

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS  
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
DE COMPUTAÇÃO

**Avaliação de Desempenho de Medidores  
Monofásicos e Trifásicos de Energia Elétrica dos  
Tipos Eletromecânico e Eletrônico Operando com  
Cargas Não-Lineares**

**Daywes Pinheiro Neto**

**Orientador:** Prof. Dr. Paulo César Miranda Machado

Goiânia  
2010

DAYWES PINHEIRO NETO

**Avaliação de Desempenho de Medidores  
Monofásicos e Trifásicos de Energia Elétrica dos  
Tipos Eletromecânico e Eletrônico Operando com  
Cargas Não-Lineares**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal de Goiás para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Área de concentração:** Engenharia Elétrica.

**Orientador:** Prof. Dr. Paulo César Miranda Machado.

Goiânia  
2010

DAYWES PINHEIRO NETO

**Avaliação de Desempenho de Medidores  
Monofásicos e Trifásicos de Energia Elétrica dos  
Tipos Eletromecânico e Eletrônico Operando com  
Cargas Não-Lineares**

Dissertação defendida no Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Goiás, para a obtenção do grau de Mestre, aprovada em 05 de março de 2010, pela Banca Examinadora constituída pelos seguintes professores:

---

Prof. Dr. Paulo César Miranda Machado  
Presidente da Banca – EEEEC/UFG

---

Prof. Dr. Marco Aurélio Gonçalves de Oliveira – UnB

---

Prof. Dr. José Wilson Lima Nerys – EEEEC/UFG

*Dedico esta dissertação a **Deus** e a minha **Família** por tudo o que representam em minha vida.*

# AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, por mais uma conquista.

A minha esposa Carla, pela paciência e amor a mim cedidos durante o desenvolvimento deste trabalho.

Especialmente ao meu pai Sebastião (*in memoriam*) e minha mãe Maria Abadia, que sempre foram o motivo maior da minha luta.

A família, por ser a base de sustentação em minha vida.

Ao orientador, Prof. Dr. Paulo César Miranda Machado, pela oportunidade, pelos conhecimentos repassados e pela confiança depositada.

Ao Prof. Me. Luiz Roberto Lisita, pela dedicação e paciência cedida e pela colaboração no desenvolvimento deste trabalho.

A todo o corpo docente da Escola de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal de Goiás, por oferecer um ensino de qualidade.

Aos amigos e colegas, pela importância em minha vida.

A CAPES pelo apoio financeiro.

Enfim, a todos aqueles que de forma direta ou indireta deram sua contribuição para esta conquista.

*A maravilhosa disposição e harmonia do universo só pode ter tido origem segundo o plano de um Ser que tudo sabe e tudo pode. Isto fica sendo a minha última e mais elevada descoberta.*

*Isaac Newton*

# SUMÁRIO

<b>SUMÁRIO .....</b>	<b>6</b>
<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>10</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>13</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS .....</b>	<b>14</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>17</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>18</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>19</b>
<b>1.1 Motivação.....</b>	<b>21</b>
<b>1.2 Objetivos .....</b>	<b>21</b>
<b>1.3 Aspectos Normativos e Metrológicos .....</b>	<b>22</b>
<b>1.4 Estrutura da dissertação .....</b>	<b>30</b>
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....</b>	<b>32</b>
<b>3 DEFINIÇÕES DE POTÊNCIA ELÉTRICA .....</b>	<b>38</b>
<b>3.1 Sistema Monofásico com Carga Linear .....</b>	<b>40</b>
<b>3.2 Potência Instantânea .....</b>	<b>41</b>
3.2.1 Potência Ativa ( Potência Média ).....	42
3.2.2 Potência Reativa.....	43
3.2.3 Potência Aparente .....	43
3.2.4 Fator de Potência.....	43
<b>3.3 Sistema Monofásico com Carga Não-Linear .....</b>	<b>44</b>
3.3.1 Distorção Harmônica Total ( THD ) .....	46
3.3.2 Potência Instantânea.....	46
3.3.3 Potência Ativa .....	47
3.3.4 Potência Reativa.....	48

3.3.5	Potência Aparente .....	49
3.3.6	Fator de Potência.....	50
<b>3.4</b>	<b>Sistema Trifásico Balanceado .....</b>	<b>51</b>
3.4.1	Sistema Trifásico Balanceado com Carga Linear .....	52
3.4.1.1	Potência Instantânea.....	52
3.4.1.2	Potência Ativa .....	52
3.4.1.3	Potência Reativa.....	53
3.4.1.4	Potência Aparente.....	53
3.4.1.5	Fator de Potência .....	53
3.4.2	Sistema Trifásico Balanceado com Carga Não-Linear .....	54
3.4.2.1	Potência Ativa .....	55
3.4.2.2	Potência Reativa.....	55
3.4.2.3	Potência de Distorção de Budeanu .....	56
3.4.2.4	Potência Aparente com Resolução de Budeanu .....	56
3.4.2.5	Potência Aparente Efetiva.....	56
3.4.2.6	Fator de Potência .....	58
3.4.2.7	Fator de Potência Efetivo .....	58
<b>4</b>	<b>MEDIDOR DE ENERGIA ELÉTRICA .....</b>	<b>59</b>
<b>4.1</b>	<b>Eletromecânico .....</b>	<b>59</b>
4.1.1	Partes integrantes do medidor .....	59
4.1.1.1	Bobina de corrente $B_c$ .....	60
4.1.1.2	Núcleo de material ferromagnético .....	61
4.1.1.3	Conjunto móvel ou rotor.....	61
4.1.1.4	Ímã permanente.....	61
4.1.2	Princípio de funcionamento .....	61
4.1.3	Sentido dos conjugados motores.....	66
4.1.4	Expressão matemática do conjugado motor.....	68
4.1.4.1	Forças eletromotrizes induzidas no disco .....	69
4.1.4.2	Correntes parasitas induzidas no disco.....	69
4.1.4.3	Conjugados motores médios.....	70
4.1.4.4	Conjugado motor médio resultante.....	73
4.1.5	Ajuste do ângulo $\Delta$ em $90^\circ$ ou ajuste de carga indutiva .....	75
4.1.6	Compensação do atrito ou ajuste de carga leve.....	75
4.1.7	Ajuste de carga nominal.....	76
4.1.8	Medidor trifásico.....	77
<b>4.2</b>	<b>Eletrônico.....</b>	<b>78</b>
<b>5</b>	<b>METODOLOGIA.....</b>	<b>81</b>
<b>5.1</b>	<b>LabVIEW.....</b>	<b>81</b>
<b>5.2</b>	<b>Sistema de aquisição de dados (DAQ) .....</b>	<b>84</b>

<b>5.3</b>	<b>Contador de voltas.....</b>	<b>86</b>
<b>5.4</b>	<b>Cálculo do erro .....</b>	<b>87</b>
<b>5.5</b>	<b>Sistemas de Medição.....</b>	<b>88</b>
<b>5.6</b>	<b>Cargas monofásicas .....</b>	<b>91</b>
5.6.1	Carga linear com fator de potência unitário .....	91
5.6.2	Carga linear e computadores .....	92
5.6.3	Computadores .....	93
5.6.4	Retificador de meia onda .....	93
5.6.5	Enceradeira industrial com fator de potência igual a 0,52 .....	94
5.6.6	Enceradeira industrial com fator de potência igual a 0,72 .....	94
5.6.7	Televisão, aparelho de DVD, lâmpadas eletrônicas e ventilador.....	95
5.6.8	Ar condicionado .....	95
5.6.9	Aspirador de pó.....	96
<b>5.7</b>	<b>Cargas trifásicas .....</b>	<b>97</b>
5.7.1	Carga linear com fator de potência unitário .....	97
5.7.2	Lâmpadas eletrônicas compactas .....	98
5.7.3	Retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo e lâmpadas eletrônicas .....	98
5.7.4	Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo .....	99
5.7.5	Motor de indução trifásico com fator de potência igual a 0,76.....	100
5.7.6	Motor de indução trifásico com fator de potência igual a 0,90.....	100
5.7.7	Computadores .....	101
5.7.8	Computadores e lâmpadas eletrônicas .....	102
5.7.9	Retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo .....	102
5.7.10	Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo e lâmpadas eletrônicas .....	103
5.7.11	Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo e computadores .....	104
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>105</b>
<b>6.1</b>	<b>Medidores Monofásicos de Energia Elétrica .....</b>	<b>105</b>
6.1.1	Formas de onda e espectros harmônicos para as correntes das cargas monofásicas.....	105
6.1.2	Resultados gerais para os medidores de energia elétrica monofásicos .....	108
<b>6.2</b>	<b>Medidores Trifásicos de Energia Elétrica .....</b>	<b>113</b>
6.2.1	Formas de onda e espectros harmônicos para as correntes das cargas trifásicas .....	113
6.2.2	Resultados gerais dos medidores trifásicos.....	117
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>123</b>

<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>126</b>
<b>ANEXO A – ARTIGOS PUBLICADOS.....</b>	<b>130</b>
<b>ANEXO B – FOTOS DO LABORATÓRIO .....</b>	<b>131</b>

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 4-1 – Componentes elementares do medidor eletromecânico.....	60
Fig. 4-2 – Fluxos induzidos no disco. ....	65
Fig. 4-3 – Formas de onda da tensão, da corrente e dos fluxos induzidos. ....	66
Fig. 4-4 – Forças que atuam no disco. ....	67
Fig. 4-5 – Diagrama em blocos de um medidor eletrônico.....	78
Fig. 5-1 – Painel frontal 1 – LabVIEW.....	82
Fig. 5-2 – Painel frontal 2 – LabVIEW.....	83
Fig. 5-3 – Sistema de aquisição de dados.....	85
Fig. 5-4 – Contador de voltas.....	87
Fig. 5-5 – Sistema de medição monofásico implementado.....	89
Fig. 5-6 – Sistema de medição trifásico implementado.....	90
Fig. 5-7 – Carga linear com fator de potência unitário (sistema monofásico)....	92
Fig. 5-8 – Carga linear e computadores (sistema monofásico).....	92
Fig. 5-9 – Computadores (sistema monofásico).....	93
Fig. 5-10 – Retificador monofásico de meia onda.....	93
Fig. 5-11 – Enceradeira com $FP$ igual a 0,52.....	94
Fig. 5-12 – Enceradeira com $FP$ igual a 0,72.....	94
Fig. 5-13 – Televisão, aparelho de DVD, lâmpadas eletrônicas e ventilador.....	95
Fig. 5-14 – Ar condicionado.....	96
Fig. 5-15 – Aspirador de pó.....	96
Fig. 5-16 – Carga linear (sistema trifásico).....	97
Fig. 5-17 – Lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico).....	98
Fig. 5-18 – Retificador trifásico de meia onda com filtro de 990 $\mu\text{F}$ e lâmpadas eletrônicas.....	99
Fig. 5-19 – Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080 $\mu\text{F}$ na saída.....	99
Fig. 5-20 – Motor de indução trifásico com $FP$ igual a 0,76.....	100
Fig. 5-21 – Motor de indução trifásico com $FP$ igual a 0,90.....	101
Fig. 5-22 – Computadores (sistema trifásico).....	101
Fig. 5-23 – Computadores e lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico).....	102
Fig. 5-24 – Retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo de 990 $\mu\text{F}$ .....	103
Fig. 5-25 – Retificador trifásico de onda completa com filtro 1080 $\mu\text{F}$ e lâmpadas eletrônicas.....	103
Fig. 5-26 – Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080 $\mu\text{F}$ na saída e computadores.....	104
Fig. 6-1 – Forma de onda e espectro da corrente para carga linear (sistema monofásico) (C1).....	105

Fig. 6-2 – Forma de onda e espectro harmônico de corrente para carga linear e computadores (sistema monofásico) (C2). .....	106
Fig. 6-3 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para carga computadores (sistema monofásico) (C3). .....	106
Fig. 6-4 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador monofásico de meia onda (C4). .....	106
Fig. 6-5 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para enceradeira com <i>FP</i> igual a 0,52 (C5). .....	107
Fig. 6-6 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para enceradeira com <i>FP</i> igual a 0,72 (C6). .....	107
Fig. 6-7 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para televisão, aparelho de DVD, lâmpadas eletrônicas e ventilador (C7). .....	107
Fig. 6-8 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para ar condicionado (C8). .....	108
Fig. 6-9 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para aspirador de pó (C9). .....	108
Fig. 6-10 – Erro entre os medidores monofásicos em função do tipo de carga. ....	110
Fig. 6-11 – Erro entre os medidores monofásicos em função da carga. ....	111
Fig. 6-12 – Erro dos medidores monofásicos em função do fator de potência. ....	112
Fig. 6-13 – Erro dos medidores trifásicos em função do <i>THDi</i> . .....	113
Fig. 6-14 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para carga linear (sistema trifásico) (C1). .....	114
Fig. 6-15 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico) (C2). .....	114
Fig. 6-16 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo de 990 $\mu$ F na saída e lâmpadas eletrônicas (C3). .....	114
Fig. 6-17 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080 $\mu$ F na saída (C4). .....	115
Fig. 6-18 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para motor de indução trifásico com <i>FP</i> igual a 0,76 (C5). .....	115
Fig. 6-19 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para motor de indução trifásico com <i>FP</i> igual a 0,90 (C6). .....	115
Fig. 6-20 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para computadores (sistema trifásico) (C7). .....	116
Fig. 6-21 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para computadores e lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico) (C8). .....	116
Fig. 6-22 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo de 990 $\mu$ F (C9). .....	116

Fig. 6-23 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080 $\mu$ F na saída e lâmpadas eletrônicas (C10).	117
Fig. 6-24 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080 $\mu$ F na saída e computadores (C11).	117
Fig. 6-25 – Erro entre os medidores trifásicos dos tipos eletromecânico e eletrônico em função do tipo de carga.	119
Fig. 6-26 – Erro entre os medidores trifásicos dos tipos eletromecânico e eletrônico em função da carga.	120
Fig. 6-27 – Erro dos medidores trifásicos em função do fator de potência.	121
Fig. 6-28 – Erro dos medidores trifásicos em função do <i>THDi</i> .	122
Fig. B-1 – Laboratório (vista 1).	131
Fig. B-2 – Laboratório (vista 2).	131
Fig. B-3 – Laboratório (vista 3).	132
Fig. B-4 – Sistema de aquisição de dados.	132
Fig. B-5 – Medidor monofásico do tipo eletromecânico.	133
Fig. B-6 – Medidor trifásico do tipo eletromecânico.	133
Fig. B-7 – Medidor monofásico do tipo eletrônico.	134
Fig. B-8 – Medidor trifásico do tipo eletrônico.	134
Fig. B-9 – Variador de tensão.	135
Fig. B-10 – Contadores.	135
Fig. B-11 – Quadro de cargas.	136
Fig. B-12 – Motor de indução trifásico (direita) e gerador de corrente contínua (esquerda).	136
Fig. B-13 – Computadores.	137
Fig. B-14 – Lâmpadas eletrônicas compactas.	137
Fig. B-15 – Retificador trifásico de onda completa.	138
Fig. B. 16 – Retificador trifásico de meia onda.	138
Fig. B-17 – Ar condicionado.	139
Fig. B-18 – Ventilador.	139
Fig. B-19 – Carga resistiva.	140
Fig. B-20 – Enceradeira.	140
Fig. B-21 – DVD e televisão.	141

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Limites de distorção harmônica de corrente para equipamentos classe A. ....	23
Tabela 1.2 – Limites de distorção harmônica de corrente para equipamentos classe C.....	23
Tabela 1.3 – Limites de distorção harmônica de corrente para equipamentos classe D. ....	24
Tabela 1.4 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 120 V a 69 kV.	25
Tabela 1.5 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 69 kV a 161 kV. ....	25
Tabela 1.6 – Limites de distorção de corrente para sistemas acima de 161 kV – geração e cogeração. ....	25
Tabela 1.7 – Limites de distorção de tensão.....	26
Tabela 1.8 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais de tensão (em percentagem da tensão fundamental). ....	27
Tabela 1.9 – Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.....	27
Tabela 1.10 – Características mínimas para os sistemas de medição.....	28
Tabela 1.11 – Tabela legenda referente à Tabela 1.10. ....	29
Tabela 5.1 – Cargas monofásicas utilizadas.....	91
Tabela 5.2 – Cargas trifásicas utilizadas. ....	97
Tabela 6.1 – Dados das cargas monofásicas. ....	109
Tabela 6.2 – Resultados gerais para os medidores monofásicos.....	109
Tabela 6.3 – Dados das cargas trifásicas.....	118
Tabela 6.4 – Resultados gerais para os medidores trifásicos. ....	118

# LISTA DE SÍMBOLOS

$\beta_h$	Ângulo de fase da corrente da h-ésima harmônica
$\theta_I$	Ângulo de fase da corrente em relação à tensão
$\beta_1$	Ângulo de fase da corrente fundamental
$\theta_V$	Ângulo de fase da tensão
$\alpha_h$	Ângulo de fase da tensão da h-ésima harmônica
$\alpha_1$	Ângulo de fase da tensão fundamental
$\theta$	Ângulo de fase entre tensão e corrente
$\Delta$	Ângulo entre a tensão e o fluxo da bobina de potencial, o qual será 90° para uma bobina ideal
$\gamma$	Ângulo entre o vetor <b>B</b> e a direção do vetor <b>il</b>
$r$	Braço da força magnética do ímã em relação ao eixo M
$E$	Campo elétrico induzido
$L$	Comprimento do condutor sob ação do campo magnético <b>B</b>
$C_{am}$	Conjugado de frenagem
$C_2$	Conjugado devido à interação entre $\phi_V$ e $i_I$
$C_1$	Conjugado devido à interação entre $\phi_I$ e $i_V$
$C_m$	Conjugado resultante no disco
$k$	Constante de integração
$k_1$	Constante de proporcionalidade de $C_1$
$k_2$	Constante de proporcionalidade de $C_2$
$k_1'$	Constante de proporcionalidade de $C_1$
$k_2'$	Constante de proporcionalidade de $C_2$
$k_3$	Constante de proporcionalidade de $\phi_I$
$k_4$	Constante de proporcionalidade de $\phi_V$
$k'$	Constante de proporcionalidade de $B$
$k''$	Constante de proporcionalidade de $C_m$
$k'''$	Constante de proporcionalidade de $C_m$
$k$	Constante de proporcionalidade do conjugado
$k_d$	Constante de rotação do disco
$i_1$	Corrente instantânea de frequência fundamental
$I_n$	Corrente de neutro
$I_e$	Corrente efetiva
$I_H$	Corrente harmônica total
$i$	Corrente instantânea da carga
$i_a$	Corrente instantânea da fase a
$i_b$	Corrente instantânea da fase b
$i_c$	Corrente instantânea da fase c
$i_H$	Corrente instantânea da h-ésima harmônica

$i_I$	Corrente parasita gerada no disco devido à bobina de corrente
$i_V$	Corrente parasita gerada no disco devido à bobina de potencial
$i_p$	Corrente parasita que percorre o disco
$B$	Densidade de fluxo magnético
$\theta_1$	Diferença de fase entre os fasores $V_1$ e $I_1$
$\theta_h$	Diferença de fase entre os fasores $V_h$ e $I_h$
$\theta$	Diferença de fase entre tensão instantânea e corrente instantânea
$THD_I$	Distorção harmônica total da corrente
$THD_V$	Distorção harmônica total da tensão
$ds$	Elemento infinitesimal do circuito
$EN_{LAB}$	Energia consumida na fase medida pelo LabVIEW
$EN_{LAB3}$	Energia consumida nas três fases medida pelo LabVIEW
$EN_{ELE}$	Energia medida pelo medidor eletrônico
$EN_{MED}$	Energia medida pelo medidor eletrônico ou pelo medidor do tipo indução
$EN_{IND}$	Energia medida pelo medidor tipo indução
$E_{MED}\%$	Erro percentual dos medidores do tipo eletrônico e do tipo indução em relação ao LabVIEW
$E\%$	Erro percentual entre os medidores dos tipos eletrônico e indução
$FP$	Fator de potência
$FP_e$	Fator de potência efetivo
$\varphi_I$	Fluxo magnético gerado pela bobina de corrente
$\varphi_V$	Fluxo magnético gerado pela bobina de potencial
$\phi$	Fluxo magnético gerado pelo imã
$\varphi$	Fluxo magnético que atravessa o disco
$e$	Força eletromotriz
$e_I$	Força eletromotriz gerada no disco devido à bobina de corrente
$e_V$	Força eletromotriz gerada no disco devido à bobina de potencial
$F$	Força magnética
$\omega$	Frequência angular da onda
$a$	Largura do imã
$\nabla \times$	Operador diferencial vetorial conhecido como rotacional
$h$	Ordem harmônica
$T$	Período da onda
$S$	Potência aparente
$D_I$	Potência aparente devido à distorção da corrente
$D_V$	Potência aparente devido à distorção da tensão
$S_e$	Potência aparente efetiva
$S_1$	Potência aparente fundamental
$S_H$	Potência aparente harmônica
$S_N$	Potência aparente não-fundamental
$P$	Potência ativa

$P_1$	Potência ativa fundamental
$P_H$	Potência ativa harmônica
$p_a$	Potência ativa instantânea
$D_B$	Potência de distorção de Budeanu
$D_H$	Potência de distorção harmônica
$p$	Potência instantânea
$p_a(t)$	Potência instantânea na fase a
$p_b(t)$	Potência instantânea na fase b
$p_c(t)$	Potência instantânea na fase c
$Q$	Potência reativa
$Q_B$	Potência reativa de Budeanu
$Q_1$	Potência reativa fundamental
$Q_{BH}$	Potência reativa harmônica
$p_q$	Potência reativa instantânea
$R_1$	Resistência do caminho percorrido pela corrente $i_I$ no disco
$R_2$	Resistência do caminho percorrido pela corrente $i_V$ no disco
$R$	Resistência elétrica oferecida pelo disco à circulação da corrente induzida
$A$	Seção reta do pólo do ímã permanente
$\frac{d\phi}{dt}$	Taxa de variação do fluxo magnético
$V_{ll}$	Tensão de linha
$V_e$	Tensão efetiva
$V$	Tensão eficaz
$V_{ln}$	Tensão entre linha e neutro
$V_H$	Tensão harmônica total
$v$	Tensão instantânea da alimentação
$v_a$	Tensão instantânea da fase a
$v_b$	Tensão instantânea da fase b
$v_c$	Tensão instantânea da fase c
$v_1$	Tensão instantânea da frequência fundamental
$v_H$	Tensão instantânea da h-ésima harmônica
$I$	Valor eficaz da corrente
$I_h$	Valor eficaz da corrente da h-ésima harmônica
$I_1$	Valor eficaz da corrente de frequência fundamental
$V_h$	Valor eficaz da tensão da h-ésima harmônica
$V_1$	Valor eficaz da tensão de frequência fundamental
$\phi_I$	Valor eficaz do fluxo magnético gerado pela bobina de corrente
$\phi_V$	Valor eficaz do fluxo magnético gerado pela bobina de potencial
$\Delta\phi$	Variação do fluxo magnético
$\Delta t$	Variação do tempo

## **RESUMO**

O presente trabalho analisa o comportamento de medidores monofásicos e trifásicos de energia elétrica dos tipos eletromecânico e eletrônico, quando os mesmos são submetidos a ambientes de cargas lineares e não-lineares, dos tipos residencial, comercial e industrial. Diferencia-se dos estudos correlatos principalmente por fazer uso de cargas reais encontradas no dia-a-dia, em vez de fontes de cargas eletrônicas como se tem observado no estado da arte. A comparação de resultados é feita tomando como base um padrão de energia de alta precisão desenvolvido por meio de instrumentação virtual.

## **ABSTRACT**

This work analyzes the performance of single-phase and three-phase power meters, of the electromechanical and electronic types, when they are working with linear and nonlinear loads present in residence, commerce and industry. It differs from related studies mainly for making use of actual loads encountered in day-to-day, rather than sources of electronic charges as has been observed in another papers. The comparison of results is made taking as standard a meter power of high precision developed through virtual instrumentation.

# 1 INTRODUÇÃO

Em face do contexto tecnológico atual, a produção em massa de componentes eletrônicos com custo reduzido viabiliza e incentiva a invenção e aprimoramento de equipamentos eletroeletrônicos. Diante deste cenário, percebe-se um contínuo aumento do consumo de aparelhos elétricos que desempenham variadas funções.

Hoje, é comum encontrar nas residências, no comércio e na indústria, cargas elétricas que fazem uso de dispositivos eletrônicos tais como: transistores, diodos, fontes chaveadas, retificadores de tensão, etc. Esses tipos de cargas provocam distúrbios nas formas de onda da tensão e principalmente da corrente que consomem e por esse motivo são conhecidas como cargas não-lineares. Em sistemas trifásicos, essas cargas ainda podem provocar pequenos desequilíbrios de tensão entre as fases.

Normas internacionais, como IEEE Standard 519-1992 [1] e IEC 61000-2-6 [2] citam alguns problemas na rede elétrica causados pelo elevado conteúdo harmônico na corrente e na tensão gerados pelas cargas não-lineares. Entre eles, destacam-se:

- Elevação dos investimentos em geração e transmissão;
- Discordâncias das demandas ativa e aparente do sistema elétrico, dificultando seu gerenciamento;
- Erros introduzidos em equipamentos de medição e proteção;
- Distorção da tensão de alimentação, podendo ocasionar problemas em outros equipamentos conectados ao mesmo sistema, no próprio usuário ou em usuários vizinhos;
- Elevação do potencial do neutro dos sistemas trifásicos, causando problemas de proteção;

- Interferências em sistemas de comunicação e de processamento de dados;
- Sobreaquecimento de transformadores.

Estas normas descrevem também alguns equipamentos que geram distorções harmônicas. Dentre eles, citam-se:

- Conversores estáticos de potência;
- Dispositivos de acionamento de motores;
- Instrumentação eletrônica;
- Computadores pessoais;
- Reatores eletrônicos de lâmpadas;
- Lâmpadas fluorescentes compactas eletrônicas.

Assim sendo, a preocupação com a Qualidade da Energia Elétrica (QEE) vem crescendo e atinge todos os setores envolvidos direta ou indiretamente com geração, transmissão, distribuição e consumo de energia elétrica, bem como as indústrias que fabricam cargas não-lineares.

Do ponto de vista econômico existe a necessidade de faturamento da energia elétrica comercializada entre os diferentes setores do sistema elétrico. Desta forma, o medidor de energia desempenha um papel fundamental. No caso da relação entre concessionária e consumidor, o faturamento do consumo é feito através de medidores do tipo indução e também do tipo eletrônico.

Os medidores de energia elétrica que são projetados para funcionar em sistemas lineares podem sofrer interferências em suas medições quando colocados em ambientes com cargas não-lineares. Erros de medição levam ao subfaturamento ou ao superfaturamento das contas de energia elétrica. Olhando pelo lado da concessionária, a mesma pode ter grandes prejuízos ou grandes lucros indevidos, uma vez que o universo de consumidores é muito grande. Olhando pelo lado do consumidor, o mesmo pode estar pagando mais ou menos

do que deveria. Portanto, este projeto abrange não só os interesses das concessionárias como dos consumidores de energia elétrica.

## **1.1 Motivação**

A maioria dos trabalhos publicados a respeito dos medidores de energia elétrica não é abrangente no que diz respeito aos tipos de cargas utilizadas, pois fazem uso de fontes eletrônicas que simulam cargas com diferentes fatores de potência, diferentes frequências fundamentais e que inserem uma ou outra harmônica na carga (ver seção 1.4). Visando a um estudo mais realista, este trabalho torna-se importante uma vez que utiliza diferentes tipos de cargas reais encontradas em residência, comércio e indústria, retratando de forma fiel o comportamento dos medidores de energia perante a realidade das cargas existentes hoje no sistema elétrico.

## **1.2 Objetivos**

O presente trabalho tem como objetivo geral contribuir para o conhecimento das concessionárias e consumidores sobre o comportamento dos medidores pelos quais é medido o consumo de energia elétrica, diante de um novo cenário de Qualidade da Energia.

De forma específica, este trabalho tem como objetivo mostrar quais as cargas ou combinações delas que provocam maior erro de medição em medidores monofásicos e trifásicos, dos tipos eletromecânico e eletrônico, quando comparados entre si e com um padrão de energia desenvolvido através de instrumentação virtual.

### 1.3 Aspectos Normativos e Metrológicos

A Qualidade da Energia tem sido objeto de grandes discussões. Por parte das concessionárias, a atenção é voltada para o Fator de Potência já que existe a necessidade de tarifação da energia reativa e uma alta Taxa de Distorção Harmônica (THD) da corrente elétrica diminui o valor do *FP*. Várias instituições nacionais e internacionais têm buscado definir recomendações para normalizar os indicadores de Qualidade de Energia. Porém algumas diferenças na abordagem podem ser notadas.

As definições europeias do IEC (International Electrotechnical Commission) ou do CIGRÉ (International Council on Large Electric Systems) estão voltadas para o funcionamento individual de cada tipo de equipamento ou categorias de equipamentos através de suas normas de Compatibilidade Eletro-Magnética (CEM). Estas normas especificam os níveis de perturbações que uma carga pode emitir para a rede elétrica e também o quanto a mesma deve suportar de perturbações sem danificar-se.

A Norma IEC 61000-3-2 [3] estabelece os níveis máximos dos harmônicos de corrente para equipamentos que consomem até 16 A enquanto a norma IEC 61000-3-4 [4] volta-se para equipamentos com consumo maior que 16 A.

Os equipamentos com consumo de até 16 A são classificados, de acordo com IEC 61000-3-2, em quatro classes:

- Classe A – Equipamentos trifásicos balanceados, eletrodomésticos que não sejam classificados como classe D, ferramentas elétricas, “dimmers” de lâmpadas incandescentes, equipamentos de áudio e aqueles que não sejam incluídos nas outras três classes;
- Classe B – Ferramentas portáteis e equipamentos não profissionais de solda elétrica a arco;

- Classe C – Equipamentos de iluminação;
- Classe D – Computadores pessoais, monitores de computadores e receptores de TV com potência menor ou igual a 600 W.

A Tabela 1.1 apresenta os limites de distorção harmônica de corrente para os equipamentos da Classe A.

Tabela 1.1 – Limites de distorção harmônica de corrente para equipamentos Classe A.

	<b>Ordem do harmônico</b>	<b>Corrente máxima permitida (A)</b>
<b>Harmônicos Ímpares</b>	3	2,30
	5	1,14
	7	0,77
	9	0,40
	11	0,33
	13	0,21
	$15 \leq h \leq 39$	$0,15 \times 15/h$
<b>Harmônicos Pares</b>	2	1,08
	4	0,43
	6	0,30
	$8 \leq h \leq 40$	$0,23 \times 8/h$

Equipamentos pertencentes à Classe B possuem os mesmos limites da Tabela 1.1 multiplicados por um fator de 1,5.

A Tabela 1.2 mostra os limites de distorção harmônica de corrente para equipamentos da Classe C. Sendo *FP* o fator de potência do equipamento.

Tabela 1.2 – Limites de distorção harmônica de corrente para equipamentos Classe C.

<b>Ordem do Harmônico</b>	<b>Corrente harmônica máxima expressa como percentagem da corrente fundamental (%)</b>
2	2
3	$30FP$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq h \leq 39$ (somente ímpares)	3

A Tabela 1.3 apresenta os limites de distorção de corrente para equipamentos Classe D.

Tabela 1.3 – Limites de distorção harmônica de corrente para equipamentos Classe D.

<b>Ordem do Harmônico</b>	<b>Corrente harmônica máxima permitida por watt (mA/W)</b>	<b>Corrente harmônica máxima permitida (A)</b>
3	3,40	2,30
5	1,90	1,14
7	1,00	0,77
9	0,50	0,40
11	0,35	0,33
13 ≤ h ≤ 39 (somente ímpares)	3,85/h	Ver Tabela 1.1

Ao contrário das normas da IEC que estabelecem limites para os equipamentos, as normas americanas do IEEE ( Institute of Electrical and Electronic Engineers) focam o sistema elétrico ou instalação elétrica como um todo.

A Norma IEEE 519-1992 [1] traz algumas recomendações para práticas e limites de distorção da corrente elétrica consumida dentro de uma determinada instalação, visando limitar-se a máxima tensão individual harmônica em até 3%. Os limites encontram-se especificados de acordo com o nível de tensão dos sistemas, de 120 V a 68 kV, até 161 kV e maior que 161 kV, e também de acordo com a corrente de curto-circuito ( $I_{SD}$ ) do sistema no ponto comum de conexão ( $PCC$ ) dividida pela média das correntes de demanda máxima da instalação ( $I_D$ ). Esta média é obtida ao longo de pelo menos doze meses de medição. A Tabela 1.4 mostra os limites de distorção de correntes para sistemas de distribuição cujas tensões vão de 120 V até 69 kV tomando como

base a corrente média máxima ( $I_D$ ). O parâmetro  $TDD$  é a taxa de distorção harmônica, em porcentagem das máximas correntes de demanda.

Tabela 1.4 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 120 V a 69 kV.

<b>Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem de <math>I_D</math> (%)</b>						
<b>Ordem do Harmônico</b>						
$I_{SD}/I_D$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	$TDD$
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 < 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 < 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

A Tabela 1.5 apresenta os limites de distorção de corrente para sistemas de subtransmissão com tensões de 69 kV a 161 kV.

Tabela 1.5 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 69 kV a 161 kV.

<b>Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem de <math>I_D</math> (%)</b>						
<b>Ordem do Harmônico</b>						
$I_{SD}/I_D$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	$TDD$
< 20	2,00	1,00	0,75	0,30	0,15	2,50
20 < 50	3,50	1,75	1,25	0,50	0,25	4,00
50 < 100	5,00	2,25	2,00	0,75	0,35	6,00
100 < 1000	6,00	2,75	2,50	1,00	0,50	7,50
> 1000	7,50	3,50	3,00	1,25	0,70	10,00

A Tabela 1.6 apresenta os limites de distorção de corrente para sistemas de transmissão com tensões acima de 161 kV.

Tabela 1.6 – Limites de distorção de corrente para sistemas acima de 161 kV – Geração e Cogeração.

<b>Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem de <math>I_D</math> (%)</b>						
<b>Ordem do Harmônico</b>						
$I_{SD}/I_D$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	$TDD$
< 50	2,00	1,00	0,75	0,30	0,15	2,50
$\geq 50$	3,00	1,50	1,15	0,45	0,22	3,75

A Tabela 1.7 apresenta os limites de distorção de tensão no *PCC*, sendo  $THD_V$  a distorção harmônica total de tensão.

Tabela 1.7 – Limites de distorção de tensão.

<b>Tensão no <i>PCC</i></b>	<b>Distorção de tensão individual (%)</b>	<b><math>THD_V</math> (%)</b>
$\leq 69$ kV	3,0	5,0
69 kV a 161 kV	1,5	2,5
$\geq 161$ kV	1,0	1,5

Olhando de forma global, mesmo se todos os equipamentos de uma instalação emitissem distúrbios individuais, dentro das recomendações da IEC 61000-3-2, os parâmetros de qualidade da energia da instalação poderiam não estar dentro dos limites aceitáveis, uma vez que existem casos em que a combinação de diversas cargas pode levar à superação desses limites.

Por outro lado, supondo-se que uma instalação emita distúrbios para a rede elétrica dentro dos limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992, isso não exclui a possibilidade de existir cargas dentro desta instalação que emitam elevados níveis de distúrbios que prejudiquem cargas sensíveis ou mesmo provoquem perdas de energia.

Desta forma, torna-se imprescindível uma normalização que contemple tanto a questão dos distúrbios gerados por cargas individuais quanto os distúrbios gerados por uma determinada instalação elétrica.

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabelece procedimentos relativos à distribuição de energia elétrica através dos oito módulos dos Procedimentos de Distribuição (PRODIST).

O Módulo 8 [5] estabelece procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica, abordando qualidade do produto e qualidade do serviço

prestado. Dentre diversos indicadores de *QEE*, o Módulo 8 também especifica limites de distorção harmônica para tensão.

A Tabela 1.8 apresenta limites de distorção harmônica total de tensão de acordo com o nível de tensão.

Tabela 1.8 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais de tensão (em percentagem da tensão fundamental).

Tensão Nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão ( <i>DTT</i> ) [%]
$V_N \leq 1$ kV	10
$1$ kV < $V_N \leq 13,8$ kV	8
$13,8$ kV < $V_N \leq 69$ kV	6
$69$ kV < $V_N \leq 138$ kV	3

A Tabela 1.9 apresenta limites de distorção harmônica individual de tensão de acordo com a ordem harmônica e com o nível de tensão.

Tabela 1.9 – Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [% da fundamental]				
	$V_N \leq 1$ kV	$1$ kV < $V_N \leq 13,8$ kV	$13,8$ kV < $V_N \leq 69$ kV	$69$ kV < $V_N \leq 230$ kV	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6,0	4,5	2,5
	7	6,5	5,0	4,0	2,0
	11	4,5	3,5	3,0	1,5
	13	4,0	3,0	2,5	1,5
	17	2,5	2,0	1,5	1,0
	19	2,0	1,5	1,5	1,0
	23	2,0	1,5	1,5	1,0
	25	2,0	1,5	1,5	1,0
>25	1,5	1,0	1,0	0,5	
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5,0	4,0	2,0
	9	2,0	1,5	1,5	1,0
	15	1,0	0,5	0,5	0,5
	21	1,0	0,5	0,5	0,5
	>21	1,0	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2,0	1,5	1,0
	4	1,5	1,0	1,0	0,5
	6	1,0	0,5	0,5	0,5
	8	1,0	0,5	0,5	0,5
	10	1,0	0,5	0,5	0,5
	12	1,0	0,5	0,5	0,5
	>12	1,0	0,5	0,5	0,5

De acordo com o Módulo 5 do PRODIST [6] as unidades consumidoras do grupo B podem ser tarifadas através de medidores de energia ativa do tipo eletromecânico (indução) ou do tipo eletrônico, sendo que os requisitos técnicos mínimos destes medidores devem obedecer ao Regulamento Técnico Metrológico – RTM do Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial – INMETRO. A Tabela 1.10 apresenta as características mínimas para os Sistemas de Medição de Energia Elétrica, e a Tabela 1.11 é uma tabela legenda referente à Tabela 1.10.

Tabela 1.10 – Características Mínimas para os Sistemas de Medição.

Classe de Acessante	Tensão de distribuição	Classe do TP	Classe do TC	Tipo do medidor	Classe do medidor	Incerteza e (%)	Registros Mínimos
Grupo B	BT	-	-	MEM A, MEM RO	2	± 2,00	kWh, kvarh opcional
Grupo B (com TC)	BT	-	0,6	MEM A, MEM RO	2	± 2,09	kWh, kvarh opcional
Grupo B (opcional)	BT	-	-	ME	2	± 2,00	kWh, kvarh opcional
Grupo B (com TC) (opcional)	BT	-	0,6	ME	2	± 2,09	kWh, kvarh opcional
Subgrupo B2 (irrigação)	BT	-	-	ME 2Q	2	± 2,00	kWh e kvarh por segmento opcional
Subgrupo B2 (irrigação) (com TC)	BT	-	0,6	ME 2Q	2	± 2,09	kWh e kvarh por segmento opcional
Medição de uso temporário	BT,MT,AT	0,3	0,3	ME 2Q ou ME 4Q(*)	1	1,14 ou -1,04	kW; kWh; kvar; kvarh; Vrms; Irms; MM
Levantamento de curva de carga	BT,MT,AT	0,3	0,3	ME 2Q ou ME 4Q(*)	1	1,14 ou -1,04	kW; kvar; MM
Medição de QEE	BT,MT,AT	0,3	0,3	ME 2Q ou ME 4Q(*)	1	1,14 ou -1,04	FP;VTCD; interrupções; harmônicas; desequilíbrio, flutuação; MM de Vrms por fase

Tabela 1.11 – Tabela legenda referente à Tabela 1.10.

LEGENDA			
MEM A	Medidor eletromecânico de energia ativa		
MEM R	Medidor eletromecânico de energia reativa		
MEM RO	Medidor eletromecânico de energia reativa opcional		
MEM A DM	Medidor eletromecânico de energia ativa com registrador de demanda máxima		
MM	Memória de massa		
ME	Medidor eletrônico exclusivo para aplicação em BT		
ME 2Q	Medidor eletrônico com medição em dois quadrantes		
ME 2QR	Medidor eletrônico com medição em dois quadrantes e excedentes de reativo		
ME 4Q	Medidor eletrônico com medição em quatro quadrantes		
ME 4QR	Medidor eletrônico com medição em quatro quadrantes e excedentes de reativo		
UFER	Unidade de faturamento de energia reativa		
DMCR	Demanda máxima corrigida		
BT	Baixa tensão: tensão igual ou inferior a 1 kV		
MT	Média tensão: tensão superior a 1 kV e inferior a 69 kV		
AT	Alta tensão: tensão igual ou superior a 69 kV e inferior a 230 kV		
(*)	Nota: Caso haja possibilidade de se ter fluxo de energia nos dois sentidos no ponto de medição, o medidor deve então possuir capacidade de medição em quatro quadrantes.		
Incerteza	$e (\%) = 0,05 \pm \sqrt{(M^2 + T_C^2 + T_P^2)}$	M	Incerteza padrão do medidor
		Tc	Incerteza padrão do TC
	Nota: As classes de exatidão do medidor, TC e TP, são consideradas incertezas “padrão” com base na Avaliação Tipo B do Guia.	TP	Incerteza padrão do TP
	Referência: Guia para Expressão da Incerteza de Medição – ABNT/INMETRO	0,05	Erro sistemático, que é imposto pela resistência do cabo do TP

O Regulamento Técnico Metrológico referente à Portaria Inmetro n.º 88 de 06 de abril de 2006 [7] que diz respeito aos medidores de energia ativa baseados no princípio da indução, monofásicos e polifásicos, define que os ensaios devem ser feitos utilizando-se tensões e correntes com forma de onda senoidal, cujo fator de distorção não exceda 5% para medidores classe 2 e 2% para medidores classe 1. Sendo assim, os medidores eletromecânicos classe 2 existentes atualmente não são projetados para trabalharem em instalações elétricas com taxa de distorção harmônica de tensão ou corrente superior a 5%.

Já o Regulamento Técnico Metrológico referente à Portaria Inmetro n.º 431 de 04 de dezembro de 2007 [8] que trata dos medidores de energia ativa

e/ou reativa baseados em tecnologia eletrônica, monofásicos e polifásicos, prevê ensaios apenas com a 5ª harmônica nos circuitos de tensão e corrente.

## **1.4 Estrutura da dissertação**

Este Capítulo 1 apresentou a motivação para este trabalho, bem como seus objetivos. Foi apresentada uma análise de sete trabalhos correlatos e também uma revisão das normas nacionais e internacionais referentes à Qualidade da Energia e aos medidores de energia elétrica.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica de sete trabalhos que estudaram os medidores de energia elétrica para situações onde a forma de onda da tensão e da corrente são distorcidas.

O Capítulo 3 apresenta uma revisão da norma IEEE Std. 1459 [22] onde se descrevem as várias definições e conceitos relacionados com Potência Elétrica direcionados para equipamentos de medição.

O Capítulo 4 mostra os componentes básicos de um medidor de energia elétrica do tipo eletromecânico e descreve seu princípio de funcionamento. Também apresenta a composição básica de um medidor eletrônico, bem como as técnicas de medição de energia ativa utilizadas por estes medidores.

O Capítulo 5 apresenta a metodologia adotada para a realização deste trabalho. Descreve-se o processo de obtenção dos dados através do sistema de medição implementado.

O Capítulo 6 apresenta os resultados experimentais obtidos através de medições com medidores comerciais. Os dados são comparados e analisados tendo como padrão o medidor desenvolvido em instrumentação virtual.

O Capítulo 7 apresenta as conclusões finais deste trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será abordado um breve histórico do enfrentamento do problema, resumindo os vários trabalhos já desenvolvidos a respeito de erros de medição de energia elétrica para o ambiente atual de cargas no sistema elétrico. Eles são apresentados a seguir:

- **SHERBURNE, R. R. Driving torque equations for the watthour meter based on the Ferraris Principle.** IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, pas-90, p. 325-330, 1971 [9].

Neste artigo, o autor desenvolve equações matemáticas para o conjugado que atua no disco de um medidor eletromecânico como uma função da tensão aplicada, corrente da carga e ângulo do fator de potência. As equações de conjugado são desenvolvidas a partir da interação dos fluxos magnéticos que atuam no disco conforme o Princípio de Ferraris descrito no apêndice A.

Tal trabalho contribui para a teoria que rege o princípio de funcionamento do medidor tipo indução, fornecendo um conjunto de equações fundamentais que servem de base para estudos correlatos.

- **CHOU, C. J.; LIU, C. C. Analysis of the performance of induction watthour meters in the presence of harmonics.** IEEE Electric Power System Research, vol. 32, p. 71-79, 1995 [10].

Neste artigo, os autores desenvolvem um modelo para investigar erros de medidores eletromecânicos (tipo indução) na presença de harmônicas. O erro é determinado em função das seguintes variáveis: resposta em frequência de cada componente harmônica, fator de distorção de tensão e corrente de cada

harmônica, e fator de potência de cada harmônica; suas relações são expressas através de uma simples função de erro usando o modelo. A função de erro contém parâmetros específicos de cada medidor e são passíveis de mensuração. A capacidade e precisão do modelo são verificadas através de comparações experimentais e resultados computacionais para um medidor monofásico e para um medidor trifásico.

Uma vez que este trabalho utiliza-se de equipamentos que geram harmônicas e desvios de fase nas ondas de tensão e corrente, sem qualquer analogia às cargas elétricas existentes, o mesmo não contribui para uma avaliação rigorosa dos medidores considerando-se as cargas típicas presentes nos sistemas de distribuição.

- **SILVA, L. S. Influência das distorções harmônicas em medições de energia elétrica**, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2002 [11].

Neste trabalho, os autores estudaram os erros de medidores eletromecânicos instalados em consumidores com diferentes perfis de cargas elétricas. Foram utilizados três medidores eletrônicos como referência no cálculo do erro. Em cada campanha de medição utilizou-se dois medidores, sendo que um foi programado para considerar harmônicas e o outro não. Os medidores eletrônicos ficaram instalados paralelamente ao medidor oficial do consumidor por certo período. Comparando-se as leituras dos medidores eletrônicos, utilizados como padrão, com as leituras dos medidores oficiais, foram constatados pequenos erros de medição dos medidores eletromecânicos (oficiais). As análises são limitadas para alguns consumidores específicos, havendo necessidade de novos estudos para diferentes tipos de cargas.

- **BALTHAZAR, M. Q. F. Medidores de Watt-hora Eletrônicos na Presença de Harmônicos: Análise e Testes Preliminares**, Dissertação de Mestrado, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2004 [12].

Apresenta um estudo dos multiplicadores inerentes ao processo de medição de energia elétrica dos medidores eletrônicos: multiplicação por divisão no tempo (TDM) e multiplicação digital.

O método adotado baseia-se na sobreposição de harmônicos na tensão e na corrente através de simulações em computador e testes com medidores comerciais.

Os experimentos foram divididos em três etapas:

Na primeira, analisou-se o comportamento dos blocos multiplicadores (TDM e digital) através de simulações em computador aplicando-se uma ordem harmônica específica na tensão e na corrente, obtendo assim um mapeamento de erros para várias harmônicos separadamente. No caso do multiplicador TDM, identificou-se duas fontes de erros: a não-linearidade da técnica de modulação por largura de banda (PWM) e a criação de componentes harmônicas artificiais. Em relação ao multiplicador digital considerou-se duas fontes de erros: erros de amostragem e erros de quantização. Vale ressaltar que outras influências vindas de outros componentes dos medidores eletrônicos (por exemplo, transdutores e integradores) também podem afetar a precisão da medição mas que não foram abordadas neste trabalho.

Na segunda etapa, analisaram-se dois medidores eletromecânicos, um monofásico e outro trifásico, classe de exatidão de 2% para ambos. Os testes consistiram na sobreposição sistemática de harmônicos às formas de onda da tensão e da corrente. Foi injetado somente um harmônico de cada vez, com

amplitudes de 10% e de 20% da fundamental. A bancada de ensaios disponibilizava-se de uma fonte de alimentação eletrônica, um padrão eletrônico de energia elétrica de classe 0,05% e cargas resistivas.

Na terceira etapa, analisaram-se quatro medidores eletrônicos, sendo dois monofásicos e dois trifásicos. Somente para os medidores eletrônicos realizaram-se testes com cargas de lâmpadas compactas eletrônicas.

Os ensaios confirmaram que tanto os medidores eletromecânicos quanto os medidores eletrônicos são afetados pelos harmônicos individualmente em maior ou menor escala de acordo com a magnitude e a frequência injetada.

Contudo, conclui-se que a simples adição individual de harmônicos não é suficiente para prever o comportamento dos medidores com cargas reais.

- **VELASCO, L. N. Análise experimental de erros de medição de energia elétrica ativa em medidores eletromagnéticos tipo indução, sujeitos a distorções harmônicas de correntes e tensões, em sistemas equilibrados e desequilibrados**, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, Ilha Solteira, São Paulo, 2005 [13].

Neste trabalho, a autora analisa a influência de harmônicos e desequilíbrios nos erros de medição de energia elétrica ativa em medidores de energia do tipo eletromecânico (indução). Implementou-se um arranjo padrão de medição, formado por equipamentos responsáveis pela geração das formas de onda de diversos perfis de consumidores, onde foram ensaiados os medidores submetidos a estes distúrbios. As formas de onda, admitidas para ensaios, foram obtidas por medições em consumidores em ramais de distribuição.

No ambiente real, onde os medidores encontram-se instalados, vários fatores contribuem para a alteração contínua das formas de onda da tensão e da

corrente no ponto de acoplamento. Alguns destes fatores são: entrada ou saída de diferentes cargas no mesmo consumidor; alterações na tensão devido a outros consumidores próximos; alterações na tensão devido a outros problemas da rede de distribuição; transitórios provocados por alguns tipos de cargas ao longo do seu período de funcionamento, dentre outros. Isso significa que formas de onda geradas por equipamentos em laboratório podem não retratar fielmente a realidade das cargas existentes. Dessa forma, tal trabalho tem sua importância limitada a ambientes onde as formas de onda da tensão e da corrente não variam com o tempo.

- CALDEIRÃO, L. C. **Avaliação experimental de medidores watt-hora operando em condições não-senoidais**, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, Ilha Solteira, SP, 2007 [14].

Neste trabalho, a autora propõe o estudo e a análise experimental de medidores de energia elétrica do tipo eletromecânico, monofásicos e trifásicos de dois elementos, quando os mesmos operam com formas de onda de tensão e ou correntes distorcidas. No arranjo laboratorial utiliza-se de equipamentos geradores de formas de onda para simular alguns tipos de cargas presentes no sistema elétrico. O processo é conduzido comparando-se as leituras dos medidores analisados com os valores obtidos por um sistema de aquisição de dados de 16 bits. Os resultados restringem-se a um pequeno número de cargas elétricas.

- SUHETT, M. R. **Análise de técnicas de medição de potência reativa em medidores eletrônicos**, Dissertação de Mestrado, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2008 [15].

Esta dissertação analisa os erros na medição do fator de potência e da energia reativa gerados por quatro tipos de medidores trifásicos eletrônicos (A, B, C e D) com classes de exatidão 0,02%, 0,2%, 0,2% e 2%, respectivamente. Os ensaios são realizados em duas etapas. Na primeira, os testes experimentais consistem em injetar uma harmônica específica na tensão e na corrente, para diferentes níveis de distorção. Estes sinais de tensão e corrente são gerados por uma fonte eletrônica. São ensaiados os medidores A, B e C simultaneamente, sendo o medidor A definido como padrão de energia. Por fim comparam-se os resultados.

A segunda etapa de testes é feita com vinte lâmpadas fluorescentes compactas e com os medidores A e D, sendo o medidor A o padrão para comparação de resultados.

Contudo, os ensaios de injeção de alguns componentes harmônicos, se de um lado permitem um fiel entendimento do problema, do outro não são suficientes para chegar-se a uma conclusão sobre o comportamento dos medidores em uma situação real. Existe, portanto, a necessidade de experimentos com mais tipos de cargas reais.

### 3 DEFINIÇÕES DE POTÊNCIA ELÉTRICA

Ao longo dos últimos 80 anos foram desenvolvidos métodos seguros de controle e distribuição de energia elétrica, e as mais diferentes formas de energia tais como: combustíveis fósseis, combustíveis nucleares, solar, geotérmica, eólica, marés, cinética das quedas d'água, podem ser convertidas em potência elétrica e transmitidas a longas distâncias através de linhas de transmissão até chegar ao consumidor residencial, comercial e industrial [16].

No entanto, um dos grandes desafios da Engenharia Elétrica atualmente é o desenvolvimento de uma teoria de potência que se aplique à realidade dos sistemas elétricos, com formas de ondas cada vez mais distorcidas e assimetrias nos sinais de tensão e de corrente [17].

Apesar do grande esforço por parte dos grupos de estudos e pesquisadores da área, ainda existem várias perguntas sem resposta e inúmeras divergências entre os especialistas [17]. Algumas delas são:

- Qual é o domínio mais adequado à análise da potência elétrica: tempo ou frequência?
- Por que há a necessidade da definição de potência aparente?
- Como definir e relacionar as parcelas de potências com seus respectivos fenômenos físicos?
- As diferentes componentes de potência, causadas pelos diversos tipos de distúrbios, devem ou não ser incluídos no valor de uma componente não-ativa?
- Por que separar a componente fundamental das componentes harmônicas de um sistema?

- O termo potência reativa deve ser designado apenas para sinais fundamentais ou para todo espectro harmônico?
- Até que ponto é possível relacionar os novos conceitos aos conceitos tradicionalmente aceitos?
- Qual a relevância das transformações de eixos de referência, do tipo  $a, b, c \rightarrow \alpha, \beta, 0$  ou  $a, b, c \rightarrow d, q, 0$ , na definição de uma teoria de potência?
- Como utilizar as componentes de potência para tarifação ou atribuição de responsabilidades, ou seja, quais parcelas são responsabilidade das agências distribuidoras de energia e quais são dos consumidores?
- O que pode ser feito para manter a potência elétrica o mais próximo possível das condições ideais de conservação de energia?

As teorias sobre potência elétrica desenvolvidas são divididas em dois grandes grupos: abordagens no domínio da frequência e abordagens no domínio do tempo [17], conforme citadas a seguir:

#### Domínio da frequência:

- Definição proposta por Budeanu (1927) [18];
- Definição proposta por Kimbark (1971) [19];
- Definição proposta por Sheperd e Zakikhani (1972) [20];
- Definição proposta por Czarnecki (1988) [21];
- Definições propostas por IEEE (2000) [22];

#### Domínio do tempo:

- Definição proposta por Fryze (1932) [23];
- Definição proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1983) [24];
- Definição proposta por Depenbrock (1962/1992) [25,26];
- Definição proposta por Tenti e Rosseto (1990) [27,28];
- Definição proposta por Willems (1992) [29];

- Definição proposta por Peng e Lai (1996) [30,31];

A seguir, este trabalho apresenta as definições de potências propostas por IEEE Std. 1459 [22] e utiliza-as no programa medidor de energia (padrão de energia) desenvolvido em instrumentação virtual através do *software* LabVIEW, e também no processo de análise das cargas.

### 3.1 Sistema Monofásico com Carga Linear

Este tipo de carga não possui componentes não-lineares e pode ser modelada por resistências (R), indutâncias (L) e capacitâncias (C), pois a corrente possui a mesma forma de onda que a tensão. Essas ondas podem diferir apenas em amplitude e fase [22].

Uma fonte de tensão senoidal é descrita pela equação (3.1) [22].

$$v = \sqrt{2}V\cos(\omega t + \theta_v) \quad (3.1)$$

Esta fonte de tensão, quando supre uma carga linear produz uma corrente também senoidal que possui a forma conforme equação (3.2) [22].

$$i = \sqrt{2}I\cos(\omega t + \theta_i) \quad (3.2)$$

Onde

$v$  - tensão instantânea da alimentação;

$i$  - corrente instantânea da carga;

$V$  - valor eficaz da tensão;

$I$  - valor eficaz da corrente;

$\omega$  - frequência angular da onda;

$\theta_V$  - ângulo de fase da tensão;

$\theta_I$  - ângulo de fase da corrente em relação à tensão.

### 3.2 Potência Instantânea

A potência instantânea ( $p$ ) é definida como sendo o produto entre a tensão instantânea e a corrente instantânea, conforme equação (3.3) [22].

$$p = vi \quad (3.3)$$

A potência instantânea pode ser separada em duas componentes, sendo uma a potência ativa instantânea ( $p_a$ ) e a outra a potência reativa instantânea ( $p_q$ ), conforme equação (3.4) [22].

$$p = p_a + p_q \quad (3.4)$$

A potência ativa instantânea e a potência reativa instantânea são definidas conforme as equações de (3.5) a (3.10) [22].

$$p_a = VI \cos \theta [1 - \cos(2\omega t)] \quad (3.5)$$

$$P = VI \cos \theta \quad (3.6)$$

$$p_a = P [1 - \cos(2\omega t)] \quad (3.7)$$

$$p_q = -VI\text{sen}\theta\text{sen}(2\omega t) \quad (3.8)$$

$$Q = VI\text{sen}\theta \quad (3.9)$$

$$p_q = -Q\text{sen}(2\omega t) \quad (3.10)$$

Onde

$P$  - potência ativa;

$Q$  - potência reativa;

$\theta$  - diferença de fase entre tensão instantânea e corrente instantânea.

### 3.2.1 Potência Ativa ( Potência Média )

O *valor médio* da potência instantânea é definido como sendo a integral da função no tempo ao longo de um período completo, dividida por seu período, conforme equações (3.11) e (3.12) [22].

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p \cdot dt \quad (3.11)$$

$$P = VI\cos\theta \quad (3.12)$$

Onde

$T$  - período da potência instantânea;

$k$  - constante de integração.

### 3.2.2 Potência Reativa

É definida como sendo a parte da potência que está associada à energia oscilante entre a fonte e os elementos armazenadores de campo elétrico (capacitores) e campo magnético (indutores), conforme equação (3.13) para energia em função do tempo e (3.14) para energia reativa [22].

$$Q = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kt} i \left[ \int v dt \right] dt \quad (3.13)$$

$$Q = VI \sin \theta \quad (3.14)$$

### 3.2.3 Potência Aparente

A potência aparente ( $S$ ) é definida como sendo o produto da tensão eficaz (rms) pela corrente eficaz (rms) do sistema elétrico, conforme equações (3.15) e (3.16) [22].

$$S = VI \quad (3.15)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (3.16)$$

### 3.2.4 Fator de Potência

O fator de potência ( $FP$ ) para um sistema monofásico com carga linear é definido como sendo a razão da potência média e da potência aparente de acordo com a equação (3.17) [22].

$$FP = \frac{P}{S} \quad (3.17)$$

### 3.3 Sistema Monofásico com Carga Não-Linear

Para condições não-senoidais de tensão instantânea e corrente instantânea tem-se duas componentes distintas: a potência relacionada às componentes de frequência fundamental, que são as tensões fundamentais ( $v_1$ ) e correntes fundamentais ( $i_1$ ), e a potência relacionada às componentes de frequências múltiplas da fundamental (harmônicas), que são as tensões harmônicas ( $v_H$ ) e correntes harmônicas ( $i_H$ ). As equações de (3.18) a (3.21) mostram as tensões e correntes fundamentais, bem como tensões e correntes harmônicas [22]:

$$v_1 = \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t - \alpha_1) \quad (3.18)$$

Onde

$v_1$  - tensão instantânea da frequência fundamental;

$V_1$  - valor eficaz da tensão de frequência fundamental;

$\alpha_1$  - ângulo de fase da tensão fundamental.

$$i_1 = \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega t - \beta_1) \quad (3.19)$$

Onde

$i_1$  - corrente instantânea de frequência fundamental;

$I_1$  - valor eficaz da corrente de frequência fundamental;

$\beta_1$  - ângulo de fase da corrente fundamental.

$$v_H = \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega t - \alpha_h) \quad (3.20)$$

Onde

$v_H$  - tensão instantânea da h-ésima harmônica;

$V_h$  - valor eficaz da tensão da h-ésima harmônica;

$h$  - ordem harmônica;

$\alpha_h$  - ângulo de fase da tensão da h-ésima harmônica.

$$i_H = \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t - \beta_h) \quad (3.21)$$

Onde

$i_H$  - corrente instantânea da h-ésima harmônica;

$I_h$  - valor eficaz da corrente da h-ésima harmônica;

$h$  - ordem harmônica;

$\beta_h$  - ângulo de fase da corrente da h-ésima harmônica.

O valor médio quadrático eficaz da tensão e da corrente podem ser escritos conforme equações (3.22) e (3.23) [22].

$$V^2 = \frac{1}{kt} \int_{\tau}^{\tau+kt} v^2 dt = V_1^2 + V_H^2 \quad (3.22)$$

$$I^2 = \frac{1}{kt} \int_{\tau}^{\tau+kt} i^2 dt = I_1^2 + I_H^2 \quad (3.23)$$

A tensão harmônica quadrática ( $V_H^2$ ) e a corrente harmônica quadrática ( $I_H^2$ ) são dadas pelas equações (3.24) e (3.25) [22].

$$V_H^2 = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h^2 = V^2 - V_1^2 \quad (3.24)$$

$$I_H^2 = \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2 = I^2 - I_1^2 \quad (3.25)$$

### 3.3.1 Distorção Harmônica Total ( THD )

Uma forma de se mensurar a intensidade da distorção sofrida por uma onda senoidal é utilizando o fator  $THD_V$  (distorção harmônica total da tensão) e o  $THD_I$  (distorção harmônica total da corrente), conforme equações (3.26) e (3.27) [22].

$$THD_V = \frac{V_H}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (3.26)$$

$$THD_I = \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (3.27)$$

### 3.3.2 Potência Instantânea

A potência instantânea para cargas não-lineares é descrita pelas equações (3.28) e (3.29) [22].

$$p = vi \quad (3.28)$$

$$p = p_a + p_q \quad (3.29)$$

A potência ativa instantânea ( $p_a$ ) é dada pela equação (3.30) [22].

$$p_a = \sum_{h=0}^{\infty} V_h I_h \cos \theta_h [1 - \cos(2h\omega t)] \quad (3.30)$$

O termo ( $p_a$ ) representa a parcela da potência instantânea que contribui para a transferência de energia para a carga, pois tem valor médio não nulo [22].

A potência reativa instantânea ( $p_q$ ) é dada pela equação (3.31) [22].

$$p_q = \sum_{h=0}^{\infty} -V_h I_h \sin \theta_h \sin(2h\omega t) + \sum_{m \neq n \neq 1}^{\infty} 2V_m I_m \sin(m\omega t + \alpha_m) \sin(n\omega t + \beta_m) \quad (3.31)$$

O termo ( $p_q$ ) representa a parcela da potência instantânea que não contribui para a transferência de energia para a carga pois seu valor médio é zero. O ângulo  $\theta_h$  é o ângulo de fase entre os fasores  $V_h$  e  $I_h$  conforme a equação (3.32) [22].

$$\theta_h = \beta_h - \alpha_h \quad (3.32)$$

### 3.3.3 Potência Ativa

A potência ativa ( $P$ ) de uma carga não-linear, é calculada da mesma maneira que a da carga linear, porém é composta por duas partes: uma

fundamental ( $P_I$ ) e outra harmônica ( $P_H$ ), conforme equações (3.33) e (3.34) [22].

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p \cdot dt \quad (3.33)$$

$$P = P_1 + P_H \quad (3.34)$$

A potência ativa fundamental ( $P_1$ ) é dada pelas equações (3.35) e (3.36) [22].

$$P_1 = \frac{1}{kT} \int_t^{t+kT} v_1 i_1 dt \quad (3.35)$$

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \theta_1 \quad (3.36)$$

A potência ativa harmônica ( $P_H$ ) é dada pelas equações (3.37) e (3.38) [22].

$$P_H = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \cos \theta_h \quad (3.37)$$

$$P_H = P - P_1 \quad (3.38)$$

### 3.3.4 Potência Reativa

A potência reativa de Budeanu ( $Q_B$ ) de uma carga não-linear também é calculada da mesma maneira que a da carga linear, porém é composta por duas

partes: uma fundamental ( $Q_1$ ) e outra harmônica ( $Q_{BH}$ ), conforme equações de (3.39) a (3.42) [22].

$$Q_B = \sum_{h=0}^{\infty} V_h I_h \text{sen}\theta_h \quad (3.39)$$

$$Q_B = Q_1 + Q_{BH} \quad (3.40)$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \text{sen}\theta_1 \quad (3.41)$$

$$Q_{BH} = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \text{sen}\theta_h \quad (3.42)$$

### 3.3.5 Potência Aparente

No sistema monofásico não-linear, a potência aparente ( $S$ ) é composta pela parte fundamental ( $S_1$ ) e não-fundamental ( $S_N$ ), conforme as equações (3.43) e (3.44) [22].

$$\begin{aligned} S^2 &= (VI)^2 = (V_1^2 + V_H^2)(I_1^2 + I_H^2) \\ &= (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$S^2 = S_1^2 + S_N^2 \quad (3.44)$$

As potências aparentes fundamental ( $S_1$ ) e não-fundamental ( $S_N$ ) são dadas pelas equações (3.45) e (3.46) [22].

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} \quad (3.45)$$

$$S_N = \sqrt{D_I^2 + D_V^2 + S_H^2} \quad (3.46)$$

As potências aparentes devido à distorção da corrente ( $D_I$ ) e à distorção da tensão ( $D_V$ ) são dadas pelas equações (3.47) e (3.48) [22].

$$D_I = V_1 I_H = S_1 (THD_I) \quad (3.47)$$

$$D_V = V_H I_1 = S_1 (THD_V) \quad (3.48)$$

A potência aparente harmônica ( $S_H$ ), relacionada à tensão harmônica ( $V_H$ ) e à corrente harmônica ( $I_H$ ) é dada conforme equações (3.49) e (3.50) [22].

$$S_H = V_H I_H \quad (3.49)$$

$$S_H = \sqrt{P_H^2 + D_H^2} \quad (3.50)$$

Geralmente, nos sistemas de potência, a distorção total de harmônicos da tensão é menor que a distorção total de harmônicos da corrente, assim a potência aparente não-fundamental ( $S_N$ ) pode ser calculada usando-se a equação (3.51) [22].

$$S_N \approx S_1 \sqrt{THD_I^2 + THD_V^2} \quad (3.51)$$

### 3.3.6 Fator de Potência

O fator de potência para um sistema monofásico com carga não-linear é dado conforme equações de (3.52) a (3.54) [22].

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{S_1^2 + S_N^2}} \quad (3.52)$$

$$FP = \frac{(P_1/S_1) [1 + (P_H/P_1)]}{\sqrt{1 + (S_N/S_1)^2}} \quad (3.53)$$

$$FP = \frac{[1 + (P_H/P_1)]P_{F1}}{\sqrt{1 + THD_I^2 + THD_V^2 + (THD_I THD_V)^2}} \quad (3.54)$$

### 3.4 Sistema Trifásico Balanceado

Um sistema trifásico balanceado gera, distribui e usa energia na forma de três tensões iguais em módulo e diferindo em fase (a, b, c) de 120°. As tensões nas fases a,b e c são definidas conforme as equações de (3.55) a (3.57) [22].

$$v_a = \sqrt{2}V_{ln} \text{sen}(\omega t) \quad (3.55)$$

$$v_b = \sqrt{2}V_{ln} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (3.56)$$

$$v_c = \sqrt{2}V_{ln} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \quad (3.57)$$

Onde

$V_{ln}$  - é a tensão entre linha e neutro.

De maneira semelhante, as correntes trifásicas balanceadas de linha são representadas pelas equações de (3.58) a (3.60) [22].

$$i_a = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta) \quad (3.58)$$

$$i_b = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta - 120^\circ) \quad (3.59)$$

$$i_c = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta + 120^\circ) \quad (3.60)$$

### 3.4.1 Sistema Trifásico Balanceado com Carga Linear

Da mesma forma que no sistema monofásico, este tipo de carga não possui componentes não-lineares e pode ser modelada por resistências (R), indutâncias (L) e capacitâncias (C). A corrente e a tensão possuem a mesma forma de onda, podendo diferir em fase [22].

#### 3.4.1.1 Potência Instantânea

A potência instantânea ( $p$ ) para cargas lineares no sistema trifásico balanceado é dada pela equação (3.61) [22].

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.61)$$

#### 3.4.1.2 Potência Ativa

A potência ativa trifásica ( $P$ ) balanceada é definida conforme as equações (3.62) e (3.63) [22].

$$P = 3V_{ln} I \cos\theta \quad (3.62)$$

$$P = \sqrt{3}V_{ll} I \cos\theta \quad (3.63)$$

Onde

$V_{ll}$  - tensão de linha.

### **3.4.1.3 Potência Reativa**

A potência associada à energia oscilante entre a fonte e os elementos armazenadores de campo elétrico (capacitores) e campo magnético (indutores) para um sistema trifásico balanceado é calculada conforme equações (3.64) e (3.65) [22].

$$Q = 3V_{ln}I\text{sen}\theta \quad (3.64)$$

$$Q = \sqrt{3}V_{ll}I\text{sen}\theta \quad (3.65)$$

### **3.4.1.4 Potência Aparente**

Associando a parte ativa e reativa da potência, no sistema trifásico balanceado, a potência aparente é definida de acordo com as equações (3.66) e (3.67) [22].

$$S = 3V_{ln}I \quad (3.66)$$

$$S = \sqrt{3}V_{ll}I \quad (3.67)$$

### **3.4.1.5 Fator de Potência**

O fator de potência para um sistema trifásico balanceado com carga linear é definido pela razão entre a potência média ( $P$ ) e a potência aparente ( $S$ ) de acordo com a equação (3.68) [22].

$$FP = \frac{P}{S} \quad (3.68)$$

### 3.4.2 Sistema Trifásico Balanceado com Carga Não-Linear

No sistema trifásico balanceado com carga não-linear, também tem-se para condições não-senoidais de tensão e de corrente instantâneas, duas componentes distintas: a potência relacionada às componentes de frequência fundamental ( $v_1$  e  $i_1$ ) e a potência relacionada às componentes harmônicas ( $v_h$  e  $i_h$ ) [22]. As tensões instantâneas são dadas pelas equações de (3.69) a (3.71) [22].

$$v_a = \sqrt{2}V_1 \text{sen}\omega t + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega t + \alpha_h) \quad (3.69)$$

$$v_b = \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega t + \alpha_h - 120^\circ h) \quad (3.70)$$

$$v_c = \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t + 120^\circ) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega t + \alpha_h + 120^\circ h) \quad (3.71)$$

As correntes instantâneas são dadas pelas equações de (3.72) a (3.74) [22].

$$i_a = \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega t + \beta_1) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t - \beta_h) \quad (3.72)$$

$$i_b = \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega t + \beta_1 - 120^\circ) +$$

$$+ \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t - \beta_h - 120^\circ h) \quad (3.73)$$

$$i_c = \sqrt{2} I_1 \text{sen}(\omega t + \beta_1 + 120^\circ) + \\ + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t - \beta_h + 120^\circ h) \quad (3.74)$$

### 3.4.2.1 Potência Ativa

A potência ativa para um sistema trifásico balanceado com cargas não-lineares é dado conforme as equações de (3.75) a (3.77) [22].

$$P = P_1 + P_H \quad (3.75)$$

$$P_1 = 3V_1 I_1 \cos \beta_1 \quad (3.76)$$

$$P_H = 3 \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \cos \theta_h \quad (3.77)$$

O ângulo de fase entre a tensão da h-ésima harmônica ( $V_h$ ) e a corrente da h-ésima harmônica ( $I_h$ ) é dado pela equação (3.78) [22].

$$\theta_h = \alpha_h - \beta_h \quad (3.78)$$

### 3.4.2.2 Potência Reativa

A potência reativa de Budeanu ( $Q_B$ ) possui na sua formulação a contribuição da parte fundamental ( $Q_1$ ) e harmônica ( $Q_{BH}$ ), conforme equações de (3.79) a (3.81) [22].

$$Q_B = Q_1 + Q_{BH} \quad (3.79)$$

$$Q_1 = 3V_1I_1\text{sen}(-\beta_1) \quad (3.80)$$

$$Q_H = 3 \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \text{sen} \theta_h \quad (3.81)$$

### 3.4.2.3 Potência de Distorção de Budeanu

A potência de distorção de Budeanu ( $D_B$ ) é dada pela equação (3.82) [22].

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2} \quad (3.82)$$

Onde

$S$  - potência aparente.

### 3.4.2.4 Potência Aparente com Resolução de Budeanu

A potência aparente ( $S$ ) usando a resolução de Budeanu é dada pela equação (3.83) [22].

$$S = 3V_{ln}I = \sqrt{P^2 + Q_B^2 + D_B^2} \quad (3.83)$$

### 3.4.2.5 Potência Aparente Efetiva

A potência aparente efetiva ( $S_e$ ) é dada pela equação (3.84) [22].

$$S_e = 3V_e I_e \quad (3.84)$$

Onde

$V_e$  - tensão efetiva;

$I_e$  - corrente efetiva.

Para um sistema balanceado a quatro fios (o neutro e as três fases), temos que a tensão efetiva ( $V_e$ ) é igual a tensão de fase ( $V_{ln}$ ), conforme equação (3.85) e corrente efetiva conforme equação (3.86) [22].

$$V_e = V_{ln} \quad (3.85)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{3I^2 + I_n^2}{3}} = \sqrt{I^2 + \sum_{h=0,3,6\dots}^{\infty} I_h^2} \quad (3.86)$$

Onde

$I_n$  - corrente de neutro;

$I$  - corrente de linha.

E para três fios (sem o neutro), tem-se a tensão e a corrente efetivas conforme equações (3.87) e (3.88) [22].

$$V_e = \frac{V_{ll}}{\sqrt{3}} \quad (3.87)$$

$$I_e = I \quad (3.88)$$

Trabalhando-se as equações de (3.84) a (3.88) chega-se a equação (3.89), que define a potência aparente efetiva [22].

$$S_e = S = \sqrt{3}V_{ll}I \quad (3.89)$$

#### **3.4.2.6 Fator de Potência**

Para um sistema trifásico balanceado com carga não-linear, o fator de potência ( $FP$ ) é definido pela razão entre a potência média ( $P$ ) e a potência aparente ( $S$ ), conforme equação (3.90) [22].

$$FP = \frac{P}{S} \quad (3.90)$$

#### **3.4.2.7 Fator de Potência Efetivo**

O fator de potência efetivo ( $FP_e$ ) é dado pela equação (3.91) [22].

$$FP_e = \frac{P}{S_e} \quad (3.91)$$

Para um sistema trifásico a quatro fios a potência aparente ( $S$ ) é menor que a potência aparente efetiva ( $S_e$ ) e o fator de potência ( $FP$ ) é maior que o fator de potência efetivo ( $FP_e$ ) [22].

## 4 MEDIDOR DE ENERGIA ELÉTRICA

### 4.1 Eletromecânico

Desde sua invenção por Oliver B. Shallenberger nos anos de 1890, o medidor de kWh tem sido amplamente utilizado pelas concessionárias, de todo o mundo, para medir a energia elétrica utilizada por seus consumidores [32]. Obviamente, passou por vários refinamentos até chegar ao modelo que se tem atualmente. Mas, vale ressaltar, que já existem medidores eletrônicos que se utilizam de componentes eletrônicos e circuitos integrados, sendo assim, regidos por outros princípios de funcionamento.

É importante salientar que no Brasil, a imensa maioria dos consumidores residenciais ainda é faturada através das leituras obtidas pelos medidores eletromecânicos tipo indução.

#### 4.1.1 Partes integrantes do medidor

O medidor de energia elétrica eletromecânico do tipo indução é constituído basicamente dos seguintes elementos: bobina de potencial ( $B_p$ ), bobina de corrente ( $B_c$ ), núcleo de material ferromagnético, conjunto móvel ou rotor (disco de alumínio, engrenagens e contador mecânico) e ímã permanente, conforme mostra a Fig. 4.1 [33].

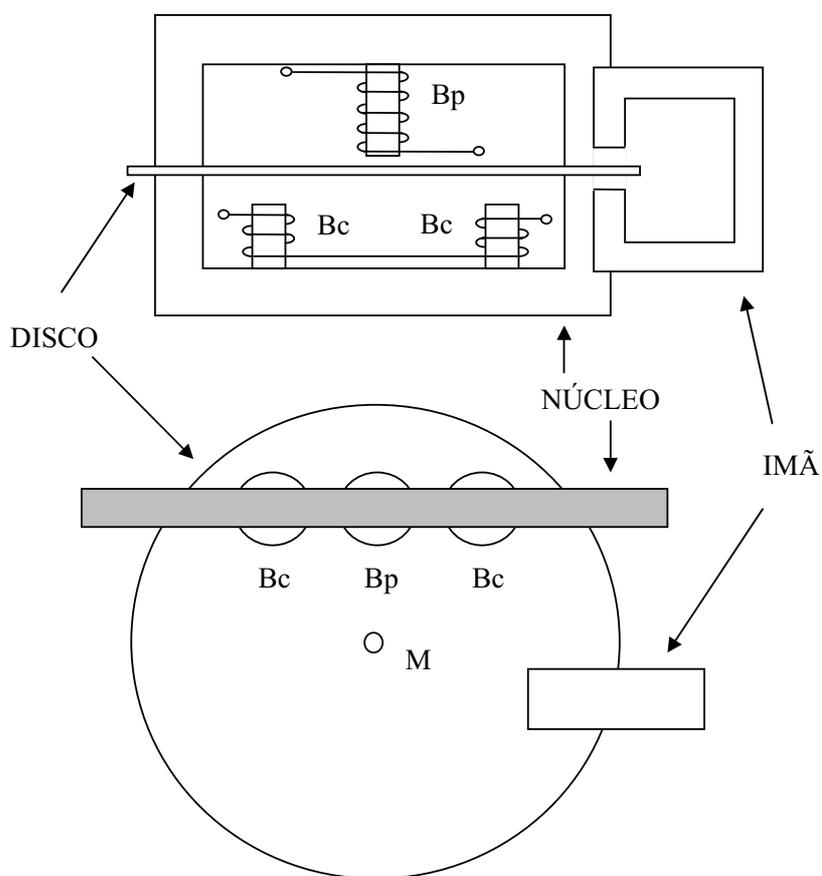


Fig. 4-1 – Componentes elementares do medidor eletromecânico.

Fonte: Medeiros Filho, 1980 [33].

#### 4.1.1.1 Bobina de corrente $B_c$

A bobina de corrente é formada por um pequeno número de espiras com condutor com bitola maior, pois através desta bobina passa a corrente nominal solicitada pela carga. É ligada em série com a carga. É dividida em duas meias bobinas que são enroladas em sentidos contrários em torno do núcleo ferromagnético.

#### ***4.1.1.2 Núcleo de material ferromagnético***

Tanto a bobina de potencial como a bobina de corrente são enroladas em torno do mesmo núcleo. O material que o forma é normalmente o ferrosilício. Para reduzir as perdas por Foucault o núcleo compõe-se de várias lâminas justapostas e isoladas eletricamente entre si.

#### ***4.1.1.3 Conjunto móvel ou rotor***

É formado por um disco de alumínio, de boa condutibilidade, que é livre para girar em torno de seu eixo de rotação M. Esse eixo de rotação do disco está conectado através de engrenagens a um contador mecânico de rotações com escala em kWh, que registra a energia elétrica utilizada pelo consumidor.

#### ***4.1.1.4 Imã permanente***

A função principal do imã é gerar um conjugado de frenagem para que o disco não gire de forma acelerada e indefinida.

### **4.1.2 Princípio de funcionamento**

O medidor eletromecânico é basicamente um motor de indução cuja velocidade é proporcional à tensão aplicada e à corrente exigida pela carga [32].

Seu princípio físico de funcionamento baseia-se fundamentalmente na Lei de Faraday-Neumann-Lenz ou lei da indução eletromagnética, que é uma lei física que explica o efeito da produção de corrente elétrica em um circuito colocado sob efeito de um campo magnético variável ou por um circuito que possui um movimento relativo entre um circuito e um campo magnético constante [34].

A Lei de Faraday, elaborada em 1831 por um grande físico experimental em eletricidade e magnetismo do século XIX que foi Michael Faraday (1791-1867), pode ser assim enunciada:

Uma força eletromotriz (fem) é induzida num circuito quando o número de linhas de campo magnético que atravessam esse circuito estiver variando [35].

Alguns problemas com a direção da corrente induzida foram esclarecidos em 1833 por Heinrich Friedrich Emil Lenz (1804-1865). A Lei de Lenz pode ser assim enunciada:

Uma corrente induzida possui um sentido tal que o campo magnético devido à corrente se opõe à variação no fluxo magnético que induz a corrente [35].

A corrente elétrica induzida, também conhecida como corrente parasita de Foucault, em um circuito fechado por um campo magnético, é diretamente proporcional à quantidade de linhas do fluxo que atravessa a área envolvida do circuito, na unidade de tempo, conforme a equação (4.1) [34,35].

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = - \frac{d\phi}{dt} \quad (4.1)$$

Onde

$\mathbf{E}$  - campo elétrico induzido;

$d\mathbf{s}$  - elemento infinitesimal do circuito;

$\frac{d\phi}{dt}$  - taxa de variação do fluxo magnético.

Outra forma de representar a tensão induzida seria em função do campo magnético  $\mathbf{B}$ , conforme a equação (4.2) [36].

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (4.2)$$

Onde

$\nabla \times$  - operador diferencial vetorial conhecido como rotacional.

Combinando as equações (4.1) e (4.2) chega-se a equação (4.3).

$$e = \oint_c \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} \quad (4.3)$$

Outra expressão matemática elaborada por Franz Ernst Neumann em 1845 em termos da força eletromotriz ( $e$ ) é dada pela equação (4.4) [35].

$$e = - \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \quad (4.4)$$

Onde

$\Delta \phi$  - variação do fluxo magnético;

$\Delta t$  - variação do tempo.

Esta equação nos mostra que, se o campo magnético concatenado ao circuito está diminuindo, o campo magnético gerado pela corrente induzida irá na mesma direção do campo original (se opõe a diminuição), se, pelo contrário, o campo magnético concatenado está aumentando, o campo magnético gerado irá em direção oposta ao original (se opõe ao aumento).

No que diz respeito ao conjugado produzido no disco de alumínio, o Dr. Ferraris de Turin, Itália, anunciou o seguinte princípio em 1884 [9]:

Para produzir conjugado em uma armadura livre para girar, nela (na armadura) é necessário atuarem dois fluxos de corrente alternada:

- (a) que não podem estar em fase, e
- (b) que devem ser aplicados na armadura em dois locais diferentes ao longo da direção do movimento proposto [37].

Sabe-se, que portadores de carga em movimento dentro de um campo magnético sofrem ação de uma força de origem magnética. Se estes portadores percorrem um condutor que esteja imerso num campo magnético, e se estes portadores estiverem presos ao material condutor, então conseqüentemente é o condutor que sofrerá a ação da força magnética cuja direção e sentido será dado pela regra da mão direita e cujo módulo será dado pela equação (4.5) [33,34,35].

$$F = BiLsen\gamma \quad (4.5)$$

Onde

$F$  - intensidade da força magnética;

$L$  - comprimento do condutor sob ação do campo magnético  $\mathbf{B}$ ;

$\gamma$  - ângulo entre o vetor  $\mathbf{B}$  e a direção do vetor  $i\mathbf{L}$ .

Este fenômeno físico é conhecido como “fenômeno da interação eletromagnética” [33].

O conjugado motor que aparece no disco do medidor deve-se a este fenômeno e é descrito a seguir e ilustrado na Fig. 4.2 [32,33,38].

Primeiramente, no disco do medidor aparecem correntes parasitas ( $i_V$ ) devido ao fluxo alternado ( $\varphi_V$ ) gerado pela bobina de potencial. Essas correntes, quando atravessam a região onde existe o fluxo ( $\varphi_I$ ) da bobina de corrente, sofrem ação de uma força magnética que dá origem a um conjugado em relação ao eixo de rotação (M). Ao mesmo tempo, as correntes parasitas ( $i_I$ ) geradas no disco devido ao fluxo  $\varphi_I$  sofrem ação de uma força quando atravessam a região onde atua o fluxo  $\varphi_V$ , e assim, tem-se outro conjugado em relação ao eixo M, conforme mostra a Fig. 4.2.

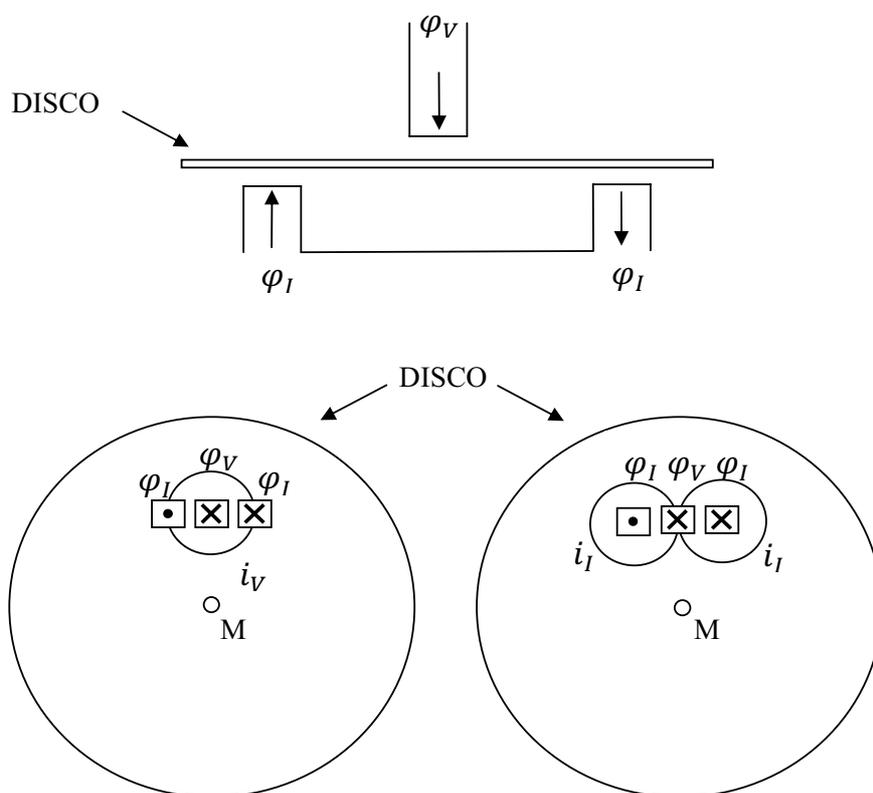


Fig. 4-2 – Fluxos induzidos no disco.

Fonte: Medeiros Filho, 1980 [33].

### 4.1.3 Sentido dos conjugados motores

A seguir, será feita uma análise dos fluxos induzidos e das forças magnéticas que aparecem no disco devido a uma carga linear com fator de potência unitário. Esta análise está de acordo com as referências [10,33,38].

A Fig. 4.3 mostra as formas de ondas de tensão e de corrente para este caso, onde verifica-se que a onda de corrente está em fase com a onda de tensão.

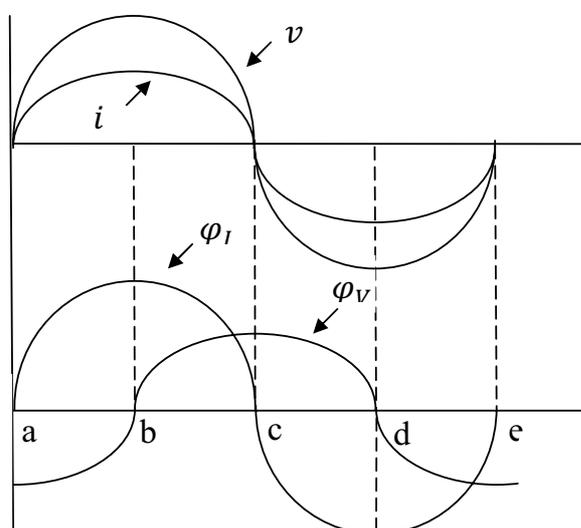


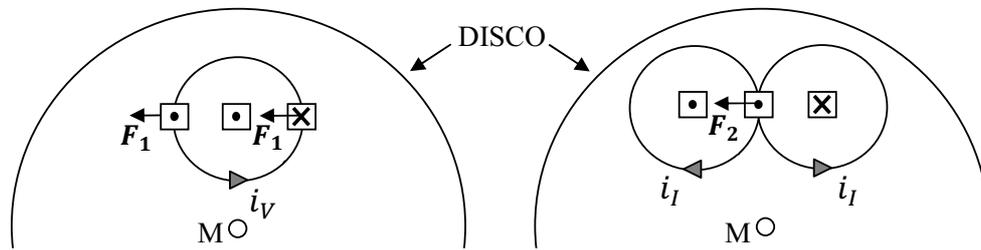
Fig. 4-3 – Formas de onda da tensão, da corrente e dos fluxos induzidos.

Fonte: Medeiros Filho, 1980 [33].

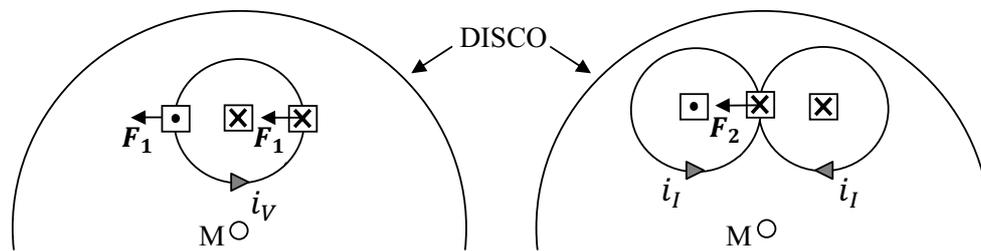
Na Fig. 4.3 tem-se também as curvas do fluxo gerado pela bobina de potencial ( $\varphi_V$ ) e do fluxo gerado pela bobina de corrente ( $\varphi_I$ ), onde nota-se que:

- O fluxo  $\varphi_I$  está em fase com a corrente que o origina;
- O fluxo  $\varphi_V$  está em fase com a corrente da bobina de potencial e atrasado de  $90^\circ$  em relação à tensão, devido ao fato da bobina de potencial ser altamente indutiva.

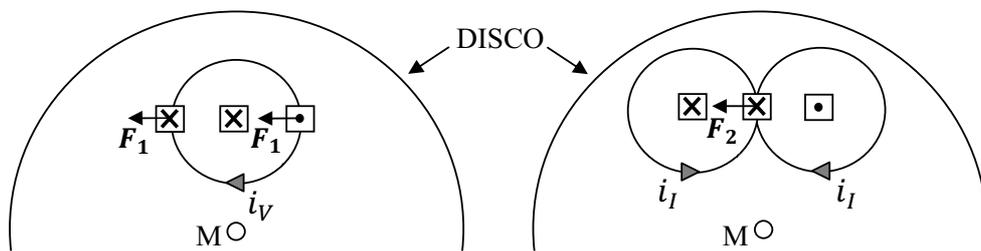
Na Fig. 4.4 tem-se os sentidos das correntes de Foucault  $i_V$  e  $i_I$ , advindas das variações dos fluxos  $\varphi_V$  e  $\varphi_I$ , respectivamente.



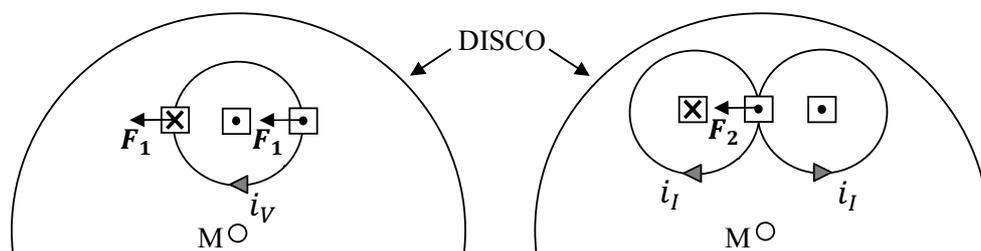
Intervalo a-b:  $\varphi_V$  decresce e  $\varphi_I$  cresce



Intervalo b – c:  $\varphi_V$  cresce e  $\varphi_I$  decresce



Intervalo c – d:  $\varphi_V$  decresce e  $\varphi_I$  cresce



Intervalo d – e:  $\varphi_V$  cresce e  $\varphi_I$  decresce

Fig. 4-4 – Forças que atuam no disco.

Fonte: Medeiros Filho, 1980 [33].

No intervalo a-b verifica-se que, fisicamente,  $\varphi_V$  decresce e  $\varphi_I$  cresce, dando origem às correntes induzidas no disco  $i_V$  e  $i_I$  cujos sentidos estão sempre em oposição à variação do sentido e intensidade do fluxo mostrado na Fig. 4.4, obedecendo a Lei de Lenz. Assim, utilizando-se da regra da mão direita, pode-se determinar o sentido da força magnética que atuará no disco. Para os outros intervalos pode ser feita a mesma análise.

Vale ressaltar, que as forças  $F_1$  e  $F_2$  estão sempre no mesmo plano do disco e dirigidas para um mesmo sentido. Assim, essas forças criam um conjugado em relação ao eixo de rotação (M) do disco que o fazem girar.

#### 4.1.4 Expressão matemática do conjugado motor

Esta seção está baseada na referência [33]. Para ondas de tensão e de corrente senoidais, tem-se as equações de (4.6) a (4.9):

$$v = \sqrt{2} V \text{ sen } \omega t \quad (4.6)$$

$$i = \sqrt{2} I \text{ sen } (\omega t - \theta) \quad (4.7)$$

$$\varphi_V = \sqrt{2} \phi_V \text{ sen } (\omega t - \Delta) \quad (4.8)$$

$$\varphi_I = \sqrt{2} \phi_I \text{ sen } (\omega t - \theta) \quad (4.9)$$

Onde

$\varphi_V$  - fluxo magnético gerado pela bobina de potencial;

$\varphi_I$  - fluxo magnético gerado pela bobina de corrente;

$\phi_V$  - valor eficaz do fluxo magnético gerado pela bobina de potencial;

$\phi_I$  - valor eficaz do fluxo magnético gerado pela bobina de corrente;

$\theta$  - ângulo de fase entre tensão e corrente;

$\omega$  - frequência angular;

$\Delta$  - ângulo entre a tensão e o fluxo da bobina de potencial, o qual será  $90^\circ$  para uma bobina ideal.

#### **4.1.4.1 Forças eletromotrizes induzidas no disco**

As expressões das forças eletromotrizes induzidas ( $e_I$ ) e ( $e_V$ ) no disco, estão descritas conforme equações (4.10) e (4.11).

$$e_I = -\frac{d\phi_I}{dt} \therefore e_I = -\sqrt{2} \phi_I \omega \cos(\omega t - \theta) \quad (4.10)$$

$$e_V = -\frac{d\phi_V}{dt} \therefore e_V = -\sqrt{2} \phi_V \omega \cos(\omega t - \Delta) \quad (4.11)$$

Onde

$e_I$  - força eletromotriz gerada no disco devido à bobina de corrente;

$e_V$  - força eletromotriz gerada no disco devido à bobina de potencial.

#### **4.1.4.2 Correntes parasitas induzidas no disco**

Utilizando-se a 1ª Lei de Ohm e considerando-se que o disco seja puramente resistivo, as equações das correntes de Foucault podem ser definidas pelas equações (4.12) e (4.13).

$$i_I = \frac{e_I}{R_1} = -\frac{\omega\sqrt{2}}{R_1} \phi_I \cos(\omega t - \theta) \quad (4.12)$$

$$i_V = \frac{e_V}{R_2} = -\frac{\omega\sqrt{2}}{R_2} \phi_V \cos(\omega t - \Delta) \quad (4.13)$$

Onde

$i_I$  - corrente parasita gerada no disco devido à bobina de corrente;

$i_V$  - corrente parasita no gerada no disco devido à bobina de potencial;

$R_1$  - resistência do caminho percorrido pela corrente  $i_I$  no disco;

$R_2$  - resistência do caminho percorrido pela corrente  $i_V$  no disco.

#### 4.1.4.3 Conjugados motores médios

Quando uma força ( $F$ ) atua no disco a uma distância ( $d$ ) em relação ao eixo de rotação ( $M$ ), aparecerá um conjugado ( $C$ ) definido pela equação (4.14).

$$C = Fd \quad (4.14)$$

A densidade de fluxo magnético ( $B$ ) que atua no disco pode ser dada pela equação (4.15).

$$B = k'\phi \quad (4.15)$$

Onde

$B$  - densidade de fluxo magnético que atua no disco;

$k'$  - constante de proporcionalidade de  $B$ ;

$\varphi$  - fluxo magnético que atravessa o disco.

Sendo a densidade de fluxo magnético ( $B$ ) perpendicular à direção da corrente e  $d$  constante, tem-se a equação (4.16):

$$C = Fd = k\varphi i_p \quad (4.16)$$

Onde

$i_p$  - corrente parasita que percorre o disco;

$k$  - constante de proporcionalidade do conjugado

Porém, os fluxos e as correntes são funções variantes no tempo, então considera-se o valor médio do conjugado conforme equação (4.17).

$$C = k \frac{1}{T} \int_0^T \varphi i dt \quad (4.17)$$

Vale ressaltar que aparecerá no disco dois conjugados motores atuando ao mesmo tempo.

O primeiro conjugado  $C_1$  é devido à interação entre  $\varphi_I$  e  $i_V$ , conforme a equação (4.18).

$$C_1 = k_1 \frac{1}{T} \int_0^T \varphi_I i_V dt \quad (4.18)$$

Onde

$k_1$  - constante de proporcionalidade;

$T$  - período das funções  $\phi_I$  e  $i_V$  ;

Substituindo-se  $\phi_I$  e  $i_V$  em (4.18), por seus correspondentes valores, tem-se a equação (4.19).

$$C_1 = k_1 \frac{1}{T} \int_0^T - \frac{2\omega}{R_2} \phi_I \phi_V \cos(\omega t - \Delta) \text{sen}(\omega t - \theta) dt \quad (4.19)$$

Trabalhando-se com a equação (4.19) chega-se a equação (4.20).

$$C_1 = -k_1' \omega \phi_I \phi_V \text{sen}(\Delta - \theta) \quad (4.20)$$

O segundo conjugado  $C_2$  é devido à interação entre  $\phi_V$  e  $i_I$ , conforme a equação (4.21).

$$C_2 = k_2 \frac{1}{T} \int_0^T \phi_V i_I dt \quad (4.21)$$

Onde

$k_2$  - constante de proporcionalidade;

$T$  - período das funções  $\phi_V$  e  $i_I$  ;

Substituindo-se  $\phi_V$  e  $i_I$  da equação (4.21), por seus respectivos valores, obtém-se a equação (4.22).

$$C_2 = k_2 \frac{1}{T} \int_0^T - \frac{2\omega}{R_1} \phi_I \phi_V \cos(\omega t - \theta) \sin(\omega t - \Delta) dt \quad (4.22)$$

Trabalhando-se com a equação (4.22) chega-se a equação (4.23).

$$C_2 = k_2' \omega \phi_I \phi_V \sin(\Delta - \theta) \quad (4.23)$$

#### 4.1.4.4 Conjugado motor médio resultante

Percebe-se que os conjugados  $C_1$  e  $C_2$  possuem sinais diferentes, porém viu-se que eles atuam sempre no mesmo sentido, logo o conjugado resultante ( $C_m$ ) é dado pela equação (4.24).

$$C_m = C_1 + C_2 \quad (4.24)$$

Os sinais contrários dos conjugados devem-se ao fato de o conjugado  $C_1$  ser originado por forças de atração e o conjugado  $C_2$  ser originado por forças de repulsão, mas eles originam conjugado no mesmo sentido. Desta forma, o conjugado resultante é dado pela equação (4.25).

$$C_m = k'' 2\pi f \phi_I \phi_V \sin(\Delta - \theta) \quad (4.25)$$

É importante observar, na equação (4.25), que o conjugado resultante no disco depende diretamente da frequência.

Mas, os fluxos ( $\phi_I$ ) e ( $\phi_V$ ) induzidos no disco são dados pelas equações (4.26) e (4.27).

$$\phi_I = k_3 I \quad (4.26)$$

$$\phi_V = k_4 V \quad (4.27)$$

Onde

$I$  - corrente que atravessa a bobina de corrente.

$V$  - tensão na bobina de potencial.

E, para uma situação em que a frequência não muda, a expressão final para o conjugado motor resultante no disco é descrita conforme a equação (4.28).

$$C_m = k''' VI \operatorname{sen} (\Delta - \theta) \quad (4.28)$$

Mas, se  $\Delta$  for igual a  $90^\circ$ , tem-se que  $\operatorname{sen} (90^\circ - \theta)$  é igual a  $\operatorname{cos} \theta$  e a equação (4.28) torna-se a equação (4.29).

$$C_m = k''' VI \operatorname{cos} \theta \quad (4.29)$$

Substituindo a equação (3.6) na equação (4.29), obtém-se a equação (4.30).

$$C_m = k''' P \quad (4.30)$$

Verifica-se, pela equação (4.30) que o conjugado resultante no disco é proporcional à potência ativa ( $P$ ). Logo, fica provado que o medidor eletromecânico do tipo indução pode ser usado para medir energia elétrica.

#### 4.1.5 Ajuste do ângulo $\Delta$ em $90^\circ$ ou ajuste de carga indutiva

Para o registro correto da energia consumida, o conjugado no disco deve ser maior quando o fator de potência da carga for unitário. Neste caso, a fim de se ter a velocidade máxima do disco, a corrente da bobina de potencial deve estar atrasada  $90^\circ$  em relação à corrente da bobina de corrente [10,32,38].

De fato, para se obter exatamente  $90^\circ$  de atraso, coloca-se duas bobinas adicionais no medidor. A primeira, chamada “bobina de compensação”, é enrolada no mesmo núcleo de  $B_p$  e colocada abaixo desta com o objetivo de fazer com que o fluxo útil  $\varphi_V$  que atravessa o disco seja atrasado em relação à tensão de um ângulo maior do que  $90^\circ$ . A segunda, chamada “bobina de contra-compensação”, possui ajuste de impedância e é enrolada acima da bobina de corrente ( $B_c$ ). Ao se ajustar a impedância da bobina de contra-compensação, consegue-se fazer com que  $\Delta$  seja igual a  $90^\circ$  [32,33].

#### 4.1.6 Compensação do atrito ou ajuste de carga leve

Para a compensação do atrito existente entre o disco de alumínio e o sistema mecânico do medidor, adiciona-se uma pequena espira móvel ajustável de material condutor não magnético sob o núcleo da bobina de potencial. De acordo com a posição da espira, maior ou menor quantidade de linhas do fluxo  $\varphi_V$  passa por ela, gerando um fluxo adicional no disco. A interação desse fluxo adicional com os fluxos já existentes na superfície do disco, dependendo do ajuste de posição da espira, pode atrasar ou adiantar o movimento do disco [32,33].

#### 4.1.7 Ajuste de carga nominal

Normalmente há muito pouco atrito presente no medidor, assim o disco pode acelerar indefinidamente. Por esse motivo, é colocado um imã permanente, posicionado conforme Fig. 4.1, com a finalidade de gerar um conjugado de frenagem  $C_{am}$  sobre o disco, de acordo com equação (4.31) [33]:

$$C_{am} = \frac{\phi^2 a^2 r^2}{A^2 R} \quad (4.31)$$

Onde

$\phi$  - fluxo magnético gerado pelo imã;

$a$  - largura do imã;

$r$  - braço da força magnética do imã em relação ao eixo M;

$A$  - seção reta do pólo do imã permanente;

$R$  - resistência elétrica oferecida pelo disco à circulação da corrente induzida.

Na prática, o conjugado de frenagem pode ser ajustado de três formas diferentes. Uma delas é através de um derivador magnético ajustável manualmente, que altera o fluxo  $\phi$ . A outra é através da mudança de posição do imã em relação ao eixo de rotação. E a última, é através da alteração da dimensão do pólo do imã [33].

#### 4.1.8 Medidor trifásico

Conforme [33], em circuitos trifásicos pode-se utilizar dois ou três medidores monofásicos para medir a energia consumida, para tanto, deve-se somar algebricamente a indicação de cada medidor. Porém, na prática, agrupa-se os medidores monofásicos na mesma caixa que vão atuar sobre discos acoplados no mesmo eixo de rotação, indicando no registrador a energia consumida por todas fases juntas. Cada conjunto formado por uma bobina de potencial e uma bobina de corrente recebe o nome de “elemento motor”, e pode-se ter medidores trifásicos com quantidade de elementos diferente da quantidade de discos. Um tipo comum de medidor trifásico é aquele que possui três elementos motores atuando no mesmo disco, porém o disco deve ter algumas características especiais, tais como:

- Diâmetro maior que os discos usuais;
- Compõem-se pela justaposição de muitos discos de finíssima espessura;
- Deve ser dividido em setores isolados entre si, a fim de se evitar a interferência entre os elementos.

Vale ressaltar que o medidor trifásico pode ser aferido e calibrado pelos mesmos procedimentos usados para um medidor monofásico.

## 4.2 Eletrônico

Os primeiros medidores eletrônicos comerciais surgiram nas décadas de 1970 e 1980 e faziam uso de circuitos discretos. Em seguida, desenvolveram-se medidores com DSP's (Digital Signal Processor) e, finalmente, com circuitos integrados dedicados. Um medidor de energia comercial do tipo eletrônico pode ser esquematizado de acordo com o diagrama em blocos apresentado na Fig. 4.5 [12,15].

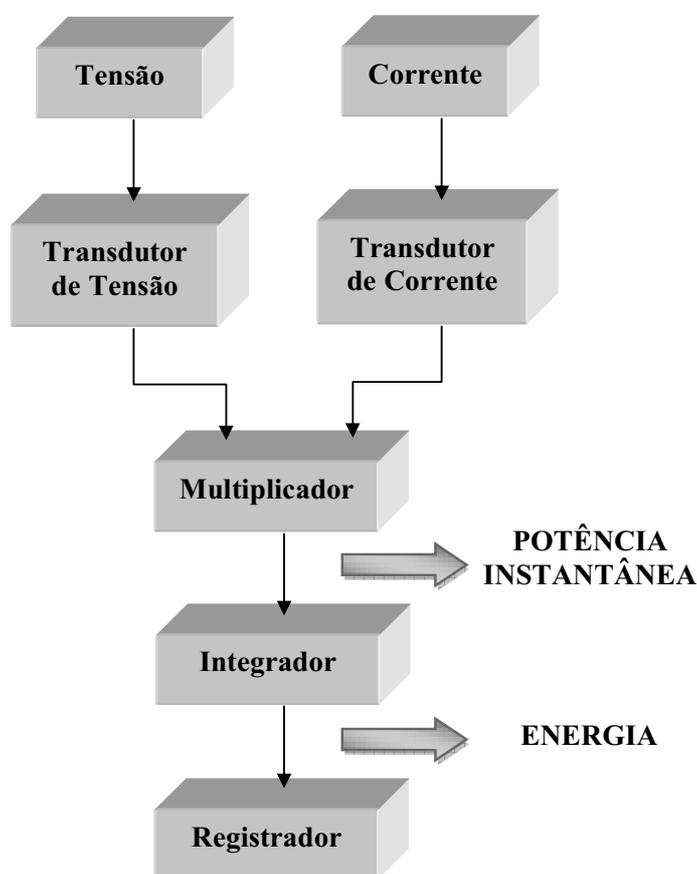


Fig. 4-5 – Diagrama em blocos de um medidor eletrônico.

Fonte: Balthazar, 2004 [12].

Os transdutores de tensão e de corrente fazem a aquisição e adequação dos sinais de entrada a serem multiplicados. O Multiplicador determina a potência instantânea através da multiplicação dos sinais de tensão e de corrente

vindos dos Transdutores. A energia é obtida pela integração da potência instantânea que é realizada pelo Integrador. Por fim, o resultado é mostrado no Registrador.

De acordo com [12] o bloco Multiplicador pode ser implementado através de quatro técnicas: Multiplicação por Divisão no Tempo (TDM), Multiplicação por Efeito Hall, Multiplicação por Transcondutância e Multiplicação Digital.

Para a implementação do bloco Integrador pode-se usar a técnica de conversão tensão-freqüência ou contador, onde é efetuada a soma discreta da potência elétrica. Essa técnica divide-se em três grupos que são baseados em integradores [12]:

- (1) Integração com limitação de amplitude, onde o conversor possui uma freqüência de saída em função da freqüência com que o integrador atinge os limites de tensão estabelecidos. Desta forma, ao ser atingido o limite fixado a polaridade do sinal de entrada é trocada, revertendo-se o sentido de integração. Na saída do integrador tem-se uma onda triangular de amplitude constante e freqüência proporcional à amplitude do sinal de tensão contínua de entrada.
- (2) Compensação de carga, onde a carga do capacitor de integração é repostada sempre que o integrador atingir o limite de tensão pré-definido. O sinal de entrada descarrega a carga injetada até que se atinja o limite de tensão novamente, fechando o ciclo do processo. As cargas de referência são injetadas com freqüência proporcional à amplitude do sinal de entrada.
- (3) Conversores A/D com contadores digitais, que podem ser implementados através de um Conversor Delta-Sigma ou Conversor Dupla Rampa. A realimentação negativa, presente nos circuitos desses conversores, gera incrementos constantes que somados com o sinal de entrada mantém a carga

balanceada no integrador. Esses incrementos controlam o sentido da contagem de um contador reversível.

Os medidores eletrônicos comerciais são desenvolvidos para trabalharem com sinais de tensão e de corrente puramente senoidais. Quando os mesmos são submetidos à ambientes não-lineares, o desempenho de cada bloco funcional presente na Fig. 4.5 pode ser comprometido, uma vez que a resposta em frequência, a linearidade e a resolução de cada bloco são determinantes na precisão do medidor.

## 5 METODOLOGIA

Para a análise do desempenho dos medidores de energia elétrica comerciais operando com diferentes tipos de cargas utilizou-se o método comparativo. Dessa forma, desenvolveu-se um medidor padrão de alta precisão através de instrumentação virtual para servir como referência no cálculo do erro dos medidores analisados.

### 5.1 LabVIEW

A primeira fase do trabalho foi desenvolver um programa baseado em instrumentação virtual utilizando-se o *software* LabVIEW, onde objetivou-se obter informações importantes a respeito do tipo de carga utilizada e principalmente da energia elétrica consumida pela mesma.

O LabVIEW faz amostragem em tempo real das formas de onda de tensão e de corrente solicitada pela carga. Internamente, o *software* possui blocos funcionais que desempenham funções de instrumentação, funções matemáticas, funções de controle, entre outras. Assim, de posse dos dados de formas de onda e do tempo, relacionados às medições, pode-se projetar um sistema de blocos funcionais para obter, dentre outras coisas, potência instantânea, potência aparente, potência ativa, potência reativa, fator de potência, frequência, análise harmônica, tempo, energia elétrica consumida, etc.

O sistema de medição desenvolvido utilizando-se do *software* LabVIEW além de medir energia elétrica em sistemas monofásicos ou trifásicos, também mostra vários dados relacionados à carga em estudo. A Fig. 5.1 mostra o primeiro painel frontal de visualização relacionado aos dados de tensão, corrente, potência e energia.

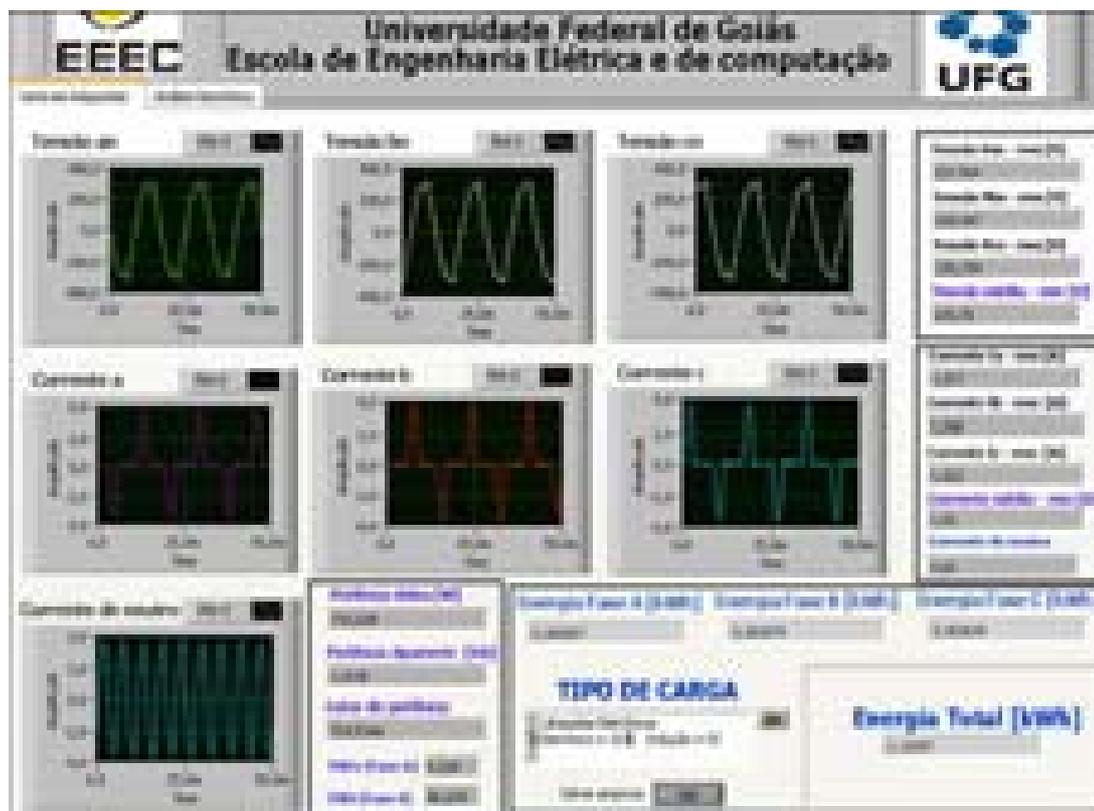


Fig. 5-1 – Painel Frontal 1 – LabVIEW.

A Fig. 5.2 mostra o segundo painel frontal de visualização relacionado à análise harmônica da carga, onde se tem informações até da 25ª harmônica para as formas de onda da tensão de fase, da corrente de fase e da corrente de neutro.

A aferição e calibração do programa se deram através de duas etapas: na primeira foram feitas simulações de formas de ondas de tensão e corrente dentro do próprio Labview, e na segunda foram feitas medições com cargas reais. Nos dois casos comparou-se a leitura do Labview com o valor calculado através do auxílio das equações de potência mostradas no Capítulo 3. Em ambas as etapas de aferição e calibração, o padrão de energia (Labview) apresentou erros menores que  $\pm 0,2\%$ .

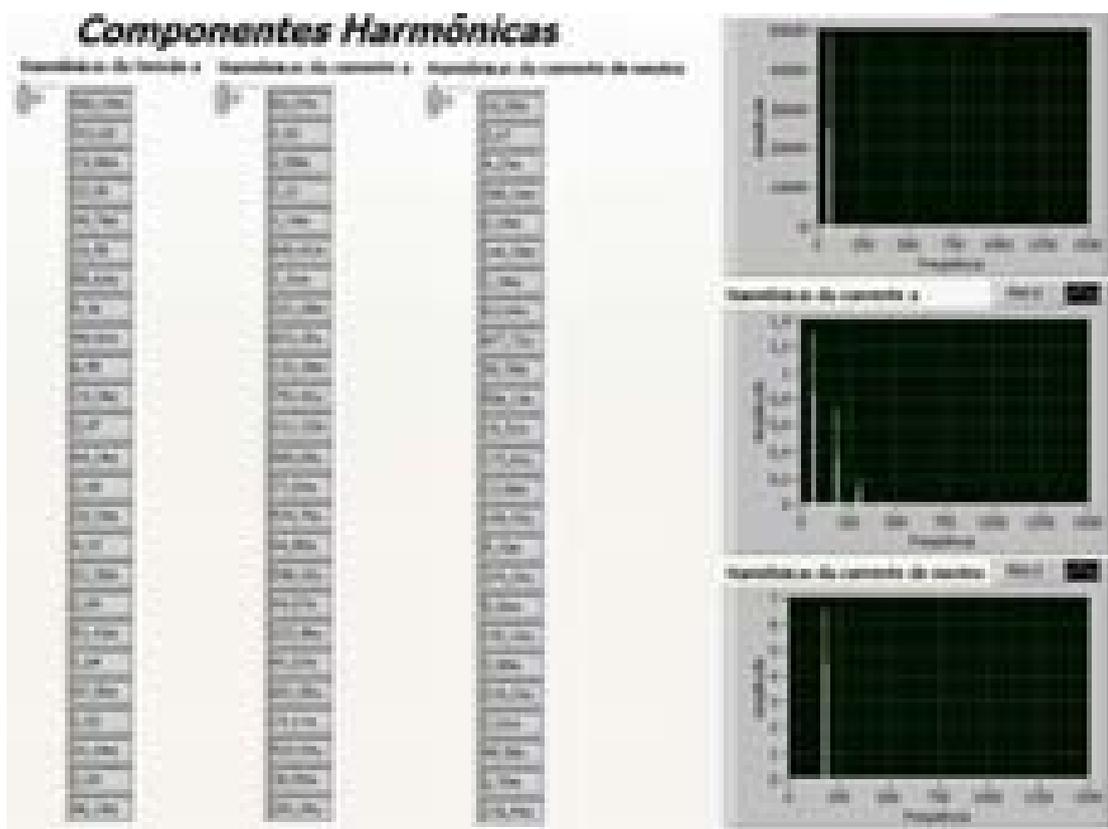


Fig. 5-2 – Painel Frontal 2 – LabVIEW.

As equações utilizadas no LabVIEW estão presentes no Capítulo 3 deste trabalho, e serão retomadas nesta seção.

Para o cálculo da potência instantânea por fase, da potência ativa por fase, da potência aparente por fase, e do fator de potência, o programa utiliza-se das equações 3.28, 3.33, 3.43 e 3.52, respectivamente.

Para o cálculo da energia consumida por fase, o programa utiliza-se da equação (5.1).

$$EN_{LAB} = \int p(t)dt \quad (5.1)$$

Onde

$EN_{LAB}$  - energia consumida na fase;

$p(t)$  - potência instantânea na fase.

Para o cálculo da energia consumida no sistema trifásico, o programa utiliza-se da equação (5.2).

$$EN_{LAB3} = \int p_a(t)dt + \int p_b(t)dt + \int p_c(t)dt \quad (5.2)$$

Onde

$EN_{LAB3}$  - energia consumida nas três fases;

$p_a(t)$  - potência instantânea na fase a;

$p_b(t)$  - potência instantânea na fase b;

$p_c(t)$  - potência instantânea na fase c.

## 5.2 Sistema de aquisição de dados (DAQ)

O sistema de aquisição de dados implementado faz medições instantâneas temporais utilizando-se de instrumentação virtual baseada no *software* LabVIEW e é composto por quatro partes básicas, conforme é apresentado na Fig. 5.3.

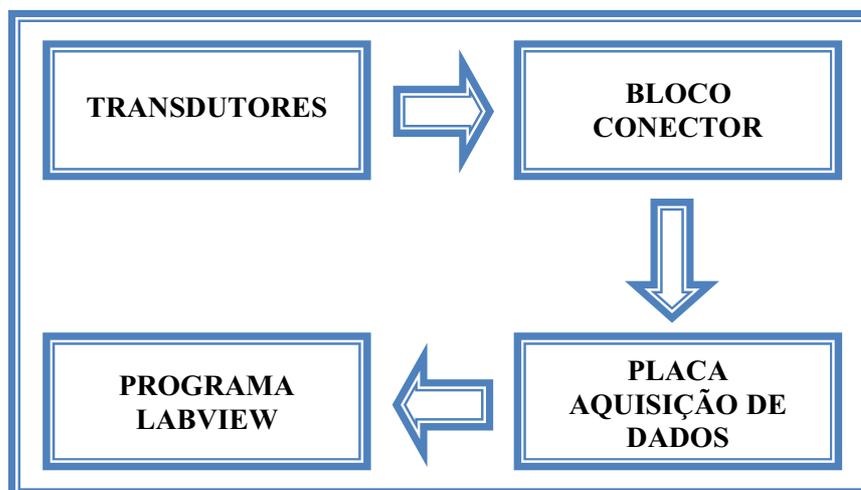


Fig. 5-3 – Sistema de aquisição de dados.

Transdutores são dispositivos que detectam fenômenos físicos e produzem sinais elétricos de intensidade proporcional à grandeza detectada. Estes sinais devem ser padronizados para o limite de entrada do dispositivo DAQ [39].

Os transdutores utilizados são de malha fechada do tipo C, que compensam a própria corrente de magnetização, 500V/10V para os transdutores de tensões e 50A/5V para os transdutores de correntes. Eles possuem uma largura de faixa de 0 a 300 kHz com precisão de  $\pm 0,2\%$  e os de corrente possuem uma largura de faixa de 0 a 500 kHz com precisão de  $\pm 0,1\%$  [39].

O sinal vindo dos transdutores passa por um bloco conector blindado de 68 pinos SCB – 68 (68 – *Pin Shielded Connector Block*), de onde é enviado para uma placa de aquisição de dados (*Hardware DAQ – PCI-MIO-16E-1*), através de um cabo blindado. Este equipamento possui um conversor Analógico-Digital (ADC) de 12 bits com 16 entradas analógicas e um conversor Digital-Analógico (DAC) de 12 bits, configurado para trabalhar com uma taxa de amostragem de 20000 amostras por segundo [39].

Outro componente do sistema de aquisição de dados é o *software*. É através dele que são realizados todos os cálculos e a exibição dos dados adquiridos. A maioria das aplicações DAQ utiliza *driver software*. Um *driver software* é a parte do *software* que programa diretamente os registros do *hardware* DAQ, gerenciando a operação e a integração com os recursos do computador, como interrupções do processador, DMA e memória. Um *driver software* oculta os níveis baixos e detalhes de programação do *hardware*, munindo o usuário com uma interface prática e amigável.

O LabVIEW é uma linguagem de programação gráfica que usa ícones no lugar de linhas de texto para criar aplicações. Em contraste com as linguagens baseadas em texto, onde as instruções determinam a execução do programa, o LabVIEW usa uma programação tipo fluxo de dados, onde este fluxo determina a execução. O *software* integra os transdutores, bloco conector e *hardware* DAQ em um completo e funcional sistema de aquisição de dados [39,40].

### **5.3 Contador de voltas**

Desenvolveu-se dois contadores digitais utilizados nos ensaios dos medidores, sendo um para os medidores eletromecânicos do tipo indução e outro para os medidores do tipo eletrônico.

Para o caso dos medidores eletromecânicos o contador registra a quantidade de voltas dadas pelo disco de alumínio durante as medições. O disco do medidor possui um furo que é detectado ao passar pelo sensor óptico. O sensor envia um sinal ao microcontrolador. O microcontrolador, ao receber esse sinal, implementa a contagem e aciona o display de sete segmentos. O display mostra a quantidade de voltas dadas pelo disco. O número de voltas é convertido

em energia elétrica utilizando-se a constante de rotação  $k_d$  fornecida pelo fabricante do medidor.

Já para os medidores do tipo eletrônico o contador registra os pulsos emitidos por um diodo emissor de luz (LED) presente na vista frontal do medidor. O sensor óptico do contador, ao receber o pulso, envia um sinal para o microcontrolador, que por sua vez implementa a contagem e atualiza o display. O número de pulsos registrados é convertido em energia elétrica utilizando-se a relação dada pelo fabricante do medidor.

Tanto o contador de voltas quanto o contador de pulsos possuem as mesmas características construtivas, com exceção dos sensores ópticos que são adaptados para cada situação. Portanto podem ser representados pelo diagrama em blocos mostrado na Fig. 5.4.



Fig. 5-4 – Contador de voltas.

## 5.4 Cálculo do erro

O erro percentual dos medidores do tipo eletrônico e do tipo eletromecânico em relação ao padrão LabVIEW ( $E_{MED}\%$ ) são obtidos conforme a equação (5.3).

$$E_{MED}\% = \frac{EN_{LAB} - EN_{MED}}{EN_{LAB}} \times 100 \quad (5.3)$$

Onde

$EN_{LAB}$  - Energia medida pelo programa LabVIEW;

$EN_{MED}$  - Energia medida pelo medidor eletrônico ou pelo medidor eletromecânico.

A comparação entre os erros dos medidores dos tipos eletrônico e eletromecânico, tendo o eletrônico como referência é feita conforme a equação (5.4).

$$E\% = \frac{EN_{ELE} - EN_{IND}}{EN_{ELE}} * 100 \quad (5.4)$$

Onde

$E\%$  - erro percentual entre os medidores dos tipos eletrônico e eletromecânico;

$EN_{ELE}$  - energia medida pelo medidor eletrônico;

$EN_{IND}$  - energia medida pelo medidor tipo eletromecânico.

## 5.5 Sistemas de Medição

Neste trabalho analisou-se quatro medidores de energia elétrica comerciais todos de fabricação nacional e de marcas conhecidas e utilizadas pela concessionária local. Dois medidores são monofásicos, sendo um do tipo eletromecânico (indução) e o outro do tipo eletrônico. E os outros dois são trifásicos, sendo um do tipo eletromecânico (indução) e o outro do tipo eletrônico. A Fig. 5.5 ilustra o sistema de medição monofásico implementado.

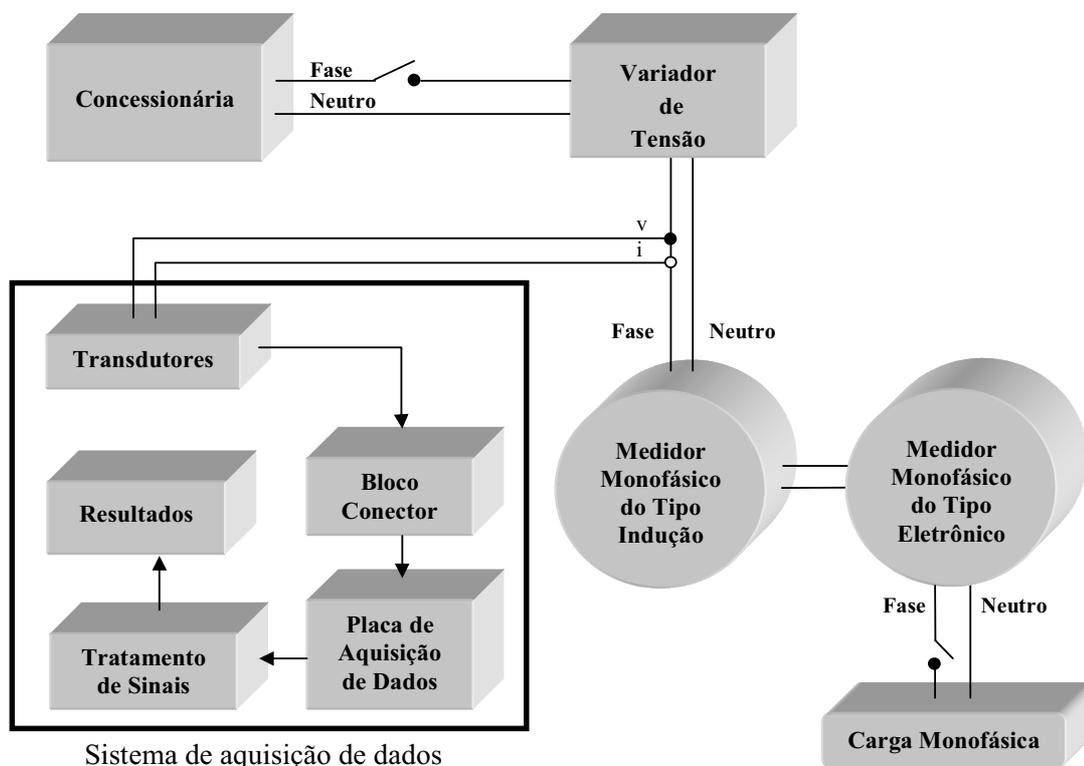


Fig. 5-5 – Sistema de medição monofásico implementado.

Esse sistema é composto de 3 subsistemas. Todos os subsistemas operam simultaneamente alimentados com tensão de fase eficaz de 220 V através do variador de tensão.

O primeiro subsistema é composto pelo sistema de aquisição de dados e pelo *software* LabVIEW que irá realizar o tratamento dos sinais adquiridos pelos transdutores. O segundo subsistema é composto pelo medidor de energia elétrica monofásico do tipo eletromecânico (indução). O terceiro subsistema é composto pelo medidor de energia elétrica monofásico do tipo eletrônico que está em série com o segundo subsistema.

O sistema de medição trifásico implementado também é composto de 3 subsistemas, conforme Fig. 5.6. Todos os subsistemas operam

simultaneamente alimentados com tensão eficaz de 380 V através do variador de tensão.

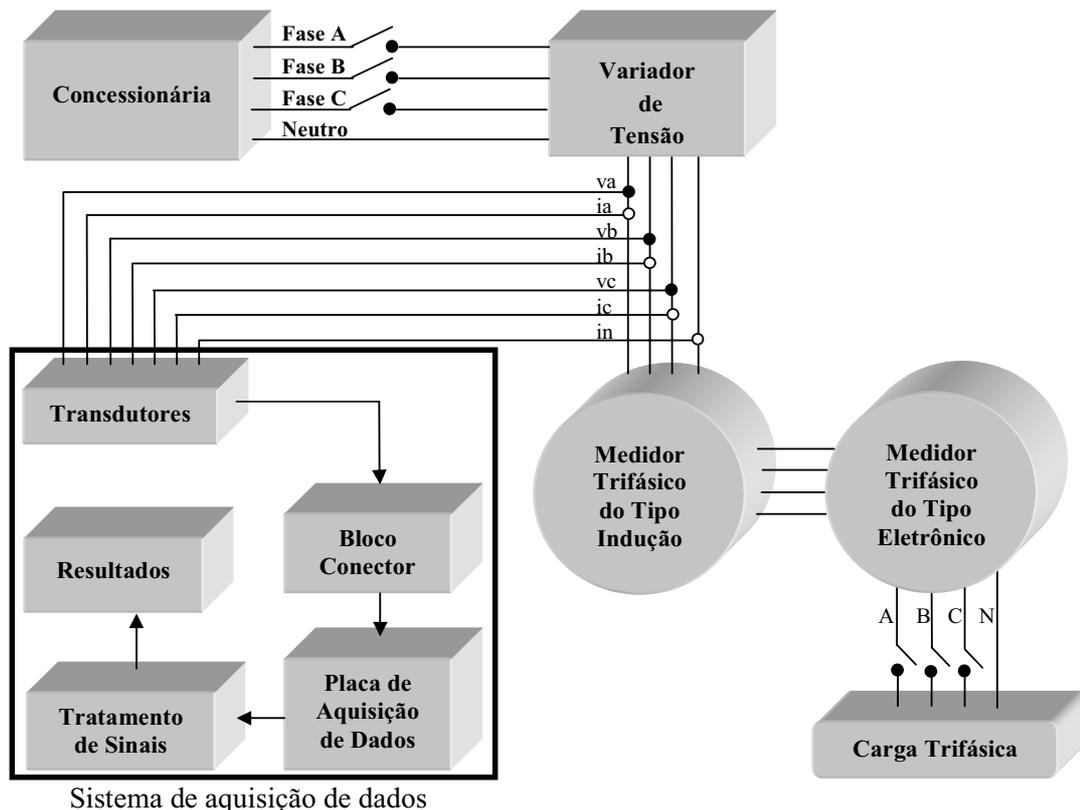


Fig. 5-6 – Sistema de medição trifásico implementado.

O primeiro subsistema é composto pelo sistema de aquisição de dados e pelo *software* LabVIEW que irá realizar o tratamento dos sinais adquiridos pelos transdutores. O segundo subsistema é composto pelo medidor de energia elétrica trifásico do tipo eletromecânico (indução). O terceiro subsistema é composto pelo medidor de energia elétrica trifásico do tipo eletrônico que está em série com o segundo subsistema.

## 5.6 Cargas monofásicas

Para as medições de energia elétrica realizadas com os medidores monofásicos dos tipos eletromecânico e eletrônico foram utilizadas as cargas elétricas lineares e não-lineares relacionadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Cargas monofásicas utilizadas.

CARGA
C1 – Carga linear com $FP$ unitário
C2 – Carga linear e computadores
C3 – Computadores
C4 – Retificador monofásico de meia onda
C5 – Enceradeira com $FP = 0,52$
C6 – Enceradeira com $FP=0,72$
C7 – TV, DVD, lâmpadas compactas e ventilador
C8 – Ar condicionado
C9 – Aspirador de pó

### 5.6.1 Carga linear com fator de potência unitário

Para medição com carga linear foram utilizadas quatro resistências conectadas em paralelo. Este tipo de carga representa as cargas resistivas freqüentemente encontradas nas residências, como os chuveiros elétricos e os ferros elétricos, por exemplo. A Fig. 5.7 apresenta a configuração desta carga, sendo  $R$  igual a  $63 \Omega$ , de forma que a resistência equivalente seja igual a  $15,75 \Omega$ .

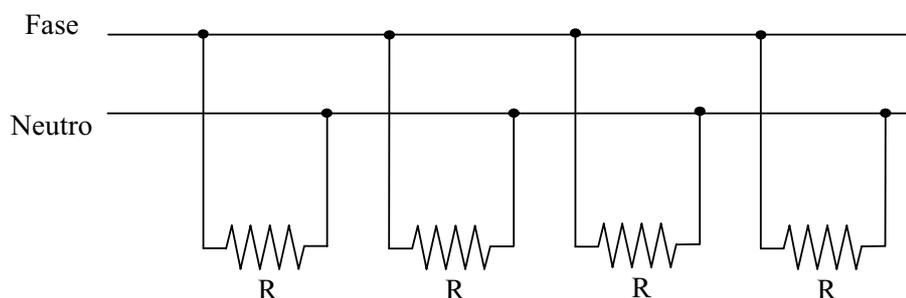


Fig. 5-7 – Carga linear com fator de potência unitário (sistema monofásico).

### 5.6.2 Carga linear e computadores

Esta carga é composta de duas resistências ( $R$ ) de  $63 \Omega$  cada e 12 computadores, tudo ligado em paralelo. Os computadores foram ligados sem periféricos e deixados em estado de espera, apresentando desta forma um baixo consumo de energia. A configuração para este tipo de carga é apresentada na Fig. 5.8.

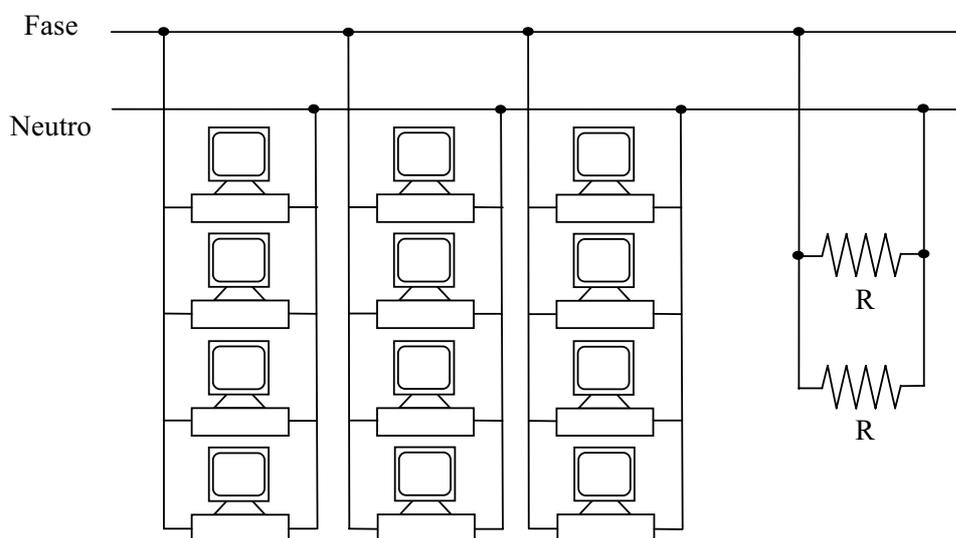


Fig. 5-8 – Carga linear e computadores (sistema monofásico).

### 5.6.3 Computadores

Para este ensaio montou-se um arranjo de 12 computadores sem periféricos deixados em estado de espera. A Fig. 5.9 ilustra o esquema de ligação.

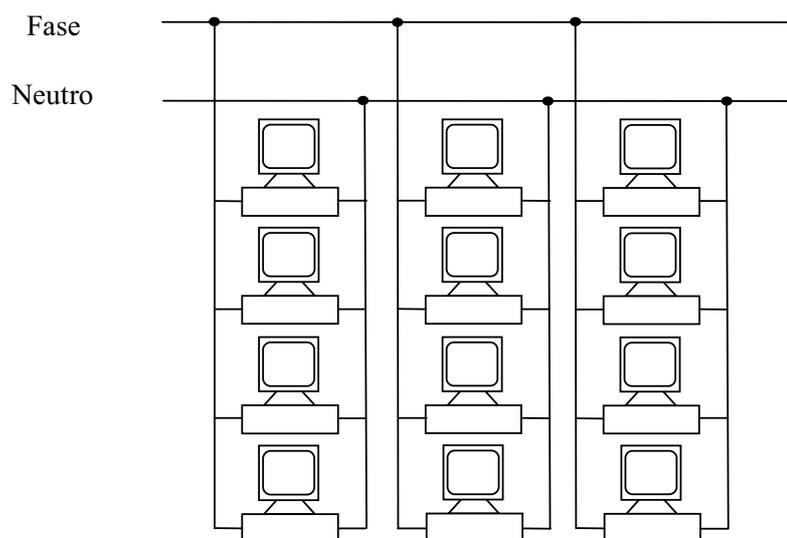


Fig. 5-9 – Computadores (sistema monofásico).

### 5.6.4 Retificador de meia onda

Esta carga é composta por um retificador de meia onda sem filtro capacitivo alimentando uma carga resistiva ( $R$ ) de  $31 \Omega$ . A Fig. 5.10 mostra a configuração da carga.

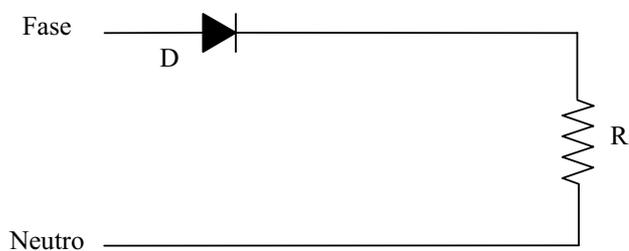


Fig. 5-10 – Retificador monofásico de meia onda.

### 5.6.5 Enceradeira industrial com fator de potência igual a 0,52

Essa carga é formada por uma enceradeira com fator de potência 0,52. As enceradeiras representam uma das classes de motores monofásicos mais comumente encontrados nas residências, que são os motores de indução com partida a capacitor. A Fig. 5.11 ilustra um exemplo de enceradeira industrial.



Fig. 5-11 – Enceradeira com  $FP$  igual a 0,52.

### 5.6.6 Enceradeira industrial com fator de potência igual a 0,72

Essa carga é formada pela mesma enceradeira anterior, porém com fator de potência corrigido para 0,72. A Fig. 5.12 ilustra esta carga.

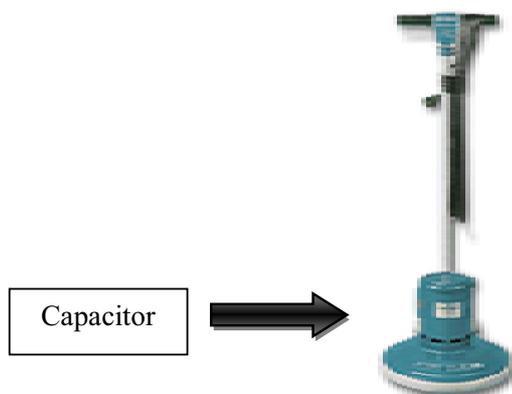


Fig. 5-12 – Enceradeira com  $FP$  igual a 0,72.

### 5.6.7 Televisão, aparelho de DVD, lâmpadas eletrônicas e ventilador

Esse ensaio consiste em uma simulação de uma sala de TV em uma residência comum, contendo um aparelho televisor (60 W), um aparelho de DVD (15 W), um conjunto de quatro lâmpadas compactas (27 W cada) e um ventilador (180 W). As lâmpadas compactas são bem comuns nas residências atualmente, já que são comprovadamente mais econômicas que as lâmpadas incandescentes, puramente resistivas. O ventilador exemplifica um motor universal de pequeno porte, como os encontrados em liquidificadores ou batedeiras. A configuração para este conjunto de carga é apresentada na Fig. 5.13.

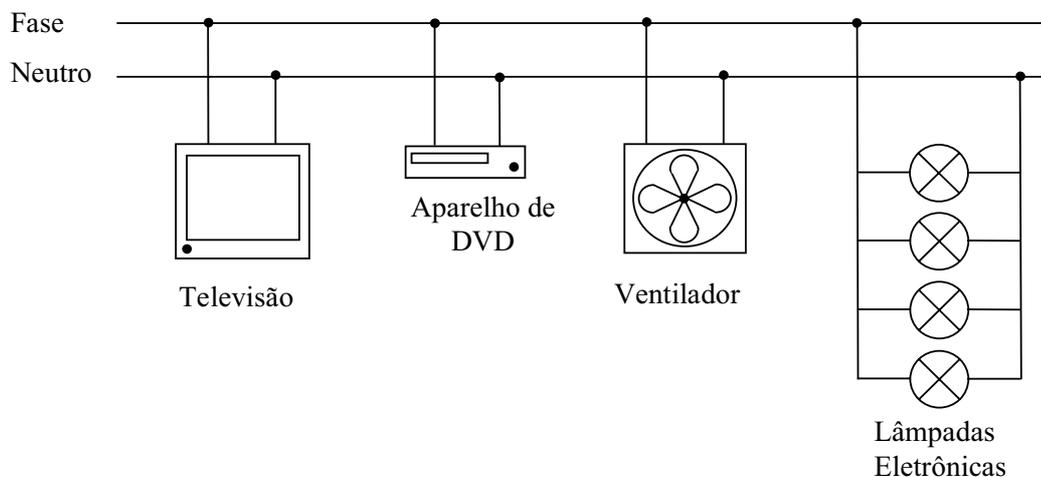


Fig. 5-13 – Televisão, aparelho de DVD, lâmpadas eletrônicas e ventilador.

### 5.6.8 Ar condicionado

Esta carga é composta por um aparelho de ar condicionado. Esse equipamento é comumente encontrado nas residências principalmente em

regiões de temperatura mais elevada. A Fig. 5.14 ilustra um exemplo de aparelho de ar condicionado.



Fig. 5-14 – Ar condicionado.

### **5.6.9 Aspirador de pó**

Neste ensaio foi utilizado um aspirador de pó, como o encontrado em residência, comércio e indústria. A Fig. 5.15 ilustra um exemplo de aspirador de pó.



Fig. 5-15 – Aspirador de pó.

## 5.7 Cargas trifásicas

Para as medições de energia elétrica realizadas com os medidores trifásicos foram utilizadas as cargas elétricas relacionadas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Cargas trifásicas utilizadas.

CARGA
C1 – Carga linear com $FP$ unitário
C2 – Lâmpadas eletrônicas compactas
C3 – Retificador trifásico de meia onda e lâmpadas eletrônicas
C4 – Retificador trifásico de onda completa
C5 – Motor de indução trifásico com $FP$ igual a $0,76$
C6 – Motor de indução trifásico com $FP$ igual a $0,90$
C7 – Computadores
C8 – Computadores e lâmpadas eletrônicas
C9 – Retificador trifásico de meia onda
C10 – Retificador trifásico de onda completa e lâmpadas
C11 – Retificador trifásico de onda completa e computadores

### 5.7.1 Carga linear com fator de potência unitário

Para medição com carga linear foram usadas resistências ligadas em estrela com neutro. A configuração para este tipo de carga é mostrada na Fig. 5.16, sendo  $R$  igual a  $63 \Omega$ , de forma que a resistência equivalente por fase seja igual, tornando o circuito balanceado.

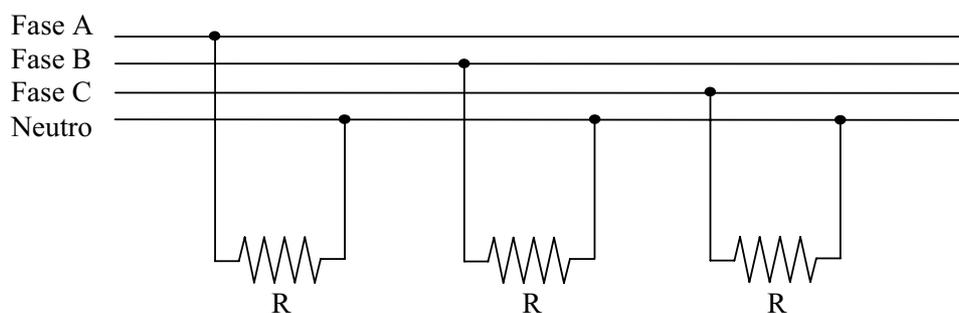


Fig. 5-16 – Carga linear (sistema trifásico).

### 5.7.2 Lâmpadas eletrônicas compactas

Esta carga é composta por 3 lâmpadas de 59 W (L1) e 3 lâmpadas de 26 W (L2) por fase, totalizando 18 lâmpadas, conforme ilustra a Fig. 5.17.

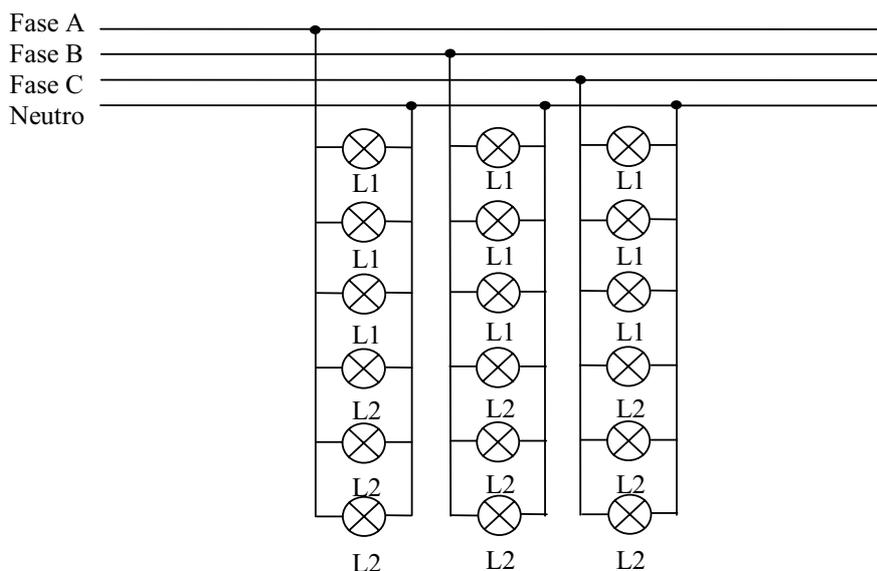


Fig. 5-17 – Lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico).

### 5.7.3 Retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo e lâmpadas eletrônicas

Esta carga é composta por dois tipos de cargas: a primeira é um retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo ( $C$ ) de  $990 \mu\text{F}$  alimentando uma carga resistiva ( $R$ ) de  $31,5 \Omega$  e a segunda é composta por 3 lâmpadas de 59 W (L1) e 3 lâmpadas de 26 W (L2) por fase, conforme Fig. 5.18.

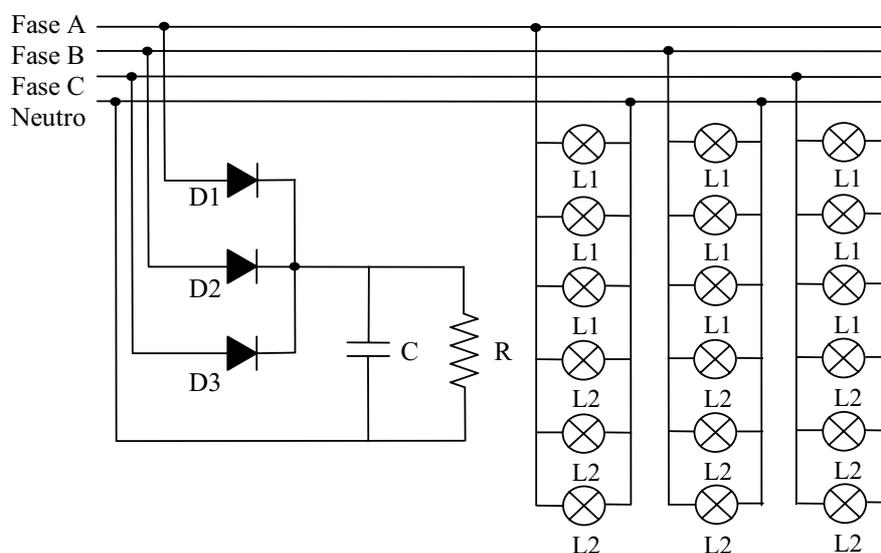


Fig. 5-18 – Retificador trifásico de meia onda com filtro de  $990 \mu\text{F}$  e lâmpadas eletrônicas.

### 5.7.4 Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo

Esta carga é formada por um retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo ( $C$ ) de  $1080 \mu\text{F}$  alimentando uma carga resistiva ( $R$ ) de  $63 \Omega$ , conforme mostra a Fig. 5.19.

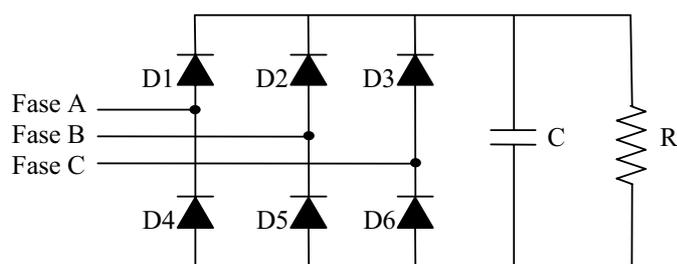


Fig. 5-19 – Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de  $1080 \mu\text{F}$  na saída.

### 5.7.5 Motor de indução trifásico com fator de potência igual a 0,76

Esta carga é composta de um motor de indução trifásico (MIT) funcionando como máquina primária de um gerador de corrente contínua alimentando uma carga resistiva, conforme Fig. 5.20.

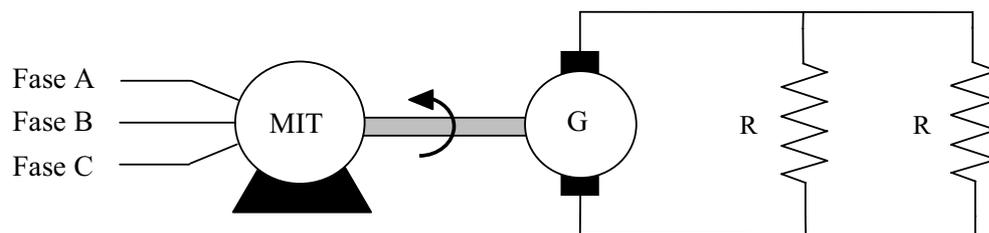


Fig. 5-20 – Motor de indução trifásico com  $FP$  igual a 0,76.

O MIT possui potência nominal de 2,25 kW, velocidade nominal de 1700 rpm, rendimento de 0,82 e tensão nominal de 380 V; o gerador CC possui potência nominal de 2 kW, velocidade nominal de 1800 rpm e tensão nominal de 220 V. Cada resistência ( $R$ ) possui valor de  $63 \Omega$  de forma que a resistência equivalente seja  $31,5 \Omega$ .

### 5.7.6 Motor de indução trifásico com fator de potência igual a 0,90

Com o objetivo de verificar a influência do fator de potência no desempenho dos medidores de energia elétrica utilizou-se a mesma carga do item 5.7.5, porém com fator de potência corrigido para 0,90, conforme mostra a Fig. 5.21.

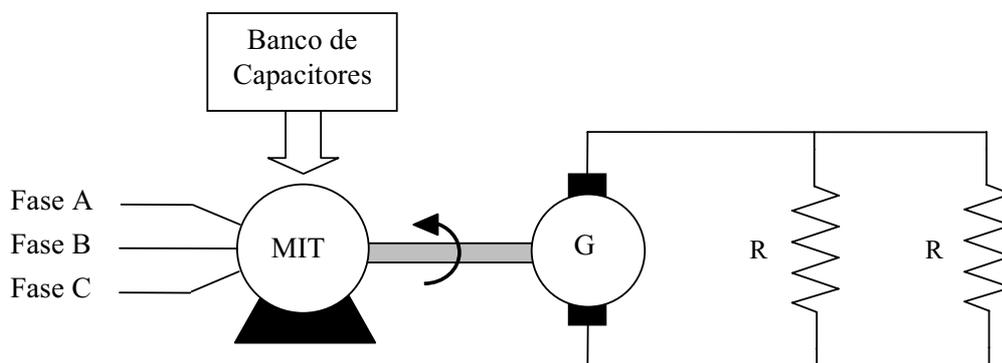


Fig. 5-21 – Motor de indução trifásico com  $FP$  igual a 0,90.

O motor de indução trifásico foi ligado nas mesmas condições anteriores de tensão e velocidade de rotação.

### 5.7.7 Computadores

Esta carga é composta por 4 computadores em cada fase, totalizando 12 computadores, conforme ilustra a Fig. 5.22.

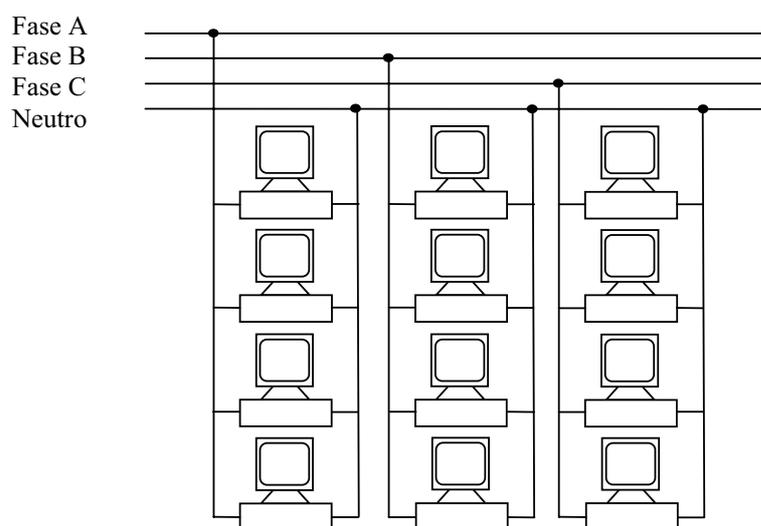


Fig. 5-22 – Computadores (sistema trifásico).

Os computadores foram ligados sem periféricos e deixados em estado de espera.

### 5.7.8 Computadores e lâmpadas eletrônicas

Esta carga compõe-se de dois tipos de cargas. A primeira carga é formada por 4 computadores por fase, totalizando 12 computadores. A segunda carga é formada por 3 lâmpadas de 59 W (L1) e 3 lâmpadas de 26 W (L2) ligadas em cada fase, totalizando 18 lâmpadas, conforme ilustra a Fig. 5.23.

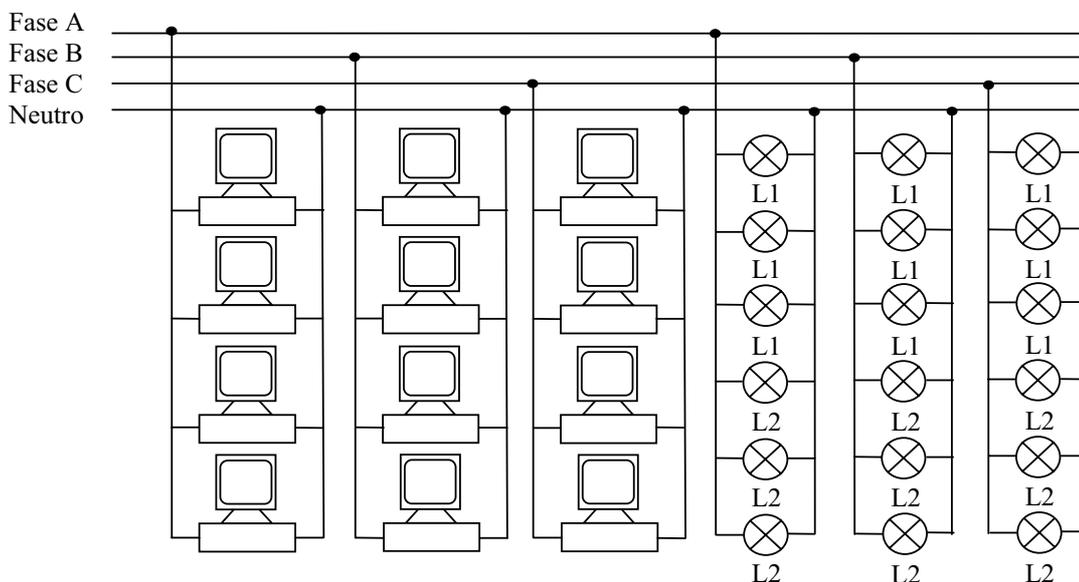


Fig. 5-23 – Computadores e lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico).

Os computadores foram ligados sem periféricos e deixados em estado de espera.

### 5.7.9 Retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo

Esta carga é composta por um retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo ( $C$ ) de  $990 \mu\text{F}$  alimentando uma carga resistiva ( $R$ ) de  $31,5 \Omega$ , conforme mostra a Fig. 5.24.

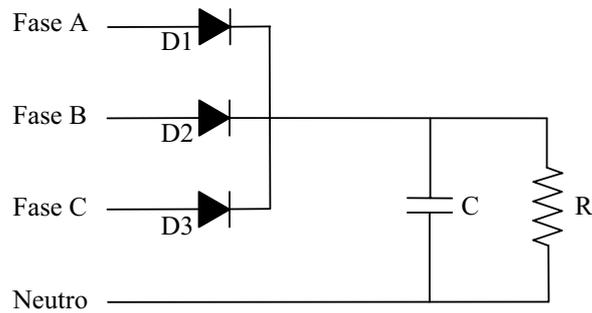


Fig. 5-24 – Retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo de  $990 \mu\text{F}$ .

### 5.7.10 Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo e lâmpadas eletrônicas

Esta carga é composta por dois tipos de cargas: a primeira é um retificador trifásico de onda completa com filtro ( $C$ ) de  $1080 \mu\text{F}$  alimentando uma carga resistiva ( $R$ ) de  $63 \Omega$  e a segunda é composta por 3 lâmpadas de  $59 \text{ W}$  ( $L1$ ) e 3 lâmpadas de  $26 \text{ W}$  ( $L2$ ) por fase, conforme ilustra a Fig. 5.25.

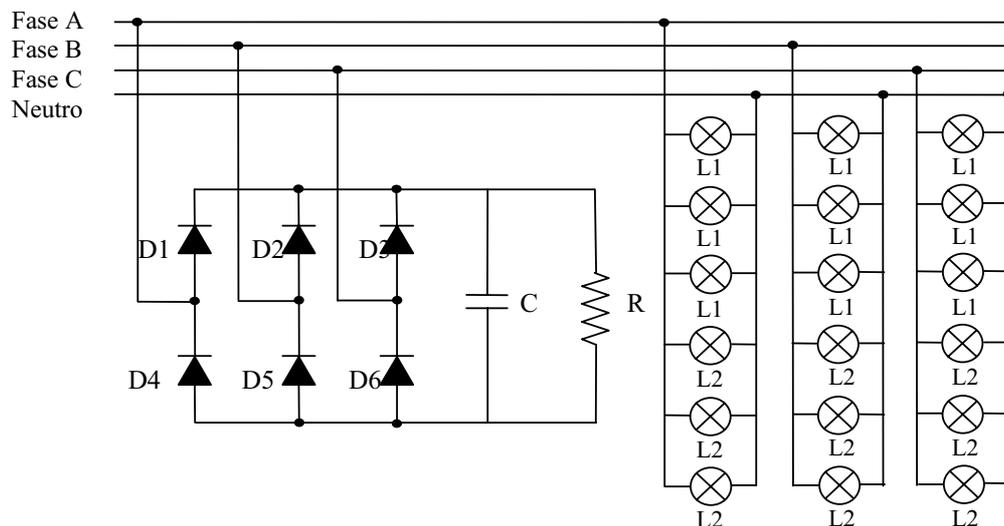


Fig. 5-25 – Retificador trifásico de onda completa com filtro  $1080 \mu\text{F}$  e lâmpadas eletrônicas.

### 5.7.11 Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo e computadores

Esta carga é a combinação de dois tipos de cargas de forma a obter um circuito equilibrado. A primeira é composta por um retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo ( $C$ ) de  $1080\ \mu\text{F}$  alimentando uma carga resistiva ( $R$ ) de  $63\ \Omega$  e a segunda é formada por 4 computadores por fase, totalizando 12 computadores conforme mostra a Fig. 5.26.

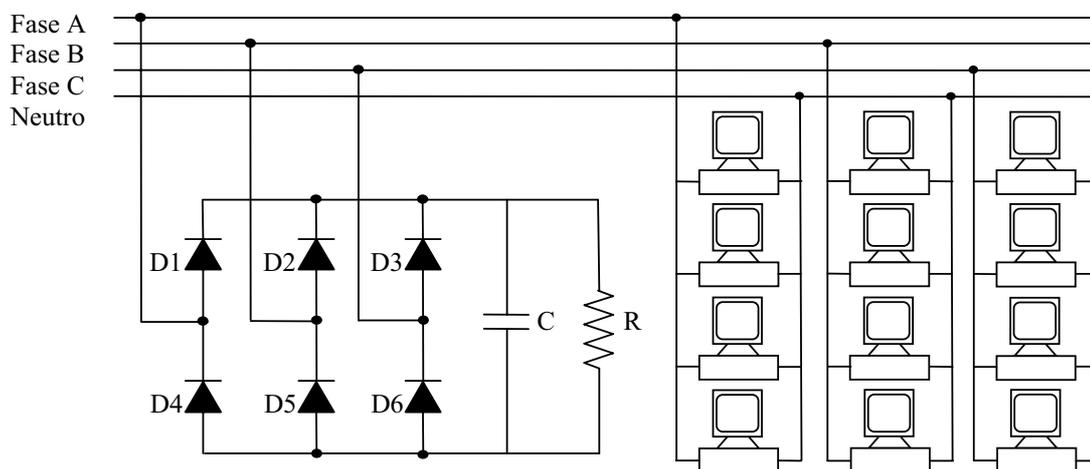


Fig. 5-26 – Retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de  $1080\ \mu\text{F}$  na saída e computadores.

Os computadores foram ligados sem periféricos e deixados em estado de espera.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta as discussões e resultados encontrados após coleta, tratamento e análise dos dados experimentais.

### 6.1 Medidores Monofásicos de Energia Elétrica

#### 6.1.1 Formas de onda e espectros harmônicos para as correntes das cargas monofásicas

As formas de onda das correntes para as cargas monofásicas, bem como seus respectivos espectros harmônicos são apresentadas nas figuras de 6.1 a 6.9.

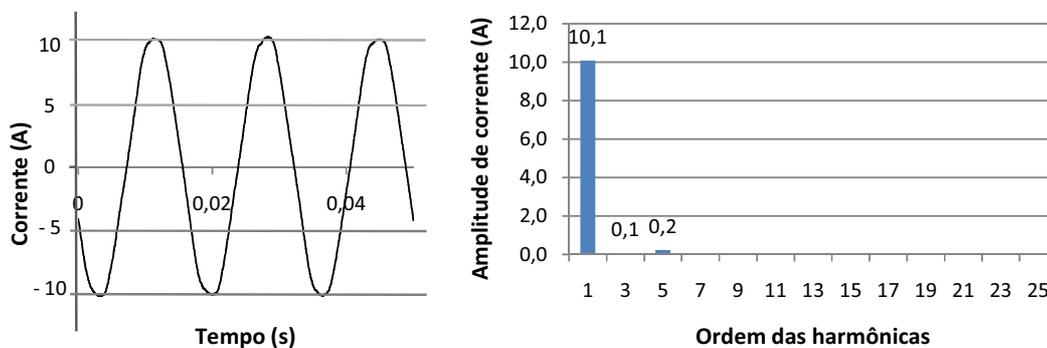


Fig. 6-1 – Forma de onda e espectro da corrente para carga linear (sistema monofásico) (C1).

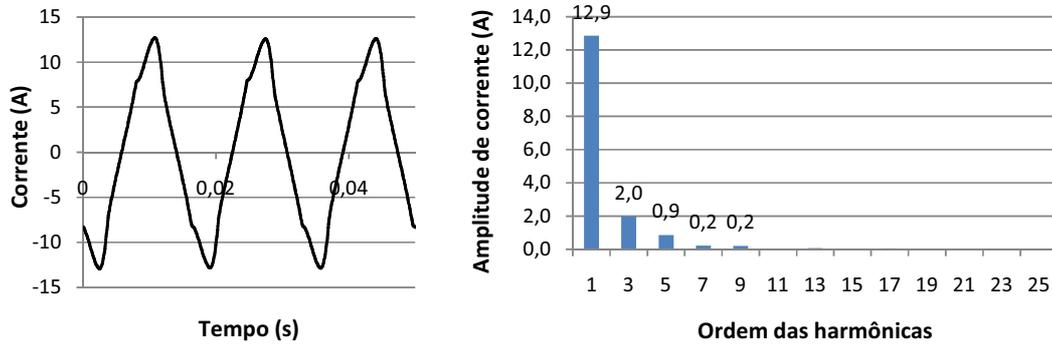


Fig. 6-2 – Forma de onda e espectro harmônico de corrente para carga linear e computadores (sistema monofásico) (C2).

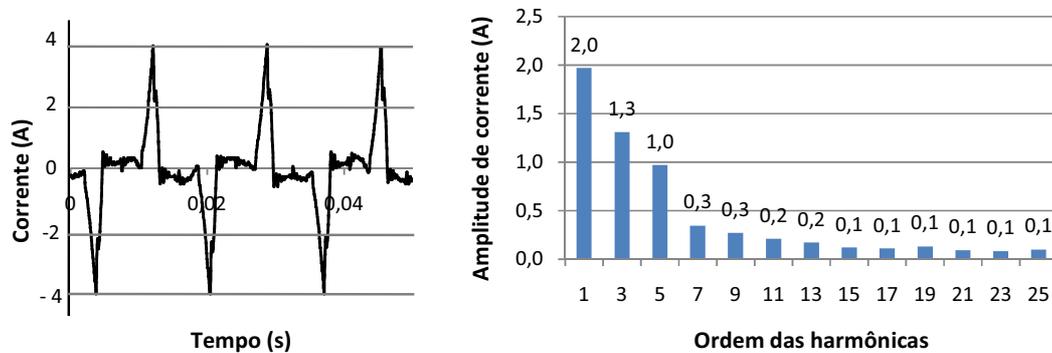


Fig. 6-3 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para carga computadores (sistema monofásico) (C3).

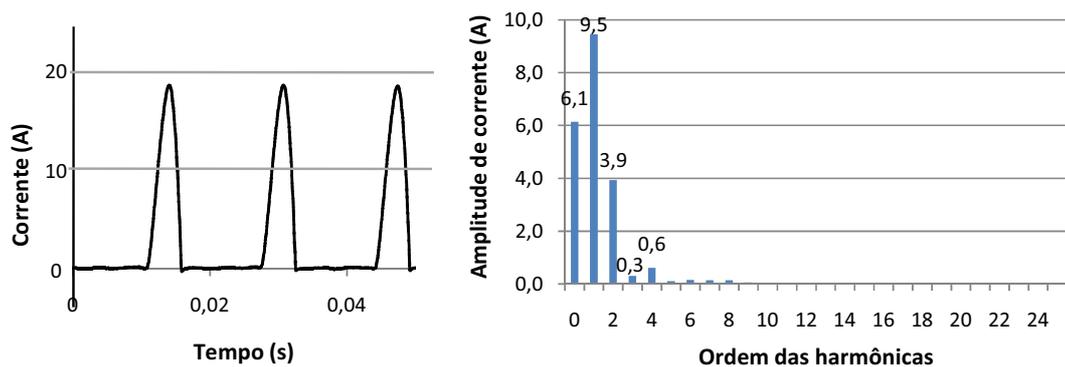


Fig. 6-4 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador monofásico de meia onda (C4).

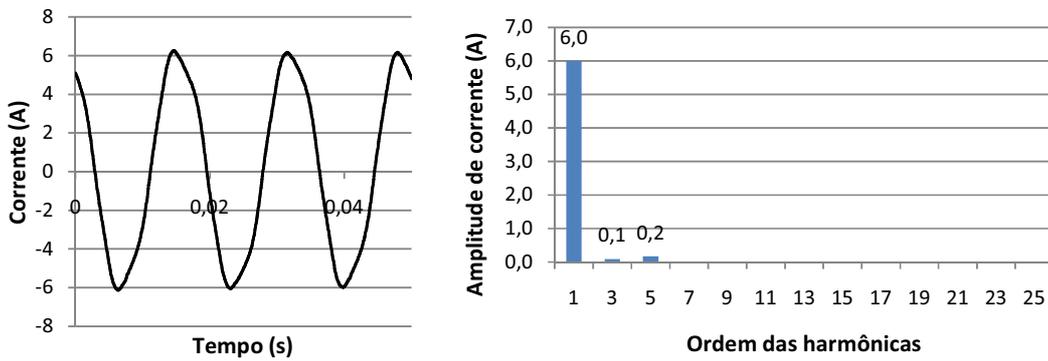


Fig. 6-5 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para enceradeira com  $FP$  igual a 0,52 (C5).

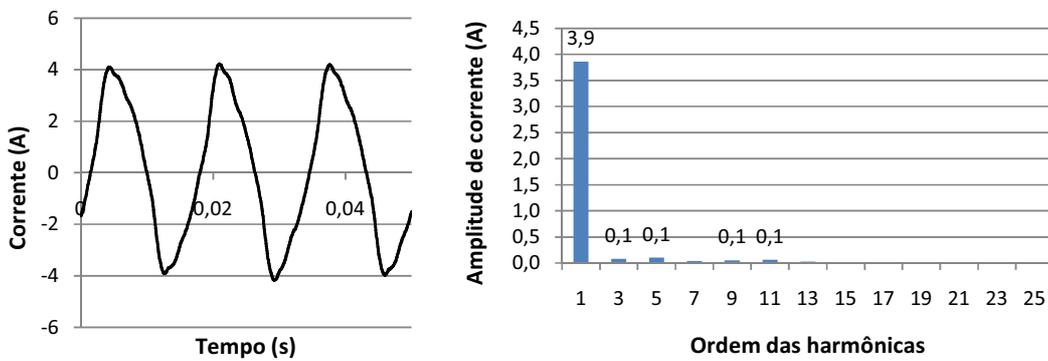


Fig. 6-6 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para enceradeira com  $FP$  igual a 0,72 (C6).

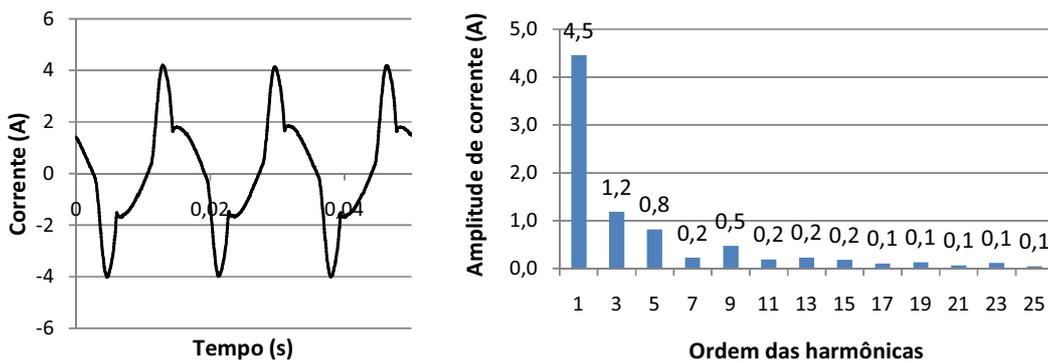


Fig. 6-7 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para televisão, aparelho de DVD, lâmpadas eletrônicas e ventilador (C7).

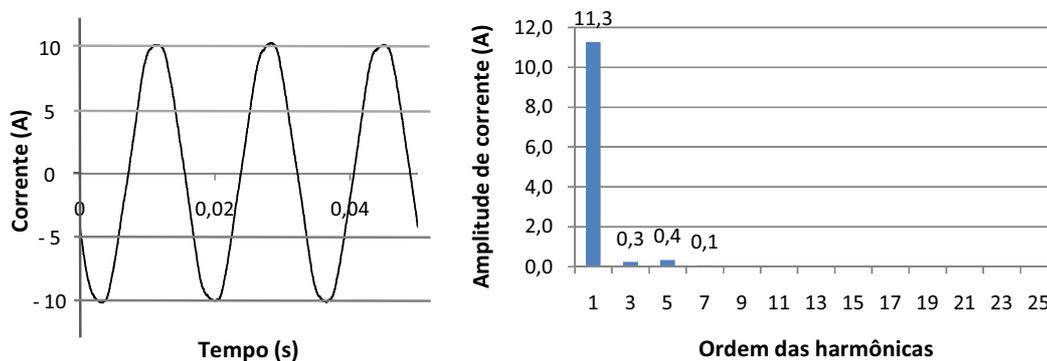


Fig. 6-8 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para ar condicionado (C8).

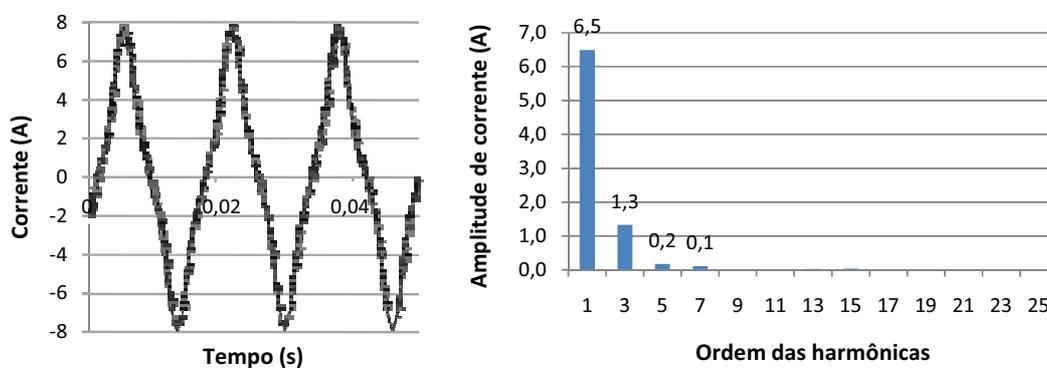


Fig. 6-9 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para aspirador de pó (C9).

## 6.1.2 Resultados gerais para os medidores de energia elétrica monofásicos

Os medidores de energia monofásicos usados neste trabalho são de fabricantes nacionais e atendem a todos os requisitos técnicos exigidos pelo INMETRO e ANEEL.

Nesta parte do estudo analisou-se o desempenho dos medidores de energia para nove cargas com diferentes comportamentos, no que se refere ao fator de potência ( $FP$ ) e distorção harmônica total de corrente ( $THDi$ ).

Na escolha das cargas procurou-se obter um quadro de maior representatividade dos equipamentos existentes em residência, comércio e

indústria. Os aparelhos elétricos com a função de aquecimento tais como chuveiro, ferro elétrico, etc., foram representados por resistores (C1).

Os resultados das medições e análises estão organizados nas Tabelas 6.1 e 6.2.

Tabela 6.1 – Dados das cargas monofásicas.

<b>Carga</b>	<b>Potência Aparente (VA)</b>	<b>Potência Ativa (W)</b>	<b>Fator de potência</b>	<b><math>THD_V</math> (%)</b>	<b><math>THD_I</math> (%)</b>
C1	1570	1570	1,00	2,42	2,44
C2	1900	1880	0,98	5,05	13,51
C3	420	310	0,74	5,95	87,61
C4	2090	1430	0,68	11,55	42,34
C5	940	490	0,52	1,85	3,18
C6	610	440	0,72	2,42	4,11
C7	770	660	0,86	6,82	46,59
C8	1750	1740	0,99	1,83	5,82
C9	1030	980	0,95	3,25	20,78

Tabela 6.2 – Resultados gerais para os medidores monofásicos.

<b>Carga</b>	<b>Medidor Padrão (Wh)</b>	<b>Medidor Eletromecânico (Wh)</b>	<b>Medidor Eletrônico (Wh)</b>	<b><math>E_{IND}\%</math></b>	<b><math>E_{ELE}\%</math></b>	<b><math>E\%</math></b>
C1	626,81	622,80	625,00	0,64	0,29	0,35
C2	619,14	608,40	614,38	1,74	0,77	0,97
C3	309,91	304,20	301,25	1,84	2,79	-0,98
C4	661,43	649,80	656,88	1,76	0,69	1,08
C5	287,75	259,20	258,13	9,92	10,30	-0,41
C6	255,01	252,00	251,25	1,18	1,47	-0,30
C7	526,54	504,00	506,25	4,28	3,85	0,44
C8	882,29	855,00	862,50	3,09	2,24	0,87
C9	510,73	495,00	500,63	3,08	1,98	1,12

Os erros dos medidores eletromecânico ( $E_{IND}\%$ ) e eletrônico ( $E_{ELE}\%$ ) são dados pela equação (5.3), onde nota-se que o erro é positivo quando o medidor mede a menos do que o padrão de energia (LabVIEW) e é negativo

quando o medidor mede a mais do que o padrão de energia (LabVIEW).

O erro percentual entre os dois medidores, conforme (5.4), mostra que quando o erro  $E\%$  for negativo significa que o medidor eletromecânico do tipo indução mediu a mais do que o eletrônico e quando o erro  $E\%$  for positivo significa que o medidor eletromecânico do tipo indução mediu a menos do que o eletrônico.

Para as cargas analisadas o erro percentual ( $E\%$ ) entre os dois medidores manteve-se pequeno, sendo que a maior diferença encontrada, em módulo, foi de 1,12%.

Tem-se na Fig. 6.10 um gráfico comparativo do desempenho dos medidores em estudo.

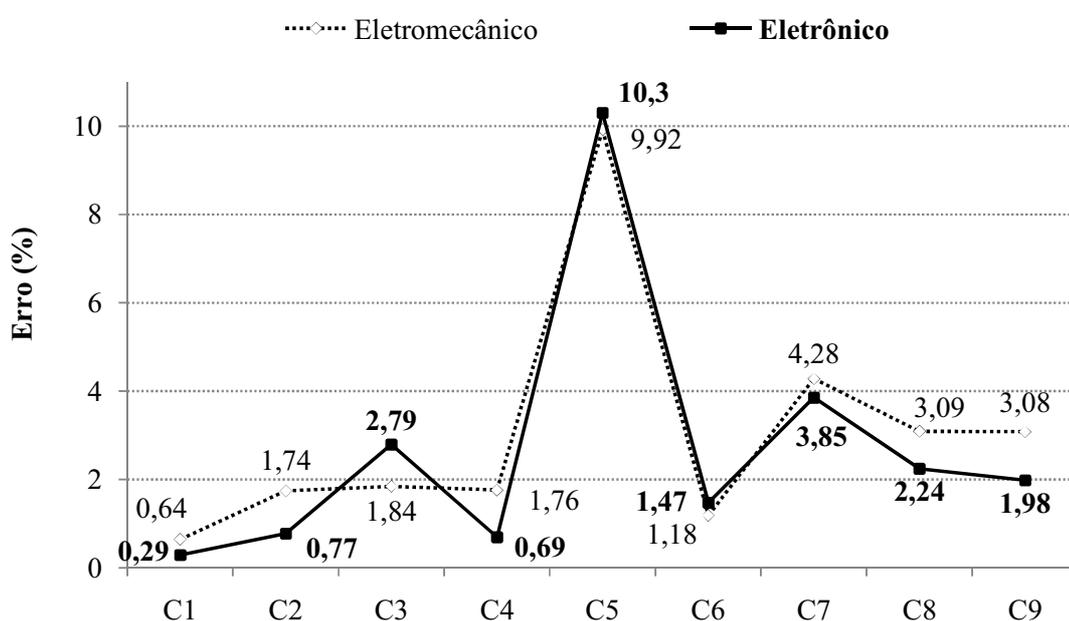


Fig. 6-10 – Erro entre os medidores monofásicos em função do tipo de carga.

Os medidores analisados possuem classe de exatidão de  $\pm 2\%$ . Mesmo assim, os resultados mostram que algumas cargas ficaram fora da faixa de exatidão (cargas C3, C5, C7, C8 e C9).

Apesar da grande diferença no aspecto construtivo, verifica-se pela Fig. 6.10 que o desempenho dos dois medidores é bem próximo.

A diferença de medição entre o medidor tipo indução e o eletrônico em relação ao tipo de carga é ilustrada na Fig. 6.11.

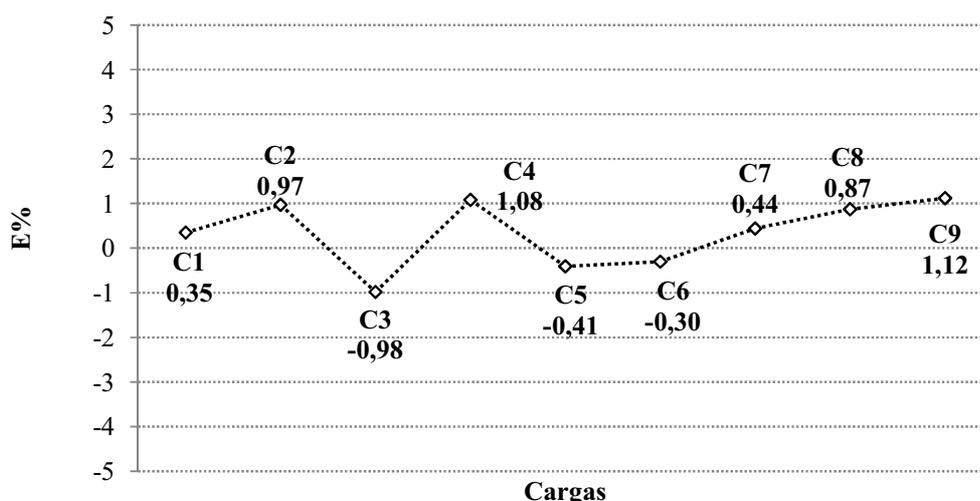


Fig. 6-11 – Erro entre os medidores monofásicos em função da carga.

Na Fig. 6.11 nota-se que o medidor eletrônico em algumas situações de carga mede a mais (erro positivo) e em outras mede a menos (erro negativo) em relação ao medidor eletromecânico do tipo indução, mantendo-se dentro de uma faixa de -0,98% a 1,12%. De uma forma geral o erro médio entre os dois medidores para as cargas analisadas foi de 0,35%.

Na Fig. 6.12 pode-se ver o comportamento do erro de medição dos medidores em função do fator de potência da carga, onde nota-se que para a carga C8 (fator de potência alto) obteve-se um erro fora da faixa de exatidão e para a carga C4 (fator de potência baixo) obteve-se um erro dentro da faixa de exatidão. Assim, pode-se afirmar que existem outros fatores contribuindo para o erro de medição.

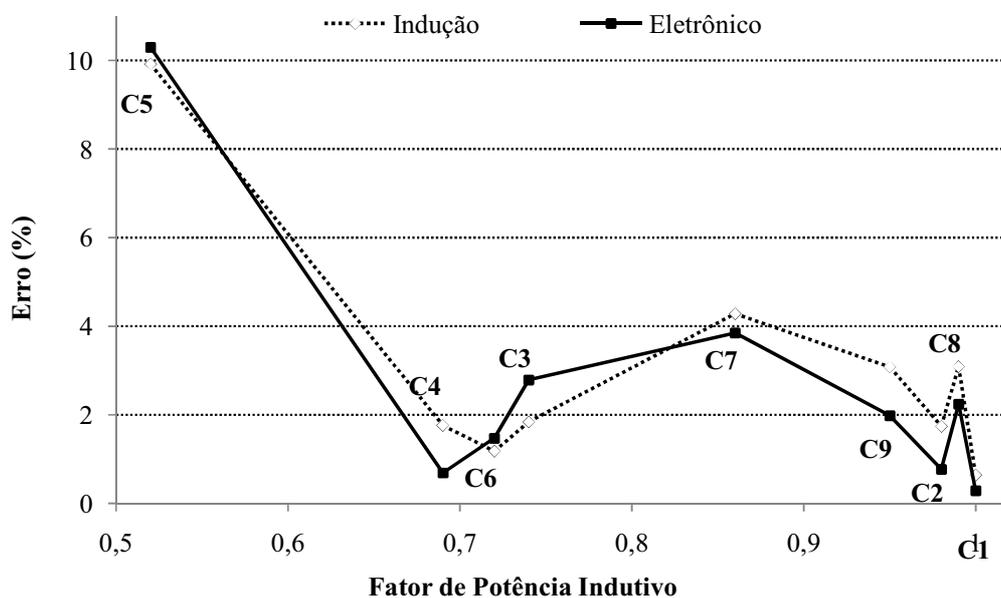


Fig. 6-12 – Erro dos medidores monofásicos em função do fator de potência.

Para o caso da enceradeira industrial, observa-se que após a correção do fator de potência de 0,52 indutivo (C5) para 0,72 indutivo (C6), o erro caiu de 10,3% para 1,47%. Como nesses dois casos de cargas o  $THD_i$  não sofreu uma alteração significativa conclui-se que o fator de potência foi o principal responsável pela grande diferença entre os erros encontrados.

De acordo com o artigo 64 da Resolução nº 456 da ANEEL [22], todo consumidor cujo fator de potência de sua carga seja menor que 0,92 está sujeito a uma multa, pois baixo fator de potência provoca perda de energia e queda de tensão na rede. Além disso, a concessionária deixa de faturar uma parte da energia consumida (erro de medição).

A Fig. 6.13 mostra a influência da distorção harmônica total de corrente sobre o erro dos medidores.

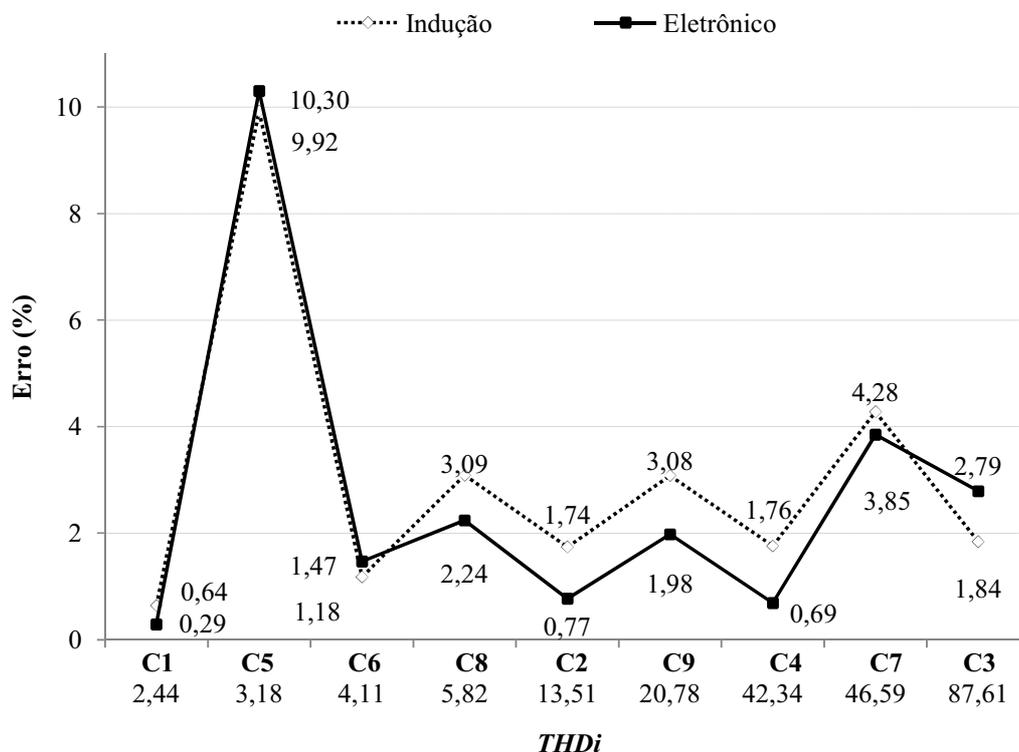


Fig. 6-13 – Erro dos medidores trifásicos em função do  $THD_i$ .

Com relação à distorção harmônica total de corrente verifica-se, com base na Fig. 6.13, que o comportamento dos dois medidores é muito semelhante, pois os erros aumentam ou diminuem conjuntamente de acordo com o  $THD_i$  e também com o tipo de carga.

## 6.2 Medidores Trifásicos de Energia Elétrica

### 6.2.1 Formas de onda e espectros harmônicos para as correntes das cargas trifásicas

As formas de onda das correntes para as cargas trifásicas, bem como seus respectivos espectros harmônicos são apresentadas nas figuras de 6.14 a 6.24.

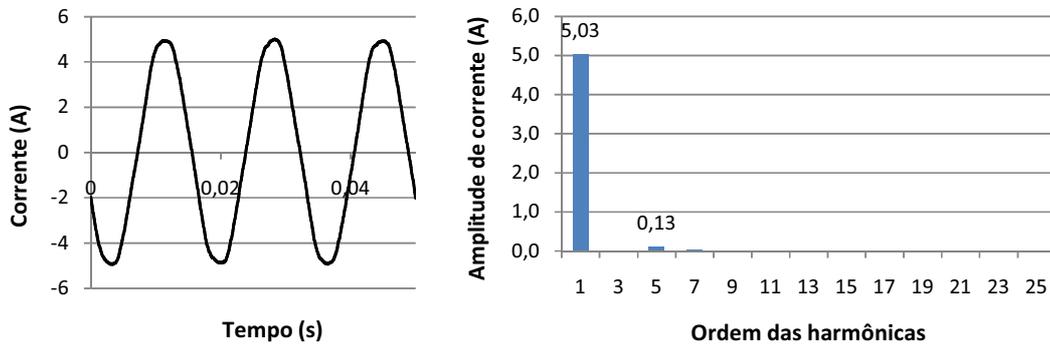


Fig. 6-14 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para carga linear (sistema trifásico) (C1).

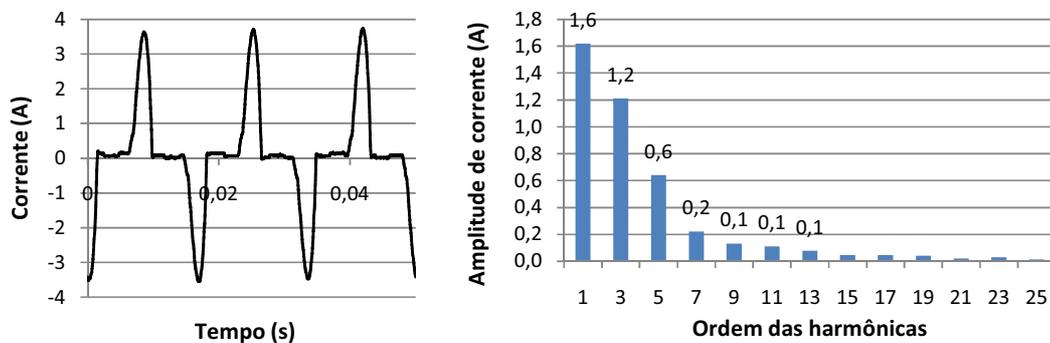


Fig. 6-15 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico) (C2).

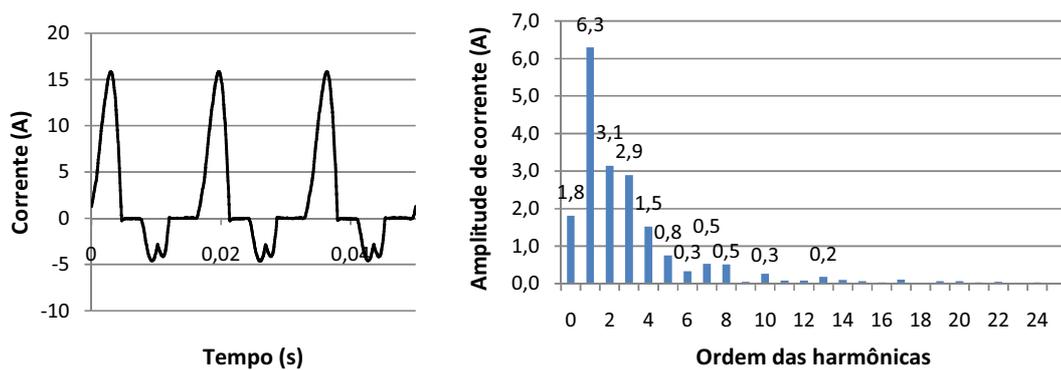


Fig. 6-16 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo de 990  $\mu\text{F}$  na saída e lâmpadas eletrônicas (C3).

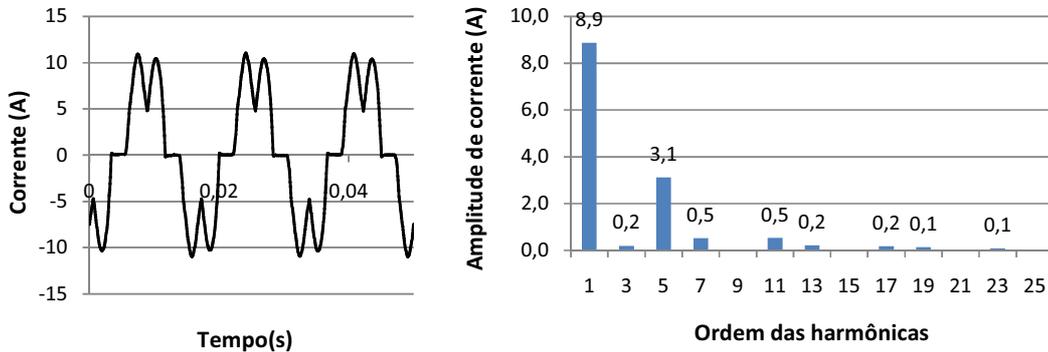


Fig. 6-17 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080  $\mu$ F na saída (C4).

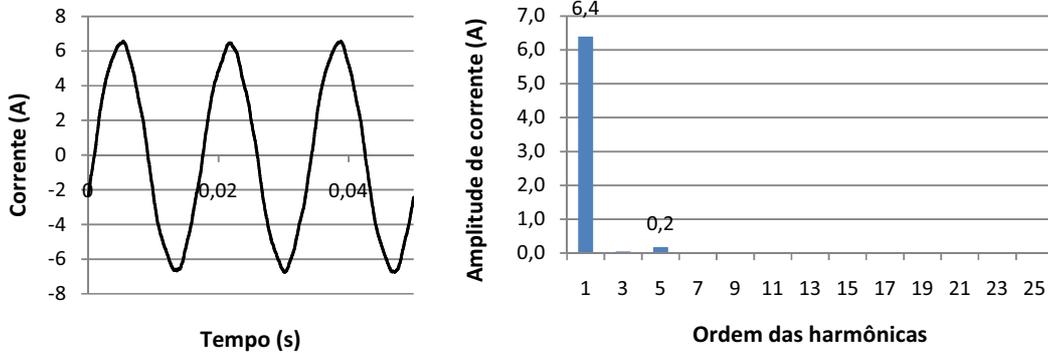


Fig. 6-18 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para motor de indução trifásico com *FP* igual a 0,76 (C5).

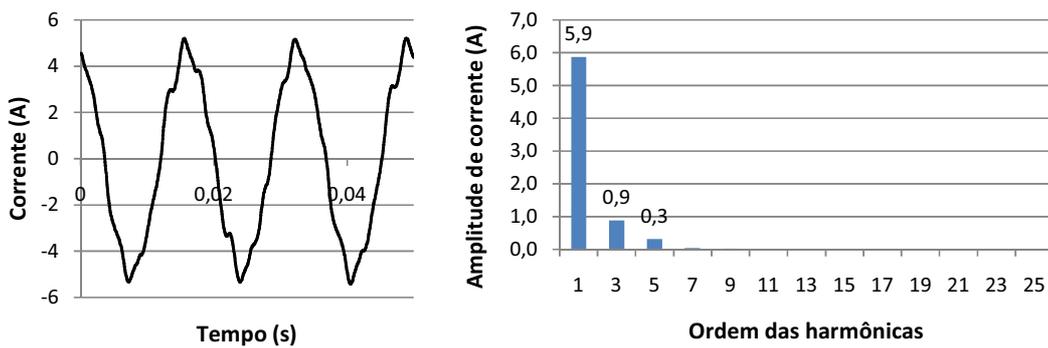


Fig. 6-19 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para motor de indução trifásico com *FP* igual a 0,90 (C6).

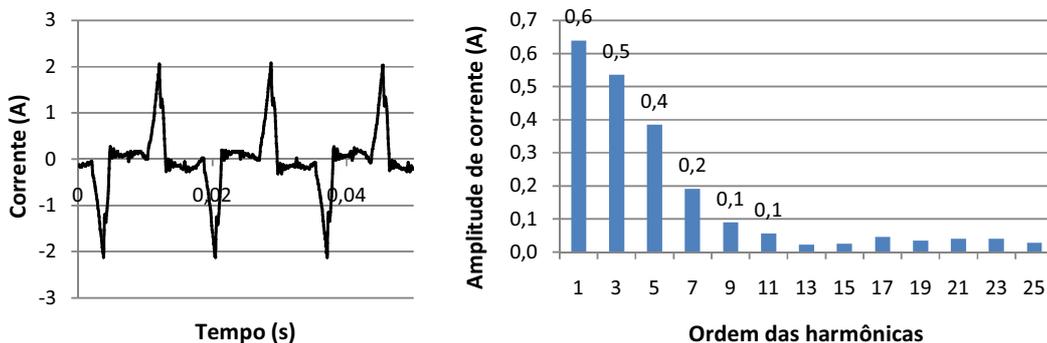


Fig. 6-20 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para computadores (sistema trifásico) (C7).

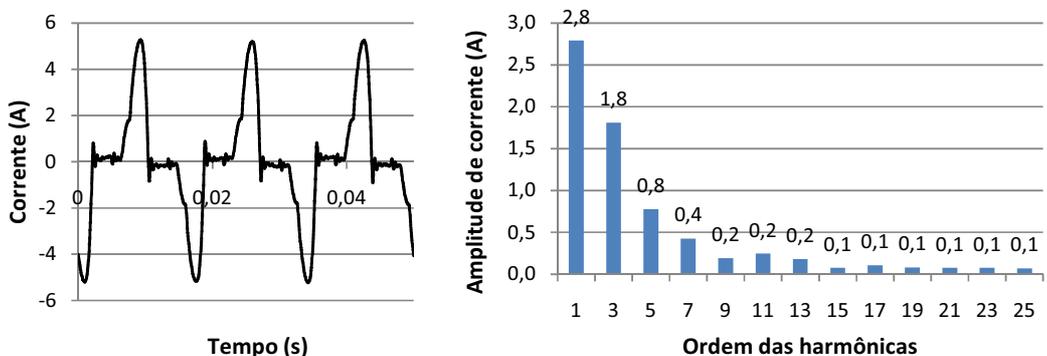


Fig. 6-21 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para computadores e lâmpadas eletrônicas (sistema trifásico) (C8).

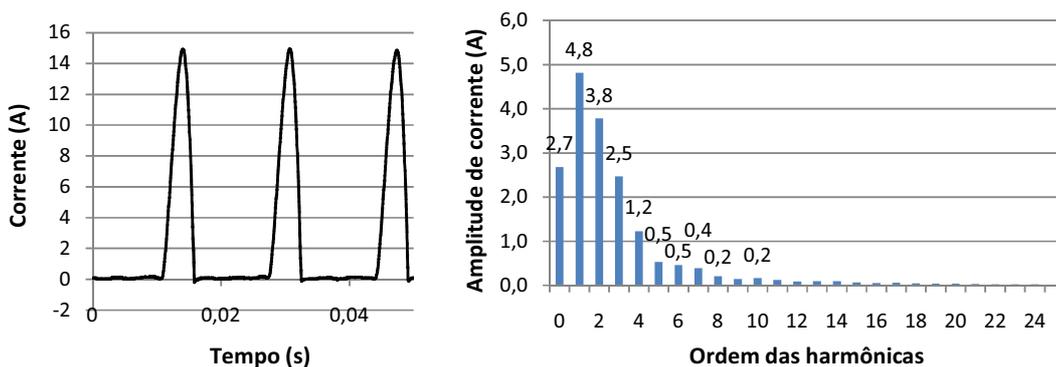


Fig. 6-22 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de meia onda com filtro capacitivo de 990 µF (C9).

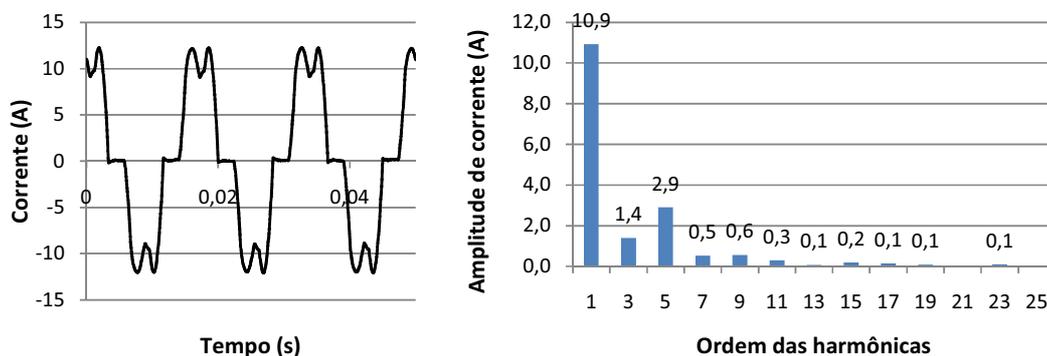


Fig. 6-23 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080  $\mu\text{F}$  na saída e lâmpadas eletrônicas (C10).

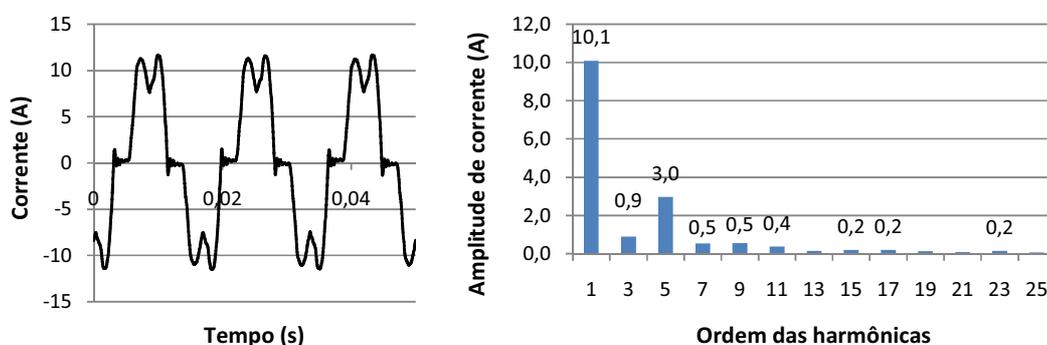


Fig. 6-24 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente para retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de 1080  $\mu\text{F}$  na saída e computadores (C11).

## 6.2.2 Resultados gerais dos medidores trifásicos

Os medidores trifásicos utilizados neste trabalho são de fabricantes nacionais e atendem a todos os requisitos técnicos exigidos pelo INMETRO e ANEEL.

Nesta parte do estudo analisou-se o desempenho dos medidores trifásicos para onze cargas com diferentes comportamentos, no que se refere ao fator de potência ( $FP$ ) e distorção harmônica total de corrente ( $THDi$ ).

Na escolha das cargas procurou-se obter um quadro de maior representatividade dos equipamentos existentes em residência, comércio e

indústria. Os aparelhos elétricos com a função de aquecimento tais como chuveiro, ferro elétrico, etc., foram representados por resistores (C1).

Os resultados das medições e análises estão organizados nas Tabelas 6.3 e 6.4.

Tabela 6.3 – Dados das cargas trifásicas.

Carga	Potência Aparente (VA)	Potência Ativa (W)	Fator de potência	$THD_V$ (%)	$THD_I$ (%)
C1	2410	2400	1,00	2,49	2,59
C2	1010	730	0,72	9,54	86,63
C3	3980	2750	0,69	18,86	74,31
C4	4470	4110	0,92	8,94	36,58
C5	3030	2300	0,76	2,70	2,80
C6	2530	2280	0,90	2,56	16,01
C7	440	310	0,70	4,84	109,97
C8	1570	1250	0,80	11,95	73,57
C9	3710	2030	0,55	17,18	99,12
C10	5320	4940	0,93	14,83	30,59
C11	4920	4670	0,95	13,42	32,12

Tabela 6.4 – Resultados gerais para os medidores trifásicos.

Carga	Medidor Padrão (Wh)	Medidor Eletromecânico (Wh)	Medidor Eletrônico (Wh)	$E_{IND}\%$	$E_{ELE}\%$	$E\%$
C1	1896,12	1879,20	1873,33	0,89	1,20	- 0,31
C2	1150,97	1123,20	1076,67	2,41	6,46	- 4,32
C3	2105,34	2138,40	2106,67	- 1,57	- 0,06	- 1,51
C4	2247,75	2224,80	2206,67	1,02	1,83	- 0,82
C5	2199,48	2052,00	2016,67	6,71	8,31	- 1,75
C6	2127,34	2030,40	2010,00	4,56	5,52	- 1,01
C7	494,25	496,80	483,33	- 0,52	2,21	- 2,79
C8	2069,85	2052,00	2056,67	0,86	0,64	0,23
C9	2102,72	2095,20	2073,33	0,36	1,40	- 1,05
C10	2137,40	2138,40	2120,00	- 0,05	0,81	- 0,87
C11	2424,41	2419,20	2396,67	0,21	1,14	-0,94

Os erros dos medidores eletromecânico ( $E_{IND}\%$ ) e eletrônico ( $E_{ELE}\%$ ) são dados pela equação (5.3), onde nota-se que o erro é positivo quando o medidor mede a menos do que o padrão de energia (LabVIEW) e é negativo quando o medidor mede a mais do que o padrão de energia (LabVIEW).

O erro percentual entre os dois medidores, conforme (5.4), mostra que quando o erro ( $E\%$ ) for negativo significa que o medidor eletromecânico do tipo indução mediu a mais do que o eletrônico e quando o erro ( $E\%$ ) for positivo significa que o medidor eletromecânico do tipo indução mediu a menos do que o eletrônico.

Diferentemente dos medidores monofásicos, o erro relativo entre os medidores trifásicos teve valores altos, chegando até - 4,32%.

Tem-se na Fig. 6.25 um gráfico comparativo do desempenho entre os medidores em estudo.

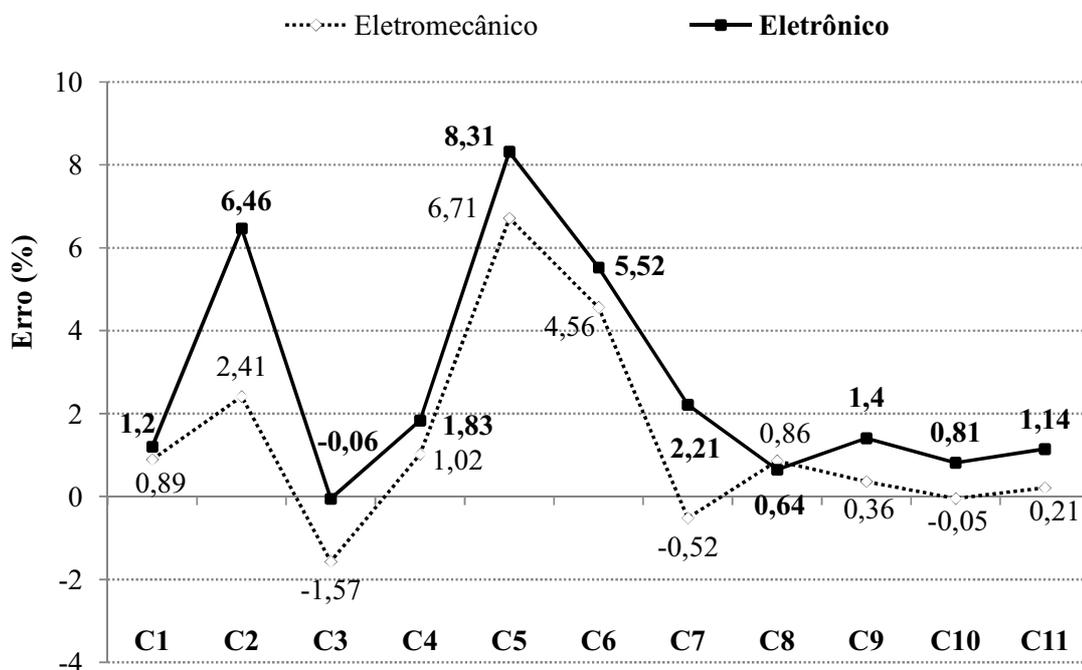


Fig. 6-25 – Erro entre os medidores trifásicos dos tipos eletromecânico e eletrônico em função do tipo de carga.

Os medidores analisados possuem classe de exatidão de  $\pm 2\%$ . Mesmo assim, os resultados mostram que algumas cargas ficaram fora da faixa de exatidão (cargas C2, C5, C6 e C7).

A diferença de medição entre o medidor tipo indução e o eletrônico em relação ao tipo de carga é ilustrada na Fig. 6.26.

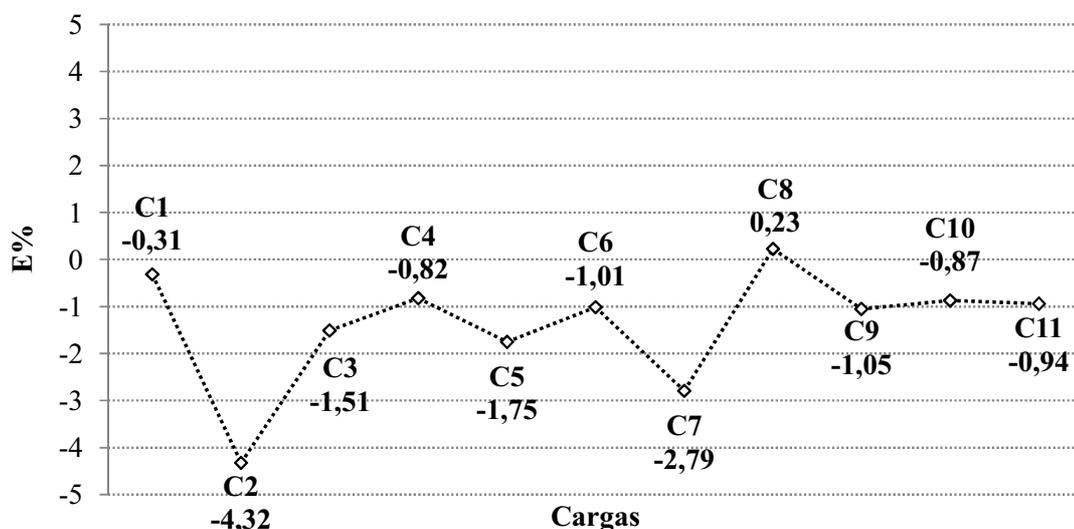


Fig. 6-26 – Erro entre os medidores trifásicos dos tipos eletromecânico e eletrônico em função da carga.

Na Fig. 6.26 nota-se que para a maioria dos casos o medidor eletrônico mede a menos do que o medidor eletromecânico do tipo indução, de forma que o erro relativo entre os medidores mantém-se dentro de uma faixa de - 4,32% a 0,23%. E de uma forma geral o erro médio entre os dois medidores para as cargas analisadas foi de  $- 1,38\%$ .

Na Fig. 6.27 pode ser observado o comportamento do erro de medição dos medidores em função do fator de potência da carga. Onde nota-se que para a carga C9 (fator de potência alto) obteve-se um erro dentro da faixa de exatidão e para a carga C6 (fator de potência alto) obteve-se um erro fora da faixa de exatidão. Assim, pode-se afirmar que existem outros fatores contribuindo para o

erro de medição.

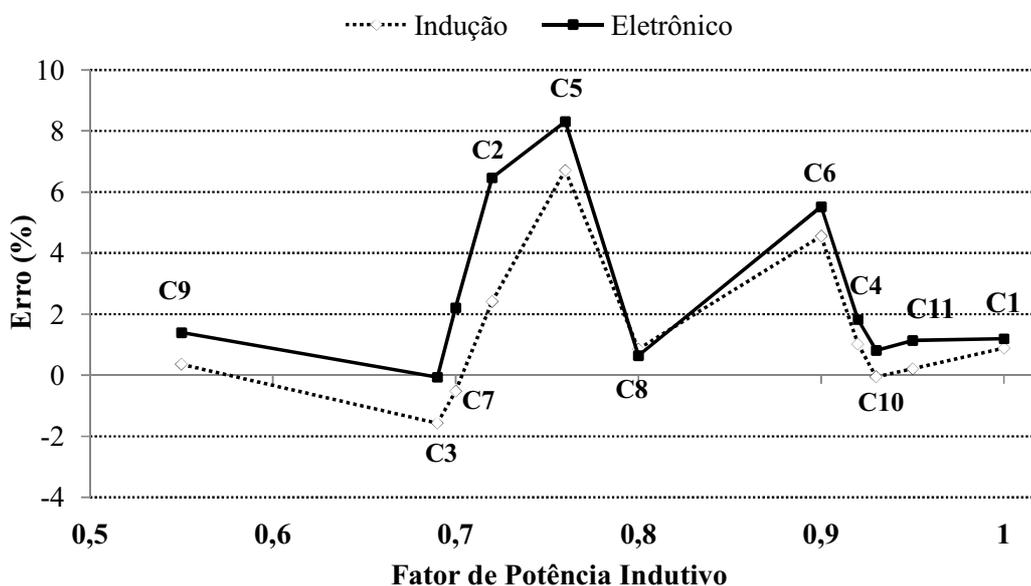


Fig. 6-27 – Erro dos medidores trifásicos em função do fator de potência.

Para o caso do motor de indução trifásico, observa-se que após a correção do fator de potência de 0,76 indutivo (C5) para 0,90 indutivo (C6), o erro caiu de 8,31% para 5,52% (medidor eletrônico) e de 6,71% para 4,56% (medidor eletromecânico). Como houve uma melhora no desempenho dos medidores pode-se afirmar que o aumento do fator de potência (para este tipo de carga) diminuiu o erro de medição. Porém os erros ainda ficaram fora da faixa de exatidão de  $\pm 2\%$  o que indica que o aumento da distorção harmônica também estaria afetando o desempenho dos medidores.

De acordo com o artigo 64 da Resolução nº 456 da ANEEL [22], todo consumidor cujo fator de potência de sua carga seja menor que 0,92 está sujeito a uma multa, pois baixo fator de potência provoca perda de energia e queda de tensão na rede. Além disso, a concessionária deixa de faturar uma parte da energia consumida (erro de medição).

A Fig. 6.28 mostra a influência da distorção harmônica total de

corrente sobre o erro dos medidores.

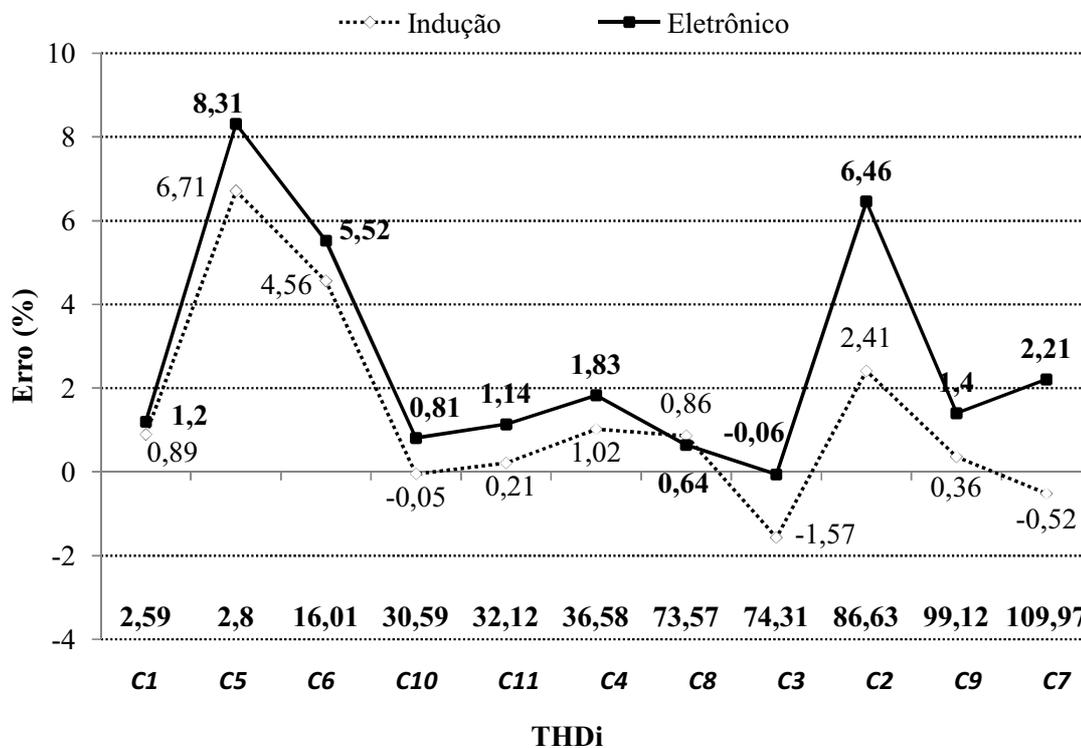


Fig. 6-28 – Erro dos medidores trifásicos em função do  $THD_i$ .

Com base na Fig. 6.28, verifica-se que o erro de medição não depende apenas do nível de distorção, pois algumas cargas com baixo  $THD_i$  apresentaram erros altos e algumas cargas com alto  $THD_i$  apresentaram erros baixos. Portanto, o erro dependerá também do conteúdo harmônico de cada carga, pois um mesmo nível de  $THD_i$  pode ter harmônicas específicas com diferentes níveis e fases.

## 7 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou um estudo de desempenho para medidores comerciais de energia ativa quando os mesmos estão submetidos a condições senoidais e não-senoidais. Apresentaram-se as definições de potência elétrica propostas pela norma IEEE Standard 519-1992 onde foram abordados sistemas lineares e não-lineares, monofásicos e trifásicos. Analisaram-se os erros de medição de energia ativa dos medidores tomando-se como referência um sistema de medição baseado em instrumentação virtual de alta precisão.

No Brasil, ainda não existe uma regulamentação, voltada para os fabricantes de equipamentos, que imponha limites para as distorções harmônicas das cargas não-lineares, desta forma é cada vez maior a presença de poluição harmônica nas redes de distribuição.

Os medidores de energia elétrica comerciais são projetados e calibrados para trabalharem com sinais de tensão e de corrente senoidais. Portanto, o comportamento dos medidores eletromecânicos e eletrônicos é afetado pelas diferentes combinações de cargas não-lineares.

Os quatro medidores analisados possuem classe de exatidão de  $\pm 2\%$ . Mesmo assim, os resultados mostram que para alguns tipos de cargas os erros ficaram fora da faixa de exatidão.

Para as medições com carga linear e fator de potência unitário, os erros encontrados estão dentro da faixa de exatidão.

A maior diferença encontrada no erro entre os medidores monofásicos foi de 1,12% mostrando que os medidores analisados mesmo tendo princípios de operação muito diferentes apresentam desempenho bastante similar.

Para algumas cargas os medidores trifásicos não tiveram um desempenho semelhante, sendo registrado um erro relativo de até  $-4,32\%$  para a carga de lâmpadas eletrônicas (C2). Já para outros casos os medidores trifásicos tiveram desempenho bastante similar, sendo registrado o menor erro relativo de  $0,23\%$  para a carga computadores e lâmpadas eletrônicas (C8).

Para o sistema monofásico a carga C5 (enceradeira industrial com  $FP$  igual a  $0,52$ ) apresentou o maior erro de medição tanto para o medidor eletrônico quanto para o medidor do tipo indução, com erros de  $10,30\%$  e de  $9,92\%$ , respectivamente.

A correção do  $FP$  da enceradeira industrial de  $0,52$  para  $0,72$  trouxe uma melhora significativa na medição dos medidores monofásicos, trazendo os erros para dentro da faixa de exatidão.

A carga C5 (Motor de indução trifásico com  $FP$  igual a  $0,76$ ) causou os maiores erros de medição para os medidores trifásicos, com erros de  $8,31\%$  para o medidor eletrônico e de  $6,71\%$  para o medidor eletromecânico.

A correção do  $FP$  do motor de indução trifásico de  $0,76$  para  $0,90$  diminuiu o erro de medição tanto para o medidor trifásico do tipo eletromecânico quanto para o medidor trifásico do tipo eletrônico.

Portanto, tanto para os medidores monofásicos quanto para os medidores trifásicos o baixo fator de potência em motores de indução parece comprometer a medição de energia elétrica.

Verificou-se que o erro de medição não depende apenas do nível de distorção, pois algumas cargas com baixo  $THD_i$  apresentaram erros altos e algumas cargas com alto  $THD_i$  apresentaram erros baixos. Portanto, o erro dependerá também do conteúdo harmônico da tensão e da corrente, do fator de potência e principalmente do tipo de carga.

Mesmo com a invenção dos medidores eletrônicos, é fato que a maioria dos consumidores residenciais do Grupo B ainda é tarifada pelos medidores eletromecânicos do tipo indução. Analisando de forma geral, quando comparados com os medidores eletrônicos, os medidores do tipo indução são mais robustos, possuem menor custo e apresentam maior tempo de vida útil.

Para os nove tipos de cargas analisadas, os erros dos medidores monofásicos em relação ao padrão de medição (LabVIEW) apresentaram valores positivos, ou seja, mediram menos que o padrão de energia. Já os medidores trifásicos, para os onze tipos de cargas analisadas, apresentaram erros positivos e negativos.

Uma vez que o universo de consumidores é muito grande, pequenos erros fora da faixa de exatidão de  $\pm 2\%$  trazem grandes lucros ou prejuízos indevidos, de acordo com os erros de medição. Logo, justifica-se uma maior atenção por parte das concessionárias quanto ao desempenho dos medidores comerciais, principalmente quando cargas não-lineares estão presentes no sistema elétrico.

Sugere-se para trabalhos futuros:

- Uso de mais tipos de cargas, tanto monofásicas quanto trifásicas;
- Análise comparativa de vários medidores de diferentes fabricantes;
- Analisar o desempenho dos medidores trifásicos para cargas desbalanceadas;
- Verificar a influência do nível de potência da carga (leve, média e pesada) no erro de medição.
- Desenvolver um protótipo de medidor que apresente leitura correta do consumo de energia elétrica.

## REFERÊNCIAS

- [1] IEEE, **Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**, IEEE Standard 519-1992, 1993.
- [2] IEC, **Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 2: Environment – Section 6: Assessment of the Emission Levels in the Power Supply of Industrial plants as Regards Low-Frequency Conducted Disturbances**, IEC 61000-2-6 First edition, Geneva, 1995.
- [3] IEC, **Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current < 16A per phase)**, IEC 61000-3-2, Geneva, 2001.
- [4] IEC, **Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limitation of Emission of Harmonics Currents in Low-Voltage Power Supply Systems for Equipment with Rated Current greater than 16A**, IEC 61000-3-4 First Edition, Geneva, 2001.
- [5] ANEEL. **Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, 2007.
- [6] ANEEL. **Módulo 5 – Sistemas de Medição**. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, 2007.
- [7] INMETRO. **Resolução nº 88 - Medidores de Energia Elétrica Ativa Baseados no Princípio de Indução, Monofásicos e Polifásicos**. Rio de Janeiro, RJ, 2006.
- [8] INMETRO. **Resolução nº 431 – Medidores Eletrônicos de Energia Elétrica Ativa e/ou Reativa, Monofásicos e Polifásicos**. Rio de Janeiro, RJ, 2007.
- [9] SHERBURNE, R. R. **Driving Torque Equations for the Watthour Meter Based on the Ferraris Principle**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, pas-90, p. 325-330, 1971.
- [10] CHOU, C. J.; LIU, C. C. **Analysis of the Performance of Induction Watthour Meters in the Presence of Harmonics**. IEEE Electric Power System Research, vol. 32, p. 71-79, 1995.

- [11] SILVA, L. S. **Influência das Distorções Harmônicas em Medições de Energia Elétrica**, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2002.
- [12] BALTHAZAR, M. Q. F. **Medidores de Watt-hora Eletrônicos na Presença de Harmônicos: Análise e Testes Preliminares**, Dissertação de Mestrado, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2004.
- [13] VELASCO, L. N. **Análise Experimental de Erros de Medição de Energia Elétrica Ativa em Medidores Eletromagnéticos Tipo Indução, Sujeitos a Distorções Harmônicas de Correntes e Tensões, em Sistemas Equilibrados e Desequilibrados**, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, Ilha Solteira, São Paulo, 2005.
- [14] CALDEIRÃO, L. C. **Avaliação Experimental de Medidores Watt-Hora Operando em Condições Não-Senoidais**, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, Ilha Solteira, SP, 2007.
- [15] SUHETT, M. R. **Análise de Técnicas de Medição de Potência Reativa em Medidores Eletrônicos**, Dissertação de Mestrado, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2008.
- [16] DORF, R. C.; SVOBODA, J. A. **Introdução aos Circuitos Elétricos**. 5ª edição. Rio de Janeiro – RJ: LTC, 2003.
- [17] MARAFÃO, F. P. **Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais**, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, São Paulo, 2004.
- [18] BUDEANU, C. I. **Reactive and fictitious power**. Instituto Romeno de Energia, 1927.
- [19] KIMBARK, E. W. **Direct Current Transmission**, volume 1. Wiley-Interscience, 1971.
- [20] SHEPHERD, W.; ZAKIKHANI, P. **Suggested definitions of reactive power for nonsinusoidal systems**. IEE Proceedings, 119(9):1361-1362, September 1972.
- [21] CZARNECKI, L. S. **Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source**. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 37(1):30-34, march 1988.

- [22] IEEE, **Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions**", IEEE Standard 1459-2000, 2000.
- [23] FRYZE, S. **Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltage and current**. Przegl.Elektrotech, 1932.
- [24] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. **Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits**. International Power Electronics Conference (IPEC), pages 1375-1386, 1983. Tokyo, Japan.
- [25] DEPENBROCK, M. **Investigations of the voltage and power conditions at converters without energy storage**. Phd thesis, Technical University of Hannover, Hannover, Germany, 1962. (in German).
- [26] DEPENBROCK, M. **The fdb-method, a generally applicable tool for analyzing power relations**. IEEE International Conference on Harmonics and Power Systems (ICHPS), pages 135-141, 1992.
- [27] ROSSETO, L.; TENTI, P. **Evaluation of instantaneous power terms in multi-phase systems: Techniques and applications to power-conditioning equipments**. European Transaction on Electrical Power Engineering (ETEP), 4(6):469-475, November/December 1994.
- [28] ROSSETO, L.; TENTI, P. **Using ac-fed PWM converters as instantaneous reactive power compensators**. IEEE Transaction on Power Electronics, 7(1):224-230, January 1992.
- [29] WILLEMS, J. L. **A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations**. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 41(4):523-527, August 1992.
- [30] PENG, F.; LAI, J-S. **Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems**. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 45(1):293-297, February 1996.
- [31] PENG, F.; OTT, G.; ADAMS, D. **Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for 3-phase 4-wire systems**. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2:1089-1095, June 1997.
- [32] EDISON ELECTRIC INSTITUTE. **Electrical Metermen's Handbook**. Fourth Edition, New York, 1965.
- [33] MEDEIROS FILHO, S. **Medição de Energia Elétrica**. 2ª edição. Recife – PE: Editora Universitária – Universidade de Pernambuco, 1980.

- [34] DEL TORO, V. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Rio de Janeiro – RJ: Prentice-Hall do Brasil, 1994.
- [35] HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física**. Volume 3. 6ª edição. Rio de Janeiro - RJ: LTC, 2003.
- [36] REITZ, J. R.; MILFORD, F.J.; CHRISTY, R. W. **Fundamentos da Teoria Eletromagnética**. 12ª edição. Rio de Janeiro - RJ: Campus, 1982.
- [37] CANFIELD, D. T. **Theory of Action of the Induction Watthour Meter and Analysis of its Temperature Errors**. AIEE Trans., vol. 46, p. 411-420, 1927.
- [38] BAGHZOUZ, Y.; TAN, O. T. **Harmonic Analysis of Induction Watthour Meters Performance**. IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, PAS-104, p. 399-406, 1985.
- [39] MOREIRA, A. C.; LISITA, L. R.; NERYS, J. W. L., BATISTA, A. J. **Measurement and Treatment of Signals Using Labview**. VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais, Joinville – SC, v. 1, 2004.
- [40] MOREIRA, A. C. **Uso de Instrumentação Virtual para a Análise da Qualidade da Energia Elétrica**. Dissertação de mestrado – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade de Campinas, Campinas, 2006.

## ANEXO A – Artigos Publicados

PINHEIRO NETO, D; LISITA, L. R.; DE OLIVEIRA, A. M.; MACHADO, P. C. M.; NERYS, J. W. L.; DE ARAÚJO, L. C. **Avaliação de Desempenho de Medidor Trifásico de Energia Elétrica Tipo Indução Operando com Cargas Não-Lineares.** VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, Poços de Caldas – MG, 2008.

LISITA, L. R.; SANTOS, G. B.; MACHADO, P. C. M.; PINHEIRO NETO, D; OLIVEIRA, J. V. M. **Avaliação de Desempenho de Medidor Monofásico de Energia Elétrica do Tipo Indução Operando com Cargas Residenciais.** VIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, Blumenau – SC, 2009.

SANTOS, G. B.; PINHEIRO NETO, D; LISITA, L. R.; MACHADO, P. C. M.; OLIVEIRA, J. V. M. **Desempenho Tarifário do Medidor Monofásico de Energia Elétrica do Tipo Eletrônico Operando com Cargas Não-Lineares.** VIII Latin American Congress: Electricity Generation and Transmission, Ubatuba – SP, Brasil, 2009.

PINHEIRO NETO, D; MACHADO, P. C. M.; LISITA, L. R.; SANTOS, G. B. **Comparação de Desempenho entre os Medidores Monofásicos de Energia Elétrica dos Tipos Eletrônico e Indução Operando com Cargas Residenciais.** VI Congresso de Pesquisa Ensino e Extensão, Universidade Federal de Goiás, Goiânia – GO, 2009.

## ANEXO B – Fotos do Laboratório

Neste anexo serão apresentadas as fotos do laboratório e também das cargas utilizadas neste trabalho.



Fig. B-1 – Laboratório (vista 1).



Fig. B-2 – Laboratório (vista 2).



Fig. B-3 – Laboratório (vista 3).



Fig. B-4 – Sistema de aquisição de dados.



Fig. B-5 – Medidor monofásico do tipo eletromecânico.



Fig. B-6 – Medidor trifásico do tipo eletromecânico.



Fig. B-7 – Medidor monofásico do tipo eletrônico.



Fig. B-8 – Medidor trifásico do tipo eletrônico.



Fig. B-9 – Variador de tensão.



Fig. B-10 – Contadores.



Fig. B-11 – Quadro de cargas.



Fig. B-12 – Motor de indução trifásico (direita) e gerador de corrente contínua (esquerda).



Fig. B-13 – Computadores.



Fig. B-14 – Lâmpadas eletrônicas compactas.



Fig. B-15 – Retificador trifásico de onda completa.



Fig. B-16 – Retificador trifásico de meia onda.



Fig. B-17 – Ar condicionado.



Fig. B-18 – Ventilador.



Fig. B-19 – Carga resistiva.



Fig. B-20 – Enceradeira.



Fig. B-21 – DVD e televisão.