

ANÁLISE DE TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA EM MEDIDORES
ELETRÔNICOS

Marcos Riva Suhett

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Eng.

Prof. José Eduardo da Rocha Alves Jr., D.Sc

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Dr. Luiz Felipe Willcox de Souza, D.Sc.

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

MARÇO DE 2008

SUHETT, MARCOS RIVA

Análise de Técnicas de Medição de
Potência Reativa em Medidores Eletrônicos
[Rio de Janeiro] 2008

XVI, 106 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,
Engenharia Elétrica, 2008)

Dissertação - Universidade Federal do Rio
de Janeiro, COPPE

1. Energia Reativa
2. Harmônicos
3. Fator de potência
4. Medição

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

DEDICATÓRIA

Aos meus pais Nauzir e Maria pelo apoio e dedicação
e à minha namorada Gilane pelo carinho e incentivo a mim dedicados.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família e minha namorada pelo carinho, compreensão, incentivo e dedicação em todos os momentos da minha vida.

Ao amigo, professor e colega de trabalho José Eduardo da Rocha Alves Jr. pelo incentivo durante o desenvolvimento deste trabalho e a dedicação prestada no acompanhamento e na co-orientação do curso de mestrado.

Ao meu orientador Edson Hirokazu Watanabe pela competência, paciência e prestatividade com que me orientou durante toda a pesquisa.

Ao CEPEL e a COPPE/UFRJ pelos seus altos níveis de excelência e pela disponibilidade de equipamentos e laboratórios indispensáveis para a realização deste trabalho.

Aos meus colegas César Jorge Bandim, Fábio Cavaliere, Ary Vaz Pinto Jr., Luiz Carlos Grillo e aos demais pela boa vontade e companheirismo.

Aos meus colegas do laboratório de iluminação Ricardo Ficara, Luís Eduardo Marins, Michelle Cristina Siriaco, Alessandra Barbosa e Valdecir Machado pelo apoio em todos os momentos.

Ao meu amigo João Batista Dias de Oliveira Júnior pela amizade, apoio e incentivo na realização deste trabalho.

Aos meus colegas do laboratório A11 e C11 que me ajudaram na realização dos ensaios de laboratório.

A todas as pessoas que contribuíram indiretamente e que me ajudaram a viabilizar a conclusão deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ANÁLISE DE TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA EM MEDIDORES ELETRÔNICOS

Marcos Riva Suhett

Março/2008

Orientadores: Edson Hirokazu Watanabe
José Eduardo da Rocha Alves Jr.

Programa: Engenharia Elétrica

O presente trabalho apresenta a análise das principais técnicas de medição de potência reativa empregada pelos medidores eletrônicos e seu comportamento na presença de harmônicos. A discussão acerca da definição e significado físico da potência reativa é apresentada junto com algumas das definições propostas para redes com formas de ondas não-senoidais. São analisadas três técnicas de medição normalmente utilizadas pelos medidores eletrônicos: técnica do triângulo de potências, técnica do deslocamento de noventa graus e técnica da transformada discreta de Fourier. Verificou-se a sensibilidade das técnicas quanto à variação da frequência fundamental e os valores de potência reativa apresentados em condições harmônicas. São analisados os erros de medição de potência reativa e fator de potência na presença de harmônicos quando os valores fundamentais de tensão e corrente são utilizados como referência. Realizaram-se experimentos práticos em medidores de energia comerciais em algumas condições harmônicas. Esses ensaios confirmaram que os medidores eletrônicos são afetados pelos harmônicos em maior ou menor escala conforme amplitude de harmônicos injetada. Conclui-se que a falta de um consenso sobre a definição da potência reativa junto da falta de padronização do comportamento dos medidores eletrônicos na presença de harmônicos permite que os medidores de potência reativa e fator de potência apresentem resultados distintos e com erros muitas vezes acima de sua classe de exatidão para algumas condições de rede com distorção harmônica.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ANALYSIS OF TECHNIQUES USED FOR THE MEASUREMENT OF REACTIVE
POWER BY STATIC METERS

Marcos Riva Suhett

March/2008

Advisors: Edson Hirokazu Watanabe
José Eduardo da Rocha Alves Jr.

Department: Electrical Engineering

This work presents the analysis of the most common techniques used for the measurement of reactive power by static meters in non-sinusoidal situations. The discussion about the definition and the physical meaning of the reactive power is also presented together with some of the most common definitions proposed for circuits with non-sinusoidal waveforms. Three measurement techniques are analyzed: power triangle technique, ninety-degree displacement technique and discrete Fourier transform technique. It was analyzed the influence of the variation of the fundamental frequency in these techniques. It was also analyzed the values of reactive power under harmonic distortion. The measurement errors of reactive power and power factor were analyzed in non-sinusoidal situations when the fundamental voltage and current are used as reference. Practical experiments on commercial static meters were performed in order to check their performance under harmonic situations. These experiments confirmed that the static meters are affected by the harmonics depending on the amplitude of the injected harmonics. The principal conclusion achieved is that the lack of agreement on the definition of reactive power and the lack of standard regarding the behavior of the static meters under harmonic distortion allow static meters to show different measurement results with errors higher than their accuracy class under some non-sinusoidal situations.

ÍNDICE:

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação	2
1.2 Aspectos Normativos e Metrológicos.....	3
1.3 Identificação do Problema	8
1.4 Objetivo	8
1.5 Estrutura da Dissertação	9
2 DEFINIÇÕES DE POTÊNCIA REATIVA E SIGNIFICADOS FÍSICOS ASSOCIADOS	11
2.1 Introdução	11
2.2 Potência Elétrica em Sistemas Não-Senoidais	12
2.2.1 Definições de Potências Fundamentais	13
2.2.2 Definições de Potências Segundo Budeanu	14
2.2.3 Definições de Potências Segundo Fryze	16
2.2.4 Definições da Norma IEEE 1459	18
2.2.5 Sistema Trifásicos e a Teoria p-q	20
2.3 Comparações Entre as Definições Apresentadas	23
2.4 Conclusões	25
3 TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DE ENERGIA REATIVA	27
3.1 Introdução	27
3.2 Técnica do Triângulo de Potência	28
3.3 Técnica do Deslocamento de Noventa Graus	31
3.3.1 Deslocamento no Tempo	33
3.3.1.1 Efeitos da Variação da Freqüência Fundamental	34
3.3.1.2 Efeitos da Distorção Harmônica	39

3.3.2 Filtragem Linear	44
3.3.2.1 Efeitos da Variação da Frequência Fundamental	48
3.3.2.2 Efeitos da Distorção Harmônica	53
3.4 Transformada Discreta de Fourier	55
3.5 Conclusões	61
4 ANÁLISE DE ERROS DE MEDIÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	63
4.1 Introdução	63
4.2 Análise dos Erros do Fator de Potência Calculados a Partir da Tensão e Corrente Eficazes	65
4.3 Análise dos Erros da Potência Reativa Calculados a Partir da Tensão e Corrente Eficazes	67
4.4 Análise dos Erros do Fator de Potência Calculados a Partir de Medições da Potência Ativa e da Potência Reativa	72
4.5 Resultados Experimentais	80
4.5.1 Primeira Etapa: Avaliação dos Erros Apresentados Pelos Medidores para Injeção de Componentes Harmônicos	81
4.5.1.1 Avaliação do Erro da Potência Reativa	82
4.5.1.1.1 Avaliação do Erro da Potência Reativa do Medidor A	83
4.5.1.1.2 Avaliação do Erro da Potência Reativa do Medidor B	84
4.5.1.1.3 Avaliação do Erro da Potência Reativa do Medidor C	85
4.5.1.1.4 Análise dos Erros em Potência Reativa	86
4.5.1.2 Avaliação do Erro do Fator de Potência	87
4.5.2 Segunda Etapa: Avaliação dos Erros com Carga de Lâmpadas	89
4.6 Conclusões	93
5 CONCLUSÕES	95
5.1 Trabalhos Futuros	97

REFERÊNCIAS	99
APÊNDICE	105

ÍNDICE DE FIGURAS:

Fig. 2.1 – Tetraedro de Potências	16
Fig. 2.2 – Formas de onda de tensão e corrente do padrão de comparação utilizado	23
Fig. 3.1 – Diagrama em blocos de um medidor de energia elétrica	27
Fig. 3.2 – Triângulo de potências	29
Fig. 3.3 – Diagrama em blocos de um medidor baseado em microprocessador	32
Fig. 3.4 – Diagrama em blocos de um medidor digital com deslocamento no tempo	34
Fig. 3.5 – Exemplo da influência da variação da freqüência da rede	35
Fig. 3.6 – Modelo computacional do método de deslocamento de 90° no tempo	35
Fig. 3.7 – Gráfico erro vs. freqüência dos resultados apresentados pelo modelo para a faixa de variação de freqüência permitida em regime permanente	37
Fig. 3.8 – Gráfico erro vs. Freqüência	39
Fig. 3.9 – Deslocamento dos harmônicos no tempo	41
Fig. 3.10 – Exemplo do deslocamento dos harmônicos pares	42
Fig. 3.11 – Exemplo do deslocamento dos harmônicos ímpares	43
Fig. 3.12 – Modelo computacional que utiliza filtro passa-baixas de segunda ordem	45
Fig. 3.13 – Resposta em freqüência do filtro de segunda ordem	46
Fig. 3.14 – Modelo computacional que utiliza filtro passa-baixas de primeira ordem	47
Fig. 3.15 – Resposta em freqüência do filtro de primeira ordem	48
Fig. 3.16 – Gráfico erro vs. freqüência dos resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem para a faixa de variação de freqüência permitida em regime permanente	50
Fig. 3.17 – Gráfico erro vs. freqüência dos resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem para a faixa de variação de freqüência permitida em regime permanente	51
Fig. 3.18 – Demonstração da multiplicação por uma janela sem	58

erro	
Fig. 3.19 – Demonstração da multiplicação por uma janela com erro	59
Fig. 4.1 – Variação do fator de potência em função da componente harmônica da tensão e da componente harmônica da corrente para fator de potência fundamental unitário	66
Fig. 4.2 – Combinações de amplitudes dos componentes harmônicos necessários para reduzir o fator de potência para abaixo de 0,92	67
Fig. 4.3 – Gráfico de erro da potência reativa apresentada pela técnica do triângulo de potências de acordo com a amplitude das componentes harmônicas de ordem n	69
Fig. 4.4 – Limites de amplitude dos componentes harmônicos de tensão e corrente para que um medidor com classe de exatidão de 0,2% se mantenha dentro da classe	70
Fig. 4.5 – Limites da variação de amplitude dos componentes harmônicos permitidos pela norma do IEEE	71
Fig. 4.6 – Limites da variação de amplitude dos componentes harmônicos para um medidor com classe de exatidão de 0,2% operar dentro de sua classe quando o fator de potência fundamental é igual a 0,92	72
Fig. 4.7 – Valores de Q_n variando-se ϕ_n de 0 a 360 graus para harmônicos de ordem 2, 3 e 4	73
Fig. 4.8 – Valores de Q variando-se V_2 e I_2	74
Fig. 4.9 – Valores de Q variando-se V_4 e I_4	74
Fig. 4.10 – Valores de E_Q para algumas amplitudes de V_2 e I_2	75
Fig. 4.11 – Valores de E_Q para algumas amplitudes de V_4 e I_4	76
Fig. 4.12 – Valores de amplitude dos componentes harmônicos de tensão e corrente para que um medidor de potência reativa de classe D apresente erros dentro de sua classe	77
Fig. 4.13 – Valores da variação de amplitude dos componentes harmônicos permitidos pela norma do IEEE	77
Fig. 4.14 – Valores da variação de amplitude dos componentes harmônicos para um medidor com classe de exatidão de 0,2% operar dentro de sua classe quando o fator de	78

potência fundamental é igual a 0,92

Fig. 4.15 – Valores do fator de potência variando-se V_2 e I_2	79
Fig. 4.16 – Valores do fator de potência variando-se V_3 e I_3	79
Fig. 4.17 – Valores do fator de potência variando-se V_4 e I_4	79
Fig. 4.18 – Arranjo utilizado para o ensaio dos três medidores eletrônicos	82
Fig. 4.19 – Arranjo utilizado na segunda etapa de ensaios	90
Fig. 4.20 – Forma de onda da tensão e corrente aplicadas no ensaio	90
Fig. 4.21 – Decomposição harmônica da tensão	91
Fig. 4.22 – Decomposição harmônica da corrente	91

ÍNDICE DE TABELAS:

Tabela 1.1 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 120V a 69kV	3
Tabela 1.2 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 69kV a 161kV	4
Tabela 1.3 – Limites de distorção de corrente para sistemas acima de 161kV – Geração e Cogeração	4
Tabela 1.4 – Limites de distorção de tensão	4
Tabela 1.5 – Limites de distorção harmônicas para equipamentos Classe A	5
Tabela 1.6 – Limites de distorção harmônicas para equipamentos Classe C	6
Tabela 1.7 – Limites de distorção harmônicas para equipamentos Classe D	6
Tabela 1.8 – Limites globais de tensão expressos em percentagem da tensão fundamental	8
Tabela 2.1 – Definições da norma IEEE 1459:2000	19
Tabela 2.2 – Grandezas fundamentais	24
Tabela 2.3 – Grandezas segundo definições de Budeanu	24
Tabela 2.4 – Grandezas segundo definições de Fryze	24
Tabela 2.5 – Grandezas segundo definições do IEEE	24
Tabela 3.1 – Resultados apresentados pelo modelo computacional para a faixa de variação da frequência permitida em regime permanente	37
Tabela 3.2 – Resultados apresentados pelo modelo computacional quando submetido a variações de frequências previstas pela norma	38
Tabela 3.3 – Resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem para a faixa de variação da frequência permitida em regime permanente	49
Tabela 3.4 – Resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem quando submetido a variações de frequências previstas pela norma	50
Tabela 3.5 – Resultados apresentados pelo modelo da segunda abordagem para a faixa de variação da frequência	51

permitida em regime permanente	
Tabela 3.6 – Resultados apresentados pelo filtro de primeira ordem quando submetido a variações de freqüências previstas pela norma	52
Tabela 3.7 – Comparação dos resultados da potência reativa apresentada pelo modelo com filtro de primeira ordem (Q_{po}) e do modelo com filtro de segunda ordem (Q_{so}) com a potência reativa fundamental (Q_1) para algumas ordens de harmônicos	54
Tabela 3.8 – Resultados apresentados pela técnica DFT para a faixa de variação da freqüência permitida em regime permanente	60
Tabela 3.9 – Resultados apresentados pela técnica DFT para a faixa de variações de freqüências previstas pela norma	61
Tabela 4.1 – Limites dos erros percentuais admissíveis para os medidores eletrônicos segundo o RTM	68
Tabela 4.2 – Resultados apresentados pelo medidor A para componentes harmônicos de terceira ordem	83
Tabela 4.3 – Resultados apresentados pelo medidor A para componentes harmônicos de segunda ordem	83
Tabela 4.4 – Resultados apresentados pelo medidor B para componentes harmônicos de terceira ordem	84
Tabela 4.5 – Resultados apresentados pelo medidor B para componentes harmônicos de segunda ordem	85
Tabela 4.6 – Resultados apresentados pelo medidor C para componentes harmônicos de terceira ordem	85
Tabela 4.7 – Resultados apresentados pelo medidor C para componentes harmônicos de segunda ordem	86
Tabela 4.8 – Resultados obtidos pelo medidor A	88
Tabela 4.9 – Resultados obtidos pelo medidor B	88
Tabela 4.10 – Resultados obtidos pelo medidor C	88
Tabela 4.11 – Resultados apresentados pelos medidores na segunda etapa de ensaios	92
Tabela A.1 – Resultado da FFT nas formas de onda da tensão e da corrente	105

LISTA DE SÍMBOLOS:

β	Ângulo de defasagem do componente de corrente amostrado
α	Ângulo de defasagem do componente de tensão amostrado
ϕ	Ângulo de defasagem entre dois componentes de tensão e corrente
ADC	Conversor Analógico-Digital
I_{SC}	Corrente de curto-circuito
\dot{I}	Corrente fasorial
I	Corrente Eficaz
I_k	Corrente Eficaz da Amostra k
I_n	Corrente Eficaz do Componente Harmônicos de Ordem n
I_L	Corrente fundamental da carga
I_D	Corrente máxima de demanda
TDD	Distorção e Demanda Total
THD	Distorção Harmônica Total
THD_I	Distorção Harmônica Total da Corrente
THD_V	Distorção Harmônica Total da Tensão
fp	Fator de Potência
fp_1	Fator de Potência da Fundamental
f	Frequência
T	Intervalo de Tempo
δ	Intervalo de tempo de deslocamento
K	Número total de amostras
n	Ordem Harmônica
S_{PQ}	Parcela da Potência Aparente Calculada com P e Q_B
P_n	Parcela da Potência Ativa gerada pelo componente harmônico de ordem n
Q_n	Parcela da Potência Reativa gerada pelo componente harmônico de ordem n
PLL	Phase-Locked Loop
p_e	Porcentagem de Erro
p_f	Porcentagem de Variação da Frequência
S	Potência Aparente
S_I	Potência Aparente da Fundamental
S_H	Potência Aparente Harmônica

S_N	Potência Aparente Não-fundamental
P	Potência Ativa
P_I	Potência Ativa da Fundamental
P_d	Potência Ativa Digitalizada
P_H	Potência Ativa Harmônica
D	Potência de Distorção
D_I	Potência de Distorção da Corrente
D_V	Potência de Distorção da Tensão
D_H	Potência de Distorção Harmônica
q	Potência Imaginária Instantânea
p_0	Potência Instantânea de Seqüência Zero
$p_{3\phi}$	Potência Instantânea Trifásica
N	Potência Não-Ativa
p	Potência Real Instantânea
Q	Potência Reativa
Q_I	Potência Reativa da Fundamental
Q_B	Potência Reativa de Budeanu
Q_F	Potência Reativa de Fryze
Q_d	Potência Reativa Digitalizada
DSP	Processador Digital de Sinais
S_t	Sensibilidade
X	Seqüência de Números Complexos Utilizada na DFT
t	Tempo instantâneo
\dot{V}	Tensão fasorial
V	Tensão Eficaz
V_k	Tensão Eficaz da Amostra k
V_n	Tensão Eficaz do Componente Harmônico de Ordem n
DFT	Transformada Discreta de Fourier
FFT	Transformada Rápida de Fourier
x	Valor da Seqüência para uma dada Amostra

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, a energia elétrica consumida é, do ponto de vista econômico, uma das principais grandezas elétricas a serem medidas pela forma com que seus consumidores são faturados. Os consumidores de energia elétrica são responsáveis pela utilização da energia elétrica entregue em seu estabelecimento e podem ser tarifados não apenas pela parcela útil de energia utilizada, que é transformada em trabalho, mas também pela parcela que não é transformada em trabalho, mas é exigida pela carga do consumidor.

A energia elétrica é gerada e fornecida na forma alternada senoidal com frequência e amplitude de tensão dentro de limites definidos, estabelecidos através de portarias e/ou resoluções nacionais, com o objetivo de garantir a qualidade da energia entregue aos consumidores e o bom funcionamento das cargas e dos equipamentos do sistema elétrico. A Qualidade da Energia Elétrica tem sido cada vez mais questionada e investigada pela concessionária e pelos consumidores uma vez que estes estão cada vez mais preocupados em fornecer e receber, respectivamente, uma energia isenta de perturbações, ou pelo menos que tais perturbações não sejam em níveis tão danosos. Verifica-se, por exemplo, que desde os primórdios do uso comercial da eletricidade e a conseqüente implantação de redes de distribuição de corrente alternada, tem havido a preocupação com os componentes de seqüência zero, o que fez com que fossem adotados esquemas de ligação bem definidos para a redução dos mesmos. Nos últimos anos, com a rápida expansão tecnológica e a proliferação de cargas não lineares, os harmônicos de ordem superior têm se tornado também alvo de constantes preocupações e pesquisas [1, 2, 3].

A presença de uma corrente que não contribui para geração de trabalho é altamente indesejável em um sistema elétrico porque exige dos cabos condutores uma seção de cobre maior que a necessária para a transmissão da potência útil. Além disso, a presença desta corrente faz com que as especificações de potência de equipamentos tais como transformadores sejam aumentadas, elevando o custo de distribuição de energia elétrica. Esta parcela da corrente que não contribui para a geração de trabalho foi, tradicionalmente, definida como potência reativa uma vez que estas correntes são originadas por elementos armazenadores de energia, também chamados de reatâncias, quando a forma de onda do sistema é puramente senoidal.

1.1 Motivação

A definição de potência reativa como potência oscilante com média zero e significando o grau de ocupação desnecessário de um condutor de energia foi introduzida no final do século dezanove e é plenamente aceita para caracterizar esta grandeza para sistemas puramente senoidais. Contudo, para sistemas apresentando harmônicos a definição não é mais aplicável e o grau de ocupação desnecessário de um condutor é motivo de discussão na literatura [4, 5, 6].

De maneira geral, a presença de harmônicos ocasiona um comportamento inadequado de alguns componentes e de alguns tipos de cargas e um aumento significativo nas perdas elétricas do sistema. Dentre os componentes que podem ser influenciados, destacam-se os medidores de energia utilizados para fins de tarifação da energia consumida. Em função das tensões e/ou correntes não senoidais esses instrumentos apresentem desvios (erros) de medição que podem ou não ser superiores aos estabelecidos na legislação e normalização vigentes [3]. Isso pode acarretar em prejuízos financeiros para os consumidores ou para as concessionárias de energia elétrica [7]. Nesse aspecto, muitas pesquisas já foram realizadas, tanto no Brasil quanto no exterior, e o primeiro trabalho a ser ressaltado [8] aborda a preocupação, já evidente desde 1945, com o incremento das aplicações industriais e equipamentos de alta frequência causando distorção na corrente de carga e, conseqüentemente, podendo afetar o desempenho dos medidores de energia elétrica. Vários outros trabalhos, abordando o mesmo tema, foram desenvolvidos e publicados [3, 9, 10].

Seria necessário, então, decidir qual a tecnologia de medição é tecnicamente adequada para ser utilizada nesse novo cenário, considerando as limitações da tecnologia eletromecânica, sem perder de vista os aspectos econômicos envolvidos. A possibilidade de uma proposta de se utilizar a estrutura tarifária, e conseqüentemente os medidores, para penalizar aqueles consumidores que provocarem distorções na forma de onda e perturbarem o fornecimento de energia para os demais foi apresentada em [10]. Contudo, o assunto é complexo: a simples medição de parâmetros de tensão e corrente não é suficiente para determinar a responsabilidade pela distorção de forma de onda de corrente.

Os medidores eletrônicos de energia reativa podem gerar resultados diferentes para uma mesma situação de rede com alta distorção harmônica. Isto

configura que os medidores eletrônicos têm diferentes interpretações sobre o cálculo de energia reativa, e também sobre o cálculo do fator de potência, causados por diferentes algoritmos e técnicas de medição utilizadas internamente por estes medidores.

1.2 Aspectos Normativos e Metrológicos

Normas internacionais como IEEE 519-1992 [11] e IEC 61000-2-6 [12] mencionam alguns dos efeitos indesejáveis devido à presença de harmônicos na rede elétrica, tais como sobreaquecimentos de transformadores, correntes excessivas nos condutores de neutro e interferências nos sistemas de comunicação.

A Norma IEEE 519-1992 [11] recomenda práticas e limites de distorção da corrente para o consumidor, com o objetivo de se limitar a máxima tensão individual harmônica em até 3%. Os limites são especificados em função do nível de tensão dos sistemas, de 120V a 68kV, até 161kV e maior que 161kV, e da razão da corrente de curto-circuito (I_{SC}) do sistema no ponto comum de conexão (PCC) em relação à máxima corrente de demanda (I_{SC}/I_D). A máxima corrente fundamental da carga é a média da corrente da demanda máxima ao longo de 12 meses. A Tabela 1.1 apresenta os limites de distorção de correntes para sistemas de distribuição com tensões entre 120V e 69kV tomando como base a máxima corrente fundamental da carga. TDD significa distorção de demanda total, isto é, distorção harmônica de corrente em porcentagem da máxima corrente de demanda.

Tabela 1.1 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 120V a 69kV

Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem de I_D (%)						
Ordem do Harmônico						
I_{SC}/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 1.2 apresenta os limites de distorção de corrente para sistemas de subtransmissão com tensões entre 69kV e 161kV.

Tabela 1.2 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 69kV a 161kV

Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem de I_D (%)						
Ordem do Harmônico						
I_{SC}/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 1.3 apresenta os limites de distorção de corrente para sistemas de transmissão com tensões acima de 161kV.

Tabela 1.3 – Limites de distorção de corrente para sistemas acima de 161kV – Geração e Cogeração

Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem de I_D (%)						
Ordem do Harmônico						
I_{SC}/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
≥ 50	3,00	1,50	1,15	0,45	0,22	3,75

A Tabela 1.4 apresenta os limites de distorção de tensão no PCC. THD_V é a distorção harmônica total de tensão.

Tabela 1.4 – Limites de distorção de tensão

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

As normas IEC 61000-3-2 [13] e IEC 61000-3-4 [14] especificam limites para harmônicos de corrente para equipamentos com consumo de até 16A e acima de 16A, respectivamente. A norma IEC 61000-3-2 [13] classifica os equipamentos em 4 classes e apresenta os níveis máximos dos harmônicos de corrente:

- 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 600W.

A Tabela 1.5 apresenta os limites de distorção harmônica de corrente para os equipamentos Classe A.

Tabela 1.5 – Limites de distorção harmônicas para equipamentos Classe A

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

Os equipamentos da Classe B possuem os mesmos limites da Tabela 1.5 multiplicados pelo fator de 1,5.

A Tabela 1.6 apresenta os limites de distorção harmônica de corrente para os equipamentos Classe C. F_p é o fator de potência da carga.

Tabela 1.6 – Limites de distorção harmônicas para equipamentos Classe C

Ordem do Harmônico	Corrente harmônica máxima expressa como percentagem da corrente fundamental (%)
2	2
3	$30 \times fp$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (somente ímpares)	3

A Tabela 1.7 apresenta os limites de distorção harmônica de corrente para os equipamentos Classe D.

Tabela 1.7 – Limites de distorção harmônicas para equipamentos Classe D

Ordem do Harmônico	Corrente harmônica máxima permitida por watt (mA/W)	Corrente harmônica máxima permitida (A)
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
$13 \leq n \leq 39$ (somente ímpares)	$3,85/n$	Tabela 1.5

A norma IEEE 519-1992 [11] recomenda práticas a serem adotadas tanto pelo consumidor como pela concessionária, incluindo a rede de distribuição de baixa tensão até a rede de transmissão de alta tensão. Já a norma IEC 61000-3-2 [13] especifica limites para equipamentos conectados à rede de baixa tensão somente.

A norma metrológica internacional IEC 62053-23 [15] é uma norma específica para medidores estáticos de energia reativa. Esta norma afirma explicitamente que os efeitos das distorções harmônicas são completamente ignorados:

“... por motivos práticos, esta norma é baseada na definição convencional de

energia reativa para correntes e tensões senoidais contendo apenas a fundamental” – p.11

As normas metrológicas nacionais NBR 14519 [16], NBR 14520 [17] e NBR 14521 [18] não tratam de forma separada os medidores de energia ativa e reativa e definem apenas um ensaio de 3º harmônico, com THD_i (Distorção Harmônica Total de Corrente) menor que 1%.

O Regulamento Técnico Metrológico vigente, até a conclusão da presente dissertação, que se refere à Portaria Inmetro N.º 431 de 04 de dezembro de 2007 [19], trata tanto dos medidores de energia ativa quanto dos medidores de energia reativa sendo que não define ensaios com harmônicos para os medidores de energia reativa.

O Sub-módulo 2.2 dos Procedimentos de Rede do Operador Nacional do Sistema (ONS) Padrões de Desempenho da Rede Básica [49], define os padrões de desempenho da Rede Básica (instalações pertencentes ao Sistema Interligado Nacional identificadas segundo regras e condições estabelecidas pela Agência Nacional de Energia Elétrica). A Tabela 1.8 apresenta os limites globais de tensão expressos em percentagem da tensão fundamental. DTHT é denominado “Distorção de Tensão Harmônica Total” e é expresso por:

$$DTHT = \sqrt{\sum_h V_h^2} \text{ (em\%)} \quad (1.1)$$

onde:

$V_h = 100 \frac{v_h}{v_1}$, tensão harmônica de ordem h em percentagem da fundamental;

v_h , tensão harmônica de ordem h em volts;

v_1 tensão fundamental em volts.

Tabela 1.8 – Limites globais de tensão expressos em percentagem da tensão fundamental

V<69kV				V>69kV			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)
3,5,7	5%			3,5,7	2%		
		2,4,6	2%			2,4,6	1%
9,11,13	3%			9,11,13	2%		
		≥8	1%			≥8	0,5%
15 A 25	2%			15 A 25	1%		
≥27	1%			≥27	0,5%		
DTHT=6%				DTHT=3%			

A Agência Nacional de Energia Elétrica, no momento da escrita desta dissertação, está colocando em audiência pública o documento “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Interligado Nacional” (PRODIST) que versa sob o tema, no que diz respeito ao Módulo 5, intitulado “Sistemas de Medição”.

1.3 Identificação do Problema

O problema consiste, portanto, no fato de que a grandeza potência reativa não está definida precisamente no âmbito de condições não-senoidais. Como consequência, os ensaios de normas nacionais e internacionais não contemplam de forma completa o comportamento dos medidores de energia reativa na presença de harmônicos. Dessa forma, os medidores comerciais de potência reativa não têm seu comportamento completamente conhecido quando são submetidos em redes com harmônicos.

1.4 Objetivo

O presente trabalho tem como principal objetivo analisar os principais métodos atualmente utilizados para medição de energia reativa e comparar seus resultados sob a presença de harmônicos com o intuito de servir como base para discussões futuras de como efetuar a medição correta da ocupação desnecessária dos condutores de energia e dos equipamentos do sistema elétrico.

Em termos específicos, são estabelecidos também os seguintes objetivos:

- Descrever as principais definições presentes na literatura para os conceitos de ocupação desnecessária de fios e equipamentos elétricos;
- Descrever as principais técnicas de medição de energia reativa empregadas por medidores eletrônicos;
- Analisar os erros gerados pelas técnicas de medição para a variação da frequência fundamental e distorção harmônica;
- Analisar os erros de potência reativa e fator de potência apresentados pelos medidores tomando-se como referência os valores fundamentais de tensão e corrente;
- Realizar experimentos em bancada com medidores de energia comerciais e comparar os erros obtidos com a análise de erros realizada.

Desse modo, o presente trabalho apresenta uma contribuição teórica e prática para a melhor compreensão dos fenômenos presentes na medição de potência reativa por medidores eletrônicos.

1.5 Estrutura da Dissertação

Este trabalho é apresentado em cinco capítulos e um apêndice onde se pretende discorrer sobre as teorias utilizadas, as técnicas empregadas para medição de energia reativa, detalhes de implementação e apresentar resultados e análises comparativas do desempenho observado.

No Capítulo 2 são apresentadas as definições de potência reativa, tradicional e novas propostas, explicando os conceitos envolvidos. Estas teorias são então aplicadas em uma condição de rede específica e seus resultados comparados e analisados.

No Capítulo 3 são apresentadas as técnicas de medição de energia reativa empregadas normalmente pelos medidores eletrônicos de energia elétrica. Uma análise de cada técnica é realizada juntamente com simulações e identificação de suas vantagens e desvantagens.

No Capítulo 4 são realizadas análises dos erros de potência reativa e fator de potência usando-se como referência os valores fundamentais de tensão e corrente. São realizados experimentos com medidores de energia comerciais e seus resultados comparados e analisados.

Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais e as propostas para trabalhos futuros na área de medição de potência reativa.

2 DEFINIÇÕES DE POTÊNCIA REATIVA E SIGNIFICADOS FÍSICOS ASSOCIADOS

2.1 Introdução

A definição de potência elétrica reativa em circuitos de corrente alternada é assunto que vem sendo pesquisado e investigado nos últimos anos. Os conceitos e definições de potência elétrica para sistemas puramente senoidais de corrente alternada estão bem estabelecidos e são amplamente aceitos em todo o mundo. Entretanto, existem controvérsias com relação à definição da potência aparente (S), potência reativa (Q) e fator de potência (pf) em sistemas com formas de ondas de tensão e corrente distorcidas [4, 5, 6, 20, 21, 22, 23, 24, 27].

Os primeiros trabalhos que evidenciaram o fato de que a potência oscilante trocada entre a fonte de tensão alternada e a carga é causada pela ângulo de defasagem entre as formas de onda da tensão e da corrente surgiram em 1888 [28], como citado em [6]. A partir destes trabalhos, definiram-se o conceito de potência ativa (P), potência reativa (Q) e potência aparente (S).

A grandeza conhecida como potência aparente, que possui a dimensão em voltampère [VA], foi definida como a máxima potência útil possível para os dados valores eficazes de tensão e corrente. A grandeza conhecida como potência reativa, que possui a dimensão em voltampère-reativo [var], foi definida como a amplitude da componente oscilante de potência cujo valor médio é nulo. Para sistemas puramente senoidais, a potência reativa representa a troca de potência efetuada entre a fonte e as reatâncias presentes na carga.

Essas definições de potências para sistemas de corrente alternada introduziram o conceito de ocupação supérflua dos elementos do sistema elétrico. Em um sistema contendo uma fonte de tensão alternada alimentando uma carga puramente resistiva, toda a potência requerida pela carga está sendo transformada em trabalho, i.e., a potência ativa da carga é igual à sua potência aparente. A existência de reatâncias na carga faz com que as formas de ondas de tensão e corrente apresentem uma defasagem entre si. Este fenômeno faz com que os condutores de energia sejam ocupados por uma corrente maior do que a necessária para a produção de trabalho. Este aumento de corrente é causado pelo acréscimo de uma parcela de corrente responsável pela presença da potência oscilante entre fonte e carga. Esta

potência oscilante, i.e. potência reativa, é indesejável para o funcionamento do sistema elétrico uma vez que esta exige o superdimensionamento dos equipamentos elétricos conectados ao sistema e o aumento da seção de cobre dos condutores para comportar tal potência excedente. Para quantificar a relação de potência útil consumida e a potência total requerida, definiu-se a grandeza fator de potência (fp) que é utilizada pelas concessionárias de energia para quantificar a ocupação supérflua das cargas dos consumidores.

Hoje em dia, o crescente uso de cargas não lineares contribui para a deformação das formas de onda de tensão e corrente do sistema elétrico. As implicações de formas de onda não-senoidais na distribuição de energia elétrica já foram verificadas por alguns autores [4, 5, 6, 20]. Entretanto, a comunidade científica ainda não chegou a um consenso sobre as definições de potências em sistemas com formas de onda não-senoidais.

O presente capítulo tem como objetivo apresentar a discussão acerca da definição de potência reativa em sistemas com formas de onda não-senoidais e como a falta de uma normalização definida para esta grandeza reflete no comportamento dos medidores de energia que apresentam valores distintos para suas medições de potência reativa e fator de potência.

2.2 Potência Elétrica em Sistemas Não-Senoidais

Com a crescente utilização de cargas não lineares, a presença de formas de ondas distorcidas, com forte conteúdo harmônico, vem se tornando cada vez mais comum no sistema elétrico. Alguns autores, diante de tal problema, se dispuseram a propor novas teorias de potências elétricas, que contemplam a presença do conteúdo harmônico, com o objetivo de estabelecer as definições básicas para tal situação [21, 22, 24, 6, 27].

A grande discussão entre as diferentes definições pode ser resumida pela falta do senso comum com relação à natureza “reativa” da potência reativa. Alguns autores a consideram relacionada à oscilação da energia [4, 6, 21, 27]. Outros a consideram relacionada com o método de compensação [5, 22, 24]. Algumas das definições presentes na literatura serão discutidas a seguir.

2.2.1 Definições de Potências Fundamentais

A definição tradicional de potência elétrica se baseia na constatação de que o sistema elétrico foi projetado para operar com uma única frequência, a frequência fundamental de 60/50 Hz. Dentro desse contexto, todas as outras frequências presentes no sistema devem ser definidas como poluição, ou ruído [29], e deveriam ser filtradas do sistema elétrico. A partir dessa premissa, alguns autores [8, 27] propõem a separação dos componentes fundamentais de potências dos harmônicos presentes no sistema elétrico uma vez que os consumidores de energia esperam receber em seus estabelecimentos uma tensão senoidal e sem harmônicos.

Neste caso, a potência ativa fundamental é dada por:

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (2.1)$$

onde V_1 , I_1 e ϕ_1 são definidos como o valor eficaz da tensão fundamental, o valor eficaz da corrente fundamental e o ângulo de defasagem entre eles, respectivamente.

A potência reativa fundamental é dada por:

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin \phi_1 \quad (2.2)$$

A potência aparente fundamental é definida como:

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} \quad (2.3)$$

Já o fator de potência fundamental é calculado conforme:

$$fp_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (2.4)$$

As propostas de potências considerando apenas os componentes fundamentais de tensão e corrente trazem, indiretamente, alguns outros aspectos relevantes. A eliminação dos harmônicos de um sistema de grande porte, em geral, enfrenta barreiras econômicas que o torna pouco realizado. A “limpeza” de sistemas de pequeno porte, como no caso das cargas residenciais, é mais difícil ainda tendo em

vista o caráter disperso desses equipamentos e a “limpeza” individual deles aumentaria muito os custos uma vez que seria necessária a adição de filtros específicos para que tais equipamentos se enquadrassem em determinados limites toleráveis de distorção harmônica.

Contudo, a eventual presença de componentes harmônicos, de qualquer valor de amplitude e frequência, é indesejável no sistema elétrico uma vez que a geração é efetuada em apenas uma frequência. Mesmo a parcela de potência ativa gerada pelos componentes harmônicos pode ser vista como indesejável uma vez que os componentes harmônicos na tensão são convertidos em perdas térmicas pelos motores de corrente alternada onde nenhuma potência mecânica é produzida. Perdas significativas de correntes parasitas em transformadores podem ser atribuídas à parcela de potência ativa gerada pelos componentes harmônicos. Esta parcela de potência ativa só é transformada em potência útil em aplicações de iluminação e aquecimento por resistência elétrica.

2.2.2 Definições de Potências Segundo Budeanu

O conjunto de definições de potência propostas por Budeanu [21], em 1927, é válido para formas de ondas genéricas de tensão e corrente. As definições de Budeanu se caracterizam por serem realizadas no domínio da frequência.

Budeanu definiu a potência aparente como:

$$S^2 = \sum_n V_n^2 \cdot \sum_n I_n^2 \quad (2.5)$$

Observa-se que a potência aparente definida por Budeanu é idêntica à potência aparente convencional em condições puramente senoidais. Na presença de harmônicos, de tensão ou de corrente ou ambos, a potência aparente será maior, devido à presença dos componentes harmônicos de ordem n diferentes da unidade.

A potência ativa é dada por:

$$P = \sum_n P_n = \sum_n V_n I_n \cos \varphi_n \quad (2.6)$$

onde φ_n é o ângulo entre o componente tensão e o componente corrente de ordem n .

Analogamente, a potência reativa de Budeanu (Q_B) foi definida como o somatório de todos os componentes em frequência que não produzem trabalho:

$$Q_B = \sum_n Q_n = \sum_n V_n I_n \text{ sen } \varphi_n \quad (2.7)$$

A potência reativa proposta por Budeanu pode ser entendida como uma extensão da definição tradicional da potência reativa para sistemas senoidais. Entretanto, apenas a definição da potência ativa possui significado físico claro. Budeanu também definiu a potência de distorção (D), que é dada por:

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \quad (2.8)$$

A potência de distorção D consiste do produto cruzado entre tensões e correntes harmônicas de diferentes frequências. A partir de (2.6), (2.7) e (2.8), a potência aparente pode ser calculada como:

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{S_{PQ}^2 + D^2} \quad (2.9)$$

onde S_{PQ} é a parcela da potência aparente formada pela potência ativa e a potência reativa definida por Budeanu.

A partir da potência de distorção, D, as potências podem ser representadas graficamente em três dimensões. A Fig. 2.1 apresenta a representação gráfica conhecida como o tetraedro de potência.

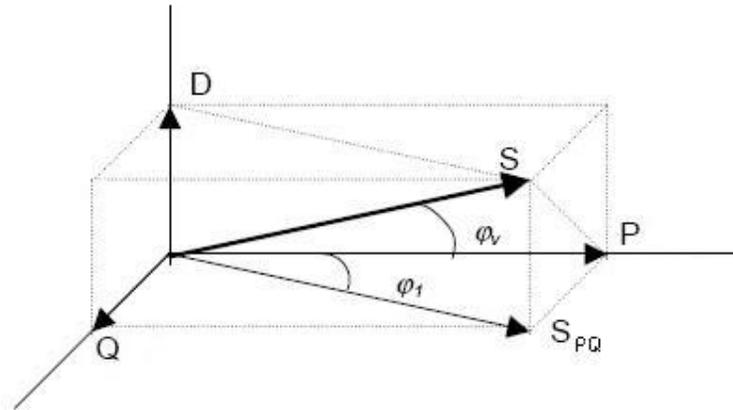


Fig. 2.1 – Tetraedro de potências

A potência reativa proposta por Budeanu pode apresentar resultados contraditórios para algumas condições harmônicas, como mostrado em [5, 30]. O que ocorre é que o somatório dos produtos dos componentes harmônicos em (2.7) pode resultar em um valor de potência reativa menor que a potência reativa fundamental [31]. Em geral, a definição de Budeanu leva a algumas conclusões questionáveis [32]:

- não é possível separar os efeitos entre cargas não lineares e reatâncias;
- não é possível obter parâmetros para compensação ativa ou passiva;
- a potência reativa não pode ser compensada de forma independente da potência de distorção.

2.2.3 Definições de Potência Segundo Fryze

Fryze propôs [22] que a corrente seja decomposta em duas partes: Uma corrente com a mesma forma de onda e fase do sinal de tensão e um termo residual. A primeira corrente possui uma amplitude tal que o produto desta corrente pela tensão integrada em um período da forma de onda correspondente à potência ativa. As definições básicas de Fryze são apresentadas a seguir.

A potência ativa é calculada como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (2.10)$$

A potência aparente é definida como:

$$S = VI \quad (2.11)$$

A potência reativa definida por Fryze (Q_F) é dada por:

$$Q_F = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.12)$$

O fator de potência é definido por:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} \quad (2.13)$$

Segundo esta definição, se a corrente tiver a mesma forma de onda da tensão, o fator de potência será unitário e todo o condutor é utilizado para o fluxo de potência ativa.

Fryze verificou que o fator de potência atinge seu valor máximo ($fp = 1$) se, e somente se, a corrente instantânea for proporcional à tensão instantânea, de outra forma $fp < 1$. Para Fryze, toda a porção de tensão ou corrente que não contribui com a potência ativa, originada pela distorção harmônica ou por reatâncias no sistema, é definida como potência reativa (Q_F). As definições de Fryze podem ser estendidas decompondo-se independentemente os componentes de corrente/potência [24] de acordo com o método de compensação (passivo, ativo, linear ou não linear).

Entretanto, em condições não senoidais, o fato de ter uma forma de onda de corrente proporcional à forma de onda da tensão não garante um fluxo de potência otimizado do ponto de vista da conservação de energia eletromecânica, uma vez que os componentes harmônicos presentes na tensão podem estar gerando perdas elétricas nos motores de corrente alternada. Contudo, a compensação da corrente para uma tensão distorcida pode contribuir ainda mais para a distorção da tensão uma vez que [32]:

- a impedância do sistema é diferente de zero;
- as impedâncias harmônicas do sistema não são bem conhecidas ou são variantes no tempo;
- a forma de onda da tensão é variante no tempo para a condição sem carga.

2.2.4 Definições da Norma IEEE 1459

O “IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: Effects on Meter Performance and Definition of Power” propôs novas definições de potências na norma IEEE 1459:2000 [27]. O ponto de partida destas definições é a separação dos valores das harmônicas fundamentais de tensão (V_1) e corrente (I_1) dos termos residuais que contem todos os componentes harmônicos e sub-harmônicos:

$$V^2 = V_1^2 + V_H^2 = V_1^2 + \sum_{h \neq 1} V_h^2 \quad (2.14)$$

$$I^2 = I_1^2 + I_H^2 = I_1^2 + \sum_{h \neq 1} I_h^2 \quad (2.15)$$

A potência ativa é definida como:

$$P = P_1 + P_H = V_1 I_1 \cos \varphi_1 + \sum_{k \neq 1} V_k I_k \cos \varphi_k \quad (2.16)$$

onde P_1 é a potência ativa da fundamental e P_H é a potência ativa harmônica.

A potência aparente é definida como:

$$S^2 = (V I)^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (2.17)$$

A potência aparente é, então, decomposta em dois termos: a potência aparente da fundamental (S_1) e a potência aparente não-fundamental (S_N).

$$S_1^2 = (V_1 I_1)^2 \quad (2.18)$$

$$S_N^2 = S^2 - S_1^2 = (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (2.19)$$

Os três termos de (2.19) são definidos, respectivamente, como: potência de distorção da corrente (D_I), potência de distorção da tensão (D_V) e potência aparente harmônica (S_H).

Definiu-se ainda a potência de distorção harmônica:

$$D_H = \sqrt{S_H^2 + P_H^2} \quad (2.20)$$

Define-se o conceito de potência não-ativa dado por:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.21)$$

Observa-se que a definição da potência não-ativa coincide com a definição da potência reativa, Q_F , de Fryze, i.e., (2.12). O fator de potência é definido como:

$$fp = \frac{P}{S} \quad (2.22)$$

E o fator de potência da fundamental ou fator de deslocamento como:

$$fp_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (2.23)$$

A grande diferença destas definições para as outras definições apresentadas anteriormente é que esta separa as grandezas fundamentais P_1 e Q_1 das outras potências que compõem a potência aparente. Contudo, o foco destas definições é a medição para tarifação. A Tabela 2.1 apresenta um resumo das definições propostas pelo IEEE.

Tabela 2.1 – Definições da norma IEEE 1459:2000

Grandeza ou Indicador	Combinado	Potência em 60Hz (Fundamental)	Potência não-60Hz (Não-fundamental)
Aparente	S [VA]	S_I [VA]	S_N e S_H [VA]
Ativa	P [W]	P_I [W]	P_H [W]
Não-ativa	N [var]	Q_I [var]	D_I , D_V e D_H [var]
Utilização da Linha	fp	fp_I	-
Poluição harmônica	-	-	S_N/S_I

As definições apresentadas pelo grupo de trabalho do IEEE são uma tentativa de separar os fenômenos presentes em sistemas distorcidos com o intuito de fornecer instrumentos necessários para a análise da qualidade de energia entregue ao consumidor e a forma com que o consumidor utiliza esta energia. Estas definições

guardaram o conceito de potência reativa, como potência originada de componentes armazenadores de energia, apenas para a condição fundamental em 60/50 Hz e estenderam o conceito de potência de distorção para as potências não-ativas, que não podem ser convertidas em trabalho, para a condição não-fundamental.

As definições da norma 1459 fornecem uma forma conveniente de medição das grandezas elétricas tradicionais a partir da potência aparente fundamental (S_1), potência ativa fundamental (P_1), potência reativa fundamental (Q_1) e fator de potência fundamental (fp_1). Essas grandezas básicas definem o principal produto gerado, transmitido, distribuído e vendido pelas concessionárias de energia elétrica e comprado pelos consumidores. As definições ainda permitem determinar, de uma forma relativamente simples, o nível de poluição harmônica através da potência aparente não-fundamental S_N .

2.2.5 Sistema Trifásicos e a Teoria p-q

Com relação a sistemas trifásicos, surge uma primeira preocupação falando-se somente de sistemas ainda sem harmônicos: quando o sistema é desequilibrado em tensões ou correntes ou em ambos. Porém, o presente trabalho não irá tratar deste tema, mas a interpretação dos medidores eletrônicos nestes casos deveria ser analisada.

Com relação a sistemas com harmônicos, outra preocupação que surge, além da ocupação desnecessária de áreas de condutor de cabos e equipamentos pela corrente relacionada com a potência reativa, é a potência ativa oscilante cuja corrente correspondente também ocupa área de cobre sem contribuir para a transferência efetiva de energia da fonte para a carga. Quando ela está presente, verifica-se uma oscilação da potência instantânea entregue à carga. Uma interpretação dos fenômenos envolvidos com os harmônicos pode ser dada pela teoria p-q [34]. A Teoria p-q baseia-se em um conjunto de potências instantâneas definidas no domínio do tempo que são aplicadas em sistemas trifásicos, com ou sem o fio de neutro, com formas de ondas genéricas. Esta teoria também considera os sistemas trifásicos como sistemas únicos e não como a superposição de três sistemas monofásicos.

A Teoria p-q primeiramente transforma as tensões e correntes das coordenadas abc para as coordenadas $\alpha\beta 0$ através da transformada de Clarke,

resultando nos pares vetoriais $[v_0, v_\alpha, v_\beta]$ e $[i_0, i_\alpha, i_\beta]$ relativos às tensões e correntes, respectivamente.

A transformação das coordenadas abc para $\alpha\beta 0$ é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Sendo a transformada inversa, de $\alpha\beta 0$ para abc, dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Após a transformação das coordenadas, as potências instantâneas são definidas:

$$\begin{aligned} p_0 &= v_0 \cdot i_0 \\ p &= v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \\ q &= v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \end{aligned} \quad (2.26)$$

onde p_0 é a potência instantânea de seqüência zero, p é a potência real instantânea e q é a potência imaginária instantânea. A potência instantânea de seqüência zero só existe em sistemas trifásicos a 4 fios.

A potência trifásica instantânea em termos das variáveis nas coordenadas abc e $\alpha\beta 0$ é dada por:

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (2.27)$$

As três potências instantâneas p_0 , p e q podem ser divididas em duas componentes: Componente constante (definida como o valor médio) e a componente oscilante (definida pelo valor oscilante cuja média é zero):

$$\begin{aligned} p_0 &= \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \\ p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \tag{2.28}$$

onde “-” representa a componente constante e “~” representa a componente oscilante.

As potências instantâneas definidas pela Teoria p-q possuem um significado físico claro [35, 36]:

- $p + p_0$ representa a energia total por unidade de tempo fluindo pelo circuito;
- q representa a energia trocada entre as fases sem que haja transporte de energia da fonte para carga ou vice-versa;
- as componentes de seqüência zero de tensão ou corrente não contribuem para as potências instantâneas p e q ;
- a potência ativa instantânea, que corresponde ao fluxo instantâneo de energia por unidade de tempo, sempre é igual à soma da potência real p e a potência de seqüência zero ($p_{3\phi} = p + p_0$);
- \bar{p} é a componente média de p e é formada pelo produto de tensões e correntes de mesmas seqüências e freqüências;
- em sistemas equilibrados e sem harmônicos, \bar{p} coincide com a potência ativa convencional ($P = VI\cos\phi$);
- \bar{q} é a componente média de q e é formada pelo produto entre tensões e correntes de mesma seqüência e mesma freqüência;
- \bar{q} coincide com a potência reativa convencional quando o sistema é balanceado e não contém harmônicos ($Q = VI\sin\phi$).

A Teoria p-q pode ser interpretada como uma extensão da teoria convencional, uma vez que a teoria convencional é vista como um caso particular da Teoria p-q. Uma vez que a Teoria p-q estabelece um significado físico claro para suas definições, alguns autores a propuseram para medição de grandezas elétricas para

tarifação e análise da Qualidade de Energia [37, 38, 39]. Dessa forma, a Teoria p-q pode ser vista como uma importante ferramenta para análise de sistemas elétricos.

2.3 Comparações Entre as Definições Apresentadas

A título de comparação das teorias de potências apresentadas neste trabalho, uma mesma condição harmônica foi escolhida para ser aplicada em todas as teorias apresentadas. A partir dos resultados apresentados por [40], estimaram-se os seguintes valores para os componentes harmônicos da corrente: 3ª ordem em 50% da fundamental, 5ª ordem em 35% da fundamental e 7ª ordem em 20% da fundamental. A Fig. 2.2 apresenta as formas de onda utilizadas.

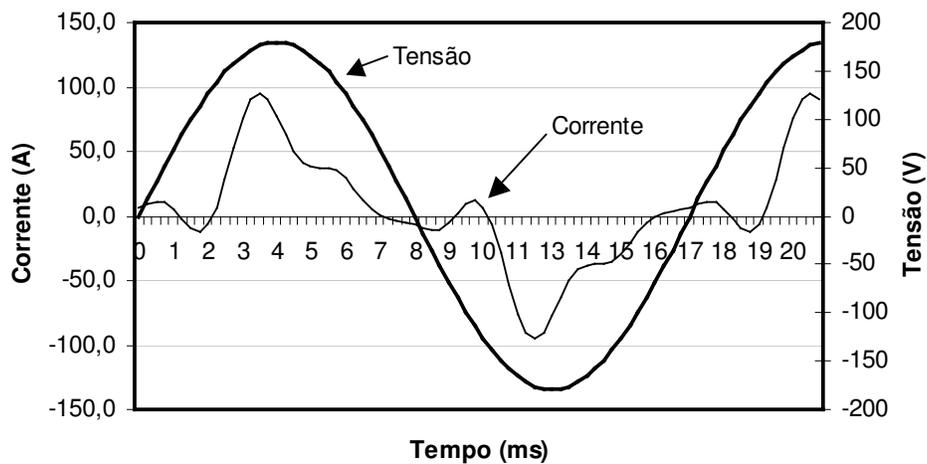


Fig. 2.2. Formas de onda da tensão e corrente do padrão de comparação utilizado

Dados da condição base:

$$\dot{V}_1 = 127 \angle 0^\circ \text{ V}$$

$$\dot{I}_1 = 35,35 \angle 0^\circ \text{ A}$$

$$\dot{I}_3 = 17,68 \angle 180^\circ \text{ A}$$

$$\dot{I}_5 = 8,13 \angle 130^\circ \text{ A}$$

$$\dot{I}_7 = 7,07 \angle 10^\circ \text{ A}$$

A seguir serão apresentados os valores calculados pelas propostas descritas anteriormente. As unidades utilizadas são: P [W], Q [var], S [VA].

Tabela 2.2 – Grandezas fundamentais

P_I	Q_I	S_I	fp_I
4489,45	0	4489,45	1,00

Tabela 2.3 – Grandezas segundo definições de Budeanu

P	Q_B	S	D	fp
4489,45	0	5203,19	2630,21	0,86

Tabela 2.4 – Grandezas segundo definições de Fryze

P	Q_F	S	fp
4489,45	2630,21	5203,19	0,86

Tabela 2.5 – Grandezas segundo definições do IEEE

P	Q_I	N	S	S_I	S_N	fp	fp_I
4489,45	0	2630,21	5203,19	4489,45	2630,21	0,86	1,00

Pode-se verificar que a potência ativa é igual para todas as definições, incluindo a fundamental, devido ao fato de a potência ativa ser a única grandeza com um significado físico claro associado e que o exemplo simulado possui apenas a componente fundamental de tensão (V_I).

Pode-se verificar também que, a partir de uma fonte de tensão senoidal pura, a potência reativa apresentada por Budeanu é nula quando I_1 está com a mesma fase da tensão (V_I). A potência de distorção, D , é diferente de zero uma vez que esta engloba os efeitos da distorção harmônica da corrente. Observa-se que o fator de potência apresentado por Budeanu é menor que o fator de potência da fundamental.

Fryze, por outro lado, define a potência reativa contendo tanto Q_I quanto as distorções harmônicas da corrente. O fator de potência apresentado por Fryze é igual ao fator de potência apresentado por Budeanu e é menor que a fundamental.

As definições do IEEE se caracterizam por separar os componentes fundamentais dos componentes harmônicos. Estas definições utilizam uma potência não-ativa N , que coincide com a potência reativa Q_F de Fryze, que é decomposta pela parcela da potência reativa, Q_I , e pelas parcelas formadas pelas distorções

harmônicas incluindo as potências reativas harmônicas [12]. As definições do IEEE apresentam um fator de potência igual às propostas anteriores e um fator de potência fundamental unitário.

Comparando-se os resultados entre as teorias analisadas, verifica-se que a grande diferença entre elas está na forma com que os efeitos da distorção harmônica são contabilizados.

2.3 Conclusões

Este capítulo apresentou a discussão acerca das definições de potência reativa desde a sua definição tradicional para sistemas senoidais até algumas propostas para sistemas não-senoidais. Em geral, não existe um consenso entre os engenheiros de qual é a solução ideal para o problema de harmônicos no sistema elétrico. A solução mais simples seria a filtragem de todos os harmônicos do sistema para que somente a frequência fundamental, de 60 Hz ou 50 Hz, se mantivesse presente. Esta situação é a mais desejável uma vez que os harmônicos são identificados como poluição do ponto de vista da Qualidade de Energia. Entretanto, a eliminação dos harmônicos de um sistema elétrico de grande porte, como o sistema brasileiro, pode enfrentar barreiras econômicas que a tornariam inviável uma vez que os equipamentos geradores de harmônicos, como lâmpadas fluorescentes, computadores e etc., teriam seus custos aumentados consideravelmente com a adição de um filtro para os harmônicos.

O uso de uma regulamentação impondo determinados limites para a distorção harmônica, utilizando-se, por exemplo, a IEEE 519-1992 [11] para o Ponto Comum de Conexão (PCC) ou a IEC 61000-3-2 [13] para os equipamentos de baixa tensão, seria essencial para a redução dos harmônicos no sistema elétrico. A norma IEC já é utilizada normalmente na Europa para este fim.

A partir da comparação dos resultados obtidos pelas propostas apresentadas, verificou-se que a grande diferença entre elas é a definição de um possível significado físico associado. Entretanto, mesmo com a definição de uma norma pelo IEEE, ainda existem discussões sobre a correta interpretação dos valores de potência do sistema elétrico. Esta falta de definição resulta na apresentação de valores errôneos para a potência reativa por parte dos medidores eletrônicos, quando operando em sistemas não-senoidais, uma vez que estes utilizam técnicas de medição desenvolvidas para

formas de ondas senoidais e são calibrados para a frequência fundamental de 60/50 Hz. O Capítulo 3 apresentará uma análise das técnicas mais comuns de medição de potência reativa empregadas pelos medidores eletrônicos. Será efetuada no Capítulo 4 a análise dos erros de medição de medidores eletrônicos, quando submetidos a condições com distorção harmônica, adotando-se como referência os valores fundamentais de tensão e corrente.

3 TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DE ENERGIA REATIVA

3.1 Introdução

Nos trabalhos sobre teorias de potências, o foco principal era a determinação de qual conceito é teoricamente correto ou qual era a melhor opção do ponto de vista teórico. No presente capítulo, algumas das técnicas de medição de energia empregadas pelos medidores de energia eletrônicos são discutidas. Os resultados obtidos com estes medidores são analisados quando aplicados em redes com alta distorção harmônica.

Um medidor de energia elétrica pode ser esquematizado pelo diagrama em blocos apresentado pela Fig. 3.1. Um medidor de energia é composto de cinco blocos básicos [41]:

- Dois blocos de Transdutores;
- Multiplicador;
- Integrador;
- Registrador.

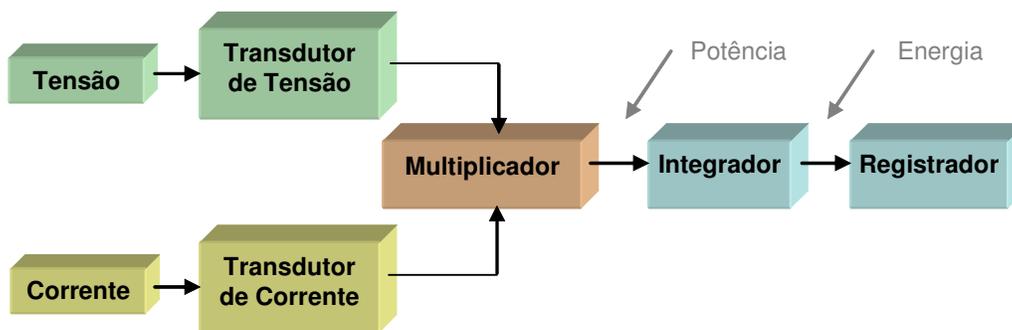


Fig. 3.1 – Diagrama em blocos de um medidor de energia elétrica

Os transdutores de tensão e corrente são responsáveis pela aquisição e adequação dos sinais a serem multiplicados. O Multiplicador determina a potência instantânea realizando a multiplicação dos sinais de tensão e corrente fornecidos pelos Transdutores. A energia é obtida pela integração da potência instantânea pelo Integrador. Finalmente, a informação de energia é armazenada e registrada pelo bloco Registrador.

Os medidores de energia podem ser eletromecânicos, eletrônicos ou híbridos. Os medidores eletromecânicos possuem tecnologia que remonta a mais de 100 anos [41] e consistem basicamente de um conjunto móvel, ou rotor, com liberdade de girar em torno de seu eixo excitado por duas bobinas, uma de tensão e outra de corrente. O conjugado produzido pelas bobinas é proporcional ao produto tensão x corrente, i.e., proporcional à potência a ser medida e o movimento do rotor, ou disco, é transferido através de um conjunto de engrenagens a um contador de revoluções. Esta contagem é igual à energia medida.

Os medidores híbridos surgiram com a necessidade de se registrar eletronicamente a medida de energia. Estes medidores eram, basicamente, medidores eletromecânicos com registradores eletrônicos incorporados [41].

Os medidores eletrônicos comerciais surgiram nas décadas de 70/80, inicialmente com circuitos discretos [41, 42]. Posteriormente, desenvolveram-se medidores com DSP's (Processador Digital de Sinais) [43, 44] e finalmente, com circuitos integrados dedicados [45, 46].

Os medidores eletrônicos podem empregar diversas técnicas para a medição de energia reativa e fator de potência [41, 29, 47]. Dentre as técnicas identificadas para medição, encontra-se a técnica do triângulo de potências, a técnica do deslocamento de noventa graus e a técnica de transformada de Fourier. Essas técnicas serão analisadas no presente capítulo.

As técnicas apresentadas neste capítulo podem ser empregadas em sistemas cuja frequência fundamental é de 60 Hz ou 50 Hz. Entretanto, as análises deste capítulo serão todas efetuadas em 60 Hz.

Os efeitos dos sub-harmônicos e dos harmônicos não-característicos não serão analisados no presente trabalho.

3.2 Técnica do Triângulo de Potência

O presente trabalho adotou o nome "Técnica do Triângulo de Potência" para descrever a técnica de medição que se baseia neste triângulo e também por ser o nome utilizado na literatura [29].

A técnica do triângulo de potência é a técnica mais simples empregada pelos medidores de energia. Esta técnica foi desenvolvida a partir das definições da teoria de potências convencional onde as três potências (aparente, ativa e reativa) são representadas por um triângulo-retângulo conforme Fig. 3.2.

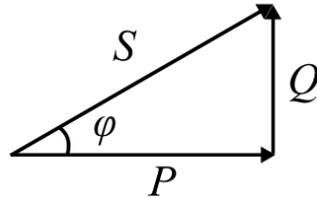


Fig. 3.2 – Triângulo de potências

Os medidores de energia que empregam esta técnica efetuam a medição direta de duas grandezas: a potência ativa e a potência aparente. Todas as outras grandezas são obtidas através de equações envolvendo essas duas medições. A medição da potência ativa é realizada a partir de diversas técnicas [41, 47, 48] presentes na literatura.

A potência aparente é calculada por:

$$S = VI \quad (3.1)$$

onde V e I são os valores eficazes da tensão e da corrente, respectivamente.

A partir dos valores da potência ativa e da potência aparente, a potência reativa é definida por:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (3.2)$$

O fator de potência pode então ser calculado pela equação:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (3.3)$$

Esta técnica foi concebida para sistemas senoidais contendo unicamente a frequência fundamental de 60 Hz. Contudo, quando na presença de harmônicos, a

potência aparente calculada por (3.1) engloba tanto os efeitos causados pelos elementos armazenadores de energia (reatâncias) quanto a distorção dos sinais de entrada, uma vez que são utilizados os valores eficazes das formas de onda da tensão e da corrente.

A existência dos efeitos da distorção harmônica no valor da potência aparente faz com que os valores da potência reativa, calculada por (3.2), e do fator de potência, calculado por (3.3), também levem em consideração os efeitos de tal distorção. Conseqüentemente, o fator de potência apresentado por esta técnica sempre será menor que o fator de potência da fundamental.

Um exemplo numérico é apresentado a seguir para exemplificar essas observações.

Assumindo-se um sistema elétrico com os seguintes valores de tensões e correntes fundamentais e harmônicos:

$$\dot{V}_1 = 1 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{V}_5 = 1 \text{ pu}$$

$$\dot{I}_5 = 0,5 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{I}_1 = 1,0 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{I} = 1,12 \text{ pu}$$

Como a fase entre os componentes fundamentais de tensão e corrente é nula, o fator de potência da fundamental é unitário.

Pela técnica do triângulo de potências, obtém-se:

$$S = 1,12 \text{ pu}$$

$$P = 1 \text{ pu}$$

$$Q = \sqrt{1,12^2 - 1^2} = 0,50 \text{ pu}$$

$$fp = \frac{1}{1,12} = 0,89$$

A partir dos resultados obtidos, observa-se que mesmo não havendo defasagem entre os componentes fundamentais de tensão e corrente, o fator de potência apresentado pela técnica foi menor que um.

Em sistemas com distorção harmônica, a técnica do triângulo de potências não poderia ser utilizada para a medição dos valores fundamentais de potência aparente e reativa uma vez que os resultados apresentados por esta técnica englobam a distorção harmônica presente nos valores eficazes de tensão e corrente. Por outro lado, a técnica do triângulo de potências pode ser empregada para o cálculo das potências definidas por Fryze no Capítulo 2. Segundo Fryze, a potência reativa é composta de toda parcela que não contribui para a potência ativa, neste caso a potência reativa calculada por (3.2) seria idêntica à potência reativa definida por Fryze em (2.12).

3.3 Técnica do Deslocamento de Noventa Graus

Esta técnica caracteriza-se pelo deslocamento de noventa graus de um dos sinais de entrada. O deslocamento pode ser realizado tanto no sinal de tensão quanto no sinal de corrente. Por convenção, neste trabalho as análises serão efetuadas com o deslocamento de 90° no sinal de tensão.

Neste método, a potência ativa é definida como:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta)i(\theta)d\theta \quad (3.4)$$

onde $v(\theta)$ é a tensão instantânea no ângulo θ , $i(\theta)$ é a corrente instantânea no ângulo θ e θ é um determinado ângulo compreendido no intervalo de integração.

Calcula-se então a potência reativa a partir de:

$$Q = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta - \frac{\pi}{2})i(\theta)d\theta \quad (3.5)$$

onde $v(\theta - \pi/2)$ é o sinal de tensão deslocado em noventa graus.

O deslocamento de noventa graus pode ser realizado através de métodos distintos. Identificaram-se na literatura [29] dois métodos utilizados pelos medidores eletrônicos para a realização do deslocamento de noventa graus:

- Deslocamento no Tempo;
- Filtragem Linear.

Ambos os métodos normalmente são implementados analogicamente, com circuitos baseados em amplificadores operacionais e também digitalmente. No caso digital, são realizados com microprocessadores ou DSP's ou ainda, atualmente, circuitos integrados dedicados são utilizados [45, 46].

Os microprocessadores e os conversores A/D (ADC) já se encontram disponíveis desde a década de 70. Entretanto, durante algum tempo a principal limitação era o tempo de conversão dos conversores A/D e a baixa velocidade de processamento dos microprocessadores. Atualmente, a evolução dos dispositivos semicondutores, o uso destes é bastante comum nos medidores eletrônicos.

A Fig. 3.3 apresenta o diagrama em blocos básico de um medidor de energia eletrônico que emprega um microprocessador para efetuar os cálculos de energia de forma digital.

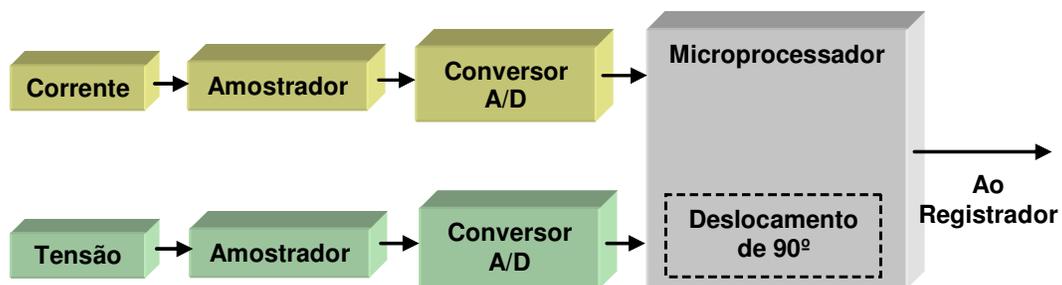


Fig. 3.3 – Diagrama em blocos de um medidor baseado em microprocessador

O bloco amostrador é responsável pela amostragem dos sinais de entrada enquanto o conversor A/D é responsável pela conversão dos sinais analógicos em valores digitais.

Uma forma de aproximar os cálculos de (3.4) e (3.5) digitalmente é realizando-se K amostragens de tensão e de corrente simultaneamente. Estas

amostras são realizadas com intervalo de tempo fixo entre si. Realizando-se o somatório do produto das amostras obtém-se aproximação para a potência média digitalizada a partir de:

$$Pd = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K v_j i_j \quad (3.6)$$

E a potência reativa digitalizada através de:

$$Qd = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K v'_j i_j \quad (3.7)$$

onde v'_j é o sinal de tensão amostrado e deslocado em 90° .

A multiplicação digital por amostragem possui duas fontes de erros sistemáticos [3]:

- erros de amostragem, que aparecem devido à amostragem ser realizada em intervalos de tempo discretos;
- erros de quantização, que é devido à palavra binária ser finita na saída do ADC.

O presente trabalho não levará em consideração essas duas fontes de erros em suas análises uma vez que estas já foram analisadas em [3].

3.3.1 Deslocamento no Tempo

Um dos métodos para se obter o deslocamento de 90° é através do deslocamento no tempo. Este método se caracteriza pelo deslocamento de um dos sinais de entrada, seja tensão ou corrente, no tempo equivalente a 90° da frequência fundamental.

A potência reativa é dada, a partir desse método, como:

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T v(t - \delta) i(t) dt \quad (3.8)$$

onde T é o período de integração, $v(t - \delta)$ é a tensão no instante t deslocada do intervalo de tempo δ e $i(t)$ é a corrente no instante t . A variável δ representa o intervalo de tempo equivalente a 90° da frequência nominal.

Em medidores eletrônicos mais simples, esta técnica pode ser implementada através de um circuito de atraso analógico. Em medidores eletrônicos que usam amostragem dos sinais de tensão e de corrente, esta técnica pode ser implementada através de um atraso de um quarto do ciclo da frequência fundamental em um dos sinais amostrados, geralmente com o auxílio de um “shift-register”.

A Fig. 3.4 apresenta o diagrama em blocos de um medidor de energia eletrônico que utiliza um “shift-register” para deslocar as amostras do sinal de tensão e calcular a potência reativa [29].

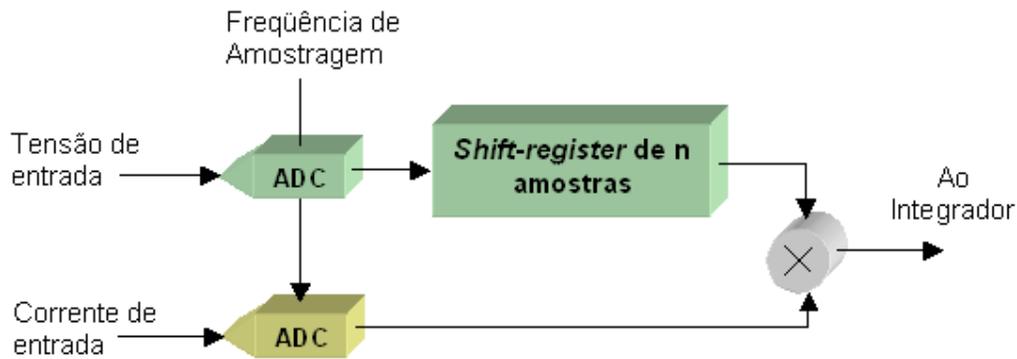


Fig. 3.4 – Diagrama em blocos de um medidor digital com deslocamento no tempo

A seguir são apresentadas as análises dos efeitos da variação de frequência da rede e da distorção harmônica para a técnica de deslocamento de noventa graus no tempo.

3.3.1.1 Efeitos da Variação da Frequência Fundamental

Nesta técnica, em vez do sinal ser deslocado de 90° , ele é deslocado de um tempo equivalente a esta defasagem assumindo que a frequência é constante. Contudo, quando a frequência da rede varia, o deslocamento efetuado é diferente de 90° . Pela técnica de deslocamento de noventa graus no tempo, um dos sinais de

entrada é deslocado a partir de um período de tempo, δ , estabelecido como o tempo equivalente a 90° da frequência nominal. Para 60 Hz, este tempo é de 4,17 ms. Quando o sinal de entrada possui uma frequência diferente da nominal, o tempo δ não mais representará um deslocamento de 90° para este sinal. A Fig. 3.5 apresenta um exemplo onde um sinal com uma frequência de 66 Hz sofreria um deslocamento de 99° caso o tempo utilizado fosse o δ definido para a frequência nominal de 60 Hz.

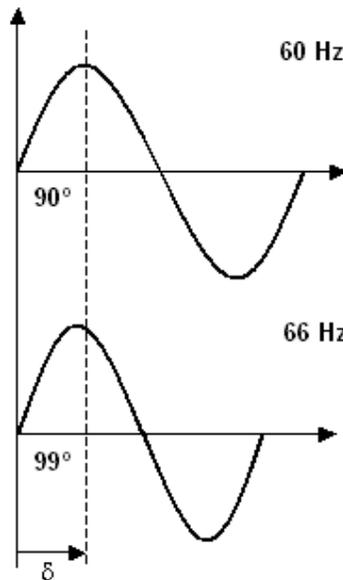


Fig. 3.5 – Exemplo da influencia da variação da frequência da rede

Para quantificar os erros provenientes da variação da frequência, um modelo computacional de um medidor de energia empregando o deslocamento de noventa graus no tempo foi desenvolvido e é apresentado pela Fig. 3.6.

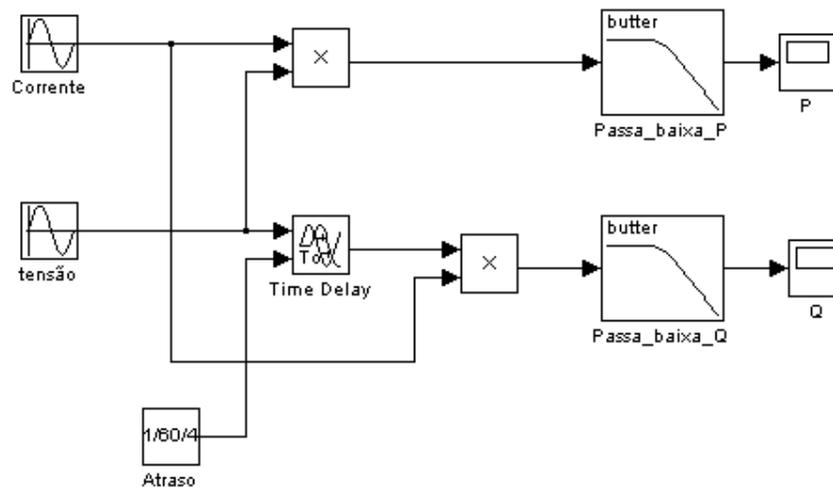


Fig. 3.6 – Modelo computacional do método de deslocamento de 90° no tempo

A potência ativa é obtida a partir do valor médio da forma de onda resultante da multiplicação dos sinais de tensão e corrente de entrada. Um filtro passa-baixas do tipo Butterworth, de segunda ordem com frequência de corte em 60Hz, é utilizado para a obtenção do valor médio, conforme (3.4).

A potência reativa é obtida de forma análoga à potência ativa, exceto pela adição de um bloco responsável pelo atraso no tempo equivalente a um quarto do período da frequência fundamental de 60 Hz, conforme (3.5). O bloco “Time Delay” efetua o atraso do sinal de tensão a partir de uma entrada de um valor constante. No modelo foi escolhido o valor $1/60/4$, ou $(1/60)/4$, que significa um quarto do período equivalente a uma frequência de 60 Hz.

Efetuaram-se simulações aplicando um determinado valor, em pu, para os sinais de tensão e corrente quando a frequência da rede é igual à frequência fundamental de 60 Hz. Os valores utilizados foram:

$$\dot{V} = 0,7071 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{I} = 0,7071 \angle -45^\circ \text{ pu}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

onde \dot{V} e \dot{I} são os fasores de tensão e corrente, respectivamente.

Nestas condições, tanto a potência ativa quanto a potência reativa deverão ser 0,3536 pu.

Observa-se que a utilização de um filtro passa-baixas adiciona ao modelo uma parcela de erros dinâmicos uma vez que o filtro precisa de um tempo de estabilização para que a variação apresentada seja menor que um determinado limite imposto pela classe de exatidão do medidor. As seguintes simulações serão analisadas apenas em regime permanente uma vez que o comportamento dinâmico do modelo não é importante para a apresentação dos resultados.

O modelo computacional apresentou o valor de 0,3535 pu para a potência ativa e o valor de 0,3536 pu para a potência reativa. Estes valores coincidiram com o valor teórico esperado.

Segundo [49], em condições normais de operação, sob regime permanente, a frequência do sistema interligado deve se manter entre 59,9 e 60,1 Hz. Na ocorrência de distúrbios, a frequência do sistema não pode exceder 66 Hz ou ser inferior a 56,5 Hz. A frequência poderá permanecer acima de 62 Hz por no máximo 30 segundos e acima de 63,5 Hz por no máximo 10 segundos. Também poderá permanecer abaixo de 58,5 Hz por 10 segundos e abaixo de 57,5 Hz por no máximo 5 segundos.

Simulando-se o modelo computacional para a faixa de frequências permitidas na operação em regime permanente, obtêm-se os resultados apresentados pela Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Resultados apresentados pelo modelo computacional para a faixa de variação da frequência permitida em regime permanente

	59,9 Hz	59,95 Hz	60 Hz	60,05 Hz	60,1 Hz
P (pu)	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535
Q (pu)	0,3545 (0,25%)	0,3540 (0,12%)	0,3536 (0%)	0,3531 (-0,14%)	0,3526 (-0,28%)

A Fig.3.7 apresenta o gráfico Erro Vs. Frequência a partir dos resultados apresentados pela Tabela 3.1.

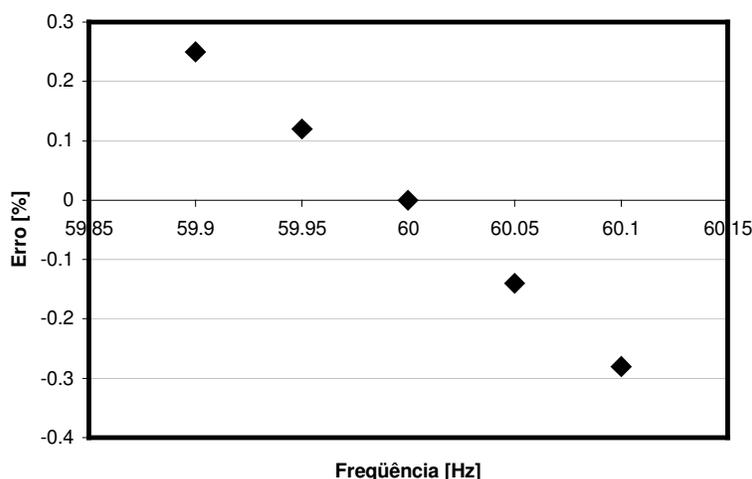


Fig. 3.7 – Gráfico erro vs. frequência dos resultados apresentados pelo modelo para a faixa de variação de frequência permitida em regime permanente

Verifica-se que o modelo simulado apresentou erros maiores que 0,2 % para a faixa de variação permitida da freqüência quando o sistema está operando em regime permanente. Caso um medidor de energia, com classe de exatidão de 0,2%, utilizasse o modelo simulado, este medidor apresentaria valores com erros maiores que sua classe mesmo quando o sistema está operando dentro dos limites estabelecidos para o regime permanente.

Repetindo-se as simulações anteriores para alguns dos casos previstos pelo procedimento de rede da ons, os resultados obtidos são apresentados pela Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Resultados apresentados pelo modelo computacional quando submetido a variações de freqüências permitidas

	56,5 Hz	58,5 Hz	62 Hz	66 Hz
<i>P (pu)</i>	0,3535	0,3536	0,3536	0,3535
<i>Q (pu)</i>	0,3853 (+8,76%)	0,3679 (+3,95%)	0,3355 (-5,37%)	0,2947 (-16,67%)

Verifica-se que o modelo computacional simulado pode apresentar um erro de até -16,67% para a potência reativa quando o sistema está operando no limite superior de freqüência estabelecido pela norma, podendo operar por até 10 segundos nesta condição. Na prática, isto não afeta significativamente a medição mensal de energia uma vez que o intervalo de tempo de alguns minutos é muito menor que o período mensal de 720 horas. Entretanto, em sistemas isolados este problema pode se agravar uma vez que a freqüência está mais sujeita à variação de carga e da entrada e saída de geradores na rede.

A Fig. 3.8 apresenta o gráfico Erro Vs. Freqüência a partir dos valores obtidos pela Tabela 3.2.

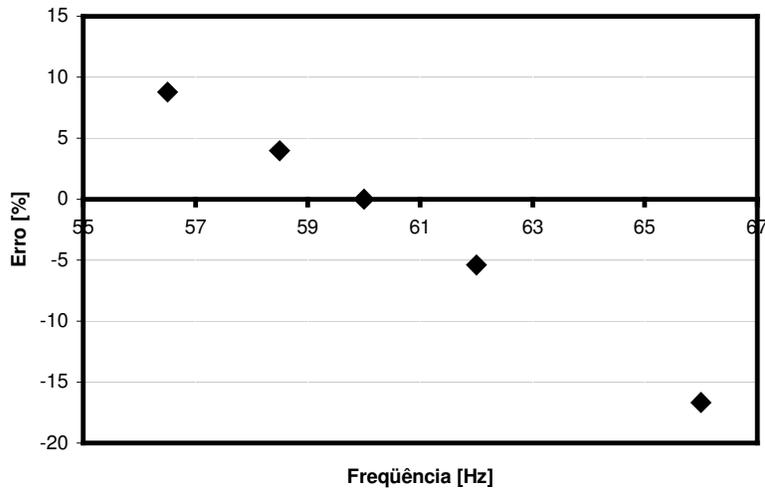


Fig. 3.8 – Gráfico erro vs. frequência

A partir do modelo estudado, estimou-se a sensibilidade %ERRO / %FREQUÊNCIA em torno de 60 Hz, obtendo-se:

$$\xi = \frac{p_e}{p_f} = -1,61 \quad (3.9)$$

onde ξ é a sensibilidade apresentada pelo modelo, p_e é a porcentagem do erro obtido e p_f é a porcentagem da variação da frequência.

Através dos resultados das simulações, pode-se constatar que uma das limitações da técnica de deslocamento de noventa graus no tempo é a sensibilidade à variação da frequência da rede. Uma das formas de se contornar esta limitação é a utilização de dispositivos de sincronismo com a rede, como o PLL (*Phase Locked Loop*) que pode ser utilizado para ajustar o tempo de atraso, δ , de acordo com a frequência de entrada [50, 51].

3.3.1.2 Efeitos da Distorção Harmônica

Os sinais de tensão e corrente presentes no sistema elétrico podem conter componentes harmônicos de diversas ordens e amplitudes. Estes sinais, por sua vez, podem ser decompostos em seus componentes harmônicos. O sinal de tensão pode ser decomposto como:

$$V = \sqrt{V_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad (3.10)$$

onde V_1 é a componente fundamental e V_n é o componente harmônico de ordem n . De forma análoga, o sinal de corrente pode ser decomposto como:

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (3.11)$$

onde I_1 é o componente fundamental e I_n é o componente harmônico de ordem n .

A partir de (3.10) e (3.11), a potência reativa calculada por (3.8) pode ser decomposta como:

$$Q = Q_1 + \sum_{n=2}^{\infty} Q_n \quad (3.12)$$

onde Q_1 é a potência reativa da fundamental e Q_n é a parcela da potência reativa gerada pelos componentes harmônicos de ordem n . A potência reativa da fundamental, segundo a técnica do deslocamento de 90° , pode ser expressa por:

$$Q_1 = V_1 I_1 \cos\left(\phi_1 - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.13)$$

onde ϕ_1 é o ângulo de defasagem entre os componentes fundamentais de tensão e corrente e $-\pi/2$ é o deslocamento de 90° utilizado no cálculo da potência reativa. Generalizando-se (3.13) para os componentes harmônicos de ordem n , obtém-se a potência reativa gerada por cada componente harmônico através de:

$$Q_n = V_n I_n \cos\left(\phi_n - n\frac{\pi}{2}\right) \quad (3.14)$$

Observa-se em (3.14) que quando n for múltiplo de 2, o deslocamento proporcionado pela técnica será múltiplo de π . Dessa forma, os componentes

harmônicos de ordem par serão invertidas, ou permanecerão com a mesma fase, após o deslocamento de 90° da fundamental.

Com o objetivo de exemplificar o exposto, a Fig. 3.9 apresenta, graficamente, como os componentes harmônicos de segunda e terceira ordem são deslocados quando um sinal é adiantado no tempo equivalente a 90° da componente fundamental de 60 Hz.

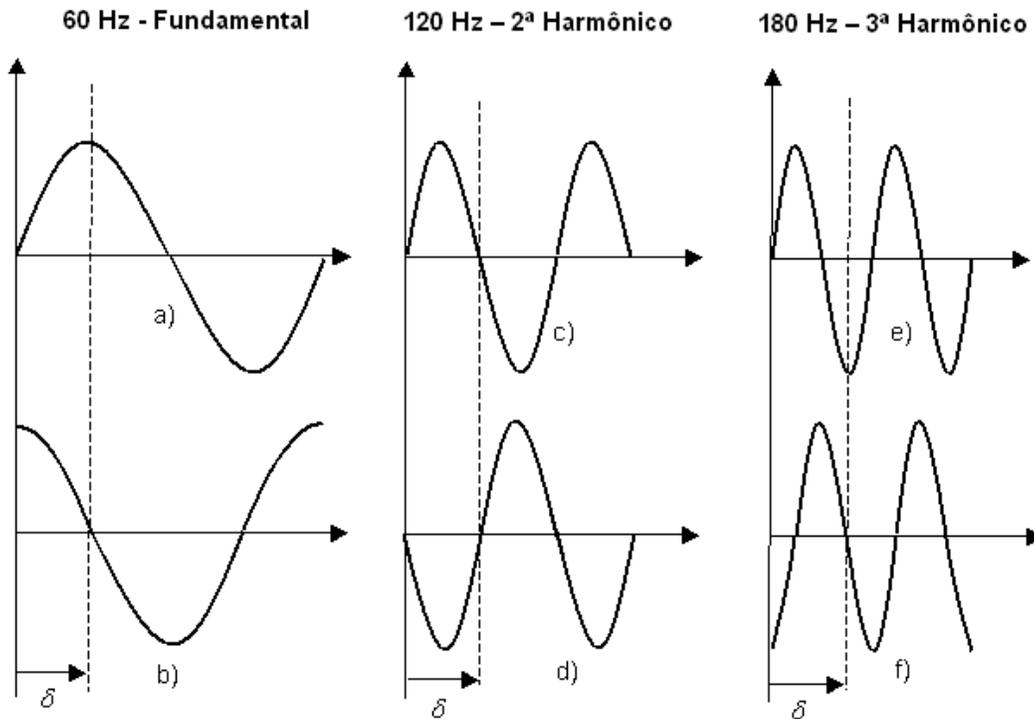


Fig.3.9 – Deslocamento dos harmônicos no tempo. (a) Forma de onda de 60 Hz antes do deslocamento. (b) Forma de onda de 60 Hz após o deslocamento δ . (c) Forma de onda de 120 Hz antes do deslocamento. (d) Forma de onda de 120 Hz após o mesmo deslocamento δ . (e) Forma de onda de 180 Hz antes do deslocamento. (f) Forma de onda de 180 Hz após o mesmo deslocamento δ

Esta característica provoca o aparecimento de valores não previstos para a potência reativa, levando-se em consideração as definições abordadas anteriormente. Supondo-se que um determinado sistema possui uma componente harmônica de segunda ordem na corrente em fase com uma componente harmônica de segunda ordem na tensão, deseja-se aplicar a técnica de deslocamento de 90° no tempo para a medição das suas potências. Neste caso, a representação fasorial, no domínio da

frequência, dos componentes harmônicos de segunda ordem antes e depois do deslocamento são apresentadas nas Fig. 3.10 (a) e (b).

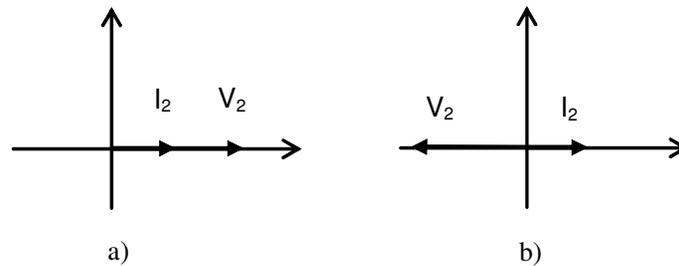


Fig. 3.10 – Exemplo do deslocamento dos harmônicos pares – (a) Componentes harmônicos antes do deslocamento – (b) Componentes harmônicos após deslocamento de 90º no tempo no sinal de tensão

A Fig. 3.10 – (a) apresenta os componentes harmônicos antes do deslocamento no tempo, observa-se que o vetor de corrente está em fase com o vetor de tensão. A parcela da potência reativa gerada pelos componentes harmônicos de segunda ordem é dada por:

$$Q_2 = V_2 I_2 \text{sen}(0) = 0$$

Observa-se que toda a potência gerada pelos componentes harmônicos está sendo convertida em trabalho, contribuindo para a potência ativa do sistema.

Aplicando-se o deslocamento de 90º no tempo, a componente harmônica de segunda ordem da tensão sofreria um deslocamento equivalente a 180º, conforme (3.14). A Fig. 3.10 – (b) apresenta os vetores de tensão e corrente após o deslocamento. A parcela da potência reativa gerada pelos componentes harmônicos de segunda ordem seria calculada pela técnica do deslocamento de noventa graus como:

$$Q_2 = V_2 I_2 \cos(\pi) = -V_2 I_2$$

Observa-se que a técnica de deslocamento de 90º no tempo, nestas condições, apresentou um valor diferente de zero para a parcela da potência reativa originada dos componentes harmônicos de segunda ordem. No entanto, como

demonstrado pela representação vetorial, não há energia ocupando desnecessariamente o cabo, devido ao segundo harmônico. Levando-se em conta as definições apresentadas no Capítulo 2, conclui-se:

1. Pela definição levando-se em consideração somente a componente fundamental, Q deveria ser nula.
2. Pela definição de Budeanu, a potência reativa Q_B , dada por (2.7), deveria ter valor nulo.
3. Pela definição de Fryze, como a corrente tem a mesma forma de onda que a tensão, a potência reativa, dada por (2.12), deveria ter valor nulo.
4. Pelas definições do IEEE a potência não ativa deveria ser nula neste caso.

Supondo-se o sistema do exemplo anterior e substituindo os componentes harmônicos de segunda ordem por componentes harmônicos de terceira ordem. A representação fasorial dos componentes harmônicos de terceira ordem antes e depois do deslocamento são apresentadas pelas Fig. 3.11 (a) e (b), respectivamente.

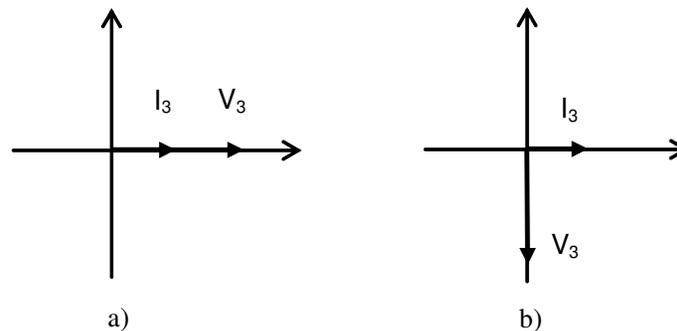


Fig. 3.11 – Exemplo do deslocamento dos harmônicos ímpares – (a) Componentes harmônicos antes do deslocamento – (b) Componentes harmônicos após deslocamento de 90° no tempo no sinal de tensão

A parcela da potência reativa gerada pelos componentes harmônicos de terceira ordem seria:

$$Q_3 = V_3 I_3 \text{sen}(0) = 0$$

Aplicando-se a técnica de deslocamento de 90° no tempo, a componente harmônica da tensão sofreria um deslocamento de 270° , conforme (3.14). A Fig. 3.11

– (b) apresenta os vetores de tensão e corrente após o deslocamento. A parcela da potência reativa gerada pelos componentes harmônicos de terceira ordem seria calculada pela técnica como:

$$Q_3 = V_3 I_3 \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) = 0$$

Neste caso, as parcelas de potência ativa e reativa dos componentes harmônicos de terceira ordem apresentadas pela técnica não são divergentes entre si uma vez que a técnica apresentou o valor esperado, i.e. nulo, para a potência reativa gerada pelos componentes harmônicos de terceira ordem no sistema simulado.

A presença de harmônicos na rede pode fazer com que a técnica de deslocamento de 90° no tempo apresente valores divergentes de potência reativa uma vez que os componentes harmônicos são deslocados em valores diferentes de 90° de acordo com a ordem e a fase entre os componentes de tensão e corrente.

3.3.2 Filtragem Linear

Outro método utilizado para se obter o deslocamento de 90° é através de um filtro linear sintonizado para uma defasagem de 90° na frequência fundamental. É comum a utilização de filtros passa-baixas para este propósito [29, 46] uma vez que estes filtros podem ser usados para minimizar os componentes harmônicos de mais altas frequências presentes no sinal de entrada.

A utilização de filtros lineares para o deslocamento de 90° de um dos sinais de entrada em um medidor de energia eletrônico faz com que cada implementação de filtro responda de forma diferente dependendo da condição harmônica da rede. O presente trabalho analisou duas abordagens para a implementação de filtros lineares com deslocamento de 90° para a frequência de 60Hz: filtro de segunda ordem com frequência de corte em 60Hz e filtro de primeira ordem com frequência de corte em 1 Hz. Existem outras abordagens de filtros para o deslocamento de 90°, como, por exemplo, a transformação de Hilbert [53], que não serão estudadas no presente trabalho.

A primeira abordagem é o uso de um filtro passa-baixas de segunda ordem, com aproximação do tipo Butterworth, cuja frequência de corte seja dada pela

freqüência fundamental da rede. Pela característica construtiva deste filtro, a defasagem na sua saída é equivalente a 90° teóricos na freqüência de corte.

O modelo computacional de um medidor de energia eletrônico utilizando o filtro da primeira abordagem foi desenvolvido para a análise do comportamento do método para condições adversas da rede. A Fig. 3.12 apresenta o modelo de um medidor que utiliza um filtro passa-baixas, de segunda ordem, do tipo Butterworth, com freqüência de corte em 60 Hz, para efetuar o deslocamento de 90° do sinal de tensão.

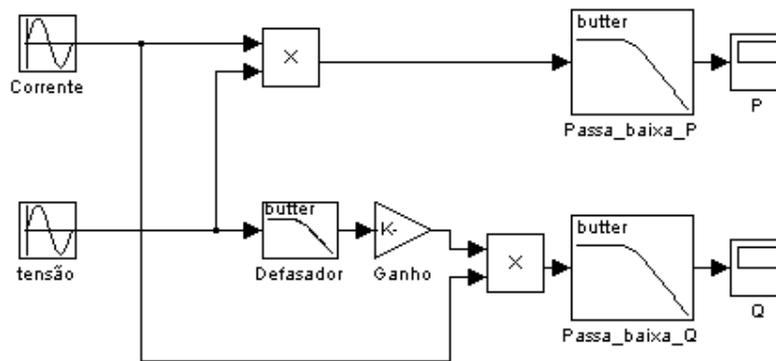


Fig. 3.12 – Modelo computacional que utiliza filtro passa-baixas de segunda ordem

O bloco Defasador é formado pelo filtro Butterworth de 2ª ordem com freqüência de corte em 60 Hz.

A Fig. 3.13 apresenta a resposta em freqüência do ganho e da fase para o filtro utilizado no modelo.

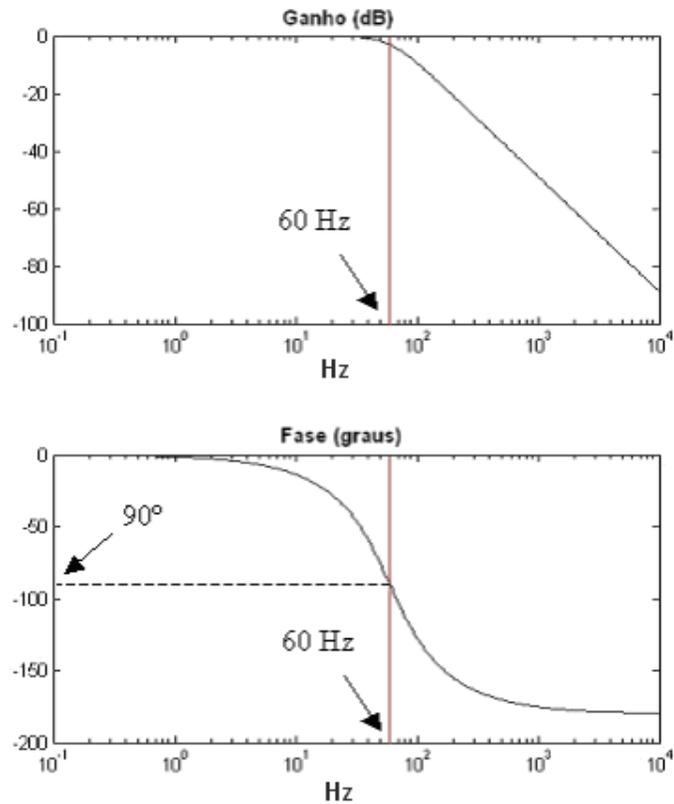


Fig. 3.13 – Resposta em frequência do filtro de segunda ordem

Na frequência de corte, em 60 Hz, o filtro apresenta um ganho de 0,7071. Para compensar este ganho, foi inserido no modelo um bloco com o ganho igual a $1/0,7071$ na saída do filtro defasador.

A segunda abordagem utiliza um filtro de primeira ordem com frequência de corte muito mais baixa que a frequência fundamental da rede. Desta forma, na frequência da rede o ângulo de defasagem será aproximadamente de 90 graus. Contudo, devido ao fato de não ser exatamente 90 graus, faz-se necessária uma compensação utilizando-se uma malha de atraso no tempo. Apresenta-se a seguir uma simulação desta abordagem. A Fig. 3.14 apresenta o modelo utilizado para a simulação.

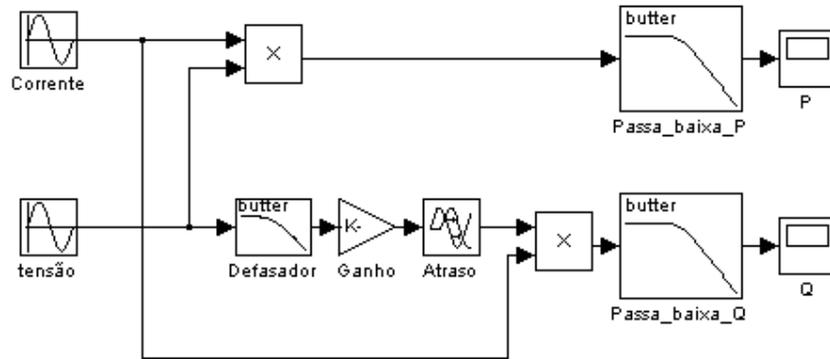


Fig. 3.14 – Modelo computacional que utiliza filtro passa-baixas de primeira ordem

O deslocamento de noventa graus é realizado através dos blocos “Defasador”, “Ganho” e “Atraso”. O bloco Defasador é formado por um filtro de 1ª ordem com frequência de corte em 1 Hz.

A Fig. 3.15 apresenta a resposta em frequência do filtro de primeira ordem. Nesta figura, o marcador se encontra na frequência de 60 Hz. Observa-se que para esta frequência a atenuação do filtro é de 0,0166644 e o ângulo de defasagem - 89,0452°. Para compensar estes valores, foi-se inserido no modelo um ganho com o valor de $1/0,0166644$ e um bloco de atraso com o valor, em segundos, da diferença de fase apresentada pelo filtro para -90° , i.e., $((90 - 89,0452)/60)/360$, ou seja 44,4 microssegundos.

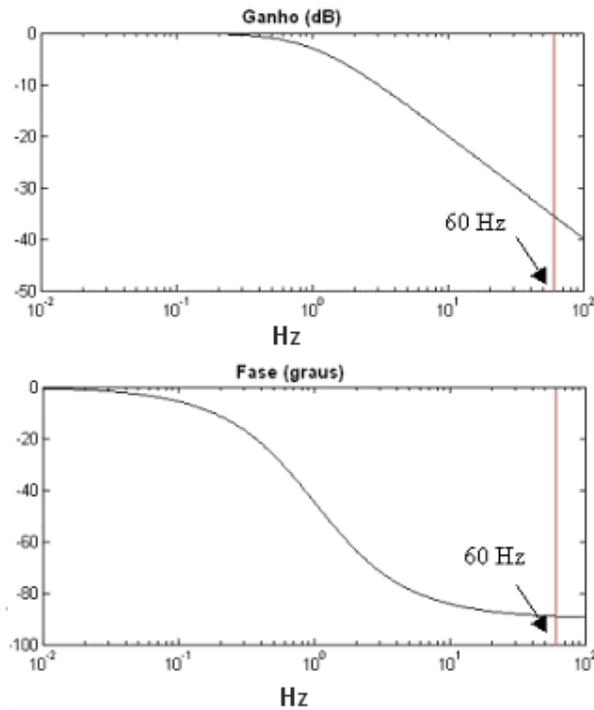


Fig. 3.15 – Resposta em frequência do filtro de primeira ordem

A seguir são apresentadas as análises dos efeitos da variação de frequência da rede e da distorção harmônica para as duas abordagens utilizadas

3.3.2.1 Efeitos da Variação da Frequência Fundamental

O filtro linear de segunda ordem, utilizado na primeira abordagem, possui um deslocamento de 90° apenas para a frequência fundamental de 60 Hz. A variação da frequência da rede faz com que o deslocamento do sinal seja diferente de 90° .

Supondo-se um determinado sistema com os seguintes dados:

$$\dot{V} = 0,7071 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{I} = 0,7071 \angle -45^\circ \text{ pu}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

Para tal sistema, tanto a potência ativa quanto a potência reativa apresentam o valor teórico de 0,3535 pu.

Simulou-se o sistema proposto variando-se a frequência da rede. Os resultados das simulações são analisados em regime para que o comportamento dinâmico apresentado pelos filtros utilizados para obter o valor médio da potência instantânea não interfira nos resultados.

O modelo computacional da primeira abordagem, que utiliza o filtro de segunda ordem e frequência de corte na fundamental, apresentou o valor de 0,3535 pu para a potência ativa e o valor de 0,3535 pu para a potência reativa. Estes valores coincidiram com o valor teórico esperado.

O modelo computacional da primeira abordagem apresentou os resultados segundo a Tabela 3.3 para a variação permitida de frequência do sistema em regime permanente [49].

Tabela 3.3 – Resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem para a faixa de variação da frequência permitida em regime permanente

	59,90 Hz	59,95 Hz	60 Hz	60,05 Hz	60,10 Hz
<i>P (pu)</i>	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535
<i>Q (pu)</i>	0,3550 (+0,42%)	0,3545 (+0,28%)	0,3535	0,3529 (-0,17%)	0,3522 (-0,37%)

A Fig.3.16 apresenta o gráfico Erro Vs. Frequência a partir dos resultados apresentados pela Tabela 3.3.

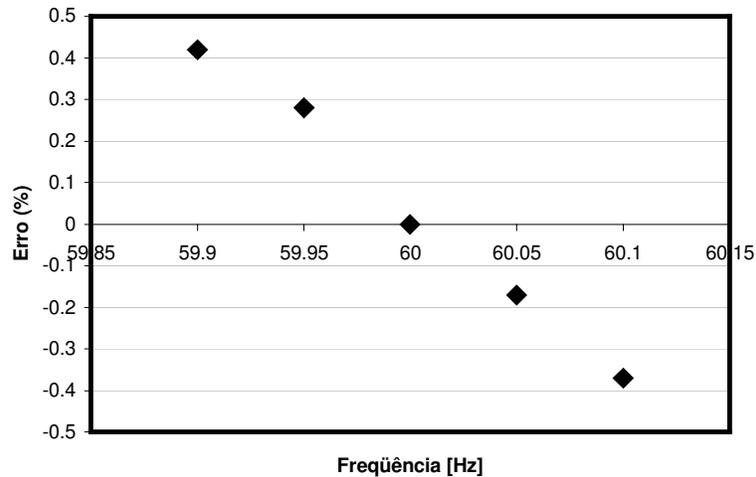


Fig. 3.16 – Gráfico erro vs. frequência dos resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem para a faixa de variação de frequência permitida em regime permanente

Verifica-se que o filtro de segunda ordem utilizado na primeira abordagem apresentou erros maiores que 0,4 % para a faixa de variação permitida da frequência quando o sistema está operando em regime permanente. Os erros apresentados por este modelo foram maiores que os erros apresentados pelo modelo com deslocamento no tempo.

Repetindo-se as simulações anteriores para alguns dos casos previstos por [49], os resultados obtidos são apresentados pela Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem quando submetido a variações de frequências previstas pela norma

	56,5 Hz	58,5 Hz	62 Hz	66 Hz
<i>P</i> (pu)	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535
<i>Q</i> (pu)	0,4038 (+14,12%)	0,3752 (+5,93%)	0,3247 (-8,19%)	0,2731 (-22,88%)

O filtro linear de segunda ordem utilizado no modelo para o deslocamento de noventa graus se mostrou bastante sensível à variação da frequência da rede, chegando a apresentar um erro de -22,88% para a condição transitória limite estabelecida pela norma. Entretanto esta condição só é permitida para um curto intervalo de tempo.

Repetindo-se as simulações anteriores para o modelo computacional da segunda abordagem, com filtro linear de primeira ordem e frequência de corte em 1 Hz, obtém-se os resultados apresentados pela Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Resultados apresentados pelo modelo da segunda abordagem para a faixa de variação da frequência permitida em regime permanente

	59,90 Hz	59,95 Hz	60 Hz	60,05 Hz	60,10 Hz
P (pu)	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535
Q (pu)	0,3542 (+0,17%)	0,3538 (+0,06%)	0,3535	0,3532 (-0,11%)	0,3530 (-0,17%)

A Fig.3.17 apresenta o gráfico erro vs. frequência a partir dos resultados apresentados pela Tabela 3.5.

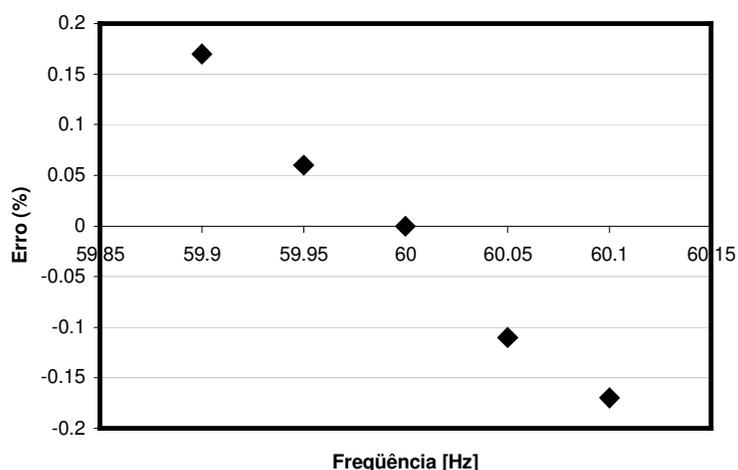


Fig. 3.17 – Gráfico erro vs. frequência dos resultados apresentados pelo modelo da primeira abordagem para a faixa de variação de frequência permitida em regime permanente

Verifica-se que o filtro de primeira ordem utilizado na segunda abordagem apresentou erros menores que 0,2 % para a faixa de variação permitida da frequência quando o sistema está operando em regime permanente. Dentre as simulações efetuadas, este modelo foi o que apresentou os menores erros para a operação em regime permanente.

Repetindo-se as simulações anteriores para alguns dos casos previstos por [49], os resultados obtidos são apresentados pela Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Resultados apresentados pelo filtro de primeira ordem quando submetido a variações de frequências previstas pela norma

	56,5 Hz	58,5 Hz	62 Hz	66 Hz
<i>P</i> (pu)	0,3535	0,3535	0,3535	0,3535
<i>Q</i> (pu)	0,3757 (+6,21%)	0,3632 (+2,54%)	0,3418 (-3,39%)	0,3214 (-9,32%)

Observa-se que este modelo também apresenta uma sensibilidade com relação à variação de frequência da rede, entretanto, os erros obtidos foram menores que o modelo com filtro de segunda ordem e o modelo com deslocamento no tempo.

A partir da análise das duas abordagens de filtros lineares utilizados para o deslocamento de 90° para medição de potência reativa, verifica-se que o filtro de primeira ordem apresentou melhores resultados com relação à variação de frequência da rede. A diferença nos resultados apresentados pelos dois modelos de filtros foi causada pela forma com que os filtros deslocam o sinal no entorno de 60 Hz. O filtro de segunda ordem possui uma derivada mais acentuada para o deslocamento do sinal de entrada, conforme Fig. 3.13, do que o filtro de primeira ordem, conforme Fig. 3.15, para a frequência de 60 Hz. Esta característica faz com que as frequências próximas de 60 Hz sejam deslocadas pelo filtro de segunda ordem em valores mais distantes de 90° do que o filtro de primeira ordem, aumentando os erros apresentados pelo filtro de segunda ordem.

A utilização de filtros lineares em medidores de energia reativa pode levar a diferentes implementações e gerar resultados com taxas de erros maiores que a classe de exatidão do medidor. Essas implementações, quando aplicadas em redes com frequência variável, apresentam resultados que dependem da sintonia do filtro, do grau de atenuação e das fases apresentadas para as frequências diferentes da fundamental.

Contudo, a utilização de filtros lineares para medição de potência reativa é uma prática comum nos medidores de energia [29]. Embora exista a necessidade da compensação dos efeitos da variação da frequência, implementações neste sentido podem ser encontradas na literatura [54, 55].

3.3.2.2 Efeitos da Distorção Harmônica

Uma das formas de minimizar a influência dos componentes harmônicos na medição de energia reativa é a utilização de um filtro passa-baixas que atenua os componentes de frequência mais altas que a fundamental. Se esta operação produzir uma boa atenuação para as altas frequências, a potência reativa apresentada se aproxima da potência reativa fundamental [29].

Com o objetivo de exemplificar a aplicação de filtros lineares para atenuação da distorção harmônica, um exemplo é apresentado. Seja um determinado sistema cujos dados são definidos como:

$$\dot{V}_1 = 1 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{V}_n = 0,03 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{I}_1 = 1 \angle -45^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{I}_n = 0,15 \angle -45^\circ \text{ pu}$$

onde V_n e I_n são os fasores dos componentes harmônicos de ordem n da tensão e corrente, respectivamente. A amplitude de V_n foi definida em 3% da fundamental e a amplitude de I_n foi definida em 15% da fundamental uma vez que estas são as amplitudes máximas permitidas pela norma IEEE 519-1992 [11].

Para o sistema proposto, a potência reativa fundamental é calculada como:

$$Q_1 = 1.1 \cdot \text{sen}(45^\circ) = 0,7071 \text{ pu}$$

Aplicando-se as duas abordagens de filtros lineares para calcular a potência reativa do sistema proposto, os resultados obtidos pela simulação do filtro de primeira ordem (Q_{po}) e os resultados obtidos pela simulação do filtro de segunda ordem (Q_{so}) são comparados com a potência reativa fundamental calculada (Q_1). A Tabela 3.7 apresenta os resultados obtidos para os componentes harmônicos de ordem 3, 5, 9 e 11.

Tabela 3.7 – Comparação dos resultados da potência reativa apresentada pelo modelo com filtro de primeira ordem (Q_{po}) e do modelo com filtro de segunda ordem (Q_{so}) com a potência reativa fundamental (Q_I) para algumas ordens de harmônicos

	$n=3$	$n=5$	$n=9$	$n=11$
Q_I (pu)	0,7071	0,7071	0,7071	0,7071
Q_{po} (pu)	0,7088 (+0,24%)	0,7085 (+0,20%)	0,7083 (+0,17%)	0,7082 (+0,15%)
Q_{so} (pu)	0,7068 (-0,04%)	0,7069 (-0,03%)	0,7069 (-0,03%)	0,7070 (-0,01%)

A partir dos dados da Tabela 3.7, verifica-se que os valores da potência reativa obtidos pelo modelo de segunda ordem apresentaram os menores erros relativos à potência reativa fundamental. Enquanto o modelo de primeira ordem apresentou um erro máximo de 0,24 %, o modelo de segunda ordem apresentou um erro máximo de 0,04 %. O filtro de segunda ordem apresentou os melhores resultados uma vez que este apresenta uma maior atenuação para as frequências superiores a 60 Hz.

A partir da Fig. 3.13, a atenuação apresentada pelo filtro de segunda ordem para o componente harmônico de terceira ordem é igual a 0,110432 enquanto que a atenuação do filtro de primeira ordem para o mesmo componente harmônico, segundo Fig. 3.15, é de 0,005555. Aparentemente o filtro de primeira ordem apresentaria uma atenuação maior para o componente harmônico de terceira ordem. Entretanto, ambos os modelos apresentam um bloco de ganho localizado na saída do filtro. Após a multiplicação do ganho especificado para cada filtro, o modelo de filtro de segunda ordem passou a apresentar uma atenuação de 0,156176 para o harmônico de terceira ordem enquanto que o modelo de primeira ordem passou a apresentar uma atenuação de 0,333337 para o mesmo componente harmônico. Verifica-se, portanto, que o modelo de filtro de segunda ordem apresenta resultados de potência reativa mais próximos da potência reativa fundamental uma vez que este apresenta uma atenuação maior para os componentes harmônicos presentes no sinal de entrada.

A partir dos resultados apresentados, constata-se que o modelo de filtro de segunda ordem apresenta erros maiores que o modelo de filtro de primeira ordem para a variação de frequência da rede. Entretanto, o modelo de filtro de segunda ordem

apresenta erros menores que o modelo de primeira ordem quando se deseja obter a frequência reativa fundamental do sistema.

A utilização de filtros para o deslocamento de 90° pode gerar resultados totalmente divergentes dependendo do tipo de filtro implementado uma vez que cada implementação efetua um deslocamento próprio para as frequências diferentes da fundamental. Essa característica faz com que medidores eletrônicos que utilizem a mesma técnica de medição (deslocamento de 90°) apresentem resultados distintos uma vez que o deslocamento pode ser implementado por métodos que não possuem uma resposta idêntica para uma mesma condição harmônica.

3.4 Transformada Discreta de Fourier

A Transformada Discreta de Fourier (DFT) é uma representação em frequência de uma seqüência qualquer de comprimento finito. Através da DFT é possível obter características em frequência de seqüências dadas no tempo, e vice-versa [56].

A transformada discreta de Fourier é dada por:

$$X(n) = \sum_{k=0}^{K-1} x(k) e^{\frac{-2\pi j}{K}kn}, \quad n = 0, 1, \dots, K-1 \quad (3.15)$$

onde $X(n)$ é a seqüência de números complexos representando o módulo e o ângulo da componente n . A função $x(k)$ é o valor da amostra k da seqüência e K é o número de amostras da seqüência.

A maior limitação para o uso da DFT é o grande número de computações aritméticas envolvidas, no caso de seqüências longas. Este problema foi parcialmente resolvido com a introdução de algoritmos eficientes para o cálculo da DFT, conhecidos por FFT (*Fast Fourier Transform*). Os primeiros algoritmos de FFT foram propostos em 1965 [57] e desde então a DFT passou a ser utilizada em várias áreas da engenharia.

Com o aparecimento de processadores específicos para realização da FFT em altas taxas de amostragem, a análise no domínio da frequência das formas de onda dos sinais de tensão e corrente de forma rápida e precisa tornou-se viável. A

partir desta análise, alguns algoritmos de medição de energia através da DFT foram propostos [58, 59].

Sejam os sinais de tensão e corrente definidos como periódicos em um determinado tempo T e assumindo-se que estes sinais possuem um número finito K de amostras, estes sinais podem ser representados, de acordo com [58]:

$$V(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K V_k e^{(jk\omega t + \alpha_k)} \right\} \quad (3.16)$$

$$I(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K I_k e^{(jk\omega t + \beta_k)} \right\} \quad (3.17)$$

onde $\sqrt{2}V_k$ e $\sqrt{2}I_k$ são as amplitudes e α_k e β_k as fases dos componentes de ordem k das formas de onda da tensão e corrente, respectivamente. A frequência fundamental é dada por ω .

A partir de (3.16) e (3.17), a potência aparente pode ser calculada como:

$$S^2 = V_{RMS}^2 I_{RMS}^2 = \sum_{k=0}^M V_k^2 \sum_{k=0}^M I_k^2 \quad (3.18)$$

A potência ativa é dada por:

$$P = \sum_{k=0}^M P_k = \sum_{k=0}^M V_k I_k \cos(\alpha_k - \beta_k) \quad (3.19)$$

A potência ativa fundamental é dada por:

$$P_1 = V_1 I_1 \cos(\alpha_1 - \beta_1) \quad (3.20)$$

A potência reativa fundamental é dada por:

$$Q_1 = V_1 I_1 \operatorname{sen}(\alpha_1 - \beta_1) \quad (3.21)$$

A potência reativa de Budeanu (2.7) pode ser calculada como:

$$Q_B = \sum_{k=1}^M Q_k = \sum_{k=1}^M V_k I_k \text{sen}(\alpha_k - \beta_k) \quad (3.22)$$

A potência reativa de Fryze (2.12) pode ser calculada como:

$$Q_F^2 = S^2 - P^2 \quad (3.23)$$

A técnica da Transformada Discreta de Fourier é uma excelente ferramenta para se efetuar a medição de energia no domínio da frequência. Entretanto, alguns cuidados devem ser tomados com relação à variação de frequência.

A limitação mais significativa da DFT é inerente ao fato de trabalhar com seqüências numéricas finitas, o que implica que há uma multiplicação de uma seqüência por uma janela. Para demonstrar este fato a Fig. 3.18 apresenta a multiplicação de uma seqüência periódica por uma janela retangular. No caso, a janela possuindo um tempo múltiplo do período do sinal a ser medido consegue-se recuperar o sinal corretamente. Replicando-se o conteúdo do sinal que está dentro da janela, o sinal resultante é igual ao sinal original amostrado.

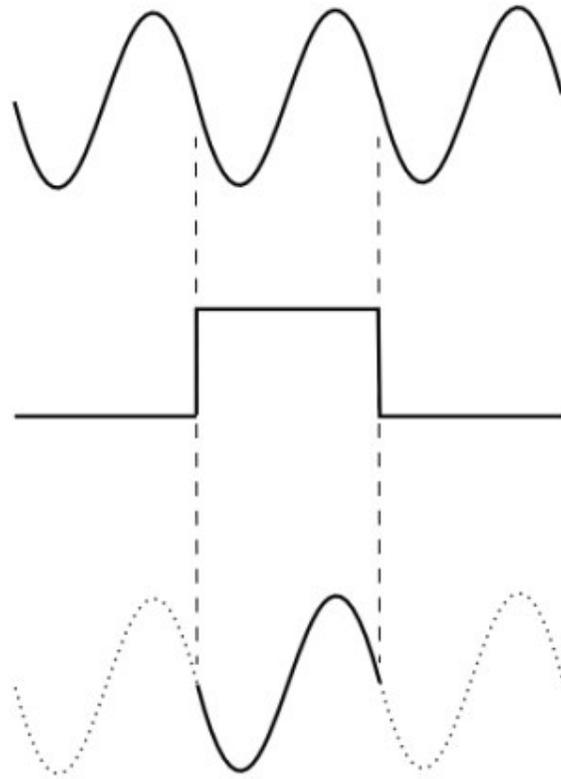


Fig. 3.18 – Demonstração da multiplicação por uma janela sem erro

Contudo, se a janela não tiver uma largura com exatamente um múltiplo do período do sinal a ser medido, a recuperação do sinal fica prejudicada ou, de outra forma, replicando-se o conteúdo do sinal que está dentro da janela o sinal resultante não é igual ao sinal original, como mostrado na Fig. 3.19. Neste caso, a DFT não calculará corretamente o valor de módulo e fase do sinal a ser medido.

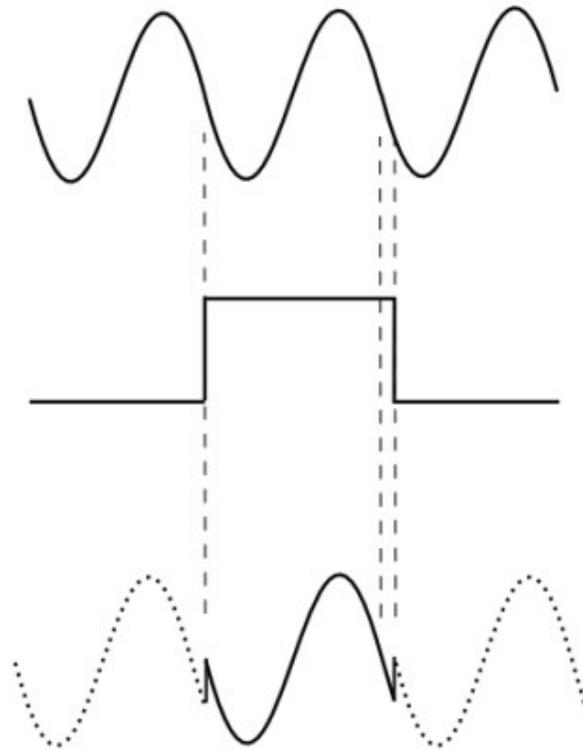


Fig. 3.19 – Demonstração da multiplicação por uma janela com erro

Para atenuar o efeito mostrado acima, usam-se janelas não retangulares para a multiplicação pelo sinal de entrada [56] e outros artifícios como “zero-padding”. No entanto, isto implica em mais processamento. Outra possibilidade é a realização de amostragem síncrona, o que implica no uso de redes de sincronismo com PLL (“phase locked-loop”). O uso de técnicas de interpolação pode também ser empregado [60].

Com o objetivo de ilustrar o erro gerado pela variação da freqüência da rede, apresentam-se simulações da aplicação da DFT quando há sincronismo entre a janela e o sinal da freqüência fundamental e quando este sincronismo não existe (porque a freqüência fundamental não é mais 60 Hz). Para todos os casos, usou-se uma janela fixa cuja largura é exatamente equivalente ao período de um ciclo de 60Hz. Os dados do sistema simulado são:

$$\dot{V} = 0,7071 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

$$\dot{I} = 0,7071 \angle -45^\circ \text{ pu}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

Para estas condições, a potência ativa e a potência reativa deverão apresentar o valor teórico de 0,3536 pu.

Os sinais de tensão e corrente foram multiplicados por janelas retangulares de período igual a 0,016666 ms (1/60). Os sinais resultantes foram amostrados com intervalos iguais a 1/ (60 x 64), o que corresponde a 64 amostras no interior da janela. Em seguida, aplicou-se a FFT nas 64 amostras de cada seqüência para a obtenção dos componentes harmônicos de tensão e de corrente.

O valor da potência ativa foi calculado como:

$$P = V_1 I_1 \cos(\phi_{V1} - \phi_{I1}) \quad (3.21)$$

A potência reativa foi calculada como:

$$Q = V_1 I_1 \text{sen}(\phi_{V1} - \phi_{I1}) \quad (3.22)$$

onde ϕ_{V1} é o ângulo da componente fundamental de tensão e ϕ_{I1} é o ângulo da componente fundamental de corrente.

O sistema foi simulado para as variações de freqüências permitidas para o sistema elétrico operando em regime permanente [49] e os resultados são apresentados pela Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Resultados apresentados pela técnica DFT para a faixa de variação da freqüência permitida em regime permanente

	59,90 Hz	60 Hz	60,10 Hz
<i>P (pu)</i>	0,3530 (-0,15%)	0,3536	0,3541 (0,15%)
<i>Q (pu)</i>	0,3535	0,3536	0,3535

Verifica-se que a técnica da DFT apresentou erros insignificantes para a medição de potência reativa para a faixa de variação permitida da freqüência da rede. Entretanto, a potência ativa apresentou uma pequena variação. A diferença de erros apresentados pelos valores de potência ativa e reativa é devida à forma com que os valores de seno e co-seno variam com a variação da freqüência de entrada. Verificou-

se que a variação do co-seno foi equivalente à variação da amplitude do produto das componentes fundamentais enquanto que a variação do seno foi contrária à variação da amplitude de tal forma que uma variação compensou um pouco a outra.

Simulando-se o sistema para as variações de frequência permitidas por [49], obtêm-se os resultados apresentados pela Tabela 3.9.

Tabela 3.9 – Resultados apresentados pela técnica DFT para a faixa de variações de frequências previstas pela norma

	56,5 Hz	58,5 Hz	62 Hz	66 Hz
<i>P (pu)</i>	0,3404 (-3,72%)	0,3465 (-2,01%)	0,3651 (+3,27%)	0,3874 (+9,57%)
<i>Q (pu)</i>	0,3493 (-1,20%)	0,3528 (-0,22%)	0,3522 (-0,39%)	0,3413 (-3,47%)

Verifica-se que o efeito citado anteriormente produz erros significativos para uma maior variação da frequência da rede, sobretudo com relação à potência ativa.

3.5 Conclusões

Este capítulo apresentou as principais técnicas de medição de energia elétrica utilizadas pelos medidores de energia. Cada técnica foi analisada e suas características levantadas.

A técnica do triângulo de potência é uma das mais simples técnicas de medição de energia. Esta técnica foi concebida inicialmente para sistemas senoidais e sua resposta para situações não senoidais pode reduzir o fator de potência calculado em relação ao fator de potência da fundamental.

A técnica de deslocamento de noventa graus no tempo é facilmente implementada por medidores digitais através de um “*shif-register*”. Esta técnica é sensível à variação de frequência da rede e deve ser usada com dispositivos de sincronismo como um PLL. Esta técnica também possui como característica apresentar valores divergentes de potência reativa quando existem harmônicos nos sinais de tensão e corrente.

A técnica de deslocamento de noventa graus através de filtros lineares pode ser implementada de diversas maneiras possíveis uma vez que inúmeras configurações de filtros podem ser utilizadas. Foram analisados dois exemplos de filtros, um de segunda ordem com frequência de corte em 60 Hz e outro de primeira ordem com frequência de corte em 1 Hz. Cada filtro apresentou características próprias e ambos apresentaram sensibilidade à variação de frequência da rede. Pode-se utilizar um filtro com grande atenuação para frequência acima da fundamental para que os efeitos da distorção harmônica sejam minimizados, permitindo a medição da potência reativa fundamental.

A técnica da Transformada Discreta de Fourier é utilizada para a análise em frequência dos sinais de entrada, permitindo que os valores fundamentais das potências sejam calculadas facilmente uma vez que os sinais de entradas são decompostos em seus componentes harmônicos. Esta técnica também apresenta sensibilidade à variação de frequência. Contudo, o correto sincronismo da janela ou artifícios de processamento de sinais podem atenuar este efeito.

Analisando-se as técnicas empregadas pelos medidores de energia comerciais, pode-se verificar a falta de padronização dos mesmos. Cada técnica se baseia em convenções diferentes, algumas vezes corretas apenas para sistemas senoidais, que apresentam resultados distintos para condições de redes com distorções harmônicas. O Capítulo 4 apresentará a análise dos erros de medição que podem ser apresentados pelos medidores eletrônicos de potência reativa que utilizam as técnicas apresentadas neste capítulo.

4 ANÁLISE DE ERROS DE MEDIÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

O presente capítulo tem como objetivo apresentar uma análise dos erros de medição que os medidores eletrônicos podem apresentar para a potência reativa e o fator de potência em redes com distorção harmônica. Em seguida, resultados experimentais com medidores comerciais são apresentados para comparar seus resultados com os resultados obtidos pelas análises apresentadas.

Os medidores de energia podem ser de medição direta ou medição indireta [41]. Os medidores de medição direta são projetados para a conexão direta nos condutores da rede. Normalmente, estes medidores possuem uma entrada comum para os circuitos de tensão e corrente. A corrente nominal dos medidores de medição direta depende da faixa de trabalho do medidor e geralmente é maior que a corrente nominal dos medidores de medição indireta.

Os medidores de medição indireta são projetados para a utilização em conjunto com transformadores de corrente e potencial externos. Normalmente esse tipo de medidor é utilizado em subestações onde os transformadores de corrente e potencial estão localizados nas estruturas externas e os medidores são posicionados em painéis de medição dentro das salas de controle da subestação. Os medidores de medição indireta possuem normalmente uma corrente nominal da ordem de 2,5 A, e uma corrente máxima de 10 A, para acomodar a corrente de saída dos transformadores de corrente.

Os medidores trifásicos de energia podem ser compostos por 2 ou 3 elementos de medição [41]. Os medidores de 2 elementos possuem três fios de conexão, um para cada fase. Os 2 elementos de medição são ligados entre fases e as grandezas elétricas são obtidas para todo o circuito trifásico, i.e., não é possível avaliar as grandezas para cada fase. Os medidores de 3 elementos possuem 4 fios de conexão, onde três são conectados às fases e um fio no neutro. Os 3 elementos são ligados entre fase e neutro, o que permite que estes medidores efetuem medições individuais para cada fase da rede.

Os padrões de energia também são medidores, mas com uma classe de exatidão pelo menos três vezes menor que o medidor a ser calibrado. A ordem de grandeza da classe de exatidão dos padrões de energia é de 0,05% ou melhor.

O fator de potência é o indicador utilizado pelas concessionárias de energia para avaliar a ocupação supérflua dos condutores requerida pelas correntes das cargas dos consumidores [61]. No Brasil, os consumidores de energia podem ser penalizados com acréscimo de tarifa se por um acaso o fator de potência apresentado por suas cargas for menor que o limite mínimo, 0,92, imposto por resolução [61].

Os medidores de energia, assim como todos os equipamentos elétricos que compõem o sistema elétrico, são projetados para operar sob uma única frequência nominal. Dentro desse contexto, os valores relativos às componentes fundamentais das grandezas elétricas podem ser vistos como os valores a serem medidos e a presença da distorção harmônica pode ser vista como uma fonte de poluição que interfere no correto funcionamento do sistema elétrico e também interfere nas medições.

Convencionando-se que os valores relativos às componentes fundamentais são aqueles que devem ser medidos pelos medidores de energia, define-se a variação dos resultados originados pela distorção harmônica como erros de medição para as análises a seguir. Desta forma, a potência ativa fundamental (P_1), a potência reativa fundamental (Q_1) e o fator de potência fundamental (fp_1) serão considerados os valores verdadeiros na obtenção dos erros dos medidores.

A presente análise tem como objetivo verificar quantitativamente a variação do fator de potência a partir da presença de componentes harmônicos tanto na tensão quanto na corrente. O fator de potência pode ser calculado pelos medidores eletrônicos como:

$$fp = \frac{P}{S} \quad (4.1)$$

A potência aparente, S, por sua vez é calculada, nesses medidores, por:

$$S = VI \quad (4.2)$$

ou

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (4.3)$$

Contudo, a potência reativa presente em (4.3) pode ser obtida a partir de diversos métodos pelos medidores eletrônicos, conforme apresentado no Capítulo 3. A partir das equações apresentadas acima, são feitas duas análises:

1. Análise do erro do fator de potência devido a erros nas medições da tensão e da corrente. Esta análise é importante quando o fator de potência é calculado diretamente pelo medidor a partir de (4.1), usando-se a potência aparente calculada por (4.2);
2. Análise do erro no fator de potência devido a erros na variável Q . Esta análise é importante quando o fator de potência é calculado pelo medidor da concessionária de energia elétrica através de medições de P e de Q , como descrito em (4.3).

Estas análises são acompanhadas de experimentos práticos obtidos em alguns medidores comerciais com o objetivo de confirmar a influência da distorção harmônica sobre os medidores eletrônicos.

4.2 Análise dos Erros do Fator de Potência Calculados a Partir da Tensão e Corrente Eficazes

Este tópico tem como objetivo estudar o impacto da distorção harmônica no fator de potência calculado em (4.1) quando a potência aparente é dada por (4.2). A potência aparente pode ser calculada em função das componentes eficazes da tensão e da corrente a partir de:

$$S = \sqrt{V_1^2 + \sum_h V_h^2} \times \sqrt{I_1^2 + \sum_h I_h^2} \quad (4.4)$$

Verifica-se que na medida em que se acrescenta termos harmônicos tanto na tensão como na corrente, o valor da potência aparente aumenta. Utilizando-se (4.4)

para o cálculo de S em (4.2), o fator de potência apresentado pode cair uma vez que S está no denominador.

Para apresentar quantitativamente o fato exposto, adotou-se para as condições de simulação um sistema com $V_l = 1$ pu e $I_l = 1$ pu. Nestas simulações procedeu-se a inclusão de distorções harmônicas V_n e I_n somente em uma frequência e com defasagem zero ($\phi_n = 0$). As distorções harmônicas injetadas podem ser de qualquer ordem uma vez que os resultados apresentados sempre serão os mesmos. As amplitudes de V_n e I_n estão em porcentagem de V_l e I_l respectivamente.

A Fig. 4.1 apresenta o exemplo no qual o fator de potência fundamental é unitário. Observa-se que à medida que os valores das distorções harmônicas sobem, o fator de potência cai podendo chegar a se tornar mais baixo que 0,92. A região mais escura apresenta os valores de I_n e V_n que fazem com que o fator de potência seja inferior a 0,92.

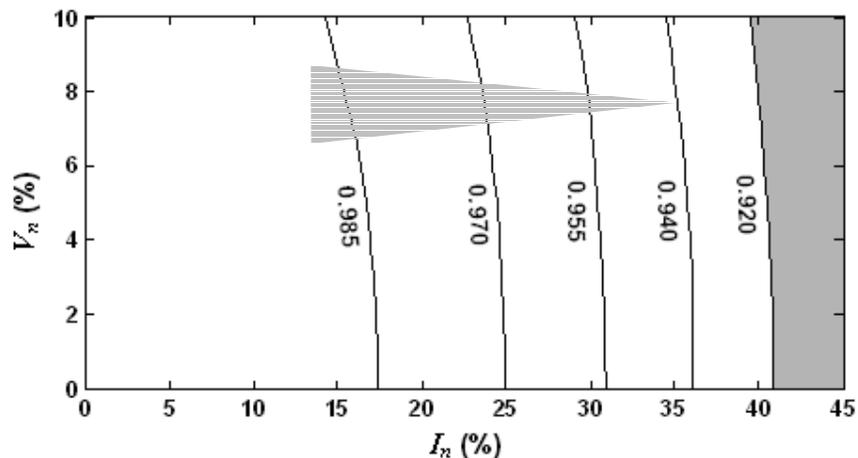


Fig. 4.1 – Variação do fator de potência em função da componente harmônica da tensão e da componente harmônica da corrente para fator de potência fundamental unitário.

Verificou-se que quanto menor o fator de potência fundamental, os níveis de harmônicos de tensão e de corrente necessários para fazer o fator de potência se tornar inferior a 0,92 se tornam menores. A Fig. 4.2 apresenta os valores de amplitude dos componentes harmônicos máximos que trazem o fator de potência total para abaixo do limite 0,92 para alguns valores de fator de potência fundamental.

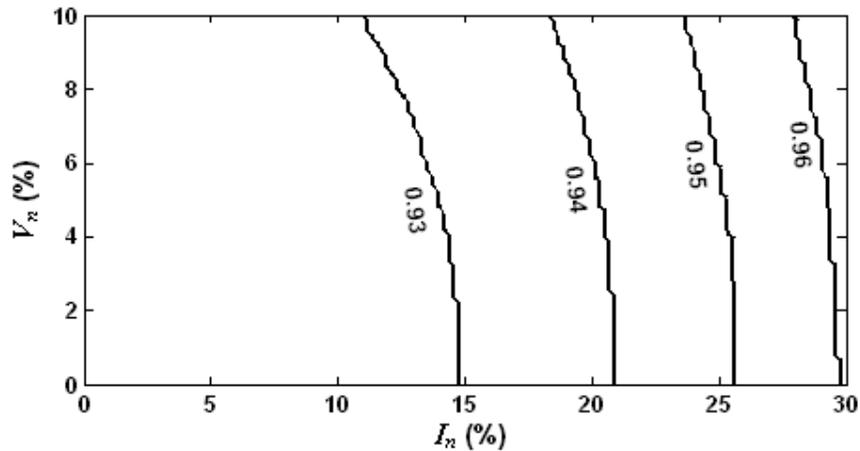


Fig. 4.2 – Combinações de amplitudes dos componentes harmônicos necessários para reduzir o fator de potência para abaixo de 0,92

Pela Fig. 4.2, se um consumidor possuir um fator de potência fundamental de 0,93, qualquer combinação de amplitudes dos componentes harmônicos na tensão e na corrente que se posicione à direita da curva 0,93 (primeira curva à esquerda), o fator de potência total cairá para abaixo do limite estabelecido por lei de 0,92. Neste caso, o consumidor poderá ser penalizado por causa da redução do seu fator de potência ocasionada pela presença de componentes harmônicos. O mesmo se aplica às outras curvas da figura. Observa-se que quanto maior o fator de potência fundamental, maiores amplitudes de componentes harmônicos são necessários para baixar o fator de potência total para um valor abaixo do limite 0,92.

4.3 Análise dos Erros da Potência Reativa Calculados a Partir da Tensão e Corrente Eficazes

A técnica do triângulo de potências calcula a potência reativa a partir de:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4.5)$$

onde a potência aparente é dada por:

$$S = VI \quad (4.6)$$

O Regulamento Técnico Metrológico (RTM) descrito pela Portaria Inmetro Nº 431 [19] descreve os ensaios necessários para se estabelecer as condições mínimas

a serem observadas na apreciação técnica dos medidores eletrônicos de energia elétrica ativa e/ou reativa para as classes D (0,2%), C (0,5%), B (1,0%) e A (2,0%). Segundo o RTM, as medições de energia reativa possuem um limite de erro percentual de acordo com a amplitude na corrente nominal, I_L , aplicada e o seno do ângulo de defasagem entre as formas de onda da tensão e corrente, $\text{sen } \varphi$. A Tabela 4.1 apresenta esses limites para os medidores eletrônicos de classe D, C, B e A. Há alguns anos estas classes eram denominadas classe 0,2%, 0,5%, 1% e 2% respectivamente.

Tabela 4.1 – Limites dos erros percentuais de potência reativa admissíveis para os medidores eletrônicos segundo o RTM [19]

% I_L	$\text{sen } \varphi$	Limites de erros percentuais para medidores com índice de classe			
		D	C	B	A
10	1 ind	$\pm 0,4$	$\pm 1,0$	$\pm 2,0$	$\pm 4,0$
100	1 ind	$\pm 0,4$	$\pm 1,0$	$\pm 2,0$	$\pm 4,0$
100	0,5 ind	$\pm 0,6$	$\pm 1,2$	$\pm 2,0$	$\pm 4,0$
100	0,8 cap	$\pm 0,6$	$\pm 1,2$	$\pm 2,0$	$\pm 4,0$

A partir dos dados da Tabela 4.1, verifica-se que um medidor eletrônico de classe D (erros máximos de 0,2% para potência ativa) pode apresentar até 0,6% de erro para a medição de potência reativa em algumas condições específicas. A partir dessas informações, seja um sistema com as características definidas para uma das condições de ensaio estabelecidas pelo RTM na Tabela 4.1:

$$V_I = 1 \text{ pu}$$

$$I_I = 1 \text{ pu}$$

$$\text{sen } \varphi = 0,5$$

onde $\text{sen } \varphi$ é o seno do ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais de tensão e corrente.

Podem-se calcular os valores da potência ativa fundamental e da potência reativa fundamental como:

$$P_I = 0,8660 \text{ pu}$$

$$Q_I = 0,5000 \text{ pu}$$

Definindo-se os valores fundamentais da potência ativa e da potência reativa como os valores padrões, o erro da potência reativa apresentado pela técnica do triângulo de potências pode ser calculado por:

$$E_Q = \frac{Q - Q_1}{Q_1} \times 100\% \quad (4.7)$$

onde Q é a potência reativa calculada em (4.8).

Adicionando-se uma componente harmônica de ordem n na tensão, V_n , e uma componente harmônica de ordem n em fase na corrente, I_n , a equação (4.5) pode ser reescrita como:

$$Q = \sqrt{(V_1^2 + V_n^2)(I_1^2 + I_n^2) - P^2} \quad (4.8)$$

onde P é a potência ativa total do sistema.

Variando-se a amplitude de V_n de 0% a 10% de V_1 e a amplitude de I_n de 0% a 30% de I_1 , obtém-se o percentual de erro para a potência reativa de acordo com a Fig. 4.3.

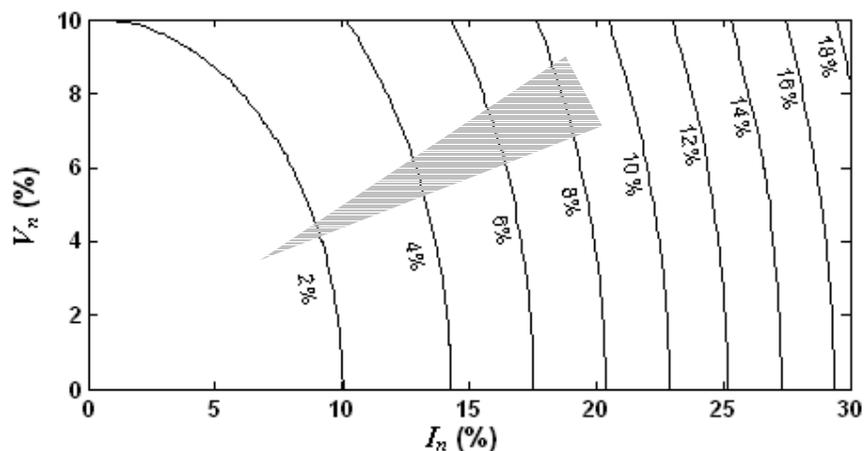


Fig. 4.3 – Gráfico de erro da potência reativa apresentada pela técnica do triângulo de potências de acordo com a amplitude das componentes harmônicas de ordem n

Observa-se que a potência reativa calculada pela técnica do triângulo de potências pode apresentar erros maiores que 18% para a faixa de variação escolhida.

Um medidor eletrônico com classe de exatidão de 0,2% apresentaria um limite de erro de $\pm 0,6\%$ para as condições simuladas, conforme Tabela 4.1. Definindo-se o limite em 0,6%, a Fig. 4.4 apresenta a faixa de amplitude dos componentes harmônicos limites para o medidor permanecer dentro de sua classe.

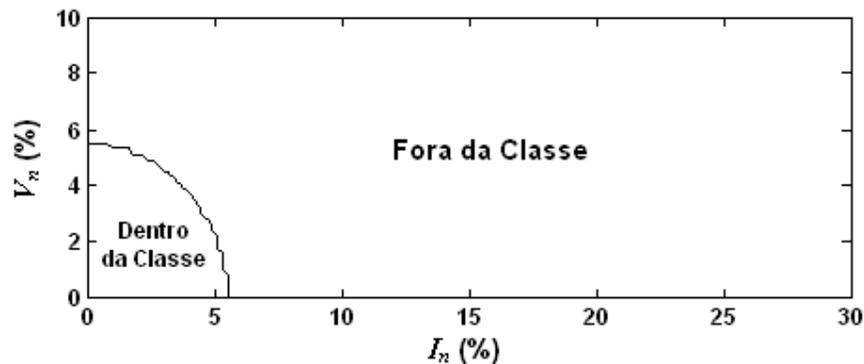


Fig. 4.4 – Limites de amplitude dos componentes harmônicos de tensão e corrente para que um medidor com classe de exatidão de 0,2% se mantenha dentro da classe

Segundo a norma IEEE 519-1992 [11], o limite máximo da distorção harmônica da corrente pode chegar a até 15% da amplitude da demanda enquanto o limite máximo da distorção harmônica da tensão pode chegar a até 3% da amplitude da tensão fundamental para sistemas com níveis de tensão de 120 V a 69 kV, conforme as Tabelas 1.1 e 1.4 descritas no Capítulo 1.

A Fig. 4.5 apresenta os dados da Fig. 4.4 dentro dos limites de distorção de tensão e corrente especificados pela norma IEEE.

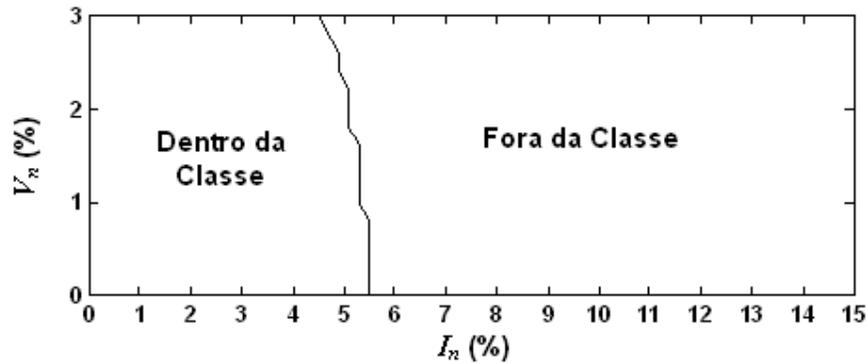


Fig. 4.5 – Limites da variação de amplitude dos componentes harmônicos permitidos pela norma do IEEE

A partir da Fig. 4.5, um medidor eletrônico de energia, com classe de exatidão igual a 0,2%, que utiliza a técnica do triângulo de potências para calcular a potência reativa pode apresentar erros maiores que o limite estabelecido pelo Regulamento Técnico Metrológico vigente mesmo se o sistema medido apresentar taxas de distorção harmônica dentro dos limites estabelecidos pela norma do IEEE [11].

As normas IEC 61000-3-2 [13] e IEC 61000-3-4 [14] especificam os limites máximos de distorção harmônica que podem ser emitidos pelos equipamentos com consumo até 16 A e acima de 16 A, respectivamente. O pior caso permitido pela norma é para equipamentos de iluminação onde o valor da amplitude do componente harmônico de terceira ordem, em relação à amplitude da corrente fundamental, pode chegar a 30 vezes o fator de potência da carga, conforme Tabela 1.6. Para o fator de potência utilizado pela análise, 0,866 (onde $\text{sen } \varphi$ é igual a 0,5), a amplitude máxima permitida para o terceiro harmônico da corrente é 25,98% da fundamental. A norma IEC assume que a tensão no ponto de entrega não possui distorção harmônica. Para estas condições, o mesmo medidor com classe de exatidão de 0,2% operaria fora de sua classe de exatidão para a faixa de amplitude de I_n de 5,6% a 25,98%.

Alterando-se o valor de $\text{sen } \varphi$ para 0,3919 (o que equivale a um fator de potência fundamental de 0,92) e adotando 0,6% como o limite máximo de erro para potência reativa, os valores de amplitude dos componentes harmônicos para um medidor com classe de exatidão de 0,2% operar dentro de sua classe são apresentados pela Fig. 4.6.

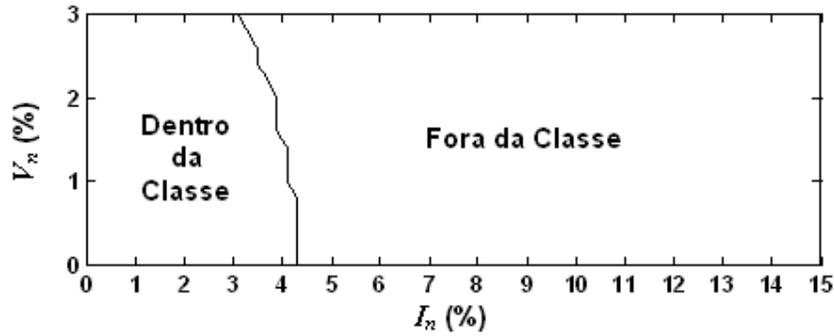


Fig. 4.6 – Limites da variação de amplitude dos componentes harmônicos para um medidor com classe de exatidão de 0,2% operar dentro de sua classe quando o fator de potência fundamental é igual a 0,92

Observa-se que para o fator de potência igual ao valor mínimo estabelecido pela norma, a área de operação onde o medidor opera fora de sua classe de exatidão aumentou quando se aumentou o fator de potência.

4.4 Análise dos Erros do Fator de Potência Calculados a Partir de Medições da Potência Ativa e da Potência Reativa

Utilizando-se a técnica do deslocamento de 90° no tempo para calcular a potência reativa em (4.3), o fator de potência apresentado por (4.1) pode sofrer variações positivas ou negativas dependendo da ordem dos componentes harmônicos presentes nos sinais de tensão e corrente. O valor da potência reativa apresentada por esta técnica é, como mostrado no Capítulo 3, dado por:

$$Q = Q_1 + \sum_{n=2}^{\infty} Q_n \quad (4.9)$$

onde Q_n é expresso por:

$$Q_n = V_n I_n \cos\left(\phi_n - n \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.10)$$

Observa-se que o valor de Q_n pode ser maior ou menor que zero conforme o sinal do termo $\cos(n(\phi_n - \frac{\pi}{2}))$. A Fig. 4.7 apresenta o valor de Q_n variando-se ϕ_n de 0 a 360 graus para os harmônicos de ordem 2, 3 e 4.

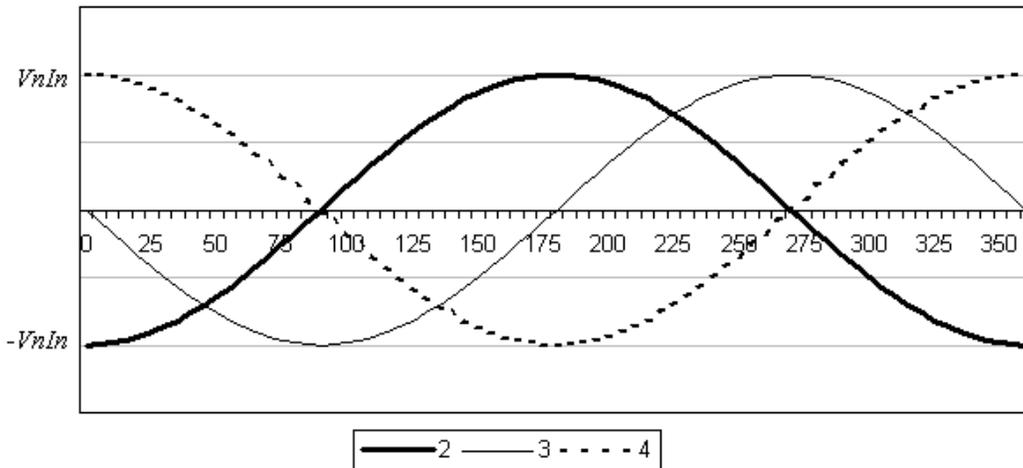


Fig. 4.7 – Valores de Q_n variando-se ϕ_n de 0 a 360 graus para harmônicos de ordem 2, 3 e 4

Desta forma, o valor da potência reativa calculado pela expressão pode ser maior ou menor do que a potência reativa fundamental, podendo o fator de potência se tornar maior ou menor que o fator de potência fundamental.

Para ilustrar este efeito simulou-se a situação com $V_1 = 1$ pu e $I_1 = 1$ pu e o fator de potência fundamental igual a 0,92 indutivo. Neste caso, a potência reativa fundamental, Q_1 , tem o valor de 0,392 pu. Nestas simulações procedeu-se a inclusão de componentes harmônicos na tensão, V_n , e na corrente, I_n , somente em uma ordem, n , com fase nula entre eles ($\phi_n = 0$). As amplitudes de V_n e I_n estão em porcentagem de V_1 e I_1 . Foram realizadas simulações para os harmônicos de ordem 2, 3 e 4. A Fig. 4.8 apresenta os resultados obtidos para os componentes harmônicos de ordem 2 e a Fig. 4.9 para a ordem 4. Para os harmônicos de ordem 3, o valor de Q obtido foi sempre igual à Q_1 para todas as amplitudes simuladas.

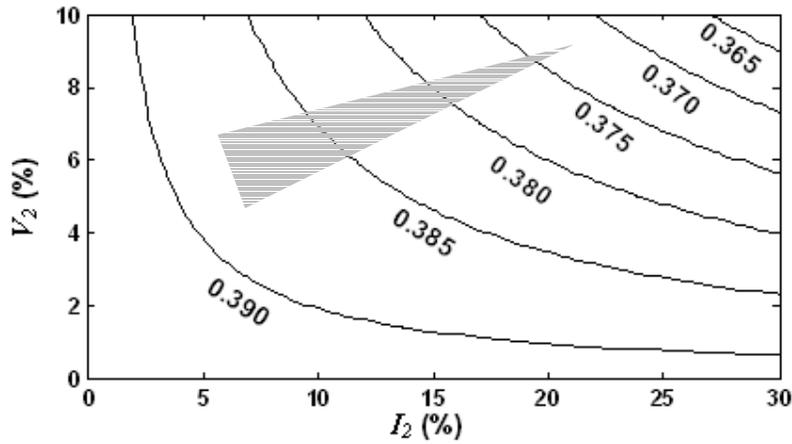


Fig. 4.8 – Valores de Q variando-se V_2 e I_2

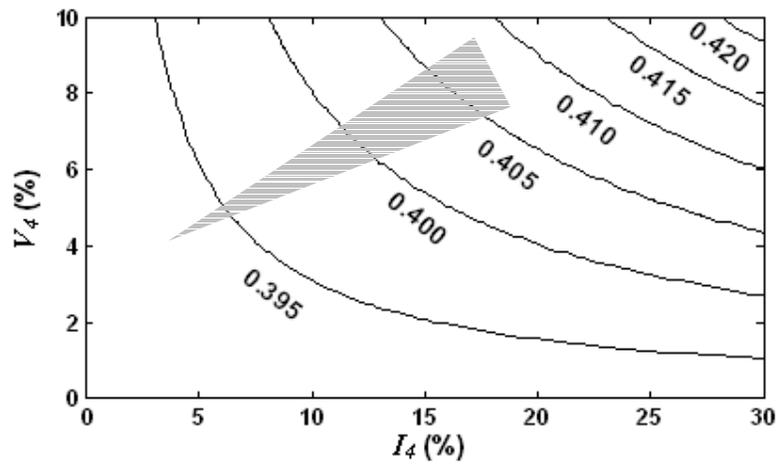


Fig. 4.9 – Valores de Q variando-se V_4 e I_4

A partir dos resultados obtidos pelas simulações apresentadas, observa-se que o valor de Q apresentado pela técnica do deslocamento de 90° no tempo pode aumentar (Fig. 4.9), permanecer constante (ordem 3) ou decrescer (Fig. 4.8) uma vez que o termo $\cos(\phi_n - n\frac{\pi}{2})$ corresponde ao valor -1 para a ordem harmônica 2, o valor 0 para a ordem harmônica 3 ou ainda 1 para a ordem harmônica 4, quando os componentes harmônicos estão em fase, i.e., $\phi_n = 0$.

Utilizando-se um valor de ϕ_n diferente de zero, tanto os harmônicos de ordem par quanto os harmônicos de ordem ímpar podem fazer com que o valor de Q apresentado seja maior, igual ou menor que Q_I .

O erro da potência reativa apresentado pela técnica do deslocamento de 90° no tempo em relação à potência reativa fundamental pode ser calculado a partir de:

$$E_Q = \frac{Q - Q_1}{Q_1} \times 100\% \quad (4.11)$$

onde Q é a potência reativa calculada em (4.9).

Variando-se a amplitude de V_n de 0% a 10% de V_1 e a amplitude de I_n de 0% a 30% de I_1 , obtém-se o percentual de erro para a potência reativa de acordo com (4.6) para o caso da injeção de um componente harmônico de ordem n na tensão, V_n , e um componente harmônico também de ordem n na corrente, I_n . Foram realizadas simulações para os harmônicos de ordem 2, 3 e 4. A Fig. 4.10 apresenta os resultados obtidos para os componentes harmônicos de ordem 2 e a Fig. 4.11 para a ordem 4. Os harmônicos de ordem 3 apresentaram erros iguais a zero uma vez que os valores de Q apresentados foram iguais à Q_1 .

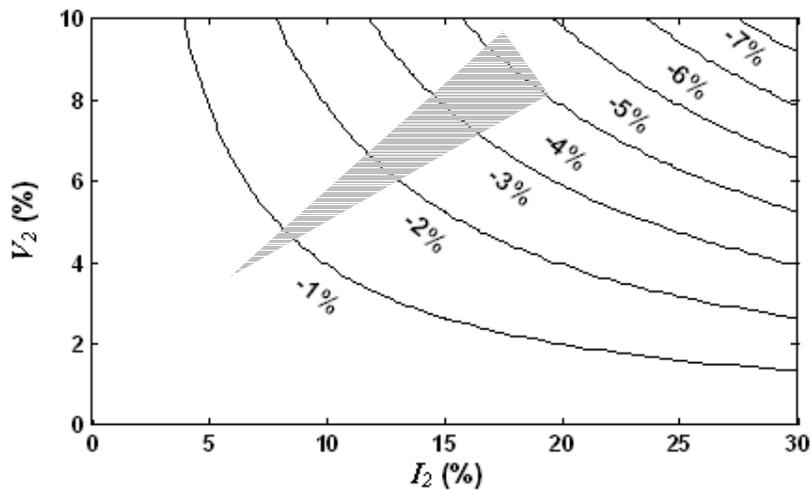


Fig. 4.10 – Valores de E_Q para algumas amplitudes de V_2 e I_2

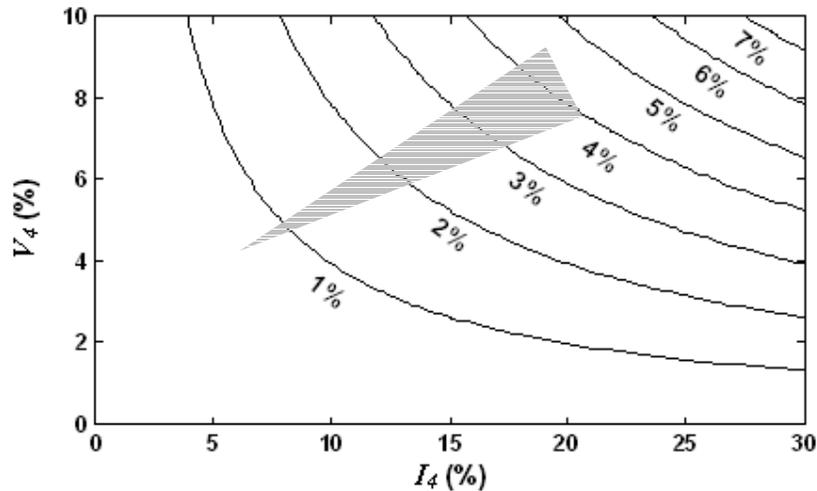


Fig. 4.11 – Valores de E_Q para algumas amplitudes de V_4 e I_4

Observa-se que o erro da potência reativa pode ficar menor que zero, ser nulo ou ser maior que zero dependendo da ordem e da fase dos componentes harmônicos presentes no sinal de tensão e corrente. Observa-se também que quando um dos componentes harmônicos é igual à zero, o erro apresentado é nulo uma vez que a parcela da potência reativa gerada pelos componentes harmônicos de ordem n é zero se V_n ou I_n for igual à zero, conforme (4.10).

A partir dos dados da Tabela 4.1, segundo o RTM [19], um medidor eletrônico com classe de exatidão de 0,2% para a potência ativa apresentaria um limite de erro de $\pm 0,6\%$ para a potência reativa na condição onde $\text{sen } \varphi = 0,5$. Para essas condições e utilizando um defasamento de 90° entre os componentes harmônicos, efetuaram-se algumas simulações para verificar com que amplitude de harmônicos o medidor eletrônico sairia de sua classe de exatidão para a potência reativa. Verificou-se que para essas condições, os harmônicos influenciam o valor do erro apresentado de forma igual para qualquer ordem n . A Fig. 4.12 apresenta a faixa de amplitude dos componentes harmônicos de ordem n para que os erros de potência reativa apresentados por um medidor de classe D sejam inferiores a 0,6%, i.e., permaneçam dentro da classe do medidor.

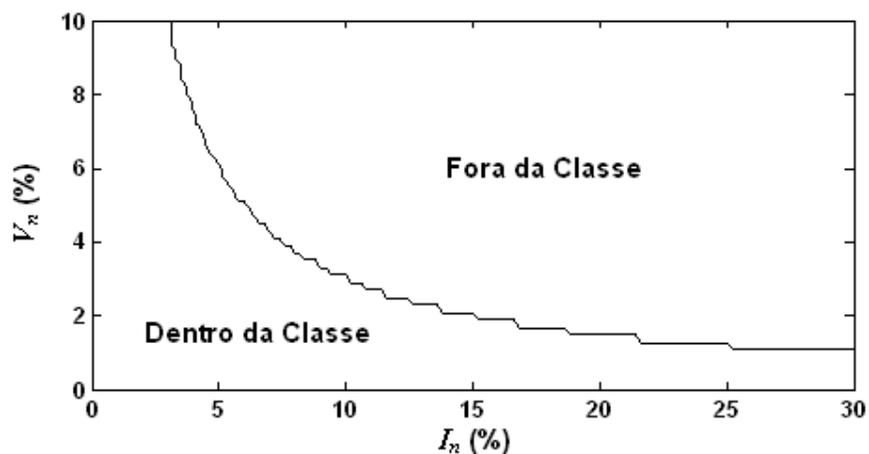


Fig. 4.12 – Valores de amplitude dos componentes harmônicos de tensão e corrente para que um medidor de potência reativa de classe D apresente erros dentro de sua classe

Segundo a norma IEEE 519-1992 [11], o limite máximo da distorção harmônica da corrente pode chegar a 15% da amplitude da corrente nominal e o limite máximo da distorção harmônica da tensão pode chegar a até 3% da amplitude da tensão fundamental para sistemas com níveis de tensão de 120 V a 69 kV. A Fig. 4.13 apresenta os dados da Fig. 4.12 que estão dentro dos limites máximos de harmônicos especificados pela norma IEEE. A Fig. 4.13 mostra que mesmo sistemas que operam dentro dos limites da norma podem ter medições e potência reativa fora da classe do medidor.

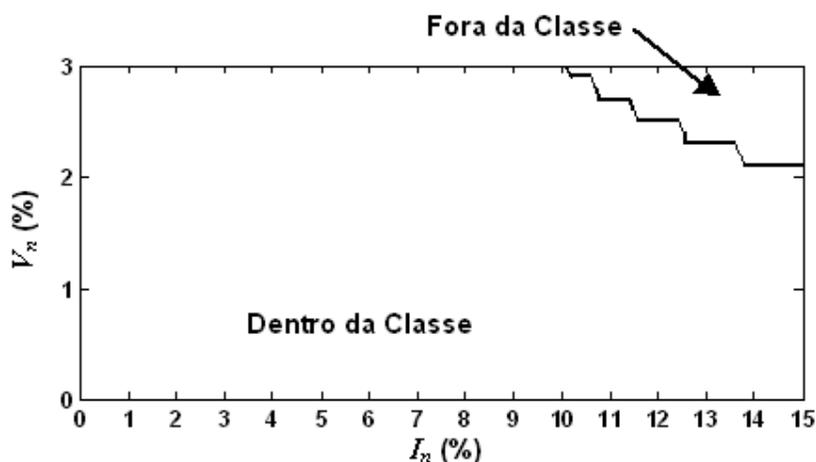


Fig. 4.13 – Valores da variação de amplitude dos componentes harmônicos permitidos pela norma do IEEE

Para o limite máximo de amplitude harmônica da corrente estabelecido pela norma IEC 61000-3-2 [13], 25,98% (amplitude igual a 30 vezes o fator de potência da carga), o mesmo medidor com classe de exatidão de 0,2% permaneceria dentro de sua classe para toda a faixa de variação da componente harmônica da corrente caso a amplitude da componente harmônica da tensão permanecesse abaixo de 1,2%, conforme Fig. 4.8.

Alterando-se o valor de $\text{sen } \varphi$ para 0,3919 indutivo (o que corresponde a um fator de potência fundamental de 0,92) e utilizando 0,6% como o limite de erro máximo para a potência reativa, os valores da variação de amplitude dos componentes harmônicos para um medidor com classe D operar dentro de sua classe para a potência reativa são apresentados pela Fig. 4.14.

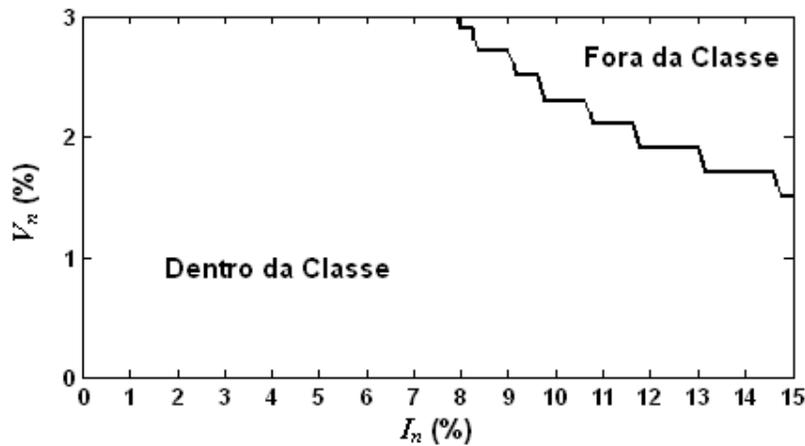


Fig. 4.14 – Valores da variação de amplitude dos componentes harmônicos para um medidor com classe de exatidão de 0,2% operar dentro de sua classe quando o fator de potência fundamental é igual a 0,92

A partir das variações da potência ativa apresentadas, efetuou-se o estudo do fator de potência tomando-se como ponto de partida o fator de potência fundamental de 0,92. Variando-se a amplitude de V_n em 0% a 10% de V_1 e a amplitude de I_n em 0% a 30% de I_1 , obtém-se o fator de potência, de acordo com (4.1) e (4.3), para o caso onde os componentes harmônicos estão em fase ($\phi_n = 0$). Foram realizadas simulações para os harmônicos de ordem 2, 3 e 4. A Fig. 4.15 apresenta os resultados obtidos para os componentes harmônicos de ordem 2, a Fig. 4.16 para a ordem 3 e a Fig. 4.17 para a ordem 4.

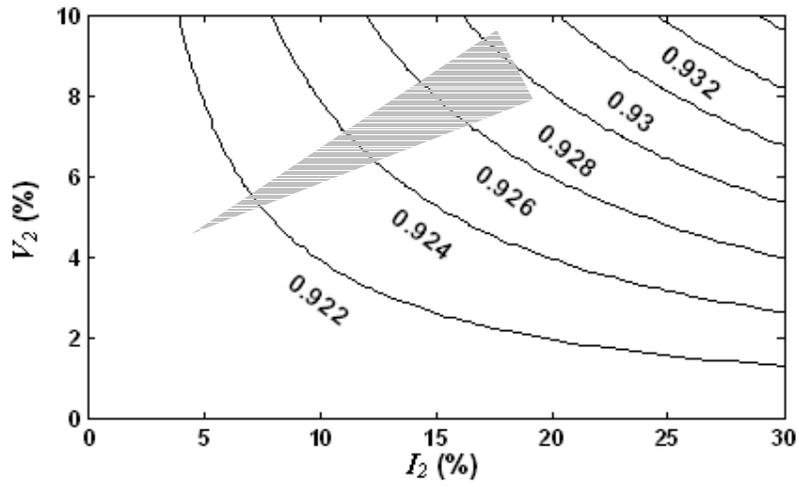


Fig. 4.15 – Valores do fator de potência variando-se V_2 e I_2

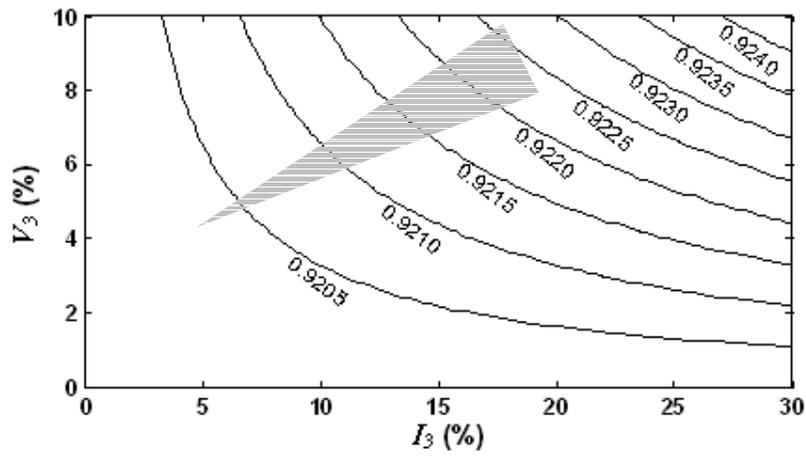


Fig. 4.16 – Valores do fator de potência variando-se V_3 e I_3

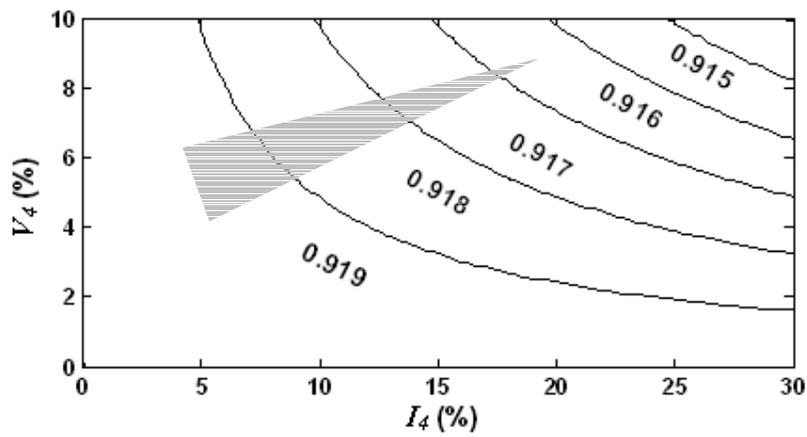


Fig. 4.17 – Valores do fator de potência variando-se V_4 e I_4

Observa-se que o fator de potência pode aumentar ou diminuir conforme a ordem do harmônico. No caso do harmônico de ordem 3, apesar do termo Q_n ser nulo, o fator de potência aumenta uma vez que o valor da potência ativa total aumenta a partir da contribuição dos componentes harmônicos em fase.

4.5 Resultados Experimentais

Alguns medidores de energia eletrônicos foram ensaiados com o objetivo de comparar seus resultados com as análises teóricas apresentadas. Os experimentos práticos estão divididos em duas etapas distintas:

- A primeira etapa consiste na aplicação de uma componente harmônica de ordem n nos medidores de energia eletrônicos ensaiados. O objetivo desta etapa é a verificação dos erros apresentados pelos medidores eletrônicos e quais os níveis de distorção harmônica que fazem com que os medidores ensaiados apresentem resultados fora de sua classe de exatidão;
- A segunda etapa de ensaios consiste na aplicação de uma carga real, constituída de 20 lâmpadas fluorescentes compactas, e uma fonte de tensão do laboratório em dois medidores de energia eletrônicos. O objetivo desta etapa é verificar a variação dos resultados apresentados pelos medidores quando são utilizadas cargas com alta distorção harmônica.

Os medidores de energia ensaiados possuem a exteriorização de algumas grandezas elétricas como tensão e corrente eficazes, potências ativa, potência reativa, potência aparente, fator de potência, energia ativa e energia reativa. Uma vez que a utilização dos valores de energia reativa demandaria um longo tempo de utilização da bancada de testes, os ensaios foram realizados em regime permanente e os valores de potência foram utilizados. A estabilidade dos geradores de tensão e de corrente utilizados é muito melhor que a classe de exatidão dos medidores (0,02%), confirmando a validade desta abordagem. Caso necessário, os valores de energia poderiam ser obtidos integrando-se os valores de potências apresentados em um determinado período de tempo.

Todos os medidores eletrônicos utilizados foram calibrados e apresentaram erros de potência ativa e reativa dentro de suas classes de exatidão para os ensaios descritos pelo RTM [19].

4.5.1 Primeira Etapa: Avaliação dos Erros Apresentados Pelos Medidores para Injeção de Componentes Harmônicos

A primeira etapa de ensaios consiste na aplicação de componentes harmônicos nos sinais de tensão e corrente em medidores de energia eletrônicos. Compara-se o valor da potência reativa obtida com o valor esperado da potência reativa fundamental.

Três medidores foram utilizados:

- Medidor A: Medidor interno da fonte padrão utilizado pela mesa de calibração para gerar os sinais de tensão e corrente para os ensaios. Este medidor é trifásico e possui 3 elementos de medição. A classe de exatidão descrita no manual é 0,02 % para energia ativa, entretanto, não é especificada a técnica de medição utilizada pelo medidor;
- O medidor B é um medidor comercial trifásico de medição indireta. Este medidor possui 3 elementos de medição. A classe de exatidão especificada pelo manual é de 0,2% para energia ativa e a sua corrente nominal é de 5 A. O manual não especifica a técnica de medição utilizada pelo medidor;
- O medidor C é um medidor trifásico comercial de medição indireta. Este medidor possui 3 elementos de medição. A classe de exatidão especificada pelo manual é de 0,2% para energia ativa e a sua corrente nominal é de 5 A. O manual não especifica a técnica de medição utilizada pelo medidor. Este medidor possui função de análise harmônica.

A bancada de teste constitui-se de uma mesa de calibração de medidores de energia com exatidão melhor que 500 ppm (partes por milhão) ou 0,05% [62]. A mesa de calibração é formada por um padrão de potências e duas fontes independentes de tensão e corrente. Esta configuração permite a programação de formas de ondas diversas para a fonte de tensão e para a fonte de corrente.

O arranjo usado durante a primeira etapa dos ensaios é apresentado pela Fig. 4.18. As fontes de tensão pertencem à mesa de calibração de medidores de energia e

são sincronizadas entre si. No entanto, os valores de tensão e de corrente, tanto fundamental, como de harmônicos são independentes. Uma vez que os medidores eletrônicos ensaiados são de ligação indireta, as fontes de tensão e corrente da mesa de calibração são ligadas de forma independente. A fonte de corrente forma uma malha fechada com os circuitos de corrente dos medidores ligados em série e a fonte de tensão é ligada em paralelo com os circuitos de tensão dos medidores ensaiados.

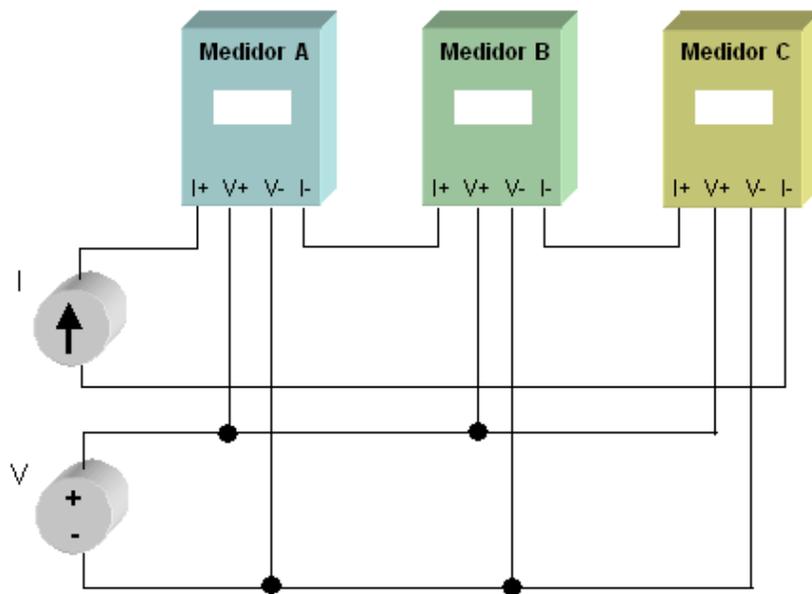


Fig. 4.18. Arranjo utilizado para o ensaio dos três medidores eletrônicos

Os resultados apresentados pelos medidores de energia comerciais são analisados em duas etapas: avaliação do erro da potência reativa e avaliação do erro do fator de potência.

4.5.1.1 Avaliação do Erro da Potência Reativa

Aplicaram-se nos medidores eletrônicos componentes harmônicos, com defasagem de 90° , de ordem dois e três, individualmente, para alguns valores de amplitude dos componentes harmônicos e fator de potência fundamental. A Tabela 4.2 apresenta o resultado do medidor A para a aplicação de componentes harmônicos de terceira ordem. Os valores dos componentes harmônicos estão em porcentagem em relação as componentes fundamentais. Os valores de P , Q e S são os valores de potências apresentados pelo medidor. O valor de Q_I é o valor teórico calculado a partir

dos valores fundamentais de tensão e corrente e o erro apresentado é o erro da potência reativa obtida pelo medidor e a potência reativa fundamental calculada.

4.5.1.1.1 Avaliação do Erro da Potência Reativa do Medidor A

Tabela 4.2 Resultados apresentados pelo medidor A para componentes harmônicos de terceira ordem

V_3 (% de V_1)	I_3 (% de I_1)	fp_1	P (W)	S (VA)	Q (var)	Q_1 (var)	Erro entre Q e Q_1
3	15	0,93	556,5	605,2	221,0	220,5	0,23%
3	18	0,93	557,2	608,3	221,4	220,5	0,39%
3	18	0,94	562,9	607,9	205,4	204,7	0,34%
3	24	0,94	564,6	618,5	212,3	204,7	3,71%
3	3	0,86	515,2	599,6	305,9	306,2	-0,10%
3	15	0,86	514,8	605,7	308,0	306,2	0,59%
3	15	0,50	299,8	605,7	521,3	519,6	0,33%
0	25	0,92	551,9	619,0	238,5	235,2	1,40%

Observa-se que o medidor A apresentou erros nos valores de potência reativa acima dos valores estabelecidos pelo RTM (Tabela 4.1) para medidores com classe de exatidão de 0,2%. Esta referência foi usada uma vez que não existem valores para medidores de classe de exatidão de 0,02% nesta norma. Estes erros ocorreram para algumas condições com alta distorção harmônica quando aplicados componentes harmônicos de terceira ordem. Especificamente para o caso em que o fator de potência fundamental é 0,92 e com 25% na corrente, se fosse calculado o fator de potência a partir de P e Q , o seu valor seria 0,918.

A Tabela 4.3 apresenta o resultado do medidor A para a aplicação de componentes harmônicos de segunda ordem.

Tabela 4.3 Resultados apresentados pelo medidor A para componentes harmônicos de segunda ordem

V_2 (% de V_1)	I_2 (% de I_1)	fp_1	P (W)	S (VA)	Q (var)	Q_1 (var)	Erro entre Q e Q_1
3	15	0,93	558,4	607,0	219,8	220,5	-0,33%
3	18	0,93	558,2	609,7	219,7	220,5	-0,38%
3	18	0,94	564,0	609,7	204,2	204,7	-0,24%
3	24	0,94	565,4	619,6	208,0	204,7	1,61%
3	3	0,86	515,4	599,7	305,5	306,2	-0,23%
3	15	0,86	515,4	606,0	305,4	306,2	-0,26%
3	15	0,50	299,3	605,7	518,4	519,6	-0,23%
0	25	0,92	552,2	619,9	239,0	235,2	1,62%

Observa-se que o medidor A também apresentou erros de potência reativa quando aplicados componentes harmônicos de segunda ordem. Especificamente para o caso em que o fator de potência fundamental é 0,92 e com 25% na corrente, se fosse calculado o fator de potência a partir de P e Q , o seu valor seria 0,918.

4.5.1.1.2 Avaliação do Erro da Potência Reativa do Medidor B

A Tabela 4.4 apresenta o resultado do medidor B para a aplicação de componentes harmônicos de terceira ordem.

Tabela 4.4 Resultados apresentados pelo medidor B para componentes harmônicos de terceira ordem

V_3 (% de V_1)	I_3 (% de I_1)	fp_1	P (W)	S (VA)	Q (var)	Q_1 (var)	Erro entre Q e Q_1
3	15	0,93	556,7	604,8	219,7	220,5	-0,38%
3	18	0,93	557,1	608,4	218,1	220,5	-1,10%
3	18	0,94	562,9	607,6	202,3	204,7	-1,17%
3	24	0,94	564,4	617,4	207,8	204,7	1,51%
3	3	0,86	515,3	599,8	305,6	306,2	-0,20%
3	15	0,86	514,9	605,3	305,7	306,2	-0,16%
3	15	0,50	299,6	605,3	518,7	519,6	-0,17%
0	25	0,92	552,0	618,2	239,0	235,2	1,62%

Observa-se que o medidor B apresentou valores de potência reativa fora de sua classe de exatidão para os mesmos pontos de ensaio verificados para o medidor A e mais dois pontos além. Especificamente para o caso em que o fator de potência fundamental é 0,92 e com 25% na corrente, se fosse calculado o fator de potência a partir de P e Q , o seu valor seria 0,918.

A Tabela 4.5 apresenta o resultado do medidor B para a aplicação de componentes harmônicos de segunda ordem.

Tabela 4.5 Resultados apresentados pelo medidor B para componentes harmônicos de segunda ordem

V_2 (% de V_1)	I_2 (% de I_1)	fp_1	P (W)	S (VA)	Q (var)	Q_1 (var)	Erro entre Q e Q_1
3	15	0,93	558,2	606,5	220,8	220,5	0,14%
3	18	0,93	557,9	609,0	221,0	220,5	0,23%
3	18	0,94	563,9	608,4	205,2	204,7	0,24%
3	24	0,94	565,4	619,0	209,4	204,7	2,30%
3	3	0,86	515,4	599,4	305,9	306,2	-0,10%
3	15	0,86	515,3	605,7	306,4	306,2	0,07%
3	15	0,50	299,8	605,4	519,3	519,6	-0,06%
0	25	0,92	552,2	619,6	238,8	235,2	1,53%

Observa-se que o medidor B apresentou os valores de potência reativa com erros menores que 0,6% para os pontos com I_2 igual a 18% de I_1 e V_2 igual a 3% de V_1 e fator de potência fundamental 0,93 e 0,94. Nestes pontos o medidor apresentou erros maiores que 0,6% para a aplicação de harmônicos de terceira ordem, segundo a Tabela 4.4. Verifica-se que o medidor B apresentou comportamento distinto quando se aplicou o segundo harmônico do que quando se aplicou o terceiro harmônico. Especificamente para o caso em que o fator de potência fundamental é 0,92 e com 25% na corrente, se fosse calculado o fator de potência a partir de P e Q , o seu valor seria 0,918.

4.5.1.1.3 Avaliação do Erro da Potência Reativa do Medidor C

A Tabela 4.6 apresenta o resultado do medidor C para a aplicação de componentes harmônicos de terceira ordem.

Tabela 4.6 Resultados apresentados pelo medidor C para componentes harmônicos de terceira ordem

V_3 (% de V_1)	I_3 (% de I_1)	fp_1	P (W)	S (VA)	Q (var)	Q_1 (var)	Erro entre Q e Q_1
3	15	0,93	557	605	222	220,5	0,6%
3	18	0,93	557	608	222	220,5	0,6%
3	18	0,94	563	608	205	204,7	0,1%
3	24	0,94	565	618	212	204,7	3,5%
3	3	0,86	515	600	306	306,2	-0,1%
3	15	0,86	515	606	308	306,2	0,6%
3	15	0,50	300	606	521	519,6	0,3%
0	25	0,92	552	619	239	235,2	1,6%

Verifica-se que este medidor exterioriza a potência reativa com três algarismos significativos. Para se conseguir melhor resolução, seria necessário avaliar

a sua saída integrada no tempo, ou seja, a “energia reativa” apresentada para cada ponto ensaiado, o que não foi possível. Contudo, pode-se tirar conclusões levando-se em consideração o valor de incerteza máximo devido à resolução, é de 0,5% (para quando potência reativa equivale a 205 var). Pode-se afirmar que os valores de erros marcados em negrito na Tabela 4.6 estão fora da classe do medidor levando-se em consideração a incerteza gerada pela baixa resolução apresentada. Observa-se que o medidor C apresentou valores de potência reativa fora de sua classe de exatidão para dois pontos ensaiados: 3% na tensão com 24% na corrente e também 0% na tensão com 25% na corrente. Especificamente para o caso em que o fator de potência fundamental é 0,92 e com 25% na corrente, se fosse calculado o fator de potência a partir de P e Q , o seu valor seria 0,918.

A Tabela 4.7 apresenta o resultado do medidor C para a aplicação de componentes harmônicos de segunda ordem.

Tabela 4.7 Resultados apresentados pelo medidor C para componentes harmônicos de segunda ordem

V_2 (% de V_1)	I_2 (% de I_1)	fp_1	P (W)	S (VA)	Q (var)	Q_1 (var)	Erro entre Q e Q_1
3	15	0,93	558	606	220	220,5	-0,2%
3	18	0,93	558	610	220	220,5	-0,2%
3	18	0,94	564	609	204	204,7	-0,3%
3	24	0,94	565	619	208	204,7	1,6%
3	3	0,86	516	600	306	306,2	-0,1%
3	15	0,86	515	606	305	306,2	-0,4%
3	15	0,50	300	606	518	519,6	-0,3%
0	25	0,92	552	620	239	235,2	1,6%

Observa-se que o medidor C apresentou valores de potência reativa fora de sua classe de exatidão para dois pontos ensaiados: 3% na tensão com 24% na corrente e também 0% na tensão com 25% na corrente. Especificamente para o caso em que o fator de potência fundamental é 0,92 e com 25% na corrente, se fosse calculado o fator de potência a partir de P e Q , o seu valor seria 0,918.

4.5.1.1.4 Análise dos Erros em Potência Reativa

Segundo a norma IEEE 519-1992 [11], o limite máximo da distorção harmônica da corrente pode chegar a até 15% da amplitude da corrente nominal e o limite máximo da distorção harmônica da tensão pode chegar a até 3% da amplitude da tensão fundamental para sistemas com níveis de tensão de 120 V a 69 kV. Logo,

para operação em sistemas de acordo com esta norma os medidores A, B e C seriam aprovados. Contudo, para o limite máximo estabelecido pela norma IEC 61000-3-2 [13], i.e., 30 vezes o fator de potência da carga, os medidores não passariam.

Observa-se que todos os medidores saíram da classe para uma injeção harmônica acima ou igual a 3% na tensão e 24% na corrente com fator de potência fundamental de 0,92 para ambas as ordens de harmônicos ensaiados. Para todos os medidores, quando o fator de potência fundamental for 0,92, o fator de potência total, calculado a partir de P e Q (equação 4.3), resulta em valor menor que 0,92.

Não é possível fazer correlação em termos de Q com a análise do item 4.2 uma vez que não há informações sobre a técnica de medição da potência reativa dos medidores ensaiados.

4.5.1.2 Avaliação do Erro do Fator de Potência

Aplicou-se nos medidores eletrônicos componentes harmônicos para alguns valores de amplitude dos componentes harmônicos e fator de potência fundamental. Os valores dos componentes harmônicos estão em porcentagem de seus respectivos componentes fundamentais. Os valores de fp , P e S são os valores de fator de potência, potência ativa e potência reativa apresentados pelos medidores. O valor de fp_1 é o valor do fator de potência teórico calculado a partir dos valores fundamentais de tensão e corrente. A variável fp_c é o fator de potência calculado a partir de (4.1) onde os valores de potência ativa e potência reativa utilizados pela equação são os valores apresentados pelos medidores.

São analisados os erros entre os valores de fator de potência apresentados pelos medidores e os valores de fator de potência calculados a partir das medições de potência ativa e reativa. Estes erros têm como objetivo verificar se os medidores ensaiados utilizam (4.1) para o cálculo do fator de potência.

A Tabela 4.8 apresenta o resultado do medidor A para a aplicação de componentes harmônicos de terceira ordem

Tabela 4.8 - Resultados obtidos pelo medidor A

V_n	I_n	fp	fp_I	P (W)	S (VA)	fp_c	Erro entre fp e fp_c
0	2	1,00	1,00	599,8	599,9	0,9998	0,02%
0	10	0,99	1,00	599,6	602,6	0,9950	-0,50%
0	20	0,98	1,00	599,4	611,1	0,9808	-0,09%
10	10	0,99	1,00	598,6	604,7	0,9899	0,01%
20	20	0,96	1,00	597,9	622,5	0,9604	-0,05%
3	15	0,92	0,93	556,5	605,2	0,9195	0,05%
3	18	0,92	0,93	557,2	608,3	0,9159	0,44%
3	18	0,93	0,94	562,9	607,9	0,9259	0,43%
3	24	0,91	0,94	564,6	618,5	0,9128	-0,31%

A Tabela 4.9 apresenta o resultado do medidor B para a aplicação de componentes harmônicos de terceira ordem

Tabela 4.9 - Resultados obtidos pelo medidor B

V_n	I_n	fp	fp_I	P (W)	S (VA)	fp_c	Erro entre fp e fp_c
0	2	1,000	1,00	599,5	599,9	0,9993	0,07%
0	10	0,995	1,00	599,4	602,7	0,9945	0,05%
0	20	0,982	1,00	599,4	611,1	0,9808	0,12%
10	10	0,988	1,00	598,7	604,2	0,9908	-0,29%
20	20	0,960	1,00	598,1	622,3	0,9611	-0,12%
3	15	0,920	0,93	556,7	604,8	0,9204	-0,05%
3	18	0,915	0,93	557,1	608,4	0,9156	-0,07%
3	18	0,927	0,94	562,9	607,6	0,9264	0,06%
3	24	0,913	0,94	564,4	617,4	0,9141	-0,13%

A Tabela 4.10 apresenta o resultado do medidor C para a aplicação de componentes harmônicos de terceira ordem

Tabela 4.10 - Resultados obtidos pelo medidor C

V_n	I_n	fp	fp_I	P (W)	S (VA)	fp_c	Erro entre fp e fp_c
20	20	0,96050	1,00	598	623	0,9598716	0,07%
3	15	0,91980	0,93	557	605	0,9206612	-0,09%
3	18	0,91610	0,93	557	608	0,9161184	0,00%
3	18	0,92598	0,94	563	608	0,9259868	0,00%
3	24	0,91300	0,94	565	618	0,9142395	-0,14%

Observa-se que os três medidores ensaiados apresentaram fator de potência, fp , próximo ao fator de potência calculado por (4.1), fp_c , a menos de um erro máximo de 0,5%. Pode-se admitir que a análise mostrada no item 4.3 se aplica a estes medidores a menos deste erro. Desta forma, todas as observações apontadas naquele item, como, por exemplo, o fato de os medidores apresentarem fator de potência

menor que 0,92, para a situação de fator de potência fundamental de 0,94 com 3% na tensão e 24% na corrente, foram confirmadas por este ensaio.

4.5.2 Segunda Etapa: Avaliação dos Erros com Carga de Lâmpadas

A primeira etapa de ensaios foi realizada através da geração das formas de ondas de tensão e corrente através de fontes independentes de tensão e corrente. 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 se chegar a uma conclusão sobre o comportamento dos medidores em uma situação real. Para tanto, uma segunda etapa de ensaios foi realizada com a aplicação de cargas reais.

A carga utilizada é composta de 20 lâmpadas fluorescentes compactas comuns encontradas normalmente no mercado. Todas as lâmpadas são do mesmo fabricante e o conjunto é formado por lâmpadas de diversos tamanhos e potências divididas pela seguinte forma:

- 2 Lâmpadas de 25W;
- 7 Lâmpadas de 20W;
- 7 Lâmpadas de 15W;
- 4 Lâmpadas de 11W.

A potência nominal total das lâmpadas é de 339 W. Dois medidores de energia foram utilizados neste ensaio: o medidor C da primeira etapa de ensaios e o medidor D. O medidor D possui as seguintes características:

- Medidor D: Medidor de energia comercial trifásico. Este medidor possui 3 elementos de medição. O manual especifica que a faixa de corrente de operação vai de 5 a 1000 A. Este medidor possui medição indireta e uma classe de exatidão de 1%. Para a faixa de corrente usada no ensaio, estima-se a classe de exatidão em 2% em energia ativa. O manual não especifica a técnica de medição empregada.

A Fig. 4.19 apresenta o diagrama elétrico de ligação dos medidores ensaiados. A fonte de tensão utilizada foi uma tomada de alimentação genérica do laboratório.

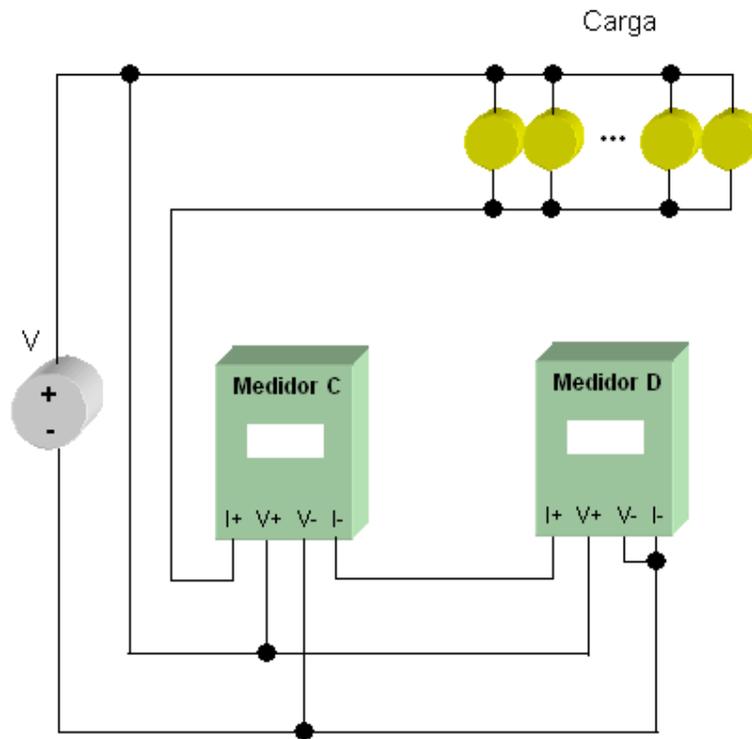


Fig. 4.19 – Arranjo utilizado na segunda etapa de ensaios

A forma de onda dos sinais de tensão e corrente aplicados nos medidores de energia é apresentada pela Fig. 4.20.

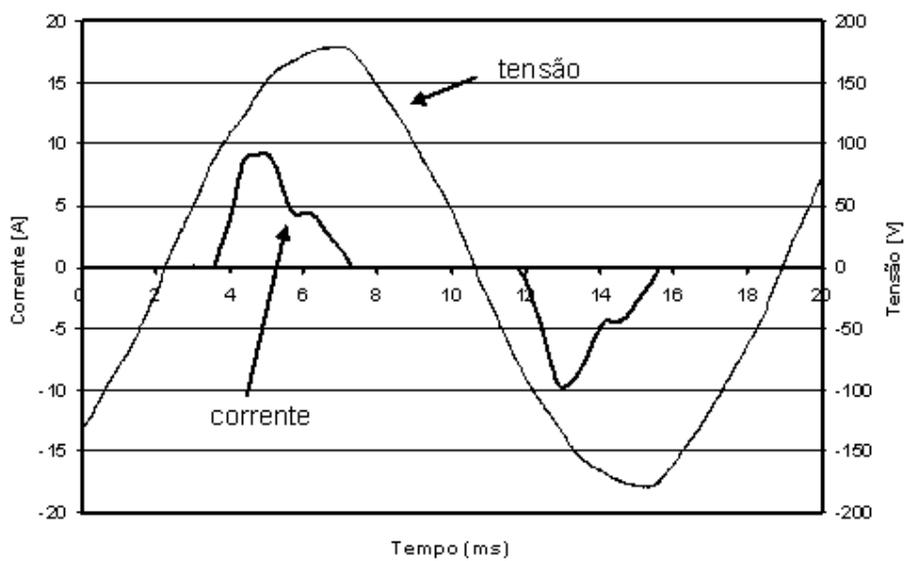


Fig. 4.20 – Forma de onda da tensão e corrente aplicadas no ensaio

Procedeu-se uma decomposição harmônica das formas de onda de corrente e de potencial. Para isto usou-se um sistema de aquisição de dados baseado em osciloscópio digital [63]. Estimou-se a incerteza das medidas em 2% após a calibração do sistema. O resultado completo da decomposição harmônica, até a 49ª ordem, se encontra no apêndice.

As Figuras 4.21 e 4.22 apresentam a decomposição harmônica da forma de onda da tensão e de corrente respectivamente até a 13ª ordem. Calculou-se o THDV de 2% para a tensão e a forma de onda da corrente apresentou um THDI de 79%.

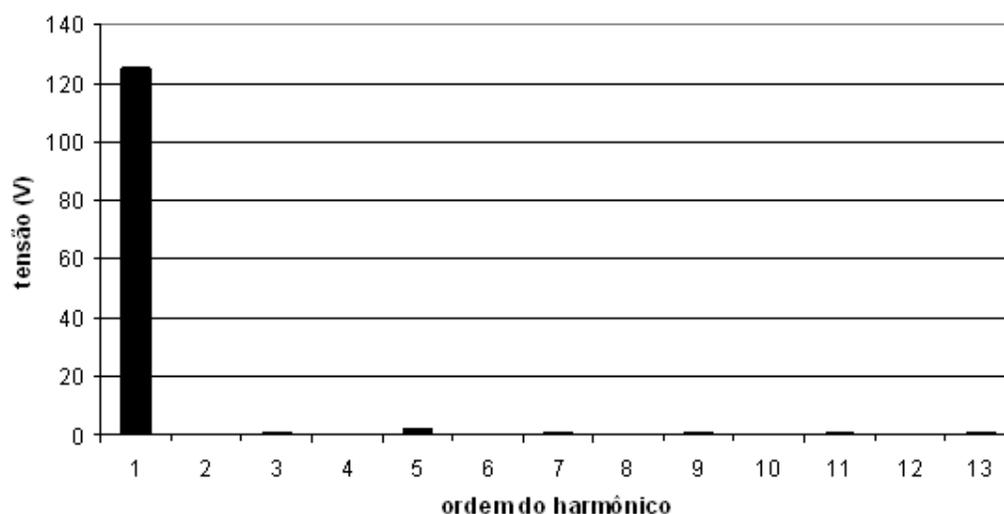


Fig. 4.21 – Decomposição harmônica da tensão

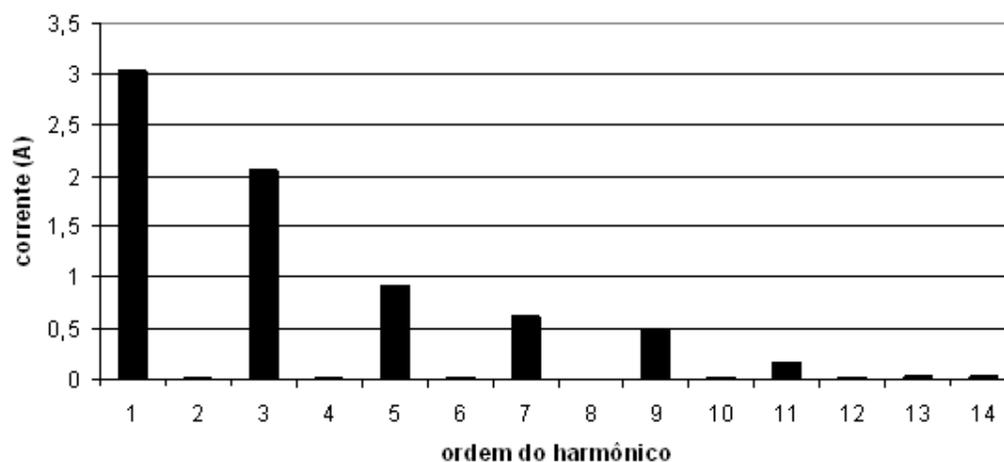


Fig. 4.22 – Decomposição harmônica da corrente

A partir da análise harmônica das tensões e correntes chegou-se ao resultado de que o fator de potência fundamental do ensaio é 0,88 e a potência reativa fundamental é equivalente a 178 var. Como este último parâmetro é resultado da multiplicação de V , I e o seno do ângulo entre eles, com todas estas grandezas apresentando incerteza de 2%, estima-se que a incerteza do valor de potência reativa seja de 6%. A incerteza no fator de potência está relacionada à incerteza na base de tempo dos osciloscópio e estima-se ser menor que 2%.

Os resultados apresentados pelos dois medidores ensaiados estão listados na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Resultados apresentados pelos medidores na segunda etapa de ensaios

	V	I	P (W)	Q (var)	S (VA)	fp	Erro em Q
Medidor C	127,1	3,99	328	186	501	0,66	4%
Medidor D	126,1	3,9	320	370	500	0,65	108%

Verifica-se que o fator de potência dos dois medidores está com um erro de -25% com relação ao fator de potência fundamental. Supondo que os medidores realizariam o cálculo do fator de potência a partir de (4.1), o valor obtido para medidores C e D seria respectivamente 0,65 e 0,64 respectivamente, que está próximo dos valores medidos com erro da ordem de 2%. Isto indica que estes medidores exteriorizam o fator de potência total e não o fundamental.

Devido às incertezas envolvidas, não é possível afirmar que o medidor C está fora da classe para potência reativa. Contudo é possível afirmar que o medidor D está fora da classe de exatidão para esta grandeza.

Supondo que o medidor D utilizasse a técnica do triângulo de potências para calcular a potência reativa, a partir de (3.2), o resultado seria 384var, cujo erro com relação ao valor medido (370var) é 4%. Isto indica que este medidor calcula a potência reativa desta forma, o que, em situações com alta distorção harmônica, se distancia da potência reativa fundamental. Esta previsão de erros altos na potência reativa devido a esta metodologia de cálculo foi prevista no item 4.4.

4.6 Conclusões

Este capítulo apresentou a análise dos erros de medição de potência reativa e fator de potência apresentados por medidores eletrônicos de energia quando estes são submetidos a condições não-senoidais. Os valores fundamentais da potência reativa e do fator de potência foram definidos como os valores de referência para as análises desenvolvidas.

O fator de potência pode ser obtido a partir do produto das tensões e corrente eficazes ou a partir dos valores de potência ativa e reativa. Efetuou-se uma análise dos erros gerados pela distorção harmônica para cada caso.

Verificou-se que o fator de potência calculado a partir dos valores de potência ativa e reativa pode sofrer uma variação positiva ou negativa quando se utiliza a técnica do deslocamento de 90° no tempo para se calcular a potência reativa. Esta variação depende da amplitude, da fase e da ordem dos componentes harmônicos presentes nos sinais de entrada.

A partir do Regulamento Técnico Metrológico vigente, verificou-se que para os limites de distorção harmônica permitidos pelas normas internacionais, existem condições onde os erros apresentados para a potência reativa são maiores que a classe de exatidão de alguns medidores.

Verificou-se que o fator de potência calculado a partir dos valores eficazes da tensão e da corrente sempre apresenta um valor menor que o fator de potência da fundamental. Esta característica é causada pela inclusão dos efeitos da distorção harmônica na potência aparente utilizada pela equação do fator de potência.

A partir de resultados de simulações, verificaram-se os níveis de distorção harmônica nas formas de onda de tensão e corrente necessários para baixar o fator de potência para abaixo do limite mínimo imposto pela legislação brasileira. Neste caso, um determinado consumidor pode estar sendo penalizado por um baixo fator de potência que está sendo causado pela distorção harmônica em sua rede.

Alguns resultados experimentais foram realizados e verificaram-se os níveis de distorção harmônica necessários para que os erros de potência reativa apresentados pelos medidores ensaiados sejam maiores que a sua classe de

exatidão. A partir dos resultados experimentais, verificou-se também que os medidores ensaiados utilizam os valores eficazes de tensão e corrente para calcular o fator de potência. Para este caso, verificou-se que a resposta dos medidores foi compatível com a análise de erros apresentada.

A partir de experimentos com cargas reais, verificou-se que os medidores ensaiados apresentaram valores distintos para a potência reativa, chegando a apresentar uma variação de mais de 100 % com relação à potência reativa fundamental. Verificou-se também que todos os medidores ensaiados apresentaram um fator de potência 25% menor que o fator de potência fundamental da carga real.

A partir dos resultados obtidos pelas análises e experimentos apresentados neste capítulo, conclui-se:

- Os medidores eletrônicos podem ser afetados pelas distorções harmônicas;
- Os valores de potência reativa podem ser afetados de forma diferente para cada modelo de medidor;
- Os medidores de energia podem apresentar erros de potência reativa acima de sua classe de exatidão mesmo operando em redes com índices de distorção harmônica dentro de normas internacionais;
- Os medidores de energia podem apresentar fatores de potência mais baixos que os fatores de potência fundamentais quando existem componentes harmônicos na rede.

5 CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou um estudo sobre a medição de potência reativa por medidores eletrônicos em condições não-senoidais. Apresentaram-se as propostas de definição de potência reativa mais recorrentes na literatura. Foram analisadas as principais técnicas de medição utilizadas pelos medidores eletrônicos sob condições harmônicas. Analisaram-se os erros de medição de potência reativa e fator de potência em condições não-senoidais tomando-se como referência os componentes fundamentais de tensão e corrente. Realizaram-se experimentos práticos em medidores comerciais de potência reativa e compararam-se os resultados obtidos com as análises efetuadas.

Inicialmente, identificou-se o problema gerado pela difusão de cargas não-lineares conectadas à rede elétrica contribuindo para a presença de correntes e tensões harmônicas nos sistemas elétricos de distribuição e transmissão, que compromete a qualidade da energia ofertada. A presença de harmônicos na rede elétrica pode influenciar no comportamento de vários dos equipamentos elétricos conectados à mesma, ocupando desnecessariamente os cabos condutores. Este fator termina por elevar as especificações de potências de equipamentos, tais como transformadores e disjuntores, tendo como consequência o aumento do custo da distribuição de energia elétrica.

Identificou-se na literatura uma falta de consenso com relação às definições da potência reativa, potência aparente e fator de potência em sistemas com distorção harmônica. Este trabalho apresentou algumas propostas encontradas na literatura que diferem na medida em que se propõem a resolver alguns aspectos específicos, como compensação ou tarifação. A proposta de Budeanu pode ser entendida como uma extensão da definição convencional uma vez que a sua definição de potência reativa é análoga à definição de potência ativa. Entretanto, a proposta de Budeanu pode levar a algumas conclusões equivocadas em determinadas condições harmônicas. A proposta de Fryze se baseou na idéia de que o fator de potência é unitário se, e somente se, a forma de onda da corrente for proporcional à forma de onda da tensão. Fryze separou a corrente em uma parcela contendo a corrente ativa, que possui a mesma forma de onda da tensão e é responsável pela geração da potência ativa, e uma parcela residual que contém toda a parcela de corrente que não produz trabalho. Contudo, as definições de Fryze não garantem um fluxo de energia otimizado e podem contribuir ainda mais para a distorção da forma de onda da tensão.

As definições da norma IEEE 1459:2000 são uma tentativa de separar os fenômenos presentes nos sistemas distorcidos com o intuito de fornecer instrumentos necessários para a análise da qualidade de energia entregue ao consumidor. Estas definições guardaram o conceito de potência reativa apenas para a fundamental e estenderam o conceito de potência de distorção para as condições não-fundamental.

Identificou-se na literatura a falta de uma padronização na metodologia de medição de potência reativa nos medidores comerciais. Isto provoca resultados diferentes para uma mesma condição de rede com distorção harmônica, fazendo com que o consumidor possa ter diferentes custos em função do método de medição adotado.

O presente trabalho apresentou as análises das principais técnicas de medição de energia reativa empregadas pelos medidores eletrônicos. A técnica conhecida na literatura como triângulo de potências foi analisada e verificou-se que o fator de potência medido por esta técnica sempre será menor que o fator de potência da fundamental. A técnica de deslocamento de noventa graus foi analisada para duas situações: deslocamento no tempo e deslocamento através de filtragem linear. Verificaram-se resultados diferentes para harmônicos de ordem par e de ordem ímpar. Analisaram-se algumas técnicas utilizando filtragem linear e verificou-se que o resultado da medição era dependente do tipo de filtro utilizado. Verificou-se ainda que estas soluções são sensíveis à variação de frequência da rede. Entretanto, o uso de dispositivos de sincronismo, como o PLL, pode ser usado para contornar o problema da variação da frequência. A técnica da Transformada Discreta de Fourier (DFT) é uma excelente ferramenta para a decomposição harmônica dos sinais de entrada. Analisando-se esta técnica, constatou-se a sensibilidade à variação da frequência de entrada. Contudo o correto sincronismo da janela ou de artifícios de processamento de sinais pode atenuar este efeito.

Definindo-se os componentes fundamentais de tensão e corrente como referência, a análise dos erros de medição de potência reativa e fator de potência foi apresentada para a presença de distorção harmônica na rede. Verificou-se que o fator de potência calculado a partir dos valores de potência ativa e reativa pode sofrer uma variação positiva ou negativa quando se utiliza a técnica do deslocamento de 90° no tempo para se calcular a potência reativa. A partir do Regulamento Técnico Metrológico vigente, verificou-se que para os limites de distorção harmônica permitidos pelas normas internacionais existem condições onde os erros apresentados para a

potência reativa são maiores que os limites impostos por este regulamento. A partir de resultados de simulações, verificaram-se os níveis de distorção harmônica nas formas de onda de tensão e corrente necessários para baixar o fator de potência para abaixo do limite mínimo imposto pela legislação brasileira. Neste caso, um determinado consumidor pode estar sendo penalizado por um baixo fator de potência que está sendo causado pela distorção harmônica em sua rede.

Foram realizados experimentos práticos em alguns exemplares de medidores comerciais eletrônicos e verificaram-se os níveis de distorção harmônica necessários para que os erros de potência reativa apresentados pelos medidores ensaiados sejam maiores que a sua classe de exatidão. A partir dos resultados experimentais, verificou-se também que os medidores ensaiados utilizam os valores eficazes de tensão e corrente para calcular o fator de potência. A partir de experimentos com cargas reais, verificou-se que os medidores ensaiados apresentaram valores diferentes entre si para a potência reativa, chegando a apresentar uma variação de mais de 100 % com relação à potência reativa fundamental. Verificou-se também que todos os medidores ensaiados apresentaram um fator de potência 25% menor que o fator de potência fundamental da carga real.

Atualmente, no Brasil, não existe uma regulamentação impondo limites para a distorção harmônica das cargas conectadas à rede elétrica, isto contribui para a presença de harmônicos nas redes de baixa tensão. Somando-se isso à falta de padronização dos medidores eletrônicos de energia reativa e fator de potência, os consumidores de energia podem estar sendo penalizados de forma diferenciada uma vez que diferentes medidores eletrônicos apresentam diferentes resultados para a mesma condição harmônica. O presente trabalho levantou um quadro geral da situação atual da medição de potência reativa com o intuito de servir como base para discussões futuras de como se efetuar corretamente a medição da ocupação desnecessária dos condutores de energia e dos equipamentos do sistema elétrico.

5.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros propõe-se o estudo teórico e prático sobre a influência das formas de ondas mais usuais sobre os medidores eletrônicos com o objetivo de prover subsídios para a criação de ensaios de normalização do comportamento dos medidores eletrônicos de potência reativa na presença de harmônicos.

Propõe-se a extensão do estudo para sistemas trifásicos com redes desbalanceadas e a análise da influencia da distorção harmônica nesses casos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] DRIESEN J., VAN CRAENENBROECK T., BELMANS R., DECONINCK G., LEUVEN K.U. "Electrical Energy Measurements in Environments Characterized by a Detoriated Power Quality", IEE – Metering and Tariffs for Energy Supply, Conference Publication no. 462, pp 112-118, Maio 1999.
- [2] DURANTE, Larry G., GHOSH, Prasanta K. "Active Power Measurement in Non Sinusoidal Environments", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, No. 3, pp. 1142-1147, Agosto 2000.
- [3] BALTHAZAR, M. Q. F.: "Medidores de Watt-hora Eletrônicos na Presença de Harmônicos: Análise e Testes Preliminares", Tese de Mestrado – COPPE – UFRJ – Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Março 2004.
- [4] EMANUEL, A. "Energetical Factors in Power Systems with Nonlinear Loads", *Archiv fur Electrotecchnik*, 59, 1977.
- [5] CZARNECKI, L. "What is Wrong With the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why it Should be Abandoned", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, September, 1987.
- [6] EMANUEL, A. "Powers in Nonsinusoidal Situations – A Review of Definitions and Physical Meaning", *IEEE Transactions on Power Delivery*, July 1991.
- [7] ARANGO, Hector, AFONSO, Octávio Ferreira. O custeio do ônus da distorção através da estrutura tarifária. São Paulo: CESP-CPFL-ELETROPAULO-EPUSP-IEE/USP, Nota Técnica CED 203/ELET 002/NT 005/OR – Agosto de 1995.
- [8] FAUCETT, M. A., KEENER, C. A. Effects of Harmonics on Watthour Meter Accuracy. *Electrical World*. p. 82-84, out. 1945.
- [9] OLIVEIRA, José Gil, FAGÁ, Murilo Tadeu W. Medidores de Energia Elétrica na Presença de Harmônicos. *Eletricidade Moderna*. p. 312-324, abr. 1999.
- [10] BAGGOT, A. J. The effects of waveshape distortion on the measurement of energy by tariff meters. INTERNATIONAL CONFERENCE ON SOURCES AND EFFECTS OF POWER SYSTEM DISTURBANCES. 1974. p.261-267.
- [11] IEEE, "*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*", IEEE Standard 519-1992, 1993.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] IEC, "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.
- [15] IEC, "*Static Meters for Reactive Energy – Classes 2 and 3*", IEC Standard 62053-23, Janeiro 2003.
- [16] NBR, "*Medidores Eletrônicos de Energia Elétrica – Especificação*", NBR 14519, Maio 2000.
- [17] NBR, "*Medidores Eletrônicos de Energia Elétrica – Método de Ensaio*", NBR 14520, Maio 2000.
- [18] NBR, "*Medidores Eletrônicos de Energia Elétrica – Procedimentos*", NBR 14521, Maio 2000.
- [19] INMETRO, "*Regulamento Técnico Metrológico*", Portaria Inmetro N. 431, dezembro 2007.
- [20] LYON, W. V. "Reactive Power and Unbalanced Circuits", *Electrical World*, vol. 75, no. 25, 1920, pp. 1417-1420.
- [21] BUDEANU, C. I. "Reactive and Fictitious Powers", *Rumanian National Institute*, pu. No. 2, Bucharest, 1927.
- [22] FRYZE, S. "Active, reactive, and apparent power in circuits with non-sinusoidal voltage and current", *Elektrotechnische Zeitschrift*, vol. 53, 1932.
- [23] PAGE, C. "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1980.
- [24] CZARNECKI, L., SWIETLICKI, T. "Powers in Nonsinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis, and Measurement", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1990.
- [25] CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., NUCCIO, S. "The Metrological Characterization of Static Meters for Reactive Energy in the Presence of Harmonic Distortion", *IEEE Proceedings*, 2007.

- [26] SHEPHERD, W., ZAND, P. "Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits", Londres 1979.
- [27] IEEE, "Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electrical Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", *IEEE Standard 1459-2000*, Janeiro 2000.
- [28] STANLEY, W. "*Phenomena of Retardation in the Induction Coil*", American Institute of Electrical Engineers, Vol. V, N. 4, Janeiro 1888.
- [29] MOULIN, E., "Measuring Reactive Power in Energy Meters", *Metering International*, issue 1, p. 54, 2002.
- [30] LYON, V. "Definitions of Power and Related Quantities", *AIEE Transactions*, vol. 54, no. 4, Abril 1935.
- [31] PRETORIUS, J. H. C., VAN WYK, J. D., SWART, P. H. "An Evaluation of Some Alternative Methods of Power Resolutions in a Large Industrial Plant", *Proceedings of the Eighth International Conference on Harmonics and Quality of Power*, vol. 1, Atenas, Outubro 1998.
- [32] GHIJSELEN, Jozef, "Reactive Power: A Misinterpreted quantity?", Apresentação disponível em <http://eesa.ugent.be/willems/JLW.pdf>, Fevereiro 2008.
- [33] EMANUEL, A., "Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", *IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Technical Conference*, St. Louis, Maio 2003.
- [34] AGAKI, H., KANAZAWA, Y., NABAE, A. "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits", in *Conf. Rec. IPEC-Tokyo'83*, pp. 1375, 1983.
- [35] AGAKI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", *IEEE PRESS e Wiley-Interscience*, Nova Jersey, 2007.
- [36] WATANABE, E. H., STEPHAN, R. M., AREDES, M. "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems With Generic Loads", *IEEE 92*, 1992.
- [37] PENG, F. Z., LAI, J. "Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems", *IEEE Proceedings*, 1996.

- [38] WILLEMS, J. L. "A New Interpretation of the Agaki-Nabae Power Components for Nonsinusoidal Three-Phase Situations", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, pp. 523-527, Agosto 1992.
- [39] OLIVEIRA, J. J. R. "Proposta de Um Sistema de Monitoração para Circuitos Trifásicos", Tese de Mestrado – COPPE – UFRJ – Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Março 1992.
- [40] REIS, A. "Avaliação Técnica e Econômica da Poluição Causada no Sistema Elétrico com o Emprego de Equipamentos Eficientes Considerando os Ganhos com a Conservação de Energia", 4º Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, São Paulo, Brasil 2007.
- [41] EDSON ELECTRIC INSTITUTE, "Handbook for Electricity Metering", Washington D.C. 2002.
- [42] CALDAS, R. P.: "Medidor Eletrônico de Energia Elétrica com Circuito Integrado Dedicado", Tese de Mestrado – COPPE – UFRJ – Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Abril 1990.
- [43] TEXAS INSTRUMENTS. *Mixed Signal Products: MSP430C11x*, Application Report SLAA075, Dallas, Texas, Outubro 1999.
- [44] Three Phase Power / Energy IC: AT73C500 with AT73C501 or AT73C502, ATMEL, Especificação Técnica REV. 1035A, www.atmel.com, Agosto 1998.
- [45] Single Phase Bi-Direcional Power / Energy IC: CS5460, CIRRUS LOGIC, Inc., Especificação Técnica DS487F1, www.cirrus.com, Janeiro 2003.
- [46] Poly-phase Multi-Function Energy Metering IC with Serial Port: ADE7754, Analog Devices, Inc., Especificação Técnica Preliminar REV. PrG 01/03, www.analog.com, 2003.
- [47] DE MEDEIROS Fº, Solon. "Medição de Energia Elétrica" LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S.^a, Rio de Janeiro – RJ, 1997.
- [48] WEN, Pan. "A Fast and High-Precision Measurement of Power Based on Digital Filtering Techniques", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 41, No. 3, pp 403-406, Junho 1992.
- [49] ONS, Padrões de Desempenho da Rede Básica – Submódulo 2.2, www.ons.org.br, 2002.

- [50] KARIMI, H. et al. "Estimation of Frequency and its Rate of Change for Applications in Power System", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, No. 2, Abril 2004.
- [51] ARRUDA, L. N., SILVA, S. M. "PLL Structures for Utility Connected Systems", *IAS Annual Meeting Conference*, Vol. 4, pp 2655 – 2660, 2001.
- [52] MANSOOR, A., MCGEE, J., PENG, F. Z. "Even-Harmonics Concerns at an Industrial Facility Using a Large Number of Half-Controlled Rectifiers", *IEEE Transactions Industry Applications*, pp 994 – 1000, 1998.
- [53] HAO, P., ZANJI, W., JIANYE, C. "A Measuring Method of the Single-Phase AC Frequency, Phase, and Reactive Power Based on the Hilbert Filtering", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 56, N. 3, Junho 2007.
- [54] KAURA, V., BLASKO, V. "Operation of a Phased-Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No 1, Fevereiro 2007.
- [55] GHARTEMANI, M. K. "A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environments", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, No. 3, Agosto 2004.
- [56] OPPENHEIM, Alan V., SCHAFER, Ronald W., BUCK, John R. *Discrete Signal Processing*, Segunda Edição, Prentice Hall Signal Processing Series, Alan V. Oppenheim, Series Editor, 1998.
- [57] RABINER, L. R., GOLD, B. *Theory and Application of Digital Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, Nova Jersey, 1975.
- [58] MONTAÑO, J. C., LOPEZ, A., CASTILLA, M., GUTIERREZ, J. "A DSP-Based Algorithm for Electric Power Measurements", *IEEE Proceedings-A*, Vol. 140, No 6, pp 485-490, Novembro 1993.
- [59] MONTAÑO, J. C., LOPEZ, A., CASTILLA, M., GUTIERREZ, J. "A TMS320-Based Reactive Power Meter", *IEEE Proceedings-A*, Vol. 138, 1990.
- [60] CHANG, W. C., CHEN, C., WU, M. C. "Measuring Harmonics by an Improved FFT-Based Algorithm with Considering Frequency Variations", *IEEE International Symposium*, Maio 2006.
- [61] ANEEL, "Condições Gerais de Fornecimento de Energia Elétrica", Resolução N. 456/2000, 2000.

- [62] Single Position Meter Test System MTS 310, ZERA GmbH, Especificação Técnica, www.zera.de, Fevereiro 2008.
- [63] Digital Phosphor Oscilloscope TDS 5104B, Tectronix, Manual de Instruções, www.tectronix.com, Fevereiro 2008.

APÊNDICE

TABELA DOS VALORES DA FFT DAS FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E DA CORRENTE OBTIDAS NA SEGUNDA ETAPA DE ENSAIOS

Tabela A.1 – Resultado da FFT nas formas de onda da tensão e da corrente

Harmônico	Corrente Eficaz (A)	Ângulo Corrente (°)	Tensão Eficaz (V)	Ângulo Tensão (°)
0	0,074		1,106	
1	3,034	-62,5	125,267	-90,4
2	0,010	13,4	0,049	-108,2
3	2,049	176,0	0,847	-10,1
4	0,012	157,6	0,024	-73,2
5	0,918	75,4	1,988	-141,1
6	0,010	15,5	0,049	-76,3
7	0,624	7,5	1,218	-66,1
8	0,007	47,6	0,023	43,3
9	0,501	-98,3	0,508	138,4
10	0,017	-52,6	0,074	13,1
11	0,177	138,5	0,749	-23,3
12	0,017	-120,5	0,083	29,3
13	0,036	-154,8	0,705	-24,4
14	0,034	171,6	0,061	-77,0
15	0,067	96,3	0,138	-128,0
16	0,050	69,3	0,131	-92,5
17	0,070	0,9	0,148	-47,6
18	0,051	-38,7	0,052	-151,7
19	0,070	-139,4	0,053	-89,2
20	0,038	-147,7	0,049	123,6
21	0,056	63,3	0,104	-77,9
22	0,023	103,6	0,035	-159,0
23	0,016	-66,1	0,079	150,9
24	0,012	1,1	0,031	162,1
25	0,030	-66,0	0,055	-178,8
26	0,010	-99,4	0,006	55,0
27	0,029	168,8	0,095	46,6
28	0,008	156,1	0,008	-0,3
29	0,011	141,0	0,046	116,4
30	0,004	95,9	0,006	-76,5
31	0,025	43,6	0,070	-87,7
32	0,008	39,8	0,020	-157,8
33	0,007	-100,5	0,016	143,5
34	0,009	-58,1	0,024	-166,8
35	0,012	-32,4	0,057	-158,7
36	0,005	-140,2	0,031	145,0
37	0,009	-171,7	0,030	-28,6
38	0,004	-176,3	0,019	60,3
39	0,004	-150,3	0,043	115,3
40	0,004	131,8	0,007	68,7

41	0,005	56,2	0,029	-92,0
42	0,005	65,9	0,006	-156,5
43	0,006	161,2	0,031	28,5
44	0,004	-13,9	0,009	-124,9
45	0,007	-18,6	0,013	160,3
46	0,002	-67,4	0,012	171,2
47	0,006	133,6	0,014	-84,5
48	0,002	-91,6	0,014	174,5
49	0,074	180,0	1,106	0,0