes foi também verificada, destacando-se que as Variações de Tensão de Curta Duração

e/ou distúrbios semelhantes, podem alterar substancialmente os valores do indicador  $P_{ST}$  e em consequência o indicador  $P_{LT}$ .

Foi mostrado que a modulação de componentes harmônicas e a presença de interharmônicas de tensão podem também levar ao efeito de cintilação luminosa detectável ou não pelo medidor UIE/IEC, conforme os valores de intensidades e frequências envolvidos. Como considerado ao longo do texto, no caso da superposição de componentes interharmônicas, determinadas magnitudes e frequências que, embora não impliquem em cintilação nas lâmpadas incandescentes, podem levar à ocorrência deste efeito nas fluorescentes.

A expressão analítica que correlaciona o  $P_{ST}$  à  $f_m$  e  $\Delta V/V$ , para a flutuação do tipo modulação em amplitude senoidal, permite conhecer este indicador a partir destas variáveis, dispensando simulações e/ou uso de um medidor real para determiná-lo. Além disso, o desenvolvimento auxilia no entendimento da correlação entre o  $P_{ST}$  e as flutuações de tensão.

---

## CAPÍTULO IV

---

---

# PROTÓTIPO PARA MEDIÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO

---

### 4.1 – Considerações Iniciais

Tendo como ponto de partida os desenvolvimentos já alcançados e apresentados em [84], relativos ao projeto e construção de um protótipo destinado a monitorar de forma conjunta diversos itens de qualidade da energia – *Projeto SIDAQEE (Sistema Integrado para Diagnóstico e Análise da Qualidade da Energia Elétrica)* – esta etapa do trabalho é destinada à avaliação e adequação do referido equipamento no que tange, em particular, à medição da cintilação luminosa pelo Método Padrão UIE/IEC. Para tanto, os estudos deste capítulo contemplam as seguintes etapas:

- avaliação do *hardware* existente do referido equipamento;
- análise e adequação do *software* responsável pela aquisição de sinais elétricos;
- desenvolvimento de um programa inteiramente novo para a medição da cintilação luminosa, visto que o aplicativo previamente existente mostrou-se inadequado;
- validação quanto à medição de *flicker* através dos testes de conformidade exigidos pela IEC 61000-4-15;
- adicionalmente aos procedimentos padrões de validação, o equipamento é submetido a uma flutuação de tensão aleatória. A tensão registrada é usada para comparar as respostas ( $P_{ST}$  e  $S_f$ ) provenientes do protótipo e da simulação do medidor UIE/IEC no MATLAB (Capítulo III), sendo este último usado como referência.

Em relação à estratégia empregada para o desenvolvimento do equipamento de medição, foram investigadas várias referências na literatura científica [73]-[76], [83], [85]-[91]. Dentre estas, optou-se pela técnica de filtros digitais, no domínio do tempo, a qual se mostrou a mais apropriada para o objetivo em questão, visto que, dentre outras características,

oferece a possibilidade de representar de forma equivalente e com precisão as partes analógicas do medidor UIE/IEC. Além disso, torna possível aproveitar toda a estrutura de *hardware* já existente no protótipo, sendo então necessário apropriar e desenvolver inovações em termos de *software*.

A teoria e a aplicação dos filtros digitais constituem um dos tópicos da área conhecida como Processamento Digital de Sinais (*DSP – Digital Signal Processing*), bem como está relacionada à teoria de Controle Moderno. Neste contexto e para o pleno entendimento dos desenvolvimentos mostrados a seguir, faz-se necessária uma compreensão prévia de tópicos como aqueles mostrados no Capítulo III, e de outros peculiares aos filtros analógicos e digitais, os quais reunidos abrangem os seguintes itens:

- sinais contínuos, discretos (ou seqüências), analógicos e digitais;
- teorema da amostragem, freqüência, intervalo de amostragem e *aliasing*;
- resposta em amplitude e fase, freqüência de corte e banda passante;
- sistemas analógicos, discretos e digitais;
- linearidade, invariância, causalidade e estabilidade de sistemas;
- *Transformada de Laplace e Transformada z*.

Não obstante a importância destes temas, as explicações dos mesmos fogem aos objetivos deste capítulo. Desta forma, a abordagem a seguir se direciona aos conceitos fundamentais dos filtros analógicos e digitais, que constituem a essência do medidor de *flicker*. Como fonte de consulta cita-se as referências [92]-[95] que tratam os tópicos mencionados de forma profunda e rica em detalhes e exemplos.

### 4.1.1 – Filtros Analógicos

Um filtro, como conhecido na engenharia elétrica, é um dispositivo usado para alterar ou transformar um sinal elétrico (em amplitude e fase), em especial para eliminar ou filtrar uma determinada faixa de freqüências, deixando passar uma banda de interesse.

Os filtros analógicos são fisicamente constituídos pela combinação de elementos elétricos passivos resistivos (R), capacitivos (C) e indutivos (L), constituindo os filtros passivos, ou por amplificadores operacionais, associados aos elementos RLC, perfazendo os denominados filtros ativos.

Estes filtros são casos particulares de *sistemas analógicos*, podendo ser descritos pela notação de função de transferência,  $H_a(s)$ , como mostra a expressão (4.1).

$$H_a(s) = \frac{Y_a(s)}{X_a(s)} = \frac{\sum_{k=0}^M d_k s^k}{\sum_{k=0}^N c_k s^k} \quad (4.1)$$

Nota-se no terceiro membro de (4.1) a forma racional (divisão polinomial) da função de transferência, a qual foi usada várias vezes no capítulo anterior.  $X_a(s)$  e  $Y_a(s)$  são as transformadas de Laplace dos sinais de entrada  $x_a(t)$  e de saída  $y_a(t)$ , respectivamente.

Uma outra forma conhecida de se expressar o sistema analógico de  $H_a(s)$  é através da notação de equação diferencial, como mostra (4.2). Estas duas representações estão ilustradas na fig. 4.1.

$$\sum_{k=0}^N c_k \frac{d^k y_a(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^M d_k \frac{d^k x_a(t)}{dt^k} \quad (4.2)$$



Fig. 4.1. Representações das relações de entrada e saída de sistemas analógicos.

#### 4.1.2 – Filtros Digitais

Em sentido generalizado, um filtro digital pode ser definido como um sistema discreto, linear, invariante no tempo, baseado em precisão numérica finita [92]-[94].

De forma similar ao caso analógico, um filtro desta natureza é um caso particular de um *sistema digital*, podendo ser expresso pela função de transferência na forma racional mostrada em (4.3).

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{r=0}^M b_r z^{-r}}{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}} \quad (4.3)$$

Sendo  $X(z)$  e  $Y(z)$  a *Transformada z* das seqüências discretas de entrada  $x(n)$ , e de saída  $y(n)$ , respectivamente. Alternativamente, a relação entre a entrada e a saída pode ser descrita pela equação de diferenças linear de ordem  $N$ , com coeficientes constantes, dada em (4.4).

$$\sum_{k=0}^N a_k y(n-k) = \sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \quad (4.4)$$

Embora essa expressão seja de caráter geral, somente sistemas causais serão considerados a seguir, para os quais ambos  $x(n)$  e  $y(n)$  são zero para  $n < 0$ . Assim, a equação de diferenças linear fornece uma relação explícita entre a entrada e a saída, o que pode ser observado rescrevendo (4.4) como:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \quad (4.5)$$

onde subentende-se que os coeficientes  $a_k$  e  $b_r$  são normalizados pelo coeficiente  $a_0$ .

Vale ressaltar que a expressão (4.5) permite o cálculo iterativo do *enésimo número* da saída  $y(n)$  (sinal filtrado), em função de valores de saída anteriores  $y(n-k)$  e entrada atual e anteriores  $x(n-r)$ . Na próxima iteração o valor da última saída passa a ser o imediatamente anterior, isto é,  $y(n) \rightarrow y(n-1)$ , assim como  $y(n-1) \rightarrow y(n-2), \dots, y(n-k+1) \rightarrow y(n-k)$  e  $x(n) \rightarrow x(n-1), x(n-1) \rightarrow x(n-2), \dots, x(n-r+1) \rightarrow x(n-r)$ , e um novo  $y(n)$  é calculado. Este algoritmo pode então ser implementado em um programa de computador de uso geral, em microprocessadores, microcontroladores ou outros circuitos integrados dedicados.

Outra observação importante é que um filtro digital na sua essência, constitui-se de uma estrutura interligada através de operadores de adição, multiplicação e atraso, como mostra a fig. 4.2.

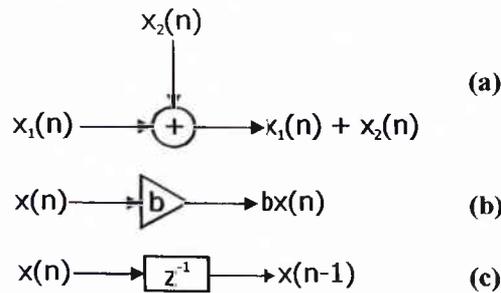


Fig. 4.2. Símbolos usados para representar filtros digitais: (a) Somador de duas seqüências; (b) multiplicador de uma seqüência por constante; (c) operador de atraso unitário.

Fisicamente, a fig. 4.2(a) representa uma forma de adicionar duas seqüências, 4.2(b) um meio de multiplicar uma seqüência por uma constante e a fig. 4.2(c) uma maneira de guardar o valor anterior da seqüência. A representação usada em 4.2(c), para um atraso de uma amostra, vem do fato de que a *Transformada z* de  $x(n-1)$  é simplesmente  $z^{-1}$  vezes a *Transformada z* de  $x(n)$ .

Os filtros digitais podem ser subdivididos em duas classes principais:

- filtros IIR (*Infinite Impulse Response*);
- filtros FIR (*Finite Impulse Response*).

Um filtro IIR, também conhecido como filtro recursivo ou filtro ARMA (*Autoregressive Moving Average*), tem sua resposta em função do sinal de saída presente e passado e de sua saída passada, sendo, portanto, sua equação geral a expressão (4.5). A dependência das saídas anteriores (recursividade) leva a uma duração infinita da resposta de saída mesmo se os valores de entrada forem zerados. A fig. 4.3 apresenta o diagrama de blocos referente à forma geral.

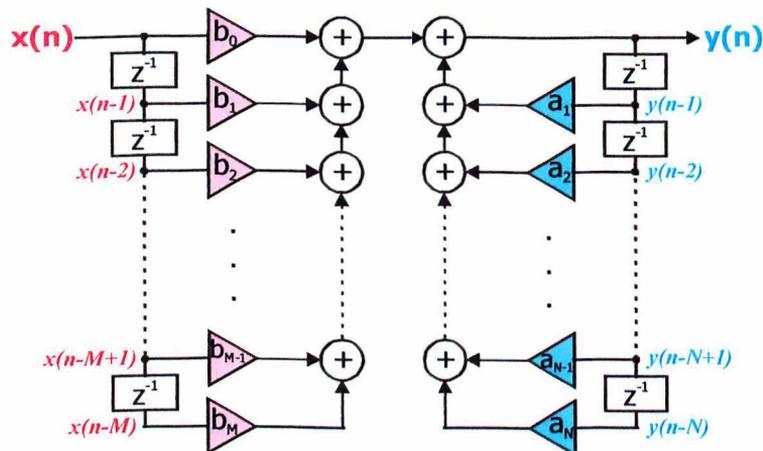


Fig. 4.3. Filtro IIR, representação direta da equação de diferenças linear (4.5), caso geral.

Por sua vez, um filtro FIR, não-recursivo ou filtro média móvel (*Moving Average – MA*) é aquele onde as amostras da saída dependem somente da entrada presente e de um número finito de amostras passadas. O filtro FIR pode ser expresso pela equação (4.5) fazendo os coeficientes  $a_k$  iguais a zero, isto é:

$$y(n) = \sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \quad (4.6)$$

A fig. 4.4 ilustra o diagrama de blocos de um filtro FIR.

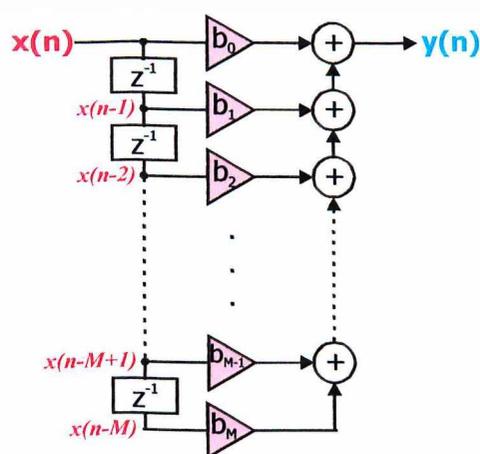


Fig. 4.4. Representação direta de um filtro FIR, equação (4.6).

### 4.1.3 – Projeto de Filtros Digitais

Essencialmente, projetar um filtro digital significa determinar os coeficientes de sua equação representativa, de forma que se possa satisfazer os critérios especificados para a relação dos sinais de entrada e saída, como a resposta no tempo ou em frequência exigidas por uma aplicação. Em termos conceituais, este procedimento é similar ao empregado para o projeto dos filtros analógicos, ou seja, o desenvolvimento de um circuito cujos parâmetros são ajustados de acordo com uma função de transferência desejada, a qual contém as características ideais de resposta requeridas.

Por exemplo, em um filtro digital passa-baixas, as especificações normalmente são baseadas em um esquema de aproximação como ilustrado pela fig. 4.5. A curva cheia representa a resposta em frequência (magnitude) de um sistema que satisfaz as especificações prescritas. Existe uma faixa de passagem onde a magnitude da resposta deve estar entre  $1 \pm \delta_1$

e uma banda de rejeição onde a magnitude deve se aproximar de zero com um erro menor que  $\delta_2$ . A faixa de frequências compreendidas entre  $\omega_g$  e  $\omega_r$  é referida como a banda de transição, a qual se faz presente, haja visto que as características ideais de um filtro passa-baixas não são fisicamente realizáveis.

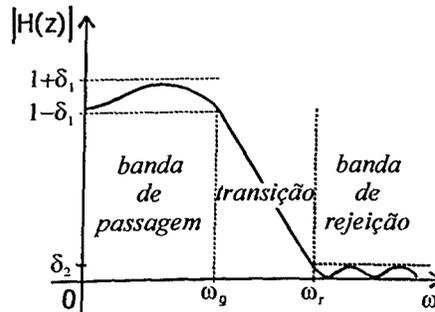


Fig. 4.5. Esquema de aproximação de um filtro passa-baixas digital [92], [93].

Uma outra alternativa para se determinar um filtro digital é valer-se do uso de técnicas de transformação que mapeiam um sistema analógico do *Plano S* para o *Plano z*, almejando obter as características especificadas pelo filtro analógico. Esta metodologia, apresentada a seguir, se encaixa aos fins deste trabalho, uma vez que já se tem este ponto de partida definido, isto é, os filtros analógicos do medidor de *flicker* já se encontram completamente especificados. Nesse sentido, embora existam vantagens e desvantagens entre os filtros recursivos e não-recursivos em função dos requisitos de uma dada aplicação, optou-se pela implementação dos filtros IIR devido principalmente aos fatores [92] e [95]: procedimento de projeto mais fácil (formulações diretas) que para os filtros FIR; em geral a especificação da resposta em amplitude é satisfeita de forma mais eficiente pelos filtros IIR.

#### 4.1.4 – Filtros Digitais IIR a partir de Filtros Analógicos

Como considerado anteriormente, enquanto a teoria de um filtro analógico é baseada em equações diferenciais lineares, a teoria de filtros digitais se fundamenta nas equações de diferenças lineares. Além disso, os filtros analógicos trabalham com sinais analógicos e consistem de elementos RLC combinados ou não a amplificadores operacionais. Os filtros digitais operam com seqüências de amostras discretas e são constituídos por somadores, multiplicadores e atrasadores (registradores de deslocamento) implementados em lógica

digital. Como exemplo, um filtro analógico passa-baixas de 1ª ordem e um filtro digital correspondente, são mostrados na fig. 4.6.

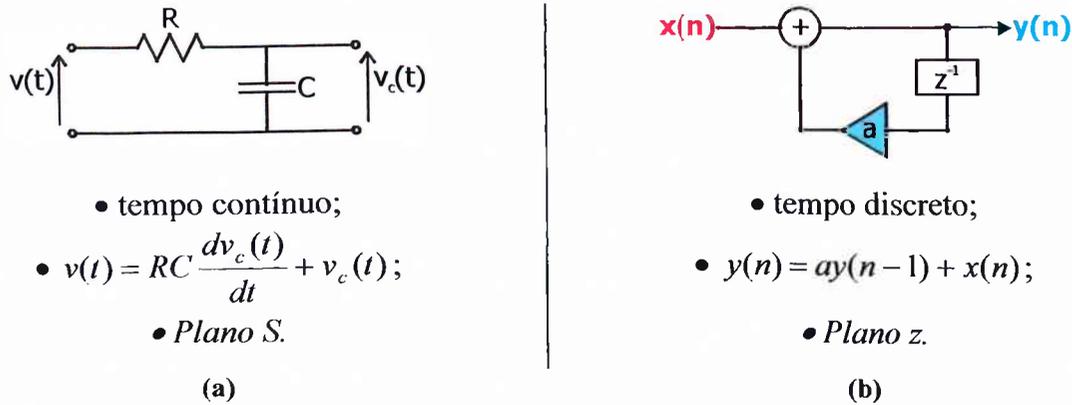


Fig. 4.6. Comparação entre filtros passa-baixas: (a) analógico; (b) digital.

Um filtro digital obtido a partir de um filtro analógico realiza a mesma função de filtragem deste último, embora opere com amostras do sinal original aliado às características digitais inerentes ao filtro. Desta forma o filtro digital tem como desvantagens a largura de banda limitada à metade da frequência de amostragem, assim como erros de quantização, oriundos da conversão analógico-digital. Além disso, o tamanho numérico finito dos coeficientes do sistema pode levar à degradação da filtragem, principalmente em casos de baixa precisão numérica.

Na transformação de um sistema analógico representado pela equação (4.1) para digital conforme (4.3), deve-se determinar a função  $H(z)$  de forma que as propriedades básicas de resposta em frequência analógicas sejam preservadas na resposta do filtro digital. Isto implica no mapeamento do eixo imaginário do Plano  $S$  no círculo unitário do Plano  $z$ . Uma Segunda condição é que um filtro analógico estável deve ser transformado em um filtro digital estável, isto é, se o sistema analógico possui pólos somente no semiplano negativo de  $S$ , então o sistema digital deve ter pólos somente dentro do círculo unitário. Essas condições são básicas para as técnicas clássicas de transformação de sistemas contínuos em discretos, conhecidas como *Invariância a Impulso*, *Solução Numérica da Equação Diferencial* e *Transformação Bilinear*.

Dentre estas alternativas, para este trabalho foi escolhida a *Transformação Bilinear*, por apresentar vantagens em termos de estabilidade, bem como por permitir representar filtros de qualquer faixa de frequências (passa-baixas, passa-faixas e passa-altas) [92]. Esta transformação invertível é expressa em (4.7) a seguir.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.7)$$

onde  $T_s$  é o intervalo de amostragem.

Assim,  $H(z)$  é obtida de  $H_a(s)$  pela substituição de (4.7), isto é,

$$H(z) = H_a(s) \Big|_{s=(2/T_s) \cdot ((1-z^{-1})/(1+z^{-1}))} \quad (4.8)$$

Uma vez que as funções de transferência dos filtros analógicos do medidor de cintilação são fornecidas com precisão, os correspondentes filtros digitais foram determinados através da transformação supracitada, utilizando-se o programa MATLAB, que disponibiliza rotinas próprias para esta operação, bem como funções apropriadas à análise de sistemas no *Plano S* e no *Plano z*. Assim, dada a função racional no *Plano S*, o programa retorna os coeficientes associados ao filtro digital na forma de equação de diferenças linear como denota (4.5). Os filtros obtidos e sua aplicação ao problema em questão são discutidos nas seções subsequentes.

## 4.2 – Protótipo de Medição

### 4.2.1 – Projeto SIDAQEE – Estágio Atual

A estrutura física atualmente empregada pelo SIDAQEE, extraída da referência [84], é ilustrada na fig. 4.7.



Fig. 4.7. Estrutura atual do projeto SIDAQEE.

A função das partes constituintes do sistema são descritas resumidamente como segue:

- **Sensores e Canais de Entrada:** são 4 ponteiras de tensão e 4 *clamps* de corrente (total de 8 canais) destinados a enviar os sinais elétricos externos ao sistema condicionador.

- **Condicionador de Sinais:** promove a isolação galvânica entre o sistema elétrico e o sistema de aquisição e enquadra os níveis destes sinais a valores compatíveis com a etapa de digitalização, preservando suas formas e proporções. Nesta unidade também estão presentes os circuitos eletrônicos responsáveis pelo controle do sistema de enquadramento e de amostragem/retenção dos sinais (*sample/hold*), bem como a fonte de alimentação destes circuitos. O condicionamento de sinais é feito em etapas de ganho fixo e automático. O ganho fixo garante que o sinal nos canais de entrada não ultrapasse o fundo de escala do conversor analógico/digital (A/D), evitando assim o risco de saturação nas medições. O controle automático de ganho foi desenvolvido para que o sinal tenha a sua amplitude mais próxima possível do fundo de escala do conversor A/D, visando obter um melhor aproveitamento da mesma.

- **Placa de Aquisição:** recebe os sinais condicionados dos circuitos de amostragem e retenção e realiza a digitalização dos sinais (conversão A/D). Devido a sua semelhança com um cartão, este elemento é denominado de Cartão de Aquisição de Sinais. O cartão, do fabricante *Measurement Computing Corp.*, modelo PCM-DAS16/330, é uma placa de controle e aquisição de dados para computadores *notebooks* compatíveis com o padrão IBM PC que possuem barramentos (*slots*) PCMCIA tipo 2 (*Personal Computer Memory Card International Association*). A foto do cartão em uso no SIDAQEE é mostrada na fig. 4.8.

- **Notebook:** após a obtenção dos dados digitais que representam os sinais amostrados, o microcomputador realiza o cálculo dos valores eficazes ciclo a ciclo, bem como armazena em memória os sinais na forma de janelas. Durante o processo de medição estes dados são armazenados em disco rígido. As janelas de sinais se referem à aquisição digital de acordo com a taxa de amostragem selecionada, durante 100 ms a cada 500 ms. Assim, para cada segundo de monitoração têm-se os sinais em duas janelas de 100 ms, as quais são empregadas para os estudos de harmônicos, potências, formas de ondas, etc. O registro dos valores eficazes por ciclo, viabiliza os estudos de perfis, desequilíbrios e outros.

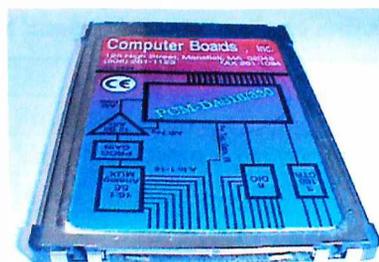


Fig. 4.8. Foto ilustrativa do cartão de aquisição PCM-DAS16/330.

A fig. 4.9 mostra a tela de entrada dos parâmetros iniciais para a aquisição de dados.

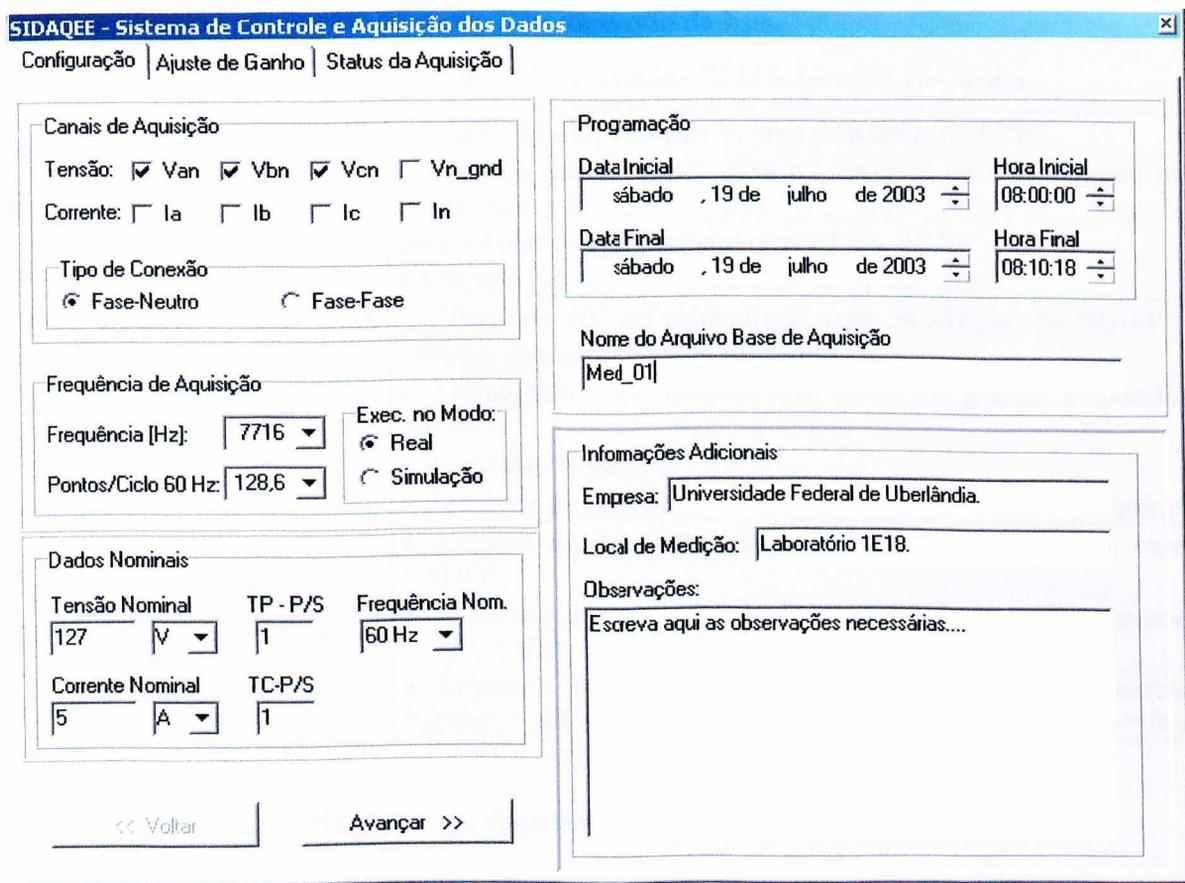


Fig. 4.9. SIDAQEE – tela inicial de definição de parâmetros da aquisição dos sinais.

A tabela 4.1 apresenta as características gerais relativas ao sistema. Maiores detalhes sobre cada um dos componentes mencionados, englobando aspectos dos circuitos e outros são encontrados em [84].

Tabela 4.1. Características Gerais do sistema SIDAQEE.

Item	Características
Protocolos	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Programáveis.</li> </ul>
Canais de tensão	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Van, Vbn, Vcn e Vn-terra.</li> </ul>
Canais de corrente	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Ia, Ib, Ic e In.</li> </ul>
Conexões	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fase-neutro: ligação em estrela.</li> <li>• Fase-fase: ligação em delta.</li> </ul>
Tensão de entrada	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Diretamente da rede elétrica ou por TPs.</li> <li>• Sensores: pontas de prova.</li> <li>• Até 600 V (valor eficaz).</li> </ul>
Corrente de entrada	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sensores: <i>Clamp</i>'s tipo alicate de até 100 A e flexíveis até 3000 A.</li> </ul>
Conversor A/D (interno ao cartão de aquisição)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 12 bits.</li> <li>• Método de conversão por aproximações sucessivas.</li> <li>• Tempo de conversão de 3 <math>\mu</math>s.</li> </ul>
Frequência de aquisição por canal	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Programável: máximo 33 kHz (usando 10 canais).</li> </ul>
Fonte de alimentação	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Linear, 60 Hz, 110/220 V, com tolerância de <math>\pm 20\%</math>.</li> <li>• Tensões estabilizadas: para os circuitos de condicionamento de sinais com +8 V e -8 V, para os circuitos de controle com +5 V e para os <i>clamp</i>'s de corrente com +3 V e +9 V.</li> <li>• Circuito <i>no-break</i> com baterias recarregáveis de 12 V.</li> </ul>
Microcomputador recomendado	<ul style="list-style-type: none"> <li>• "Pentium III" ou equivalente, com 64 MBytes de "RAM" e 20 GBytes de memória de disco rígido.</li> </ul>
Software	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Linguagem C++ Builder 4.0, interface gráfica e orientada a objeto.</li> <li>• Ambiente Windows.</li> <li>• Recursos de estatística, manipulação de resultados e pesquisas.</li> </ul>
Arquivos de Dados Gerados	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Arquivo de cabeçalho com informações da aquisição, extensão ".SDQ".</li> <li>• Arquivos de aquisição de janelas de sinais com as extensões: ".Va", ".Vb", ".Vc", ".Vn", ".Ia", ".Ib", ".Ic" e ".In".</li> <li>• Arquivos de aquisição dos valores eficazes com as extensões: ".RVa", ".RVb", ".RVc", ".RVn", ".Ria", ".RiB", ".RiC" e ".RIn".</li> </ul>

#### 4.2.2 – Adequações no Registro da Aquisição

Conforme visto acima, o projeto original armazena os dados digitalizados em janelas de sinais. No entanto, para a medição de *flicker* utilizando a técnica descrita anteriormente, faz-se necessário que os dados digitais dos três canais de tensão Van, Vbn e Vcn sejam registrados de forma ininterrupta.

Para o circuito de entrada é recomendada uma frequência de corte de 700 Hz para sistemas com frequência fundamental em 50 Hz [21], o que implica no uso de uma frequência de amostragem de 1400 Hz (critério de *Nyquist*). Uma vez que o SIDAQEE pode operar com frequências da rede em 50 ou 60 Hz, utilizou-se uma frequência de amostragem de 1804 Hz

(um pouco acima de  $700/50 \cdot 60 \cdot 2 = 1680$  Hz). Este valor foi então usado para determinar os coeficientes dos diversos filtros digitais dos Blocos 1 a 4 que constituem o medidor.

É importante destacar que método de *Transformação Bilinear* apresenta erros intoleráveis para a aplicação em questão, quando empregado com baixas frequências de amostragem. Em [74] é mostrado que um erro aceitável do Filtro de Ponderação do Bloco 3, na faixa de frequências de maior interesse (até 35 Hz), requer que a frequência de amostragem seja pelo menos de 600 Hz, a qual é notavelmente abaixo da taxa de 1804 Hz estabelecida.

#### 4.2.3 – Implementação do *Software* do Medidor de *Flicker*

Esta seção apresenta o medidor de *flicker* UIE/IEC em sua concepção digital de acordo com a sistemática exposta nos itens anteriores. Uma vez que as respostas em frequência se mostraram satisfatórias para todos os filtros do medidor, são mostradas apenas aquelas relativas ao Filtro de Ponderação em Frequência presente no Bloco 3, visto que este tem papel preponderante no processo de medição. A tabela 4.2 mostra os coeficientes da equação (4.3) obtidos para a versão digital do Filtro de Ponderação considerando as lâmpadas de 230 V/60 W/50 Hz e 120 V/60 W/60 Hz.

Tabela 4.2. Coeficientes dos filtros digitais de Ponderação em Frequência (Bloco 3).

Lâmpada 230 V/60 W/50 Hz			Lâmpada 120 V/60 W/60 Hz		
Ordem	Coeficientes do numerador	Coeficientes do denominador	Ordem	Coeficientes do numerador	Coeficientes do denominador
$z^0$	5,4346e-4	1,0000	$z^0$	3,5471e-4	1,0000
$z^{-1}$	4,2982e-6	-3,8934	$z^{-1}$	3,6136e-6	-3,9070
$z^{-2}$	-1,0826e-3	5,6837	$z^{-2}$	-7,0582e-4	5,7242
$z^{-3}$	-4,2982e-6	-3,6872	$z^{-3}$	-3,6136e-6	-3,7273
$z^{-4}$	5,3917e-4	8,9686e-1	$z^{-4}$	3,5110e-4	9,1009e-1

A fig. 4.10 apresenta a resposta em frequência resultante para as implementações analógica e digital para a lâmpada 230 V/60 W/50 Hz.

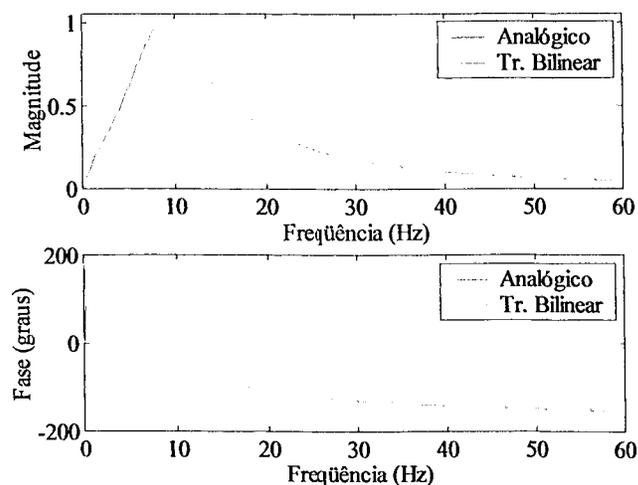


Fig. 4.10. Resposta do Filtro de Ponderação em Frequência (Bloco 3), lâmpada 230 V/60 W/50 Hz, implementações analógica e digital.

Nota-se na figura anterior que as curvas de resposta em amplitude e fase praticamente se sobrepõem, revelando uma precisão considerável do filtro digital em relação ao analógico.

A fig. 4.11 mostra as diferenças percentuais considerando os resultados advindos do filtro analógico como referência.

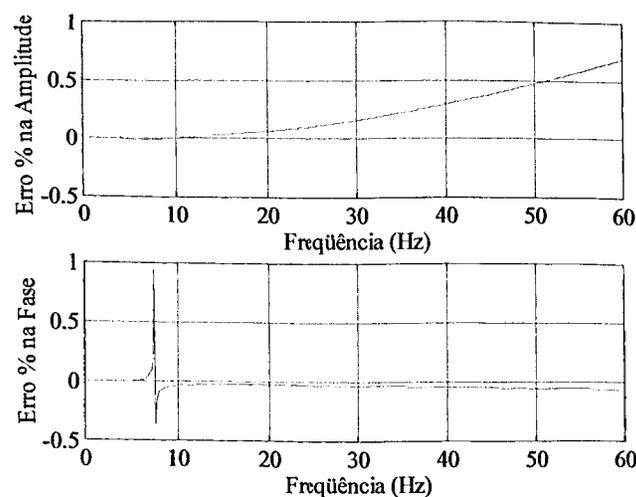


Fig. 4.11. Diferenças percentuais em amplitude e em fase, lâmpada 230 V/60W /50 Hz.

Como pode ser observado, na faixa de frequências até 50 Hz, a diferença na magnitude é menor que 0,5 % sendo portanto o filtro digital considerado satisfatório [86]. A diferença na fase é também pequena, menor que 1% em toda a faixa de frequência mostrada.

De forma similar, as figs. 4.12 e 4.13 apresentam os resultados tendo como base a lâmpada 120 V/60 W/60 Hz.

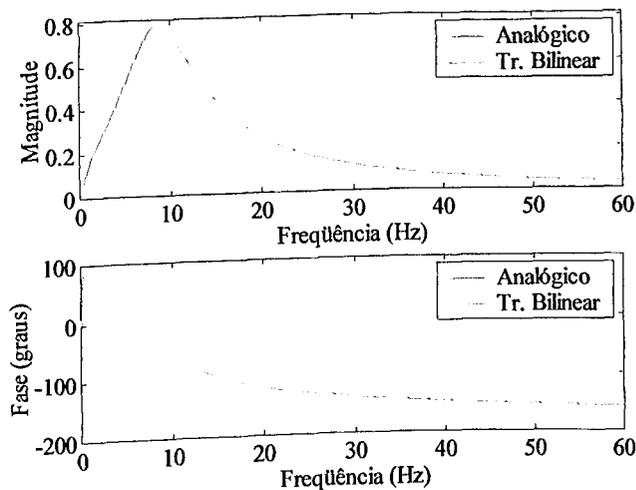


Fig. 4.12. Resposta do Filtro de Ponderação em Frequência (Bloco 3), lâmpada 120 V/60 W/60 Hz, implementações analógica e digital.

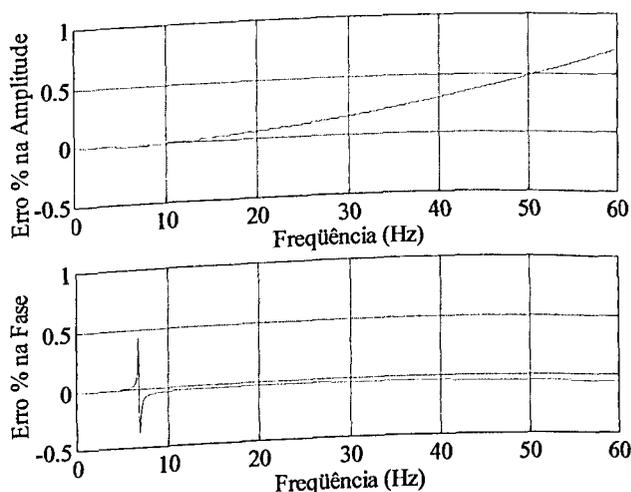


Fig. 4.13. Diferenças percentuais em amplitude e em fase, lâmpada 120 V/60W /60 Hz.

Mais uma vez, os resultados se mostraram suficientemente precisos para afirmar que o filtro digital representa o modelo analógico original.

Este filtro assim como os demais, obtidos de forma semelhante, foram então implementados em um programa numérico. As operações adicionais, como elevar o sinal ao quadrado, (no Bloco 2 e Bloco 4), e outras, foram prontamente acrescentadas ao programa que passou então a realizar a medição de *flicker* no SIDAQEE, de acordo com o diagrama de blocos na fig. 4.14.

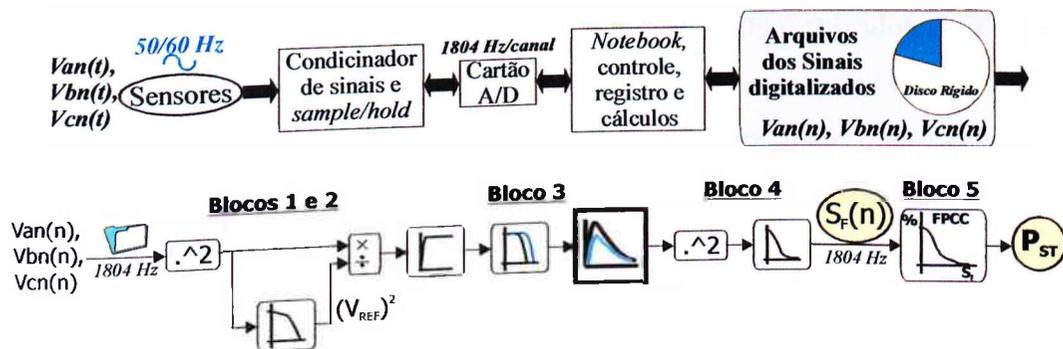


Fig. 4.14. Diagrama de blocos do medidor digital de flicker no SIDAQEE.

Na figura anterior nota-se que foi feita uma fusão dos Blocos 1 e 2 do medidor original, tornando desnecessária a operação raiz quadrada existente no Bloco 1 original. Para a entrada em regime do filtro Bloco 1 são necessários 140 s, que devem então ser descartados de  $S_f$ , quando do cálculo do  $P_{ST}$ . Vale ressaltar que o Bloco 5 realiza o tratamento estatístico de  $S_f$ , quando do cálculo do  $P_{ST}$ . Vale ressaltar que o Bloco 5 realiza o tratamento estatístico de  $S_f(t)$  com o mesmo algoritmo apresentado no Capítulo III, evidentemente escrito na linguagem de programação C++ a qual, como mencionado, foi utilizada para o SIDAQEE como um todo. A fig. 4.15 mostra a interface do aplicativo denominado de “Medidor de Cintilação Luminosa”.

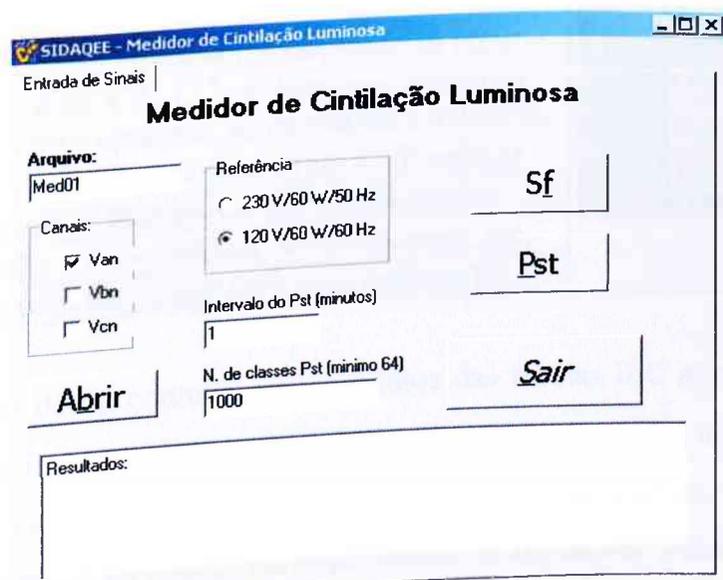


Fig. 4.15. Interface do aplicativo “Medidor de Cintilação Luminosa”.

### 4.3 – Testes de Conformidade do Medidor

Para constatar a validade dos desenvolvimentos apresentados nas seções anteriores, faz-se necessário realizar os testes de conformidade especificados pela IEC 61000-4-15, os

quais, como visto no Capítulo III, se concentram nos resultados fornecidos pelas grandezas  $S_f$  e  $P_{ST}$ .

Os sinais de tensões flutuantes foram gerados por uma fonte controlada trifásica, do fabricante HP, modelo 6834A, que combina em uma única unidade um gerador de funções, um amplificador bipolar e um sistema de medição de diversas grandezas elétricas. A programação dos eventos realizados pela fonte (variação de tensão e frequência) pode ser local ou remota, feita através de um PC via HP-IB e/ou via porta serial RS-232. A aplicação neste trabalho se deu no modo remoto, com a utilização de um programa desenvolvido na própria Universidade Federal de Uberlândia, para a geração de flutuações de tensão [96]. A tabela 4.3 lista algumas características básicas da fonte controlada.

Tabela 4.3. Características da fonte controlada.

Faixa de precisão de 0,25%.	
Potência de 1,5 kVA por fase.	
Linguagem de programação com comandos SCPI.	
Programação de tensão CA, frequência, fase, etc.	
Formas de onda senoidal, quadradas e definidas pelo usuário.	
Controle da taxa de crescimento de frequência e tensão.	
Capacidade de gerar transitórios como surtos, elevações, afundamentos de tensão, etc.	
Ampla capacidade de medição (com resolução de 16 bits):	
- Valores eficazes, de pico, CA, CC, de tensões e correntes.	
- Potências ativa, reativa e aparente, monofásicas e trifásicas.	
- Análise harmônica de tensão e corrente (até a 50ª ordem).	
- Sincronização de eventos transitórios por gatilhamento.	
Proteções sobre-tensão, sobre-potência, sobre-corrente, etc.	
Autoteste, indicação de <i>status</i> e <i>software</i> para calibração.	

Para os testes de  $S_f$ , contudo, vários pontos das tabelas IEC apresentam  $\Delta V/V\%$  em torno da precisão da fonte (0,25%), impossibilitando a geração destes sinais adequadamente. Por esta razão, para avaliar a resposta do medidor quanto a este quesito, foram gerados sinais via *software*, discretizados no tempo, correspondentes às flutuações senoidal e retangular com os seus respectivos valores de  $f_m$  e  $\Delta V/V\%$ .

Por outro lado, os sinais de teste para o  $P_{ST}$  foram gerados pela fonte controlada, permitindo assim, que o medidor seja avaliado como um todo, visto que o sistema de aquisição e gravação em arquivos, o medidor com seus filtros digitais que resultam em  $S_f$  e, finalmente, o cálculo estatístico, são todos elementos utilizados em conjunto para fornecer o valor do  $P_{ST}$ .

Vale ressaltar que as formas de onda provenientes do SIDAQEE mostradas a seguir foram plotadas através da *interface* gráfica do MATLAB, muito embora seja possível implementar esta função no próprio *software* do protótipo.

### 4.3.1 – Testes da Sensação Instantânea de *Flicker*

Para a avaliação quanto ao quesito  $S_f$ , foram assumidos os seguintes parâmetros gerais:

- discretização dos sinais numéricos (via *software*) com frequência de 1804 Hz;
- tempo de geração dos sinais de 4 minutos (flutuações de tensão são periódicas);

De acordo com os testes de conformidade, para os 36 pontos da tabela padrão [16], fixando  $f_m$  e  $S_f = 1$  pu, e variando  $\Delta V/V\%$ , obteve-se os erros percentuais mostrados na fig. 4.16.

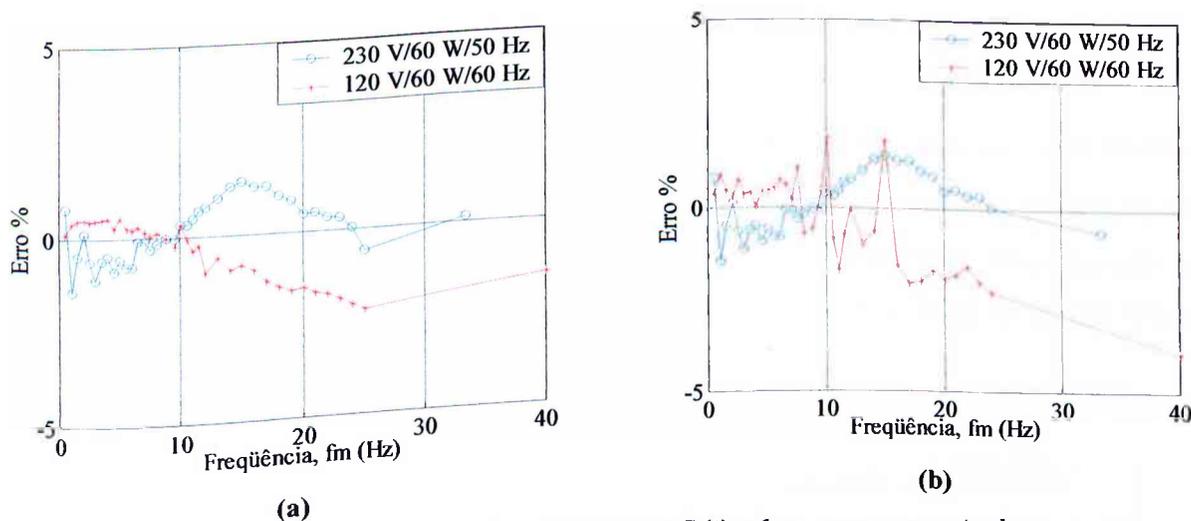


Fig. 4.16. Testes de conformidade para  $S_f(t) = 1$  pu, erro percentual:  
 (a) modulação senoidal; (b) modulação retangular.

Observa-se que em todos os pontos de teste, o sistema respondeu dentro dos limites de tolerância requeridos. Embora não tenha sido levado em conta erros de quantização inerentes ao sistema de digitalização real, estes testes permitiram avaliar a resposta em frequência dos Blocos 1 ao 4. Nas próximas seções, entretanto, onde as grandezas são de fato digitais (discretas no tempo e em amplitude), é testado o desempenho do equipamento englobando o processo desde a medição dos sinais até os cálculos para a obtenção final do  $P_{ST}$ .

### 4.3.2 – Ensaio de Desempenho – $P_{ST}$

Como descrito no capítulo anterior, estes testes são realizados segundo os valores das tabelas padrões da IEC para  $P_{ST} = 1$  pu. Foram assumidos os seguintes parâmetros:

- intervalo de curta duração para o  $P_{ST}$  igual a 5 minutos;
- amostragem de  $S_f$  igual a própria amostragem de entrada, isto é, 1804 Hz;
- tratamento estatístico com 1000 classes e espaçamento linear entre as mesmas.

A fig. 4.17 ilustra o arranjo experimental laboratorial montado para a realização dos ensaios.

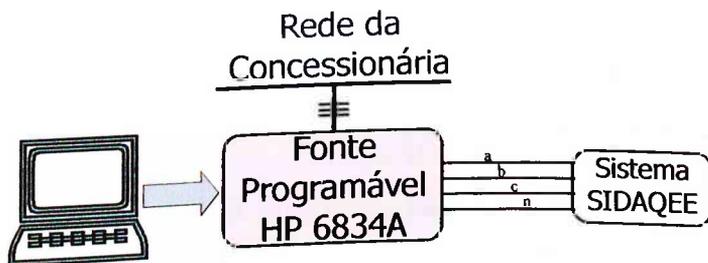


Fig. 4.17. Arranjo laboratorial para os testes de desempenho do medidor,  $P_{ST}$ .

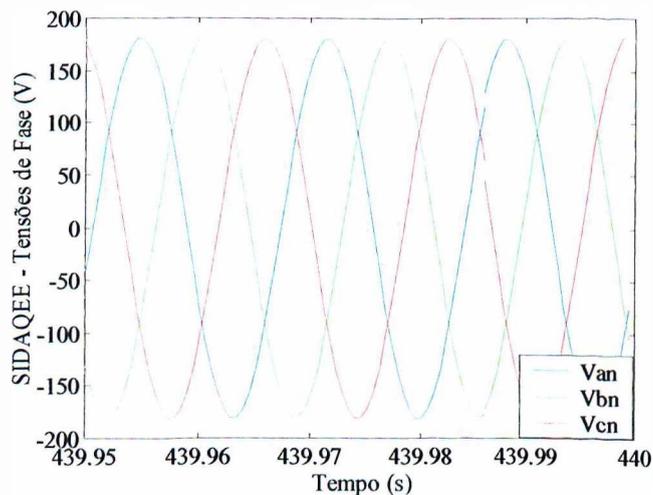
A fim de facilitar a compreensão dos ensaios, a tabela 4.4 lista os casos realizados incorporando os pontos de testes da IEC 61000-4-15 [16], [17] (mesmos pontos de testes usados na seção 3.2.2, item B). Efetuou-se 7 ensaios para cada referência, sendo gerado sinais nas frequências fundamentais 50 e 60 Hz para as referências 230 V/60 W e 120 V/60 W, respectivamente.

Tabela 4.4. Flutuações de tensão retangulares,  $P_{ST} = 1$  pu.

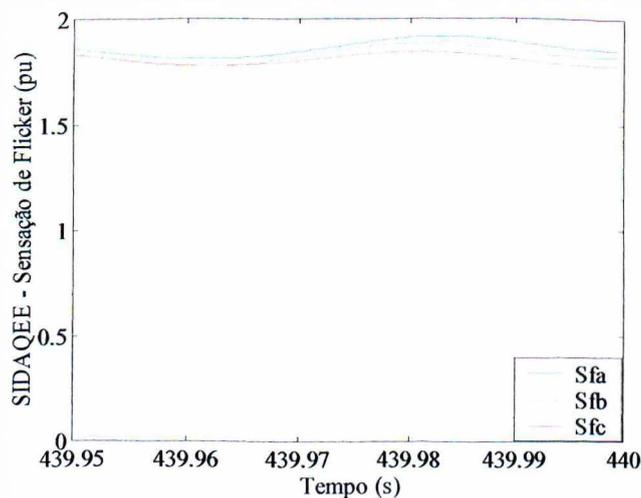
Ensaio	Lâmpada 230 V/50 Hz		Lâmpada 120 V/60 Hz	
	Variações/minuto*	$\Delta V/V\%$	Variações/minuto	$\Delta V/V\%$
01	1	2,724	1	3,166
02	2	2,211	2	2,568
03	7	1,459	7	1,695
04	39	0,905	39	1,044
05	110	0,725	110	0,841
06	1620	0,402	1620	0,547
07	4000	2,400	4800	4,834

\* Por exemplo, 4800 Variações/minuto é equivalente a  $f_m = 40$  Hz.

As figs. 4.18 e 4.19 ilustram as formas de onda da tensão e Sensação Instantânea de *Flicker* ( $S_f$ ) por fase, registradas pelo SIDAQEE, referentes ao ensaio 06 (com lâmpada de referência 120 V sistema 60 Hz). Na seqüência, tem-se os resultados finais dos ensaios.



**Fig. 4.18. SIDAQEE - tensões de fase, Ensaio 06 (lâmp. referência 120 V/60 Hz).**



**Fig. 4.19. SIDAQEE – Sensação Instantânea de *Flicker* das fases A, B e C, Ensaio 06 (lamp. referência 120 V/60 Hz).**

A fig. 4.20 mostra os  $P_{ST}$  obtidos das variações de tensão nas fases A, B e C para os ensaios de 01 a 07.

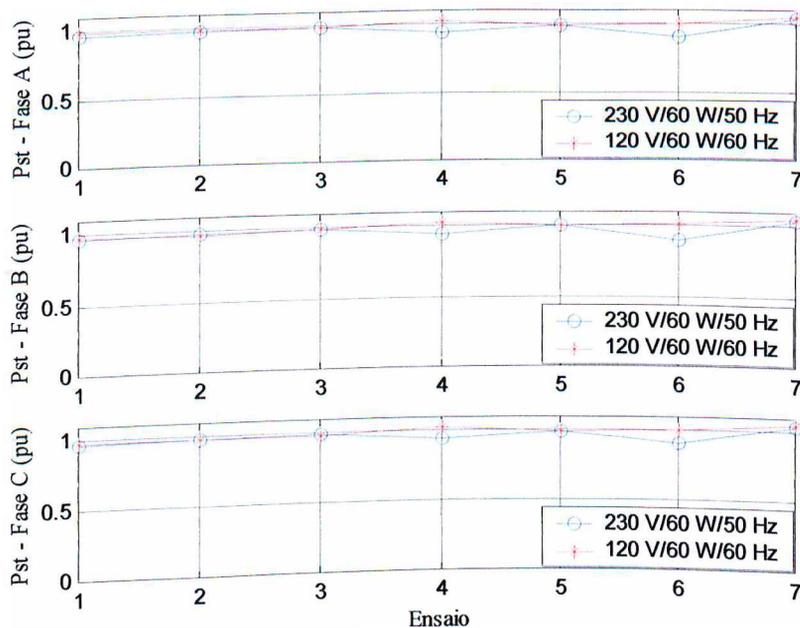


Fig. 4.20. SIDAQEE - Medidor de Cintilação, ensaios com  $P_{ST} = 1$  pu.

A fig. 4.21 mostra os erros obtidos em relação ao  $P_{ST} = 1$  pu, para as diferentes Variações/minuto e  $\Delta V/V\%$  testados.

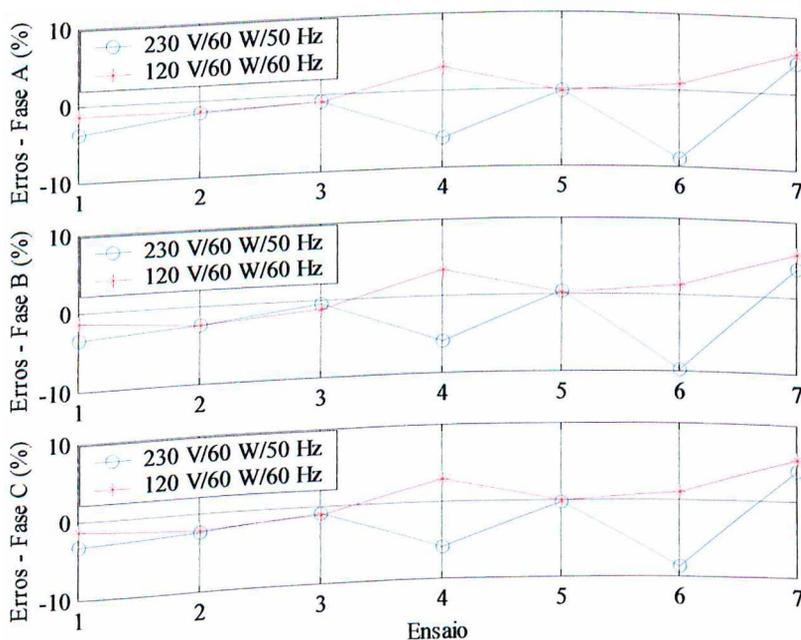


Fig. 4.21. SIDAQEE - Medidor de Cintilação - erros de  $P_{ST} = 1$  pu.

Dos resultados apresentados ressalta-se pequenas diferenças nos valores dos  $P_{ST}$  por fase, conseqüência das pequenas discrepâncias entre os sinais  $S_f$  de cada fase, como constata-se na fig. 4.19. Além disso, os ensaios 04 e 06, para a lâmpada de referência de 230 V/50 Hz, apresentaram erros em torno de 6% e 9% respectivamente, superando portanto, a tolerância de  $\pm 5\%$ . Essas discordâncias são atribuídas a:

- a fonte controlada não gera os sinais de forma ideal, podendo inclusive produzir desequilíbrios entre as fases. Esses desequilíbrios, ainda que pouco expressivos, são detectados pelo medidor de cintilação, o qual, como se sabe, é muito sensível a pequenas variações na tensão. Ademais, pequenas imprecisões referentes ao acerto de ganhos entre os canais, e aquelas inerentes ao processo de digitalização (erros de quantização) podem contribuir para as divergências dos resultados;
- uso de baixos valores de  $\Delta V/V\%$ , próximos à faixa de precisão da fonte de tensão controlada, o que se observa sobretudo no ensaio 06;
- paradigma empregado no desenvolvimento do protótipo: como enfatizado no Capítulo III, um medidor desenvolvido para reproduzir os componentes do sistema analógico, não implica, necessariamente, que o mesmo deve satisfazer todos os pontos das tabelas IEC e vice-versa [77].

#### 4.3.3 – Ensaio de Faixa de Operação – $P_{ST}$

Foram também realizados testes de faixa de operação, verificando-se a linearidade do  $P_{ST}$  com  $\Delta V/V\%$ . Para cada ponto da tabela 4.4 fixou-se as Variações/minuto e multiplicou-se o valor de  $\Delta V/V\%$  pelos fatores 5 e 10, evitando-se fatores menores que a unidade devido às imprecisões da fonte de tensão controlada. As figs. 4.22 e 4.23 mostram os erros percentuais obtidos em relação ao  $P_{ST} = 1$  vezes os fatores multiplicadores 5 e 10 respectivamente.

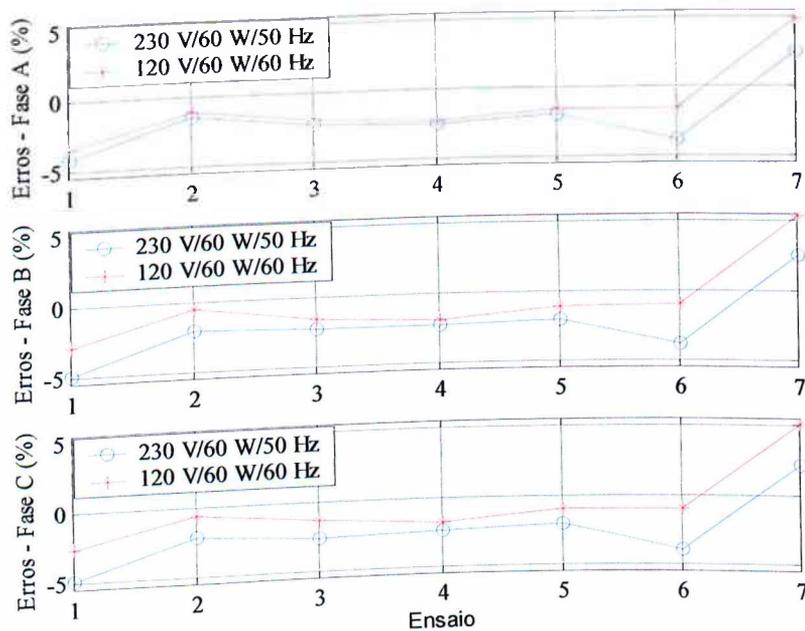


Fig. 4.22. Erros associados ao teste de linearidade do  $P_{ST}$ : fator multiplicador 5.

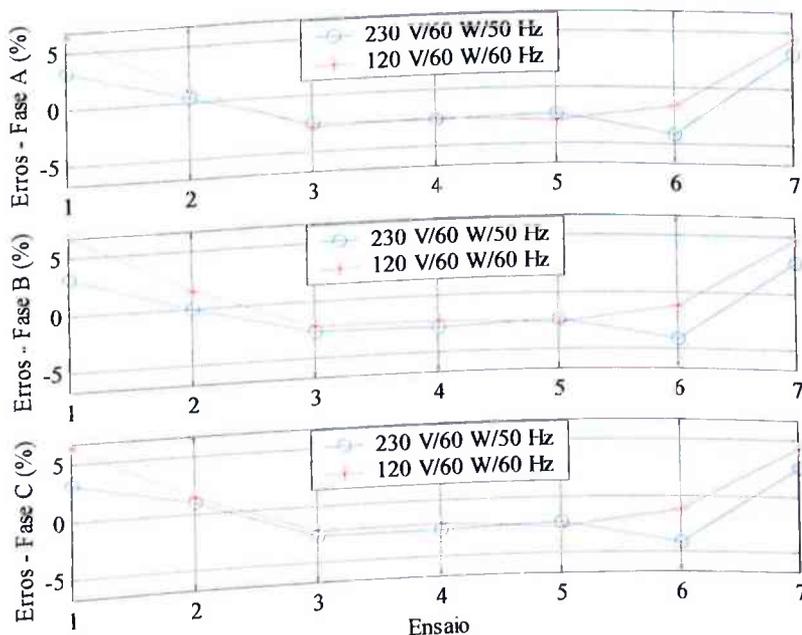


Fig. 4.23. Erros associados ao teste de linearidade do  $P_{ST}$ : fator multiplicador 10.

Nota-se que o protótipo respondeu bem aos ensaios considerados neste item, exceto no ensaio 01 para fator multiplicador 10, cujo erro chegou a aproximadamente 6,6%. Observa-se que os ensaios 04 e 06, que resultaram anteriormente em erros consideráveis para  $P_{ST} = 1$  pu, nos casos de  $P_{ST} = 5$  e 10 pu tiveram seus erros dentro da faixa de tolerância.

#### 4.3.4 – Comparação: Modelo do Medidor e Protótipo – Ensaio com Flutuação Aleatória

Este ensaio, embora não especificado pela IEC, foi acrescentado ao trabalho com o intuito de examinar a resposta do medidor quando de uma flutuação de tensão com características aleatórias. A tensão de entrada foi gerada pela aplicação contínua de sucessivas oscilações retangulares em instantes aleatórios e com freqüências e magnitudes arbitradas de forma irregular.

Como estratégia para avaliação do medidor real executou-se a metodologia proposta no capítulo anterior, isto é, a de considerar como referência para a calibração, os resultados advindos da simulação do modelo ideal no programa MATLAB/SIMULINK, como ilustra o diagrama da fig. 4.24.

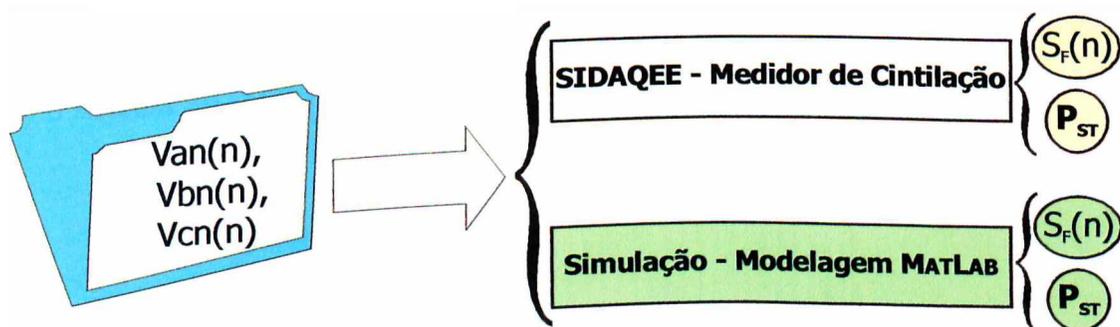


Fig. 4.24. Metodologia proposta para a calibração do medidor de cintilação.

Foram assumidos os seguintes parâmetros para os ensaios:

- freqüência de amostragem de todo o processo igual a 1804 Hz;
- intervalo de medição de 10 minutos (após regime do filtro do Bloco 1);
- tratamento estatístico com 1000 classes e espaçamento linear entre as mesmas.

Para as simulações adotou-se:

- os sinais de tensão de entrada são aqueles obtidos da medição experimental;
- passo de integração de 0,55432 ms ( $1/1804$  Hz);
- discretização de  $S_f$  igual a própria amostragem de entrada, isto é, 1804 Hz.

A flutuação de tensão gerada aleatoriamente e medida durante 10 minutos, permite além do cálculo do  $P_{ST}$  deste intervalo, o processamento de intervalos intermediários, considerando os valores de  $S_f$  a cada 5 minutos (2 valores) e de 1 em 1 minuto (10 valores), perfazendo um total de 13 casos estudados, conforme apresenta a tabela 4.5.

Tabela 4.5. Casos estudados, flutuação de tensão aleatória.

Caso	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13
Intervalo	único	1	2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Duração	10 min	5 min	5 min	1 min									

Uma vez que os resultados de cada fase foram bastante próximos, somente aqueles referentes à fase A são mostrados a seguir.

A título ilustrativo, a fig. 4.25 apresenta um intervalo do registro da tensão na fase A feito pelo sistema SIDAQEE.

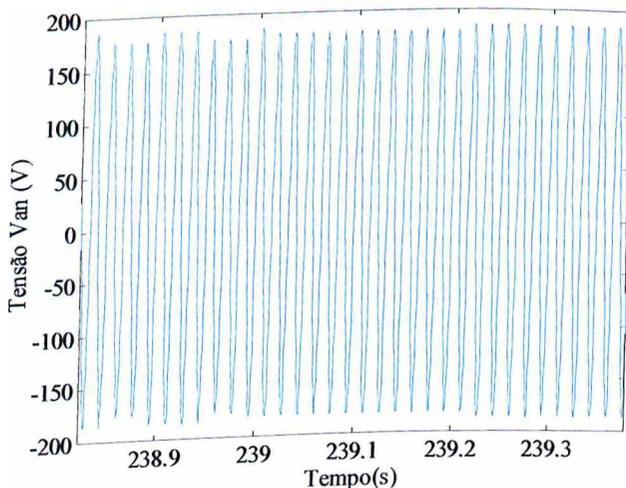


Fig. 4.25. SIDAQEE – registro da flutuação de tensão aleatória na fase A.

As figs. 4.26(a) e (b) mostram as formas de onda da Sensação Instantânea de *Flicker* obtidas da simulação no MatLab e do protótipo, respectivamente.

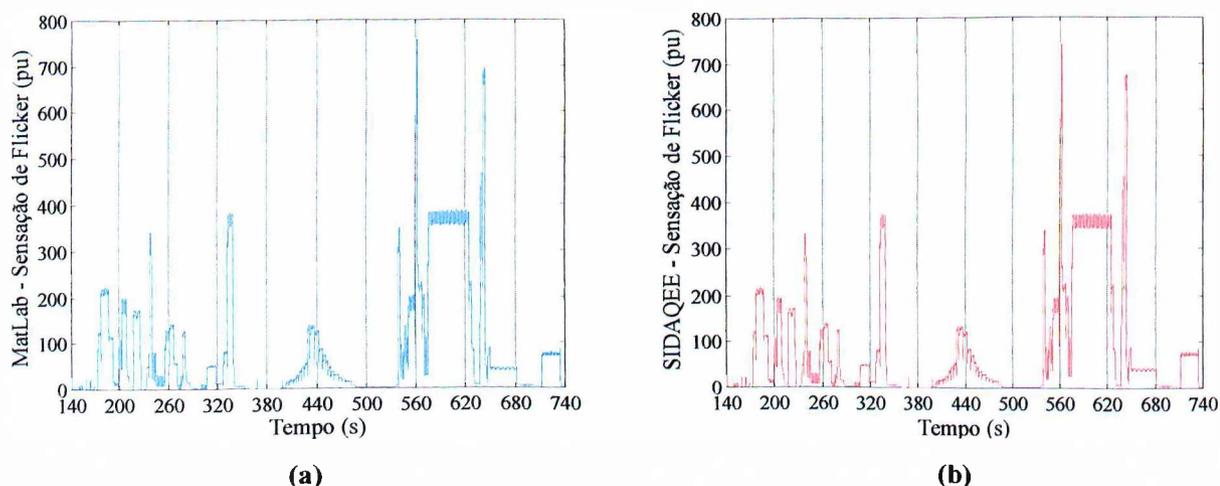


Fig. 4.26.  $S_f$  durante os 10 minutos para a flutuação de tensão aleatória:  
(a) MATLAB; (b) SIDAQEE.

A fig. 4.27 apresenta a comparação entre os valores de  $P_{ST}$  obtidos para os casos investigados a partir das duas metodologias supramencionadas.

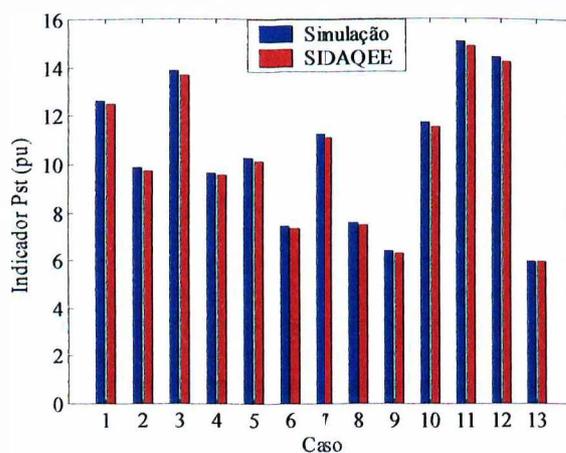


Fig. 4.27. Comparação dos resultados simulados e SIDAQEE:  $P_{ST}$ .

Conforme pode ser observado na fig. 4.26, a Sensação Instantânea de *Flicker* proveniente das duas metodologias (medidor ideal e protótipo), estão substancialmente próximas e foram plotadas em separado pois praticamente se sobrepõem. Quanto à fig. 4.27, nota-se que os resultados estão bastante próximos em todos casos, sendo a maior diferença percentual, tomando como base os resultados das simulações, igual a 1,39% no Caso 04.

#### 4.4 – Considerações Finais

Este capítulo, objetivando demonstrar o desenvolvimento do medidor de cintilação segundo o método UIE/IEC, apresentou inicialmente uma breve introdução a respeito da teoria de filtros digitais. Em seguida, foi revisto em síntese o sistema SIDAQEE conforme consta em [84]. Em terceiro lugar, foram feitas as considerações relativas à modificação da aquisição de dados, bem como aquelas referentes a implementação da técnica dos filtros digitais via *software*. Finalmente, diversos testes de conformidade e avaliação do protótipo demonstraram que o mesmo apresentou resultados satisfatórios, embora tenha ocorrido em alguns pontos de teste, erros acima da tolerância prevista pela IEC. As justificativas para tais ocorrências se resumiram em:

- a fonte controlada não gera os sinais de tensão ideais, mesmo porque, são provenientes de um sistema digital/analógico. Isto ficou evidenciado para baixos valores de  $\Delta V/V\%$ ;
- o acerto de ganhos dos canais do sistema SIDAQEE bem como imprecisões inerentes ao processo de digitalização são também fontes de erros;
- estratégia empregada no desenvolvimento do protótipo, onde procurou-se implementar de forma precisa as especificações dos elementos originais do medidor, podendo desta forma, não satisfazer todos os pontos de testes das tabelas padrões da IEC (ver Capítulo III).

Todavia, vale lembrar que o protótipo respondeu de forma consistente aos testes, ressaltando-se a proximidade de resultados observada no item 4.3.4, onde foi estabelecida uma comparação dos valores de simulações (modelo ideal do medidor) e àqueles provenientes do SIDAQEE. Assim sendo, este capítulo oferece avanços significativos nos seguintes pontos:

- desenvolvimento de pesquisa a respeito dos procedimentos da elaboração de um medidor de cintilação luminosa segundo o método UIE/IEC em termos digitais;
- implementação da metodologia em um sistema real, aproveitando e atualizando os desenvolvimentos já alcançados pelo SIDAQEE, abrindo maiores possibilidades para o término deste projeto, o qual destina-se à medição de vários itens de Qualidade da Energia Elétrica;
- estabelecimento e execução de um método para calibração de medidores práticos com o uso do programa MATLAB.

Como sugestões para continuação do projeto SIDAQEE vale destacar:

- implementação de um filtro *anti-aliasing* na entrada do sistema (*hardware*). Acerto refinado dos ganhos dos canais;
- otimização da medição de cintilação luminosa e tamanho dos arquivos finais: através da estratégia de redução de amostragem (*decimation*) durante o processo de medição, obtém-se um menor tempo de processamento e a possibilidade de gravação *on-line* de  $S_f(t)$  com uma taxa de amostragem menor do que a empregada para o registro das tensões. Nesse sentido, a técnica conhecida por “covariância invariante” (*covariance-invariant*) [97], representa uma solução promissora, pela precisão da resposta em amplitude mesmo com taxas de amostragem mais baixas, como tratado em [88], [90] e [91];
- testes com sinais de tensão senoidais sem flutuações ou variações de tensão, para conhecer-se a resposta do medidor (neste caso, idealmente  $S_f$  e o  $P_{ST}$  devem ser zero).
- testes com sistema de aquisição de 14 ou 16 bits, o que aumentaria sensivelmente a resolução digital, sendo este um fator de relevo para o método UIE/IEC;
- implementação de cálculos e ferramentas de análise das demais grandezas de qualidade da energia.

---

## CAPÍTULO V

---

---

# IMPACTOS SOBRE EQUIPAMENTOS E ANÁLISE DOS INDICADORES DE CINTILAÇÃO LUMINOSA

---

### 5.1 – Considerações Iniciais

Não é novidade que muitas das recomendações e normas técnicas brasileiras na área da eletricidade são baseadas em normas, métodos e critérios internacionais. A área da qualidade da energia elétrica não foge a esta prática, adotando e adaptando recomendações e normas, principalmente geradas a partir de pesquisas de grupos de trabalho do IEEE e IEC.

Na fase de elaboração e adaptação de documentos, ainda em andamento, a ANEEL e o ONS têm promovido fóruns de debates, realizado extensas campanhas de medição, dentre outras atividades, contando com a participação de universidades, centros de pesquisa, fabricantes de equipamentos e consumidores, etc., para que, desta forma, as normas venham a refletir apropriadamente a realidade nacional concernente ao desempenho da rede e à qualidade da energia.

É importante nesta etapa, ponderar criteriosamente sobre a adoção, proposição e definição de índices de qualidade, para que estes tenham uma identidade do ponto de vista físico, e para que seus valores limites tenham uma correspondência evidente e interrelacionada com aspectos fundamentais da qualidade da energia e suas implicações, quais sejam:

- operação normal do sistema;
- atendimento aos consumidores dentro de padrões de qualidade satisfatórios;
- preservação da vida útil dos elementos e equipamentos do sistema de forma aceitável;
- eficiência energética;
- medidas para atenuação, suas técnicas e custos;
- atribuições de responsabilidades;

- fatores estes que recaem, finalmente, sobre as questões de caráter econômico e legal.

Em particular, quanto à questão das flutuações de tensão e do efeito cintilação luminosa, como dito anteriormente, o ONS adota o método Padrão de UIE/IEC. Assim, a avaliação deste distúrbio tem como base uma lâmpada incandescente de referência associada ao sistema visual humano.

Não obstante, outros problemas causados pelas tensões flutuantes, como posto no Capítulo I, devem ser considerados em maior profundidade. Isto se deve, principalmente, ao fato que, tanto outros tipos de lâmpadas quanto várias outras cargas elétricas podem ser influenciadas quando alimentadas por esta perturbação na tensão.

De acordo com as considerações acima, levanta-se o seguinte ponto de discussão: a partir de qual valor do indicador  $P_{ST}$  algum outro efeito prejudicial seria observado no desempenho de equipamentos elétricos, além das lâmpadas incandescentes? A fim de investigar esta questão, estuda-se neste capítulo a sensibilidade de dispositivos submetidos às flutuações de tensão, com níveis atrelados ao  $P_{ST}$ . Neste contexto, apresenta-se uma reflexão crítica sobre a interação entre os impactos das oscilações de tensão e os limites recomendados. Para tanto, fundamenta-se na realização e análise de resultados de ensaios experimentais de equipamentos representativos e lâmpadas e, de forma complementar, em simulações no domínio do tempo dos equipamentos ensaiados.

## 5.2 – Limites para as Flutuações de Tensão

Nesta seção apresenta-se uma síntese do texto estabelecido pelo ONS, no documento Padrões de Desempenho da Rede Básica [5], na parte que diz respeito às flutuações de tensão, como segue.

Os indicadores de severidade de cintilação, adotados como representativos da flutuação

de tensão num dado barramento da Rede Básica, são:

a)  $P_{ST}D95\%$ : valor do indicador  $P_{ST}$  que foi superado em apenas 5% dos registros obtidos no período de 1 dia (24 horas);

b)  $P_{LT}S95\%$ : valor do indicador  $P_{LT}$  que foi superado em apenas 5% dos registros obtidos no período de uma semana, 7 (sete) dias completos e consecutivos.

Adotou-se dois limites para cada um dos indicadores  $P_{ST}D95\%$  e  $P_{LT}S95\%$ , quais sejam: Limite Global Inferior e Limite Global Superior. O processo de medição deve ser ajustado para 127 V ou 220 V, quando constatada a preponderância de uma outra tensão secundária de distribuição dentre os Agentes conectados a tal barramento da Rede Básica, sendo que, quando não for possível caracterizar o predomínio de um destes níveis, o medidor deve ser ajustado para a tensão de 220 V, por corresponder a resultados mais conservativos.

Os valores dos Limites Globais Inferiores e Superiores são apresentados na tabela 5.1, expressos em função dos Limites Globais para tensão secundária de distribuição 220 V, e considerando a atenuação esperada quando a flutuação de tensão se propaga dos barramentos da Rede Básica para os barramentos da rede secundária de distribuição.

Tabela 5.1 Limites Globais.

Limite	$P_{ST}D95\%$	$P_{LT}S95\%$
Limite Global Inferior	$1 pu/FT$	$0,8 pu/FT$
Limite Global Superior	$2 pu/FT$	$1,6 pu/FT$

Na tabela anterior, FT é o Fator de Transferência aplicável entre o barramento da Rede Básica sob avaliação e o barramento da tensão secundária de distribuição eletricamente mais próximo, sendo calculado pela relação entre o valor do  $P_{LT}S95\%$  do barramento da Rede Básica sob avaliação e o valor do  $P_{LT}S95\%$  do barramento da rede de distribuição. No caso dos FTs entre os barramentos envolvidos não serem ainda conhecidos através de medição, em princípio os valores da tabela 5.2 poderão ser aplicados.

Tabela 5.2. Fatores de Transferência.

Barramento de Tensão Nominal $\geq 230$ kV	$FT = 0,65$
$69$ kV $\leq$ Barramento de Tensão Nominal $< 230$ kV	$FT = 0,8$
Barramento de Tensão Nominal $< 69$ kV	$FT = 1,0$

A avaliação da qualidade da Rede Básica quanto à flutuação de tensão é feita de acordo com os limites:

- $P_{ST}D95\%$  e  $P_{LT}S95\% \leq$  Respective Limites Globais Inferiores: qualidade da tensão adequada.

• *Respectivos Limites Globais Inferiores*  $< P_{ST}D95\%$  *ou*  $P_{LT}S95\% \leq$  *Respectivos Limites Globais Superiores*: a qualidade da tensão será considerada em estado de observação e, no caso de haver reclamações de usuários, será responsabilidade do ONS desenvolver ações, em conjunto com os Agentes envolvidos, para buscar soluções e atribuir responsabilidades.

•  $P_{ST}D95\% \geq P_{LT}S95\%$  *Respectivos Limites Globais Superiores*: a qualidade da tensão será considerada, em princípio, inadequada e as ações corretivas ou mitigadoras deverão ser definidas após a realização de investigações para identificação das causas e responsabilidades.

Os Limites Globais apresentados na tabela 5.1 foram estabelecidos tendo como premissa que o Limite Global Inferior para as tensões secundárias nos sistemas de distribuição (220 V) é 1 pu. Caso este Limite seja alterado, por determinação do Agente Regulador, os valores estabelecidos para a Rede Básica deverão ser revisados.

Os limites apresentados na tabela 5.1 permanecem válidos mesmo que a tensão secundária de distribuição preponderante seja de 127 V, desde que o medidor utilizado seja ajustado para este nível de tensão.

*Os valores dos Fatores de Transferência da tabela 5.2 estão sujeitos a revisões futuras em função de pesquisas, investigações e medições de campo em andamento no Sistema Elétrico Brasileiro.*

### 5.3 – Estratégia para os Estudos

As investigações realizadas contemplaram cargas dos tipos residencial, comercial e industrial, as quais, por questões didáticas, foram divididas em dois grupos:

- equipamentos elétricos e eletrônicos;
- lâmpadas incandescentes e fluorescentes.

Desta forma, os trabalhos seguiram duas etapas, sendo a primeira delas, referente aos estudos experimentais e computacionais dos dispositivos da primeira categoria. Os estudos da interação entre as flutuações de tensão e as lâmpadas são baseados somente em ensaios experimentais e foram realizados através de uma metodologia e estrutura física distintas do

primeiro grupo. Por esta razão, a sua apresentação é feita de maneira separada neste capítulo, conforme é mostrado na seqüência.

### 5.3.1 – Ensaio Experimentais dos Equipamentos

Os sinais de tensões ideais e flutuantes aos quais submeteu-se os dispositivos foram gerados pela fonte trifásica controlada, apresentada no capítulo anterior. Outro equipamento empregado foi um osciloscópio digital portátil, da marca Tektronix, modelo THS 720P, cujas principais características encontram-se na tabela 5.3.

Tabela 5.3. Características do osciloscópio digital usado.

Dois canais isolados para medição de tensão e/ou corrente.
Amostragem das formas de onda (ex.: 5 kS/s, 12,5kS/s e 50 kS/s para 50, 20 e 5 ms/divisão, respectivamente).
Cálculo de espectro harmônico (FFT) até 50 <sup>a</sup> ordem e THDs.
Operações matemáticas com sinais (soma, produto, potência ativa).
Transferência de dados para microcomputador via <i>interface</i> RS-232.
Função multímetro.
Memória para armazenamento de 10 formas de onda.
Modos de operação normal e <i>trigger</i> .
Medição de grandezas eficazes, média, máximas, frequência, etc.

Vale ressaltar que este osciloscópio foi apropriado para as medições requeridas, visto que a flutuação de tensão é um fenômeno em baixa frequência e o registro das grandezas se faz em regime permanente.

Além desses elementos, a estrutura laboratorial é composta pelo microcomputador que controla a fonte de tensão e que recebe os sinais digitalizados de tensão e/ou corrente do osciloscópio. A fig. 5.1 mostra o arranjo experimental empregado, onde se constata também a ilustração do equipamento sob teste e do registro das variáveis elétricas indicativas de seu desempenho.

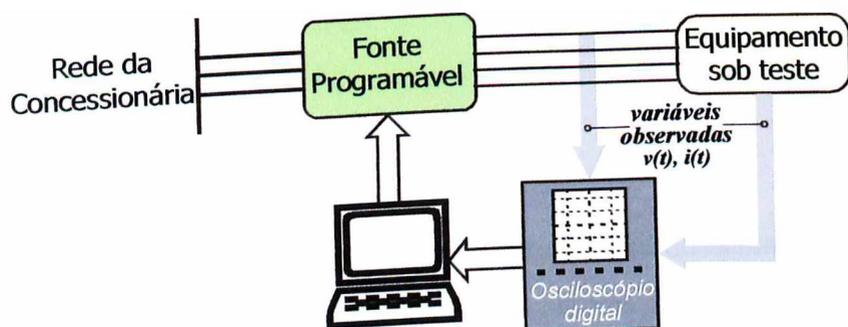


Fig. 5.1. Arranjo experimental para os ensaios dos equipamentos.

### 5.3.2 – Simulações Computacionais dos Equipamentos

Para os trabalhos computacionais foi utilizado o simulador SABER, através de seus recursos de simulação e análise no domínio do tempo. Este programa foi escolhido porque contém uma ampla biblioteca de componentes elétricos/eletrônicos, mecânicos, etc., além do que, permite através de uma linguagem de programação de alto nível (*MAST*), a modelagem de outros elementos desejados. Outras características tais como a grande versatilidade gráfica, ferramentas especiais de cálculo e análise, capacidade de interconexão com rotinas elaboradas em outras linguagens de programação (*C* e *Fortran*), manipulação dos resultados de saída em outros aplicativos, etc., oferecem grandes atrativos para a utilização deste programa. Foram empregados modelos (*Templates*) validados em pesquisas anteriores, sendo os mesmos utilizados aqui especificamente para o fenômeno das flutuações de tensão.

Assim como para as verificações experimentais, enfocou-se o comportamento das grandezas de saída dos dispositivos, isto é, aquelas que indicam seu estado de desempenho face à rede elétrica com suprimentos de tensão ideal e oscilante. Uma vez que não é objetivo desta tese um estudo pormenorizado de tais modelos, seus respectivos diagramas computacionais são mostrados a seguir de forma simplificada, com a finalidade maior de apresentar as grandezas a serem observadas. Subseqüentemente são expostos os resultados laboratoriais e computacionais obtidos.

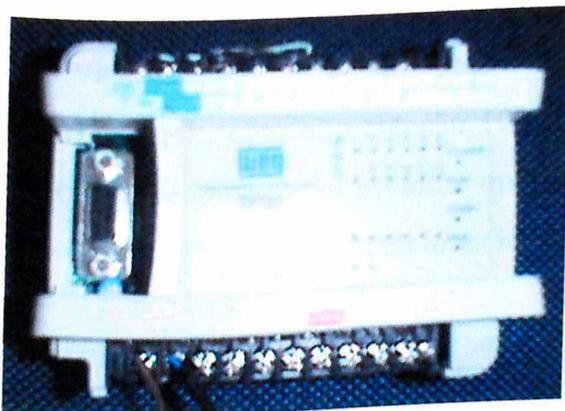
## 5.4 – Equipamentos Analisados

### 5.4.1 – Fonte Chaveada 01 – CLP

A primeira fonte chaveada considerada é utilizada na alimentação de controladores lógico programáveis (CLPs), usados sobretudo nos setores industrial e comercial. Foram testados dois dispositivos similares, porém de fabricantes diferentes, cujas características nominais básicas de ambos são:

- tensões de operação nominal: 127/220 V, 50/60 Hz;
- fonte de alimentação incorporada: 24 Vcc ( $\pm 10\%$ ), 300 mA;
- programação em ambiente *Windows*, linguagem *Ladder* ou lista de instruções;
- memórias *flash e ram* com bateria de *backup*;
- 12 entradas digitais de 24 Vcc (NPN ou PNP);
- 8 saídas a relés, 250 V/2 A;
- potência consumida 30 VA.

A fig. 5.2 ilustra a foto de um dos CLP's estudado.



(a)



(b)

Fig. 5.2. CLP: (a) vista externa; (b) fonte chaveada.

Nos dois CLPs os estudos experimentais focalizaram o comportamento do elo CC (Vcc) e das saídas reguladas contínuas +5V e +24V que alimentam o circuito interno (microprocessamento e módulo de relés). Entretanto, o modelo computacional contempla somente o elo CC e a tensão +5V, sendo esta última a responsável pela alimentação do

módulo de processamento. A fig. 5.3 ilustra o diagrama simplificado e as variáveis de saída para observação. A modelagem foi previamente desenvolvida na referência [98].

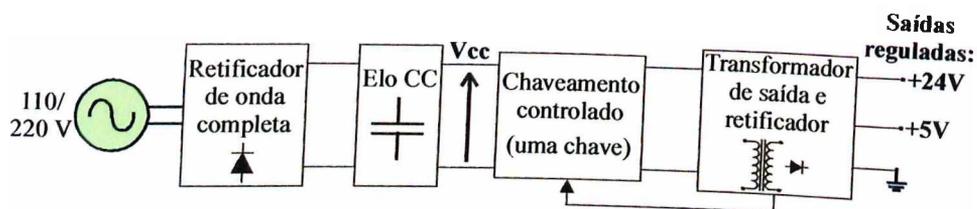


Fig. 5.3. Fonte chaveada 01 – CLP: diagrama simplificado e variáveis a serem monitoradas.

#### 5.4.2 – Fonte Chaveada 02 – Microcomputador

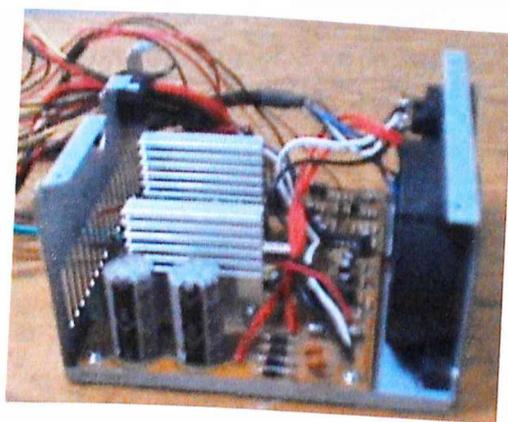
Este dispositivo é utilizado na alimentação de microcomputadores pessoais usados em residências, estabelecimentos comerciais e industriais. Foi investigado um microcomputador pessoal padrão IBM-PC com as características:

- fonte chaveada com tensões de entrada de 110/220 V;
- potência nominal de 300 W;
- processador *Pentium MMX* 200 MHz;
- periféricos: *drive* de disco flexível, disco rígido, CD-ROM, etc.

Vale ressaltar que o computador foi testado com um monitor de vídeo do tipo VGA, colorido, 14 pol., com alimentação 100 a 240 V, 50/60 Hz, 70 W. A fig. 5.4(a) ilustra o conjunto microcomputador/monitor ensaiado e na fig. 5.4(b) tem-se em detalhe a fonte chaveada, a qual foi objeto de maiores investigações.



(a)



(b)

Fig. 5.4. Fonte Chaveada 02 - microcomputador: (a) vista externa; (b) vista interna da fonte chaveada.

Foram monitorados nos ensaios o elo CC ( $V_{cc}$ ) e as saídas reguladas de +5V e +12V que alimentam os circuitos e periféricos internos ao computador. No entanto, o modelo computacional desenvolvido em [27], contempla apenas o elo CC e a saída +5V. A fig. 5.5 mostra o diagrama simplificado do circuito da fonte chaveada e as variáveis registradas para análise.

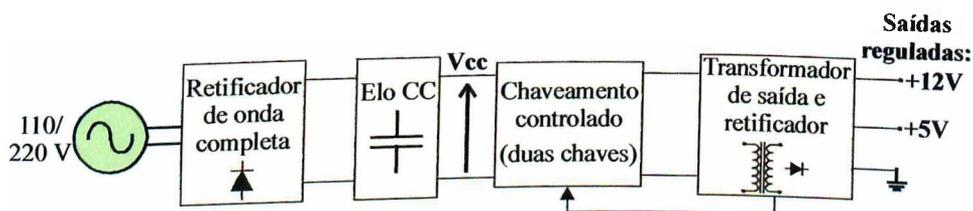


Fig. 5.5. Fonte Chaveada 02 - microcomputador: diagrama simplificado e variáveis monitoradas.

### 5.4.3 – Fonte Linear Regulada – Aparelho de Som

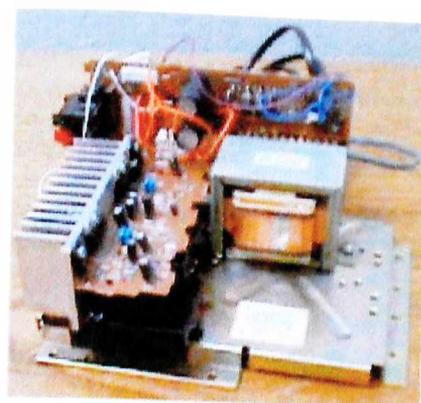
A fonte linear, por ser encontrada na entrada de diversos aparelhos eletrodomésticos como televisores, rádios, aparelhos de som, etc., foi também considerada como representativa para a análise de sensibilidade face às flutuações de tensão. Para os estudos, foi escolhido um aparelho de som comum, tipo *micro-system*, com as seguintes características:

- tensões nominais 110/220 V;
- potência nominal 100 W;
- operações em modo rádio, CD (capacidade para 3 CDs) e toca-fitas *duplo deck*.

A fig. 5.6 ilustra o equipamento ensaiado e sua fonte linear correspondente.



(a)



(b)

Fig. 5.6. Aparelho de som: (a) vista externa; (b) vista interna da fonte linear regulada.

A fig. 5.7 mostra o diagrama simplificado da fonte linear e as variáveis observadas, isto é, a tensão no elo CC ( $V_{cc}$ ) e as saídas reguladas de +5V e +10V que alimentam os principais circuitos do equipamento. A modelagem computacional foi também desenvolvida em [27].

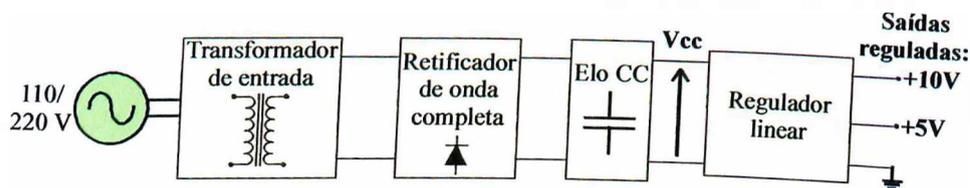


Fig. 5.7. Fonte linear: diagrama simplificado e variáveis monitoradas.

#### 5.4.4 – Motor Monofásico – Refrigerador

Para a avaliação do desempenho de motores monofásicos foi selecionado para os estudos um refrigerador de uso doméstico. Este equipamento é composto essencialmente por um circuito de refrigeração tubular fechado, em que um gás refrigerante flui por sucção impulsionado por um compressor hermético, neste caso do tipo denominado de alternativo. O compressor, por sua vez, é um elemento eletromecânico acionado por um motor de indução monofásico.

Vale destacar que o compressor hermético alternativo é também utilizado em bebedouros, *freezers*, condicionadores de ar e outros aparelhos refrigeradores comerciais. Entretanto, os circuitos internos podem ser diferentes em função de sua potência, pela presença de ventiladores, capacitores de partida e de correção de fator de potência e conexões internas.

As características básicas do refrigerador ensaiado são:

- tensão nominal 127 V;
- capacidade de armazenamento de 320 litros;
- compressor hermético de partida à resistência, sem capacitor.

A fig. 5.8 mostra o equipamento usado para os testes e o compressor do mesmo.



(a)



(b)

Fig. 5.8. Refrigerador ensaiado: (a) aspecto externo; (b) compressor do tipo hermético alternativo.

Na fig. 5.9 tem-se o diagrama elétrico do modelo do compressor, cujo circuito é constituído por enrolamentos auxiliar e principal e por um relé de partida, o qual se abre em alguns instantes após a energização do motor. A lâmpada interna não foi considerada no modelo e, por esta razão, foi desconectada durante os registros experimentais, onde monitorou-se a corrente total de entrada. Nas simulações foi possível observar além desta grandeza, o conjugado e a velocidade no eixo do motor, conforme consta na modelagem desenvolvida em [30].

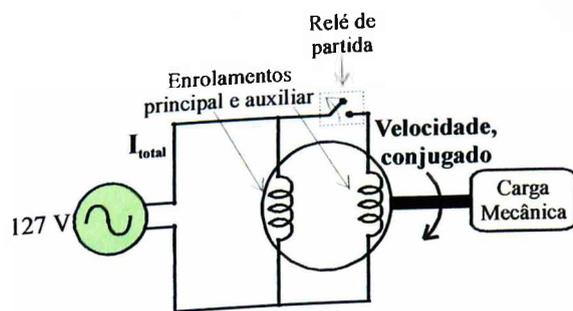


Fig. 5.9. Refrigerador: diagrama elétrico simplificado e variáveis observadas.

### 5.4.5 – Motor de Indução Trifásico

Representando os motores de indução trifásicos, amplamente utilizados em instalações residenciais, comerciais e industriais, foi escolhido um motor de pequeno porte, para uso em aplicações diversas. Segue algumas de suas características nominais:

- potência de 3 hp;
- fator de potência 0,85 e rendimento 79,3%;
- alimentação 220/380 V (delta/estrela), 60 Hz;
- corrente de linha de 8,57/4,96 A;
- 4 pólos, rotor em gaiola de esquilo.

Além disso, o motor foi acoplado a uma carga mecânica com conjugado constante e fator de carga de 75%, sendo ambos ilustrado na fig. 5.10.

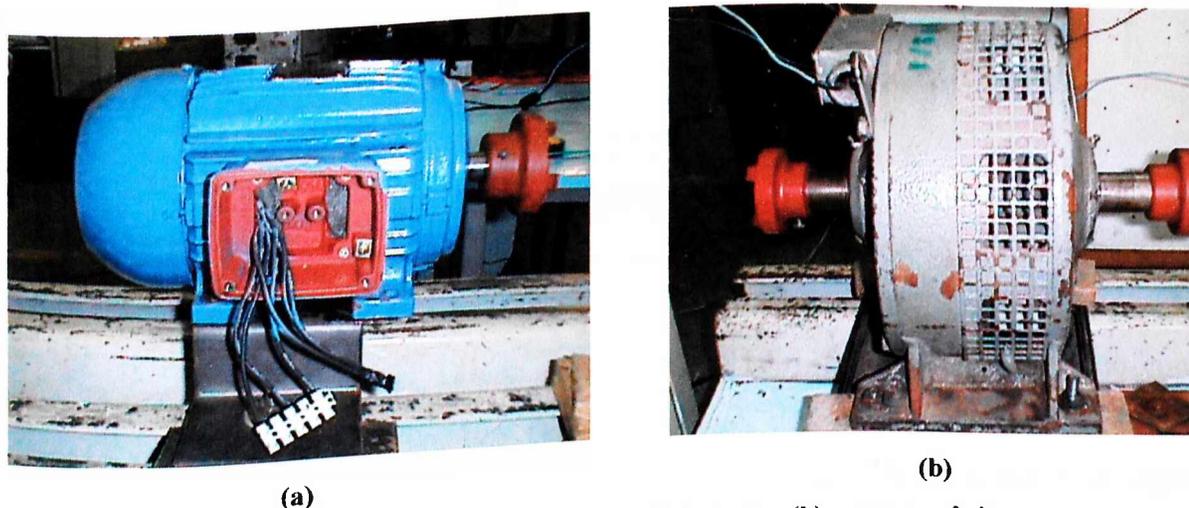


Fig. 5.10. Motor trifásico: (a) motor de indução; (b) carga mecânica.

Na fig. 5.11 tem-se o diagrama de simulação simplificado, tendo sido usado o modelo *abc* no domínio do tempo [99]. Nos ensaios foram monitoradas as correntes de alimentação da máquina e nas simulações observou-se também o conjugado e a velocidade em seu eixo.

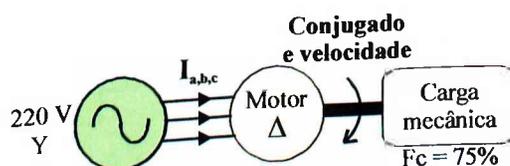


Fig. 5.11. Motor de indução trifásico: diagrama e variáveis monitoradas.

### 5.4.6 – Conversor de Freqüência

Outra carga que representa uma parcela significativa nas aplicações industriais é o conversor de freqüência. Para os fins desta pesquisa, foi investigado um conversor trifásico tipo *VSI-PWM*, com as seguintes características nominais:

- tensão de entrada de 380 V, 50/60 Hz;
- saída 380 V/ 4 A ou 480 V/ 3 A;
- freqüência de chaveamento do inversor de saída 2,5 kHz ou 5 kHz.

A fig. 5.12 mostra o conversor empregado nos ensaios.



Fig. 5.12. Conversor VSI-PWM.

O modelo do conversor, obtido na referência [100], foi ajustado de acordo com os principais componentes e parâmetros do produto real, destacando-se a ponte retificadora trifásica de onda completa na entrada, o elo CC e o inversor *PWM*. A fig. 5.13 ilustra o diagrama simplificado e as variáveis analisadas: tensão no elo CC ( $V_{cc}$ ), tensões e correntes de saída do conversor e grandezas mecânicas, sendo estas últimas observadas apenas nas simulações.

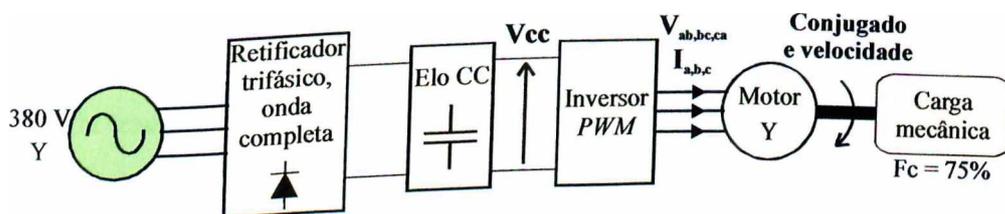


Fig. 5.13. Conversor de freqüência: diagrama e variáveis monitoradas.

### 5.5 – Casos Estudados - Equipamentos

Cada dispositivo supracitado foi testado sob as 10 condições de alimentação listadas na tabela 5.4, empregando flutuações de tensão do tipo retangular. O Caso 01 ou Caso Base se refere à alimentação ideal. Os Casos 02 a 10 (equilibrados quando trifásicos), representam flutuações de tensão com frequências acima e abaixo da frequência crítica do olho humano, cujos valores de  $P_{ST}$  resultaram nas magnitudes de  $\Delta V/V\%$  mostrados na tabela. Esses valores foram calculados com o uso do modelo do medidor do Capítulo III.

O menor  $P_{ST}$ , igual a 2 pu, foi escolhido tendo como base o limite superior do  $P_{ST}$  diário ( $P_{STD95\%} < 2$  pu) indicado pelo ONS para sistemas  $< 69$  kV, conforme descrito anteriormente. Foi tomada como referência a lâmpada de 120 V/60 W, por implicar em maiores valores de  $\Delta V/V\%$  do que a lâmpada de 230 V/60 W, para um mesmo  $P_{ST}$  (valores conservativos).

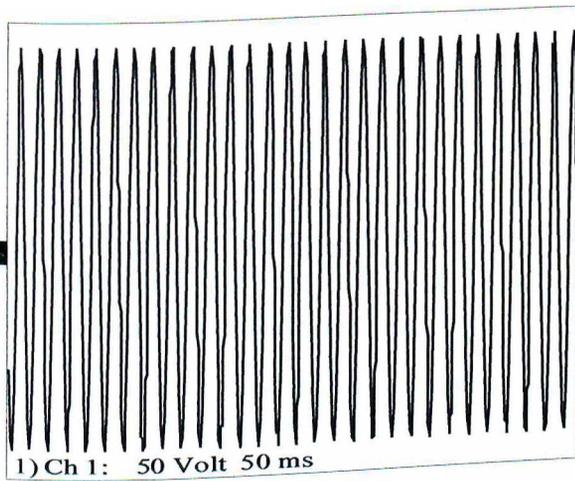
O tempo mínimo de 10 minutos foi estipulado para cada ensaio, sendo que para o motor de indução trifásico foi esperado um tempo mínimo de 30 minutos para preaquecimento. Para o refrigerador também foi respeitado o tempo inicial para a estabilidade mecânica (compressão do gás interno).

Tabela 5.4. Casos estudados – flutuações retangulares.

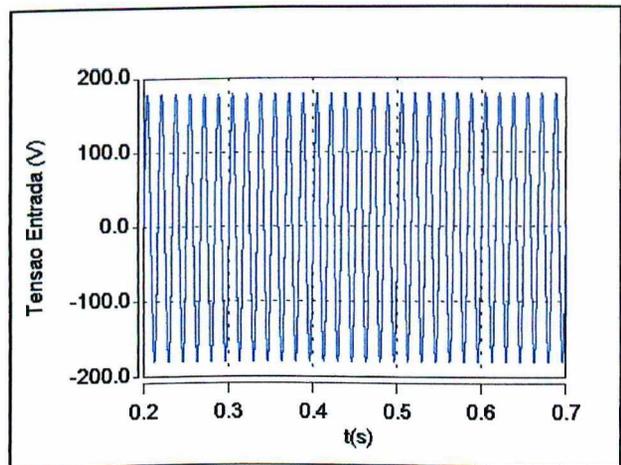
Caso	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10
$P_{ST}$	0	2			4			5		
$f_m$ (Hz)	-	3	10	20	3	10	20	3	10	20
$\Delta V/V\%$	-	1,20	0,76	2,22	2,41	1,51	4,43	3,01	1,89	5,54

Os casos relativos ao valor de  $P_{ST}$  igual a 3,0 pu foram omitidos por apresentarem resultados intermediários dentre as situações retratadas pela tabela 5.4.

As figs. 5.14 e 5.15 ilustram a tensão de suprimento fase-neutro (127 V nominal) dos Casos 01 e 10. Nos demais casos, os sinais de alimentação têm aspecto similar, a menos do valor nominal da tensão. Por esta razão, as formas de onda das tensões de alimentação não são exibidas novamente na apresentação dos resultados. Cabe ainda destacar que o Caso 10 foi selecionado em todos estudos por apresentar a condição mais severa em relação a todos os outros da tabela 5.4.

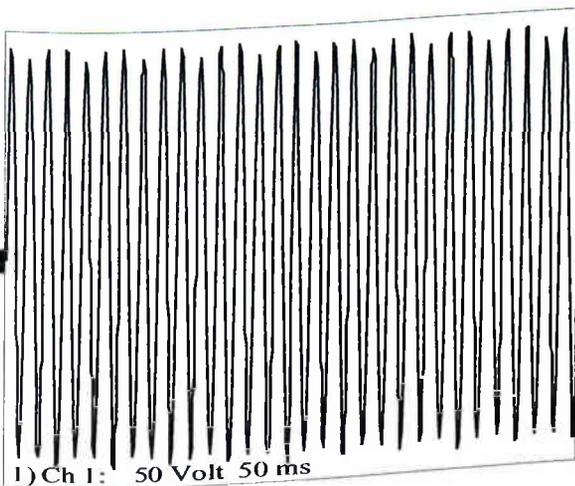


(a)

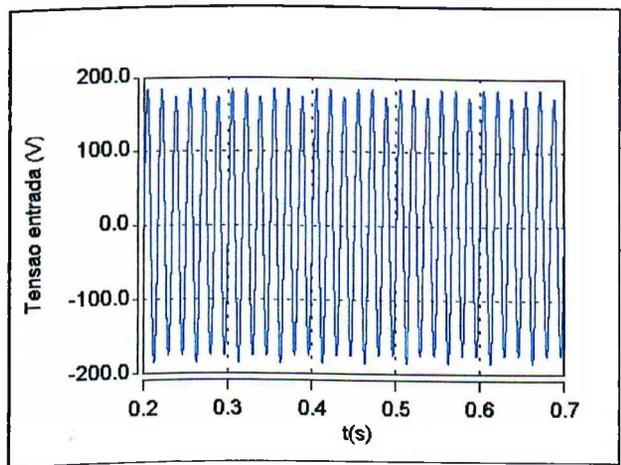


(b)

Fig. 5.14. Tensão de suprimento, Caso 01: (a) experimental; (b) simulação.



(a)



(b)

Fig. 5.15. Tensão de suprimento, Caso 10: (a) experimental; (b) simulação.

## 5.6 – Resultados – Equipamentos

### 5.6.1 – Fonte Chaveada 01 – CLP

Como considerado anteriormente, dois dispositivos de diferentes fabricantes foram ensaiados. Contudo, uma vez que os resultados foram totalmente similares, apenas àqueles referentes a um deles é mostrado.

Como condição operacional, arbitrou-se uma programação em que os 8 relés de saída estiveram fechando e abrindo de forma simultânea durante todo o ensaio. As figs. 5.16 e 5.17 exibem as tensões no elo CC dos Casos 01 e 10.

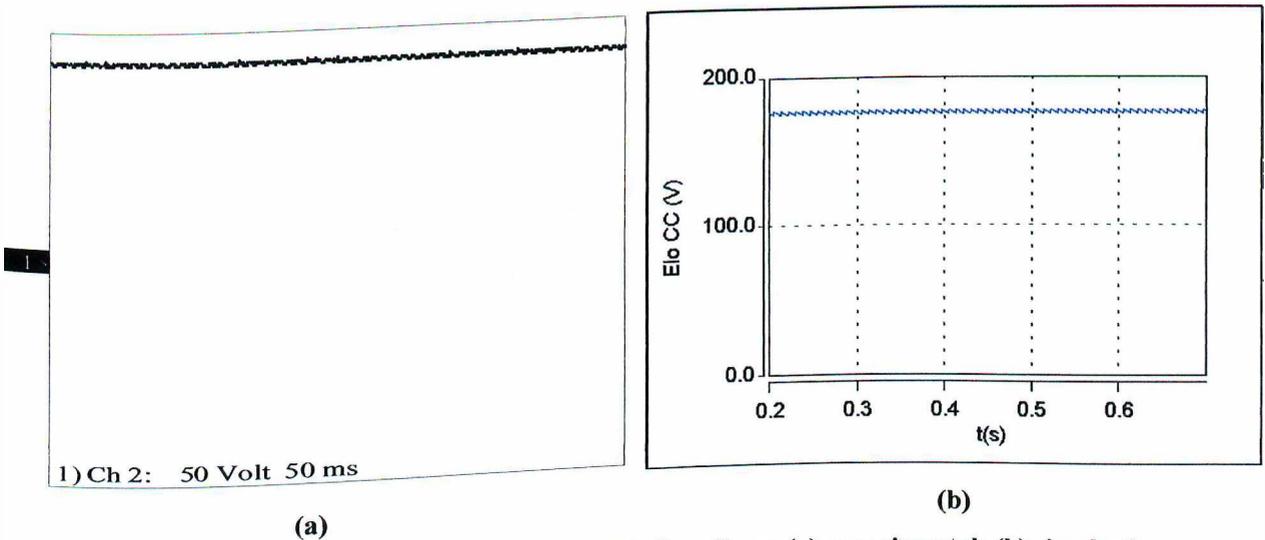


Fig. 5.16. Fonte chaveada 01 (CLP) – Elo CC Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.

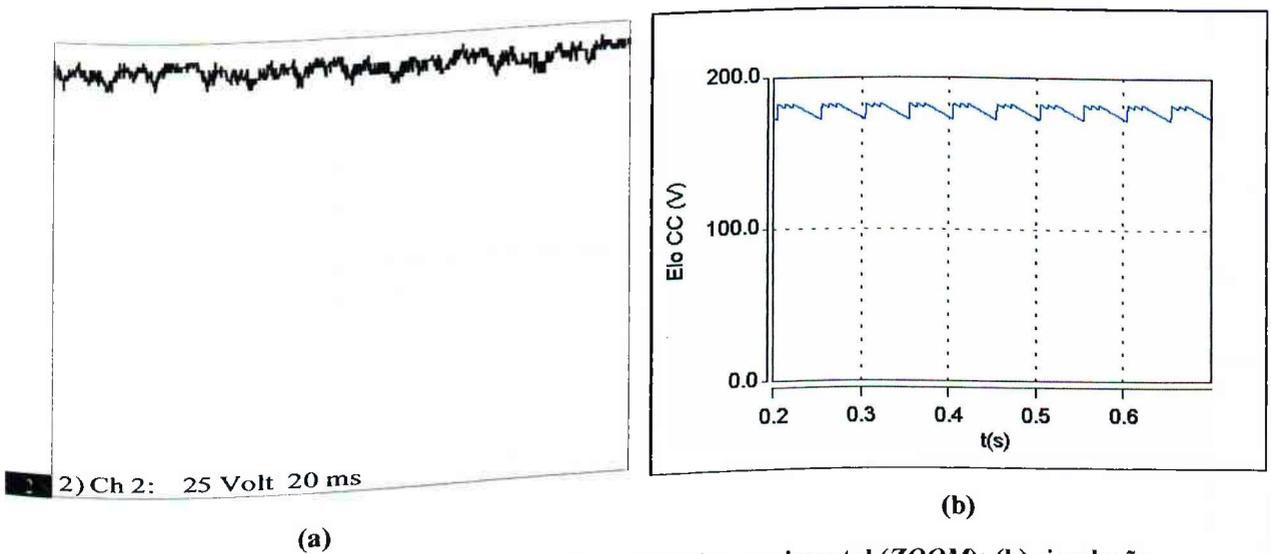


Fig. 5.17. Fonte chaveada 01 (CLP) – Caso 10: (a) experimental (ZOOM); (b) simulação.

Fundamentando-se na figura anterior, nota-se que as oscilações impostas na entrada se refletiram diretamente no elo CC para os estudos experimental e computacional. Vale ressaltar que este comportamento depende da carga demandada pelo equipamento: em condições de baixo consumo, ter-se-á pequenas variações no elo CC, uma vez que a constante de tempo de carregamento, as variações de tensão no elo CC acompanham a entrada. Além disso, as oscilações impostas se sobrepõem ao *ripple* presente nestes circuitos. O modo como se dá as variações de tensão no elo CC depende também da intensidade e das frequências envolvidas na flutuação de tensão. De qualquer forma, os efeitos das pequenas sobretensões e em consequência sobrecorrentes, não se mostram danosos aos componentes eletrônicos de entrada, visto que estes são normalmente dimensionados com uma tolerância bem acima das

amplitudes e taxas de variação ( $dv/dt$  e  $di/dt$ ) advindas das tensões flutuantes usualmente encontradas na prática.

Em relação às saídas reguladas, como mencionado anteriormente, o modelo disponibiliza apenas a saída de +5V. Todavia, nas figs 5.18 e 5.19, são também mostradas as tensões reguladas de +24V obtidas experimentalmente, considerando os Casos 01 e 10.

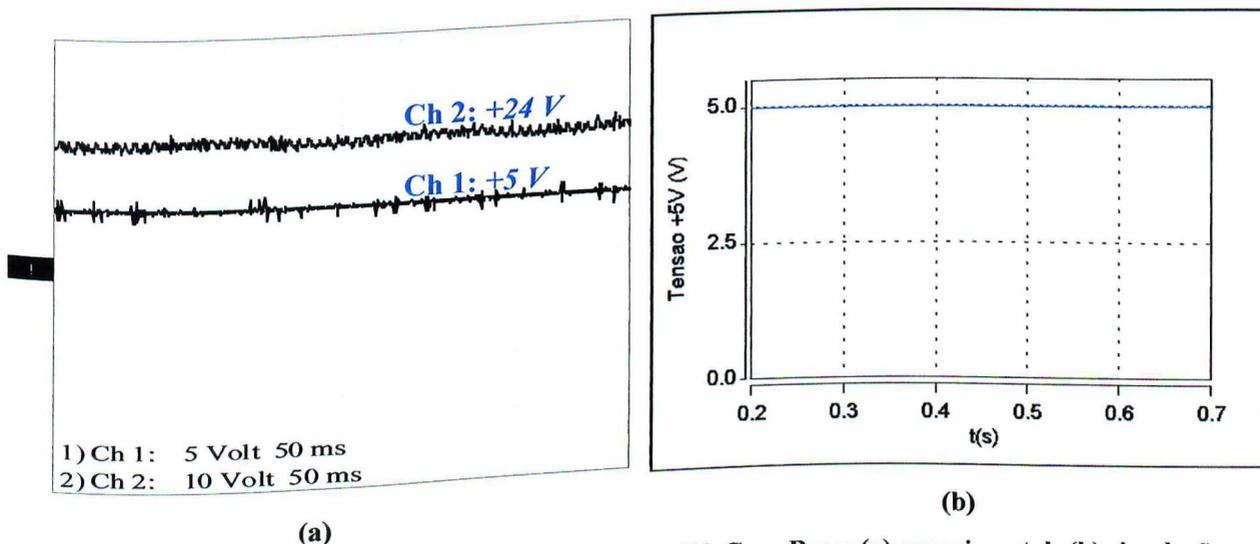


Fig. 5.18. Fonte chaveada 01 (CLP) – saídas +5V e +24V, Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.

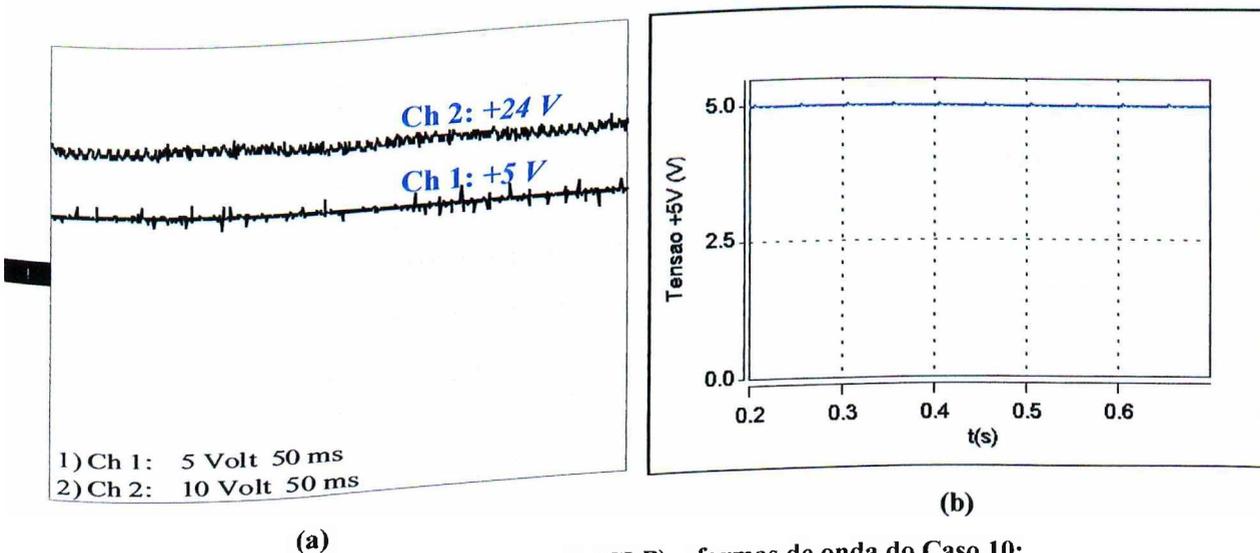


Fig. 5.19. Fonte chaveada 01 (CLP) – formas de onda do Caso 10: (a) experimental - saídas reguladas +5V e +24V; (b) simulação - saída regulada +5V.

Nota-se nas figuras anteriores que não há nenhuma diferença perceptível nas tensões reguladas entre a alimentação constante e o Caso 10. Para todos os outros casos, as formas de onda tiveram aspectos semelhantes e por isso não são mostradas. Ademais, não se constatou qualquer alteração no funcionamento dos dois CLPs em nenhum dos casos ensaiados.

5.6.2 – Fonte Chaveada 02 – Microcomputador

Como exposto foi ensaiado um microcomputador PC, tendo sido monitoradas as saídas da fonte chaveada +5V e +12V, que alimentam a placa principal, o disco rígido, etc. Contemplou-se o uso de editor de textos, *internet*, disquete e cópia de dados do CD-ROM para o disco rígido. As figs. 5.20 e 5.21 mostram os resultados dos Casos 01 e 10, os quais foram semelhantes aos dos outros casos. Para a simulação tem-se somente a tensão de +5 V. O elo CC apresenta comportamento similar ao do CLP e por isso, sua forma de onda foi omitida.

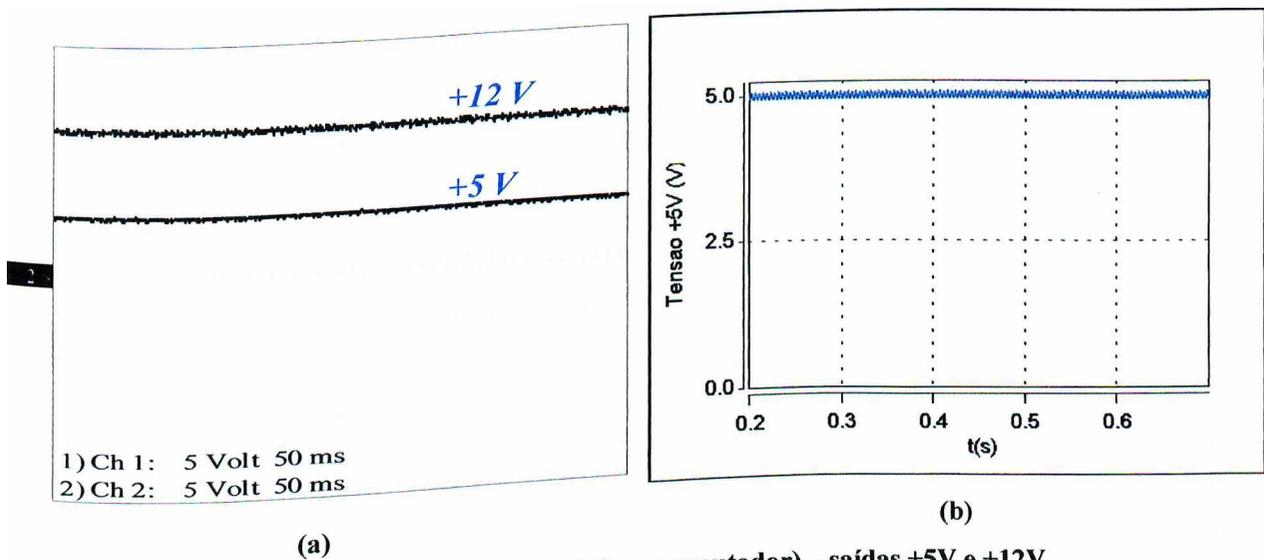


Fig. 5.20. Fonte chaveada 02 (Microcomputador) – saídas +5V e +12V, Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.

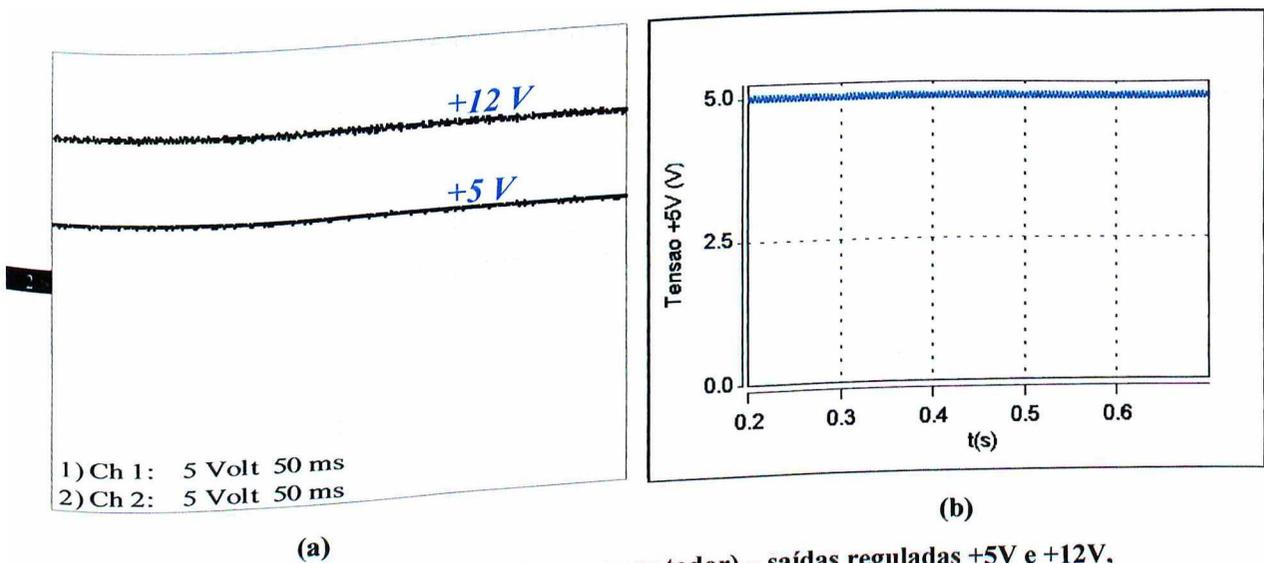


Fig. 5.21. Fonte chaveada 02 (Microcomputador) – saídas reguladas +5V e +12V, Caso 10: (a) experimental; (b) simulação.

Além das similaridades entre as formas de onda de todos os casos, não se verificou nenhuma diferença funcional no computador em todos os modos de operação testados, nem no monitor de vídeo.

### 5.6.3 – Fonte Linear – Aparelho de Som

Como apresentado acima, foi testado um aparelho de som tipo *micro-system*, observando-se as duas saídas reguladas da fonte linear +5V e +10V. Considerou-se os modos de operação em rádio, toca-fitas, CD e gravação de fita por CD. As figs. 5.22 e 5.23 mostram as tensões reguladas para os Casos 01 e 10. O elo CC tem comportamento similar aos casos anteriores e os seus resultados não são mostrados.

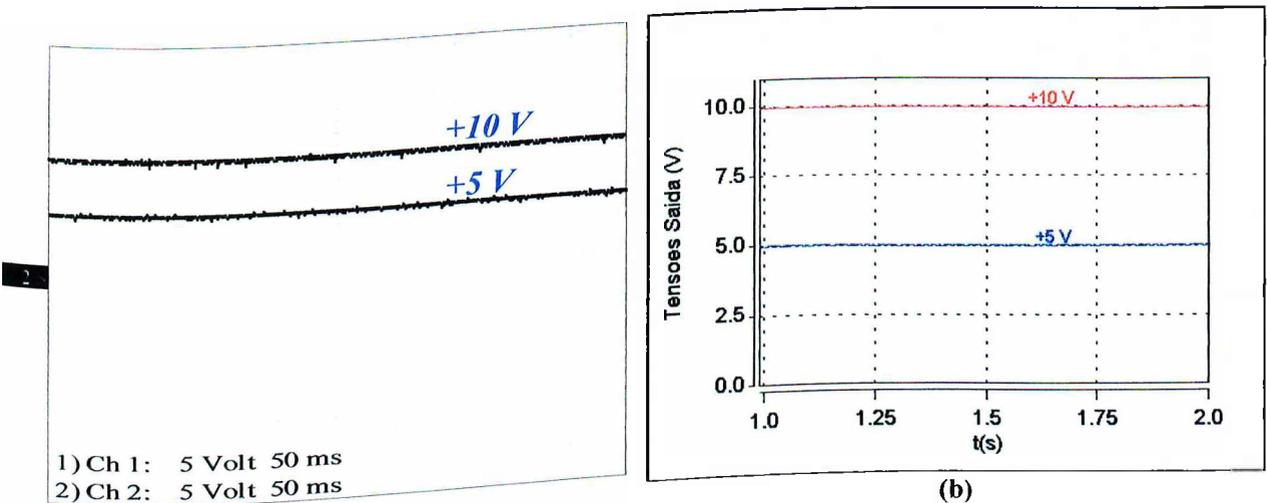


Fig. 5.22. Fonte linear (aparelho de som) – saídas reguladas +5V e +10V, Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.

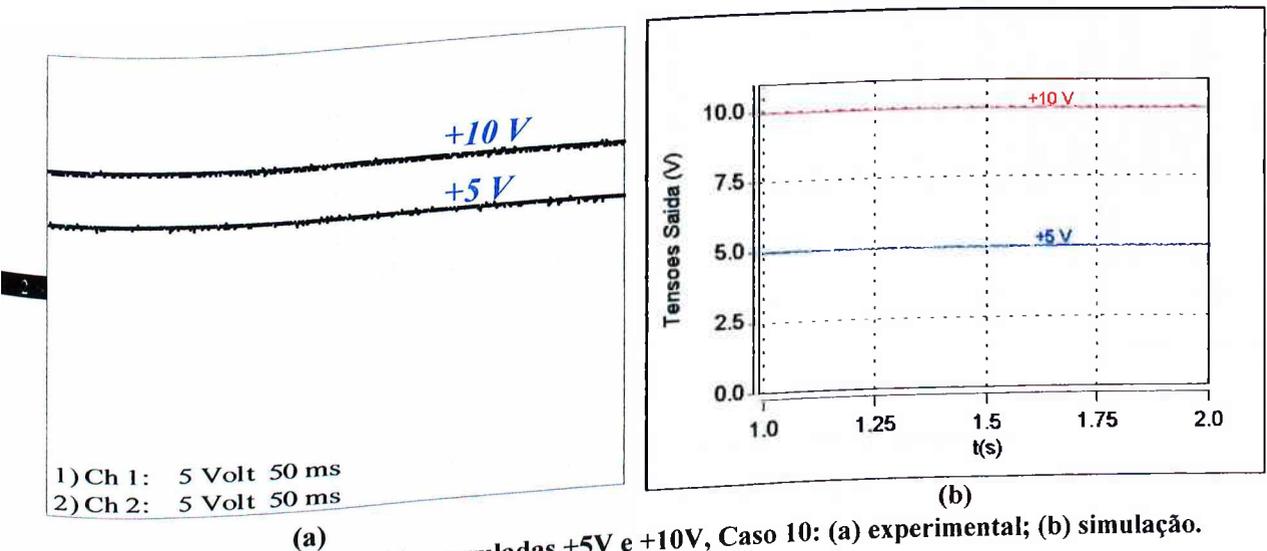


Fig. 5.23. Fonte linear – saídas reguladas +5V e +10V, Caso 10: (a) experimental; (b) simulação.

Os outros casos resultaram em formas de onda semelhantes e por isso foram omitidos. Em todos os ensaios não foi observada qualquer alteração no funcionamento do equipamento para todos os modos de operação.

### 5.6.4 – Motor Monofásico – Refrigerador

Para o refrigerador os ensaios experimentais enfocaram como resultados a corrente total absorvida pelo equipamento, conforme ilustra as figs. 5.24 e 5.25 para os Casos 01 e 10.

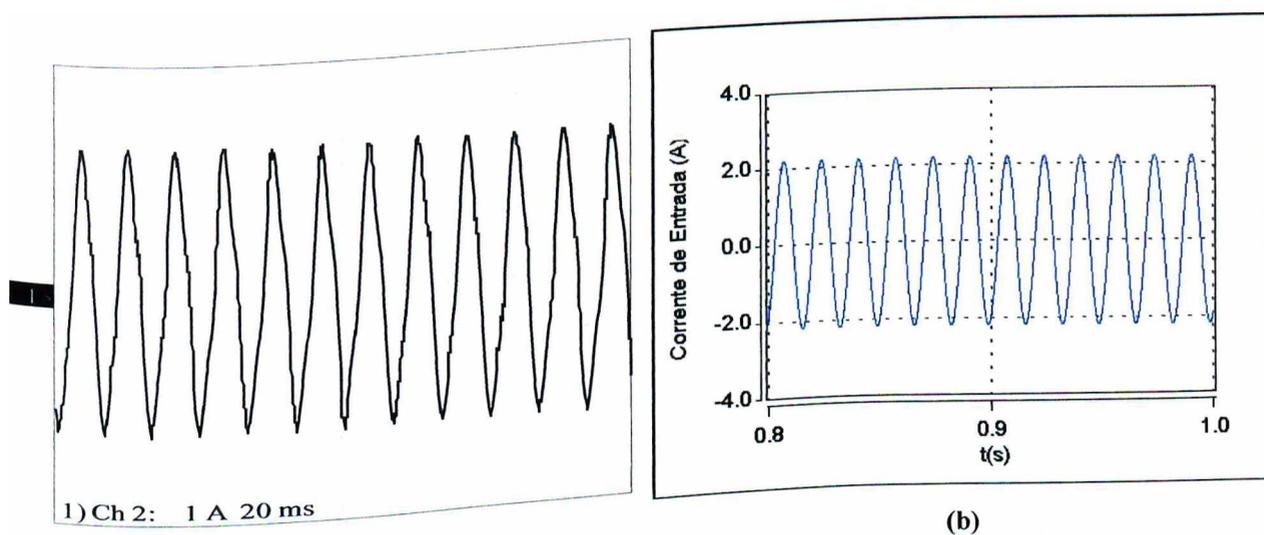


Fig. 5.24. Motor monofásico (refrigerador) – corrente de entrada, Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.

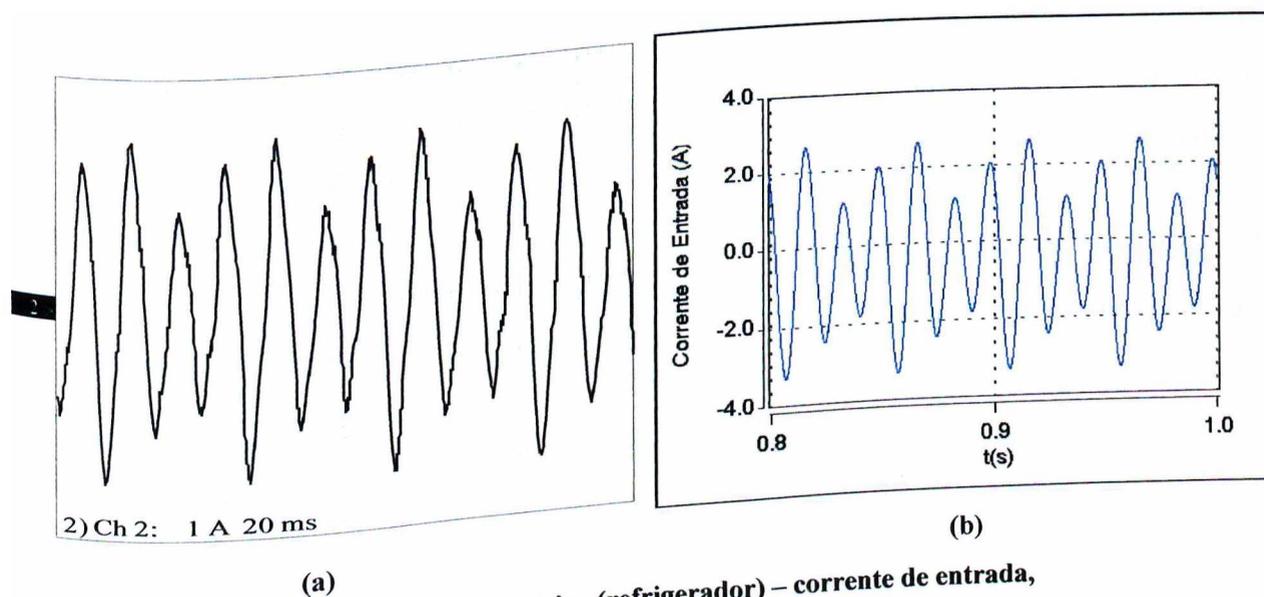


Fig. 5.25. Motor monofásico (refrigerador) – corrente de entrada, Caso 10: (a) experimental; (b) simulação.

Nas figuras anteriores constata-se mais uma vez, uma considerável proximidade entre os resultados reais e computacionais. Nota-se também que as oscilações na corrente acompanham a modulação em 20 Hz imposta na tensão de entrada, respeitando evidentemente, o defasamento angular entre estas grandezas.

Para este equipamento é válido observar as variações de corrente em valores eficazes, as quais são mostradas na fig. 5.26 para os ensaios experimentais dos Casos 01 a 10.

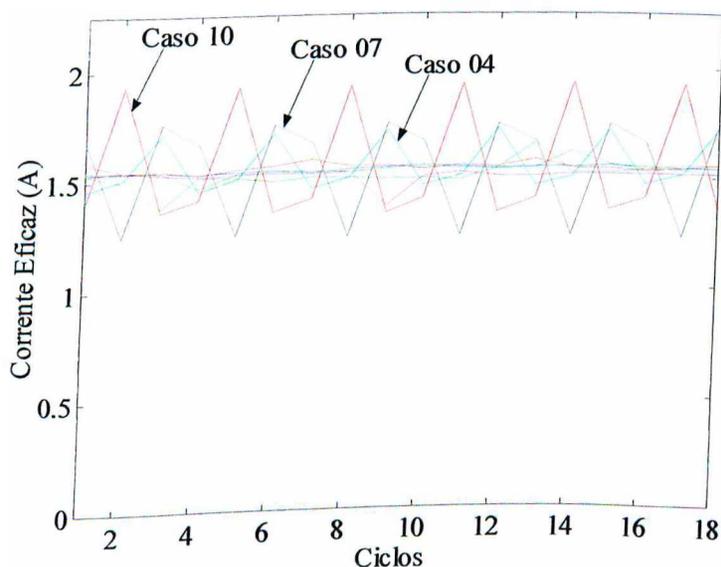


Fig. 5.26. Motor monofásico (refrigerador) – variação eficaz da corrente: Casos 01 a 10 (experimentais).

Da figura anterior nota-se que as oscilações de corrente de todos os casos ocorrem em torno dos resultados associados ao Caso 01, sobressaindo-se os Casos 04, 07 e 10. Conjugados oscilantes e variações de velocidade surgem em função destas condições de alimentação, embora não tenha sido percebido nenhuma vibração mecânica ou ruído audível anormal.

A fim de complementar este estudo apresenta-se na fig. 5.27 os resultados de simulações (conjugado e velocidade no eixo do motor do refrigerador) para: o Caso Base; uma situação de  $P_{ST} = 4$  pu, tendo sido escolhido o Caso 05; Caso 10 ( $P_{ST} = 5$  pu).

Vale ressaltar que os casos 04 e 07, embora tenham se sobressaído anteriormente, foram omitidos nas simulações computacionais por apresentarem variações similares aos do Caso 10, entretanto com magnitudes menores. O Caso 05 foi selecionado para os estudos por apresentar uma situação com frequência de oscilação diferente dos dois casos supracitados.

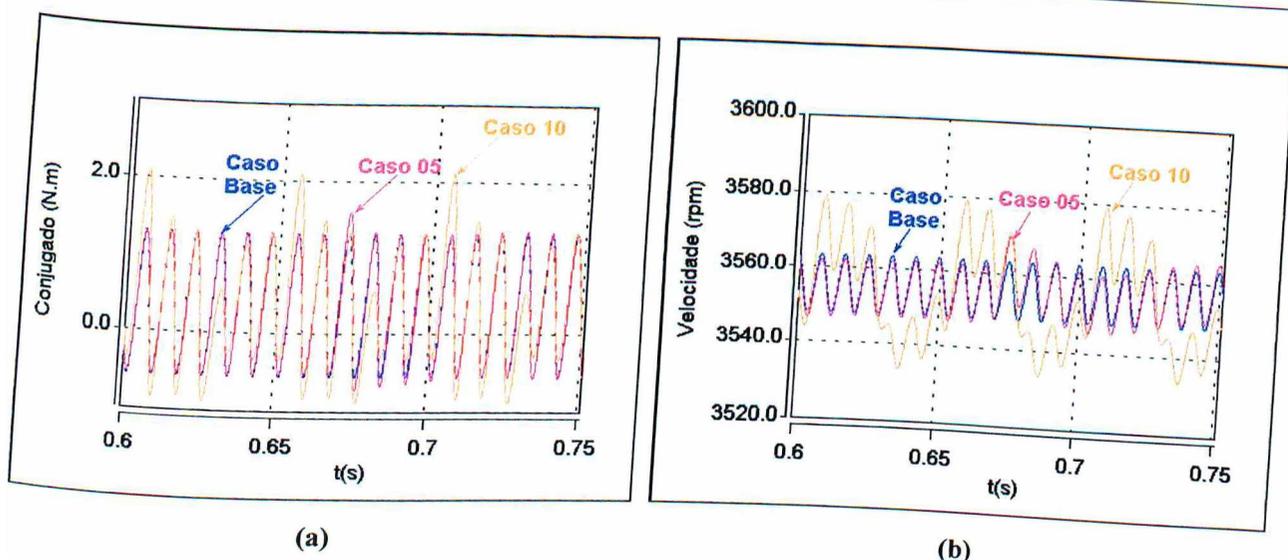


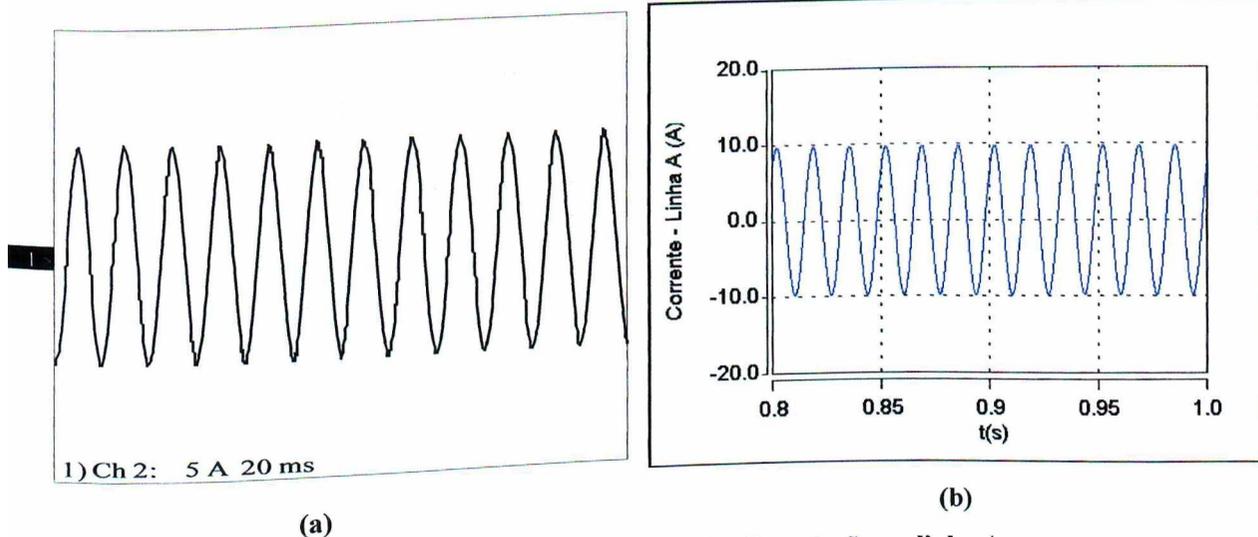
Fig. 5.27. Refrigerador: simulações: (a) conjugado - ZOOM. (b) velocidade - ZOOM.

Dos resultados depreende-se as seguintes observações:

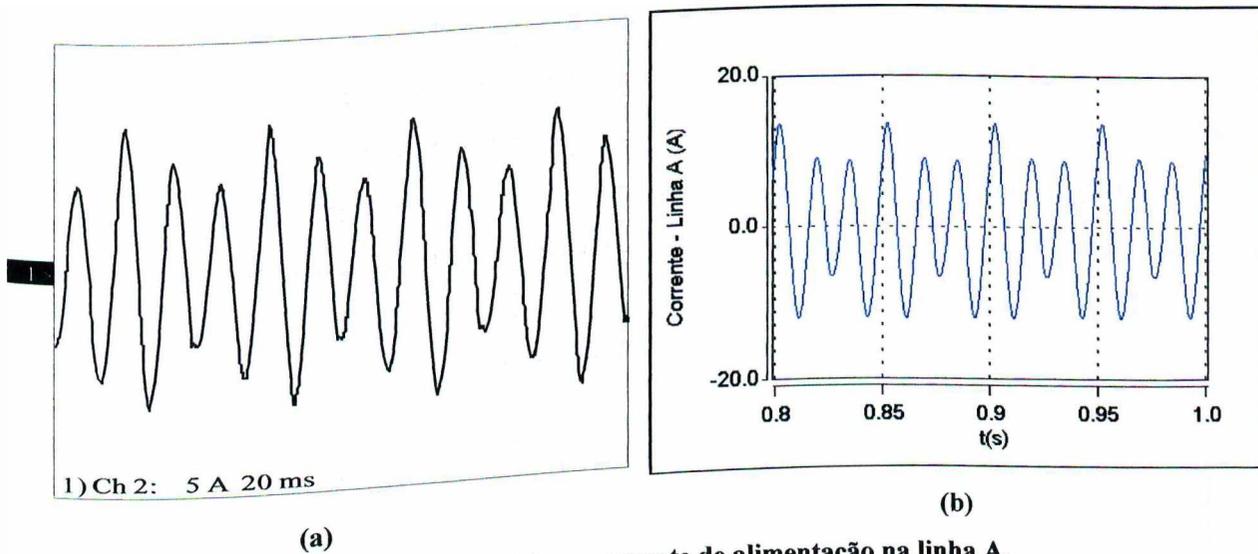
- as grandezas mecânicas oscilam na frequência de oscilação da flutuação de tensão ( $f_m$ );
- no Caso 05 nota-se a influência sobre o conjugado no eixo, sendo seu valor médio igual ao do Caso 01 (Caso Base) e valor máximo de 1,58 N·m (21% acima do Caso 01 que foi de 1,31 N·m). A velocidade foi bem menos sensível (devido a inércia do sistema mecânico), variando em torno do Caso 01 e com um pico 0,2% maior;
- no Caso 10, o conjugado sentiu as variações mais intensas, embora em torno do valor médio, atingindo um pico 61% maior que o pico do Caso Base. A velocidade no eixo, entretanto, sofreu oscilações bem menos expressivas, em torno do valor médio e com máximo de 0,44% maior que o do Caso Base. As oscilações de conjugado podem provocar desgaste do motor, embora estudos mais aprofundados (inclusive práticos) se façam necessários para avaliar a perda de vida útil ou outros prejuízos decorrentes deste efeito.

### 5.6.5 – Motor de Indução Trifásico

Como mencionado anteriormente, foi escolhido um motor de indução de pequeno porte (3 hp), 220 V, ligado em delta, conectado a uma carga mecânica de conjugado constante, 75% da potência nominal. As figs. 5.28 e 5.29 mostram a corrente na linha A do motor dos Casos 01 e 10, respectivamente (as outras correntes de linha se mostraram semelhantes e por isso foram omitidas).



**Fig. 5.28. Motor trifásico – corrente de alimentação na linha A,**  
 Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.



**Fig. 5.29. Motor trifásico – corrente de alimentação na linha A,**  
 Caso 10: (a) experimental; (b) simulação.

Novamente, observa-se pelas figuras acima, uma considerável semelhança entre os resultados experimental e computacional. Nota-se que a corrente de alimentação do motor acompanha as variações da tensão de entrada, ou seja, oscila com a frequência de 20 Hz.

A fig. 5.30 apresenta as variações eficazes de corrente na linha A obtidas dos casos experimentais.

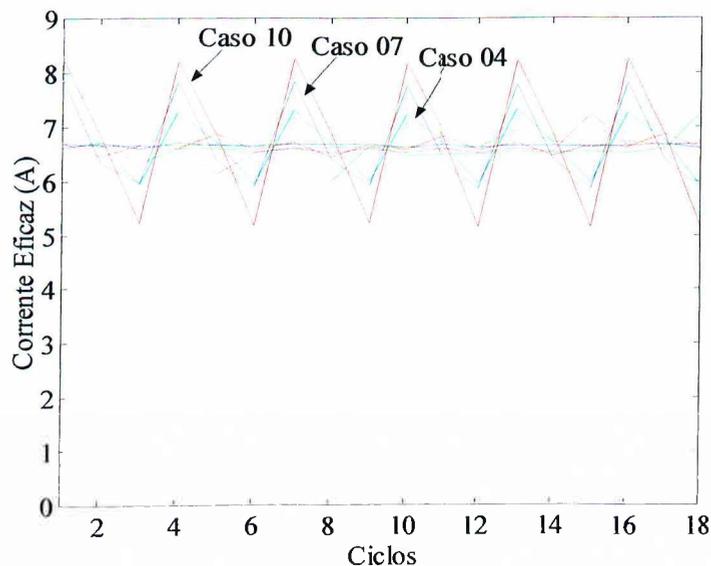


Fig. 5.30. Motor trifásico – variação eficaz das corrente: casos 01 a 10 (experimentais).

Similarmente ao motor monofásico, as variações de corrente foram maiores para os Casos 04, 07 e 10 e em torno do Caso 01. Embora alterações nos conjugados e velocidades sejam esperadas, somente percebeu-se vibrações mecânicas no Caso 10 ( $P_{ST} = 5$  pu).

Analogamente aos estudos computacionais anteriores, a fig. 5.31 mostra as variações de conjugado e velocidade no eixo, provenientes de simulações dos Casos 01, 05 e 10.

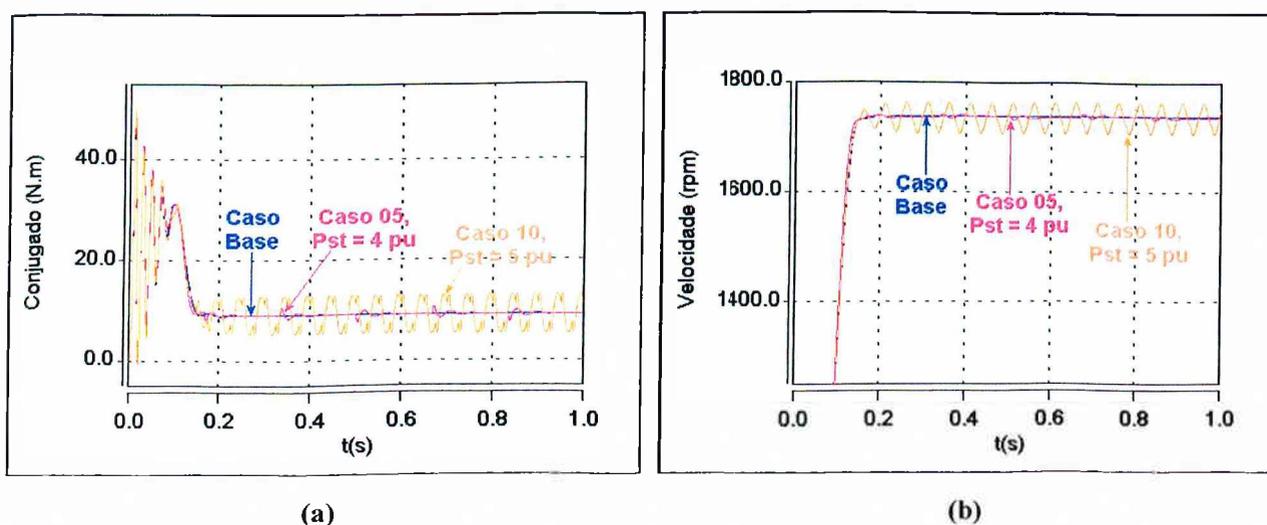


Fig. 5.31. Motor trifásico: simulações: (a) conjugado; (b) velocidade - ZOOM.

A partir destes resultados tem-se as seguintes observações:

- as grandezas mecânicas oscilam na frequência da flutuação de tensão ( $f_m$ );
- o Caso 05 mostrou pequenas variações e por isso dispensa maiores comentários;

• observa-se que no Caso 10 houve variações substanciais de conjugado (com pico próximo a 13 N·m ou cerca de 44% em relação ao Caso Base). No entanto, as variações de velocidade se mostraram bem menos expressivas com pico de 1,53% em relação ao Caso Base. Mais uma vez ressalta-se que os conjugados oscilantes podem provocar desgaste do motor, embora estudos mais aprofundados se façam necessários para avaliar a perda de vida útil ou outros prejuízos. As variações de velocidade dependem da inércia do conjunto motor/carga mecânica e conforme a aplicação em questão, podem ser relevantes ou não.

### 5.6.6 – Conversor de Freqüência

Este conversor, conforme apresentado anteriormente, foi alimentado com tensão de 380 V e conectado ao motor do item anterior em estrela isolada (380 V), suprimindo a mesma carga mecânica. A freqüência de chaveamento foi ajustada para 2,5 kHz. As figs. 5.32 e 5.33 mostram a tensão de linha  $V_{ca}$  na saída do conversor dos Casos 01 e 10. As outras tensões se mostraram semelhantes e por isso não são mostradas.

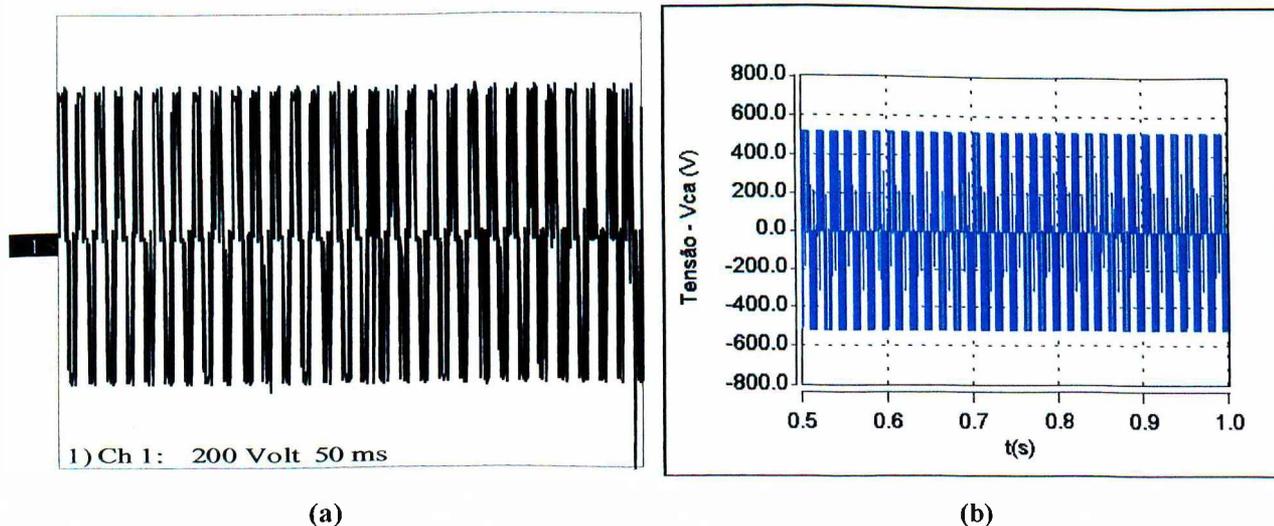
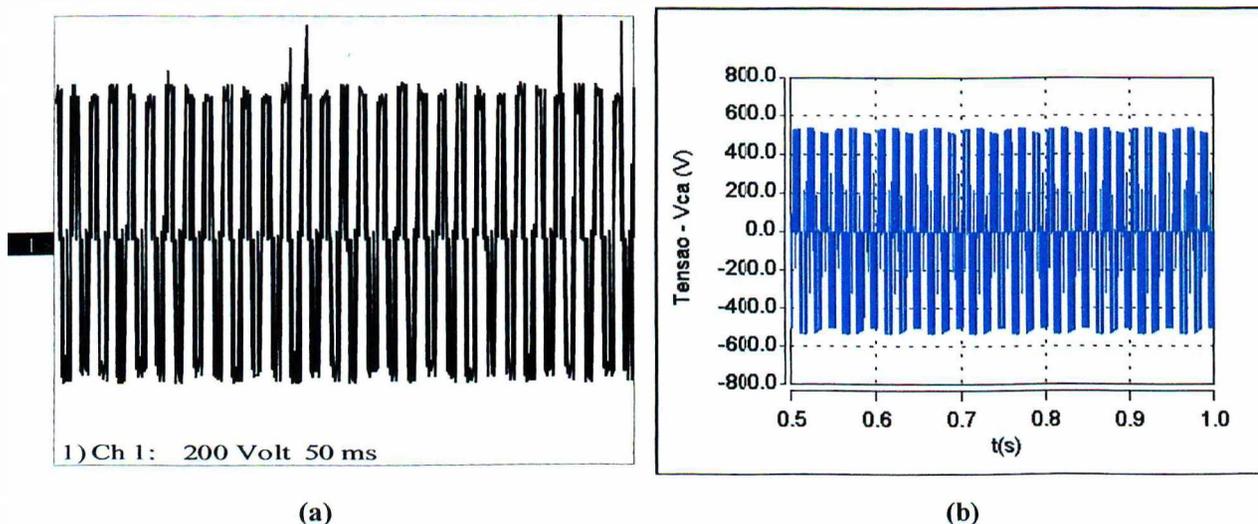


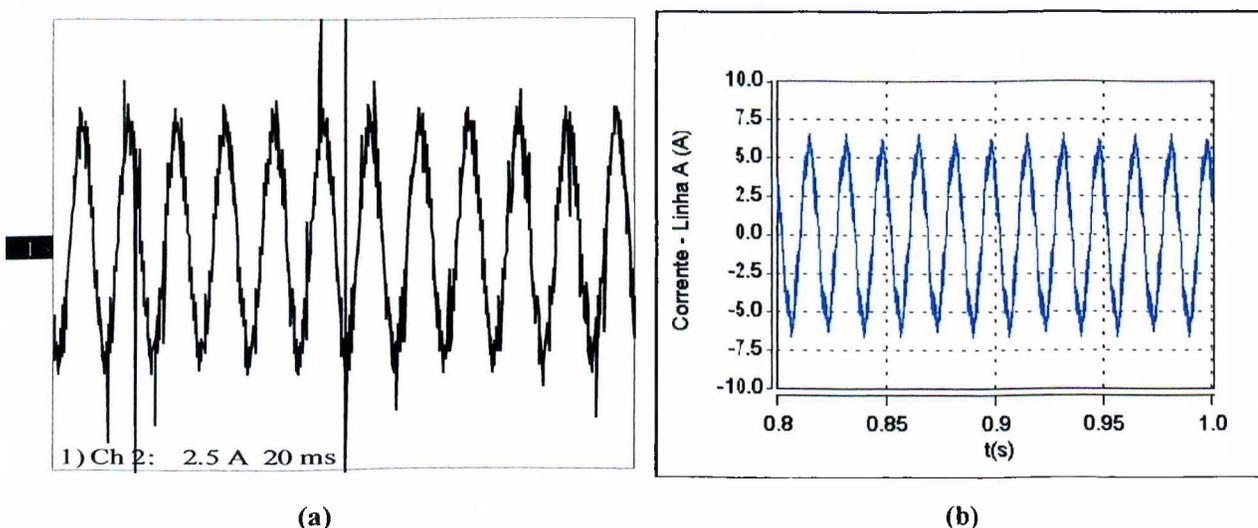
Fig. 5.32. Conversor trifásico VSI-PWM – tensão  $V_{ca}$ ,  
Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.



**Fig. 5.33. Conversor trifásico VSI-PWM – tensão Vca, Caso 10: (a) experimental; (b) simulação.**

Como demonstra a fig. 5.33, a tensão de saída do conversor acompanha as variações da entrada. Isto ocorre porque o barramento CC nas condições estabelecidas, de forma semelhante aos outros dispositivos estudados, não suprime as flutuações de tensão.

As figs. 5.34 e 5.35 apresentam a corrente da linha A do motor para os Casos 01 e 10.



**Fig. 5.34. Conversor trifásico VSI-PWM – corrente de saída na linha A, Caso Base: (a) experimental; (b) simulação.**

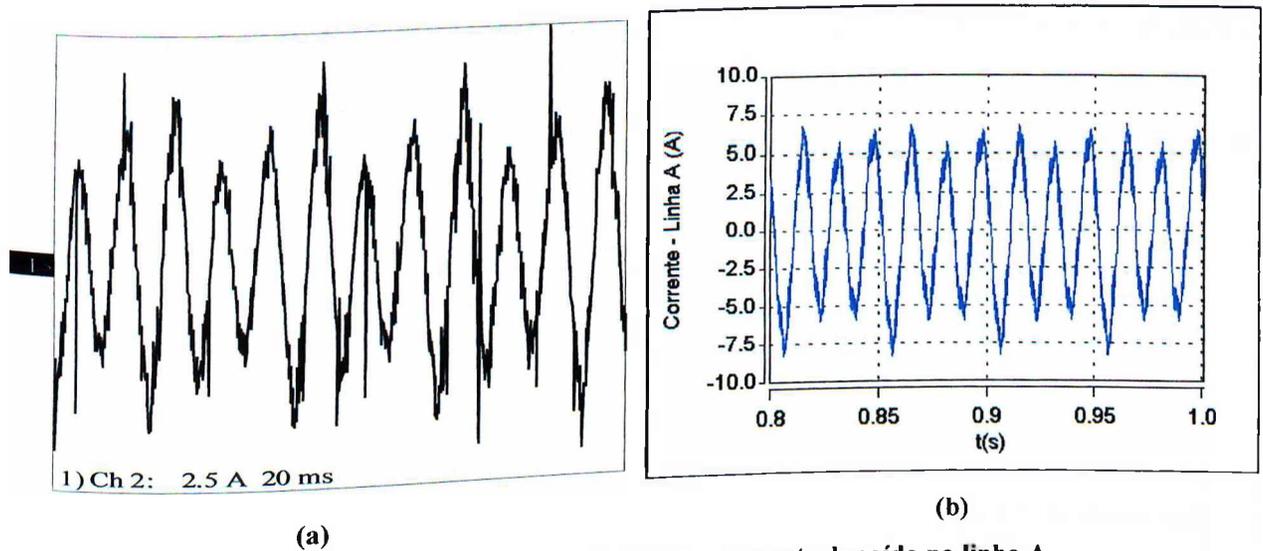


Fig. 5.35. Conversor trifásico VSI-PWM – corrente de saída na linha A, Caso 10: (a) experimental; (b) simulação.

Nota-se que a corrente do motor apresentou uma forma de onda modulada em baixa frequência (20 Hz) semelhante à situação do motor diretamente ligado. As formas de onda dos outros casos se mostraram similares, porém com variações menores. A fig. 5.36 apresenta as variações de corrente na linha A do motor em termos eficazes.

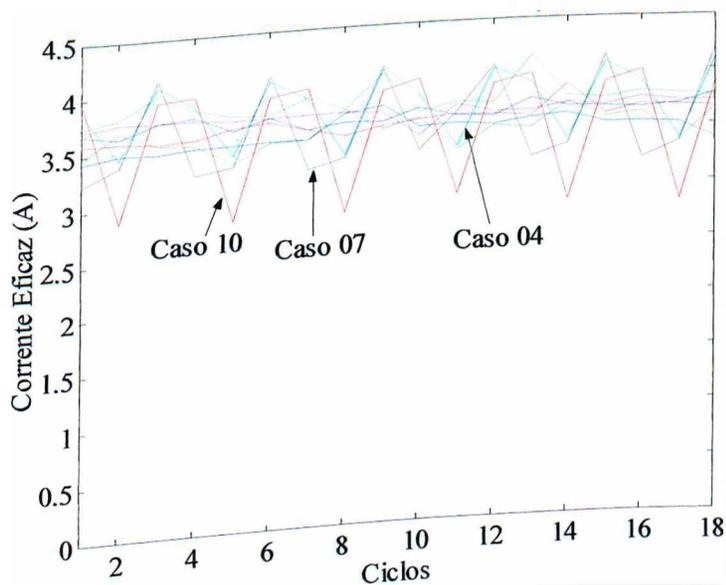


Fig. 5.36. Conversor – variação eficaz da corrente: Casos 01 a 10 (experimentais).

Novamente os Casos 04, 07 e 10 são os que apresentaram maiores variações. Conjugados e velocidades oscilantes ocorrem devidos a estas condições de alimentação.

Contudo, vale mencionar que durante os testes, e desta vez, para todos os casos (incluindo o Caso 10), não foi percebida nenhuma vibração mecânica diferente do Caso Base.

A fig. 5.37 mostra o desempenho final, isto é, conjugados e velocidades resultantes do conjunto conversor/motor, novamente para as simulações dos Casos 01, 05 e 10.

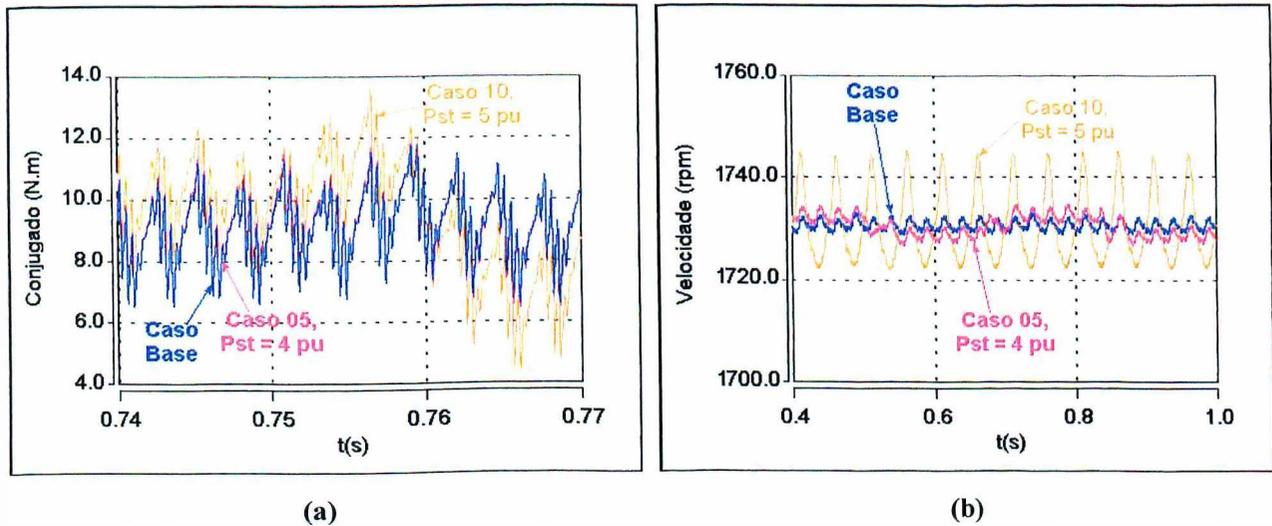


Fig. 5.37. Conversor-Motor, simulações: (a) conjugado – ZOOM; (b) velocidade – ZOOM.

Dos resultados sobressaem-se as seguintes observações:

- novamente, as grandezas mecânicas variam com a frequência oscilante da flutuação de tensão ( $f_m$ );
- as formas de onda obtidas de conjugado e velocidade do Caso 05 praticamente se sobrepõem àquelas do Caso Base;
- no Caso 10, o conjugado sentiu as variações menos proeminentes em relação ao motor diretamente alimentado, com valor de pico 15% maior em relação ao pico do Caso Base. A velocidade também variou menos intensamente, atingindo um pico de 0,7% maior que o do Caso Base. Novamente, observa-se conjugados oscilantes, os quais podem provocar desgaste do motor, embora outros estudos se façam necessários. As variações de velocidade, muito pequenas neste caso, dependem da inércia do conjunto motor/carga mecânica e conforme a aplicação em questão, podem ser importantes ou simplesmente desconsideradas.

As simulações confirmam o efeito de suavização das vibrações mecânicas percebidas experimentalmente no Caso 10, quando se compara, o conjunto conversor/motor e o motor alimentado diretamente. Pelo exposto na fig. 5.37(a), o conjugado apresenta uma sobreposição

dos efeitos das oscilações da alimentação em baixa e em alta frequência, provenientes da flutuação de tensão e do chaveamento do conversor, respectivamente. Isto faz com que as oscilações em baixa frequência tenham, em função das variações de maior frequência, menores amplitudes médias. Cabem, contudo, estudos mais aprofundados para a compreensão deste fenômeno, que fogem, no momento, aos objetivos desta pesquisa.

Finalmente, vale destacar que os equipamentos eletrônicos dos itens 5.4.1 a 5.4.3 e os outros listados na tabela 5.5, foram submetidos além das flutuações estabelecidas na tabela 5.4, à variações com 3, 10 e 20 Hz, com  $\Delta V/V\%$  até 20% (limites máximos da definição clássica das flutuações, isto é, de 0,9 a 1,1 pu).

As formas de onda das respectivas fontes de alimentação não são mostradas por serem similares àquelas apresentadas anteriormente.

Tabela 5.5. Outros equipamentos ensaiados.

Equipamento	Fonte na entrada	Situação Operacional	Resultado
Vídeo cassete	Chaveada	Tocando ( <i>play</i> ), retorno e avanço de fita.	Sem alteração funcional.
DVD	Chaveada	Tocando ( <i>play</i> ), pausa, avanço e retrocesso de disco/ sem alteração.	Sem alteração funcional.
Televisão	Chaveada	Imagem, som e canais.	Sem alteração.
Aparelho de Fax	Chaveada	Ligação e recebimento de chamadas sem alteração. <i>Display</i> normal. (Não foi testado o modo Fax).	Sem alteração.
Rádio relógio	Linear	Função rádio, programação, despertador e som.	Sem alteração*.
Telefone sem fio	Linear	Ligação e recebimento de chamadas, volume do fone e microfone.	Sem alteração funcional.

\*Os *displays* do rádio relógio e do aparelho de som (item 5.4.3) em casos de  $P_{ST}$  acima de 5 pu apresentaram variações luminosas.

## 5.7 – Ensaaios Experimentais com Lâmpadas

A evolução tecnológica dos equipamentos de iluminação tem disponibilizado para o mercado uma grande variedade de dispositivos com notáveis avanços. Neste contexto, a iluminação baseada na descarga em gases e vapores se sobressai, em particular as lâmpadas fluorescentes convencionais (tubulares) e mais recentemente as fluorescentes compactas (LFC's), as quais têm substituído com vantagens e em grande escala as incandescentes, devido a aspectos tais como:

- maior eficiência luminosa (lúmens/watts);
- maior vida útil;
- melhores reprodução de cores e outras características estéticas.

Em razão desta nova realidade, faz-se necessário conhecer o comportamento destes dispositivos face ao fenômeno das flutuações de tensão, haja vista que o mesmo é avaliado indiretamente pelo efeito da cintilação luminosa, porém associado à sensibilidade do olho humano/lâmpada incandescente. Este é o objetivo desta etapa, fornecendo valioso contributo para a discussão das questões postas neste trabalho, sobretudo quanto a aplicabilidade dos limites do Método UIE/IEC.

### 5.7.1 – Lâmpadas Ensaeadas e Arranjo Experimental

Foi estabelecida uma metodologia comparativa entre diferentes equipamentos de iluminação de uso típico em ambientes residenciais, comerciais, escritórios, etc., como apresenta a tabela 5.6. Para facilitar a compreensão dos resultados a seguir, cada dispositivo foi designado por uma legenda.

Tabela 5.6. Dispositivos de iluminação ensaiados.

Dispositivo	Potência Nominal (W)	Tensão Nominal (V)	Legenda
<b>Incandescente</b>	25	220	I25
	60	220	I60/220
	60	127	I60/127
	100	220	I100
<b>Fluorescente Compacta (reator eletrônico)</b>	11	127	C11
	15	127	C15
	20	127	C20
	25	220	C25
<b>Fluorescente Tubular (reator magnético)</b>	2 x 40	127	TF1

De forma adversa aos testes dos equipamentos mostrados anteriormente, as investigações apresentadas nesta seção se voltaram à medição da iluminância ou iluminamento (E) em lux, produzido pelas lâmpadas. Assim, foi elaborado um outro arranjo experimental, constituído pelos seguintes elementos:

- fonte de tensão (HP6834A) controlada por microcomputador: cujas propriedades foram mencionadas no Capítulo IV;
- luxímetro digital: fabricado pela Instrutherm, modelo LDR-204, cujas características e foto ilustrativa são mostradas na tabela 5.7. O luxímetro foi ajustado na escala de 0 a 2.000 lux com precisão de 1 lux;
- receptáculo: caixa totalmente fechada (opaca), com cor interna escolhida de forma a propiciar um nível de iluminamento o mais próximo possível do fundo de escala do luxímetro. Foram usados dois receptáculos, sendo o primeiro destinado aos ensaios com as lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas, e o outro específico para as lâmpadas fluorescentes convencionais (tubulares). Os arranjos experimentais e as dimensões de cada receptáculo são ilustrados na fig. 5.38. Vale lembrar que na construção desses aparatos não se buscou a rigorosidade técnica pertinente à área da luminotécnica no segmento da fotometria, visto que as grandezas de interesse são relativas ao invés de absolutas. Aliado a isso, outras variáveis como temperatura interna, pressão, umidade, etc., não foram levadas em conta.

Tabela 5.7. Características básicas do luxímetro digital.

Circuito com microprocessador.	
Registra leituras máxima, mínima e média.	
Tempo de teste de 0,4 s.	
Trabalha com as unidades lux e foto-candela.	
Função medição relativa (%).	
Tipos de luz seleccionáveis (incandescente, fluorescente, luz do dia ou mercúrio).	
Possui filtro de correção de cores.	
Temperatura operacional de 0 a 50°C	
Resoluções: 1 lux, escala até 2.000 lux. 10 lux, escala até 20.000 lux. 100 lux, escala até 50.000 lux.	

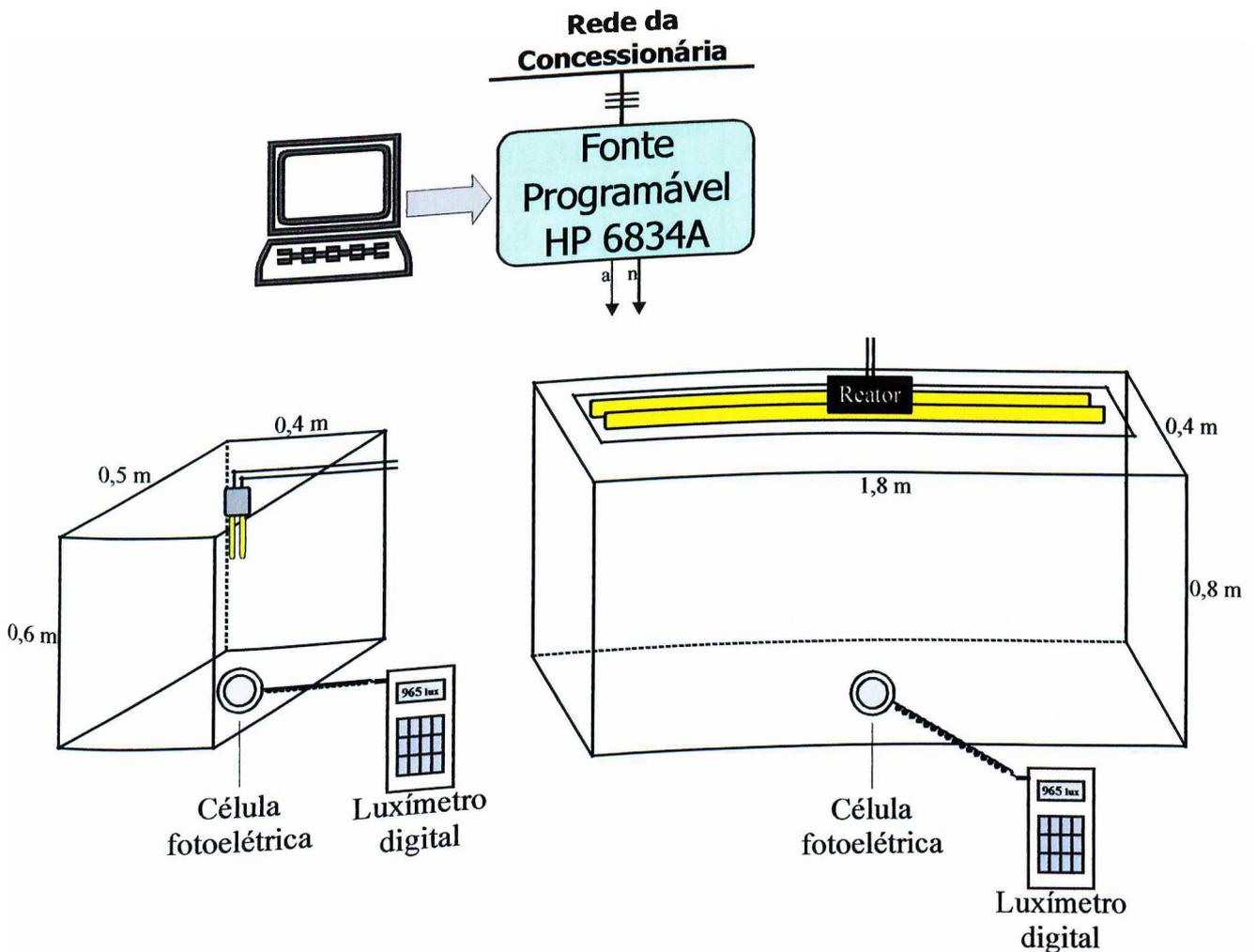


Fig. 5.38. Arranjos experimentais para os ensaios das lâmpadas.

5.7.2 – Estudo de Casos

Antes da realização dos experimentos propriamente ditos, as lâmpadas foram alimentadas em condições nominais por no mínimo 100 h, para a estabilização de suas características luminosas [101].

As flutuações de tensão empregadas nos ensaios foram do tipo retangulares. Usualmente a frequência de oscilação nestes testes é fixada em 10 Hz [24]-[26]. Todavia, em função da resposta relativamente lenta do luxímetro empregado (0,4 s), apenas as frequências de 0,5 e 1,0 Hz puderam ser aplicadas. Assim, distintas condições foram estabelecidas e organizadas em função da frequência oscilante. Cada lâmpada foi suprida em primeiro lugar por sua tensão nominal e, em seguida, pelas tensões flutuantes conforme mostra a tabela 5.8.

Tabela 5.8. Parâmetros das flutuações de tensão dos ensaios.

Ensaio	$\Delta V/V\%$ $f_m = 0,5 \text{ Hz}$	Ensaio	$\Delta V/V\%$ $f_m = 1,0 \text{ Hz}$
01	1,0	11	1,0
02	2,0	12	2,0
03	3,0	13	3,0
04	4,0	14	4,0
05	5,0	15	5,0
06	6,0	16	6,0
07	7,0	17	7,0
08	8,0	18	8,0
09	9,0	19	9,0
10	10,0	20	10,0

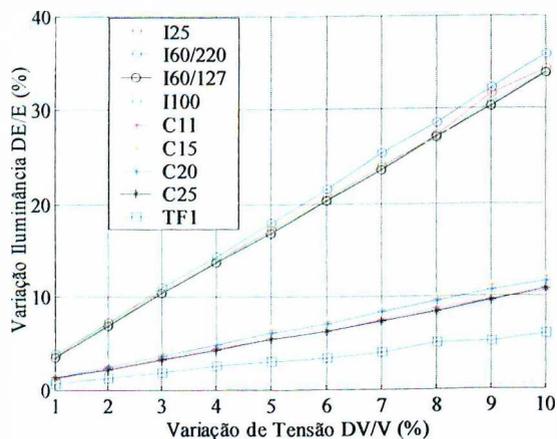
Foram então registrados a iluminância na condição nominal ( $E_{nominal}$ ), e os valores máximo ( $E_{m\acute{a}x}$ ) e mínimo ( $E_{m\acute{i}n}$ ) atingidos por esta grandeza. Para a comparação da resposta das diferentes lâmpadas considerou-se duas medidas relativas: a variação de iluminância percentual, ( $\Delta E/E\%$ ) e o tradicional Fator de Ganho (FG) definido no Capítulo II (seção 2.4), dados pelas eqs. (5.1) e (5.2), respectivamente.

$$\frac{\Delta E}{E} \% = \frac{E_{m\acute{a}x} - E_{m\acute{i}n}}{E_{no\ min\ al}} \times 100 \quad (5.1)$$

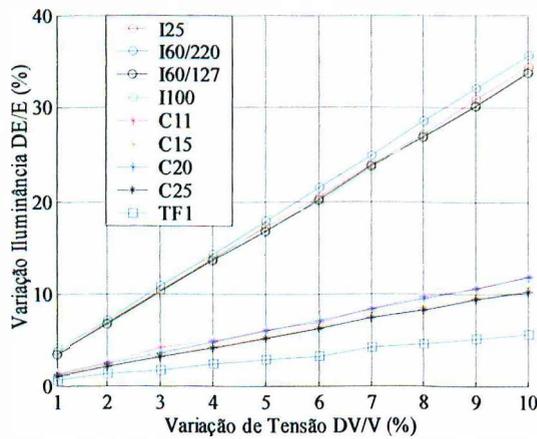
$$FG = \frac{\Delta E/E \%}{\Delta V/V \%} \quad (5.2)$$

5.7.3 – Resultados e Análise

As figs. 5.39 e 5.40 mostram, respectivamente, a variação da iluminância e o Fator de Ganho provenientes dos ensaios dos diversos dispositivos de iluminação considerados.

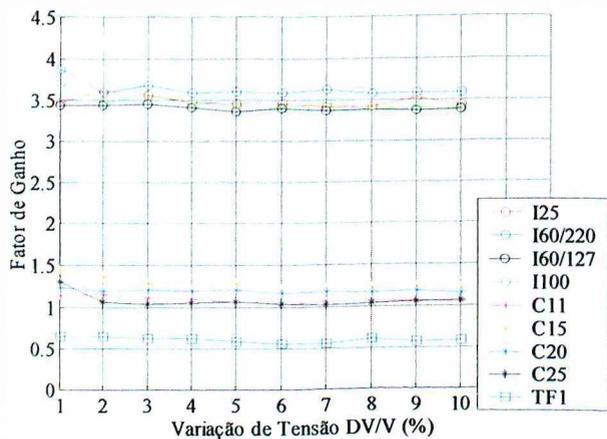


(a)

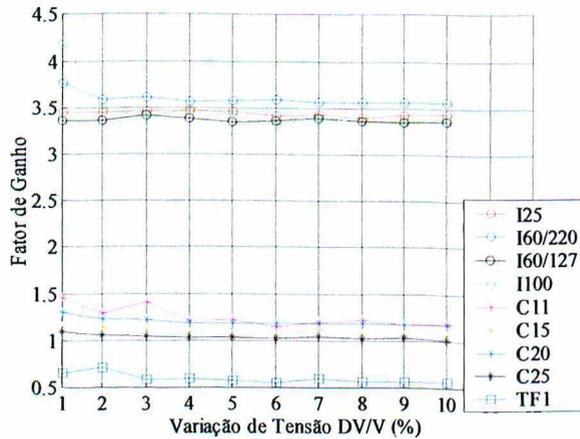


(b)

Fig. 5.39. Variação percentual de iluminância: (a)  $f_m = 0,5$  Hz; (b)  $f_m = 1,0$  Hz.



(a)



(b)

Fig. 5.40. Fatores de Ganho obtidos: (a)  $f_m = 0,5$  Hz; (b)  $f_m = 1,0$  Hz.

Finalmente, a fig. 5.41 apresenta o Fator de Ganho Médio obtido para cada frequência de oscilação empregada.

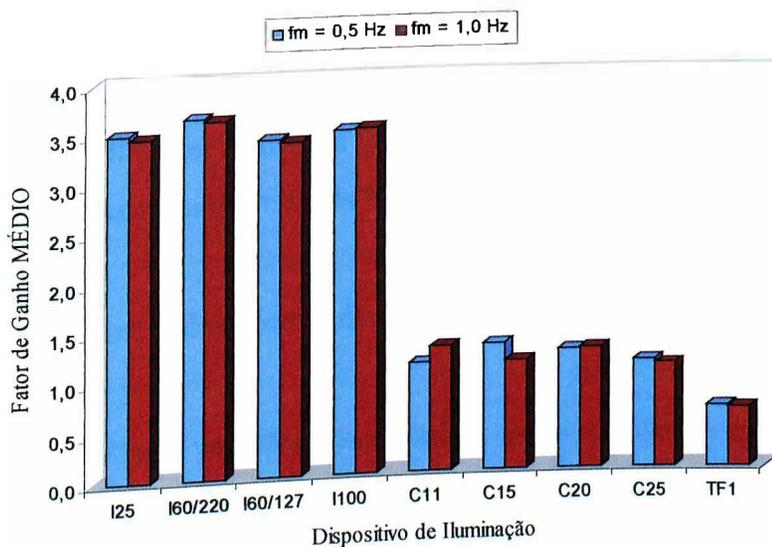


Fig. 5.41. Fator de Ganho Médio.

Como pode ser observado na fig. 5.39, todas as lâmpadas ensaiadas foram sensibilizadas pelas flutuações de tensão, sobretudo as incandescentes com uma grande variação da iluminância em relação às demais. Nota-se ainda nesta figura, que as lâmpadas fluorescentes tubulares foram as que resultaram nas menores variações luminosas. De forma similar, as fig. 5.40 e 5.41 demonstram que as lâmpadas incandescentes amplificam as variações de tensão em termos de variações luminosas.

As LFC's por sua vez, com fatores de ganho um pouco acima de 1,0, variam o nível de iluminamento de forma praticamente proporcional às magnitudes das oscilações de tensão. Um fator associado à resposta destes dispositivos é o comportamento do reator eletrônico responsável pela ignição e manutenção da corrente de ionização do gás da lâmpada. O elo CC presente nestes reatores, como ocorre com a grande maioria dos equipamentos eletrônicos convencionais, não suprime as oscilações.

Ademais, estes dispositivos normalmente funcionam em malha aberta, isto é, não regulam a tensão de alimentação do estágio de saída responsável pelo acionamento das lâmpadas. Entretanto convém ressaltar que torna-se importante avaliar outras topologias de reatores eletrônicos, inclusive aquelas conhecidas como de alto fator de potência, por apresentarem importantes alterações em seus circuitos quando comparadas aos reatores convencionais. A título de exemplo, reatores de alto fator de potência, embora também operem em malha aberta, sem nenhum tipo de compensação, têm o capacitor de alimentação do estágio de saída (lâmpada) sem ligação direta com a rede elétrica [102].

Em relação às lâmpadas fluorescentes tubulares com reator eletromagnético, nota-se pela fig. 5.39, que as variações luminosas ocorreram na proporção de cerca da metade das variações de tensão. Um fator que contribui para isto é a presença do reator de alta indutância, que impede variações bruscas na corrente da lâmpada.

### 5.8 – Análise Crítica dos Indicadores de Cintilação Luminosa UIE/IEC

Os resultados obtidos indicam que exceto para as cargas motrizes, os outros equipamentos se mostraram com alto grau de imunidade às flutuações de tensão. O conversor, em particular, transferiu as flutuações da entrada para a saída, fato este, que por si só, constitui objeto de estudos para trabalhos futuros.

Vale enfatizar que o valor de  $P_{ST} = 5$  pu no Caso 10, provocou vibrações mecânicas no motor de indução trifásico utilizado, que puderam ser claramente percebidas nos ensaios.

Ressalta-se, entretanto, que as tensões flutuantes apresentam normalmente um espectro de frequências composto, o que pode implicar em intensidades de  $\Delta V/V\%$  mais brandas, para os mesmos valores de  $P_{ST}$ , do que as aqui consideradas. Em outras palavras, os Casos 04, 07 e 10 que mais sensibilizaram os motores, representam, muitas das vezes, condições mais severas para cada  $P_{ST}$  associado do que em situações reais. Ainda assim, caso se tivesse optado pela lâmpada de referência de 230 V/60 W, como igualmente prevê as recomendações nacionais, os desempenhos dos equipamentos seriam substancialmente menos afetados, visto que as magnitudes de  $\Delta V/V\%$  envolvidas seriam menores.

Quanto aos ensaios com as lâmpadas, observou-se uma sensibilidade menos expressiva no caso das LFC's e sobretudo das fluorescentes convencionais com reator eletromagnético. Entretanto, embora essas lâmpadas sejam menos sensíveis, não se pode ainda concluir a partir desses resultados que os níveis de  $P_{ST}$  que causariam irritação visual seriam toleráveis quando do uso das mesmas. Percebe-se isso pela manifestação das oscilações luminosas como mostrado, e por outro lado, o mecanismo de produção de luz intrínseco às mesmas é afetado de forma diferente pela tensão oscilante, não permitindo uma comparação direta ou linear com as incandescentes (referência do  $P_{ST}$ ).

Um outro fato interessante observado é que a aplicação de flutuações com  $P_{ST} = 1$  pu (limiar de irritação) nas lâmpadas incandescentes e fluorescentes, não resultou em cintilação luminosa sequer percebida por diversos indivíduos indagados em laboratório em laboratório.

Com base nos resultados apresentados ao longo deste capítulo, conclui-se que o valor de  $P_{ST} = 2$  pu, que produz irritação visual com o uso das lâmpadas incandescentes, altera pouco ou em nada o funcionamento de equipamentos com características semelhantes ou mais robustas em relação às consideradas neste estudo. Isto mostra um inconveniente em adotar esta grandeza e/ou seus limites atuais para tratar do fenômeno flutuações de tensão sobre equipamentos, reforçado pela idéia de que as lâmpadas incandescentes estão em crescente desuso. Mesmo nos casos de  $P_{ST} = 4$  pu não foi possível perceber alterações funcionais (ruídos audíveis, vibrações mecânicas, perda da qualidade do desempenho, etc.) nos equipamentos ensaiados nas condições estipuladas.

A partir do exposto e face aos altos custos para redução dos níveis associados a cintilação luminosa, fica o questionamento sobre a necessidade de compensação para circunstâncias específicas, onde os níveis iguais ou superiores aos limites normalizados não afetariam de maneira considerável o desempenho de outros equipamentos que não as lâmpadas incandescentes propriamente ditas. Nessas situações, deve haver ao menos o compromisso de uma profunda discussão sobre os impactos locais e distantes, antes de uma tomada final de posicionamento por parte do supridor e consumidor.

O uso de lâmpadas menos sensíveis e energeticamente eficientes constitui-se, a princípio, uma estratégia atrativa. Entretanto, devem ser pesados efeitos colaterais como a diminuição do fator de potência e o aumento da poluição harmônica introduzida por dispositivos com características tensão x corrente não lineares.

## 5.9 – Considerações Finais

A investigação quanto ao comportamento de equipamentos elétricos e lâmpadas além das incandescentes quando submetidos ao fenômeno flutuações de tensão constitui a contribuição primária apresentada neste capítulo. Oferece-se, portanto, subsídios palpáveis para o preenchimento de uma lacuna pouco explorada na área de qualidade da energia.

De uma forma geral, os equipamentos ensaiados não se mostraram tão sensíveis quanto as lâmpadas incandescentes, mesmo para níveis de  $P_{ST}$  superiores a 2,0 pu, sendo este valor em especial, relacionado ao valor máximo dos limites superiores recomendados pela documentação nacional pertinente.

Apesar dos ensaios com as lâmpadas terem contemplado apenas as frequências de 0,5 e 1,0 Hz os resultados dos mesmos se mostram coerentes de forma qualitativa com outras publicações que citam [7], [20], ou que tratam com maior profundidade este tema [24]-[26].

Finalmente, as informações e reflexões postas no decorrer do capítulo, provêm material para uma discussão mais ampla a respeito da flexibilização dos limites de cintilação luminosa, objetivando evitar as desvantagens operacionais, técnicas e os custos associados às medidas de atenuação.

---

# CAPÍTULO VI

---

---

## CONCLUSÕES

---

Embora ao longo do texto de cada capítulo tenham sido descritos comentários e análises dos resultados obtidos, assim como indicações pertinentes à continuidade de cada etapa, as seguintes conclusões e sugestões gerais se sobressaem:

- **O Capítulo II**, de caráter conceitual e introdutório, foi desenvolvido com vistas a servir de base de sustentação dos desenvolvimentos e argumentos posteriores. As suas contribuições se resumem na revisão didática fomentada por diversas referências bibliográficas atuais a respeito das flutuações de tensão e cintilação luminosa.

- **O Capítulo III**, abordando em detalhes a medição segundo o método Padrão, apresentou o desenvolvimento e simulações do medidor UIE/IEC, objetivando servir de referência para a avaliação da resposta de medidores práticos. O estudo de itens de qualidade (afundamentos, interrupções, elevações e transitórios), superpostos às flutuações de tensão sobre a resposta do medidor, é também uma contribuição relevante, sobretudo por ter uma repercussão direta na análise de medições de campo. Adicionalmente, a abordagem a respeito dos efeitos da modulação harmônica e das componentes interhamônicas foi avaliado, mostrando a sua capacidade de produzir o efeito da cintilação. Estes últimos tópicos tornam-se cada vez mais relevantes, devido à grande proliferação das cargas não-lineares, podendo dar origem ao fenômeno nos níveis de média e de baixa tensão. O desenvolvimento da expressão analítica correlacionando o  $P_{ST}$  às flutuações do tipo senoidais é uma outra contribuição oferecida, constituindo-se como um desenvolvimento complementar para a compreensão deste indicador, bem como para o auxílio direto em investigações onde esta flutuação se aplica.

- **O Capítulo IV** apresentou em primeiro lugar um breve resumo do projeto SIDAQEE, ressaltando as suas características de *hardware* e *software* até então vigentes. Em

seguida, mostrou-se as etapas para a elaboração de um novo programa computacional baseado na metodologia dos filtros digitais, culminando no denominado “Medidor de Cintilação”. O protótipo assim constituído foi testado de acordo com o padrões de conformidade IEC e apresentou resultados satisfatórios. Além disso, o sistema foi testado com um sinal de tensão flutuante aleatório e resultou em uma concordância considerável em relação ao modelo computacional no MATLAB do medidor UIE/IEC.

- **O Capítulo V** mostrou os resultados de ensaios experimentais e simulações computacionais de equipamentos amplamente utilizados em residências e nos setores comercial e industrial. Dos resultados obtidos, constata-se que o fato dos equipamentos estarem sendo alimentados por tensões com flutuação nos níveis associados aos indicadores de *flicker* nacionais, praticamente não alteraram o seu funcionamento. Desta forma, demonstrou-se que a aplicação dos índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  deve passar por reflexões mais profundas, com vistas a melhor retratar a realidade operacional dos equipamentos elétricos em geral, que vão muito além das lâmpadas incandescentes. Cabe ainda destacar que estas últimas estão sendo substituídas pelas fluorescentes convencionais e compactas, as quais, como mostrado, são menos sensíveis ao distúrbio em discussão.

- Seguem como principais sugestões:

**Do Capítulo III:**

- implementação e testes do classificador logaritmo no Bloco 5 do modelo;
- desenvolvimento de estratégias com vistas a detectar e expurgar valores de  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$  alterados por outros fenômenos estranhos ao local de medição.

**Do Capítulo IV:**

- otimização do “Medidor de Cintilação” através da redução da taxa de amostragem durante o processamento do sinal (entre os filtros do medidor). Sugere-se, como ponto de partida, o estudo do método denominado de covariância-invariante ou outros que ofereçam o desempenho requerido;
- gravação da Sensação Instantânea de *Flicker* durante a medição com a taxa de amostragem reduzida;

- elaboração de um *software* integrando a análise dos diversos itens de qualidade da energia;
- proposição e desenvolvimento de novos protocolos de testes de medidores de cintilação luminosa, tendo como ponto inicial a modelagem computacional desenvolvida;
- colocação de filtro(s) *anti-aliasing (hardware)* necessário(s) para o sistema SIDAQEE como um todo.

**Quanto ao Capítulo V:**

- estudos e testes de outros equipamentos elétricos, sobretudo em aplicações críticas como médico/hospitalares;
- investigações a respeito da vida útil dos dispositivos elétricos, sobretudo das cargas motrizes;
- uso de flutuações de tensão aleatórias que melhor retratem a realidade operacional;
- pesquisas em campo, observando locais afetados pelo distúrbio, comportamento de dispositivos e reclamações de consumidores relacionados aos índices  $P_{ST}$  e  $P_{LT}$ ;
- aprofundamento dos estudos com lâmpadas: uso de outros dispositivos de iluminação, de fabricantes diversos e de outras frequências oscilantes para os ensaios desta natureza. Estabelecimento de uma possível correlação do  $P_{ST}$  com a irritação visual causada por lâmpadas fluorescentes e outras.
- finalmente, estudos dos sinais de flutuações de tensão baseados na análise espectral e em investigações de uma possível dependência com a frequência de oscilação dos diferentes equipamentos, a fim de se estabelecer critérios de avaliação do fenômeno mais condizentes com os mesmos.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] DUGAN, R. C., McGRANAGHAN, M. F., BEATY, H. W., "*Electrical Power Systems Quality*", McGraw-Hill, USA, New York, 1996, 265p.
- [2] IEEE Standards P1159, "*Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality*", April, 1995.
- [3] GOMES, R. J. R., BRASIL, D. O. C., MEDEIROS, J. R., "Gerenciamento da Qualidade de Energia Elétrica", IV Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (IV SBQEE), págs. 45-50, Porto Alegre-RS, 12 a 17 de Agosto de 2001.
- [4] ARRUDA, A. A. C., MAROTTI, A. C. F., SILVA, E. V. C., "Panorama da Severidade de Flicker no Sistema Elétrico Brasileiro", XVI Seminário Nacional de Produção e Transmissão da Energia Elétrica (XVI SNPTEE), Seção Técnica Especial Interferências, Compatibilidade Eletromagnética e Qualidade da Energia, CD-ROM, Campinas-SP, 21 a 26 de Outubro de 2001.
- [5] ONS – Submódulo 2.2 – Padrões de Desempenho da Rede Básica, 2002.
- [6] UIE - Disturbance Study Committee, "*Flicker Measurements and Evaluation*", 1991.
- [7] MORCOS, M. M., GOMES, J. C., "*Flicker Sources and Mitigation*", IEEE Power Engineering Review, Vol. 22, No. 11, pp. 5-10, November 2002.
- [8] DECKMANN, S. M., "Flutuações de Tensão na Rede Elétrica", ANEEL, Estudos Sobre Qualidade de Energia Elétrica, Relatório Parcial - 1, Novembro, 1999.
- [9] GOMES, J. C., MORCOS, M. M., "*Flicker Measurement and Light Effect*", IEEE Power Engineering Review, Vol. 22, No. 11, pp. 11-15, November 2002.
- [10] WALKER M. K., "*Electric Utility Flicker Limitations*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 15, No. 6, November/December, 1979.

- [11] ASHMOLE, P., "*Quality of Supply-Voltage Fluctuations - Part I*", Power Engineering Journal, Vol. 14, No. 3 , pp. 113-119, June 2000.
- [12] Electricity Council, "*Supply to Arc Furnances*", Engineering Recommendation, London, 1970, pp. 7/2.
- [13] UIE - Disturbances Study Committee, "*Arc Furnance Disturbances - State of Art*", 1980.
- [14] UIE Disturbance Study Commitee, "*Flickermeter - Functional and Design Specifications*", 1982.
- [15] IEC Publication 60868, "*Flickermeter - Functional and Design Specifications*", Ed. 1986.
- [16] IEC Publication 61000-4-15, "*Flickermeter Functional and Design Specifications*", Ed. 1997.
- [17] IEC 61000-4-15 Amd. 1 fl Ed. 1.0: "*Amendment to include the 120 V lamp specification of the IEC 61000-4-15*".
- [18] IEEE Standard 519-1992, "*Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*", IEEE, 1993.
- [19] IEEE Standard 141-1993, "*Recommended Practice for Power Distribution in Industrial Plants*", IEEE, 1993.
- [20] HALPIN, S. M., BERGERON, R., BLOOMING, T., BURCH, R. F., CONRAD, L. E., KEY, T. S., "*Voltage and Lamp Flicker Issues: Should the IEEE Adopt the IEC Approach?*", [online], [citado em 22/10/2001], disponível: <http://grouper.ieee.org/groups/1453/drpaper.html>.
- [21] UIE - *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations - Part V - Flicker and Voltage Fluctuations*, 1999.

- [22] PONTES, M. G. S. R., "Contribuições às Análises da Propagação das Flutuações de Tensão sob o Enfoque do Fenômeno Flicker", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia, Dezembro de 2000.
- [23] SRINIVASAN, K., JUTRAS, R., "*Conforming and Non-Conforming Current for Attributing Steady State Power Quality Problems*", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 1, January, 1998.
- [24] CHANG, W., WU, C., YEN S., "*The Influence of Voltage Flicker on Residential Lamps*", Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 1, pp. 392-396, 1997.
- [25] EPRI Power Electronics Applications Center, "*Light Flicker in Compact Fluorescent Lamps Caused by Voltage Fluctuations*", Brief No. 23, August 1994.
- [26] DÍEZ, G., EGUÍLUZ, L. I., MAÑANA, M., LAVANDERO, J. C., ORTIZ, A., "*Instrumentation and Methodology for Revision of European Flicker Threshold*", X International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), CD-ROM, Rio de Janeiro, Brasil, 06 a 09 de Outubro de 2002.
- [27] SANTOS, A. C. D., "Desempenho de Fontes Lineares e Chaveadas no Contexto da Qualidade da Energia Elétrica", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia, Setembro de 2001.
- [28] OLIVEIRA, J. T., MEDEIROS, M. F., SALAZAR, A. O. NASCIMENTO A. A., "Projeto e Implementação de um Simulador de Efeito Flicker", XIV Congresso Brasileiro de Automática (XIV CBA), Natal-RN, CD-ROM, pp. 313-316, 2 a 5 de Setembro de 2002.
- [29] CARVALHO, B. C., "Desempenho de Aparelho Condicionador de Ar no Contexto da Qualidade da Energia Elétrica", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Julho de 2002.

- [30] AZEVEDO, A., C., "Desempenho de Refrigeradores Domésticos no Contexto da Qualidade da Energia Elétrica", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Julho de 2002.
- [31] PONTES, M. G. S. R., OLIVEIRA J. C., GONÇALVES, W. K. A., "Contribuições às Análises da Propagação das Flutuações de Tensão sob o Enfoque do Fenômeno Flicker", IV Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (IV SBQEE), págs. 127-132, Porto Alegre-RS, 12 a 17 de Agosto de 2001.
- [32] STADE, D., SCHAU, H., MALSCH, M., HÜNERMUND, J., "*Simultaneous Measurements for Analysing the Flicker Dissipation in Meshed HV Power Systems*", ICHQP 98, Athens, Greece, October, 1998.
- [33] SOUZA, L. F. W., ASSIS, T. M. L., SILVA, E. V. C., "Análise da Propagação de Flicker em Redes Elétricas", IV Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (IV SBQEE), págs. 385-390, Porto Alegre-RS, 12 a 17 de Agosto de 2001.
- [34] DECKMANN, S. M., "Estimativa de Fatores de Atenuação de Flicker na Rede", III Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (III SBQEE), págs. 58-63, Brasília-DF, 08 a 12 de Agosto de 1999.
- [35] RAMOS, B. N., GARCÍA J. F. M., DONSIÓN, M. P., "*Study of Flicker Generation and Transmission in Interconnected Electric Grids*" , X International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), CD-ROM, Rio de Janeiro, Brasil, 06 a 09 de Outubro de 2002.
- [36] ASHMOLE, P., "*Quality of Supply-Voltage Fluctuations - Part 2*", Power Engineering Journal , Vol. 15, No. 2, pp. 108 -114, April 2001.
- [37] BRAUNER, G., "*Flicker Prediction and Simulation in Public and Industrial Systems*", Electricity Distribution - Part 1: Contributions. IEE on 14<sup>th</sup> International Conference and Exhibition, CIRED. Conf. Publ. No. 438, Vol 1, pp. 2.5.1-2.5.5, 1997.

- [38] IEC 60555-3 - "*Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment*", Ed. 1982.
- [39] EMMANUEL, A. E., PERETTO, L., "*The Response of Fluorescent Lamp with Magnetic Ballast to Voltage Distortion*", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No. 1, January 1997.
- [40] GALLO, D., LANGELLA, R., TESTA, A., "*Light Flicker Prediction Based on Voltage Spectral Analysis*", 2001 IEEE Power Tech Proceedings, Vol. 1, Porto, Portugal, September 10<sup>th</sup> - 13<sup>th</sup>, 2001.
- [41] POMILIO, J. A., DECKMANN, S. M., "*Flicker Effect Produced by Harmonics Modulation*", in 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP'98, IEEE/PES and NTUA, pp. 1168-1172, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [42] MILLER, T. J. E., "*Reactive Power Control in Electric Systems*", Editora John Wiley, 1982.
- [43] FILHO, J. M. C., "Análise e Quantificação da Qualidade da Tensão sob o Enfoque do Fenômeno Flicker", Dissertação de Mestrado, Escola Federal de Engenharia de Itajubá (EFEI), Itajubá, Fevereiro de 1996.
- [44] OLIVEIRA, F. A., "Uma Proposta para a Quantificação do Efeito de Cintilação Luminosa - Flicker", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia, Agosto de 1994.
- [45] CARPINELLI, G., DIMANNO, M., VERDE, P., TIRONI, E., ZANINELLI, D., "*AC and DC arc furnaces: a comparison on some power quality aspects*", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.: 1, pp. 499-506, 1999.
- [46] PRALAS, J., CETKOVIC B., RADULOVIC, R., "*Qualidade da Energia no Sistema de Alimentação de Fornos a Arco*". Revista Eletricidade Moderna, pags. 129-133, Agosto 1997.

- [47] LAVERS, J. D., DANAI, B., BIRINGER, P. P., CHEE-HING, D. J., “*A Method of Examining in Detail Electric Arc Furnance Performance*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, No. 1, January/February 1985.
- [48] Relatório Técnico, “Análise da Qualidade da Energia Elétrica - Sistema Gerdau-Cosigua S.A.”, Activa Serviços Especiais Ltda, Agosto, 1999.
- [49] COUVREUR, M., ROBERT, A., “*Recent Experience of Connection of Big Arc Furnaces with Reference to Flicker Level*”, CIGRÉ, 1994 Session, 28 August – 3 September, 1994.
- [50] TANG, L., MUELLER, D., HALL, D., SAMOTYJ, M., RANDOLPH, J., “*Analysis of DC Arc Furnance Operation and Flicker Caused by 187 Hz Voltage Distortion*”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 2, PP. 1098-1107, April 1994.
- [51] STADE, D., SCHAU, H., MALSCH M., HÜNERMUND, J., PRINZ, S., “*Generation of Voltage Fluctuations in Power Systems With D.C. Arc Furnances*”, in 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP'98, IEEE/PES and NTUA, pp. 1100-1105, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [52] DIAS, G. A. D., “Harmônicas em Sistemas Industriais”, Coleção Engenharia 4, EDIPUCRS, Porto Alegre, 1998.
- [53] PEIXOTO, G. R., “Um Instrumento para a Medição de Flicker”, Dissertação de Mestrado, UFU, Agosto, 1995.
- [54] PAPADOPOULOS, M. P., PAPATHANASSIOU, S. A., TENTZERAKIS, S. T., BOULAXIS, N. G., “*Investigation of the Flicker Emission by Grid Connected Wind Turbines*”, in 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP'98, IEEE/PES and NTUA, pp. 1152-1157, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [55] KNUDSEN, H., AKHMATOV, V., “*Evaluation of Flicker Level in a T&D Network with a Large Amount of Dispersed Windmills*”, IEE on 16<sup>th</sup> International Conference and Exhibition, Conf. Publ on Electricity Distribution, Part 1: Contributions, CIRED, Vol. 2, No. 482, pp. 215 -219, 2001.

- [56] IEC Standard 61000-3-3. "*Limitation of Voltage Fluctuation and Flicker in Low Voltage Supply Systems for Equipament with Rated Current < 16 A*", CEI 1994.
- [57] WRIGHT, P.S., "*An Overview of Harmonic and Flicker Emission Standards and their Associated Measurements*", Power Engineering Journal , Vol. 15, No. 2, pp. 87-93, April 2001.
- [58] REDL, R., "*Electromagnetic Environmental Impact of Power Electronics Equipment*", Proceedings of the IEEE , Vol. 89, No. 6 , pp. 926-938, June 2001.
- [59] SMOLLECK, H.A., RANADE, S. J., PRASAD, N. R., VELASCO, R. O., "*Effects of Pulsed-Power Loads upon an Electric Power Grid*", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6 No. 4, pp. 1629-1640, October, 1991.
- [60] DE KOSTER M., DE JAIGER E., VANCOISTEM W., "*Light Flicker Caused by Interharmonic*", [online], [citado em 05/08/2002], disponível: <http://grouper.ieee.org/groups/harmonic/iharm/docs/ihflicker.pdf>
- [61] ZHEZHELENKO I., SAYENKO Y., "*Analysis Methods of Interharmonics Investigations in Power Systems Supply*", Ninth Conference on Harmonics and Quality of Power, IX ICHQP, IEEE/PES, pp. 61-63, Orlando, Florida USA, October 1-4, 2000.
- [62] De ROSA, F., LANGELLA, R., SOLLAZZO, A., TESTA, A., "*On the Interharmonic Components Generated by Adjustable Speed Drives*", X International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP 2002), CD-ROM, Rio de Janeiro, Brasil, 2002.
- [63] ELETROBRÁS - Centrais Elétricas Brasileiras - Coleção Distribuição de Energia Elétrica, "Controle de Tensão em Sistemas de Distribuição", Vol. 5, Editora Campus/Eletróbrás, Rio de Janeiro, 1985.
- [64] MEYER, P. L., "Probabilidade – Aplicações à Estatística", LTC, 2ª Edição, 1984.
- [65] T. S. KEY, D. J. NASTASI, M. SAKULIN, N. LIZANICH, "*International Standards Limiting Voltage Fluctuations and Objectionable Light Flicker*", PQA'97.

- [66] SCHAUDER, C., "STATCOM for Compensation of Large Electric Arc Furnance Installations", IEEE/PES Summer Meeting, Alberta, pp. 1109-1112, July 1999.
- [67] GYUGYI, L., RIETMAN, T. R., EDRIS, A., "The Unified Power Flow Controller: a New Approach to Power Transmission Control", IEEE/PES Summer Meeting, San Francisco-CA, July 24-28, 1994.
- [68] ZOUITI, M., SAADATE, S., "UPFC Application to Suppress Flicker in Arc Furnance Supply System". Proceeding of European Power Electronics - EPE'97, Trondheim, pp. 3983-3987, September, 1997.
- [69] ZOUITI, M., SAADATE, S., LOMBARD, X., POUMAREDE, C., LEVILLAIN, C "Electronic Based Equipament for Flicker Mitigation", in 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP'98, IEEE/PES and NTUA, pp. 1182-1187, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [70] FUJITA, H., AKAGI, H., "The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series- and Shunt-Active Filters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 2, pp. 315 -322, March 1998.
- [71] ZHAN, C., RAMACHANDARAMURTHY, V. K., ARULAMPALAM, A., FITZER, C., BARNES, M., JENKINS, N., "Universal Custom Power Conditioner (UCPC) with Integrated Control", IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2001, Vol. 3 , pp. 1039 -1044.
- [72] STADE, D., KUZNIETSOV, A., YAREMTCHUK, N., SCHAU, H., "Error Analysis of Analogue-Digital Flickermeter", in 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP'98, IEEE/PES and NTUA, pp. 1188-1193, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [73] SRINIVASAN, K., "Digital Instrument of Voltage Flicker", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 4, October 1991.

- [74] ROCHA J. P. S., DECKMANN, S. M., “*Digital Flickermeter Implementation*”, Proceedings of the 38th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol. 2, pp. 757-760, 1995.
- [75] KUZNIETSOV, A., STADE, D., “*Precise Measurement of Voltage Flicker in Electric Supply Networks by Means of Data Acquisition System*”, Proceedings of the 16<sup>th</sup> IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC), Vol. 2, pp. 650-655, 1999.
- [76] CALDARA, S., NUCCIO, S., SPATARO, C., “*A Virtual Instrument for Measurement of Flicker*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 47, No. 5, pp. 1155-1158, October 1998.
- [77] UIE WG2 “Power Quality” and Cigre 35.05/Cired 2 – CC02 Voltage Quality Working Group, “*IEC – Flickermeter Used in Power System Voltage Monitoring – Test Protocol*” DRAFT, January 2001.
- [78] KEPPLER, T., WATSON, N., ARRILAGA, J., “*Computation of the Short-Term Flicker Severity Index*”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 4, pp. 1110 -1115, October 2000.
- [79] ARRUDA, A. A. C., TOMPSON, R. L., VILARES, N. S., “Programa de Controle da Qualidade da Tensão Aplicado na EPTE”, III Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (III SBQEE), págs. 207-212, Brasília-DF, 08 a 12 de Agosto de 1999.
- [80] KOPONEN, P., MAKINEN, A., SEESVUORI, R., “*Voltage Dips Cause Problems with Digital Flickermeters*”, 2001 IEEE Power Tech Proceedings, Vol. 1, pp. 281-286, Porto, Portugal, September 10<sup>th</sup> – 13<sup>th</sup>, 2001.
- [81] BOLLEN, M., “*Understanding Power Quality – Voltage Sags and Interruptions*”, IEEE Press. 2000.
- [82] BRONZEADO, H. S., LUCENA, L. S. F., LIMA, J. F., “Informe Técnico-Gerencial - Qualidade da Energia Elétrica”, CHESF, Janeiro de 2000.

- [83] DECKMANN, S. M., MELO, E. F., “*On-line Evaluation of Voltage Quality Indexes for Harmonic Distortion, Flicker and Sequence Components*”, in 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP’98, IEEE/PES and NTUA, Vol. 1, pp. 549-554, Athens, Greece, October 14-16, 1998.
- [84] VILAÇA, A. L. A., “Uma Proposta de Instrumento para Medição da Qualidade da Energia Elétrica”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Agosto de 2001.
- [85] PAIVA, E. P., DECKMANN, S. M., MARAFÃO, F. P., “Monitor Digital de Qualidade da Energia Elétrica: Aquisição e Processamento em Tempo Real”, III Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (III SBQEE), págs. 218-223, Brasília-DF, 08 a 12 de Agosto de 1999.
- [86] NERI, G., CAIN, G. D., SALMON, T., YARDIM, A., “*A Microprocessor-Based Digital Flickermeter*”, IEEE Transactions on Instrumentation, Vol. 40, No. 6, December, 1991.
- [87] RUIZ, J., UBIERNA, A., ARAMENDI, E., LETURIONDO, L. A., AMANTEGUI, J., “*PC based multichannel system for real time harmonics and flicker measuring*”, Proceedings of 7<sup>th</sup> Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol.3, pp. 968-971, 1994.
- [88] TOIVONEN, L., MÖRSKY, J., “*Digital Multirate Algorithms for Measurement of Voltage, Current, Power and Flicker*”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 1, January, 1995.
- [89] CALDARA, S., NUCCIO, S., SPATARO, C., “*Digital Techniques for Flicker Measurement: Algorithms and Implementations Analysis*”, Proceedings of the 16<sup>th</sup> IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC/99), Vol. 2, pp. 656 - 661, 1999.
- [90] RUIZ, J., LAZKANO, A., ARAMENDI, E., LETURIONDO, L. A., “*Analysis of Sensitivity of the Main Parameters Involved in the Digital Implementation of the UIE Flickermeter*”, Proceedings of the 10<sup>th</sup> Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol. II, pp. 823 - 826, 2000.

- [91] KEPLER, T., WATSON, N. R., CHEN, S., ARRILLAGA, J., "Digital Flickermeter Realizations in the Time and Frequency Domains", (Information Technology and Electrical Engineering Univeristy of Queensland – Australia), [online], disponível [28/01/2003] em <http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec01/>
- [92] OPPENHEIM, A. V., SCHAFER, R. W., "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1975.
- [93] DeFATTA, D. J., LUCAS, J. G., HODGKISS, W. S., "Digital Signal Processing: A System Design Approach", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1988, 661p.
- [94] OPPENHEIM, A. V., WILLSKY, A. S., NAWAB S. H., "Signals & Systems", Second Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1997.
- [95] HAMMING, R. W., "Digital Filters", Third Edition, Dover Publications Inc., New York, 1989, 284p.
- [96] TEIXEIRA, M. D., "Uma Estrutura Laboratorial para Testes de Desempenho de Equipamentos no Contexto da Qualidade da Energia Elétrica", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Julho de 2003.
- [97] PERL, J., SCHARF, L. L., "Covariance-Invariant Digital Filtering", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-25, No. 2, pp. 143-151, April 1977.
- [98] MAGALHÃES, R., N., "Controlador Lógico Programável no Contexto da Qualidade da Energia Elétrica", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Agosto de 2003.
- [99] ALVARENGA, B. P., "Modelo para Cálculo de Conjugado de uma Máquina de Indução Incluindo os Efeitos de Enrolamento e Saturação Magnética", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia UFU, 1993.

- [100] RODRIGUES, K. D., "Conversores de Freqüência no Contexto da Qualidade da Energia Elétrica", Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), 2000.
- [101] MOREIRA, V. A., "Iluminação e Fotometria – Teoria e Aplicação", 3ª Edição, Edgard Blücher, São Paulo, 1987.
- [102] ANDRÉ, A. S., ARAÚJO, M. V. A., PERIN, A. J., BARBI, I., "Reator Eletrônico Auto-Oscilante para Lâmpadas Fluorescentes com Alto Fator de Potência Utilizando Buck-Boost Integrado", XIII Congresso Brasileiro de Automática (XIII CBA), Florianópolis-SC, CD-ROM, pp. 441-416, 11 a 14 de Setembro de 2000.