

CEFET-MG
CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS

Daniel Silva Braga

ESTUDO E MODELAGEM DE CARGAS NÃO LINEARES EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIS

BELO HORIZONTE
MARÇO DE 2017

Daniel Silva Braga

ESTUDO E MODELAGEM DE CARGAS NÃO LINEARES EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ) e Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG), como requisito parcial exigido para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Planejamento e Operação do Sistema Elétrico de Potência – POSEP.

Orientadora: Prof^a. Dra. Patrícia Romeiro da Silva Jota

BELO HORIZONTE

MARÇO DE 2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA



CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO
TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS GRADUAÇÃO



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA (PPGEL)

ESTUDO E MODELAGEM DE CARGAS NÃO LINEARES EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIS

Dissertação apresentada por Daniel Silva Braga em Março de 2017, aprovado pela orientadora do projeto.

Daniel Silva Braga

Aluno do Mestrado em Engenharia Elétrica

Dra. Patrícia Romeiro da Silva Jota

DEE / CEFET-MG - Profa. Orientadora

BELO HORIZONTE

MARÇO DE 2017

AGRADECIMENTOS

Agradeço à todos os professores que me conduziram desde os primeiros passos até aqui. Em especial, à orientadora Patrícia Jota pela confiança depositada, pelas aulas e as conversas. Deixo também meu agradecimento especial à Ana Lúcia, Éber e Anderson pela motivação e inspiração e aos meus familiares e amigos pelo apoio. Também sou igualmente grato aos professores componentes da banca.

Agradeço ao CEFET-MG que tornou possível o projeto de pesquisa e a CAPES pelo apoio financeiro. Deixo o agradecimento especial aos meus investidores, que são todos os cidadãos que patrocinam o serviço público de educação. Além de grato, sou ciente da minha obrigação de retribuir trabalhando para promover transformações sociais através de contribuições para o avanço tecnológico à serviço do bem comum e da sustentabilidade.

“Os matemáticos se apoiam nos ombros uns dos outros.”

–Carl Friedrich Gauss

“Se eu vi mais longe, foi por estar sobre ombros de gigantes.”

–Isaac Newton

“Leiam Euler, leiam Euler, ele é o mestre de todos nós.”

–Pierre-Simon Laplace

RESUMO

Não é correto tentar prever a distorção harmônica total da corrente em um alimentador baseando-se nas distorções harmônicas totais das cargas. Isso porque cada ordem harmônica se soma produzindo atenuações e amplificações. Além disso, as interações entre cargas não lineares dificultam o entendimento do comportamento das distorções na tensão e na corrente. De fato, com a proliferação dos equipamentos baseados em conversores estáticos nas redes elétricas, cresce a demanda por esclarecimentos acerca do comportamento das cargas não lineares operando em condições não senoidais. Os dispositivos baseados em semicondutores de potência produzem harmônicos e são sensíveis às emissões que eles mesmos produzem. Mesmo assim, a própria eletrônica de potência é utilizada para compensação harmônica. É necessário estimular o estudo da análise harmônica no domínio da frequência e o estudo da potência em condições não senoidais. Pesquisas nessa direção favorecem o desenvolvimento de redes elétricas mais inteligentes e capazes de suportar as demandas do futuro.

Um dos requisitos principais de um projeto de rede inteligente é o controle da demanda. Para controlar a demanda, é interessante prever o comportamento da rede diante da redução da tensão de alimentação. Nesta dissertação, mostra-se que a forma de onda da corrente que circula por uma carga não linear se altera em função da magnitude da tensão. Além disso, investiga-se experimentalmente o comportamento das quantidades de potência em condições não senoidais. Mostra-se que é necessário fazer a distinção entre potência reativa e potência não ativa porque o comportamento dessas grandezas pode ser bastante diferente.

Propõe-se, inicialmente, um modelo simplificado no domínio da frequência capaz de prever os espectros de magnitude e fase da corrente de uma carga não linear com base na magnitude da tensão. Parâmetros do modelo são estimados usando-se dados experimentais. O modelo é aplicado para previsão da distorção harmônica total da corrente em função da tensão. Em seguida, a comparação entre dois modelos harmônicos no domínio da frequência é clarificada utilizando-se deduções analíticas. Partindo dessas análises, desenvolve-se um procedimento para estimação dos parâmetros de um modelo harmônico analítico no domínio da frequência. O procedimento proposto é numericamente robusto e o modelo estimado é capaz de descrever a relação entre os espectros das magnitudes e fases da corrente e da tensão em uma carga não linear operando em condições não senoidais. Por fim, avaliam-se os ajustes matemáticos. Os resultados sugerem uma notável aplicabilidade do modelo para previsão do comportamento harmônico de uma carga não linear.

Palavras-chave: Distorção harmônica. Harmônicos. Modelagem harmônica. Análise harmônica. Carga não linear. Potência.

ABSTRACT

The total harmonic distortion (THD) of current in a feeder cannot be calculated based on THD of each load. Each harmonic order of current can range from cancellation to addition depending on its phase angle. Moreover, the interactions between nonlinear loads have to be considered. In the presence of nonlinear loads, the behavior of current and voltage distortions become an even more complicated query. In fact, the interest in clarifying the behavior of the nonlinear loads operating in nonsinusoidal condition grows as the power electronic converter based devices proliferate in power systems.

Power electronics produce harmonics and are sensible to their own emissions. Nevertheless, power electronics themselves are applied in harmonic compensation. Research in frequency domain harmonic analysis and electric power under nonsinusoidal conditions supports the developments of smarter electric grids capable of enduring the requirements of the future.

Demand control is an important requirement in smart grid development. Predicting the behavior of the grid in conservation voltage reduction scenario is important. In this master thesis, it is shown that the waveform of current in a nonlinear load changes as the magnitude of voltage is changed. Moreover, the power quantities in nonsinusoidal conditions is analyzed using measured data. It is shown that reactive power and nonactive power have to distinguished because their behavior can be quite different.

In this work, a simplified frequency domain model is proposed. The model is used for predicting the magnitude and phase spectra of the current in a nonlinear load based on the magnitude of voltage. Model parameter estimation is carried out using experimental data. The model is applied for predicting the THD of current. Next, the comparison between two frequency domain harmonic models is clarified using analytical derivations. Based on these analyses, a straightforward parameter estimation procedure for a frequency domain analytical model is formulated. The proposed procedure is numerically robust and the resulting model is able to accurately describe the relation between magnitude and phase spectra of voltage and current in a nonlinear load operating in nonsinusoidal conditions. Lastly, the mathematical fitting procedure is assessed. The results suggest a remarkable applicability of the model in predicting the harmonic behavior of a nonlinear load.

Index Terms: Harmonic Distortion. Harmonics. Harmonic Modeling. Harmonic Analysis, Nonlinear load

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Modelo de uma carga monofásica linear (impedância)	31
Figura 2.2 Modelo de uma carga monofásica linear (admitância)	32
Figura 2.3 Representação de uma mesma impedância em série ou paralelo.....	33
Figura 2.4 Fluxo de potência e triângulos de potência nos quatro quadrantes [17].	34
Figura 2.5 Tetraedro de potência	47
Figura 2.6 Chaveamento da tensão na saída da ponte	53
Figura 2.7 Diagrama de circuito utilizado nas deduções em [31]	54
Figura 3.1 Circuito da bancada de testes	66
Figura 3.2 Índices para avaliação da distorção da tensão e corrente para uma lâmpada à LED	68
Figura 3.3 Índices para avaliação da distorção da tensão e corrente para uma lâmpada fluorescente.....	69
Figura 3.4 Relações entre as quantidades de potência em condições não senoidais	71
Figura 3.5 Quantidades em condições não senoidais para uma lâmpada à LED.	72
Figura 3.6 Quantidades em condições não senoidais para uma lâmpada fluorescente.	72
Figura 3.7 Evolução temporal da potência ativa, aparente e aparente fundamental no regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.	74
Figura 3.8 Evolução temporal da potência reativa, aparente não fundamental e da potência não ativa durante o regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.	75
Figura 3.9 Evolução temporal da potência aparente harmônica e da potência de distorção da tensão durante o regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.	76
Figura 3.10 Evolução temporal da corrente rms e da componente fundamental da corrente durante o regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.	76
Figura 3.11 Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.	85
Figura 3.19 Formas de onda para a corrente nas duas cargas ensaiadas expostas à tensão fundamental de 127 volts e para a corrente total.	88
Figura 3.20 Histogramas dos erros relativos de corrente rms para as duas cargas.....	89
Figura 3.21 Diagrama de circuito representando a montagem dos testes nos quais provocou-se deformações na forma de onda da tensão.	102
Figura 3.22 Histogramas dos erros relativos de corrente rms para a as lâmpadas à LED.....	105
Figura 3.23 Magnitudes em escala de tons monocromáticos para a matriz Y^+ estimada.....	106

Figura 3.24	Magnitudes em escala de tons monocromáticos para a matriz Y^- estimada.....	106
Figura 3.25	Magnitudes em escala de tons monocromáticos para o vetor I_s estimado.....	106
Figura 3.26	Formas de onda nos experimentos 1 até 7.	107
Figura 3.27	Formas de onda nos experimentos 8 até 13.	108
Figura 3.28	Formas de onda nos primeiros conjuntos de experimentos.	109
Figura A1	Alguns símbolos de diagrama de circuitos.....	114
Figura A2	Lei das correntes de Kirchhoff	115
Figura A3	Lei das tensões de Kirchhoff.....	116
Figura B1	Uma interpretação visual para a equação de Euler.....	119
Figura B2	Diagrama fasorial	122
Figura C1	Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.	123
Figura C2	Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.	124
Figura C3	Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.	125
Figura C4	Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.....	126
Figura C5	Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.....	127
Figura C6	Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.....	128
Figura C7	Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.....	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Simplificação da análise de Fourier considerando a simetria de $f(t)$	37
Tabela 2.2 Resumo e agrupamento das quantidades não senoidais	45
Tabela 3.1 Quantidades de potência em sistemas monofásicos não senoidais.....	71
Tabela 3.2 Coeficientes de correlação entre magnitudes de tensão e corrente de mesma ordem harmônica para as cinco lâmpadas à LED.....	79
Tabela 3.3 Coeficientes de correlação entre magnitudes de tensão e corrente de mesma ordem harmônica para as três lâmpadas fluorescentes.	79
Tabela 3.4 Estimações das partes reais, Y_x , e das partes imaginárias, Y_y , em milisiemens e os correspondentes R^2 para cinco lâmpadas à LED e para as três lâmpadas fluorescentes.	83
Tabela 3.5 Estimações das partes real e imaginária das correntes independentes I_s	84
Tabela 3.6 Estatísticas dos erros relativos de corrente rms para as cargas modeladas.....	89
Tabela 3.7 Comparação entre THD_I medido e calculado pelo modelo em 127 volts	91
Tabela 3.8 Combinações de conexões nos pontos A, B e C aplicadas nos ensaios	103
Tabela 3.9 R^2 para as partes real e imaginária.....	104
Tabela 3.10 Estatísticas dos erros relativos de corrente rms para o modelo avançado	105
Tabela A1 Elementos passivos para modelagem de cargas lineares.	114
Tabela D1 Parâmetros ajustados para matriz Y_x^d em milisiemens.....	130
Tabela D2 Parâmetros ajustados para matriz Y_y^d em milisiemens.....	130
Tabela D3 Parâmetros ajustados para matriz Y_x^q em milisiemens.....	130
Tabela D4 Parâmetros ajustados para matriz Y_y^q em milisiemens.....	131
Tabela D5 Parâmetros ajustados para o vetor I_{sx} em miliampères	131
Tabela D6 Parâmetros ajustados para o vetor I_{sy} em miliampères	131

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ac – *alternating current* ou corrente alternada conforme grafia recomendada pelo IEEE.

CEFET-MG – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

CPEI – Centro de Pesquisa em Energia Inteligente

CVR – *conservation voltage reduction*

dc – *direct current* ou corrente contínua ou corrente constante.

HD – *harmonic domain algorithm*

IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IHA – (*Iterative Harmonic Analysis*).

IoT – *Internet of Things* ou Internet das coisas

PF – *power factor* ou fator de potência

pu – por unidade

rms – *root mean square* ou média quadrática ou valor eficaz

THD – *total harmonic distortion* ou distorção harmônica total.

THD_I – *total harmonic distortion of current* ou distorção harmônica total da corrente.

THD_V – *total harmonic distortion of voltage* ou distorção harmônica total da tensão.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	13
1.1	Contextualização.....	13
1.1.1	Motivação e contextualização frente aos novos desafios e incertezas	14
1.2	Objetivos.....	20
1.3	Organização do trabalho	21
2	REVISÃO DA LITERATURA	24
2.1	Considerações iniciais.....	24
2.2	Circuito linear em condições senoidais.....	26
2.2.1	Potência instantânea em condições senoidais.....	26
2.2.2	Modelagem de carga linear e abordagem no domínio da frequência	29
2.2.3	Potência complexa	33
2.2.4	Considerações finais	34
2.3	Carga linear alimentada por tensão não senoidal.....	36
2.3.1	Série de Fourier	36
2.4	Circuito não linear em condições não senoidais	39
2.4.1	Quantidades de potência em condições não senoidais (IEEE1459-2010).....	42
2.4.2	Potência instantânea em condições não senoidais	48
2.4.3	Modelagem harmônica de cargas não lineares	50
2.4.4	Regressão linear.....	58
2.4.5	Considerações finais	63
3	DESENVOLVIMENTO.....	64
3.1	Metodologia	64
3.1.1	Bancada de testes.....	65
3.2	Análise experimental das quantidades de potência em condições não senoidais	68
3.2.1	Comportamento da lâmpada fluorescente compacta em regime de partida	74
3.3	Modelagem simplificada de cargas não lineares baseada em medições.....	76
3.3.1	Análise de resultados	81
3.3.2	Avaliação do modelo com base na forma de onda, valores rms e THD.....	86

3.4	Análise harmônica de cargas não lineares em condições não senoidais baseada em medições.....	92
3.4.1	Forma retangular do modelo das admitâncias harmônicas acopladas.....	93
3.4.2	Comparação entre o modelo das admitâncias harmônicas acopladas e o modelo Norton acoplado.	96
3.4.3	Desenvolvimento do procedimento de estimação das matrizes cheias das admitâncias harmônicas acopladas.....	98
3.4.4	Experimento para aquisição de dados para o procedimento desenvolvido	101
3.4.5	Resultados.....	103
3.4.6	Considerações Finais	109
4	CONCLUSÕES	110
	APÊNDICE A – Conceitos básicos.....	113
	APÊNDICE B – Fasores.....	118
	APÊNDICE C – Gráficos de dispersão e retas ajustadas para o modelo simplificado	123
	APÊNDICE D – Parâmetros estimados para o modelo harmônico.....	130
	REFERÊNCIAS	132

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Desde os primeiros passos da utilização em larga escala da energia elétrica, as limitações técnicas e as incertezas quanto ao futuro impulsionam as pesquisas científicas a fornecer respostas e soluções. De fato, as técnicas de análise de circuitos e os modelos matemáticos avançam respondendo à tendências e a necessidades. Historicamente, ainda no século XIX a iluminação elétrica e o telégrafo promoveram profundas transformações sociais, precedidas pelo advento das máquinas elétricas. Depois, a eletrônica analógica ganha espaço revolucionando a indústria e a comunicação. As mudanças continuaram com o surgimento da eletrônica digital e com o advento da eletrônica de potência, além da evolução do LED e outros componentes eletrônicos. No contexto atual, a expansão da aplicação de redes de dados está promovendo uma nova revolução e indicando os caminhos para as pesquisas científicas. Costuma-se referir a essa revolução usando-se o termo “internet das coisas”.

No passado, a incerteza quanto às técnicas de análise de circuitos em corrente alternada desacelerou a evolução dos sistemas de potência. Hoje, a aplicação em larga escala de conversores eletrônicos de potência enfrenta barreiras similares. A eletrônica de potência responde à forte demanda atual pelo uso sustentável de energias renováveis. Os estudos realizados neste trabalho são motivados pela demanda por avanços em técnicas de análise de circuitos de potência operando em condições mais adversas e sofisticadas do que as condições típicas do passado recente. Essencialmente, o que justifica o esforço dedicado nestes estudos é a busca pela sustentabilidade frente à crescente demanda por energia da sociedade atual.

Discute-se frequentemente na atualidade questões associadas às incertezas sobre o futuro do setor de energia elétrica. Uma questão recorrente é o esforço para garantir a qualidade da energia diante das mudanças. Além disso, a questão ambiental, o ambiente regulatório e as energias renováveis estão sempre em pauta. Os desenvolvimentos realizados neste trabalho se relacionam com muitas questões discutidas atualmente. Em especial, o estudo dos harmônicos, que é a abordagem principal deste trabalho, se insere no contexto da incerteza quanto ao futuro da qualidade da energia nas redes inteligentes. As redes inteligentes, por sua vez, são a resposta para a busca pela sustentabilidade diante da crescente demanda por energia.

No ano de 2016, a conferência do IEEE, *17th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, ICHQP 2016, ocorreu no Brasil, na cidade de Belo Horizonte. Alguns resultados das pesquisas abordadas nesta dissertação foram apresentadas em um artigo [1] publicado nessa conferência. Nesse mesmo ano, também em Belo Horizonte, as questões atuais

da energia elétrica foram discutidas em um evento nacional ligado ao ambiente corporativo, o XXIV CINASE – Circuito Nacional do Setor Elétrico - Etapa Belo Horizonte. As apresentações desse evento revelaram a influência das questões da atualidade nos negócios das empresas nacionais que trabalham com energia elétrica. Outro evento importante, acadêmico, ocorreu em 2016 no Brasil, na cidade de Gramado-RS. Trata-se do X CBPE – X Congresso Brasileiro de Planejamento Energético. Nesse congresso, também foi publicado um artigo [2] com resultados de pesquisas desenvolvidas neste trabalho. A seguir, os pontos mais relevantes dos debates nestes três eventos são discutidos sob a ótica do contexto em que se insere os estudos desta dissertação.

1.1.1 *Motivação e contextualização frente aos novos desafios e incertezas*

Em apresentação no X CBPE, J. M. Ketzer [3] analisa que a demanda mundial por petróleo resiste devido a necessidade do transporte intercontinental da energia. A facilidade de transporte e armazenagem da energia proveniente de combustíveis fósseis fomenta a crescente industrialização em todos os continentes do mundo. Essa industrialização global, ao longo dos anos, estimula progressivas mudanças na sociedade, reduzindo a mortalidade e criando um estilo de vida favorável ao crescimento da população mundial [3]. Como consequência, o aumento da demanda mundial por energia se torna irreprimível.

A busca pela prosperidade e pelo bem-estar se manifesta através do consumo dos benefícios da indústria que está em constante processo de inovação. No entanto, prejuízos ambientais globais decorrentes do ciclo de inovações se tornaram uma ameaça ao próprio bem-estar e a prosperidade do coletivo. Diante desse dilema, cresce a demanda por soluções tecnológicas que possibilitem alternativas limpas para sustentar a sociedade industrializada. Observa-se que a demanda mundial por energia não é reprimida pelo temor e as incertezas decorrentes das mudanças climáticas e dos prejuízos à saúde.

A preservação é essencial para manutenção do meio ambiente favorável à sobrevivência e prosperidade da humanidade. Porém, a preservação ambiental requer austeridade. O impulso em satisfazer as necessidades imediatas se revela através do consumo irresponsável e da produção irresponsável. A voracidade pelo consumo jamais será superada espontaneamente. É necessário o engajamento por parte daqueles que assumem a responsabilidade de educar e desenvolver a ciência. Em resumo, diante da demanda irrefreável pelo consumo não há como promover a proteção do meio ambiente, sem avanço científico, sem empenho para estabelecer regulação ambiental e sem conscientização dos líderes.

A expansão das fontes de energia renováveis na matriz energética é apontada como uma importante resposta ao atual impasse da questão ambiental. É reconhecido que existe um enorme potencial inexplorado para a geração distribuída de energias limpas. Nas residências, por exemplo, a incidência de luz solar nos telhados poderia ser melhor explorada gerando energia para o sistema elétrico. Nas residências, existem pessoas interessadas em gerar renda com a microgeração. Essas pessoas se interessam em cuidar da gestão desses microempreendimentos visando melhorias técnicas e melhoria dos resultados. Considerando-se os condomínios, bairros ou comunidades, ocorre uma significativa produção de material orgânico (lixo e esgoto) que poderia ser aproveitado para geração distribuída usando biodigestores. Nesse caso, os desafios da gestão e da logística são grandes. Nas propriedades rurais também ocorre significativa produção de biomassa e existe espaço disponível para instalação de geradores eólicos. Adicionalmente, o Brasil apresenta um grande potencial para instalações de pequenas centrais hidrelétricas. Outra opção interessante é o plantio de vegetais para produção de biocombustível.

Apesar das oportunidades de geração distribuída serem evidentes, sua exploração depende muito de um ambiente regulatório favorável e de incentivos financeiros. Além disso, é fundamental que exista pressão por parte dos consumidores para que as redes elétricas se tornem mais compatíveis com a geração distribuída, criando um ambiente de negócios mais favorável à exploração das energias renováveis e aos demais interesses dos consumidores. O aumento do investimento em pesquisas depende de recursos oriundos dos negócios em geração distribuída. Trabalhos de pesquisa como este dependem de infraestrutura de laboratório e aporte financeiro. As pesquisas científicas são essenciais para se estabelecer redes mais inteligentes capazes de suportar a implantação em larga escala de geração distribuída e outras inovações em energia elétrica.

Os prejuízos ambientais causados pelo consumo dos combustíveis fósseis deveriam pressionar para o aumento do preço da energia não renovável objetivando arrecadação de fundos para o financiamento das energias renováveis. Todavia, não se pode esperar que medidas desse tipo sejam adotadas espontaneamente pelo mercado porque não há expectativa de benefício no curto prazo. Na conferência 17th ICHQP, M. McGranaghan [4], alerta que optar por energias renováveis custa dinheiro, ao invés de economizar dinheiro. Observa-se que o benefício da opção por energias limpas é difícil de ser previsto ou mensurado, o que dificulta a decisão por parte dos investidores.

No X CBPE demonstrou-se iniciativa no esforço para o alinhamento da regulação ambiental com o planejamento energético do Brasil. A dirigente no Ministério do Meio

Ambiente brasileiro, M. Giasson [3], apresentou importantes inovações no mapeamento de áreas prioritárias de proteção ambiental, colocando-se à disposição para dialogar com a comunidade acadêmica e empresarial no setor da energia.

O sistema elétrico atual, no Brasil e no mundo, de fato, ainda não está preparado para substituir a demanda por energia de origem fóssil pelas energias limpas e geradas de maneira descentralizada. Para possibilitar avanços nessa direção, é necessário o desenvolvimento e implantação de redes inteligentes com capacidade de microgerenciamento de inúmeros conversores eletrônicos, mantendo a qualidade da energia necessária para os requisitos do futuro. Um dos maiores desafios nesse sentido é controlar a propagação de harmônicos pela rede. Portanto, é imprescindível o desenvolvimento de modelagens harmônicas capazes de contribuir para a evolução tecnológica das redes elétricas na direção de atingir os requisitos do futuro. Este trabalho responde mais especificamente a essa demanda.

Um assunto recorrente durante o X CBPE e o XXIV CINASE foi a avaliação do progresso da geração distribuída e das redes inteligentes no Brasil. Segundo Afonso H. M. Santos [5], o setor elétrico não integra o consumidor, ou seja, não tem postura orientada para a necessidade do consumidor, do ponto de vista do consumidor. Rodrigo J. Riella [5], observa que cada companhia possui motivações próprias para projetos *smart grid* de acordo com os diferentes problemas. Observa-se que o esforço para o desenvolvimento de redes inteligentes no Brasil é difícil de se unificar e compatibilizar. Pode-se dizer que a característica recorrente dos programas de desenvolvimento de *smart grid* no Brasil é que o consumidor não é incluído no processo de elaboração das propostas. Uma consequência imediata disso pode ser observada em países que estão mais avançados na implantação de redes inteligentes. Nos Estados Unidos, por exemplo, ocorre a resistência de consumidores em aceitar a instalação de medidores inteligentes e alterar o contrato de fornecimento de energia devido à desconfiança em relação às reais intenções das concessionárias com as mudanças [6]. Através de entrevistas realizadas nos Estados Unidos foi observado em [7] que a predisposição do público em aderir aos medidores inteligentes é baseada em expectativas falsas, o que provoca frustrações.

No Brasil, a falta de diálogo e inclusão dos interesses dos operadores nas decisões de implantação de inovações em automatização acaba provocando resistência por parte dos trabalhadores em aderir às inovações na automatização de processos. Pode-se dizer que o setor elétrico no Brasil precisará estar preparado para lidar com forte resistência à implantação de inovações em redes elétricas devido à exclusão dos consumidores e do funcionalismo nos planejamentos e propostas.

Recorrentemente, nos debates, aponta-se a falta de padronização dos equipamentos de *smart grid* como uma dificuldade técnica nos projetos de redes inteligentes. As deficiências na padronização da comunicação de dados dificultam a análise de dados coletados. Essas deficiências também dificultam os desenvolvimentos em tecnologia da informação necessários para a elaboração de mecanismos descentralizados de operação da rede.

Pode-se dizer, porém, que nenhum desafio técnico no desenvolvimento de redes inteligentes se compara aos desafios regulatórios [8], sobretudo no que diz respeito à geração distribuída e descentralização da operação. O progresso das tecnologias em energia depende muito de um ambiente regulatório que estimula a inovação. É de conhecimento comum no campo da análise de redes que a operação adequada da rede na conjuntura esperada para o futuro é impraticável sem a inclusão de equipamentos inteligentes, sem monitoramento e sem descentralização da operação. A modernização das redes elétricas é impossível sem que haja regulação favorável combinada com o incentivo à pesquisa. De acordo com M. MacGranagham [4], é necessário reconhecer a importância da integração da economia com a política.

L. F. Arruda [8] e R. J. Riella [5], no XXIV CINASE e no X CBPE respectivamente, enumeram diversos requisitos de projeto de uma rede inteligente e consideram que o ambiente regulatório é a principal barreira para o cumprimento dos requisitos. A automação dos processos comerciais e operacionais objetivando compatibilidade com microgeração e a integração de acumuladores residenciais na rede (baterias de veículos elétricos) são requisitos que se destacam. É necessária automação da operação da rede e da leitura da medição. Também é necessária uma infraestrutura inteligente dotada de comunicação de dados entre os consumidores e entre consumidor e concessionária. Desenvolve-se em programas de *smart grid*: Gerenciamento pelo lado da demanda, tarifação dinâmica, medição em tempo real, chaveamento remoto e inteligente, auto recomposição do sistema (*self healing*) e proteção contra furto de energia, cabos e equipamentos [8]. Observa-se que muitos requisitos de projetos de *smart grid* envolvem diretamente a aplicação da eletrônica de potência demandando avanços em técnicas de análise de circuitos e controle inteligente.

De acordo com L. F. Arruda [8], os avanços da rede inteligente aumentam a demanda por qualificação de mão de obra promovendo valorização do mercado de trabalho. As tarefas básicas são substituídas por tarefas especializadas e a quantidade de postos de trabalho não diminui. L. F. Arruda [8], analisa que o obsolescência precoce é um desafio dos projetos de rede inteligente e não esconde que testemunhou várias falhas em projetos que envolveu-se. Um ponto de atenção sobre os projetos de *smart grid* das companhias é que ninguém fala sobre o que deu errado [8].

Conferências internacionais como 17th ICHQP 2016 são importantes porque trazem ao Brasil ideias e informações dos países onde as redes inteligentes estão mais avançadas. É importante compreender as falhas que foram superadas e seguir os passos que levaram a bons resultados no exterior. Nessa conferência discutiu-se bastante harmônicos e qualidade da energia dentro do contexto de redes inteligentes e foi possível também obter boa troca de informações sobre as tendências internacionais em *smart grid*.

M. MacGranagham [4], no 17th ICHQP, aponta as “alternativas sem fio” como uma tendência em *smart grid*. Trata-se de evitar investimentos em infraestrutura através do planejamento e controle da carga. O objetivo é realizar o controle da demanda para manter as subestações existentes mesmo com aumento do consumo de energia.

Atualmente, as conexões entre sistema e a microgeração são orientadas para a segurança [4]. Sendo assim, não é possível utilizá-las para garantir o fornecimento de energia em caso de faltas, como ocorre no caso de um gerador de emergência. Os inversores de frequência precisam ser substituídos por inversores inteligentes (*smart inverters*) para que o consumidor que possui microgeração possa oferecer confiabilidade para o sistema da concessionária [4]. O consumidor também pode vender confiabilidade para o sistema utilizando baterias de veículos elétricos. Evidentemente, é necessária regulação para esse tipo de negócio. No futuro, o consumidor será cada vez mais difícil de modelar [4], e a demanda mais difícil de ser controlada. Pode-se dizer que não será possível operar a rede de maneira centralizada [4]. A descentralização da operação e do processamento da informação é essencial dentro do contexto de internet das coisas (*Internet of Things*). Com a descentralização, a rede inteligente ganha resiliência. A resiliência vai muito além da confiabilidade [4]. O sistema inteligente deverá ser capaz de se manter funcionando em diferentes configurações de operação encontrando a configuração ótima para suprir a demanda de energia limpa do futuro com a qualidade requerida. O consumidor do futuro será mais dependente do sistema elétrico e a participação desse consumidor na oferta do serviço será maior. A rede inteligente deverá ser capaz de se auto monitorar para se operar indicando com antecedência as necessidades de expansão da infraestrutura.

De acordo com M. MacGranagham [4], no contexto de internet das coisas (IoT), a segurança cibernética passa a ser um ponto de consideração. A comunicação distribuída não significa redução da segurança. Na verdade, a vulnerabilidade à sabotagem depende de como o sistema é desenvolvido. Percebe-se que o futuro dos sistemas de energia elétrica e da demanda mundial de energia é cercado de incertezas. Afonso H. M. Santos [5], também abordou as incertezas e o advento da IoT no X CBPE, apontando a importância de se reconhecer a transição

do mundo atual promovida pela expansão rápida das redes de informação. Essa transição vem sendo denominada de quarta revolução Industrial.

Segundo Afonso H. M. Santos [5], a primeira revolução industrial se deu no contexto das máquinas a vapor, a segunda com o surgimento das máquinas de combustão interna. A eletrônica e as aplicações utilizando eletricidade caracterizam a terceira revolução [5]. A informação, comunicação [5] e interação do ser humano com os sistemas ciber-físicos caracteriza a quarta revolução industrial. O termo indústria 4.0 também é recorrente.

A rápida evolução dos sistemas de informações e a imprevisibilidade da reação do público diante das inovações da tecnologia introduz incertezas que afetam os projetos de redes inteligentes. No Brasil, as mudanças climáticas aumentam as incertezas quanto ao regime de chuvas. Essa incerteza afeta o planejamento energético [5] e aumenta a dependência dos combustíveis fósseis. A discussão das incertezas no setor elétrico é o ponto de partida para a compreensão das necessidades de avanços tecnológicos e das oportunidades de negócios.

Com o advento da internet das coisas, depara-se progressivamente com situações na qual ocorre excesso de aquisição de dados e falta ferramentas de análise apropriadas para tirar proveito dos dados. A parte experimental desse trabalho aborda justamente o processamento de dados de leituras de medição harmônica para o controle da qualidade da energia nas redes inteligentes intensamente equipadas com dispositivos de eletrônica de potência.

Atualmente, não se sabe até que ponto as redes elétricas podem suportar a proliferação dos conversores eletrônicos. Essa incerteza estimula o estudo de harmônicos e o desenvolvimento de técnicas de modelagem harmônica. De acordo com J. V. Milanović [9], na 17th ICHQP, a União Europeia tem investido muito dinheiro nas pesquisas sobre os efeitos da proliferação da eletrônica de potência no sistema. A eletrônica de potência produz harmônicos e é sensível às emissões que produz [9]. De qualquer maneira, os próprios semicondutores de potência são aplicados para compensação harmônica.

Entende-se que as pesquisas em modelagem harmônica devem se concentrar em encontrar soluções para que as redes comportem a proliferação da eletrônica de potência. A Modelagem harmônica é um campo de pesquisa com muitas possibilidades de invocação, mas também é um tema difícil de se estabelecer consensos. Paulo F. Ribeiro e J. Policarpo G. de Abreu [10], alertam que nenhum modelo de rede elétrica é completo e nenhum modelo é fantasioso. Cada modelagem é uma tentativa séria de fornecer soluções para o sistema, em seu tempo. Cada modelo tem êxito em fornecer soluções praticáveis e reflete a ideologia, economia e política prevalecente em seu tempo, tanto quanto o estado do conhecimento tecnológico de sua época.

Math Bollen [11], apresentou na 17th ICHQP suas pesquisas que revelam mais uma incerteza: Os *supraharmonics*, que são emissões acima de 2 kHz. Conforme os conversores eletrônicos ficam menores, mais baratos e mais leves essas emissões aumentam [11]. Bollen estuda atualmente fenômenos de ressonância acima de 2 kHz na presença de grande número de conversores na rede. De acordo com M. Halping [12], no 17th ICHQP, não existe qualquer consenso sobre emissões acima de 2 kHz nos grupos de trabalhos que tratam da regulação internacional no âmbito da qualidade da energia. Na conferência, M. Halping [12] e Igor Papič [13] divulgaram resultados recentes dos grupos de trabalho das normas internacionais de qualidade da energia abrindo espaço para o diálogo com os brasileiros.

A inspiração para o trabalho de pesquisa e os pontos de partidas para inovações surgem nos diálogos. A comunicação entre pessoas é o catalisador da ciência e do desenvolvimento tecnológico. Portanto, é necessário valorizar e tirar proveito das exposições e dos diálogos que acontecem nas conferências. J. Policarpo G. de Abreu [10] analisa que a construção de uma ponte entre a academia e a indústria é necessária para que se possa transpor a barreira do desenvolvimento tecnológico no Brasil. A construção dessa ponte depende de se intermediar o diálogo entre as pessoas certas nos dois lados para o alinhamento dos interesses. Os congressos são oportunidades para essas intermediações.

1.2 Objetivos

Por meio desta dissertação pretende-se promover o entendimento de detalhes importantes da abordagem de circuitos em condições senoidais, mostrando as limitações das técnicas de análise. Na sequência, almeja-se revisar a literatura recente sobre técnicas no domínio da frequência para abordagem de circuitos em condições não senoidais, além de revisar as quantidades de potência em condições não senoidais esclarecendo-se as relações entre elas. Pretende-se aplicar as quantidades de potência em condições não senoidais para análise experimental do comportamento de cargas não lineares submetidas a variação da magnitude da tensão.

Tem-se por objetivo nesta dissertação, desenvolver técnicas para estimação de parâmetros de modelos harmônicos no domínio da frequência. Inicialmente, propõe-se um procedimento da estimação de parâmetros para um modelo simplificado com objetivo de se prever as mudanças na forma de onda de cargas não lineares diante da variação da magnitude da tensão. Pretende-se aplicar o modelo estimado para calcular a distorção harmônica total da

corrente drenada por cargas não lineares operando em conjunto. Dessa maneira, pode-se avaliar o modelo propondo-se uma aplicação.

Na sequência, pretende-se aprimorar o modelo para explicar como as distorções da tensão afetam as distorções da corrente drenada por uma carga não linear. Durante os desenvolvimentos, procura-se esclarecer a comparação entre dois modelos harmônicos baseados em matrizes de admitâncias harmonicamente acopladas. Deseja-se avaliar o procedimento aprimorado de estimação de parâmetros utilizado dados obtidos experimentalmente. Para isto, pretende-se conceber uma bancada de testes na qual seja possível provocar distorções na forma de onda da tensão e observar os efeitos na forma de onda da corrente de uma carga não linear.

Utilizando leituras dos espectros de magnitude e fases da tensão e da corrente, pretende-se avaliar o procedimento proposto. Com isso, verifica-se a possibilidade de se modelar a dependência da corrente de cargas não lineares diante das mudanças nas condições harmônicas do sistema sem a necessidade de se conhecer previamente os circuitos das cargas.

1.3 Organização do trabalho

No capítulo 2 desta dissertação é realizada a revisão da literatura. O capítulo 2 é subdividido em quatro tópicos. Nos dois últimos tópicos, as ferramentas utilizadas no desenvolvimento das pesquisas são apresentadas e as publicações mais recentes sobre circuitos em condições não senoidais é discutida. Destaca-se que nestes dois tópicos discute-se quantidades de potência em condições não senoidais e modelagem harmônica no domínio da frequência. As técnicas revisadas são aplicadas em abordagens experimentais com o objetivo de se examinar o comportamento de cargas não lineares operando em condições não senoidais. Vale ressaltar que os estudos realizados nesta dissertação são direcionados para o caso monofásico e as análises são conduzidas no domínio da frequência.

Os dois primeiros tópicos da revisão da literatura tratam das abordagens em condições senoidais. Começando dos fundamentos, realiza-se uma passagem pelos pontos mais importantes da literatura clássica expondo-se o encadeamento da sequência de técnicas de análise até atingir os limiares do conhecimento bem estabelecido. Procurou-se discutir a literatura básica de maneira diferente, direcionando-se a exposição para os detalhes mais negligenciados. Destaca-se que são realizadas deduções do equacionamento da potência instantânea e discutidos detalhes do conceito de fasores.

As considerações acerca da teoria básica de circuitos são elaboradas com objetivo de promover um aprofundamento em alguns pontos fundamentais, direcionando o discurso para os colegas da graduação que se preparam para redação de monografias e para iniciação nas atividades de pesquisa. Pretende-se estimular uma reflexão mais crítica acerca do conhecimento bem estabelecido chamando a atenção para as limitações da teoria básica de circuitos.

Através da publicação dessa dissertação, pretende-se contribuir para a consolidação de um vocabulário em língua portuguesa para discussão da modelagem harmônica e da potência elétrica em condições não senoidais. De fato, conceitos novos trazidos de publicações recentes em língua inglesa são empregados na argumentação em língua portuguesa propondo-se traduções.

O capítulo 3 desta dissertação concentra os desenvolvimentos realizados durante as atividades de pesquisa. O capítulo 3 é separado em quatro tópicos. No primeiro, explica-se como as informações foram organizadas no capítulo. Além disso, a bancada de testes para condução dos experimentos é descrita detalhadamente. No segundo tópico, desenvolve-se um estudo experimental da variação das quantidades de potência em condições não senoidais em função da magnitude da tensão. Pretende-se mostrar a importância de se distinguir potência reativa e potência não ativa, além de contribuir para consolidação dos demais conceitos em condições não senoidais.

Nos dois últimos tópicos do capítulo 3 desenvolve-se análise harmônica no domínio da frequência baseada em experimentos. No terceiro tópico, um modelo harmônico simplificado é proposto e seus parâmetros são estimados, utilizando-se leituras de medição harmônica obtidas através de ensaios de cargas não lineares. Pretende-se utilizar a modelagem proposta para prever os espectros das magnitudes e fases da corrente em função da magnitude da tensão. Com isso, torna-se possível prever a distorção harmônica total de corrente em função da magnitude da tensão.

Por último, no quarto tópico, a comparação de diferentes modelos harmônicos no domínio da frequência é clarificada utilizando-se deduções analíticas. Partindo dessas análises, desenvolve-se um procedimento para estimação dos parâmetros do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas. A técnica proposta é numericamente robusta. Pretende-se mostrar que o modelo estimado é capaz de prever o comportamento de uma carga não linear diante de condições não senoidais da tensão de alimentação. O objetivo da análise harmônica proposta é explicar a relação entre as variações nos espectros de magnitude e fases da corrente e da tensão em uma carga não linear dotada de conversor eletrônico. Utilizando dados obtidos experimentalmente, investiga-se a viabilidade de se esclarecer a não linearidade no domínio do

tempo causada pela proliferação de conversores eletrônicos nas redes elétricas através de equações lineares no domínio da frequência.

No capítulo 4 são discutidas as principais conclusões decorrentes dos desenvolvimentos. Além disso, comenta-se possibilidades para trabalhos futuros. Os apêndices e as referências são apresentadas ao final.

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 Considerações iniciais

Nos estudo de circuitos elétricos, analisa-se corrente i (A), tensão v (V), e potência p (W). Essas grandezas são expressas no conjunto de equações (2.1) [14, 15, 16]

$$\begin{aligned} i &= \frac{dq}{dt} \\ v &= \frac{dw}{dq} = v^+ - v^- \\ p &= \frac{dw}{dt} \end{aligned} \quad (2.1)$$

onde,

t é o tempo (s)

q é a carga elétrica (C)

w é a energia (J)

v^+ é a energia potencial elétrica por unidade de carga no terminal positivo.

v^- é a energia potencial elétrica por unidade de carga no terminal negativo.

Verifica-se que o estudo da física dos circuitos elétricos é fundamentalmente a descrição das interações entre carga, energia e tempo usando linguagem matemática. Observa-se que a carga e a energia são conceitos-chave dos quais derivam as grandezas analisadas nos circuitos. Enquanto a carga é entendida como uma propriedade das partículas que compõem a matéria, podendo ser positiva ou negativa, a energia é uma propriedade que se manifesta em inúmeras formas e é muito útil transmiti-la e convertê-la de uma forma para outra de acordo com a necessidade [14, 15, 16]. Para isso, utilizam-se sistemas de potência, dispositivos e máquinas elétricas que são interpretados como circuitos elétricos na condução das análises.

A tensão é a diferença de potencial entre dois pontos. É necessário estar sempre ciente de qual ponto é o terminal positivo e qual é o negativo para que a informação seja completa. Similarmente, a corrente precisa estar acompanhada da informação do sentido, representado por uma seta. O valor positivo da corrente elétrica é adotado por convenção no sentido do fluxo de cargas positivas, ou contrassentido do fluxo das cargas negativas. Outra convenção é aquela chamada de convenção de sinal passivo. Segundo essa convenção, quando a corrente entra pelo terminal positivo do elemento, a potência elétrica é calculada através do produto da tensão pela corrente $p = vi$. Caso a corrente entre pelo terminal negativo, a potência deve ser calculada usando o negativo desse produto, $p = -vi$. Desde que seja satisfeita a convenção do sinal passivo, o elemento estará absorvendo potência quando p é um valor positivo e estará

fornecendo potência quando p for negativo. A Equação (2.2) descreve o cálculo da potência nos dois casos. É importante mencionar que a soma algébrica das potências em um circuito deve ser zero, $\sum p = 0$, devido a lei da conservação da energia [14, 15].

$$p = (-1)^k vi \quad (2.2)$$

onde, o termo $(-1)^k$ foi colocado para representar o sinal dado pela convenção do sinal passivo
 $k = 0$ quando a corrente entrar pelo terminal positivo do elemento
 $k = 1$ quando a corrente entrar pelo terminal negativo do elemento.

Nos circuitos, os sinais elétricos (tensão e corrente) podem ser grandezas constantes ou variantes no tempo. É comum que os sinais variantes apresentem oscilações que obedecem à uma função periódica, ou seja, uma função $f(t)$ que atende à equação (2.3) [14, 15].

$$f(t) = f(t + kT) \quad (2.3)$$

onde,

kT é um número inteiro k vezes um período T

T é o período em segundos (s)

No caso dos circuitos em que as quantidades elétricas são variantes, o uso de valores eficazes (rms) para quantificar as grandezas simplifica bastante as análises. O valor rms, também é conhecido como valor eficaz ou média quadrática. Trata-se da raiz quadrada da média aritmética dos quadrados de um conjunto de números, conforme equação (2.4). O valor rms é usado para medir qualquer quantidade variável. Cada elemento u_n é uma amostra da quantidade variável u .

$$u_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2} \quad (2.4)$$

onde, $i = 1, 2, 3, \dots, n$ indica as amostra do conjunto de valores reais $\{u_1, u_2, \dots, u_n\}$.

Para sinais que obedecem funções contínuas $f(t)$, o valor rms é calculado de acordo com a equação (2.5)

$$f_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} [f(t)]^2 dt} \quad (2.5)$$

onde, $\Delta t = t_2 - t_1$ deve ser um intervalo no qual a função é definida.

Na ocasião em que os sinais elétricos de um circuito obedecem a uma função periódica, esses sinais podem ser considerados senoidais ou não senoidais. Um sinal senoidal obedece a

função temporal seno ou cosseno e possui valor médio nulo. As funções senoidais também são conhecidas como senóides [14, 15].

Atualmente, a maior parte do sistema de energia é composta por circuitos em corrente alternada (circuitos ac). Nos circuitos ac, a tensão gerada pelas usinas é projetada para obedecer a função senoidal. Isso facilita a mudança da amplitude da tensão nos circuitos, reduzindo muito os custos. O valor rms de um sinal senoidal $u(t)$ é igual a sua amplitude dividido por $\sqrt{2}$ conforme mostrado na equação (2.6) [14, 15].

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_p^2 \sin^2(\omega t) dt} = \frac{U_p}{\sqrt{2}} \quad (2.6)$$

onde,

U_p é a amplitude ou valor de pico do sinal

ω é frequência angular em radianos por segundo

$T = 1/f$ é o período em segundos, sendo que $\omega = 2\pi f$ e f é a frequência em hertz.

Similarmente, o resultado é o mesmo para a função cosseno. Neste trabalho, as grandezas representadas usando valores rms, são escritas em Maiúsculo e *itálico*.

2.2 Circuito linear em condições senoidais

Alguns conceitos básicos, acerca dos circuitos lineares em condições não senoidais são discutidos no Apêndice A.

2.2.1 Potência instantânea em condições senoidais

Uma carga linear alimentada por tensão monofásica senoidal $v = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \theta_v)$ apresenta a circulação de uma corrente $i = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \theta_i)$. A diferença entre o ângulo da tensão e da corrente $\theta = \theta_v - \theta_i$ vai depender apenas do circuito visto pela fonte [14, 15]. Determinando-se que $\theta_v = 0$, ocorre que os sinais de tensão e corrente podem ser descritos conforme equação (2.7) [17].

$$\begin{aligned} v &= \sqrt{2}V \sin(\omega t) \\ i &= \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta) \end{aligned} \quad (2.7)$$

onde,

V é o valor rms da tensão (V).

I é o valor rms da corrente (A).

θ é o ângulo entre a corrente e a tensão $\theta = \theta_V - \theta_I$ em radianos (rad).

A potência em cada instante na carga monofásica pode ser calculada usando $p = vi$. Aplicando $p = vi$ na equação (2.7) se obtém a equação (2.8).

$$p = 2VI \sin(\omega t) \sin(\omega t - \theta) \quad (2.8)$$

É mostrado adiante que a potência instantânea p é uma senóide com o dobro da frequência e com valor médio não nulo para $\cos \theta \neq 0$ [17, 18]. Inicialmente, a equação (2.8) é reescrita separando-a em dois termos. Um desses termos deve apresentar valor médio nulo e o outro não. Nas deduções, utiliza-se identidades trigonométricas. As equações (2.9) lista todas as identidades trigonométricas usadas nas deduções deste trabalho. Essas identidades foram transcritas de [14].

$$\sin x \sin y + \cos x \cos y = \cos(x - y) \quad (2.9a)$$

$$\cos^2 x + \sin^2 x = 1 \quad (2.9b)$$

$$\sin^2 x = \frac{1}{2}(1 - \cos 2x) \quad (2.9c)$$

$$\sin 2x = 2 \sin x \cos x \quad (2.9d)$$

$$2 \cos x \cos y = \cos(x + y) + \cos(x - y) \quad (2.9e)$$

$$\sin(x + y) = \sin x \cos y + \cos x \sin y \quad (2.9f)$$

A aplicação da identidade trigonométrica (2.9a) na equação (2.8), resulta na equação (2.10).

$$p = 2VI[\cos(\theta) - \cos(\omega t) \cos(\omega t - \theta)] \quad (2.10)$$

aplicando novamente (2.9a) para substituir o termo $\cos(\omega t - \theta)$ fica,

$$p = 2VI\{\cos \theta - \cos(\omega t) [(\sin(\omega t) \sin \theta + \cos(\omega t) \cos \theta)]\}$$

ou,

$$p = VI\{2 \cos \theta - \sin \theta \ 2 \sin(\omega t) \cos(\omega t) - 2 \cos \theta \cos^2(\omega t)\} \ ,$$

rearranjando os termos fica,

$$p = VI\{2 \cos \theta (1 - \cos^2(\omega t)) - \sin \theta \ 2 \sin(\omega t) \cos(\omega t)\}$$

mas, o termo $1 - \cos^2(\omega t) = \sin^2(\omega t) = 1/2 (1 - \cos(2\omega t))$ devido à observação das identidades trigonométricas (2.9b) e (2.9c). Além disso, o termo $2 \sin(\omega t) \cos(\omega t) = \sin(2\omega t)$, devido a (2.9d). Sendo assim, a equação (2.10) se torna

$$p = VI\left\{2 \cos \theta \frac{1}{2}(1 - \cos(2\omega t)) - \sin \theta \sin(2\omega t)\right\} \ .$$

Dessa maneira é deduzida a equação (2.11) apresentada em [17, 18].

$$p = \overbrace{VI \cos \theta [1 - \cos(2\omega t)]}^{\text{valor médio positivo}} - \overbrace{VI \sin \theta [\sin(2\omega t)]}^{\text{valor médio nulo}} \quad (2.11)$$

ou seja, conforme [17],

$$p = p_a + p_q \quad (2.12)$$

p_a é a potência ativa instantânea, é sempre positiva no regime permanente ($-90^\circ < \theta < 90^\circ$) e quantifica a parcela de potência que é transferida em uma única direção, da fonte para a carga [17, 18].

p_q é a potência reativa instantânea, em regime permanente, possui valor médio nulo e quantifica potência que oscila entre a fonte e a carga. Vale destacar que esse significado físico ocorre exclusivamente nos sistemas monofásicos [17, 18].

Além disso,

$$p = p_a + p_q = P[1 - \cos(2\omega t)] - Q[\sin(2\omega t)] \quad .$$

A constante P que multiplica o termo $[1 - \cos(2\omega t)]$ é denominada potência ativa. É expressa na equação (2.17) e é medida em watts (W) [14, 15, 17, 18].

$$P = VI \cos \theta \quad (2.13)$$

A constante Q que multiplica o termo $[\sin(2\omega t)]$ é denominada potência reativa. É expressa na equação (2.14) medida em voltampère reativo (var) [14, 15, 17, 18].

$$Q = VI \sin \theta \quad (2.14)$$

A potência ativa P também é conhecida por potência real ou potência média. Ela é o valor médio da potência ativa instantânea avaliada em um número inteiro de ciclos. A potência reativa Q é a amplitude da parcela de valor médio nulo da potência instantânea [14, 15, 17, 18].

Uma observação importante é que se a carga absorver potência média, P é positivo, mas se fornecer, P fica negativo. Se a carga for predominantemente indutiva, Q é um valor positivo, se for capacitiva, Q é negativo [14, 15, 17, 18].

A potência ativa instantânea p_a possui uma componente constante $\bar{p}_a$ e uma oscilante $\tilde{p}_a$, conforme descrito na equação (2.15) [17].

$$p_a = \overbrace{\tilde{P} - P \cos(2\omega t)}^{\substack{\bar{p}_a \\ \tilde{p}_a}} \quad (2.15)$$

onde,

$\bar{p}_a = P$ é a potência ativa

$\tilde{p}_a = -P \cos(2\omega t)$ é a potência intrínseca (*intrinsic power*) [17].

A parcela $\tilde{p}_a$ não está relacionada a perdas de energia nas linhas de alimentação [17]. Em contrapartida, a potência p_q oscila entre valores positivos e negativos. Sendo assim, a energia associada a p_q oscila entre os elementos armazenadores de energia no sistema: Campo elétrico nas capacitâncias, campo magnético nas indutâncias e energia cinética de rotação nas máquinas girantes. Essa oscilação de energia é associada à perdas nas linhas de alimentação [17].

O produto do valor rms da tensão e da corrente VI é uma grandeza denominada potência aparente S . Ela é medida em voltampère (VA) conforme expresso na equação (2.16) [14, 15, 17].

$$S = VI \quad (2.16)$$

Reescrevendo a equação (2.10) usando P e S fica,

$$p = 2P - 2S \cos(\omega t) \cos(\omega t - \theta)$$

observando que $P = S \cos \theta$, pode-se escrever,

$$p = P - 2S \cos(\omega t) \cos(\omega t - \theta) + S \cos \theta$$

logo,

$$p = P - S(2\cos(\omega t) \cos(\omega t - \theta) - \cos \theta) ,$$

o termo $2\cos(\omega t) \cos(\omega t - \theta) = \cos(\omega t + \omega t - \theta) + \cos(\omega t - \omega t + \theta)$ devido a identidade trigonométrica (2.9e). Substituindo, obtêm-se a equação (2.17) que é apresentada também em [18].

$$p = P - S(\cos(2\omega t - \theta)) \quad (2.17)$$

Observando a equação (2.17), fica fácil verificar que a potência instantânea p segue uma oscilação senoidal com frequência 2ω deslocada horizontalmente pela potência ativa P . A amplitude da oscilação senoidal é a potência aparente S [17, 18].

A relação entre a potência ativa P e a potência aparente S é uma grandeza adimensional denominada fator de potência PF , também pode ser denominado fator de deslocamento. O fator de potência ou *power factor* é expresso na equação (2.18) [14, 15, 17]

$$PF = \frac{P}{S} = \cos \theta \quad (2.18)$$

2.2.2 Modelagem de carga linear e abordagem no domínio da frequência

A modelagem de circuitos em condições senoidais é baseada em fasores. Os fasores são números complexos que facilitam as análises. Os fasores são discutidos no Apêndice B. As leis básicas, ou seja, lei de Ohm e leis de Kirchhoff, são aplicáveis aos circuitos ac. As técnicas de

análise, teorema de Thevenin, teorema de Norton, teorema da superposição e transformação de fontes também são aplicáveis [14]. As leis de Kirchhoff determinam como as correntes e tensões no circuito se somam e subtraem. No caso dos circuitos ac em regime permanente, somar e subtrair senóides corresponde à somar e subtrair os fasores que as representam. O mesmo pode ser dito sobre a multiplicação de senóides por um escalar (constante real) [14, 15].

Conforme apresentado anteriormente, decorre da lei de Ohm, a grandeza resistência elétrica. No caso do circuito ac, a razão entre as senóides $v(t)/i(t)$ é uma senóide na qual não se reconhece significado físico algum [14]. Em contrapartida, a razão entre os fasores correspondentes V/I é uma grandeza complexa denominada impedância (equação 2.19). A impedância não é um fasor. A impedância estabelece um elemento linear passivo. Ela representa a oposição à circulação de corrente senoidal e é medida em ohm (Ω) [14, 15].

$$Z = \frac{V}{I} \quad (2.19)$$

Rearranjando obtêm-se a equação (2.20).

$$V = ZI \quad (2.20)$$

A impedância possui parte real e parte imaginária conforme expresso na equação (2.21) (na forma retangular) e possui módulo e ângulo conforme representado na equação (2.22) (forma polar).

$$Z = R + jX \quad (2.21)$$

onde,

R é a resistência medida em ohm (Ω).

X é a reatância medida em ohm (Ω).

$$Z = |Z| \angle \theta \quad (2.22)$$

onde,

$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$ é o módulo da impedância, medido em ohm (Ω)

θ é o ângulo da impedância medido geralmente em graus elétricos. O ângulo da impedância pode ser calculado pela equação (2.23). Lembrando que $R > 0$.

$$\theta = \theta_V - \theta_I = \arctan \frac{X}{R} \quad (2.23)$$

O recíproco da impedância é denominado admitância e é mediada em siemens (S). A admitância é representada na forma retangular pela equação (2.24) [14, 15].

$$Y = \frac{1}{Z} = G + jB \quad (2.24)$$

onde,

G é a condutância medida em siemens (S)

B é a susceptância medida em siemens (S)

É importante comentar que a condutância depende da reatância, conforme expresso na equação (2.25) [14].

$$Y = G + jB = \frac{R}{R^2 + X^2} + j\left(-\frac{X}{R^2 + X^2}\right) \quad (2.25)$$

A admitância na forma polar é expressa pela equação (2.26)

$$Y = |Y| \angle -\theta \quad (2.26)$$

onde $|Y|$ é o módulo da admitância, medido em siemens (S), expresso na equação (2.27):

$$|Y| = \frac{1}{|Z|} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad (2.27)$$

Uma carga linear, apresentando regime permanente pode ser modelada por um circuito linear com elementos de valor fixo de impedância ou admitância. A Figura 2.1 ilustra o modelo simples baseado em impedância para uma carga linear.

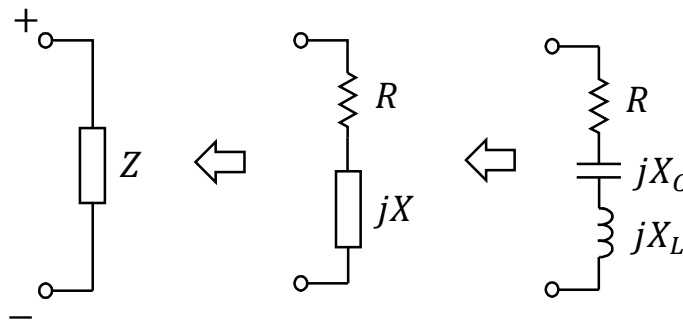


Figura 2.1 Modelo de uma carga monofásica linear (impedância)

Na figura, Z é a impedância, calculada conforme equação (2.28)

$$Z = R + Z_L + Z_C = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + jX_L + jX_C \quad (2.28)$$

onde,

X_L é um valor sempre positivo, $X_L > 0$, denominado reatância indutiva, ela é calculada conforme a equação (2.29).

$$X_L = \text{Im}\{Z_L\} = \text{Im}\{j\omega L\} = \omega L \quad (2.29)$$

X_C é um valor sempre negativo, $X_C < 0$, denominado reatância capacitiva, ela é calculada conforme a equação (2.30).

$$X_C = \text{Im}\{Z_C\} = \text{Im}\left\{\frac{1}{j\omega C}\right\} = -\frac{1}{\omega C} \quad (2.30)$$

Quando a impedância $Z = R + jX$ apresentar $X = 0$, o elemento “é uma resistência R ”. No caso $R = 0$, se X for positivo a impedância é indutiva e $Z_L = jX_L$. Por sua vez, se X for negativo, a impedância é capacitiva e $Z_C = jX_C$. É observado que $Z_L = X_L \angle 90^\circ$ e dito que a corrente que passa pelo indutor está 90° atrasada em relação à tensão. Além disso, observa-se que $Z_C = |X_C| \angle -90^\circ$ ou seja, $Z_C = (1/\omega C) \angle -90^\circ$ e a corrente que passa pelo capacitor está 90° adiantada da tensão [14, 15].

A Figura 2.2 ilustra o modelo de uma carga linear passiva baseado em admitância. Na figura, Y é calculada conforme equação (2.31).

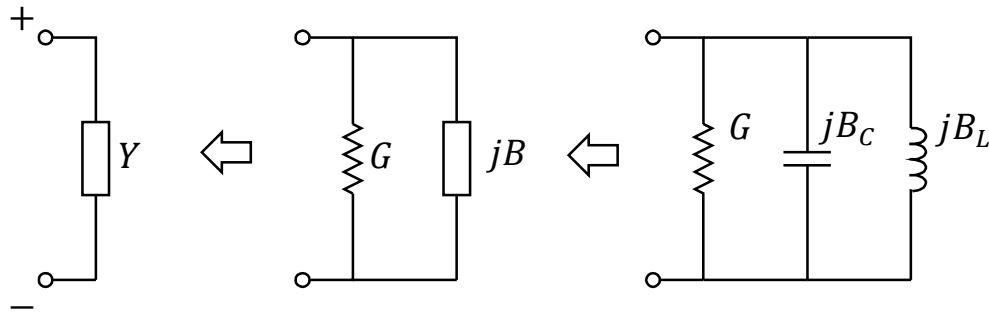


Figura 2.2 Modelo de uma carga monofásica linear (admitância)

$$Y = G + Y_L + Y_C = G + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = G + jB_L + jB_C \quad (2.31)$$

B_L possui valor sempre negativo, $B_L < 0$ e é denominado susceptância indutiva, ela é calculada conforme equação (2.32).

$$B_L = \text{Im}\{Y_L\} = \text{Im}\left\{\frac{1}{j\omega L}\right\} = -\frac{1}{\omega L} \quad (2.32)$$

B_C possui valor sempre positivo, $B_C > 0$ e é denominado susceptância capacitiva, ela é calculada conforme equação (2.33).

$$B_C = \text{Im}\{Y_C\} = \text{Im}\{j\omega C\} = \omega C \quad (2.33)$$

Similarmente à impedância, a admitância pode ser apenas uma condutância ou pode ser indutiva/capacitiva. É relevante mencionar também que uma impedância se soma a outra quando estão ligadas em série e uma admitância se soma outra quando estão ligadas em paralelo [14, 15].

Uma observação interessante é que a equação (2.25) mostra que modelos série ou paralelo podem ser obtidos para a mesma impedância equivalente, conforme ilustrado na Figura

2.3. De fato, circuitos lineares passivos com as mais variadas topologias podem ter a mesma impedância equivalente.

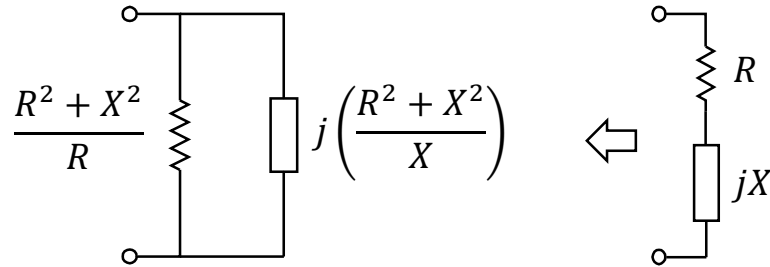


Figura 2.3 Representação de uma mesma impedância em série ou paralelo

2.2.3 Potência complexa

A potência complexa é uma grandeza que reúne todas as informações pertinentes à potência absorvida por uma carga linear operando em condições senoidais. Trata-se de um número complexo no qual sua parte real é a potência ativa P e sua parte imaginária é a potência reativa Q conforme expresso na equação (2.34) [14, 15, 17].

$$\mathbf{S} = P + jQ \quad (2.34)$$

A potência complexa é medida em voltampère (VA). Ela pode ser calculada a partir dos fasores de tensão e corrente usando a equação (2.35).

$$\mathbf{S} = \mathbf{V}\mathbf{I}^* \quad (2.35)$$

onde

$\mathbf{V} = V\angle\theta_V$ é fasor da tensão.

$\mathbf{I}^* = I\angle -\theta_I$ é o conjugado complexo do fasor da corrente. A corrente entra pelo terminal positivo da carga.

Considerando-se $\mathbf{V} = V\angle 0^\circ$ e $\mathbf{I} = I\angle -\theta$, sendo $\theta = \theta_V - \theta_I = -\theta_I$, conforme equação (2.7).

Ocorre que $\mathbf{I}^* = I\angle\theta$. A potência complexa na forma polar pode escrita conforme (2.36).

$$\mathbf{S} = VI\angle\theta \quad (2.36)$$

A equação (2.36) mostra que o módulo da potência complexa é a potência aparente e o argumento é o ângulo da impedância. Pode-se observar também que substituindo a equação (2.20) na equação (2.35) obtêm-se a equação (2.37).

$$\mathbf{S} = I^2\mathbf{Z} \quad (2.37)$$

Mesmo não sendo um fasor, é útil representar a potência complexa $\mathbf{S}$ em **negrito** para distingui-la da potência aparente S . A equação 2.38 mostra que a potência ativa e reativa podem

ser interpretadas como catetos de um triângulo retângulo. A potência a aparente é a hipotenusa. Esse triângulo é conhecido como triângulo de potência.

$$|S| = S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.38)$$

Considerando $-90^\circ < \theta < 90^\circ$. Se o ângulo θ apresentar um valor positivo, é dito que o fator de potência é indutivo e a corrente está atrasada da tensão. Se o ângulo θ apresentar um valor negativo, o fator de potência é capacitivo e corrente está adiantada da tensão. A potência complexa S pode estar localizada em qualquer um dos quatro quadrantes no plano complexo, ou até sobre os eixos. A Figura 2.4 adaptada de [17] mostra os triângulos de potência e resume como ocorre o fluxo de potência. O entendimento de fluxo de kW e kvar entre carga e fonte passando pelo ponto de medição é uma interpretação das concessionárias de energia visando padronizar a atividade de faturamento do serviço.

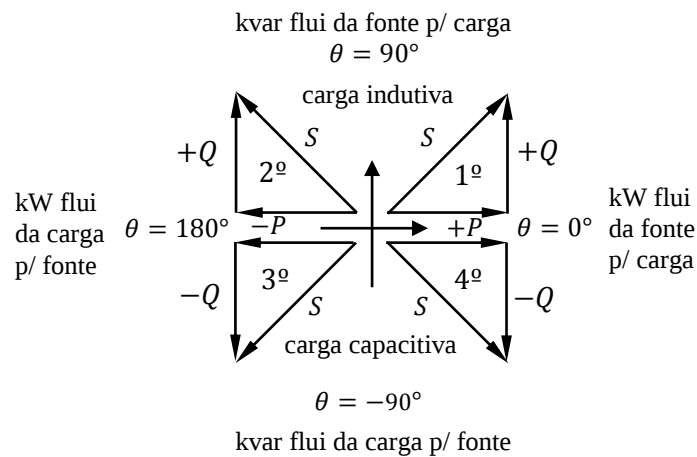


Figura 2.4 Fluxo de potência e triângulos de potência nos quatro quadrantes (adaptada de [17]).

2.2.4 Considerações finais

De acordo com a lei de Ohm, a queda de tensão no resistor é proporcional à corrente que circula por ele. Além disso, decorre das leis do eletromagnetismo [19] que a corrente que circula por um capacitor é proporcional à variação da tensão sobre ele e a tensão induzida no indutor é proporcional à variação da corrente que circula por ele. Isso é definido matematicamente através da equação (2.39) [14, 15]

$$\begin{aligned}
 i_R &= G v_R \\
 i_C &= C \frac{dv_C}{dt} \\
 v_L &= L \frac{di_L}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{2.39}$$

Quando o circuito linear opera em regime permanente e em condições senoidais, a análise fica simples porque a derivada de uma senóide é meramente um deslocamento de fase de 90°. Operações simples com números complexos correspondem às operações de multiplicação por escalar e de derivada no tempo das senóides [14].

A simplificação da análise decorre da linearidade. Vale comentar que no caso dos indutores pode ocorrer troca de energia entre eles devido ao acoplamento magnético. A princípio isso não caracteriza a introdução de não linearidade. No entanto, a presença de material magnético no circuito magnético pode introduzir não linearidade devido à histerese [19]. De qualquer forma, desde que o comportamento das tensões e correntes possa ser considerado linear o bastante para as necessidades da análise, o uso de fasores continua útil [14, 15].

Não se pode prever o valor rms da corrente em um alimentador usando apenas os valores rms das correntes das cargas lineares individualmente porque cada fasor possui seu ângulo caracterizado pelo fator de potência de cada carga individualmente. O fator de potência e os ângulos de fase em condições senoidais são consensos antigos e bem consolidados na engenharia elétrica. Em contrapartida, na presença de condições não senoidais, mesmo as cargas sendo lineares, o fator de potência e o estudo da potência em geral não são assuntos totalmente consolidados. A corrente distorcida que circula pela carga linear em condições não senoidais não é difícil de ser calculada. No entanto, o fato da tensão e da corrente serem não senoidais faz com que a potência instantânea deixe de apresentar as características das quais decorre a definição de potência complexa. Por isso, a abordagem da potência nos circuitos lineares em condições não senoidais deve ser baseada nas quantidades de potência em condição não senoidais [17]. Essas quantidades são apresentadas, neste trabalho, no item dedicado aos circuitos não lineares.

No caso dos circuitos lineares alimentados por fontes não senoidais, as leis básicas garantem que é possível conduzir a análise resolvendo o sistema de equações diferenciais que o descreve. O sistema de equações é obtido usando-se a equação (2.39) e as técnicas de análise decorrentes das leis básicas. Pode-se encontrar uma solução analiticamente ou numericamente. Vale comentar que o uso da transformada de Laplace [14] é uma alternativa à análise de circuitos lineares no domínio do tempo, inclusive em condições não senoidais. Em condições

senoidais, o uso da transformada de Laplace oferece a possibilidade de se observar o regime de partida dos circuitos, dadas determinadas condições iniciais. No entanto, é importante mencionar que nem toda função temporal possui transformada de Laplace [14].

A transformada de Laplace também é aplicada para os estudos do comportamento de um circuito linear em função da frequência ω do sinal de alimentação, ou seja, o estudo da resposta em frequência do circuito. Essa abordagem é essencial para o estudo de filtros e para análises de estabilidade. Estudos da resposta em frequência, além de serem importantes no contexto do processamento de sinais, são necessários e muito utilizados nos sistemas de energia [14, 15]. Neste trabalho, não se utiliza a transformada de Laplace. No entanto, os desenvolvimentos desse trabalho ocorrem no domínio da frequência. A ferramenta aplicada para a análise é a série de Fourier.

2.3 Carga linear alimentada por tensão não senoidal

2.3.1 *Série de Fourier*

Uma função periódica pode ser aproximada por uma soma de senóides. Essa soma é conhecida como série de Fourier [14, 15]. A análise de cargas lineares alimentadas por tensão distorcida é facilmente resolvida usando série de Fourier. Ao representar a tensão que alimenta um circuito linear por uma soma de tensões senoidais ocorre que a resposta do circuito a cada senóide individualmente pode ser somada para a obtenção da resposta devido a todas as senóides juntas. Isso decorre do teorema da superposição que é consequente da linearidade do circuito [14, 15]. A série de Fourier recebeu esse nome em homenagem a Joseph Fourier que publicou uma introdução dos conceitos em um resumo de seus estudos sobre propagação de calor em 1822 [14, 15, 20, 21]. De acordo com o teorema de Fourier, uma função periódica $f(t)$, pode ser reescrita como uma soma de funções seno e cosseno conforme expresso pela equação (2.40) [14, 15, 20, 21, 22].

$$f(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2.40)$$

onde,

$f(t) = f(t + kT)$, k é um número inteiro e $T = 1/f_0$.

$h = 1, 2, 3, \dots$ é a ordem harmônica

$\omega = 2\pi f_0$, sendo f_0 a frequência fundamental

$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$, é o valor médio ou componente de

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos h\omega t dt$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin h\omega t dt$$

a_0, a_h, b_h são os coeficientes de Fourier calculados em função de $f(t)$. O processo de cálculo dos coeficientes de Fourier é chamado de análise de Fourier [14, 15, 20, 21].

Existem algumas condições para que a série de Fourier convirja, elas são chamadas condições de Dirichlet [14, 20, 21, 22] e são atendidas para sinais típicos da engenharia. Algumas considerações acerca da simetria da função periódica $f(t)$ facilitam a análise de Fourier [14, 15, 21]. A simplificação devido à simetria par, ímpar ou de meia onda é exposta na Tabela 2.1 adaptada de [14].

Tabela 2.1 Simplificação da análise de Fourier considerando a simetria de $f(t)$

Simetria de $f(t)$	Definição	a_0	a_h	b_h	Como calcular os coeficientes não nulos:
Par	$f(t) = f(-t)$	$a_0 \neq 0$	$a_h \neq 0$	$b_h = 0$	Integre de 0 à $T/2$ e multiplique por 2
Ímpar	$f(-t) = -f(t)$	$a_0 = 0$	$a_h = 0$	$b_h \neq 0$	Integre de 0 à $T/2$ e multiplique por 2
Meia onda	$f\left(t - \frac{T}{2}\right) = -f(t)$	$a_0 = 0$	$a_{2h} = 0$ $a_{2h+1} \neq 0$	$b_{2h} = 0$ $b_{2h+1} \neq 0$	Integre de 0 à $T/2$ e multiplique por 2

Vale comentar que como $f(t)$ é periódica, pode ser mais fácil calcular as integrais dos coeficientes de Fourier integrando de $-T/2$ até $T/2$ [14, 20, 21, 22].

É interessante representar a série usando apenas senos conforme expresso na equação (2.41). Isso é possível porque as funções seno e cosseno se relacionam por identidades trigonométricas [23].

$$f(t) = A_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{A_h \sin(h\omega t + \phi_h)\} \quad (2.41)$$

Para encontrar a relação da equação (2.41) com a equação (2.40), basta substituir a identidade trigonométrica (2.9f) no termo com somatório em (2.41), ou seja,

$$\sum_{h=1}^{\infty} \{A_h \sin(h\omega t + \phi_h)\} = \sum_{h=1}^{\infty} \left\{ \underbrace{(A_h \sin \phi_h)}_{a_h} \cos(h\omega t) + \underbrace{(A_h \cos \phi_h)}_{b_h} \sin(h\omega t) \right\} .$$

É útil representar cada seno da soma usando seu respectivo fasor, conforme expresso na equação (2.42).

$$A_h \angle \phi_h = b_h + ja_h \quad (2.42)$$

As componentes da série de Fourier são chamadas de harmônica de h -ésima ordem. Os gráficos das amplitudes e fases das harmônicas em função da frequência são chamados de espectro de frequência [14]. O espectro das amplitudes e o espectro das fases reúnem a informação necessária para reconstruir o sinal no domínio do tempo [14, 15, 20, 21]. Vale comentar que a componente dc pode ser necessária para reconstrução quando aplicável. Na reconstrução, é importante observar que as magnitudes dos fasores costumam ser os valores rms das senóides, ao invés das amplitudes A_h . Além disso, o espectro das amplitudes costuma ser apresentado em valores percentuais relativos à fundamental.

Na referência [14] a série de Fourier é representada usando apenas cossenos ao invés de senos conforme equação (2.43).

$$f(t) = A_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{A_h \cos(h\omega t + \phi_h)\} \quad (2.43)$$

Nesse caso, ocorre que $A_h \angle \phi_h = a_h - jb_h$. Se (2.43) for expressa alternativamente trocando o ângulo $+\phi_h$ por $-\psi_h$ ocorre que $A_h \angle \psi_h = a_h + jb_h$. Pode-se observar, porém, que o módulo dos fasores que representam as senóides é o mesmo para os três casos, sendo calculado como descrito pela equação (2.44).

$$A_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (2.44)$$

Neste trabalho, os sinais elétricos precisam ser decompostos em suas harmônicas, usando a série de Fourier. Espectros das amplitudes e fases são usados na condução de análises no domínio da frequência. Sendo assim, a condição de regime permanente é necessária. As formas de onda no domínio do tempo são reconstruídas a partir dos resultados das análises [14, 17, 21]. Nos cálculos práticos, a representação de um sinal usando série de Fourier precisa ser truncada em alguma ordem máxima de interesse $h = H$. Quando truncada, a série de Fourier apresenta um erro característico nos pontos de descontinuidade ou “saltos” verticais do sinal. Isso é conhecido como fenômeno de Gibbs [20, 22]. Quanto maior a ordem em que a série é truncada, menor é o alcance de influência do *overshoot* na vizinhança dos saltos.

Neste trabalho, os sinais elétricos de interesse, são senóides que contém harmônicos tipicamente encontrados em sistemas de energia. Tratam-se de sinais periódicos que costumam apresentar simetria. É relevante mencionar que a série exponencial de Fourier [14] ou forma

complexa da série de Fourier é obtida através da substituição dos senos e cossenos da série pela representação exponencial aplicando a identidade de Euler. Representada dessa maneira, a série de Fourier passa a incluir frequências harmônicas negativas [14]. A partir dessa representação, se estabelece a transformada de Fourier [14, 21], aplicável para analisar sinais não periódicos. A transformada de Fourier pode ser entendida como um caso especial da transformada de Laplace [14]. Trata-se de uma ferramenta muito importante no âmbito da análise de sinais. Vale comentar que neste trabalho são abordados apenas sinais periódicos.

2.4 Circuito não linear em condições não senoidais

É necessário lidar com o fato das correntes que circulam em sistemas de energia ac reais serem distorcidas e as tensões nunca serem senóides puras [24]. As distorções nos sinais senoidais são associadas à problemas que costumam causar prejuízo. Normalmente, distorções harmônicas provocadas por não linearidades em dispositivos e cargas conectados no sistema não comprometem a periodicidade dos sinais. Portanto, tipicamente, analisa-se casos de sinais distorcidos usando séries de Fourier.

Em menor ou maior grau, os harmônicos estão presentes em toda a extensão dos sistemas de energia. Enquanto os harmônicos provocados por não linearidades relacionadas com os circuitos magnéticos dos equipamentos do sistema de potência são objeto de estudo desde o início da implantação dos grandes sistemas de energia ac [23], os harmônicos provocados por circuitos dotados de dispositivos de eletrônica de potência são uma preocupação mais recente [21].

À medida em que equipamentos baseados em conversores eletrônicos se proliferam no sistema de energia [18, 21], os harmônicos se tornam um problema que demanda maior atenção. Ferramentas inovadoras para a análise harmônica têm surgido e as teorias de potência em condições não senoidais estão se consolidando. Novas possibilidades de estudos sobre condicionamento de energia foram viabilizadas pela introdução da teoria $p - q$ [18, 25, 26]. Além disso, o padrão IEEE 1459-2010 [17], reúne o consenso das definições de potência elétrica em condições não senoidais. Esse padrão fornece instruções para procedimentos de medição e proporciona os fundamentos para este trabalho.

Neste padrão, as componentes de frequência fundamental são separadas da parcela restante usando série de Fourier. A separação dos sinais em componentes fundamental e não fundamental é necessária para as formulações das quantidades de potência em condições não

senoidais. É fácil expressar a separação das componentes através da série de Fourier (soma de senos) apresentada na equação (2.41). Basta reescrever a equação na forma apresentada na equação (2.45).

$$u(t) = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \left[U_0 + \sum_{h=2}^{\infty} \{ \sqrt{2}U_h \sin(h\omega t + \phi_h) \} \right] \quad (2.45)$$

onde, o valor de pico das harmônicas foi substituído por $\sqrt{2}U_h$ sendo que U_h é o valor rms de cada senóide conforme equação (2.6). Além disso, ϕ_h é a respectiva fase de cada harmônica, $\omega = 2\pi/T$ e U_0 é a componente dc do sinal u .

Expressando dessa maneira, o sinal $u(t)$ fica separado em componente fundamental e não fundamental, ou seja, $u(t) = u_1(t) + u_H(t)$.

O valor rms de um sinal elétrico $u(t)$ pode ser facilmente calculado com base no seu espectro das magnitudes. Basta calcular a raiz quadrada da soma dos quadrados dos valores rms das senóides da série. É fácil mostrar que isso é verdade. Incialmente, aplica-se a equação (2.5) pra calcular o valor rms da série de Fourier (2.41) integrando-se em um período T da frequência fundamental. Ou seja,

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[U_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{ \sqrt{2}U_h \sin(h\omega t + \phi_h) \} \right]^2 dt} \quad .$$

Resolvendo o quadrado da soma de dois termos fica,

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[(U_0)^2 + 2U_0 \sum_{h=1}^{\infty} [\sqrt{2}U_h \sin(h\omega t + \phi_h)] + \left[\sum_{h=1}^{\infty} [\sqrt{2}U_h \sin(h\omega t + \phi_h)] \right]^2 \right] dt} \quad .$$

As senóides do termo do meio possuem valor médio nulo. Por isso, a integral é zero.

Sendo assim,

$$U = \sqrt{\frac{U_0^2}{T} t \Big|_0^T + 0 + \frac{1}{T} \int_0^T 2 \left[\left(\sum_{h=1}^{\infty} [U_h \sin(h\omega t + \phi_h)] \right) \cdot \left(\sum_{h=1}^{\infty} [U_h \sin(h\omega t + \phi_h)] \right) \right] dt} \quad .$$

A equação (2.9e) mostra que o produto de senóides em frequências diferentes é uma soma de senóides (valor médio nulo). Por esse motivo, a integral de todos os produtos em frequências distintas é zero. Além disso, a equação (2.9c) mostra que o produto dos senos na mesma frequência resultam na constante $1/2$ subtraída de um cosseno. Esse cosseno possui valor médio nulo, ou seja, integral nula. Com isso tem-se,

$$U = \sqrt{\frac{U_0^2 T}{T} + \frac{2T}{T} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2U_h^2}{2} - 0} = \sqrt{U_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} U_h^2} .$$

Por fim, chega-se na equação (2.46).

$$U = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} U_h^2} \quad (2.46)$$

Aplicando-se a equação (2.46), os valores rms da componente não fundamental podem ser calculados conforme equação (2.47).

$$U_H = \sqrt{U_0^2 + \sum_{h=2}^{\infty} U_h^2} \quad (2.47)$$

Observa-se também que o valor rms do sinal $u(t)$ pode ser calculado conforme equação (2.48).

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_H^2} \quad (2.48)$$

É importante lembrar que o valor de pico de uma senóide é $\sqrt{2}$ maior que o valor rms, conforme expresso na equação (2.6)

Os valor rms de um sinal e o valor rms da sua componente fundamental são usados para quantificar a distorção harmônica total do sinal. Trata-se de um valor conhecido pela sua sigla em inglês THD, *total harmonic distortion*. A distorção harmônica total de tensão (THD_V) e da corrente (THD_I) podem ser calculadas usando a equação (2.49) [17]. O valor da THD é atualmente o método mais usado para quantificar o conteúdo harmônico de qualquer forma de onda [27].

$$\begin{aligned} \text{THD}_V &= \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \\ \text{THD}_I &= \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \end{aligned} \quad (2.49)$$

onde,

V_1 é o valor rms da componente fundamental da tensão

I_1 é o valor rms da componente fundamental da corrente.

É importante prever as mudanças na THD quando um novo dispositivo que gera harmônicos é conectado ao sistema de energia [28]. Esse tipo de previsão não é uma tarefa simples. Não se pode calcular a THD_I em um alimentador usando observações da THD_I de

cada carga. Nem mesmo os espectros das magnitudes são suficientes para prever a THD_I porque cada harmônico de corrente pode tanto se cancelar quanto se somar, dependendo dos ângulos de fase de cada ordem. Para realizar operações com fasores em cada frequência harmônica são necessários ambos os espectros de magnitudes e fases.

No caso das cargas lineares, prever os espectros das amplitudes e fases em condições não senoidais é uma tarefa mais simples. No entanto, a previsão se torna difícil para cargas não lineares. Sendo assim, prever a mudança na THD quando uma carga não linear é conectada ao sistema depende de estudos mais avançados.

A análise de circuitos ac usando fasores para representar sinais elétricos na frequência fundamental é amplamente utilizada nos estudos de sistemas elétricos práticos. No entanto, quando os sinais, na realidade, são significativamente distorcidos, os resultados das análises usando fasores na frequência fundamental não correspondem ao comportamento do circuito real. Os valores nominais de fator de potência, potência ativa e potência aparente apresentados pelos fabricantes de dispositivos não lineares são obtidos considerando as distorções dos sinais elétricos, conforme determinado pelo padrão [17]. Se esses valores forem usados para o cálculo de fasores de tensão e corrente na frequência fundamental, os resultados ficam incorretos. Quanto maior for a THD dos sinais, pior é o erro cometido na aplicação dos fasores na frequência fundamental e maiores serão os prejuízos relacionados com os problemas práticos decorrentes da presença dos harmônicos. Evidentemente, a THD é usada como parâmetro de regulação da qualidade da energia [29].

As distorções dos sinais elétricos influenciam o fator de potência que também é uma grandeza fundamental para regulação. Assim sendo, a THD é fortemente relacionada com o fator de potência e ambas são quantidades essenciais para a avaliação do comportamento da energia no sistema. O padrão [17] esclarece o fator de potência e as demais quantidades de potência em condições não senoidais. Na presença de harmônicos, a potência reativa se destaca como parâmetro menos esclarecido. O padrão [17] esclarece a questão fazendo a distinção entre a potência reativa Q e a potência não ativa N .

2.4.1 Quantidades de potência em condições não senoidais (IEEE1459-2010)

Os valores rms dos sinais distorcidos de tensão e corrente são apresentados na equação (2.50). Tratam-se de quantidades essenciais para o entendimento do comportamento da energia em condições não senoidais.

$$\begin{aligned}
 V &= \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} [v(t)]^2 dt} \\
 I &= \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} [i(t)]^2 dt}
 \end{aligned}
 \tag{2.50}$$

A potência aparente S em condições não senoidais é calculada usando a mesma equação para condições senoidais, ou seja, equação (2.16), $S = VI$. A potência ativa P é calculada usando a equação (2.51).

$$P = \frac{1}{kT} \int_{t_1}^{t_1+kT} v(t)i(t)dt \tag{2.51}$$

onde,

P é a potência ativa medida watts

t_1 é o instante de tempo inicial da medição

$T = 1/f$ é o intervalo de tempo do ciclo em segundos

k é um número inteiro.

Dependendo da distorção dos sinais, o número de períodos k pode influenciar na medição. Essa influência é discutida em [17]. A potência ativa medida por um wattímetro ou calculada usando a equação (2.51) inclui a energia associada às componentes harmônicas de tensão e corrente.

O fator de potência PF é calculado conforme equação (2.18), ou seja, $PF = P/S$. No entanto, nesse contexto, o fator de potência não é cosseno do ângulo θ . Com isso, a equação (2.18) é reescrita conforme apresentado na equação (2.52). É importante observar que uma vez que as distorções nos sinais de tensão e corrente afetam os valores de P e S , o fator de potência PF também é afetado.

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} \tag{2.52}$$

Ao expressar os sinais elétricos usando série de Fourier, ocorre que o valor rms da componente fundamental pode ser separado do valor rms do restante do sinal. A relação entre esses valores é expressa na equação (2.53).

$$\begin{aligned}
 V^2 &= V_1^2 + V_H^2 \\
 I^2 &= I_1^2 + I_H^2
 \end{aligned}
 \tag{2.53}$$

onde, V_1 e I_1 são os valores rms ou magnitudes das componentes fundamentais dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. V_H e I_H são os valores rms da componente não fundamental

dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. Essas componentes podem ser calculadas conforme equação (2.54).

$$\begin{aligned} V_H^2 &= V_0^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h^2 \\ I_H^2 &= I_0^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2 \end{aligned} \quad (2.54)$$

onde, V_0 e I_0 são as componentes dc dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. V_h e I_h são a magnitude (valor rms) da h -ésima componente harmônica dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. A distorção harmônica total da tensão e da corrente podem ser calculadas usando V_H e I_H aplicando-se a equação 2.55.

$$\begin{aligned} \text{THD}_V &= \frac{V_H}{V_1} \\ \text{THD}_I &= \frac{I_H}{I_1} \end{aligned} \quad (2.55)$$

O fator de potência fundamental PF_1 é o cosseno do ângulo entre os fasores da tensão e corrente na frequência fundamental, ele é expresso pelas equações (2.56) e (2.60).

$$\text{PF}_1 = \cos \theta_1 \quad (2.56)$$

onde θ_1 é a diferença entre o ângulo da tensão fundamental e da corrente fundamental. A potência aparente fundamental S_1 é medida em voltampère e é calculada pela equação (2.57). A potência ativa fundamental P_1 , medida em watts, é dada pela equação (2.58).

$$S_1 = V_1 I_1 \quad (2.57)$$

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \theta_1 \quad (2.58)$$

Dadas as equações (2.56), (2.57) e (2.58) observa-se que o fator de potência fundamental PF_1 também pode ser calculado pela equação (2.59). A potência reativa fundamental Q_1 é medida em voltampère reativo (var) e é dada pela equação (2.60).

$$\text{PF}_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (2.59)$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin \theta_1 \quad (2.60)$$

Uma observação importante é que P_1 , Q_1 , S_1 e PF_1 revelam o vínculo das definições em condições não senoidais com as definições para condições senoidais. Vale lembrar que a potência complexa é aplicada exclusivamente para o caso das condições senoidais. Caso a potência complexa seja calculada inadvertidamente incluindo as parcelas não fundamentais dos sinais, o número complexo resultante não quantifica os fluxos de potência em um circuito da

maneira com que a teoria foi desenvolvida. A energia relacionada à parcela não fundamental dos sinais afeta o número complexo de maneira não esclarecida.

As definições apresentadas até aqui são básicas. As próximas definições de quantidades de potência, apresentadas no padrão [17], são conceitos mais novos. Aos poucos, essas grandezas vão se tornando conhecidas fora dos laboratórios, mas elas ainda estão longe de conquistar seu espaço nas análises práticas em campo. É importante difundir esses conceitos para estimular a atenção ao efeito das distorções nos sinais dos sistemas de energia. Vale lembrar que este trabalho aborda exclusivamente o caso monofásico.

A Potência harmônica ativa ou potência ativa não fundamental P_H (W) é expressa pela equação (2.61).

$$P_H = P - P_1 \quad (2.61)$$

A Potência aparente não fundamental S_N (VA) é dada pela equação (2.62). Ela é resolvida em três termos distintos conforme equação (2.63). Lembrando que potência aparente fundamental é similarmente resolvida em potência ativa e reativa.

$$S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2} \quad (2.62)$$

$$S_N^2 = D_I^2 + D_V^2 + S_H^2 \quad (2.63)$$

Esses termos são calculadas conforme equações (2.64), (2.65) e (2.66).

Potência de distorção de corrente D_I (*current distortion power*) (var)

$$D_I = V_1 I_H = S_1 (\text{THD}_I) \quad (2.64)$$

Potência de distorção de tensão D_V (*voltage distortion power*) (var)

$$D_V = V_H I_1 = S_1 (\text{THD}_V) \quad (2.65)$$

Potência aparente harmônica S_H (*harmonic apparent power*) (VA)

$$S_H = V_H I_H = S_1 (\text{THD}_I) (\text{THD}_V) \quad (2.66)$$

A Potência de distorção harmônica D_H (*harmonic distortion power*) (var) é calculada conforme equação (2.67)

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2} \quad (2.67)$$

A equação (2.68) expressa a potência não ativa N (*nonactive power*) (var)

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.68)$$

Quando não há distorção nos sinais elétricos, $N = Q_1$. As definições da equação (2.51) até equação (2.68) são resumidas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 Resumo e agrupamento das quantidades não senoidais

Quantidade ou indicador	Combinado	Potências fundamentais	Potências não fundamentais
Aparente	S (VA)	S_1 (VA)	S_N, S_H (VA)
Ativo	P (W)	P_1 (W)	P_H (W)
Não ativo	N (var)	Q_1 (var)	D_I, D_V, D_H (var)
Utilização da linha	PF	PF ₁	—
Poluição Harmônica	—	—	S_N/S_1

Fonte: IEEE Std 1459-2010 [17] p. 13

O padrão IEEE Std 1459-2010 [17] não inclui o tradicional conceito de tetraedro de potência. O tetraedro de potência envolve uma interpretação da potência reativa na presença de harmônicos que data de 1927 [18] e é apresentada na equação (2.69).

$$Q_{hh} = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin \theta_h \quad (2.69)$$

onde, θ_h é a diferença entre o ângulo da h -ésima componente harmônica da tensão e da h -ésima componente harmônica da corrente.

Essa grandeza é denominada Q_{hh} neste trabalho, ao invés de simplesmente Q para não confundir o leitor. Pode-se observar que a equação (2.69) possui similaridade com a equação (2.70) que determina a potência ativa em condições não senoidais [18].

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \theta_h \quad (2.70)$$

Em regime permanente, a potência ativa calculada pela equação (2.70) coincide com a potência ativa calculada usando integração, ou seja, equação (2.51) [17, 18]. Observa-se que a equação (2.70) utiliza os espectros de magnitude e fase. Isso deve ser considerado um ponto de atenção quando as medições disponíveis forem provenientes de instrumentação comum [17]. A potência ativa P possui interpretação física. Ela é a taxa média da transferência da energia entre dois subsistemas [18]. Em contrapartida, a quantidade Q_{hh} não possui interpretação física alguma [18]. Ela inclui o conteúdo não ativo fundamental Q_1 e uma parte do conteúdo não ativo e não fundamental. Pode-se observar que os produtos entre harmônicos em frequências diferentes não aparecem no somatório da equação (2.69) [18]. Sendo assim, para incluir a parcela que não aparece na soma, estabeleceu-se um índice de qualidade da energia que também não é discutido no padrão [17], a potência de distorção D , que pode ser obtida isolando-a da equação (2.71).

$$S^2 = P^2 + Q_{hh}^2 + D^2 \quad (2.71)$$

O padrão [17] esclarece melhor o conteúdo ativo e não ativo da potência aparente separando P e N . Um número complexo S_{PQ} também é tradicionalmente usado em condições não senoidais. Esse número complexo não aparece no padrão [17], ele é calculado de acordo com a equação (2.72) e faz parte do conceito de tetraedro de potência.

$$S_{PQ} = P + jQ_{hh} \quad (2.72)$$

O número complexo S_{PQ} não incorpora toda a informação sobre a potência instantânea em regime permanente como ocorre no caso da potência complexa S em condições senoidais. O tetraedro de potência aplicado tradicionalmente para análise da potência em condições não senoidais é apresentado na Figura 2.5. Alguns ângulos no tetraedro são interpretados como índices de qualidade da energia. No entanto, essas interpretações não fazem parte do padrão [17].

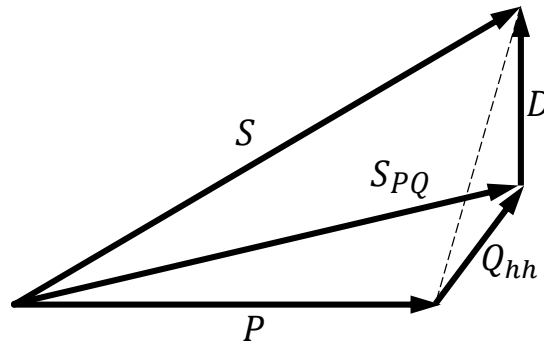


Figura 2.5 Tetraedro de potência

A partir das explicações acerca das quantidades que determinam o tetraedro de potência (Figura 2.5) evidenciam-se fatores que justificam o abandono desses conceitos tradicionalmente aplicados em condições não senoidais por parte do padrão [17]. Este trabalho também não utiliza esses conceitos.

O tetraedro de potência é importante porque está relacionado com a origem das pesquisas sobre quantidades em condições não senoidais. Trata-se de um modelo que funcionou bem durante muitos anos. A necessidade de maiores esclarecimentos quanto às quantidades em condições não senoidais é recente. Desde as origens da temática com introdução das equações (2.69) até (2.71) por Budeanu em 1927 (domínio da frequência) e com a introdução da potência no domínio do tempo por Fryze em 1932 até o final dos anos 1960 com o surgimento da eletrônica de potência, a demanda por esclarecimentos acerca do tema era pequena. As pesquisas começaram a se intensificar no final dos anos 1960 e passam por um avanço recente, respondendo à proliferação dos dispositivos dotados de semicondutores de potência [18].

Segundo a introdução que acompanha o texto do padrão [17] as definições de potência ativa, reativa e aparente usadas atualmente foram consolidadas durante os anos 1940 e serviram bem à indústria, enquanto os sinais se mantiveram praticamente senoidais. Todavia, esse cenário está mudando rapidamente. Atualmente, existe pressão para que os custos financeiros necessários para manter a qualidade do serviço de fornecimento de energia elétrica sejam distribuídos de maneira justa. Isso revela que os desafios da regulação da qualidade da energia tendem a se agravar com as mudanças provocadas pela proliferação de cargas e dispositivos não lineares. Essa proliferação acompanha a tendência por soluções mais sustentáveis no uso da energia.

2.4.2 Potência instantânea em condições não senoidais

Em condições não senoidais, a potência instantânea $p = vi$, torna-se uma onda distorcida. Sendo assim, a potência complexa S não contém a informação necessária para descrever a potência instantânea como ocorre no caso das condições senoidais. A potência instantânea em condições não senoidais é um tema de vanguarda nas pesquisas em análise de circuitos elétricos. A seguir, destaca-se alguns pontos acerca do tema.

A potência instantânea em condições não senoidais, p , é separada em parte ativa, p_a , e parte não ativa, p_q , conforme expresso na equação (2.73) [17].

$$p = p_a + p_q \quad (2.73)$$

A parte ativa p_a possui uma parcela constante, $\bar{p}_a$, e uma oscilante, $\tilde{p}_a$, conforme expresso na equação (2.74).

$$p_a = \bar{p}_a + \tilde{p}_a = \sum_{h=1}^{\infty} P_h + \sum_{h=1}^{\infty} [-P_h \cos(2h\omega t - 2\theta_{Ih})] \quad (2.74)$$

onde,

$P_h = V_h I_h \cos \theta_h$ é a potência harmônica ativa ou real de ordem h ,

$-P_h \cos(2h\omega t - 2\theta_{Ih})$ é a potência harmônica intrínseca de ordem h que não contribui para transferência de energia na rede nem está relacionada com perdas nos condutores,

$\theta_h = \theta_{Vh} - \theta_{Ih}$ é a diferença entre o ângulo da tensão e da corrente de ordem h .

A potência ativa P em condições não senoidais pode ser calculada em função de p_a conforme expresso na equação (2.75) [17].

$$P = \frac{1}{kT} \int_{t_1}^{t_1+kT} p_a dt \quad (2.75)$$

Uma vez que a potência ativa P é o valor médio da potência instantânea, ela possui um significado físico claro em condições não senoidais. Em contrapartida, as demais quantidades de potência, em condições não senoidais, não possuem significados físicos evidentes. Trata-se de formulações matemáticas que auxiliam na avaliação da qualidade da energia nos sistemas [18]. É importante mencionar que a potência em condições não senoidais ainda não é um assunto bem consolidado.

O segundo termo, p_q , da potência instantânea, p , possui valor médio nulo. A corrente relacionada com as componentes não ativas causam perdas de potência adicionais nos condutores. A potência instantânea não é analisada na parte experimental desse trabalho, portanto, a equação analítica para p_q não é apresentada. Essa equação pode ser consultada em [17]. É suficiente mencionar que a equação analítica para p_q apresenta quatro termos com complicadas somas infinitas de senos. A potência reativa segundo Budeanu, Q_{nn} , aparece dentro do somatório de um desses quatro termos. As somas envolvem os ângulos θ_h , θ_{vh} e θ_{lh} e as magnitudes das componentes harmônicas de tensão e corrente. É relevante destacar que essas somas infinitas resultam em um valor médio nulo.

A teoria da potência instantânea, conhecida como teoria $p - q$, discutida em [18], foi introduzida em 1982, no Japão, por Akagi e outros autores. Essa teoria de potência foi desenvolvida para ser aplicada no condicionamento da potência usando filtros ativos de potência [18, 25, 26]. A teoria $p - q$ não é discutida no padrão IEEE Std 1459-2010 [17]. Em uma introdução que acompanha o texto do padrão [17] é mencionado que o padrão não tem o intuito de auxiliar o projeto de controle de compensadores dinâmicos.

A teoria $p - q$ é aplicável em condições não senoidais ou senoidais e é válida mesmo na ausência de regime permanente [18]. Um fato interessante é que a teoria $p - q$ esclarece o significado físico da potência instantânea ativa e reativa nos circuitos trifásicos. Os pesquisadores brasileiros, Watanabe e Aredes [18, 25, 26] consideram essa teoria um ponto fundamental para o correto entendimento das aplicações de eletrônica de potência em sistemas de potência [26].

Neste trabalho, analisa-se cargas não lineares monofásicas no domínio da frequência. Nem o caso trifásico nem a potência instantânea fazem parte das abordagens deste trabalho. Por isso, o equacionamento da teoria $p - q$ não é revisado. Mesmo assim, vale comentar que o equacionamento envolve a definição de vetores que são funções temporais com parte real e

imaginária. Mesmo possuindo parte imaginária os vetores são analisados no domínio do tempo, como pode ser verificado em [18]. O equacionamento dá origem ao interessante conceito de potência imaginária q que é proporcional à energia que é trocada entre as fases do sistema [18]. A potência imaginária só existe em sistemas com mais de uma fase [26]. Um fato curioso é que os autores de [18] propõem que a potência imaginária seja medida usando uma unidade diferente para apontar a diferença entre ela e a potência reativa. Sendo assim, os autores propõem a unidade “voltampère imaginário” e o símbolo “vai” [26].

2.4.3 *Modelagem harmônica de cargas não lineares*

As emissões harmônicas provocadas por dispositivos e cargas não lineares causam diversos problemas no próprio sistema de energia, além de interferências em outros sistemas, como por exemplo, sistemas de comunicação de dados. Dentre os dispositivos que produzem harmônicos, destacam-se os conversores chaveados [21]. Os eletrodomésticos e dispositivos eletrônicos que empregam fontes chaveadas como lâmpadas à LED ou fluorescentes, forno de micro-ondas, televisores, computadores, carregadores de *smartphones*, entre outros, são fontes de harmônicos. Os inversores de frequência acionando motores de indução também estão nesse grupo. Além de serem largamente aplicados na indústria, os inversores também podem ser encontrados em instalações prediais, por exemplo, em condicionadores de ar e aparelhos de ginástica. As unidades de geração fotovoltaica também são dotadas de conversores estáticos. Esses conversores são necessários para a geração eólica e para diversas aplicações em geração sustentável. A proliferação desses dispositivos está impactando no conteúdo harmônico dos sistemas de energia [21]. Esse impacto precisa ser estudado e as novas ferramentas para abordagem do problema estão se destacando em meio as publicações científicas.

Uma carga ou circuito é linear quando cada ordem harmônica de corrente é completamente determinada apenas a partir daquela mesma ordem da tensão de alimentação. Em contrapartida, nos casos das cargas e circuitos não lineares, pode haver circulação de harmônicos de correntes de ordens diferentes dos harmônicos da tensão de alimentação [30]. O que dificulta a modelagem de uma carga não linear é que a componente harmônica da corrente em uma frequência pode estar relacionada com a componente harmônica da tensão em outras frequências [30, 31].

Utilizando-se a série de Fourier, a corrente drenada por uma carga não linear pode ser representada por uma matriz coluna com os fasores em cada frequência. No diagrama de

circuito, isso se traduz como fontes ideais injetando correntes senoidais em cada ordem harmônica. De fato, esse é o modelo tradicional de cargas não lineares. Vale comentar que também é útil representar uma tensão distorcida usando matriz coluna com fasores.

O modelo tradicional deve ser utilizado de maneira criteriosa. Na modelagem tradicional, não ocorre a inclusão da dependência da corrente em relação às condições harmônicas da tensão de alimentação [32, 33]. O problema é que a corrente drenada por uma carga não linear é sensível à forma de onda da tensão de alimentação. Um exemplo é o retificador com ponte à diodo. A distorção da corrente no lado ac responde às distorções da tensão de alimentação de acordo a topologia do circuito no lado dc. Além disso, o comportamento dos semicondutores é influenciado pelo sistema de energia e afeta a corrente no lado ac [33, 34, 35] .

Na verdade, a abordagem tradicional descreve uma corrente distorcida em uma condição estática. No entanto, as condições harmônicas de um sistema de energia prático são inconstantes, sobretudo no que diz respeito às deformações na onda de tensão. Para levar em consideração a dependência da tensão, costuma-se aplicar métodos iterativos de análise harmônica. Esses métodos consistem em recalculas as fontes de corrente iterativamente. A referência [32] discute a IHA (*Iterative Harmonic Analysis*). No algoritmo do domínio harmônico HD (*harmonic domain algorithm*), discutido em [36], variáveis elétricas e não elétricas, como variáveis de controle, são resolvidas de maneira unificada [32, 36]. As abordagens iterativas para análise harmônica no domínio da frequência são documentadas detalhadamente em [21].

Com os avanços mais recentes em análise harmônica no domínio da frequência, passa a ser possível evitar com que os parâmetros do modelo sejam recalculados iterativamente. Abordagens no domínio da frequência são vantajosas alternativas às técnicas no domínio do tempo quando necessita-se de previsões em regime permanente. De fato, o comportamento em regime permanente pode ser analisado no domínio do tempo depois de se computar completamente as condições de partida. No entanto, de acordo com a referência [32], nesse caso, a análise no domínio do tempo pode ser ineficiente e imprecisa.

Para que se possa esclarecer melhor o comportamento no domínio da frequência de uma carga não linear operando em condições não senoidais, é necessário descrever as relações entre o vetor das injeções de corrente e o vetor das tensões harmônicas conforme proposto na referência [30]. Matrizes de admitâncias que associam a corrente drenada por conversores estáticos com os harmônicos da tensão de alimentação foram deduzidas analiticamente em [31, 35, 37]. Essas matrizes descrevem as interações entre as componentes harmônicas de tensão e

corrente para conversores estáticos. Esse modelo harmônico é denominado modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas. As referências [38, 39, 40] também tratam desse modelo.

O modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas é apresentado na equação (2.76). Pode-se observar que o modelo relaciona os vetores das tensões e correntes harmônicas no lado ac do conversor. Esse modelo transforma as características não lineares de um conversor em matrizes de admitâncias harmonicamente acopladas no domínio da frequência [31, 37, 38]. Nas referências [31, 37], os elementos das matrizes são deduzidos para um conversor monofásico em ponte à tiristores, conforme ilustrado na Figura 2.7 Diagrama de circuito utilizado nas deduções em Figura 2.7. O circuito no lado dc do conversor usado na dedução é uma impedância RL em série com uma fonte de tensão dc independente. Os elementos das matrizes são deduzidos usando pouca aproximação e são independentes da forma de onda da tensão no lado ac [31].

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \\ I_5 \\ \vdots \\ I_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^+ & Y_{13}^+ & Y_{15}^+ & \dots & Y_{1K}^+ \\ Y_{31}^+ & Y_{33}^+ & Y_{35}^+ & \dots & Y_{3K}^+ \\ Y_{51}^+ & Y_{53}^+ & Y_{55}^+ & \dots & Y_{5K}^+ \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{H1}^+ & Y_{H3}^+ & Y_{H5}^+ & \dots & Y_{HK}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \\ V_5 \\ \vdots \\ V_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{11}^- & Y_{13}^- & Y_{15}^- & \dots & Y_{1K}^- \\ Y_{31}^- & Y_{33}^- & Y_{35}^- & \dots & Y_{3K}^- \\ Y_{51}^- & Y_{53}^- & Y_{55}^- & \dots & Y_{5K}^- \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{H1}^- & Y_{H3}^- & Y_{H5}^- & \dots & Y_{HK}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^* \\ V_3^* \\ V_5^* \\ \vdots \\ V_K^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Y_1^0 \\ Y_3^0 \\ Y_5^0 \\ \vdots \\ Y_H^0 \end{bmatrix} E_{dc} \quad (2.76)$$

A forma compacta de (2.76) é expressa em (2.77).

$$I = Y^+ V + Y^- V^* - Y^0 E_{dc} \quad (2.77)$$

onde,

V e I são matrizes coluna com os fasores das harmônicas de tensão e corrente, respectivamente,

V^* é uma matriz com os conjugados dos fasores de tensão,

E_{dc} é a tensão da fonte independente no lado dc,

Y^+ , Y^- e Y^0 são as matrizes das admitâncias harmônicas acopladas,

K e H são as maiores ordens harmônicas de interesse da tensão e da corrente respectivamente.

Os propositores do modelo desenvolveram seus trabalhos à partir de observações anteriores de que as tensões e correntes no lado ac de um retificador podem ser esclarecidas através de uma matriz de transformação [41] ou através de uma relação de admitâncias [42]. Além disso, um estudo experimental [30] também apontava anteriormente esse caminho na condução das análises.

O modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas é aplicado em um algoritmo não iterativo de fluxo de potência harmônica [31, 38]. Trata-se de uma alternativa para as abordagens iterativas no domínio da frequência [21]. Os elementos das matrizes dependem do ângulo de fase da tensão fundamental. Espera-se, porém, que as matrizes do modelo não sofram variações porque as correntes dos conversores não são capazes de perturbar o ângulo de fase da tensão na frequência fundamental. Por isso, os autores usam o modelo para obter as tensões harmônicas em cada barra de um sistema de potência resolvendo as equações matriciais e as equações nodais do sistema juntas de maneira não iterativa [31, 38].

Neste trabalho, os elementos das matrizes do modelo não são calculados à partir do diagrama de circuito das cargas. Portanto, não é necessário reproduzir as equações que descrevem os elementos das matrizes neste trabalho. No entanto, é relevante mostrar que o modelo é inteiramente analítico revisando os detalhes dos procedimentos usados para as deduções. Os passos revisados à seguir estão conforme com a referência [31].

Em um conversor monofásico com ponte à tiristor, a tensão sobre o circuito dc, $v_{dc}(t)$, é relacionada com a tensão no lado ac $v_{ac}(t)$ de acordo com uma função de chaveamento da tensão $S_v(t)$, conforme expresso na equação (2.78).

$$v_{dc}(t) = v_{ac}(t) \cdot S_v(t) \quad (2.78)$$

A função de chaveamento S_v é expressa em [31, 37] conforme equação (2.79).

$$S_v = \begin{cases} 1 & , \quad \alpha \leq t \leq \pi + \alpha \\ -1 & , \quad \pi + \alpha \leq t \leq 2\pi + \alpha \end{cases} \quad (2.79)$$

onde, α é o ângulo de disparo.

A Figura 2.6 ilustra a retificação da tensão.

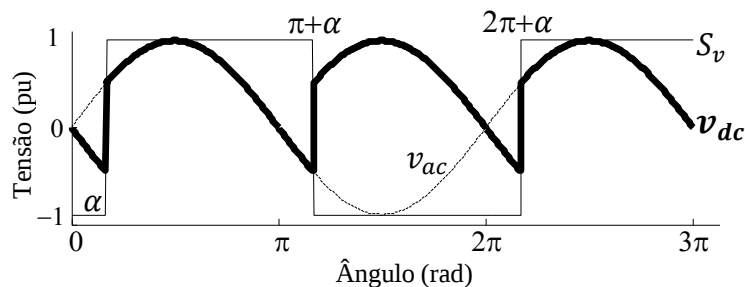


Figura 2.6 Chaveamento da tensão na saída da ponte

Similarmente, a corrente no lado ac do conversor $i_{ac}(t)$ pode ser expressa em função da corrente do lado dc i_{dc} conforme expresso na equação (2.80) [31, 37].

$$i_{ac}(t) = i_{dc}(t) \cdot S_i(t) \quad (2.80)$$

onde, $S_i(t)$ é a função de chaveamento da corrente.

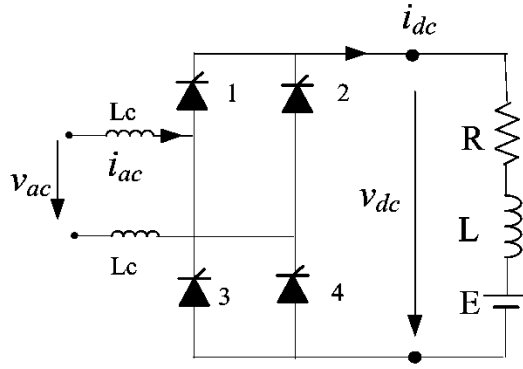


Figura 2.7 Diagrama de circuito utilizado nas deduções em [31]

Para o conversor ideal, $S_i(t) = S_v(t)$. A função de chaveamento pode ser expressa usando série de Fourier conforme mostra a equação (2.81) [31, 37].

$$S_v(t) = S_i(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^N (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{1}{n} \cos(n\omega t - n\alpha) \quad (2.81)$$

onde, $n = 1, 3, 5, 7, \dots, N$

A tensão no lado ac do conversor, que normalmente contém harmônicos, pode ser escrita conforme equação (2.82) [31, 37].

$$v_{ac}(t) = \sum_{h=1}^H \sqrt{2} V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \quad (2.82)$$

onde, $\sqrt{2} V_h$ é a amplitude da h -ésima harmônica da tensão no lado ac e φ_h a respectiva fase.

A tensão no lado dc conversor $v_{dc}(t) = v_{ac}(t) \cdot S_v(t)$ resulta em uma expressão de Fourier que por simplicidade é expressa em [31, 37], conforme equação (2.83).

$$v_{dc}(t) = V_{dc0} + \sum_{h=1}^H \sqrt{2} V_{dch} \cos(h\omega t + \phi_{dch}) \quad (2.83)$$

onde,

V_{dc0} é a componente dc da tensão dc do conversor,

V_{dch} é o valor rms da h -ésima tensão harmônica e ϕ_{dch} é seu respectivo ângulo de fase.

As expressões analíticas para V_{dc0} e V_{dch} são omitidas em [31, 37] por simplicidade.

A corrente dc $i_{dc}(t)$ é determinada pela tensão sobre o circuito dc $v_{dc}(t)$. Trata-se de um circuito linear alimentado por tensão não senoidal. Sendo assim, a corrente pode ser determinada no domínio da frequência em função da impedância do circuito dc conforme expresso em (2.84).

$$I_{dch} = \frac{V_{dch} \angle \phi_{dch}}{R + j\omega L} \quad (2.84)$$

onde, I_{dch} é o fasor que corresponde à h -ésima harmônica de $i_{dc}(t)$.

A corrente ac $i_{ac}(t)$ pode ser calculada multiplicando as séries de Fourier da corrente dc e da função de chaveamento da corrente. O resultado é expresso em [31, 37] na forma mostrada na equação (2.85) por simplicidade.

$$i_{ac}(t) = \sum_{h=1}^H \sqrt{2} I_{ach} \cos(h\omega t + \delta_{ach}) \quad (2.85)$$

onde, I_{ach} é o valor rms da corrente no lado ac e δ_{ach} sua respectiva fase. As expressões analíticas para essas variáveis não são mostradas em [31, 37].

Colocando os fasores I_{ach} em uma matriz coluna I_{ac} e manipulando as equações (2.82) até (2.85), chega-se à expressão matricial do modelo harmônico apresentado em [31, 37]. O resultado final que relaciona a corrente harmônica ac do conversor com a tensão nos terminais tem a forma apresentada pela equação (2.86).

$$I_{ac} = Y^+ V + Y^- V^* \quad (2.86)$$

Quando o circuito dc inclui a fonte de tensão constante E_{dc} , o resultado fica conforme apresentado inicialmente na equação (2.77). As equações analíticas para os elementos de Y^+ , Y^- e Y^0 são apresentadas em [31, 37]. As expressões são grandes e possuem somas infinitas, mas só dependem de R , L , α e φ_{ac1} . As equações podem ser consultadas em [31, 37] sendo que [37] inclui as deduções para o conversor trifásico.

Os propositores do modelo também apresentam considerações acerca do processo de comutação de tiristores reais. A mudança na corrente do tiristor de um estado estacionário para outro pode não ocorrer instantaneamente devido à indutância no lado da fonte [31]. Levando em consideração o processo de comutação, as funções de chaveamento para modulação de tensão e corrente não podem ser consideradas ondas retangulares e a função para a tensão fica diferente da função para a corrente [31]. Para lidar com a questão, as funções de chaveamento são aproximadas por formas de onda mais sofisticadas, porém, manipuláveis [31, 37]. Dessa maneira, as expressões dos elementos das matrizes das admitâncias são alteradas aprimorando-se o modelo. Os detalhes desse procedimento podem ser consultados em [37].

Uma publicação bem recente [35] apresenta expressões analíticas para o modelo das matrizes das admitâncias harmônicas considerando um retificador trifásico com filtro capacitivo no lado dc. Nesse caso, foi necessário fazer a distinção de dois modos de operação do conversor. A distinção é feita com base no circuito dc, na impedância equivalente do sistema e nas condições harmônicas da tensão de alimentação. Na referência [43], aborda-se o caso de

um retificador monofásico com filtro capacitivo no lado dc para modelagem de lâmpadas fluorescentes compactas.

O modelo das matrizes das admitâncias harmônicas pode ser aplicado para um componente linear de circuito. Nessa condição, em conformidade com a teoria de circuitos básica, ocorre que o modelo apresenta elementos diferentes de zero apenas na diagonal principal da matriz Y^+ [38, 40], conforme exposto na equação (2.87).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_h \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & & & & \\ & Y_2 & & & \\ & & Y_3 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & Y_h \\ & & & & & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_h \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

onde, cada admitância Y_h é a admitância do componente linear substituindo-se a frequência ω pela frequência $h\omega_0$, correspondente à h -ésima ordem harmônica, sendo que ω_0 é a frequência fundamental.

Nessa condição, fica fácil observar que o elemento linear pode ser representado também por uma matriz diagonal com as impedâncias referentes a cada componente harmônica do sinal da fonte, conforme exposto pela equação (2.88).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_h \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 & & & & \\ & Z_2 & & & \\ & & Z_3 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & Z_h \\ & & & & & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_h \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

Observa-se que, a impedância em cada frequência Z_h multiplica sua correspondente corrente I_h . Com base no teorema da superposição [14], o resultado é um vetor de fasores de tensão V que corresponde à tensão periódica $v(t)$ sobre o componente linear. Observações correspondentes são válidas para as admitâncias Y_h .

De acordo com a teoria de circuitos, qualquer circuito linear pode ser representado por um circuito equivalente de Norton composto por uma admitância equivalente e uma fonte de corrente. Além disso, o teorema da superposição garante que cada frequência pode ser analisada separadamente. Sendo assim, se estabelece o modelo harmônico de um circuito linear apresentado na equação (2.89). O modelo descrito pela equação (2.89) é denominado modelo Norton desacoplado [33].

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & & & \\ & Y_2 & & \\ & & Y_3 & \\ & & & \ddots \\ & & & & Y_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ \vdots \\ I_{sh} \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

onde, o vetor das correntes I_{sh} representa injeções de corrente senoidal em cada frequência.

É importante mencionar que encontra-se na literatura estudos de modelagem harmônica no domínio da frequência aplicando um modelo similar ao modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas. Trata-se do modelo Norton acoplado [33, 34]. Nesse modelo, apenas uma matriz Y é usada. Em resumo, o modelo Norton acoplado é o modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas desprezando-se a matriz Y^- conforme expresso na equação (2.90).

$$I = YV + I_s \quad (2.90)$$

A matriz Y é uma matriz cheia e não simétrica de admitâncias em frequências cruzadas [33, 34]. O vetor I_s denota a parcela de injeção de correntes que não depende da tensão. A parcela de corrente que depende da tensão, dada por YV é similar à parcela dependente da tensão do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas. Vale comentar que as referências [31, 35] consideram desprezar a matriz Y^- como uma possível aproximação para o modelo das matrizes das admitâncias harmônicas, tornando-o um modelo Norton acoplado com objetivo de reduzir custos computacionais nas análises.

Na referência [33] é observado que o modelo Norton desacoplado aplicado para modelar uma carga não linear é um avanço em relação ao modelo tradicional. Isso porque, ocorre a inclusão de um termo para modelar a dependência da tensão. No entanto, conforme discutido em [30] as relações cruzadas entre frequências diferentes não devem ser negligenciadas. Pode-se observar que a diferença entre os modelos Norton desacoplado, acoplado e o modelo com duas matrizes harmônicas acopladas se difere pela sofisticação do termo que modela a parcela de corrente dependente da tensão.

Pode-se dizer que a abordagem no domínio da frequência usando matrizes harmônicas acopladas estabelece um importante avanço em relação à abordagem tradicional. Na verdade, a precisão da análise harmônica baseada na abordagem clássica depende de como as fontes de corrente são recalculadas objetivando considerar as mudanças nos espectros. De acordo com [33], em uma típica abordagem usando fontes de corrente, as correntes harmônicas são simplesmente reajustadas em amplitude e fase proporcionalmente ao consumo de potência em frequência fundamental da carga não linear. Sendo assim, o padrão dos espectros de corrente não reage às condições harmônicas do sistema. É explicado em [33] que o Modelo Norton

acoplado [33, 34] incorpora as interações entre a carga não linear e o sistema incluindo uma componente de corrente que é dependente da tensão aplicada. Observa-se que no caso do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas, essa interação é esclarecida analiticamente.

Nas referências [33, 34] não se discute sobre equações analíticas para os parâmetros do modelo Norton acoplado. Discute-se, nestas referências, a estimação de parâmetros do modelo usando leituras de espectros harmônicos. Similarmente, as análises conduzidas neste trabalho são baseadas em medições. Neste trabalho, aborda-se estimação de parâmetros de modelo harmônico baseada em medições. A regressão linear é a ferramenta utilizada nos processos de estimação de parâmetros. Nos procedimentos de estimação de parâmetros, explora-se a linearidade da modelagem no domínio da frequência. A seguir, a regressão linear é revisada.

2.4.4 Regressão linear

A análise de regressão é uma ferramenta estatística para modelar relações entre variáveis [44]. Neste trabalho são realizadas regressões lineares simples e múltiplas usando método dos mínimos quadrados.

A regressão linear simples tenta modelar a relação entre uma única variável independente explicativa, x , e a variável dependente, y (resposta), ajustando uma equação linear aos dados observados. Vale comentar que a variável x também é conhecida como regressor ou preditor [44] [45].

A equação da reta que modela os dados observados é expressa pela equação (2.91) [44].

$$\hat{y} = \beta_1 x + \beta_0 \quad (2.91)$$

onde,

$\hat{y}$ é o valor estimado pelo modelo para a variável resposta,

x é a variável independente,

β_0 e β_1 são os coeficientes de regressão,

β_0 é o termo independente, conhecido como intercessão ou intercepto,

β_1 é a inclinação.

Dadas n observações, cada valor observado da variável independente $y^{(i)}$ pode ser previsto pelo modelo assumindo um erro $\epsilon^{(i)}$, conforme expresso pela equação (2.92).

$$y^{(i)} = \beta_1 x^{(i)} + \beta_0 + \epsilon^{(i)} \quad (2.92)$$

onde,

$i = 1, 2, 3, \dots, n$ indica as n observações,

$x^{(i)}$ é a i -ésima observação da variável explicativa ou regressor,

$\epsilon^{(i)}$ é o resíduo ou desvio que é o erro de ajuste para cada observação.

A regressão pelo método dos mínimos quadrados calcula os coeficientes de regressão β_0 e β_1 de modo a minimizar a soma dos quadrados dos desvios verticais [44, 46]. Para calcular os coeficientes β_0 e β_1 por mínimos quadrados, deve-se tentar resolver as equações normais [44, 45, 47]. O procedimento é o mesmo para regressões lineares simples ou múltiplas. Esse procedimento para obtenção dos coeficientes é detalhado adiante na revisão sobre regressão linear múltipla.

Dado que os coeficientes puderam ser obtidos, cada ponto observado apresenta seu desvio da reta ajustada, conforme expresso pela equação (2.93) [44].

$$\epsilon^{(i)} = y^{(i)} - \hat{y}^{(i)} \quad (2.93)$$

O modelo ajustado é avaliado analisando-se os desvios. Uma medida muito usada para avaliar o quanto o modelo ajustado pode ou não prever os dados registrados é o coeficiente de determinação R^2 . Trata-se de um valor entre 0 e 1 no qual quanto mais próximo de 1, melhor é o modelo em prever os dados. O coeficiente de determinação pode ser entendido como o percentual da variabilidade dos dados que pôde ser explicado ou considerado pelo modelo de regressão. [47, 45, 44]. A equação (2.94) mostra como R^2 é calculado.

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} \quad (2.94)$$

onde,

$i = 1, 2, 3, \dots, n$ indica as amostras,

y_i indica os valores medidos,

$\bar{y}$ é a média dos valores medidos,

$\hat{y}_i$ indica os valores calculados.

Modelos matemáticos constituídos por relações de regressão devem ser usados com cautela. Eles são válidos somente para valores da variável independente dentro da faixa dos dados observados do regressor. Extrapolações quase sempre produzem resultados imprecisos. É importante destacar que as relações de regressão não comprovam nenhum tipo de relação de causa e efeito [44].

A Regressão linear múltipla tenta modelar a relação entre duas ou mais variáveis independentes explicativas (regressores) e a variável resposta (dependente) ajustando uma equação linear aos dados observados. Cada variável independente, x_k , manifesta sua relação de

proporcionalidade com a variável dependente, y [44, 46]. A equação linear que modela os dados observados é expressa em (2.95) [44, 46].

$$\hat{y} = \beta_0 + \sum_{k=1}^p \beta_k x_k \quad (2.95)$$

onde,

$\hat{y}$ é o valor estimado pelo modelo para a variável resposta,

$k = 1, 2, 3, \dots, p$ indica as p variáveis dependentes,

x_k é a k -ésima variável independente,

β_0 é o termo independente, conhecido como intercessão ou intercepto,

β_k são as inclinações ou coeficientes parciais de regressão,

$\beta_0, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_p$ são os $(p + 1)$ coeficientes da regressão ou parâmetros do modelo.

Da mesma maneira que no caso da regressão linear simples, dadas n observações, cada valor observado da variável independente $y^{(i)}$ pode ser previsto pelo modelo assumindo um erro $\epsilon^{(i)}$ conforme expresso pela equação (2.96) [44, 46]

$$y^{(i)} = \beta_0 + \beta_1 x_1^{(i)} + \beta_2 x_2^{(i)} + \dots + \beta_p x_p^{(i)} + \epsilon^{(i)} \quad (2.96)$$

onde,

$i = 1, 2, 3, \dots, n$ indica as n observações

$x_k^{(i)}$ é a i -ésima observação da k -ésima variável independente,

$\epsilon^{(i)}$ é o i -ésimo resíduo ou desvio que é o erro de ajuste para cada observação.

O procedimento para calcular os coeficientes da regressão múltipla por mínimos quadrados também é válido para regressão linear simples. Para mostrar esse procedimento, inicialmente as relações lineares dos dados observados são expressas usando notação matricial [44], conforme equação (2.97).

$$\begin{bmatrix} y^{(1)} \\ y^{(2)} \\ \vdots \\ y^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1^{(1)} & x_2^{(1)} & \dots & x_p^{(1)} \\ 1 & x_1^{(2)} & x_2^{(2)} & \dots & x_p^{(2)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x_1^{(n)} & x_2^{(n)} & \dots & x_p^{(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_p \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

Os coeficientes de regressão são as incógnitas do sistema de equações lineares dado pela equação (2.97) que pode ser expresso com notação simplificada, conforme equação (2.98).

$$Y = XB \quad (2.98)$$

onde,

Y é o vetor das n observações da variável resposta,

X é a matriz modelo,

B é o vetor dos $(p + 1)$ coeficientes de regressão.

Vale comentar que na referência [44], p indica o número de colunas da matriz X , mas neste trabalho, p indica a quantidade de coeficientes parciais de regressão. Assim sendo, neste trabalho, p é uma unidade menor porque não conta a intercessão. Em [46], p também não conta a interseção.

A matriz modelo não é quadrada em uma situação prática, portanto não é possível encontrar uma solução para o sistema de equações porque existem muito mais equações (observações) do que incógnitas (regressores). O desafio então passa a ser encontrar um vetor de coeficientes que se ajusta melhor às equações no sentido de resolver o problema de minimização quadrático expresso pela equação (2.99) [48].

$$\hat{B} = \arg \min_B \{|Y - XB|^2\} \quad (2.99)$$

A equação (2.99) expressa que o vetor $\hat{B}$ deve ser o argumento que minimiza o vetor $|Y - XB|^2$. O vetor $\hat{B}$ é denominado vetor dos estimadores dos mínimos quadrados. A equação (2.99) é satisfeita quando for encontrado um vetor $\hat{B}$ para o qual o vetor $Y - XB$ tenha o menor comprimento possível (menor norma euclidiana). Nessa condição, o vetor $\hat{B}$ deve ser aquele que produz o mínimo possível de resíduos na equação (2.97). O procedimento para resolver o problema de minimização quadrática é resolver as equações normais expressas pela equação (2.100). A solução do problema de minimização quadrática é expressa pela equação (2.101) [44, 45].

$$X^T Y = (X^T X) \hat{B} \quad (2.100)$$

$$\hat{B} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (2.101)$$

Na prática, o problema de minimização quadrática é resolvido com auxílio de computador. Encontra-se uma solução para as equações normais usando eliminação da Gauss ou qualquer método iterativo para solução de sistemas lineares. No software MATLAB® é possível encontrar o vetor $\hat{B}$ usando o comando `mldivide` [47]. A sintaxe mais usada é $B=X \backslash Y$. O comando `regress` também é muito usado [47].

Se as equações normais puderem ser resolvidas sem problemas de mau condicionamento numérico [45], o vetor dos estimadores dos mínimos quadrados é obtido. Todavia, o modelo linear não é necessariamente útil ou bem ajustado. Para ser útil, o problema observado deve ser coerente e para avaliar o ajuste é necessário analisar os desvios [44]. O coeficiente de determinação R^2 é uma maneira prática de avaliar o modelo. A equação (2.94) também é

aplicada para regressão linear múltipla. No entanto, nesse caso, pode ser mais interessante calcular o coeficiente de determinação ajustado R_{adj}^2 que é dado pela equação (2.102) [44, 46].

$$R_{\text{adj}}^2 = 1 - (1 - R^2) \frac{n - 1}{n - p - 1} \quad (2.102)$$

onde, n o número de observações e $(p - 1)$ é o número de equações normais

Diferentemente de R^2 , o coeficiente de determinação ajustado somente aumenta se a inclusão de uma nova variável independente na modelagem reduzir de fato a variabilidade não explicada na resposta [44]. Assim sendo, R_{adj}^2 pode ajudar na seleção de variáveis independentes a serem consideradas na modelagem. No entanto, o julgamento com base no problema abordado pode ser mais relevante do que observar R_{adj}^2 para a seleção dessas variáveis. Vale comentar que, no modelo, as estimações de coeficientes de regressão significativamente diferentes de zero costumam ser mantidas. As demais, costumam ser substituídas por zero na equação quando não são de grande importância teórica para o problema abordado. Isso simplifica o modelo e melhora a variância da previsão [46].

Em problemas de regressão múltipla espera-se encontrar as dependências da variável resposta com cada regressor [45]. Cada coeficiente de regressão deve representar o efeito de uma unidade de mudança em sua variável dependente quando as outras variáveis forem mantidas constantes.

Quando ocorre que duas ou mais variáveis independentes nas observações apresentam forte relação linear entre si, é dito que ocorreu multicolinearidade. Nesse caso, a capacidade do modelo de prever os dados observados não é comprometida, mas quaisquer cálculos relativos aos regressores individuais são afetados [44]. O problema é quando dados diferentes daqueles usados para o ajuste do modelo são aplicados no modelo. Nesse caso, se o padrão da multicolinearidade dos novos dados for diferente do padrão dos dados usados no ajuste, grandes erros de previsão podem ocorrer [46]. Quando diversos regressores variam de maneira linearmente correlacionada nas observações, pode faltar informação para ponderar a parcela de contribuição de cada um daqueles regressores para explicar variabilidade da resposta [44]. Nessa condição, pequenas flutuações nos dados de entrada são capazes de provocar grandes mudanças nos coeficientes ajustados, podendo resultar até em mudança de sinal dos parâmetros do modelo [49].

Uma importante medida da extensão da multicolinearidade é o Fator de Inflação da Variância *FIV*.. Esses elementos são expressos pela equação (2.103) [44].

$$FIV(\beta_j) = \frac{1}{1 - R_j^2} \quad (2.103)$$

onde,

$j = 1, 2, 3 \dots, p + 1$ indica as colunas da matriz X ,

R_j^2 é o j -ésimo coeficiente de determinação múltipla [44].

Qualquer FIV que exceder uma unidade já indica que as colunas da matriz X não são ortogonais. Se qualquer FIV exceder 10 é um indicativo de que a multicolinearidade é um problema no ajuste [44]. O coeficiente de determinação múltipla, R_j^2 , resulta da regressão de x_j nas outras variáveis regressoras. Quanto mais forte for a dependência linear de x_j com as demais variáveis, maior será o valor de R_j^2 .

2.4.5 Considerações finais

Neste capítulo, revisou-se o estudo da potência elétrica em circuitos monofásicos desde o básico até os desenvolvimentos mais recentes que tratam das condições não senoidais. Da mesma maneira, a modelagem de cargas lineares e não lineares foi discutida. Os desenvolvimentos desta dissertação se baseiam nas publicações mais recentes, que abordam cargas não lineares em condições não senoidais. No próximo capítulo (Desenvolvimento), os conceitos revisados são aplicados pra condução de estudos experimentais de harmônicos em cargas não lineares. As ferramentas utilizadas nos desenvolvimentos, como série de Fourier e regressão linear, foram apresentadas ao longo da revisão da literatura. Utilizando os conceitos revisados, são desenvolvidas técnicas que contribuem para o avanço da modelagem harmônica de cargas não lineares.

Inicialmente, discute-se a potência em condições não senoidais e, em seguida, aborda-se a modelagem harmônica de cargas não lineares. A aquisição de dados para cada estudo é realizada utilizando experimentos similares. As mudanças na bancada de testes são descritas ao longo do capítulo na ordem em que os estudos são apresentados. Pode-se dizer que o estudo das quantidades de potência em condições não senoidais motivou os desenvolvimentos sobre modelagem harmônica. Vale comentar que o aprimoramento da modelagem harmônica, ao final do capítulo, constitui uma relevante contribuição para o tema e abre possibilidades para diversos trabalhos futuros.

3 DESENVOLVIMENTO

3.1 Metodologia

A busca pela economia de recursos e melhoria da eficiência energética têm incentivado avanços no estudo da técnica conhecida como CVR *conservation voltage reduction*. Essa técnica consiste em promover reduções na amplitude da tensão nos circuitos de distribuição com intuito de diminuir o consumo de energia das cargas. Evidentemente, as reduções respeitam os limites normativos. Na presença de cargas não lineares, porém, essa técnica deve ser usada com cautela.

O comportamento das cargas não lineares mediante à variações na tensão ainda é pouco conhecido, sobretudo no que diz respeito à distorção harmônica. Na referência [50], lâmpadas econômicas submetidas à variações na tensão são analisadas experimentalmente. No entanto, em [50] não há aprofundamento nas análises relacionadas com harmônicos. De fato, conforme comentado em [51] é raro encontrar publicações de estudos experimentais que concentram-se na análise e modelagem harmônica. Os desenvolvimentos conduzidos nessa dissertação respondem à necessidade de pesquisas direcionadas de maneira mais restrita ao comportamento harmônico de cargas não lineares. Durante as atividades de pesquisa realizadas, cultivou-se por objetivo contribuir para o esclarecimento do comportamento de cargas não lineares submetidas à variações na tensão. Variações tanto na amplitude quanto na forma da onda de tensão foram abordadas.

Este capítulo é dedicado à apresentação dos desenvolvimentos conduzidos durante as atividades de pesquisa. Realiza-se análise experimental das quantidades de potência em condições não senoidais e modelagem harmônica no domínio da frequência. Três experimentos similares são conduzidos. No primeiro, foi feita a aquisição de dados para o estudo das quantidades de potência em condições não senoidais. Duas cargas não lineares foram ensaiadas separadamente. O objetivo desse ensaio foi analisar o comportamento das quantidades de potência em condições não senoidais diante de variações na magnitude da tensão.

No segundo experimento, a mesma bancada de testes foi utilizada. Dessa vez, as duas cargas são energizadas simultaneamente. O objetivo desse segundo experimento é fazer a aquisição de dados para estimação de parâmetros de um modelo harmônico simplificado capaz de prever as mudanças na forma de onda das cargas diante da variação da magnitude da tensão. No terceiro experimento, a bancada de testes é modificada para que se possa provocar variações na forma da onda da tensão de alimentação das cargas. Os dados adquiridos são aplicados para

estimação das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas utilizando um procedimento inovador que foi desenvolvido utilizando-se deduções analíticas.

A sequência das três atividades realizadas mostra como ocorreu o encadeamento do processo de investigação e desenvolvimento científico. Na primeira abordagem, verifica-se que a forma de onda da corrente nas cargas ensaiadas não se mantém constante diante da variação da magnitude da tensão. Na segunda abordagem, desenvolve-se um procedimento para modelagem harmônica incluindo a dependência da tensão fundamental na forma de onda da corrente. Nessa modelagem, o efeito da distorção da tensão não é negligenciado, ainda que somente a tensão fundamental apareça como variável de entrada do modelo.

Na terceira e última etapa, avança-se nos desenvolvimentos para condução da modelagem da relação entre a distorção da tensão e a distorção da corrente, aprimorando-se a abordagem proposta anteriormente. Durante esse processo de desenvolvimento, clarifica-se a comparação entre o modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas e o modelo Norton acoplado.

As três etapas do desenvolvimento são discutidas separadamente em subdivisões deste capítulo. Os resultados de cada etapa são analisados nos seus respectivos itens. As conclusões acerca do conjunto de atividades são discutidas no capítulo seguinte.

3.1.1 Bancada de testes

A bancada de testes para os experimentos realizados neste trabalho consiste em cargas não lineares alimentadas por tensão monofásica regulada por um transformador variador de tensão (varivolt) de 1,5 kVA. As cargas selecionadas para os testes são um conjunto de cinco lâmpadas tubulares à LED e um conjunto de três lâmpadas fluorescente compactas. A potência nominal da lâmpada à LED é 18 watts e a da fluorescente é 45 watts. A tensão nominal da lâmpada fluorescente compacta é 127 volts e a tensão da lâmpada à LED é especificada pelo fabricante como 100 até 240 volts. Um analisador de energia do fabricante FLUKE é colocado para registrar as magnitudes e fases das componentes harmônicas de tensão e corrente enquanto a tensão é variada. As leituras de potência ativa e dos valores rms da tensão e da corrente também são registradas. O alicate de corrente usado é o i400s *AC Current Clamp*. Durante os ensaios, a tensão fundamental varia no máximo até cerca de $\pm 15\%$ da tensão nominal de 127 volts. A tensão é variada em cerca de dois volts de minuto a minuto. O analisador de energia registra duas amostras por segundo. Os ensaios foram realizados no laboratório CPEI nas dependências do CEFET-MG, Campus II. A fonte de tensão usada nos ensaios é a tensão da

própria concessionária local. O campus é relativamente próximo a um parque industrial. Vale comentar que existe uma unidade de geração fotovoltaica integrada ao sistema de energia no laboratório onde os ensaios foram feitos.

Optou-se por realizar os ensaios em conjuntos de cargas ao invés de um único exemplar da carga porque é interessante analisar o comportamento típico dos dispositivos, ao invés do comportamento específico de um exemplar. Além disso, aumentando o valor rms da corrente aumenta-se as magnitudes das componentes harmônicas de ordem elevada contribuindo para uma melhor detecção de harmônicas não dominantes pelo instrumento de medição.

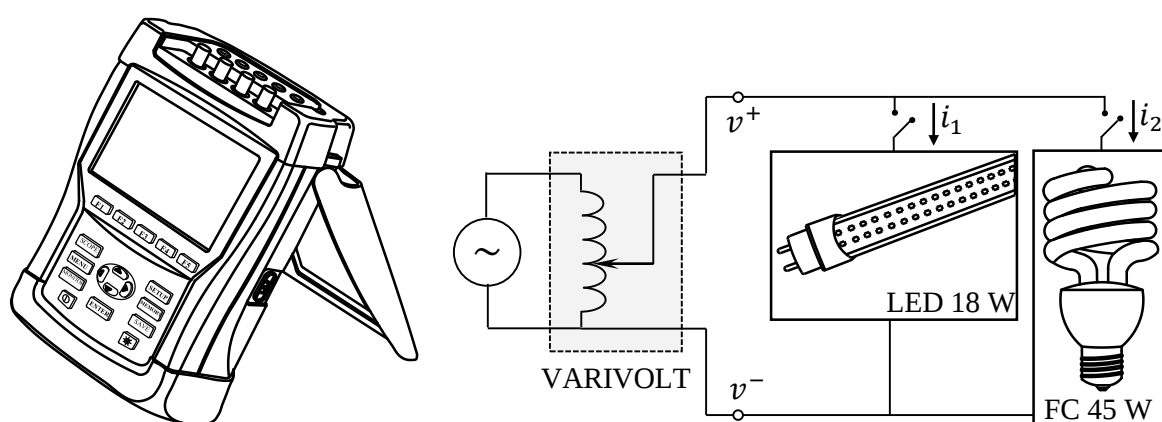


Figura 3.1 Circuito da bancada de testes

O modelo do analisador de energia é FLUKE 435 Power Quality Analyzer, *Firmware Revision V02.10*. De acordo com o manual do instrumento [52], a taxa de amostragem da integração numérica no analisador de energia é 5000 amostras por 12 ciclos de 60Hz em conformidade com IEC 61000-4-30. Sendo assim, ocorrem 416 amostras por ciclo de 60Hz (frequência nominal da rede). A cada meio segundo, o instrumento registra a média das amostras observadas naquele período de tempo (*logger averaging time*) [52]. Os valores máximos e mínimos de grandezas rms também são registrados. Os sensores do analisador de energia são expostos diretamente à tensão que se deseja observar. A corrente, em contrapartida, necessita de um transformador de corrente externo que influencia no procedimento de medição. Os dados mais importantes que constam no manual [53] do sensor de corrente utilizado nos experimentos são listados a seguir.

- Tipo de sensor, *probe type*.....i400s AC Current Clamp
- Exatidão, *accuracy*.....2 % + 0,015 A (45 a 400 Hz)
- Largura de banda típica, *Bandwidth*.....5 Hz até 10 kHz
- Limite de medição, *range*.....0.5 A até 40 A
- Escala, *scaling*10 mV/A

A escala do alicate de corrente é ajustada em 10 mV/A usando uma chave no próprio dispositivo. Essa configuração precisa ser informada manualmente nos parâmetros do analisador de energia. O limite de medição da corrente é determinado apenas pelo alicate de corrente utilizado [52]. Nesse ajuste, o alicate de corrente suporta até 40 A [53]. O alicate é compatível com cabos de secção até 35mm² [53]. A taxa de amostragem do registrador (*logger sampling*) é 5 leituras por segundo. A largura de banda informada em [52] é >10 kHz. As informações mais importantes, extraídas do manual [52], são listadas a seguir. A lista foi elaborada em conformidade com as configurações aplicadas nos experimentos.

▪ Escala de tensão, <i>scaling</i>	1:1
▪ Limite de medição da tensão, <i>range</i>	1 a 600 V rms
▪ Resolução da tensão, <i>resolution</i>	0,01 V rms
▪ Exatidão da tensão, <i>accuracy</i>	$\pm 0,1\% \times V_{\text{nominal}}$
▪ Tensão nominal selecionada	139 V
▪ Resolução da corrente	0,001 A rms
▪ Exatidão da corrente	$\pm 0,5\% \pm 5 \text{ dígitos} + \text{clamp}$

A configuração do registrador aplicada para as leituras de harmônicos foi: *Interharmonics: off*, e registros tipo (%r) [52]. O software utilizado para o download dos dados do instrumento foi o FLUKE Power Log *Classic* 4.4 Build 4405. O cabo utilizado para o download foi o FLUKE OC4USB Optical Cable for USB Rev.II. A lista a seguir apresenta as características de desempenho da medição harmônicos extraídas do manual [52].

▪ Quantidade máxima de ordens	50
▪ Limite de medição range	0,0% a 100%
▪ Resolução	0,1%
▪ Exatidão	$\pm 0,4\%$
▪ Limite de ângulo de fase	-360° a $+0^\circ$
▪ Resolução do ângulo de fase	1°
▪ Exatidão do ângulo de fase (<i>h</i> -ésima ordem)	$\pm h \times 1^\circ$

Consta em [52] a conformidade com as seguintes normas: IEC 61000-4-30, IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-15.

3.2 Análise experimental das quantidades de potência em condições não senoidais

O comportamento harmônico das lâmpadas econômicas ensaiadas é analisado através de gráficos das quantidades apresentadas no padrão [17] em função da tensão fundamental. Os ensaios para análise das quantidades em condições não senoidais foram realizados para cada conjunto de carga individualmente. Os experimentos foram feitos à tarde e no mesmo dia. Os cálculos das quantidades de potência em condições não senoidais são feitos amostra por amostra.

A Figura 3.2 mostra o comportamento da corrente e da tensão durante o ensaio do conjunto de lâmpadas à LED. Os valores rms de corrente registrados são divididos pelo número de cargas. Dessa forma, os resultados apresentados retratam o comportamento médio de uma única lâmpada.

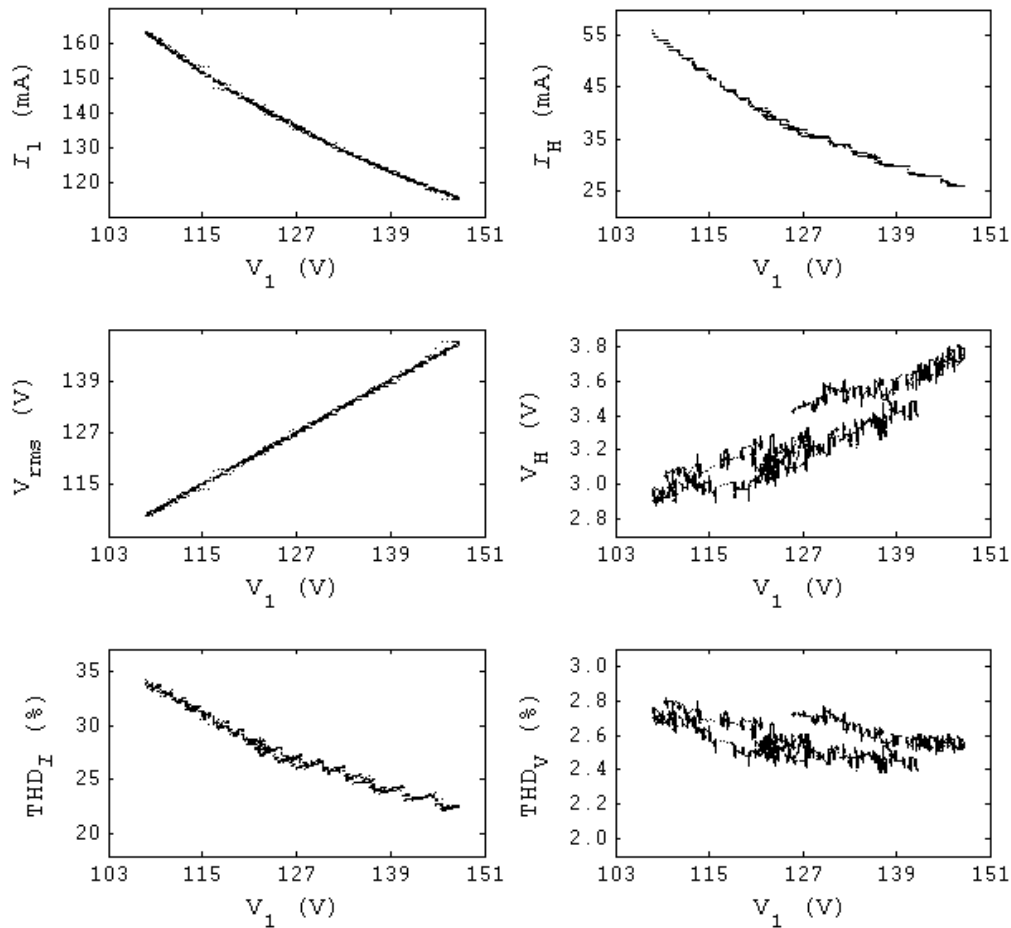


Figura 3.2 Índices para avaliação da distorção da tensão e corrente para uma lâmpada à LED

Observa-se na Figura 3.2 que a corrente fundamental I_1 apresenta comportamento mais linear do que I_H e THD_I . Essas três grandezas sofrem ampla variação durante o experimento. Os gráficos mostram que o aumento da tensão não somente reduz a amplitude da corrente como também altera sua forma de onda, deixando-a menos distorcida. Pode-se dizer que a tensão é

pouco distorcida. Isso é confirmado pelos gráficos de V_{rms} e V_H em função de V_1 . A componente não fundamental da tensão, V_H , varia pouco em torno de 3,4 volts. Pode-se observar que a escala do gráfico de V_H tem um alcance de apenas 1 volt. Comparando-se com V_1 , a tensão não fundamental V_H apresenta valores bem pequenos.

Conforme esperado, a distorção harmônica total da tensão é muito menor que da corrente. Observa-se que durante o experimento THD_V variou pouco, assim como V_H . A maior parte da distorção da tensão origina-se no próprio sistema de energia, mas também ocorre queda de tensão harmônica no transformador variador de tensão.

A Figura 3.3 mostra o comportamento da corrente e da tensão durante o ensaio do conjunto de lâmpadas fluorescente compactas. Os gráficos também retratam o comportamento para uma única lâmpada.

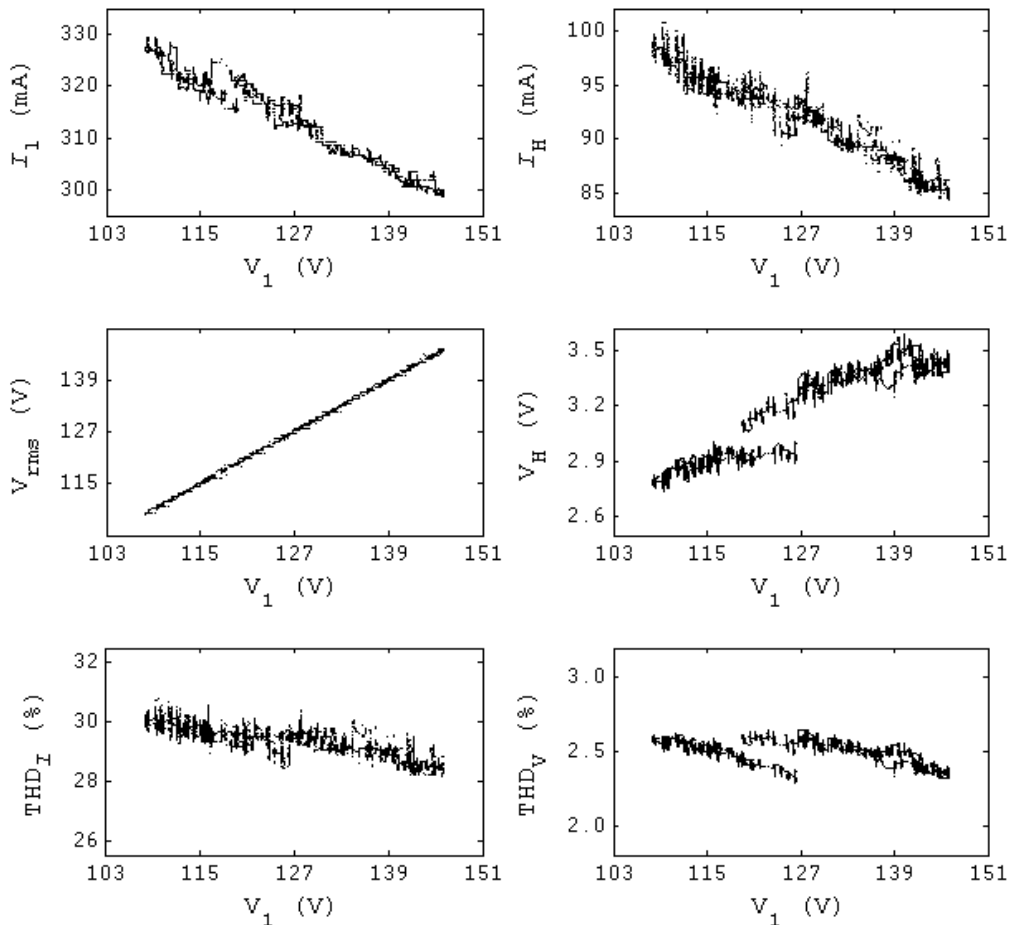


Figura 3.3 Índices para avaliação da distorção da tensão e corrente para uma lâmpada fluorescente

Observa-se na Figura 3.3 que a componente fundamental da corrente da lâmpada fluorescente compacta apresenta uma variação 36% menor do que da lâmpada à LED. O mesmo é observado para componente não fundamental e para a distorção harmônica total. Mesmo com a variação menor, é possível observar uma tendência à diminuição dessas grandezas com o

aumento da tensão. Sendo assim, verifica-se que em ambas as cargas ensaiadas, as correntes ficam menos distorcidas enquanto a tensão fundamental aumenta.

A tensão é pouco distorcida como no ensaio das lâmpadas à LED. Vale lembrar que os experimentos não são simultâneos. Nota-se que os gráficos da corrente na lâmpada fluorescente compacta apresentam valores mais espalhados do que os da lâmpada à LED.

Durante os experimentos, as cargas são inicialmente ligadas em 127 volts e o registro de dados só se inicia após observado regime permanente. Primeiro, a tensão é diminuída em variações bem pequenas, mantendo cada posição do varivolt por cerca de um minuto. A maioria das variações de V_1 foram de menos de um volt. Depois de atingir o menor valor registrado, aumenta-se a tensão novamente passando por 127 volts até atingir o valor máximo. Por fim a tensão é diminuída novamente, no mesmo ritmo, até chegar em menos de 127 volts novamente quando os experimentos são encerrados. Sendo assim, uma mesma tensão V_1 ocorre em horários diferentes durante os experimentos. Isso explica porque as nuvens de pontos nos gráficos de V_H e THD_V apresentam formas irregulares. Vale comentar que existem mais registros em torno de 127 volts do que nos demais pontos.

As distorções provocadas na vizinhança do sistema de energia variam fazendo com que a mesma tensão fundamental apresente quantidades diferentes de distorção da tensão. Na Figura 3.3, nota-se que para V_1 entre 115 e 127 volts ocorrem duas leituras típicas distintas de distorção da tensão reveladas nos gráficos de THD_V e V_H . Trata-se de pequenas mudanças na distorção da tensão no decorrer do experimento. Observa-se que não ocorre padrão similar na corrente não fundamental I_H . Se I_H fosse sensível às variações da tensão não fundamental seria possível identificar alguma irregularidade na nuvem de pontos da corrente não fundamental.

De fato, os gráficos sugerem que as variações da tensão não fundamental não foram responsáveis pelas variações na forma de onda da corrente para ambas as lâmpadas ensaiadas. Em cargas lineares ocorre o oposto. Na verdade, os gráficos mostram que as parcelas fundamentais e não fundamentais das correntes estão fortemente correlacionadas com a tensão fundamental.

A investigação do comportamento da potência das cargas não lineares em condições não senoidais é realizada através da observação das equações das quantidades apresentadas na Figura 3.4. Observando as equações das quantidades de potência da maneira com que são apresentadas no padrão [17], ou seja, equação (2.51) até (2.68), fica difícil compreender as relações entre as grandezas. A Figura 3.4 esclarece essas relações. Na figura, os colchetes representam relações de igualdade.

$$\begin{array}{c}
 \underbrace{P^2 + N^2} \quad \underbrace{P_1^2 + Q_1^2} \\
 S^2 = S_1^2 + S_N^2 \\
 \underbrace{D_I^2 + D_V^2 + S_H^2} \\
 \underbrace{P_H^2 + D_H^2} \\
 \underbrace{(P - P_1)^2}
 \end{array}$$

Figura 3.4 Relações entre as quantidades de potência em condições não senoidais

A Tabela 3.1 reproduz as informações da Tabela 2.2 apresentada em [17] acrescentando a nomenclatura das quantidades e a numeração das equações. A consulta da Figura 3.4 e da Tabela 3.1 facilita a análise dos gráficos das quantidade de potência apresentados a seguir.

Tabela 3.1 Quantidades de potência em sistemas monofásicos não senoidais

	Símbolo	Unidade	Fundamental ou não fundamental	Quantidade é ativa, não ativa ou aparente	Equações
Potência ativa	P	W	combinado	ativo	(2.70), (2.51), (2.75)
Potência ativa fundamental	P_1	W	fund.	ativo	(2.13), (2.58)
Potência harmônica ativa	P_H	W	não fund.	ativo	(2.61)
Potência reativa	Q_1	var	fund.	não ativo	(2.14), (2.60)
Potência não ativa	N	var	combinado	não ativo	(2.68)
Potência aparente	S	VA	combinado	aparente	(2.16)
Potência aparente fundamental	S_1	VA	fund.	aparente	(2.16), (2.57)
Potência aparente não fundamental	S_N	VA	não fund.	aparente	(2.62), (2.63)
Potência de distorção de corrente	D_I	var	não fund.	não ativo	(2.64)
Potência de distorção de tensão	D_V	var	não fund.	não ativo	(2.65)
Potência aparente harmônica	S_H	VA	não fund.	aparente	(2.66)
Potência de distorção harmônica	D_H	var	não fund.	não ativo	(2.67)

Os dados registrados durante os dois ensaios são usados para calcular as quantidades de potência em condições não senoidais ponto a ponto. A Figura 3.5 mostra o comportamento das grandezas da Figura 3.4 em função da tensão V_1 para uma lâmpada LED e a Figura 3.6 para uma lâmpada fluorescente compacta. Também mostra-se nas figuras o fator de potência, PF , e

o fator de potência fundamental, PF_1 . Os gráficos foram elaborados de maneira semelhante aos anteriores. Vale comentar que análises similares às apresentadas aqui foram publicadas em [2].

Conforme esperado, observa-se nas Figuras 3.5 e 3.6 que para as duas cargas ensaiadas, o fator de potência fundamental PF_1 é maior do que o fator de potência PF . Além disso, a potência não ativa N é maior que a reativa Q_1 e a potência aparente S é maior que a potência aparente fundamental S_1 . Isso revela que, nos dois casos, o conteúdo não fundamental da corrente é expressivo. Esse conteúdo é majoritariamente não ativo porque a potência ativa P , se sobrepõem à potência ativa fundamental P_1 . Isso faz com que a potência ativa harmônica P_H seja próxima de zero. Nos gráficos, ela aparece como um ruído em torno de zero watt. Isso representa menos de 0.3% de S em 127 Volts. Consequentemente, a potência de distorção harmônica D_H e a potência aparente harmônica S_H são muito próximas. Além de próximas, essas grandezas são menores que meio watt. Elas dependem da THD_V que está sempre abaixo de 3% durante os ensaios. A potência de distorção de tensão D_V também está diretamente relacionada com a THD_V .

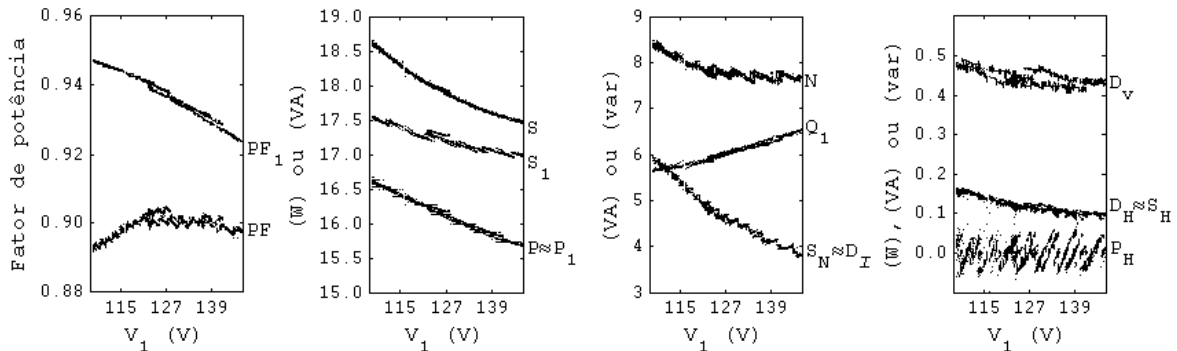


Figura 3.5 Quantidades em condições não senoidais para uma lâmpada à LED.

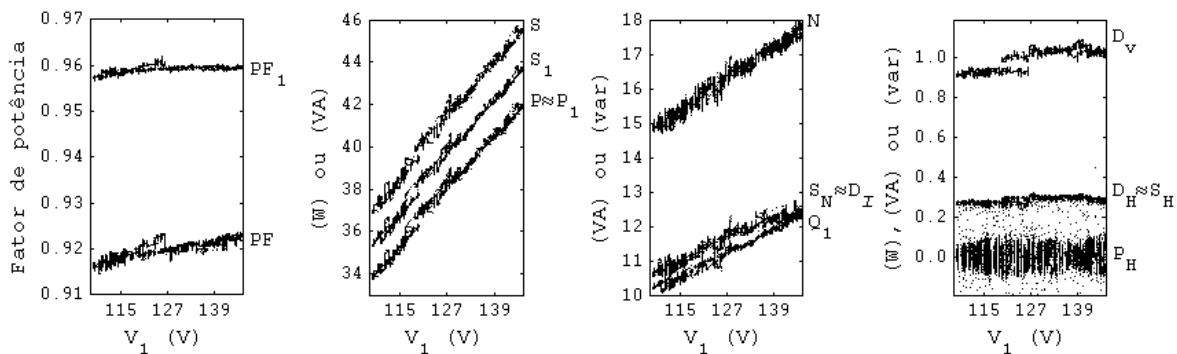


Figura 3.6 Quantidades em condições não senoidais para uma lâmpada fluorescente.

Segundo interpretação na introdução que acompanha o texto do padrão [17], a potência aparente não fundamental S_N quantifica a poluição harmônica total entregue ou absorvida por uma carga. Além disso, quantifica a capacidade requerida de compensadores dinâmicos ou

filtros ativos somente para compensação não fundamental. Suas componentes D_I e D_V são devidas às distorções da tensão e corrente respectivamente. O restante da potência aparente não fundamental é a potência aparente harmônica S_H . Ela é a menor componente da potência aparente não fundamental e inclui a potência harmônica ativa P_H .

A potência aparente harmônica S_H envolve o produto de THD_V por THD_I . Portanto, é natural interpretar que S_H é a parcela de S_N que apura o efeito combinado da distorção da tensão e da corrente. Observa-se que nas duas cargas ensaiadas, o conteúdo não fundamental da potência é majoritariamente não ativo e provocado pela distorção da corrente. Isso é indicado pelas observações de que $S_N \approx D_I$, $S_H \approx D_H$, $P_H \approx 0$ nas figuras 3.5 e 3.6.

Em ambas as cargas, a potência aparente não fundamental S_N é quase totalmente composta pela sua componente D_I (potência de distorção de corrente). No entanto, o comportamento de S_N e/ou D_I diante da variação da tensão é diferente de uma carga para outra. Enquanto na lâmpada à LED a potência aparente não fundamental S_N diminui com o aumento da tensão, no caso da lâmpada fluorescente compacta S_N aumenta. O mesmo ocorre com a potência não ativa N . A redução de S_N e D_I na lâmpada LED é acentuada. Isso está relacionado com o fato da corrente da lâmpada à LED ficar menor e menos distorcida quando a tensão aumenta.

Uma observação interessante é que no caso da lâmpada à LED a potência reativa (componente fundamental) Q_1 se comporta de forma diferente da potência não ativa N . Enquanto N é inversamente proporcional à tensão fundamental V_1 , a potência reativa Q_1 é diretamente proporcional à V_1 . Os fatores de potência PF e PF_1 da lâmpada LED também revelam esse comportamento. Isso mostra a importância de se discernir os conceitos de potência reativa e não ativa. No caso da lâmpada fluorescente compacta, ambas as potências não ativa N e reativa Q_1 são diretamente proporcionais à V_1 e os fatores de potência variam pouco.

O comportamento curioso da potência reativa e não ativa com a variação de V_1 na lâmpada à LED observado na Figura 3.5 revela que com o aumento da tensão e a consequente redução da THD_I o conteúdo não ativo da potência aparente passa a ser mais fundamental e menos não fundamental. Colocando dessa maneira, a observação em questão parece natural dado que a corrente está ficando mais senoidal com o aumento da amplitude da tensão.

A observação mais relevante nas Figuras 3.5 e 3.6 é a respeito da variação da potência ativa e aparente e de suas componentes fundamentais. Ou seja, S , S_1 , P e P_1 . No caso da lâmpada à LED, essas grandezas diminuem com o aumento da tensão. Isso significa que a prática de CVR surte efeito contrário nessa carga. Isso não ocorre com a lâmpada fluorescente compacta.

Os gráficos das quantidades de potência revelam que, para ambas as cargas, a potência ativa medida foi menor do que os valores nominais informados pelos fabricantes. Observando com atenção percebe-se que, para as duas cargas testadas, a nuvem de pontos referente ao fator de potência exibe padrões similares aos padrões que aparecem em D_V , I_H , e THD_V . Isso indica que o fator de potência, calculado ponto a ponto se mostra sensível à distorção da tensão. No entanto, o fator de potência não é alterado de maneira significativa, exceto no caso da lâmpada à LED. Porém no caso da lâmpada à LED a variação de FP_1 está correlacionada com a variação da tensão fundamental.

3.2.1 Comportamento da lâmpada fluorescente compacta em regime de partida

Nos experimentos deste trabalho, observou-se que as três lâmpadas fluorescentes compactas demoram muito mais para entrar em regime permanente do que as lâmpadas à LED. Nota-se que os bulbos das lâmpadas fluorescentes precisam aquecer para que o regime permanente seja observado na corrente e na potência. Para analisar o regime de partida, realizou-se um experimento no qual as três lâmpadas fluorescente compactas foram alimentadas com o transformador variador de tensão ajustado para tensão nominal, ou seja, 127 volts. O analisador de energia registra os dados desde antes da energização das lâmpadas até que o regime permanente tenha sido observado. As lâmpadas foram colocadas sobre uma bancada de granito em um ambiente interno à uma temperatura de cerca de 26°C.

A Figura 3.7 mostra o comportamento da potência ativa P , potência aparente S e da potência aparente fundamental S_1 durante a partida para uma única lâmpada fluorescente compacta. A energização das lâmpadas ocorre em zero minuto. As três curvas são similares e a diferença entre as curvas apresenta regularidade durante a partida. Durante os primeiros três minutos ocorre um acentuado aumento das potências seguida de uma oscilação.

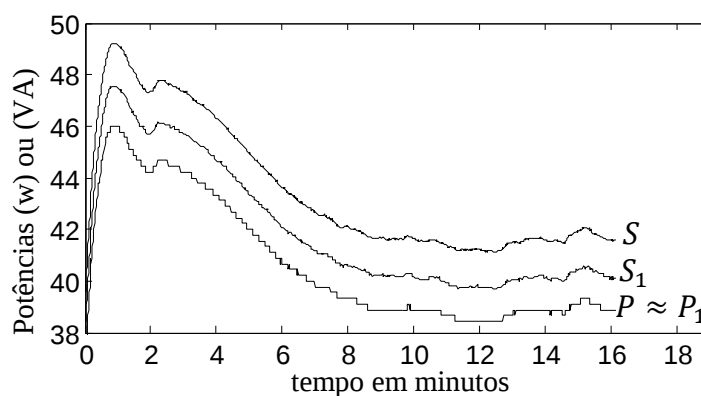


Figura 3.7 Evolução temporal da potência ativa, aparente e aparente fundamental no regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.

Observa-se na Figura 3.7 que a potência ativa diminui progressivamente entre 3 e 8.61 minutos. Em cerca de 8.6 minutos, a potência ativa estabiliza e passa a oscilar em torno de uma média de 38.813 watts. Pode-se dizer que as lâmpadas levaram cerca de 8.61 minutos para entrar em regime permanente nas condições do ensaio. Calcula-se que a energia consumida durante o regime de partida foi de 21.872 kJ. Esse resultado foi obtido através de integração trapezoidal das leituras de potência ativa. Com isso, é fácil calcular que a potência durante o regime de partida é 42.347 watts. Operando em regime permanente, a energia consumida durante os mesmos 8.61 minutos seria cerca de 2 kJ menor.

Pode-se concluir que submeter a lâmpada fluorescente compacta ensaiada a um regime de operação na qual ela se mantém ligada por poucos minutos e desligada por um período de tempo muito mais longo, além de reduzir a vida útil do produto devido ao desgaste da partida, também é ruim do ponto de vista do consumo de energia. A quantidade maior de energia consumida para uma única lâmpada parece pouco, mas o desperdício fica mais evidente se forem consideradas grandes quantidades de lâmpadas e anos de utilização.

A Figura 3.8 mostra que a potência não ativa N , a potência reativa Q_1 e a potência aparente não fundamental S_N também manifestam comportamento similar ao observado para potência ativa e se estabilizam depois de 8.61 minutos. Esse comportamento é visível até mesmo para a potência de distorção da tensão D_V e para a potência aparente harmônica S_H conforme pode ser observado na Figura 3.9. Vale comentar que a potência harmônica ativa P_H não foi incluída na Figura 3.9 porque sua variação ao longo do tempo se apresenta como um ruído em torno do valor médio de 0.9 mW. Ou seja, zero em termos práticos.

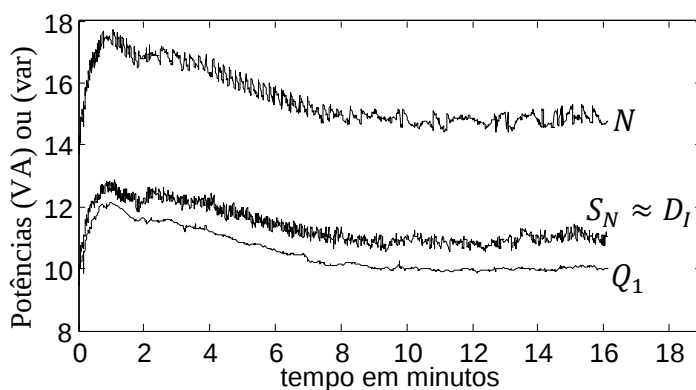


Figura 3.8 Evolução temporal da potência reativa, aparente não fundamental e da potência não ativa durante o regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.

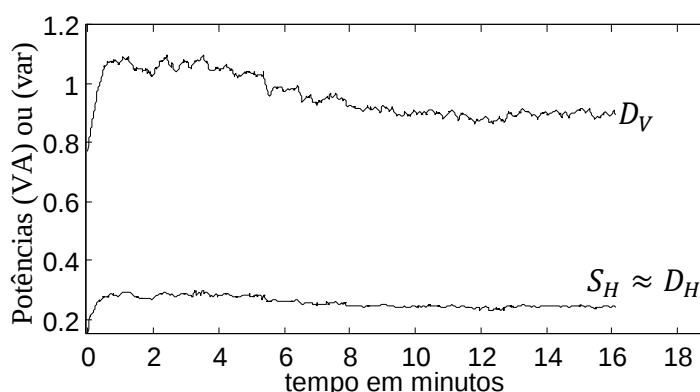


Figura 3.9 Evolução temporal da potência aparente harmônica e da potência de distorção da tensão durante o regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.

A Figura 3.10 mostra o comportamento da corrente durante a partida. O comportamento é similar ao das potências conforme esperado. A distorção harmônica total da tensão foi, em média, 2,36% durante o experimento. A distorção da corrente foi, em média, 26,80% durante a partida e em seguida aumentou para 27,16% em regime permanente.

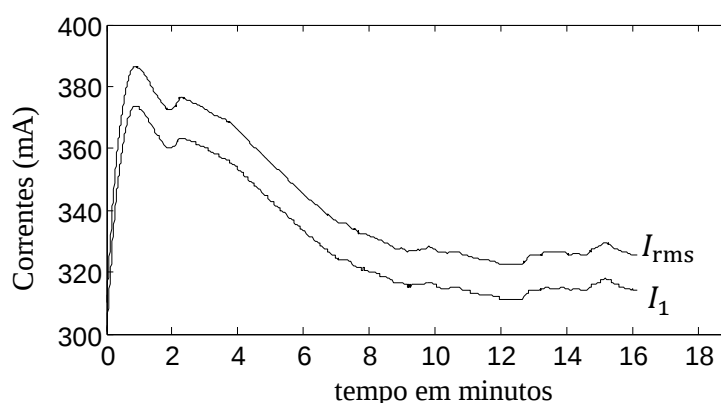


Figura 3.10 Evolução temporal da corrente rms e da componente fundamental da corrente durante o regime de partida de uma lâmpada fluorescente compacta.

3.3 Modelagem simplificada de cargas não lineares baseada em medições

Os resultados de ensaios de cargas não lineares mostrados nos itens anteriores evidenciam que a forma de onda da corrente que circula pela carga não linear muda de acordo com a tensão de alimentação. Vale lembrar que modelar uma carga não linear usando a abordagem tradicional significa ignorar a dependência da tensão [32]. Mostrou-se também que a forma de onda da corrente de uma carga não linear é dependente da tensão fundamental. No caso da lâmpada à LED, a corrente fica bem menos distorcida quando aumenta-se a tensão fundamental. Sendo assim, confirma-se a observação feita em [33] de que a abordagem

simplista de se ajustar a amplitude e a fase da corrente distorcida no modelo tradicional não incorpora corretamente a dependência da tensão ao modelo porque a forma de onda é mantida constante.

Nota-se que a magnitude da tensão fundamental em um sistema de potência é muito próxima do valor rms da tensão. Sendo assim, pode-se dizer que a aplicação de um modelo Norton desacoplado para modelar a dependência da tensão de uma carga não linear é inadequada porque a corrente não fundamental é calculada em função da tensão não fundamental. No modelo Norton desacoplado, a magnitude da tensão fundamental não interfere na corrente não fundamental. No entanto, as evidências observadas nesta dissertação indicam o contrário.

Neste item, é realizada a modelagem de carga não linear usando a magnitude da tensão fundamental como variável para incluir a dependência da tensão na previsão da corrente. É mostrado que apesar das componentes não fundamentais da tensão não aparecerem como variáveis no modelo, a distorção da tensão está sendo considerada na modelagem. Primeiro, propõe-se um modelo baseado em relações de admitância em frequências diferentes. Em seguida, realiza estimação de parâmetros desse modelo com base em dados obtidos experimentalmente. Por fim, o modelo é avaliado. Os estudos realizados neste item desta dissertação foram publicados também em [1].

Pode-se observar que no modelo das matrizes das admitâncias harmonicamente acopladas (2.76), ou seja, $I = Y^+V + Y^-\hat{V} + Y^0E_{dc}$, a primeira coluna das matrizes descrevem o comportamento do conversor quando alimentado por tensão puramente senoidal. A primeira linha, com exceção do primeiro elemento, descreve como as distorções na forma de onda da tensão afetam a componente fundamental da corrente. Os demais elementos descrevem as relações entre as componentes não fundamentais da tensão e da corrente.

Assumindo que não haja distorção da tensão no lado ac do conversor, o modelo da equação (2.76) pode ser simplificado omitindo-se os elementos desnecessários conforme expresso na equação (3.1).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \\ I_5 \\ \vdots \\ I_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^+ + Y_{11}^- \\ Y_{31}^+ + Y_{31}^- \\ Y_{51}^+ + Y_{51}^- \\ \vdots \\ Y_{H1}^+ + Y_{H1}^- \end{bmatrix} V_1 - \begin{bmatrix} Y_1^0 \\ Y_3^0 \\ Y_5^0 \\ \vdots \\ Y_H^0 \end{bmatrix} E_{dc} \quad (3.1)$$

A forma compacta da equação (3.1) é expressa na equação (3.2).

$$I = YV_1 + I_s \quad (3.2)$$

onde, $I_s = -Y^0 E_{dc}$ e $V_1 = V_1 \angle 0$.

Em condições não senoidais, se for considerado que cada fasor não fundamental de tensão varia proporcionalmente com V_1 , o modelo simplificado dado pela equação (3.2) continua válido. Nesse caso, os elementos do vetor Y não são a soma das primeiras colunas de Y^+ e Y^- , mas sim, a soma de várias relações lineares com V_1 que incluem as admitâncias harmônicas entre frequências distintas. Em condições não senoidais, a precisão do modelo simplificado depende da existência de um padrão na tensão. Seria necessário reajustar os parâmetros do modelo caso o padrão do espectro da tensão mude expressivamente.

A parte real da equação (3.2) pode ser separada da parte imaginária conforme expresso na equação (3.3). Dessa forma, as partes real e imaginária representam relações lineares simples em cada ordem harmônica, ou seja, equações da reta.

$$\begin{aligned} I_x &= Y_x V_1 + I_{sx} \\ I_y &= Y_y V_1 + I_{sy} \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde, os índices x indicam as partes reais das matrizes e os índices y indicam as partes imaginárias.

A separação em parte real e imaginária revela que é possível estimar os parâmetros das partes real e imaginária do modelo executando regressões lineares nos dados das observações experimentais dos espectros. O experimento para obtenção dos espectros é realizado com as mesmas cargas não lineares ensaiadas anteriormente. Porém, dessa vez as duas cargas são ligadas ao mesmo tempo. Sabe-se que as cargas não lineares interferem umas nas outras e deseja-se observar essas interações. Dessa vez, a potência não é registrada para economizar recursos do registrador. Dessa maneira, torna-se possível observar a corrente de cada carga e a corrente total usando três sensores de corrente.

As variações da tensão são realizadas da mesma forma que no ensaio para observação das quantidades de potência. A taxa de registro de dados por segundo é a mesma. O registro das leituras próximas à $V_1 = 127$ volts continua sendo realizado por um período maior de tempo. Nesse experimento, as duas cargas ensaiadas estão submetidas à mesma tensão. Essa tensão contém harmônicos, conforme já mostrado anteriormente. O efeito da distorção da tensão está presente nos dados registrados e influenciam os ajustes lineares.

Nos dados obtidos, observa-se forte correlação linear entre V_1 e as ordens harmônicas dominantes da corrente total. Isso pode ser verificado nos gráficos de dispersão apresentados no próximo item, onde são discutidos os resultados da modelagem. As correlações são observadas para parte real e parte imaginária dos fasores das componentes harmônicas de corrente separadamente. Esses gráficos são mostrados nas Figuras 3.11 até C7. As correlações

lineares entre V_1 e os vetores I_x e I_y indicam que as variações propositalmente impostas de V_1 explicam a maior parte das variações observadas nas ordens harmônicas dominantes da corrente. No entanto, as distorções na tensão estão presentes e exercem influência sobre a corrente. Parte dos harmônicos da tensão são originados nas cargas vizinhas no sistema de energia conforme discutido em [28]. Entretanto, a maior parte dos harmônicos dominantes são produzidos pela queda de tensão harmônica no transformador variador de tensão. Um indício que sustenta essa observação é que fortes correlações lineares entre tensões e correntes de mesma ordem foram verificadas nos dados dos experimentos. Isso é mostrado na Tabela 3.2 e na Tabela 3.3. Nessas tabelas, apenas os coeficientes de correlação maiores que 0.5, em módulo, são mostrados.

Tabela 3.2 Coeficientes de correlação entre magnitudes de tensão e corrente de mesma ordem harmônica para as cinco lâmpadas à LED.

Ordem	1	3	5	9	15	17	19	21	35	43
5 lamp. à LED	-0.99	0.85	-0.91	0.93	0.62	0.74	0.79	0.69	0.79	0.76

Tabela 3.3 Coeficientes de correlação entre magnitudes de tensão e corrente de mesma ordem harmônica para as três lâmpadas fluorescentes.

Ordem	1	3	5	9	13	25	27	29	35	37	39	41
3 lamp. Fluoresc.	-0.92	-0.61	-0.89	0.84	0.85	0.55	0.54	0.79	0.52	0.73	0.65	0.69

A queda de tensão harmônica é provocada pela corrente das cargas. A corrente total é majoritariamente consequência da imposição de V_1 pelo sistema de energia. Conforme mencionado em [38], um transformador pode ser modelado por um circuito linear quando a análise é direcionada à outra fonte dominante de harmônico. De fato, as quedas de tensão harmônicas apresentam linearidade com relação à V_1 . É por isso que mesmo que as tensões harmônicas não fundamentais não estejam explícitas no modelo simplificado, a maior parte das suas variações estão sendo levadas em consideração. Quanto aos harmônicos de fundo ou *background harmonics*, suas variações não são caracterizadas por funções lineares com relação à V_1 . Mas o efeito dos harmônicos de fundo está incluído mesmo assim.

Ainda que o modelo linear simplificado não explique as variações dos harmônicos de fundo, os seus valores médios contribuem para o vetor das correntes independentes I_s e podem até provocar desvios nas admitâncias harmônicas estimadas das ordens não dominantes. De acordo com [28], os harmônicos de fundo variam independentemente uns dos outros de maneira geralmente aleatória e são decorrentes da interação de muitas cargas não lineares e componentes da rede.

Quando o circuito do conversor é conhecido, todos os elementos das matrizes Y^+ , Y^- e Y^0 na equação (2.76) podem ser calculados usando expressões analíticas [31, 35]. Nesse caso, a corrente no lado ac pode ser prevista precisamente para qualquer cenário de distorção harmônica de fundo da tensão. Publicações recentes aplicam as matrizes das admitâncias harmonicamente acopladas dessa maneira com intuito de estudar lâmpadas à LED [54], lâmpadas fluorescente compactas [43] e cargas similares [55].

O modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas, no qual se baseiam os estudos desta dissertação, garante precisão para sistemas com THD_V menor ou igual à cerca de 12% [40]. Para THD_V maior que 12% as matrizes devem ser recalculadas em uma abordagem iterativa para garantir a precisão [40]. É observado em [43] que a aumento do número de lâmpadas fluorescente compactas em um mesmo circuito aumenta o valor rms das correntes distorcidas aumentando as quedas de tensão harmônica no cabeamento e provocando mudanças nas matrizes do modelo. Nessas condições, o efeito atenuação (*attenuation effect*) é observado [43].

Uma vez que o ensaio de carga é conduzido usando um sistema de energia real, o modelo ajustado é capaz prever de as correntes em condições de operação similares às condições presentes durante os ensaios. De qualquer maneira, é observado em [55] que enquanto a THD_V for mantida entre 1% e 5% a forma de onda da corrente em um conversor monofásico com ponte à diodo praticamente não se altera. No experimento deste trabalho, a THD_V se mantém em torno da média de 3.1%. Para as leituras próximas a $V_1 = 127$ volts a média da THD_V é 2.8%.

Para a condução das regressões lineares nos dados dos ensaios, as relações lineares descritas pela equação (3.3) são expressas na forma de sistemas lineares que incluem todas as amostras de corrente para cada ordem harmônica e todas as amostras de V_1 conforme mostra a equação (3.4).

$$\begin{bmatrix} I_{hx}^{(1)} \\ I_{hx}^{(2)} \\ I_{hx}^{(3)} \\ \vdots \\ I_{hx}^{(K)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & V_1^{(1)} \\ 1 & V_1^{(2)} \\ 1 & V_1^{(3)} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & V_1^{(K)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{shx} \\ Y_{hx} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_{hy}^{(1)} \\ I_{hy}^{(2)} \\ I_{hy}^{(3)} \\ \vdots \\ I_{hy}^{(K)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & V_1^{(1)} \\ 1 & V_1^{(2)} \\ 1 & V_1^{(3)} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & V_1^{(K)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{shy} \\ Y_{hy} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

onde, $k = 1, 2, 3 \dots K$ indica as amostras observadas, $h = 1, 3, 5 \dots H$ indica as ordens harmônicas, as matrizes com as leituras de tensão fundamental são as matrizes modelo, os índices x e y indicam as parte real e imaginária, respectivamente. Os vetores dos coeficientes de regressão contém as incógnitas I_s e Y_h e os vetores com as observações de corrente I_h são as

partes real e imaginária das correntes registradas nos experimentos. Existem $H + 1$ sistemas lineares, metade para as partes reais e metade para as partes imaginárias.

Em situações práticas de regressão linear, a matriz modelo não é uma matriz quadrada. Portanto, a equação (3.4) não pode ser resolvida. Em outras palavras, é impossível que uma única linha reta passe por todos os pontos observados nos gráficos de dispersão. O desafio nesse caso é encontrar um vetor de coeficientes que se ajusta melhor aos dados observados do ponto de vista dos mínimos quadrados. Isso é realizado resolvendo-se as equações normais dadas pela equação (2.100) conforme descrito em [46].

Se uma solução para as equações normais puder ser obtida usando um algoritmo computacional sem a ocorrência de mau condicionamento numérico, significa que o problema da minimização quadrática [48] foi resolvido com êxito. Dessa forma, obtêm-se o modelo linear apresentado na equação (3.2) que se ajusta melhor aos dados observados nos experimentos.

3.3.1 *Análise de resultados*

As regressões foram realizadas sem a ocorrência de problemas de mau condicionamento numérico. Obter a solução do problema de minimização quadrática [48] garante que os resíduos sejam os menores possíveis mas não garante que os resíduos sejam aceitáveis para que o modelo linear seja útil no sentido de prever os dados observados. Portanto, o modelo ajustado precisa ser avaliado. Uma importante ferramenta para avaliação do modelo é o coeficiente de determinação R^2 . Observando a equação (2.94) que mostra o cálculo de R^2 verifica-se que o coeficiente de determinação realiza uma comparação da previsão dos dados usando o modelo ajustado com a previsão usando simplesmente a média das amostras [46].

Nos ajustes realizados nesse trabalho, algumas ordens harmônicas da corrente apresentaram valores de R^2 abaixo de 40%. Isso significa que menos de 40% da variação da parte real ou imaginária daquela ordem harmônica de corrente pôde ser explicada pela variação de V_1 . Ocorre nesses casos que a nuvem de pontos no gráfico de dispersão não se assemelha à uma reta inclinada. Observou-se pouca variabilidade dos dados nesses casos. Sendo assim, a simples média das amostradas (valor constante) pode ser uma opção melhor para modelagem do que a reta ajustada. Em outras palavras, uma reta horizontal passando pela média da nuvem de pontos pode ser um modelo mais simples e prático para prever os dados observados do que uma reta inclinada que não contribui para explicar a maior parte da variação dos dados observados.

Neste trabalho, optou-se por não incluir no modelo quaisquer ajustes com R^2 abaixo de 40% substituindo-os pela média das amostras. Consequentemente, as partes real ou imaginária das admitâncias harmônicas Y_h nas ordens com R^2 menor que 40% são zero e a parte real ou imaginária das correntes independentes I_{sh} é a média das amostras. Dessa maneira o modelo ganha simplicidade sem prejuízo significativo da capacidade de previsão dos dados ajustados. As estimações das partes real e imaginária das admitâncias harmônicas Y_h do modelo simplificado (3.2) são mostrados na Tabela 3.4 com os correspondentes valores de R^2 . As estimações para as partes real e imaginária das correntes independentes I_{sh} do modelo da equação (3.2) são mostrados na Tabela 3.5. A Tabela 3.4 e a Tabela 3.5 mostram valores referentes aos dois tipos de carga não linear testados.

Os valores de coeficiente de determinação R^2 das componentes fundamentais indicam bons ajustes lineares. Isso indica que comportamento em frequência fundamental dos conversores dos dois tipos de lâmpadas testadas é essencialmente linear. Pode-se dizer que a admitância na frequência fundamental se manteve constante no decorrer dos ensaios sob exposição às diferentes amplitudes de tensão. Isso é um indicativo de regularidade na operação dos circuitos de chaveamento durante os ensaios.

Para ambas as cargas, os valores de R^2 abaixo de 40% ocorrem predominantemente nas ordens harmônicas mais elevadas. Nesses casos, alguma não linearidade no comportamento dos circuitos pode estar sendo provocada pelas mudanças na impedância dos circuitos de alimentação conforme mencionado em [31]. Além disso, possíveis não linearidades relacionadas com o circuito magnético do transformador variador de tensão não são explicadas no modelo linear. Adicionalmente, flutuações no harmônico de fundo (*background harmonics*) podem produzir padrões não lineares durante o experimento. De qualquer maneira, as componentes de ordem elevada tendem a ser naturalmente amortecidas nos sistemas de energia [56] e normalmente representam parcelas menores do sinal elétrico. Vale comentar que um parâmetro de modelo que é pouco significativo nos cálculos das previsões não introduz erros expressivos ainda que apresente ajuste mais pobre.

A Figura 3.11 mostra os gráficos de dispersão com as retas ajustadas por mínimos quadrados para as partes reais da corrente nas lâmpadas à LED. Os demais gráficos de dispersão com as retas ajustadas podem ser consultados no Apêndice C. Uma vez que não ocorreu problemas de condicionamento numérico, sabe-se que as retas ajustadas são otimizadas no sentido de produzir os menores resíduos possíveis. É melhor avaliar os ajustes a partir dos valores de R^2 do que observando gráficos de dispersão. Nos gráficos de dispersão, os pontos se

sobrepõem porque existem mais de uma amostra para a mesma tensão V_1 . Além disso, podem haver pontos escondidos pela reta ajustada. A vantagem de se observar os gráficos de dispersão é que o formato da nuvem de pontos pode ser semelhante à uma curva não linear conhecida, como por exemplo, parábola, exponencial ou senóide.

Tabela 3.4 Estimativas das partes reais, Y_x , e das partes imaginárias, Y_y , em milisiemens e os correspondentes R^2 para cinco lâmpadas à LED e para as três lâmpadas fluorescentes.

h	Cinco lâmpadas à LED				Três fluorescente compactas			
	Real (mS)		Imag. (mS)		Real (mS)		Imag. (mS)	
	Y_x	$R^2 \%$	Y_y	$R^2 \%$	Y_x	$R^2 \%$	Y_y	$R^2 \%$
1	-5.957	99.1	-1.090	96.2	-1.960	83.7	-0.628	85.0
3	4.051	97.2	0.754	92.0	-0.840	88.8	0.651	92.9
5	—	—	—	—	—	—	-0.908	90.3
7	-0.679	84.3	-0.918	97.2	0.572	69.2	0.813	90.3
9	-1.165	96.7	-0.398	80.5	0.210	29.5	-0.489	73.2
11	-0.605	84.2	—	—	—	—	—	—
13	0.122	43.3	0.407	98.2	—	—	—	—
15	0.773	90.0	0.436	82.8	—	—	0.385	73.2
17	0.384	64.1	—	—	-0.321	49.8	-0.346	84.7
19	—	—	-0.286	94.3	—	—	—	—
21	-0.262	64.3	-0.192	57.9	0.253	49.7	—	—
23	-0.297	59.8	-0.273	43.2	—	—	—	—
25	—	—	—	—	—	—	—	—
27	—	—	—	—	-0.188	47.7	—	—
29	—	—	0.282	45.1	-0.398	71.8	—	—
31	—	—	—	—	—	—	—	—
33	—	—	—	—	0.260	73.6	—	—
35	0.121	66.5	-0.347	61.3	—	—	—	—
37	—	—	—	—	—	—	—	—
39	—	—	—	—	-0.355	79.5	—	—
41	—	—	—	—	—	—	—	—
43	—	—	0.297	69.2	-0.028	64.1	-0.074	69.7

O aspecto das nuvens de pontos nos gráficos de dispersão sugerem que não seria prático tentar ajustar equações não lineares nos pontos. Outra observação é que a maioria dos harmônicos de corrente possui parte real e imaginária na ordem de dezenas de miliampères. A variação dessas ordens provoca pouco impacto na forma de onda ou no valor rms da corrente. Os gráficos também sugerem que nos casos onde menos de 40% da variação pôde ser explicado pelo modelo linear é sensato utilizar uma reta horizontal (média das amostras) como previsão para as observações. Destaca-se, na Figura 3.11 que para as ordens 1,3 e 9 as retas ficam bem ajustadas aos dados observados.

Vale comentar que a as ordens harmônicas de interesse na análise são escolhidas de acordo com a necessidade da aplicação do modelo. Deve-se considerar a redução da quantidade

de ordens observadas para redução de custos computacionais quando não houver prejuízo à análise. A seguir, avaliações mais sofisticadas para o modelo ajustado são conduzidas.

Tabela 3.5 Estimações das partes real e imaginária das correntes independentes I_s .

h	Cinco lâmpadas à LED		Três lâmpadas fluorescente compactas	
	I_{sx} (mA)	I_{sy} (mA)	I_{sx} (mA)	I_{sy} (mA)
1	1381.10	395.19	1187.08	327.15
3	-657.80	-172.49	-28.98	-148.36
5	-67.49	-29.12	-21.51	142.64
7	54.98	123.48	-259.64	-140.81
9	158.01	64.20	-37.05	79.09
11	95.85	5.96	-39.02	4.02
13	-7.02	-53.86	143.49	1.90
15	-99.05	-58.09	32.74	-57.25
17	-53.71	-0.27	19.91	49.13
19	-5.68	40.34	-39.71	-4.19
21	35.94	26.36	-40.02	7.76
23	39.98	31.54	-6.73	0.07
25	-0.06	-6.72	58.73	-4.26
27	-1.23	-0.89	30.60	-5.86
29	-1.44	-30.07	36.45	-0.91
31	0.98	9.82	-19.00	3.55
33	1.07	0.44	-39.19	5.35
35	-14.30	39.01	-18.98	0.32
37	-2.00	-9.00	13.04	-4.17
39	0.00	0.00	50.17	-2.67
41	-0.28	2.36	15.12	0.59
43	2.57	-31.09	-5.74	12.92

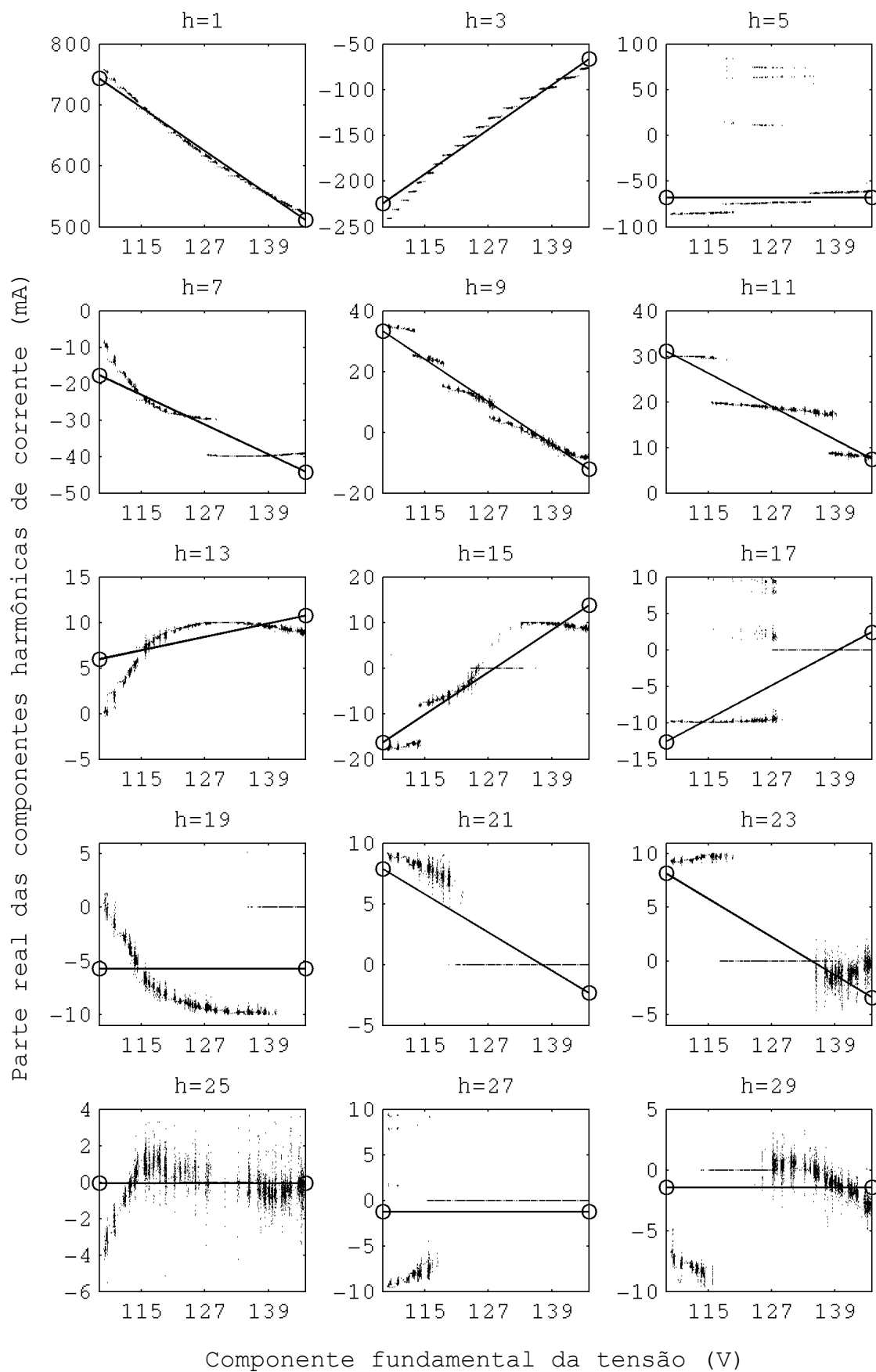


Figura 3.11 Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.

3.3.2 Avaliação do modelo com base na forma de onda, valores rms e THD

Usando o modelo estimado para as cargas ensaiadas, pode-se prever a forma de onda da corrente em função da tensão. Dessa maneira, pode-se avaliar o modelo comparando-se a forma de onda de corrente reconstruída diretamente à partir das medições dos espectros de corrente com a forma de onda reconstruída à partir dos resultados dos cálculos usando o modelo.

Inicialmente, o procedimento para reconstrução das formas de onda à partir do vetor com os fasores harmônicos é descrito matematicamente. Seja U uma matriz coluna (vetor) contendo a componente dc e os fasores referentes às componentes harmônicas de um sinal elétrico no tempo $u(t)$ conforme expresso na equação (3.5).

$$U = \begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \angle \phi_1 \\ U_2 \angle \phi_2 \\ \vdots \\ U_h \angle \phi_h \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

onde,

U_0 é a componente dc.

U_h é o valor rms da h -ésima harmônica e ϕ_h sua respectiva fase.

Usando multiplicação de matrizes, pode-se transformar o vetor U em uma soma de exponenciais com expoente complexo de acordo com a lógica explicada anteriormente na equação (B3), conforme expresso na equação (3.6).

$$\begin{bmatrix} j+1 \\ \sqrt{2}e^{j1\omega t} \\ \sqrt{2}e^{j2\omega t} \\ \vdots \\ \sqrt{2}e^{jh\omega t} \\ \vdots \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \angle \phi_1 \\ U_2 \angle \phi_2 \\ \vdots \\ U_h \angle \phi_h \\ \vdots \end{bmatrix} = jU_0 + U_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{[\sqrt{2}U_h e^{j\phi_h}]e^{jh\omega t}\} \quad (3.6)$$

onde, $\omega = 2\pi f_0$, sendo f_0 a frequência fundamental

A equação de Euler (B1) revela que cada exponencial da soma infinita tem por sua parte real a função cosseno e por sua parte imaginária a função seno. É interessante tomar a parte imaginária da equação (3.6) fazendo-a corresponder à série de Fourier (senos) expressa na equação (2.41). Dessa forma, obtêm-se a equação (3.7).

$$\text{Im}\{E \times U\} = U_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}U_h \sin(h\omega t + \phi_h) = u(t) \quad (3.7)$$

Observa-se também que a parte real da equação (3.6) corresponde à série de Fourier usando apenas cossenos. A equação (3.8) representa de maneira compacta a reconstrução de uma função temporal usando o vetor dos fasores das harmônicas.

$$u(t) = \text{Im}\{E \times U\} \quad (3.8)$$

Para obter o gráfico do sinal u no tempo usando um computador é preciso truncar a série de Fourier em uma máxima ordem de interesse $h = H$ e discretizar a variável t . Sendo assim, a equação (3.8) se torna a equação (3.9)

$$\text{Im} \left\{ \begin{bmatrix} j+1 & \sqrt{2}e^{j1\omega t_1} & \sqrt{2}e^{j2\omega t_1} & \dots & \sqrt{2}e^{jH\omega t_1} \\ j+1 & \sqrt{2}e^{j1\omega t_2} & \sqrt{2}e^{j2\omega t_2} & \dots & \sqrt{2}e^{jH\omega t_2} \\ j+1 & \sqrt{2}e^{j1\omega t_3} & \sqrt{2}e^{j2\omega t_3} & \dots & \sqrt{2}e^{jH\omega t_3} \\ \vdots & \vdots & \dots & \sqrt{2}e^{jh\omega t_d} & \vdots \\ j+1 & \sqrt{2}e^{j1\omega t_D} & \sqrt{2}e^{j2\omega t_D} & \dots & \sqrt{2}e^{jH\omega t_D} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \angle \phi_1 \\ U_2 \angle \phi_2 \\ \vdots \\ U_h \angle \phi_h \\ \vdots \\ U_H \angle \phi_H \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} u(t_1) \\ u(t_2) \\ u(t_3) \\ \vdots \\ u(t_d) \\ \vdots \\ u(t_D) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

onde,

$d = 1, 2, 3, \dots, D$ indica as amostras da variável t (tempo)

$h = 0, 1, 2, 3, \dots, H$ indica as ordens harmônicas

A equação (3.10) é uma versão compacta da equação (3.9).

$$\begin{bmatrix} u(t_1) \\ u(t_2) \\ u(t_3) \\ \vdots \\ u(t_F) \end{bmatrix} = \text{Im} \left\{ \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ \vdots \\ E_F \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ \vdots \\ U_F \end{bmatrix} \right\} \quad (3.10)$$

A equação (3.11) é obtida reescrevendo-se a equação (3.10) de maneira ainda mais compacta. Nota-se que a equação (3.11) expressa resumidamente a mudança de um vetor no domínio da frequência para o domínio do tempo discretizado.

$$U_t = \text{Im}\{E_t \times U\} \quad (3.11)$$

A escolha dos intervalos de amostragem de tempo na reconstrução do sinal deve ser feita com cautela. É útil escolher uma frequência de amostragem compatível com a ordem máxima de interesse para não provocar perda de informação no processo de reconstrução. No entanto, o custo computacional decorrente da taxa de amostragem também é uma questão a ser considerada. Evidentemente, o número de ciclos a ser desenhado também influencia no custo computacional. Outro ponto importante que precisa ser considerado é que para reconstruir um sinal representado pelo vetor U no domínio do tempo é relevante saber se os ângulos dos fasores harmônicos foram obtidos considerando decomposição em série de Fourier por senos ou cossenos. Deve-se dar atenção especial ao ângulo de fase da tensão fundamental na

reconstrução. Além disso, é importante saber se as magnitudes dos fasores são valores rms ou valores de pico.

A equação (3.11) mostra que utilizando-se o modelo (3.2) ajustado, pode-se calcular a forma de onda de $i(t)$ de acordo com tensão fundamental V_1 . Inicialmente, a reconstrução é feita considerando $V_1 = 127$ volts utilizando uma frequência de amostragem maior que o dobro da taxa aplicada pelo instrumento de medição. Essa forma de onda é desenhada junto com a forma de onda obtida através do vetor no domínio da frequência dado pela média das amostras durante o período em que as cargas foram alimentadas com tensão V_1 de cerca de 127 volts. Os modelos das duas cargas são testados. O resultado é que as figuras se sobrepõem quase exatamente.

Quando é desenhada a forma de onda obtida pelo modelo aplicando V_1 igual a média de todas as amostras de tensão, ocorre que a sobreposição produz diferenças máximas da ordem de 10^{-14} . Isso provoca uma sobreposição completa no desenho das formas. Outras magnitudes de tensão V_1 foram verificadas e a sobreposição das curvas torna difícil mostrar a diferença visualmente. É necessário uma abordagem quantitativa para comparar as formas de onda medida e calculadas. A Figura 3.12 mostra as formas de onda da corrente em $V_1 = 127$ volts de ambas as cargas e da corrente total. As figuras foram desenhadas com base nos valores medidos.

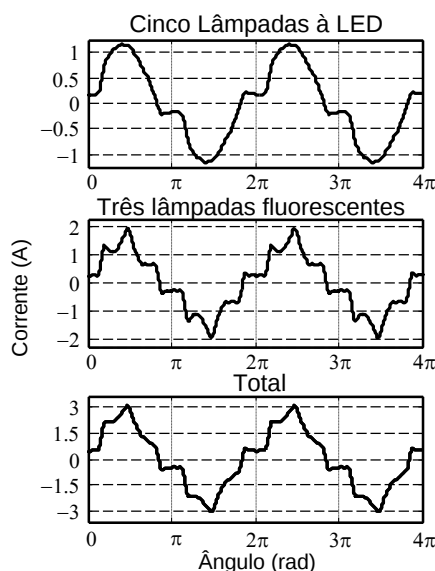


Figura 3.12 Formas de onda para a corrente nas duas cargas ensaiadas expostas à tensão fundamental de 127 volts e para a corrente total.

A comparação entre o espectros medidos e os espectros calculados das correntes nas cargas ensaiadas pode ser feita subtraindo-se o vetor de fasores medido e o vetor calculado. Dessa maneira, obtêm-se um vetor de fasores (domínio da frequência) que representa a diferença entre os sinais de corrente no domínio do tempo. Em outras palavras, obtêm-se erro

de corrente no domínio da frequência. É interessante observar o valor rms da diferença de correntes porque ele quantifica a sobreposição das curvas. Com esse valor é possível avaliar a capacidade do modelo em prever corretamente a forma de onda da corrente medida.

Não é necessário passar um sinal do domínio da frequência para o domínio do tempo para calcular seu valor rms. Basta calcular raiz quadrada da soma dos quadrados das magnitudes dos fasores conforme mostra a equação (2.46). Vale lembrar que as magnitudes dos fasores são os valores rms das senóides que os representam.

O valor rms da diferença de corrente quantifica um “resíduo de forma de onda” em valores absolutos. Esse erro pode ser comparado ponto a ponto com valor rms medido diretamente para obtenção de erros percentuais. É interessante verificar estatísticas desses erros percentuais para avaliar o modelo. A Tabela 3.6 mostra estatísticas para os erros relativos de corrente rms das duas cargas modeladas e a Figura 3.13 mostra o histograma.

Tabela 3.6 Estatísticas dos erros relativos de corrente rms para as cargas modeladas

	5 lamp LED	3 lamp. fluoresc.
Mínimo	1.60%	1.59%
Média	3.42%	3.59%
Mediana	2.84%	2.69%
Desvio Padrão	3.30%	2.41%
Variância	10.90%	5.83%
Máximo	23.68%	15.33%

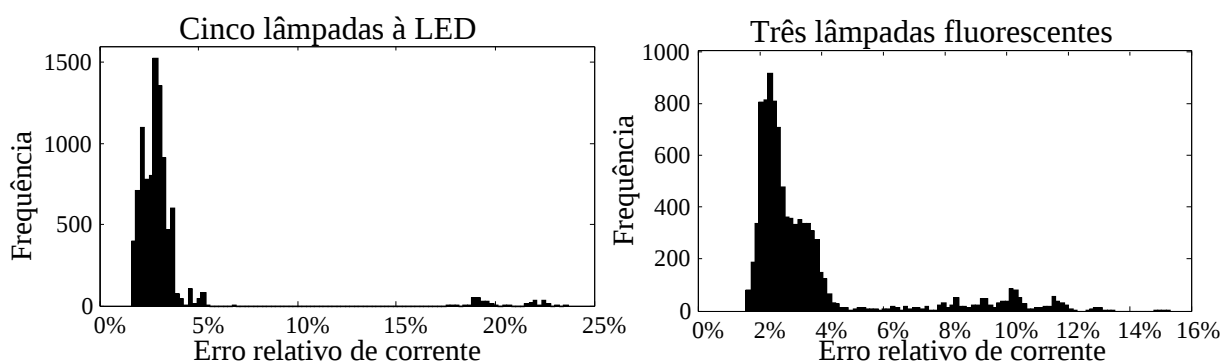


Figura 3.13 Histogramas dos erros relativos de corrente rms para as duas cargas.

Em primeiro lugar, observa-se que para a grande maioria das amostras, os valores rms dos erros de corrente são pequenos quando comparados com os valores rms da corrente medida. Destaca-se que a mediana está abaixo dos 3% nos dois casos e o desvio padrão é baixo. Os histogramas mostram que a grande maioria das amostras apresentam erros menores que 4%.

Observa-se que os valores máximos de erro percentual superam a média em mais de cinco desvios padrão. De fato, verifica-se que nas leituras ocorrem valores atípicos ou *outliers*.

Algumas amostras de corrente apresentam forma de onda muito diferente do normal sem qualquer observação na tensão que possa justificar essa corrente diferente. Examinando-se os dados, descobriu-se que algumas medições de ângulo de fase de harmônicas ficam inconsistentes durante curtos períodos de tempo. Quando as inconsistências ocorrem, a forma de onda reconstruída para aquela amostra pode ficar significativamente diferente do esperado. Os defeitos na medição de ângulos ocorrem tanto nas amostras de tensão quanto nas de corrente, porém não há simultaneidade. O fato de não existir correspondência entre *outliers* ocorridos na tensão e na corrente evidencia que os ângulos incoerentes são defeitos na medição harmônica. As leituras das magnitudes das harmônicas se mantêm regulares durante essas inconsistências nos ângulos. Observou-se que não ocorreu nenhum salto incomum nas leituras de magnitude. Porém, vale comentar que as inconsistências nos ângulos comprometem a parte real e a parte imaginária nas leituras.

As amostras inconsistentes de ângulos que não podem ser explicadas pelo modelo linear apresentam padrões evidentes. Esses ângulos sempre ocorrem em zero ou com $\pm 120^\circ$ de defasagem em relação aos da vizinhança. A regressão linear pelo método dos mínimos quadrados não é sensível aos *outliers*, desde que eles não ocorram em excesso. Isso porque na minimização quadrática a soma dos erros quadráticos das amostras que não são *outliers* supera amplamente a dos *outliers* porque os *outliers* são minoria.

O conceito de coeficiente de determinação R^2 pode ser adaptado para condução de uma avaliação da capacidade do modelo em prever as medições diretas de corrente rms. A equação (2.94) pode ser aplicada considerando os valores rms medidos como y_i e os valores rms calculados pelo modelo como $\hat{y}_i$. Considera-se $\bar{y}$ como sendo o valor rms calculado à partir do espectro resultante da média de todas as amostradas de espectros. Com isso, chegou-se à conclusão que o modelo linear proposto para as cinco lâmpadas à LED foi capaz de explicar 98.9% da variabilidade do valor rms da corrente. O modelo para as três lâmpadas fluorescentes compactas, por sua vez, explica 83.7% da variabilidade observada do valor rms da corrente.

Quando avalia-se o modelo estimado usando comparações de valores rms de corrente, a capacidade do modelo em prever a distorção, a amplitude e a fase está sendo avaliada conjuntamente. Também é interessante avaliar, especificamente, a capacidade do modelo em prever a distorção harmônica da corrente.

Uma vez que o modelo estimado é capaz de prever os espectros de magnitude e fase das correntes em função da tensão V_1 , pode-se aplicá-lo para calcular THD_I em função de V_1 . Além

disso, pode-se somar as admitâncias no domínio da frequência para obter um modelo da corrente total das cargas. Com isso, pode-se calcular a THD_I da corrente total. Vale lembrar que os espectros da corrente total foram medidos diretamente nos ensaios. Sendo assim, calcula-se a THD_I medida para comparar com a calculada e avaliar o modelo.

A Tabela 3.7 mostra os resultados dos cálculos de THD_I realizados para $V_1 = 127$ volts. Uma observação que se destaca é que a corrente total é menos distorcida do que a corrente de cada carga individualmente. Isso ocorre devido ao cancelamento de harmônicos. Observa-se que o modelo ajustado foi capaz de prever esses cancelamentos com boa precisão. Os valores baixos de erro percentual mostram que a modelagem proposta é adequada para realização de previsões da distorção harmônica total.

Tabela 3.7 Comparação entre THD_I medido e calculado pelo modelo em 127 volts

	Lâmpadas LED	Lâmpadas fluorescentes	Total
Medido	27.27%	27.76%	24.51%
Modelo	27.31%	27.24%	24.95%
Diferença	-0.04%	0.52%	-0.43%
Erro %	0.15%	1.87%	1.77%

É relevante comentar que a THD_I medida não é um cálculo realizado internamente no instrumento de medição. Ela é calculada usando a medição direta de valor rms e de magnitude da fundamental das correntes aplicando-se a equação (2.49). A corrente medida é obtida pela média das amostras na vizinhança do patamar mais próximo de $V_1=127$ volts. A média da tensão V_1 das amostras que participaram do cálculo é 127.04 volts. Observa-se que a THD_I medida das duas cargas são valores próximos. Os valores são um pouco diferentes daqueles observados para as mesmas cargas no experimento anterior. Essa diferença é esperada porque no experimento anterior não havia interação entre as duas cargas. Lembrando que cada carga foi ensaiada separadamente no experimento anterior. Além disso, no experimento anterior, a THD_I foi calculada usando a equação (2.55) ao invés da equação (2.49) para garantir que no cálculo aplicado à amostras individuais os pontos fiquem mais concentrados nos gráficos. Isso possibilitou uma melhor observação da tendência. Por fim, no experimento anterior, os três sensores de corrente estavam disponíveis. Por isso, os dados utilizados consideram a média das leituras dos três sensores diferentes.

3.4 Análise harmônica de cargas não lineares em condições não senoidais baseada em medições.

Ainda não surgiu na literatura um procedimento para o cálculo dos parâmetros do modelo das matrizes das admitância harmônicas acopladas dado na equação (2.77). De fato, já existem estudos de estimação de parâmetros para modelos Norton desacoplados [57, 51] e acoplados [33, 34], mas não para o modelo da equação (2.77). No experimento anterior foi conduzida uma simplificação na qual a parcela da corrente que é dependente da tensão foi modelada usando um vetor de admitâncias relacionadas à tensão fundamental. Pode-se dizer que no experimento anterior a variabilidade da tensão não fundamental não foi analisada com profundidade. Neste item, os estudos lidam diretamente com a variabilidade das harmônicas da tensão e sua relação com as harmônicas de corrente.

Faltam esclarecimentos na literatura à respeito da condução de estimação de parâmetros do modelo que envolve os conjugados das tensões. Por isso, objetivou-se, durante as atividades de pesquisa, a elaboração de um procedimento de estimação de parâmetros para o modelo harmônico analítico de conversores estáticos. Os resultados mostram que foi obtido êxito nessa tarefa. Esses resultados estão sendo publicados pela primeira vez nesta dissertação. Almeja-se também divulgar os resultados em publicações futuras em periódicos de alcance internacional.

Na referência [51] os autores fizeram uma tentativa de realizar a estimação de parâmetros para o modelo das matrizes das admitância harmônicas acopladas. Infelizmente, o procedimento numérico não convergiu. Conforme apontado em [33], os autores acabaram aplicando o modelo Norton desacoplado. Na publicação [51], os autores não direcionaram as investigações para essa primeira tentativa de ajuste matemático.

Durante as atividades de pesquisa conseguiu-se esclarecer a comparação entre o modelo Norton acoplado que utiliza uma única matriz Y e o modelo analítico para conversores que utiliza duas matrizes harmônicas. Partindo desse esclarecimento foi elaborado um procedimento para estimação dos parâmetros do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas. O procedimento se mostra numericamente robusto e a precisão dos resultados é comprovada avaliando-se o modelo ajustado. No próximo tópico, mostram-se as deduções que possibilitaram o esclarecimento da comparação entre os dois modelos e a condução da estimação de parâmetros do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas.

3.4.1 Forma retangular do modelo das admitâncias harmônicas acopladas

Partindo da equação (2.77) pode-se simplificar a notação fazendo $-Y^0 E_{dc} = I_s$. Esse termo descreve a parcela da corrente que é independente da tensão no lado ac. Assim a equação (3.12) é obtida.

$$I = Y^+ V + Y^- V^* + I_s \quad (3.12)$$

Expressando o lado direito da equação (3.12) na forma retangular obtêm-se a equação (3.13). Os índices x e y indicam parte real e parte imaginária respectivamente.

$$I - I_s = (Y_x^+ + jY_y^+)(V_x + jV_y) + (Y_x^- + jY_y^-)(V_x - jV_y) \quad (3.13)$$

Resolvendo fica,

$$I - I_s = Y_x^+ V_x + jY_x^+ V_y + jY_y^+ V_x - Y_y^+ V_y + Y_x^- V_x - jY_x^- V_y + jY_y^- V_x + Y_y^- V_y, \quad ,$$

rearranjando os termos,

$$I - I_s = Y_x^+ V_x + Y_x^- V_x - Y_y^+ V_y + Y_y^- V_y + jY_y^+ V_x + jY_y^- V_x + jY_x^+ V_y - jY_x^- V_y, \quad ,$$

ou melhor,

$$I - I_s = (Y_x^+ + Y_x^-)V_x + (-Y_y^+ + Y_y^-)V_y + (jY_y^+ + jY_y^-)V_x + (Y_x^+ - Y_x^-)jV_y. \quad .$$

Pode-se notar que $(-Y_y^+ + Y_y^-)V_y = (jY_y^+ - jY_y^-)jV_y$ porque $(-j)j = 1$, logo,

$$I - I_s = (Y_x^+ + Y_x^-)V_x + (jY_y^+ - jY_y^-)jV_y + (jY_y^+ + jY_y^-)V_x + (Y_x^+ - Y_x^-)jV_y, \quad ,$$

logo,

$$I - I_s = [Y_x^+ + Y_x^- + j(Y_y^+ + Y_y^-)]V_x + [Y_x^+ - Y_x^- + j(Y_y^+ - Y_y^-)]jV_y, \quad ,$$

ou melhor,

$$I = (Y^+ + Y^-)V_x + j(Y^+ - Y^-)V_y + I_s. \quad .$$

Por fim, expressando-se de maneira mais compacta chega-se na equação (3.14).

$$I = Y^d V_x + jY^q V_y + I_s \quad (3.14)$$

A equação (3.14) é uma maneira alternativa de expressar o modelo das matrizes harmônicas acopladas (3.12). Na equação (3.14) a tensão é representada usando-se dois vetores com números reais ao invés de números complexos. Expressando-se dessa forma evita-se informação redundante na representação da tensão. Verifica-se que na equação (3.12) as partes real de V e V^* são iguais e as partes imaginárias tem a mesma magnitude e sinais opostos.

Nota-se que a equação (3.14) ainda envolve números complexos. As matrizes Y^d e Y^q e as correntes ainda possuem elementos complexos. Pode-se decompô-las em partes reais e imaginárias obtendo-se,

$$I_x + jI_y = (Y_x^d + jY_y^d) V_x + (Y_x^q + jY_y^q) jV_y + I_{sx} + jI_{sy}. \quad .$$

ou,

$$I_x + jI_y = Y_x^d V_x + jY_y^d V_x + jY_x^q V_y - Y_y^q V_y + I_{sx} + jI_{sy} ,$$

organizando os termos fica,

$$I_x + jI_y = Y_x^d V_x - Y_y^q V_y + I_{sx} + j(Y_y^d V_x + Y_x^q V_y + I_{sy}) ,$$

Separando parte real e imaginária dos dois lados obtêm-se a equação (3.15).

$$\begin{aligned} I_x &= Y_x^d V_x - Y_y^q V_y + I_{sx} \\ I_y &= Y_y^d V_x + Y_x^q V_y + I_{sy} \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde,

$$Y_x^d = Y_x^+ + Y_x^- , \quad Y_y^d = Y_y^+ + Y_y^-$$

$$Y_x^q = Y_x^+ - Y_x^- , \quad Y_y^q = Y_y^+ - Y_y^- .$$

Nota-se que a equação (3.15) descreve separadamente a parte real e a parte imaginária dos fasores harmônicos da corrente no lado ac de um conversor. A equação (3.15) representa o modelo das matrizes das admitância harmônicas acopladas sem envolver números complexos. A equação (3.15) esclarece que a parte real e a parte imaginária das tensões afetam a parte real da corrente em proporções diferentes. Também ocorre que a parte imaginária da corrente responde com proporções diferentes às variações das partes real ou imaginária da tensão. Sendo assim, quatro matrizes de números reais são necessárias para representar as relações de admitância harmonicamente acopladas na forma retangular.

Evidentemente, o modelo dado pela equação (3.15) é realista porque foi deduzido à partir de um modelo completamente analítico. É importante lembrar que a equação (3.12) foi descoberta à partir de deduções analíticas baseadas nas equações no domínio do tempo. As quatro matrizes necessárias para descrever as interações entre fasores harmônicos de tensão e corrente esclarecem a necessidade de duas matrizes diferentes, Y^+ e Y^- , na equação (3.12) e a presença dos conjugados das tensões harmônicas com variável do modelo.

É vantajoso expressar as relações entre Y^+ , Y^- , Y^d e Y^q . Os passos a seguir foram usados na dedução dessas relações. Em primeiro lugar, uma nova equação para descrever Y_x^d é obtida isolando-se Y_x^- da expressão de Y_x^d e substituindo na expressão de Y_x^q , ou seja,

$$Y_x^q = Y_x^+ + Y_x^+ - Y_x^d ,$$

logo,

$$Y_x^+ = \frac{1}{2} (Y_x^d + Y_x^q) .$$

Isolando-se Y_x^+ da expressão de Y_x^q e substituindo na expressão de Y_x^d , obtêm-se uma nova expressão, que é

$$Y_x^d = Y_x^q + Y_x^- + Y_x^- ,$$

logo,

$$Y_x^- = \frac{1}{2}(Y_x^d - Y_x^q) .$$

Isolando-se Y_y^- da expressão de Y_y^q e substituindo na expressão de Y_y^d , obtêm-se uma nova expressão, que é

$$Y_y^d = Y_y^+ + Y_y^+ - Y_y^q ,$$

logo,

$$Y_y^+ = \frac{1}{2}(Y_y^d + Y_y^q) .$$

Por último, isolando-se Y_y^+ da expressão de Y_y^q e substituindo na expressão de Y_y^d obtêm-se mais uma equação, que é

$$Y_y^d = Y_y^q + Y_y^- + Y_y^- ,$$

Logo,

$$Y_y^- = \frac{1}{2}(Y_y^d - Y_y^q) .$$

Resumindo,

$$\begin{aligned} Y^+ &= \frac{1}{2}(Y_x^d + Y_x^q + j(Y_y^d + Y_y^q)) \\ Y^- &= \frac{1}{2}(Y_x^d - Y_x^q + j(Y_y^d - Y_y^q)) \end{aligned} .$$

As quatro equações que descrevem a relação entre os modelos na equação (3.14) e na equação (3.12) são agrupadas em (3.16)

$$\begin{aligned} Y^+ &= \frac{1}{2}(Y^d + Y^q) \\ Y^- &= \frac{1}{2}(Y^d - Y^q) \\ Y^d &= Y^+ + Y^- \\ Y^q &= Y^+ - Y^- \end{aligned} \quad (3.16)$$

A equação (3.16) esclarece que todas as relações entre as matrizes em (3.12) e (3.14) são equações lineares simples. De fato, a forma retangular do modelo apresentada em (3.14) e a forma usando apenas números reais apresentada em (3.15) colocam a linearidade em evidência. Observa-se que as harmônicas da corrente ac podem ser representadas circulando por circuitos lineares. A corrente em uma frequência é um soma de contribuições de corrente que dependem da tensão em outras frequências. No entanto, todas as dependências são lineares.

3.4.2 Comparação entre o modelo das admitâncias harmônicas acopladas e o modelo Norton acoplado.

É relevante mencionar que no caso do modelo Norton acoplado dado na equação (2.90) ocorre que as mesmas admitâncias complexas multiplicam ambas as partes reais e imaginárias das tensões conforme mostrado em (3.17). Em contrapartida, no caso do modelo das matrizes harmônicas dado em (3.14), a parte real e imaginária da tensão é multiplicada por diferentes matrizes complexas.

$$I = YV_x + jYV_y + I_s \quad (3.17)$$

Para esclarecer melhor a comparação entre o modelo das admitâncias harmônicas acopladas em (3.12) ou (3.14) e o modelo Norton em (2.90) ou (3.17) é vantajoso reescrever a equação (3.17) na forma retangular, ou seja,

$$I_x + jI_y = (Y_x V_x - Y_y V_y) + j(Y_x V_y + Y_y V_x) + I_{sx} + jI_{sy} \quad .$$

Dessa maneira, obtêm-se a equação (3.18) é obtida.

$$\begin{aligned} I_x &= Y_x V_x - Y_y V_y + I_{sx} \\ I_y &= Y_y V_x + Y_x V_y + I_{sy} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Pode-se observar que a diferença entre os dois modelos fica exposta quando ambos são reescritos na forma retangular. A forma retangular do modelo em (3.15) apresenta quatro matrizes Y reais enquanto que a forma retangular do modelo em (3.18) apresenta somente duas. A equação (3.18) revela que no modelo Norton acoplado, as mesmas relações de admitância descrevem a influência de V_x nas partes reais das correntes e a influência de V_y nas partes imaginárias das correntes. Além disso, a influência de V_y nas partes reais da corrente e a influência de V_x nas imaginárias são descritas por relações de admitâncias com mesma magnitude e sinais opostos. Esses padrões não são observados no modelo analítico de matrizes harmônicas para conversores estáticos (3.12), conforme esclarecido na equação (3.15). Por essa razão, conclui-se que o modelo Norton acoplado é claramente um caso especial do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas. Esse caso especial pode ser entendido como uma simetria específica nas relações de admitância. A suposição inicial de que essa simetria existe em um procedimento de estimação de parâmetros produz uma modelagem menos realista para conversores estáticos.

Comparando-se a equação (3.18) com (3.15) e (3.16) observa-se que os dois modelos serão iguais na condição $Y = Y^d = Y^q = Y^+$. Nesse caso, Y^- é nula e V^* é irrelevante. Essa pode ser uma aproximação razoável conforme discutido em [31, 35]. No entanto, um modelo

completo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas é melhor do que um modelo Norton em termos da independência dos parâmetros do modelo em relação à tensão.

Analisando-se as equações de ambos os modelos, encontram-se restrições na tensão que provocariam situações específicas nas quais torna-se matematicamente possível igualar os dois modelos. Particularmente, na condição dos harmônicos de tensão obedecerem à simetria dada por $V_x = V_y$, ocorre que uma única matriz $Y = Y^d + jY^q$ seria suficiente para modelar o conversor. Além disso, na condição $V = V^*$, o vetor V_y é nulo. Nesse caso, Y^q se torna irrelevante e uma única matriz $Y = Y^d$ é suficiente para modelar o conversor. Similarmente, na condição em que V_x fosse nulo, ocorre que $V = -V^*$. Nesse caso, Y^d é irrelevante e uma única matriz $Y = jY^q$ seria suficiente para modelar o conversor.

Evidentemente, esses casos não são esperados em condições práticas. Mesmo assim, apontar esses casos particulares é vantajoso para esclarecer a diferença entre os dois modelos e para o entendimento de possíveis aproximações. A observação de que desprezar Y^- é coerente na condição de V_y ser nulo, evidencia que o modelo Norton acoplado não é capaz de descrever precisamente a influência que ângulos de fase dos harmônicos da tensão exercem sobre a corrente drenada por um conversor estático. Isso implica em uma pior capacidade de se prever a dinâmica do efeito atenuação.

Uma observação curiosa é que pode-se identificar dois conversores hipotéticos para os quais as partes reais ou imaginárias das tensões seriam irrelevantes para a corrente. Observa-se que um conversor que apresenta $Y^+ = -Y^-$ teria Y^d nula, tornando V_x irrelevante. Além disso, um conversor com Y^q nula apresentaria $Y^+ = Y^-$. Nesse caso, V_y seria irrelevante. É importante destacar que essas observações podem ser feitas para colunas individuais das matrizes harmônicas. Além disso, essas observações são condições extremas que clarificam que a corrente drenada por um conversor pode ser mais sensível ou insensível à parte real ou imaginária dos fasores das tensões harmônicas em frequências específicas. Dado que as partes reais ou imaginárias dos fasores de tensão podem variar de zero até o máximo, na medida que o ângulo de fase varia, então as equações do modelo mostram que a corrente drenada por um conversor pode apresentar diferentes sensibilidades à magnitude das tensões harmônicas, dependendo do ângulo de fase. A influência do ângulo de fase nas tensões harmônicas é apontado em [35], [43], [55].

3.4.3 Desenvolvimento do procedimento de estimação das matrizes cheias das admitâncias harmônicas acopladas

Modelos harmônicos baseados em equações lineares no domínio da frequência são vantajosos por serem propícios à condução de estimação de parâmetros baseados em medições harmônicas. Estimando-se parâmetros através de técnicas de regressão linear consegue-se obter modelos sem a necessidade de se conhecer previamente os circuitos das cargas.

A observação experimental de admitâncias entre frequências diferentes foi introduzida em [30] assumindo-se que a corrente na carga não linear possui apenas a parcela dependente da tensão. Sendo assim, observa-se que a abordagem em [30] é um caso especial do modelo Norton acoplado. A estimação de parâmetros para o modelo Norton acoplado completo é discutida em [33, 34]. Conforme analisado anteriormente, essa abordagem apresenta uma desvantagem quanto à suposição inicial de que exista uma simetria específica nas relações de admitância harmônicas.

A desvantagem da modelagem proposta anteriormente nesta dissertação é que o modelo estimado se torna menos realista na medida em que o padrão dos harmônicos de fundo muda. Por isso, os parâmetros do modelo precisam ser recalculados diante de mudanças expressivas nas condições harmônicas da tensão. Em resumo, os parâmetros do vetor de admitâncias do modelo anteriormente proposto não são livres de dependência da tensão quando estudam-se conversores. Os modelos Norton acoplado e desacoplado também apresentam essa desvantagem. A solução para limitar ainda mais a dependência da tensão nos parâmetros do modelo ajustado na abordagem no domínio da frequência é o desenvolvimento de um procedimento numericamente robusto capaz de estimar parâmetros para ambas as matrizes cheias Y^+ e Y^- além do vetor de correntes independentes.

Uma tentativa de se resolver o problema da minimização quadrática no domínio complexo através da aplicação direta da equação (3.12) foi feita na referência [51]. No entanto, provou-se infrutífera. Nesta dissertação, mostra-se que fundamentando-se na equação (3.15), a condução do procedimento numérico para solução do problema da minimização quadrática no domínio real produz resultados adequados. O desenvolvimento desse procedimento é conduzido à seguir.

Inicialmente, para que se possa conduzir regressões lineares em dados obtidos em ensaios de carga, as relações lineares descritas em (3.15) são expressas na forma de sistemas lineares incluindo todas as amostras de tensão e corrente para cada ordem harmônica conforme expresso na equação (3.19).

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} I_{hx}^{(1)} \\ I_{hx}^{(2)} \\ I_{hx}^{(3)} \\ I_{hx}^{(4)} \\ \vdots \\ I_{hx}^{(N)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & V_{1x}^{(1)} & V_{3x}^{(1)} & \dots & V_{Hx}^{(1)} & V_{1y}^{(1)} & V_{3y}^{(1)} & \dots & V_{Hy}^{(1)} \\ 1 & V_{1x}^{(2)} & V_{3x}^{(2)} & \dots & V_{Hx}^{(2)} & V_{1y}^{(2)} & V_{3y}^{(2)} & \dots & V_{Hy}^{(2)} \\ 1 & V_{1x}^{(3)} & V_{3x}^{(3)} & \dots & V_{Hx}^{(3)} & V_{1y}^{(3)} & V_{3y}^{(3)} & \dots & V_{Hy}^{(3)} \\ 1 & V_{1x}^{(4)} & V_{3x}^{(4)} & \dots & V_{Hx}^{(4)} & V_{1y}^{(4)} & V_{3y}^{(4)} & \dots & V_{Hy}^{(4)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & V_{1x}^{(N)} & V_{3x}^{(N)} & \dots & V_{Hx}^{(N)} & V_{1y}^{(N)} & V_{3y}^{(N)} & \dots & V_{Hy}^{(N)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{shx} \\ Y_{h1x}^d \\ Y_{h3x}^d \\ \vdots \\ Y_{hHx}^d \\ -Y_{h1y}^q \\ -Y_{h3y}^q \\ \vdots \\ -Y_{hHy}^q \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} I_{hy}^{(1)} \\ I_{hy}^{(2)} \\ I_{hy}^{(3)} \\ I_{hy}^{(4)} \\ \vdots \\ I_{hy}^{(N)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & V_{1x}^{(1)} & V_{3x}^{(1)} & \dots & V_{Hx}^{(1)} & V_{1y}^{(1)} & V_{3y}^{(1)} & \dots & V_{Hy}^{(1)} \\ 1 & V_{1x}^{(2)} & V_{3x}^{(2)} & \dots & V_{Hx}^{(2)} & V_{1y}^{(2)} & V_{3y}^{(2)} & \dots & V_{Hy}^{(2)} \\ 1 & V_{1x}^{(3)} & V_{3x}^{(3)} & \dots & V_{Hx}^{(3)} & V_{1y}^{(3)} & V_{3y}^{(3)} & \dots & V_{Hy}^{(3)} \\ 1 & V_{1x}^{(4)} & V_{3x}^{(4)} & \dots & V_{Hx}^{(4)} & V_{1y}^{(4)} & V_{3y}^{(4)} & \dots & V_{Hy}^{(4)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & V_{1x}^{(N)} & V_{3x}^{(N)} & \dots & V_{Hx}^{(N)} & V_{1y}^{(N)} & V_{3y}^{(N)} & \dots & V_{Hy}^{(N)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{shy} \\ Y_{h1y}^d \\ Y_{h3y}^d \\ \vdots \\ Y_{hHy}^d \\ Y_{h1x}^q \\ Y_{h3x}^q \\ \vdots \\ Y_{hHx}^q \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

onde, $h = 1, 3, 5, \dots, H$ indica as ordens harmônicas de tensão e corrente. $n = 1, 2, 3, 4, \dots, N$ indicam as amostras observadas. Na equação (3.19), cada amostra observada da h -ésima ordem harmônica da corrente é descrita usando a equação (3.15). Pode-se observar que os vetores com parâmetros do modelo na equação (3.19) incluem as componentes de corrente independentes da tensão e as relações harmônicas que relacionam a h -ésima ordem de corrente com todas as harmônicas da tensão. Por simplicidade, as mesmas ordens da tensão e da corrente são analisadas e apenas as ordens ímpares são consideradas. A forma compacta da equação (3.19) é expressa na equação (3.20).

$$\begin{aligned}
 A_x^{\{h\}} &= X B_x^{\{h\}} \\
 A_y^{\{h\}} &= X B_y^{\{h\}}
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

onde, X é a matriz modelo, $A_x^{\{h\}}$ e $A_y^{\{h\}}$ são vetores com as partes real e imaginária da h -ésima ordem das amostras da corrente, respectivamente. $B_x^{\{h\}}$ e $B_y^{\{h\}}$ são vetores com as incógnitas (parâmetros do modelo) relativas às partes reais e imaginárias, respectivamente, da h -ésima ordem da corrente.

Observa-se que as matrizes modelo incluem as partes real e imaginária de todas as amostras de tensão em todas as frequências observadas. Além disso, a matriz modelo X é a mesma para todas as ordens harmônicas da corrente. Por isso, todos os sistemas lineares

relativos à todas as ordens harmônicas podem ser agregados em um único sistema linear conforme expresso na equação (3.21)

$$\begin{bmatrix} A_x^{\{1\}} & A_x^{\{3\}} & \dots & A_x^{\{h\}} & \dots & A_x^{\{H\}} & A_y^{\{1\}} & A_y^{\{3\}} & \dots & A_y^{\{h\}} & \dots & A_y^{\{H\}} \end{bmatrix} = \quad (3.21)$$

$$X \begin{bmatrix} B_x^{\{1\}} & B_x^{\{3\}} & \dots & B_x^{\{h\}} & \dots & B_x^{\{H\}} & B_y^{\{1\}} & B_y^{\{3\}} & \dots & B_y^{\{h\}} & \dots & B_y^{\{H\}} \end{bmatrix}$$

A forma compacta da equação (3.21) é expressa na equação (3.22)

$$A = XB \quad (3.22)$$

onde, A é uma matriz que contém as partes real e imaginária de todas as amostras da corrente em todas as frequências observadas e B é o vetor dos coeficientes de regressão. É relevante observar que,

$$B = \begin{bmatrix} [I_{sx}]^T & [I_{sy}]^T \\ [Y_x^d]^T & [Y_y^d]^T \\ [-Y_y^q]^T & [Y_x^q]^T \end{bmatrix}.$$

Evidentemente, o sistema linear apresentado em (3.22) não pode ser resolvido em uma situação prática porque haverá mais equações (amostras) do que variáveis. Portanto, a matriz modelo não é quadrada. O desafio então passa a ser ajustar uma matriz de coeficientes B que se ajusta melhor às amostras observados do ponto de vista dos mínimos quadrados. Isso é alcançado resolvendo-se as equações normais [46] conforme expresso na equação (2.100).

A abordagem nesse caso é similar à utilizada anteriormente nesta dissertação. Se o problema de minimização quadrática puder ser resolvido sem mau condicionamento numérico significa que obteve-se o modelo linear da equação (3.15) que se ajusta melhor aos dados observados. Pode-se observar que as colunas da matriz modelo no procedimento proposto são, a princípio, linearmente independentes. Isso é importante para robustez numérica do problema de minimização quadrático. Mesmo assim é necessário evitar multicolinearidade nas leituras dos harmônicos de tensão. Isso pode interferir no condicionamento numérico da regressão e na capacidade de extrapolação do modelo ajustado. Portanto, a obtenção de dados que apresentem diversidade nas variações dos harmônicos de tensão é importante para o ajuste matemático.

3.4.4 Experimento para aquisição de dados para o procedimento desenvolvido

Foram conduzidos diversos experimentos para inclusão de amostras no conjunto de dados utilizado no procedimento de estimação de parâmetros. Nesses experimentos, apenas o conjunto de cinco lâmpadas à LED foi ensaiado. Dessa vez, têm-se por objetivo observar a maior variabilidade possível nos harmônicos da tensão. Evidentemente, também necessita-se de diversidade na tensão fundamental.

De início, o ensaio de carga é realizado sem envolver o varivolt. Sendo assim, a carga é ligada diretamente à tensão entre fase e neutro (tensão nominal de 127 volts). O analisador de energia registra as leituras dos espectros harmônicos da tensão e da corrente. O sistema de energia utilizado é trifásico com neutro aterrado. Ensaios foram realizados em diferentes fases, dias e horários para incluir no conjunto de dados alguma diversidade nos harmônicos de fundo (*backgorund harmonics*).

Em uma segunda sequência de testes, o varivolt monofásico utilizado anteriormente é colocado entre o sistema de potência e o ponto de medição. A carga é exposta à variações na tensão da mesma maneira que nos experimentos anteriores. Dessa vez, várias combinações diferentes de conexões do primário do varivolt com o sistema de energia foram realizadas. Esses ensaios foram realizados em dias e horários diferentes com objetivo de obter-se maior variabilidade na forma de onda da tensão.

Os harmônicos de fundo não são capazes de provocar variações abrangentes na forma de onda da tensão. Para incluir leituras com melhor variabilidade das harmônicas é necessário provocar deformações na tensão para observar a resposta na corrente. Sabe-se que deformações na onda de tensão podem ser provocadas usando-se dispositivos de eletrônica de potência. Entretanto, deve-se proceder com cautela porque a presença de componentes não lineares no lado da fonte do conversor ensaiado pode interferir no comportamento do circuito de chaveamento de uma maneira não condizente com as condições esperadas na prática. A qualidade dos ajustes realizados dependem da regularidade no comportamento dos circuitos de chaveamento durante os testes incluídos no conjunto de dados. Um dispositivo baseado em eletrônica de potência é envolvido nos próximos testes.

Nos testes seguintes, uma lâmpada incandescente de 100 watt ligada à um dimmer de 500 watts foi colocada entre o transformador variador de tensão e a carga ensaiada. Dessa maneira, pretendeu-se provocar deformações na onda de tensão vista pela carga. Diversas possibilidades de conexão foram executadas conforme mostrado na Figura 3.14

Na Figura 3.14 os dois terminais do primário do varivolt podem ser conectados ao sistema de diversas maneiras. Além disso, o dimmer em série com a lâmpada incandescente pode ser conectado ao secundário do varivolt em duas polaridades. Nos ensaios, o primeiro terminal da lâmpada, por onde a corrente medida entra, está sempre ligado ao ponto entre o dimmer e a lâmpada incandescente. O segundo terminal da carga ensaiada é livre para ser conectado ao sistema de energia de diferentes maneiras com intuito de fechar o circuito.

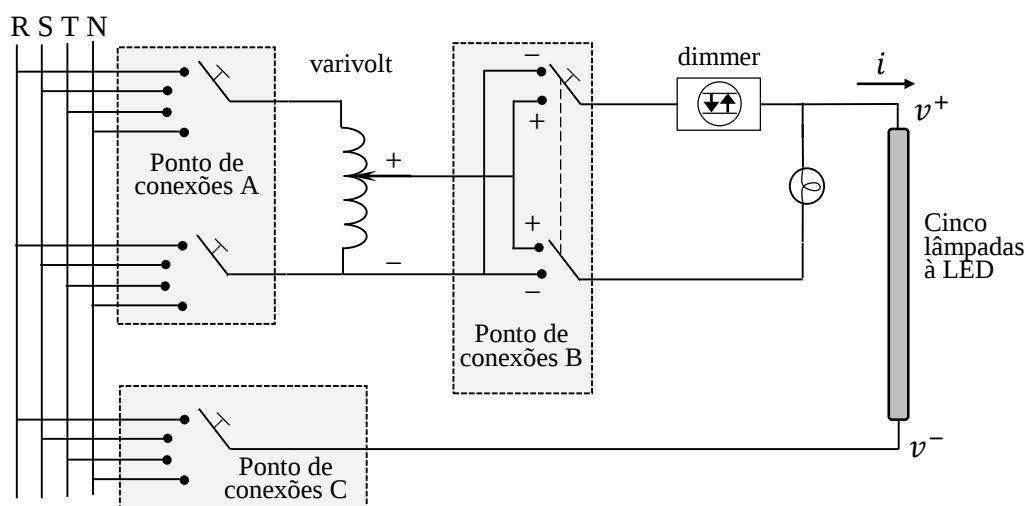


Figura 3.14 Diagrama de circuito representando a montagem dos testes nos quais provocou-se deformações na forma de onda da tensão.

Algumas combinações de conexões nos pontos A, B e C na Figura 3.14 produzem operação regular da carga apresentando valores rms da tensão v razoavelmente próximas de 127 volts e valores aceitáveis de THD nos terminais da carga ensaiada. Vários experimentos foram conduzidos aplicando-se pequenas variações no dial de ajuste do dimmer para diferentes posições do dial do varivolt. Esses ensaios produziram leituras que foram incluídas no conjunto de dados usado para estimação de parâmetros. As combinações de ligações nos pontos A, B e C usadas nos ensaios são mostradas na Tabela 3.8. Vale comentar que ensaios adicionais foram executados, colocando-se um *bypass* no varivolt.

Algumas tentativas de combinações de conexões nos pontos A, B e C provocaram *flicker* (cintilação) e ruído anormal na bobina do varivolt. Nesses casos, não foram conduzidos testes. Além disso, em determinadas combinações, apesar da carga ensaiada funcionar normalmente, não foi possível encontrar uma combinação na posição do dial do varivolt e do dimmer que resultasse em leituras com valores dentro de uma faixa razoável de valor rms e/ou THD_v . Nesse casos, também não foram realizados ensaios. Somente as combinações listadas na Tabela 3.8 foram aplicadas nos testes de carga.

Tabela 3.8 Combinações de conexões nos pontos A, B e C aplicadas nos ensaios

Ponto	Numeração do experimento												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
A	TS	TS	TS	RN	RN	RN	SN	SN	SN	TR	TR	SR	SR
B	$\pm$	$\pm$	$\mp$	$\mp$	$\pm$	$\pm$	$\pm$	$\mp$	$\pm$	$\pm$	$\mp$	$\mp$	$\pm$
C	S	N	N	S	N	T	R	T	T	N	N	N	N

Apesar da simplicidade da bancada de testes utilizando-se uma lâmpada incandescente alimentada por dimmer para deformar a onda de tensão, a avaliação dos resultados mostra que o conjunto de dados adquiridos apresentou correlações lineares fortes e estáveis ao longo das amostras.

É relevante mencionar que o ângulo de fase da tensão fundamental é zero para todas as amostras registradas pelo analisador de energia. Evidentemente esse ângulo zero é a referência para medição de ângulo das demais ordens harmônicas. Dado que as partes imaginárias da tensão fundamental são zero, a primeira coluna de Y^q se torna irrelevante e não pode ser estimada usando o conjunto de dados. Os parâmetros irrelevantes são considerados iguais à zero na modelagem. Dessa maneira, garante-se que a primeira coluna de Y^+ e Y^- sejam iguais. Isso é razoável porque a condição $V_1 = V_1^*$ está presente.

De fato, é vantajoso para a análise harmônica que o modelo seja ajustado considerando-se que o vetor de tensões possui ângulo de fase da tensão fundamental sempre zero. É conveniente reajustar as fases de todas as tensões harmônicas para garantir $v_{1y} = 0$ antes de aplicar o modelo ao invés recalcular os parâmetros do modelo para torná-lo válido diante da condição de um ângulo da tensão fundamental diferente de zero. É importante comentar que as equações analíticas dos elementos das matrizes do modelo das admitâncias harmônicas acopladas são dependentes do ângulo de fase da tensão fundamental.

3.4.5 Resultados

A solução das equações normais na regressão linear múltipla foi encontrada sem apresentar problemas de mau condicionamento numérico. Sendo assim, é garantido que os resíduos são mínimos tanto na parte real quanto na parte imaginária. O modelo ajustado foi aplicado nas leituras de tensão para obtenção da corrente modelada ponto a ponto. As formas de onda da corrente medida e da corrente calculada foram desenhadas simultaneamente. A sobreposição foi observada ponto a ponto. Para observar a sobreposição, os gráficos foram exibidos em sequência formando-se um vídeo que simula a tela de um osciloscópio. A

sobreposição avaliada qualitativamente dessa maneira impressiona. Dada a sobreposição das curvas, verifica-se que a linearidade no domínio da frequência se manteve mesmo diante das tensões mais distorcidas. O modelo ajustado pôde prever a forma de onda da corrente em todos os experimentos realizados. Vale comentar que foram obtidos resultados idênticos aplicando-se a equação (3.12), (3.14) ou (3.15) para os cálculos das correntes medidas.

A avaliação qualitativa das formas de onda é um indicativo de que modelo consegue prever os dados. Entretanto, ainda é necessário quantificar essa capacidade de previsão da mesma maneira que foi realizado no experimento anterior. Para isso, calcula-se os coeficientes de determinação R^2 conforme equação (2.94). Verificou-se que os coeficientes de determinação ajustados, conforme equação (2.102), resultam nos mesmos valores que R^2 até a terceira casa decimal. Por isso, mostra-se apenas R^2 . Observa-se que o modelo linear explica a maior parte das variações de corrente tanto na parte real quanto na parte imaginária. O único ajuste que não pode ser considerado excelente é a parte real da 5ª ordem. Os demais estão acima de 80% sendo que a maioria está acima de 90%.

Tabela 3.9 R^2 para as partes real e imaginária

h	Real R^2 %	Imag. R^2 %	h	Real R^2 %	Imag. R^2 %
1	97.978%	85.395%	23	86.423%	87.706%
3	86.192%	80.046%	25	91.414%	93.037%
5	63.679%	89.281%	27	94.037%	93.424%
7	95.464%	97.953%	29	91.869%	95.302%
9	95.984%	93.551%	31	91.346%	93.746%
11	87.287%	97.124%	33	93.058%	95.586%
13	94.114%	94.470%	35	92.716%	94.680%
15	91.603%	94.786%	37	91.715%	94.808%
17	91.587%	93.240%	39	92.193%	94.409%
19	88.567%	90.727%	41	94.135%	94.545%
21	90.595%	89.703%	43	89.916%	91.386%

Outra análise interessante para avaliação do modelo são as estatísticas dos erros de corrente rms observados ponto à ponto. Consideram-se valores relativos da mesma forma que no experimento anterior. As estatísticas dos erros são mostradas na Tabela 3.10 e o histograma na Figura 3.15. Observa-se que a média ou mediana dos erros estão abaixo de 3%. Também ocorrem *outliers* no conjunto de dados. Porém, o histograma mostra que a quantidade de *outliers* é muito pequena em comparação ao total de amostras.

No experimento anterior adaptou-se o conceito de coeficiente de determinação R^2 para avaliar a capacidade do modelo em explicar as variações do valor rms da corrente. O mesmo procedimento do caso anterior é executado nesta abordagem. O resultado foi que o modelo é capaz de explicar 97.9 % da variabilidade do valor rms de corrente medido diretamente. Uma

observação importante é que não ocorreu problemas de multicolinearidade no conjunto de dados observados. As partes real e imaginária das correntes medidas não apresentam correlações lineares significativas entre elas em quaisquer frequências. Os fatores de inflação da variância (FIV) são valores muito pequenos. As Tabelas D1 até D6 registram todos os parâmetros estimados (ver Apêndice D). Os parâmetros ajustados são mostrados com apenas duas casas decimais para economizar espaço. As Figuras 3.16 até 3.18 ilustram as magnitudes dos parâmetros do modelo na forma dada pela equação (3.12) usando escala monocromática. Nessa escala, o branco representa o menor valor da matriz e o preto representa o maior valor. Observa-se que as diagonais principais são dominantes e as partes triangulares superiores apresentam magnitudes maiores que as partes triangulares inferiores. Por fim, as figuras 3.19 até 3.21 mostram as formas de onda da tensão e da corrente durante os experimentos realizados. Nos gráficos das figuras 3.19 até 3.21, a tensão está em pu e é desenhada usando linha fina. A corrente está em ampères e é desenhada com espessura de linha maior. São mostradas sequências de seis ciclos dos sinais. Cada ciclo é reconstruído à partir da média das amostras observadas em intervalos de tempo diferentes no decorrer de cada experimento. As leituras incluídas no cálculo da média usado na reconstrução de um único ciclo contém dados colhidos enquanto o dial de ajuste do varivolt e do dimmer estiveram posicionados em várias combinações.

Tabela 3.10 Estatísticas dos erros relativos de corrente rms para o modelo avançado

Mínimo	0.827%
Média	2.837%
Mediana	2.265%
Desvio Padrão	3.282%
Variância	10.773%
Máximo	65.265%

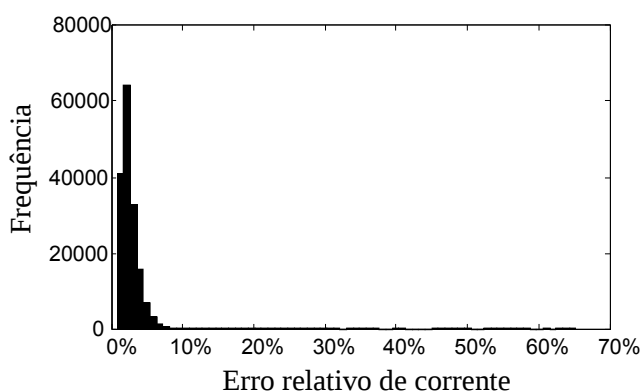


Figura 3.15 Histogramas dos erros relativos de corrente rms para as lâmpadas à LED.

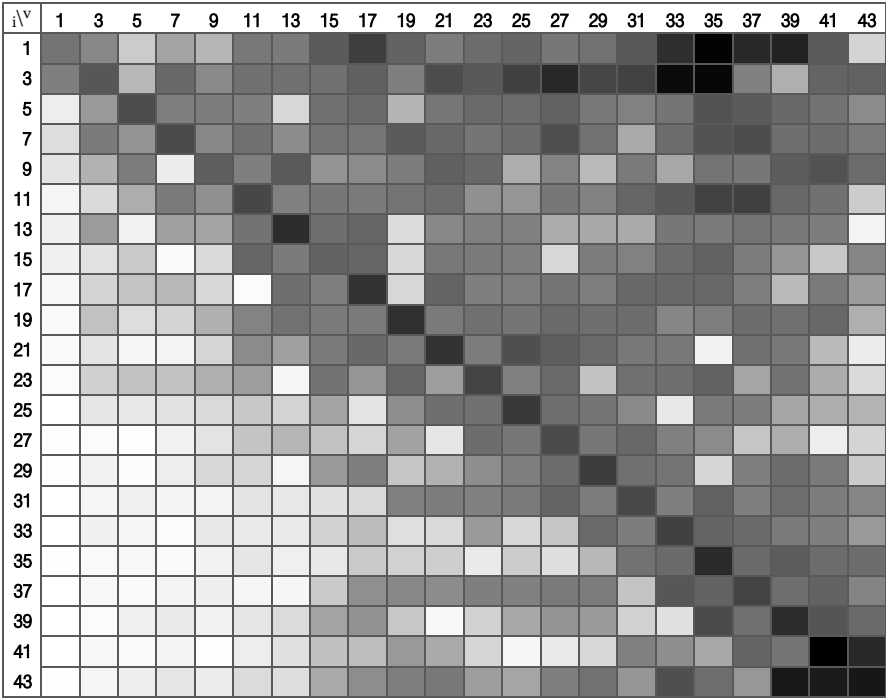


Figura 3.16 Magnitudes em escala de tons monocromáticos para a matriz Y^+ estimada.

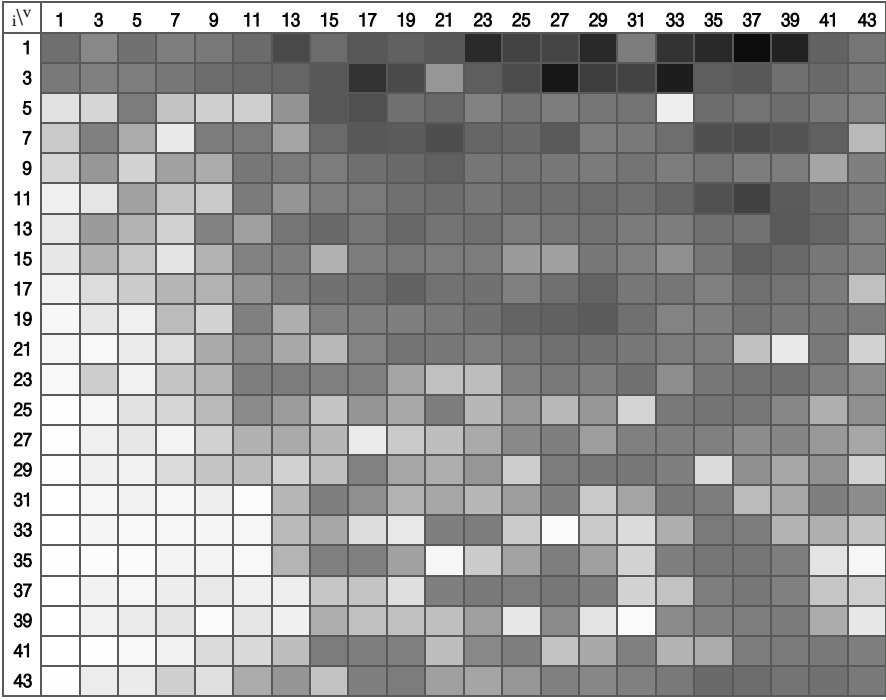


Figura 3.17 Magnitudes em escala de tons monocromáticos para a matriz Y^- estimada.

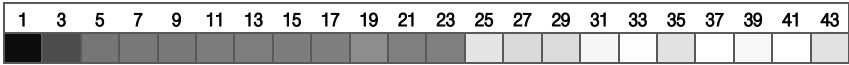
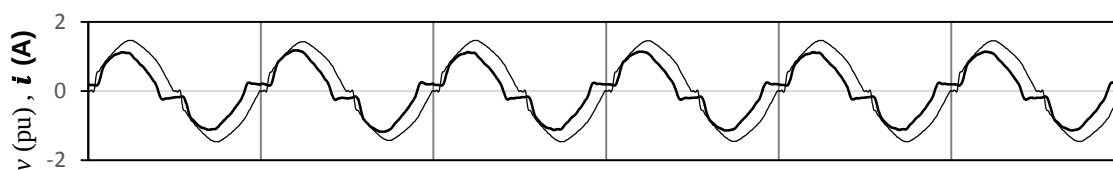
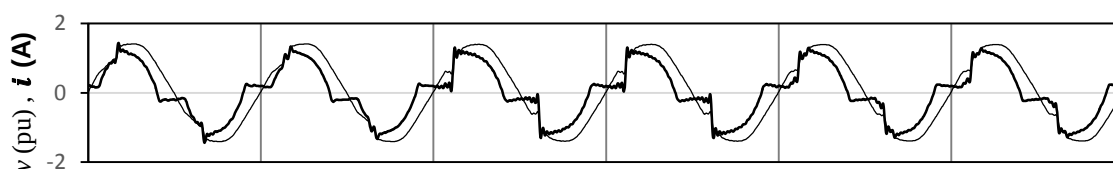


Figura 3.18 Magnitudes em escala de tons monocromáticos para o vetor I_s estimado.

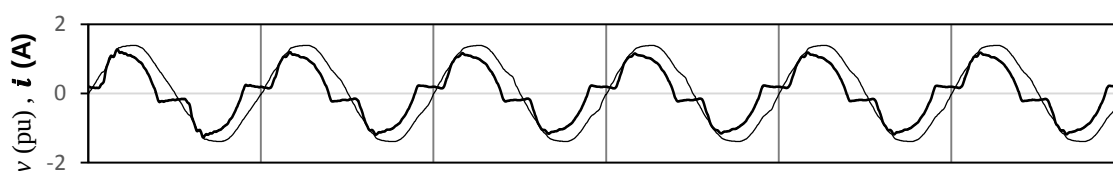
Tensão e corrente durante o experimento no. 1



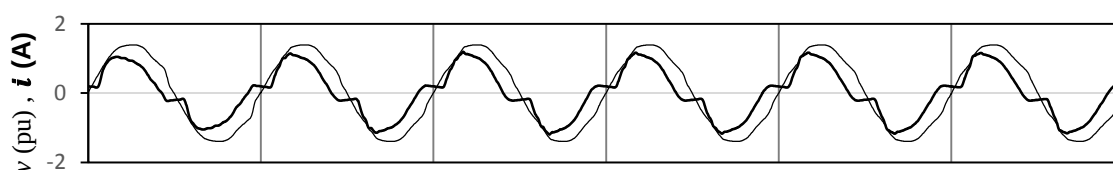
Tensão e corrente durante o experimento no. 2



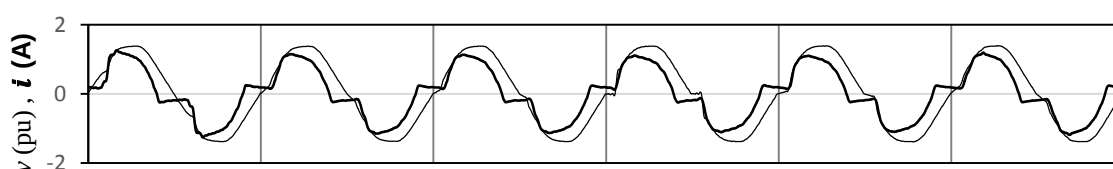
Tensão e corrente durante o experimento no. 3



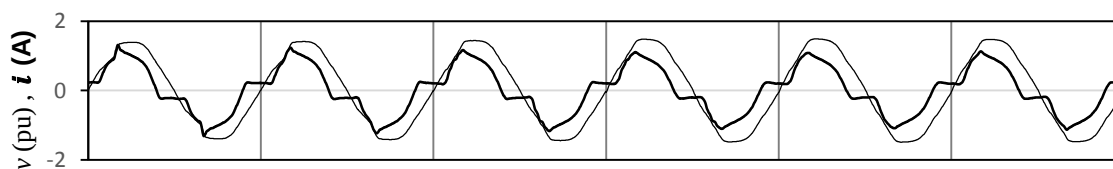
Tensão e corrente durante o experimento no. 4



Tensão e corrente durante o experimento no. 5



Tensão e corrente durante o experimento no. 6



Tensão e corrente durante o experimento no. 7

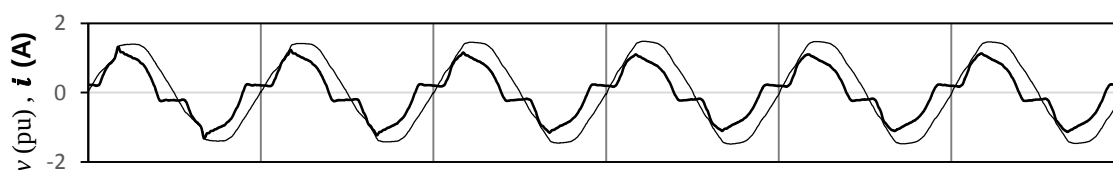
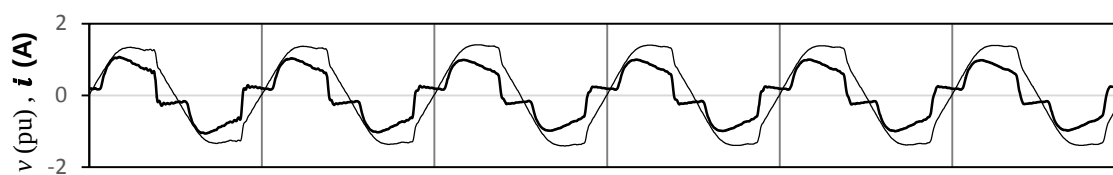
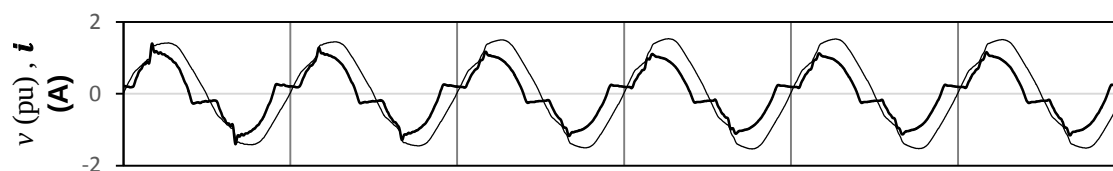


Figura 3.19 Formas de onda nos experimentos 1 até 7.

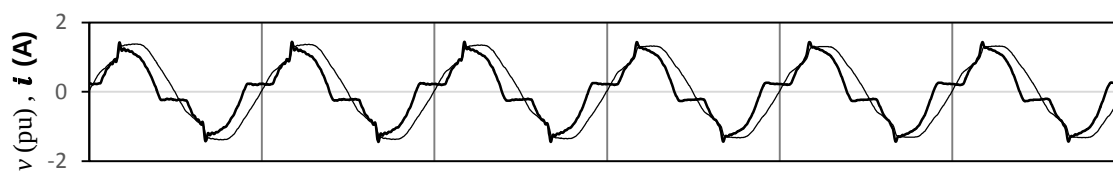
Tensão e corrente durante o experimento no. 8



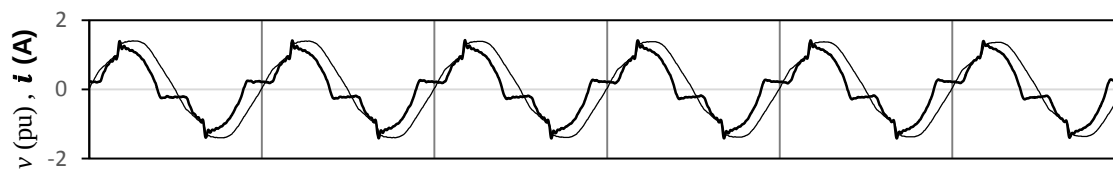
Tensão e corrente durante o experimento no. 9



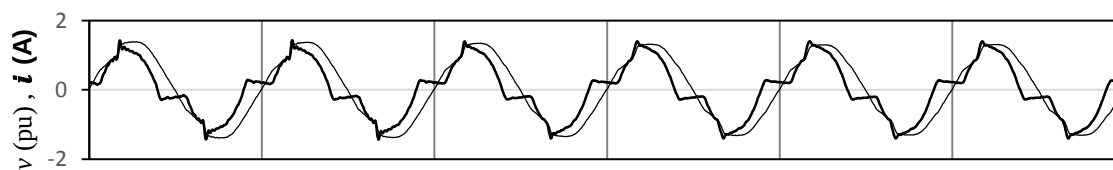
Tensão e corrente durante o experimento no. 10



Tensão e corrente durante o experimento no. 11



Tensão e corrente durante o experimento no. 12



Tensão e corrente durante o experimento no. 13

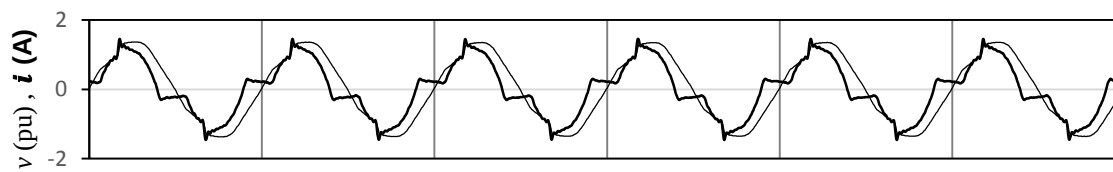
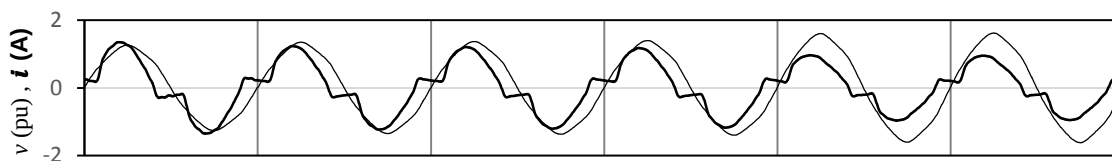


Figura 3.20 Formas de onda nos experimentos 8 até 13.

Tensão e corrente apenas variando o varivolt



Tensão e corrente ligando a carga direto na tensão entre diferentes fases e o neutro

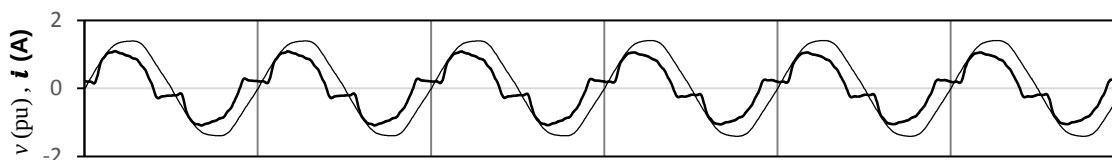


Figura 3.21 Formas de onda nos primeiros conjuntos de experimentos.

Observando-se com atenção, é possível perceber pequenas alterações na forma de onda da tensão ao longo dos experimentos. Observa-se que as variações nas formas de onda são mais visíveis de um experimento para o outro do que no mesmo experimento. Os dados usados na reconstrução das correntes foram as leituras de medição. Vale comentar que caso sejam desenhadas as formas de onda medida e calculada da corrente, a diferença na sobreposição fica muito menor do que espessura da linha usada para desenhar as correntes.

3.4.6 Considerações Finais

Neste capítulo, apresentou-se tudo que foi desenvolvido durante as atividades de pesquisa realizadas no programa de mestrado. Destaca-se que as deduções analíticas para expressão do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas na forma retangular e o procedimento para estimação de parâmetros são as principais contribuições deste trabalho para a comunidade científica. A seguir, destacam-se as principais conclusões acerca dos desenvolvimentos conduzidos neste trabalho. Além disso, discute-se possibilidades para trabalhos futuros.

4 CONCLUSÕES

Para que seja possível manter a distribuição de energia operando em corrente alternada no cenário previsto para o futuro, será necessário conduzir os trabalhos com absoluta clareza no que diz respeito às quantidades de potência em condições não senoidais. É fundamental que os mecanismos descentralizados de operação e controle da demanda nas redes inteligentes do futuro sejam desenvolvidos com base nos estudos da potência em condições não senoidais.

Sabe-se que restringir a poluição harmônica significa restringir a potência aparente não fundamental. Para isso, é importante levar em consideração as diversas quantidades de potência que são desdobramentos da potência aparente não fundamental (Figura 3.4). As quantidades de potência em condições não senoidais são ferramentas importantes na condução de investigações do comportamento não linear de conversores eletrônicos. Análises da potência como a que foi conduzida nesta dissertação favorecem a elaboração de soluções para redução de custos na atividade de compensação harmônica e não ativa. Vale destacar que foi verificado que o comportamento da potência reativa e da potência não ativa podem ser bastante diferentes. Portanto, é necessário clareza na distinção dessas grandezas. A publicação dessa dissertação contribui para a divulgação dos estudos da potência elétrica em condições não senoidais.

Desde o princípio do uso da corrente alternada procura-se manter a potência aparente fundamental o mais ativa possível minimizando-se a potência reativa. Hoje, esse entendimento deve ser direcionado para potência não ativa. Pode-se dizer que é vantajoso tentar manter a potência aparente o mais ativa e fundamental possível através da implementação de inteligência nos inversores.

Destaca-se a importância do estudo da potência instantânea para o controle de compensadores dinâmicos descentralizados operando em conjunto com filtros passivos. O estudo das quantidades de potência e da potência instantânea (domínio do tempo) se complementam e devem ser aplicados de acordo com o tipo de tarefa que se deseja conduzir. A elaboração de soluções inteligentes para manutenção da qualidade da energia depende do entendimento claro do comportamento da potência elétrica diante da condição de não linearidade no domínio do tempo.

O modelo harmônico simplificado proposto nesta dissertação se mostrou útil para modelagem de cargas não lineares quando o interesse é direcionado para o comportamento da corrente diante da variação da magnitude da tensão. Observou-se experimentalmente que a forma de onda da corrente em uma carga não linear alimentada por tensão que contém

harmônicos pode ser prevista em função da tensão fundamental. Nessas condições, a tensão fundamental é praticamente igual ao valor rms da tensão. Essa modelagem estabelece um avanço em relação à abordagem tradicional porque incorpora o efeito da tensão na corrente distorcida. Utilizando-se o modelo ajustado, é possível prever a mudança na distorção harmônica total provocada pela instalação de uma nova carga não linear na rede. Essa previsão pode ser feita em função da tensão nos terminais da carga. Uma desvantagem do modelo simplificado proposto é que os parâmetros do modelo não são livres de dependência da tensão. Ainda é necessário recalcular o modelo diante de mudanças expressivas nas condições harmônicas do sistema. Nesta dissertação, mostrou-se que os modelos Norton acoplado e desacoplado também apresentam essa desvantagem.

Nesta dissertação, foi esclarecido que o modelo Norton acoplado é um caso especial do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas. Esse caso especial pode ser entendido como uma simetria específica nas relações de admitância. A suposição inicial de que essa simetria existe em um procedimento de estimação de parâmetros produz uma modelagem menos realista para conversores estáticos. Verifica-se que o modelo Norton acoplado não é capaz de descrever precisamente a influência que os ângulos de fase dos harmônicos da tensão exercem sobre a corrente drenada por um conversor estático. Isso implica em uma pior capacidade de se prever a dinâmica do efeito atenuação.

Observa-se que é necessário estimar todos os parâmetros do modelo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas para obtenção de um modelo capaz de descrever corretamente a relação entre os espectros da tensão e da corrente em um conversor. Nesta dissertação, desenvolveu-se um procedimento eficaz e numericamente robusto para a tarefa de estimação de parâmetros desse modelo analítico. Com isso, foi possível modelar uma carga dotada de conversor eletrônico sem conhecimento prévio do arranjo do circuito eletrônico dessa carga. A linearidade no domínio da frequência observada experimentalmente se manteve regular durante diversos testes. Isso mostra que apesar da proliferação de dispositivos não lineares em uma rede elétrica dificultar a análise no domínio do tempo, a rede mantém a linearidade no domínio da frequência possibilitando a condução de análises avançadas com custo computacional acessível. As análises no domínio da frequência conduzidas nesta dissertação apontam o caminho que deve ser seguido na condução da implementação de inteligência computacional para descentralização da operação de redes elétricas em condições harmônicas adversas.

Um ponto importante é que até mesmo um modelo completo das matrizes das admitâncias harmônicas acopladas apresenta alguma dependência da tensão nos parâmetros.

Mudanças nos parâmetros do modelo devem ser levadas em consideração diante de situações extremas. Por isso, a possibilidade de ser necessário recalculá-los os parâmetros do modelo não pode ser totalmente descartada.

Os desenvolvimentos realizados neste trabalho contribuem para a consolidação de um entendimento mais abrangente e detalhado do comportamento da corrente e da energia nas cargas não lineares em condições não senoidais. Em especial, a técnica de estimação de parâmetros do modelo harmônico analítico possibilita estudos experimentais mais avançados. Uma possibilidade interessante para trabalhos futuros é observar a exposição de cargas não lineares às variações mais planejadas e controladas dos harmônicos de tensão. As variações podem ser feitas em cada ordem individualmente e de maneira combinada para que se possa conduzir investigações à respeito do comportamento harmônico das cargas de maneira ainda mais detalhada e sem a necessidade de se conhecer previamente os circuitos dos conversores. Para a condução de futuros ensaios de cargas, propõe-se a utilização de fonte ac programável.

Outra possibilidade para trabalhos futuros é comparar o modelo obtido analiticamente com base no circuito de um conversor com o modelo obtido experimentalmente através do procedimento proposto. Além disso, utilizando-se modelos harmônicos estimados, pode-se calcular, usando abordagem não iterativa, o fluxo de potência harmônica em um circuito com alta proliferação de conversores, objetivando comparar os resultados com medições.

Propõe-se, para continuidade dos trabalhos, a aplicação do procedimento de estimação de parâmetros em diferentes cargas não lineares de diferentes tipos, como por exemplo, motores acionados por conversores estáticos apresentando baixo fator de potência. Além disso, o procedimento de estimação de parâmetros proposto pode ser aplicado para análise da influência do ponto de operação do motor nos parâmetros do modelo harmônico.

APÊNDICE A – Conceitos básicos

Carga linear é aquela que pode ser adequadamente representada por um circuito equivalente composto exclusivamente por elementos lineares. Esses elementos são denominados assim por apresentarem a propriedade da linearidade. A propriedade da linearidade descreve uma relação linear entre causa e efeito. Essa propriedade é uma combinação da propriedade da homogeneidade e da propriedade aditiva [14].

A propriedade da homogeneidade ou escalonamento indica que se a grandeza elétrica de excitação for multiplicada por uma constante, a grandeza elétrica de resposta se apresentará multiplicada pela mesma constante [14]. A propriedade aditiva indica que a resposta (saída) a uma soma de sinais de entrada (excitação) será idêntica a soma das respostas de cada sinal de entrada individualmente [14].

Os elementos de circuito usados para modelagem de cargas lineares podem ser passivos ou ativos [14]. Os passivos são resistores, capacitores e indutores. Os ativos são fontes lineares dependentes ou fontes independentes. A fonte dependente é controlada linearmente por uma tensão ou corrente em outra parte do circuito. Os elementos passivos são abstrações conceituais que representam componentes de circuito idealizados. Os elementos passivos representam valores constantes da grandeza que mede o comportamento por ele modelado, conforme apresentando na Tabela A1 [14, 15, 16, 19]. O valor das grandezas dos elementos de um circuito que modela um dispositivo pode ser calculado em função da geometria e dos materiais na construção do dispositivo [19]. Na prática, o ambiente e o modo de operação podem alterar os valores das grandezas [14].

As cargas elétricas produzem campos elétricos e as correntes produzem campos magnéticos [16, 19]. Esses campos estão presentes em qualquer material energizado inclusive nos componentes em que os campos não são desejados. Como consequência, aparecem indutâncias e capacitâncias indesejadas nos circuitos que costumam ser negligenciadas na análise. Contudo, nem sempre é adequado desprezá-las. A não idealidade dos componentes construídos fica mais evidente na medida em que as condições de operação dos circuitos demandam análises mais avançadas. Esse é o caso da operação em condições não senoidais que é discutida mais adiante neste trabalho. Um condutor isolado está longe de poder ser bem representado por um fio ideal. No entanto, em alguns casos, pode ser prático modelá-lo dessa maneira. Uma bobina de condutor isolado apresenta, além da indutância, resistência elétrica no material condutor e capacitâncias entre as espiras. Em alguns casos pode ser vantajoso modelar uma bobina por um indutor ideal e em outros não.

Tabela A1 Elementos passivos para modelagem de cargas lineares.

Nome do elemento	Resistor	Capacitor	Indutor
Símbolo no diagrama			
Representado pela letra	R	C	L
Medida elétrica	Resistência ou Condutância	Capacitância	Indutância
Unidade no SI	ohms (Ω) ou siemens (S)	farad (F)	henry (H)
Qual é o comportamento modelado ou quantificado.	A dificuldade ou facilidade, respectivamente, com que a corrente circula pelo elemento.	A injeção de corrente de um terminal para o outro devido à rejeição à variação da tensão no elemento.	A oposição à variação da corrente que circula. Essa oposição ocorre por meio da tensão induzida no elemento.
Fenômeno físico que se manifesta no elemento	Efeito Joule	A capacidade de armazenamento de carga elétrica.	Indução eletromagnética
Comportamento da energia no elemento	Dissipa energia transferindo-a para o meio na forma de calor	Armazena energia através do campo elétrico	Armazena energia através do fluxo magnético
Construção típica do componente	Peça de material resistivo com terminais condutores	Chapas condutoras separadas por material isolante	Fios condutores isolados enrolados geralmente em material magnético

Outros símbolos comuns de elementos de diagrama de circuitos [14] são apresentados Figura A1

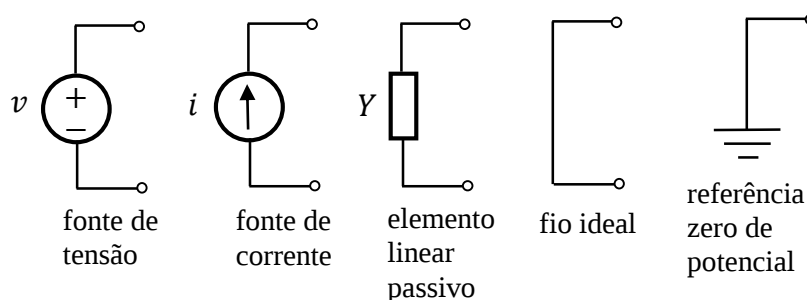


Figura A1 Alguns símbolos de diagrama de circuitos

As técnicas de análise de circuitos elétricos [14, 15] decorrem das leis básicas. Neste trabalho, não é realizada a revisão das técnicas de análise, mas revisa-se as leis básicas para indicar os fundamentos de todos os estudos em análise de circuitos. A apresentação das equações que descrevem as leis básicas é realizada, neste trabalho, destacando-se os detalhes que costumam passar despercebidos. As leis básicas são a lei de Ohm e as leis de Kirchhoff [14, 15].

A equação (A1) descreve a lei de ohm [14].

$$v = Ri \quad (A1)$$

O recíproco da resistência é a condutância $G = 1/R$. Ela é medida no SI em siemens (S). Usando a condutância, a lei de ohm se torna a equação (A2).

$$i = Gv \quad (A2)$$

A resistência absorve potência quando a corrente circula. Portanto, v é uma queda de tensão e o produto vi é um valor positivo. Para garantir que o produto vi seja um valor positivo, a corrente calculada pelo produto Gv estará entrando no terminal positivo v^+ e saindo pelo negativo v^- . Similarmente, quando a tensão for calculada pelo produto Ri , sua polaridade será tal que a corrente é especificada entrando no terminal positivo v^+ e saindo no negativo v^- .

A lei das correntes de Kirchhoff determina que a soma das correntes que entram em um nó subtraindo as correntes que saem desse nó do circuito é sempre zero, conforme representando pela equação (A3) juntamente com a Figura A2 [14].

$$\sum_{n=1}^N (-1)^k i_n = 0 \quad (A3)$$

onde, o termo $(-1)^k$ foi colocado para representar os sinais corretos das correntes na soma.

$k = 0$ se a corrente n estiver entrando no nó

$k = 1$ se a corrente n estiver saindo do nó

i_n pode ser um valor positivo ou negativo de corrente e sempre deve incluir a informação do sentido.

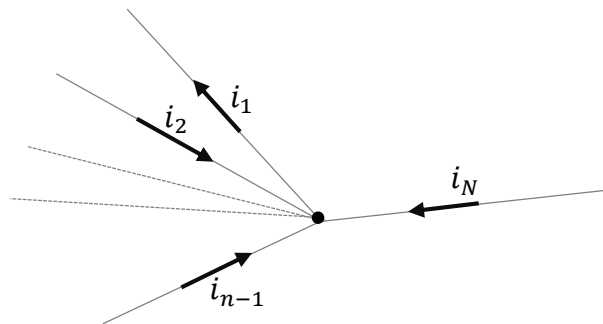


Figura A2 Lei das correntes de Kirchhoff

A lei de das tensões de Kirchhoff determina que a soma das quedas de tensão subtraindo as elevações de tensão sobre os elementos, decorrentes da circulação da corrente de laço é zero. A corrente de laço circula em um sentido único ao longo de um caminho fechado. A lei das tensões de Kirchhoff é representada pela equação (A4) juntamente com a Figura A3 [14].

$$\sum_{m=1}^M (-1)^k v_m = 0 \quad (\text{A4})$$

onde, o termo $(-1)^k$ foi colocado para representar os sinais corretos das tensões na soma.

$k = 0$ se no elemento a corrente de laço entra no terminal positivo

$k = 1$ se no elemento a corrente de laço entra no terminal negativo.

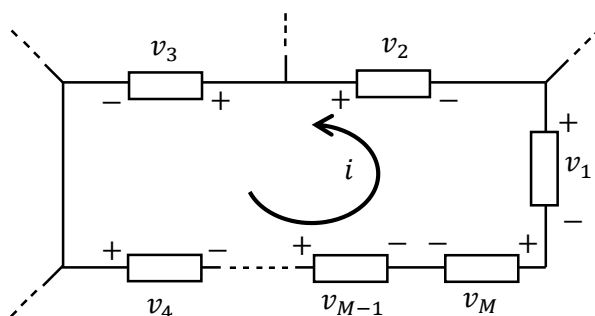


Figura A3 Lei das tensões de Kirchhoff

Na Figura A3 a corrente de laço foi considerada circulando em sentido anti-horário. Independentemente do sentido, o importante é que o sinal dado pelo termo $(-1)^k$ é sempre a polaridade encontrada primeiro ao percorrer o caminho fechado [14].

Na realização dos cálculos aplicando as leis básicas pode ocorrer que a corrente arbitrada em um sentido resultar em um valor negativo, ou de alguma tensão arbitrada em uma polaridade apresentar um valor negativo. Por esse motivo, a polaridade das tensões e sentidos das corrente pode gerar confusões nas análises e medições. Contudo, desde que a convenção do sinal passivo seja observada nos cálculos de potência, é possível saber como ocorre o fluxo da potência no circuito.

Uma fonte de tensão senoidal, ou fonte de tensão puramente senoidal, também conhecida como fonte ideal de tensão alternada é um elemento ativo ideal de circuito. Fontes de tensão são abstrações conceituais que auxiliam na modelagem de dispositivos reais. Por exemplo, geradores, baterias e outras fontes de energia elétrica. A fonte de tensão senoidal restringe a tensão em seus terminais a ser sempre um sinal senoidal. A corrente que passa pela fonte será determinada pelo circuito elétrico ao qual a fonte está conectada. Similarmente, uma fonte de corrente senoidal restringe a corrente que passa por ela a ser um sinal senoidal. A tensão sobre uma fonte de corrente será determinada pelo circuito elétrico ao qual ela está conectada. Uma fonte senoidal alimentando uma carga linear constitui um circuito linear. Nesse caso, todos os sinais de tensão e corrente no circuito são senoidais. Considerando que circuito

analisado possui condições iniciais, porém, ocorre que os sinais levam algum tempo para alcançar o regime permanente senoidal [14, 15].

Analisar circuitos lineares utilizando funções temporais e lidando com as taxas de variação e equações diferenciais possui a vantagem de se obter a previsão do comportamento do circuito na condição de partida, além do regime permanente. Entretanto, para estudar apenas o regime permanente dos circuitos lineares em corrente alternada senoidal, é muito mais prático utilizar fasores. Um circuito linear em regime permanente permanece com as amplitudes e fases dos sinais elétricos senoidais inalterados [14, 15]. Muitas vezes, na engenharia elétrica, deseja-se analisar apenas o regime permanente, cultivando noções simplificadas do comportamento em regime transitório. Nesses casos, o uso dos fasores facilita a análise, permitindo a abordagem unificada de grandes circuitos como sistemas de energia. Antes de abordar os fasores, porém, é importante apresentar a potência instantânea.

APÊNDICE B – Fasores

Os fasores são números complexos que simplificam o estudo dos circuitos em condições senoidais. Os fasores são decorrentes da equação de Euler. Sendo assim, inicialmente, a equação de Euler é discutida.

A função logarítmica natural, $y = \ln x$, e sua inversa, a exponencial natural, $y = e^x$, são muito comuns na engenharia. Considerando-se $x \in \Re$ ocorre que muitos fenômenos naturais obedecem essas funções. A função exponencial natural possui uma propriedade excepcional. Ela é a única na qual para todos os pontos ao longo da reta real, o valor da função é igual ao gradiente naquele ponto e igual a área sob a curva até aquele ponto [58]. A constante conhecida como número de Euler,

$$e = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \approx 2,71828 \quad ,$$

confere a excepcionalidade à função exponencial. Essa constante aparece em análises relacionadas com crescimento e taxas de variação [58].

A função exponencial natural se torna uma expressão mais abstrata quando o expoente pode ser um número complexo. Nesse caso, a parte real do número complexo não acrescenta nada de novo. A parte imaginária, porém, causa estranheza. Leonhard Euler descobriu que a exponencial natural de um número imaginário, $y = e^{jx}$, onde $j^2 = -1$ possui parte real $\cos x$ e parte imaginária $\sin x$ [14] conforme expresso na equação (B1) e ilustrado na Figura B1.

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x \quad (\text{B1})$$

onde, $x \in \Re$

A exponencial natural com o expoente imaginário e^{jx} traça o círculo trigonométrico no plano complexo na medida em que a variável x percorre a reta real [59]. Por isso, pode-se interpretar que a exponencial e^{jx} desenha uma espiral em torno da reta real como ilustrado na Figura B1. Nessa figura, o círculo trigonométrico no plano complexo desliza ao longo da reta real (variável x). O ponto que gira no círculo obedecendo e^{jx} vai desenhando uma forma de mola conforme o círculo desloca.

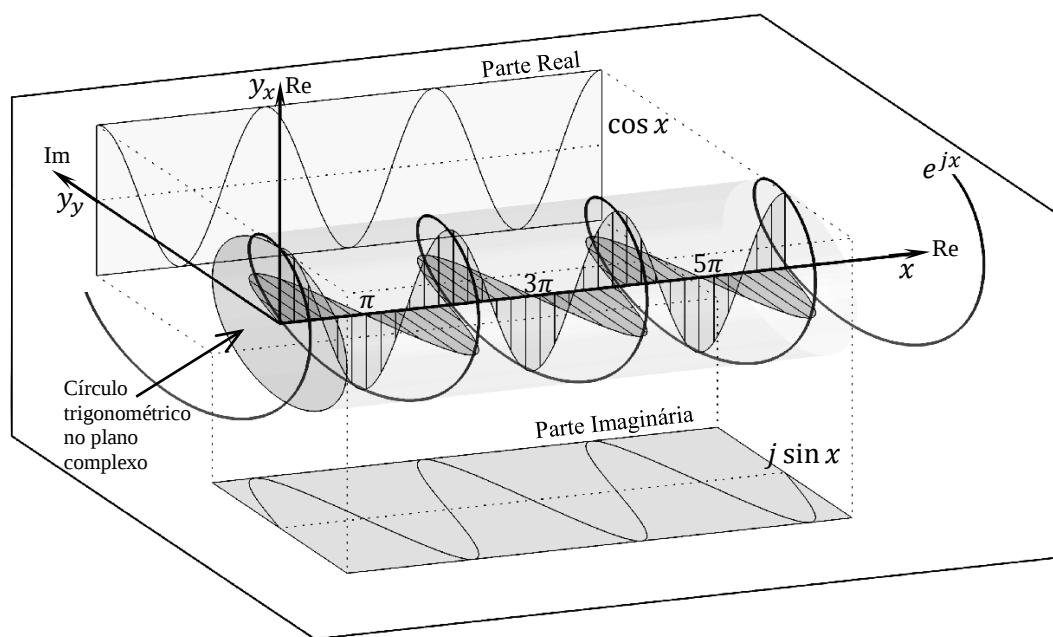


Figura B1 Uma interpretação visual para a equação de Euler

A descoberta de Euler causa estranheza. Contudo, não poderia ser diferente, afinal, ela envolve a operação de exponenciação. Na exponenciação, quando consideramos a base e o expoente pertencentes a um conjunto numérico, a resposta pode estar em um conjunto numérico diferente, mais abrangente [60]. Inicialmente, considerando que o expoente é um número natural, a operação de exponenciação possui uma interpretação clara: multiplicações consecutivas da base. Se o expoente é um número inteiro e negativo a interpretação muda e o resultado passa a envolver também a operação de divisão, ou seja frações. Surgem os números racionais. Se o expoente puder ser uma fração, a complexidade aumenta dando origem à operação de radiciação e os números irracionais. Nesse contexto de radiciação surge um enigma. Como não existe nenhum número j na reta real capaz de satisfazer a equação $j^2 = -1$, não se encontra nenhuma resposta na reta real para certos expoentes quando a base é negativa. É necessária a introdução dos números complexos para encontrar respostas para a exponenciação no plano complexo.

Por fim, quando o expoente pode ser um número complexo, a parte imaginária do expoente se apresenta como outro enigma. Assim como os enigmas anteriores a respeito da operação de exponenciação foram desvendados, Euler desvendou esse último. Quando o expoente é um número complexo, resultados sempre podem ser encontrados no próprio plano complexo. Mesmo se a base também for um número complexo [60]. Basta utilizar logaritmos e a equação de Euler.

A descoberta de Euler estabelece uma ligação lógica entre a trigonometria e a álgebra possibilitando novas ferramentas para as ciências exatas. O entendimento de que a unidade imaginária é perpendicular à unidade real é revolucionário, facilitando a interpretação de operações com números complexos. Decorre desse entendimento, o plano complexo ou plano de Argand-Gauss que é uma ferramenta imprescindível para a engenharia. Em [60] é dito que os números complexos fazem a álgebra ficar completa porque as operações de soma, subtração, multiplicação, divisão, radiciação e exponenciação com números complexos resultam sempre em números que podem ser encontrados no próprio conjunto dos números complexos.

A equação de Euler revela que quando a base é real e o expoente é imaginário, ocorre que o resultado da exponenciação gira sobre a circunferência unitária no plano complexo conforme o expoente percorre a linha jx . Dependendo da base, o resultado gira mais rapidamente ou lentamente sobre a circunferência [61]. O número de Euler é uma base especial na exponenciação que faz com que o resultado gire na circunferência percorrendo a mesma distância que x percorre [59]. Na Figura B1, pode-se observar que quando x passa por π a parte imaginária de e^{jx} passa pelo zero e a parte real passa por -1 . É nessa condição que ocorre $e^{j\pi} = -1$. Essa expressão é conhecida como identidade de Euler [62]. Em [58] é dito que costuma-se considerar que identidade de Euler é a mais bela equação da matemática.

Euler provou a equação (B1) usando de séries de potência. A equação de Euler é provada expandindo-se a exponencial e^{jx} em uma soma infinita (série de Taylor) e manipulando essa série algebricamente para separá-la em duas partes que são expansões em série infinita (Série de Maclaurin) da função cosseno e seno [14], conforme expresso na equação (B2).

$$e^{jx} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(jx)^n}{n!} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{(2n)!} + j \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} x^{2n-1}}{(2n-1)!} = \cos x + j \sin x \quad (\text{B2})$$

onde, $n = 0, 1, 2, 3 \dots$

Essa dedução ilustra como os trabalhos de diferentes matemáticos se unem criando trabalhos novos que promovem o avanço das ciências exatas. Também é possível verificar a equação de Euler usando cálculo.

Seja $f(x) = e^{jx}$. Verifica-se que $f'(x) = je^{jx}$. Verifica-se também que $f''(x) = j^2 e^{jx} = -e^{jx}$. Sabe-se portanto que a função exponencial $f(x) = e^{jx}$ satisfaz $f''(x) = -f(x)$. Além disso, $f(0) = 1$ e $f'(0) = j$. Isso estabelece um problema de valor inicial no qual a solução única é $g(x) = A \cos x + B \sin x$ com $A = 1$ e $B = j$. Assim é mostrado [63] que $e^{jx} = \cos x + j \sin x$.

A interpretação da equação de Euler clarifica a origem dos fasores. A seguir, o conceito de fasor é retratado, iniciando-se à partir da equação (B1). A equação (B3) é obtida multiplicando-se os dois lados da equação de Euler (B1) pela constante $\sqrt{2}A$ e substituindo $x = \omega t + \phi$, sendo t uma variável real, ϕ um deslocamento constante e ω uma constante (velocidade angular).

$$\sqrt{2} A e^{j(\omega t + \phi)} = \sqrt{2} A (\cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi)) \quad (\text{B3})$$

A equação (B3) revela que a parte real de $\sqrt{2} A e^{j(\omega t + \phi)}$ é uma função cosseno e a parte imaginária é uma função seno. Ambas com amplitude $\sqrt{2} A$. Tomando a parte imaginária dos dois lados da equação (B3) obtêm-se,

$$\text{Im}\{\sqrt{2} A e^{j(\omega t + \phi)}\} = \text{Im}\{\sqrt{2} A (\cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi))\} \quad .$$

Assim chega-se à equação (B4).

$$\text{Im}\{\sqrt{2} A e^{j\phi}\} e^{j\omega t} = \sqrt{2} A \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{B4})$$

Observa-se que o lado direito da equação (B4) é uma função senoidal $f(t)$ com valor rms A , frequência angular ω e fase ϕ . Isso mostra que $f(t)$ pode ser representada por um número complexo $\mathbf{F}$, conforme expresso pela equação (B5) [14, 15, 64, 65].

$$f(t) = \sqrt{2} A \sin(\omega t + \phi) = \text{Im}\{\mathbf{F} e^{j\omega t}\} \quad (\text{B5})$$

onde, termo $\sqrt{2}A$ representa a amplitude ou valor de pico da senóide $f(t)$.

$\mathbf{F}$ é um número complexo denominado fasor, expresso através da equação (B6). Esse número é relacionado à senóide $f(t)$ representando sua amplitude e fase [14, 15, 64, 65].

$$\mathbf{F} = \text{Re}\{\mathbf{F}\} + j\{\text{Im}\{\mathbf{F}\}\} = \sqrt{2}A(\cos \phi + j \sin \phi) = \sqrt{2} A e^{j\phi} = |\mathbf{F}| \angle \phi \quad (\text{B6})$$

onde,

ϕ é o argumento ou fase, uma constante medida em radianos ou graus elétricos, $\angle \mathbf{F} = \phi$

$\text{Re}\{\mathbf{F}\} = \sqrt{2}A \cos \phi$ é a parte real do fasor

$\text{Im}\{\mathbf{F}\} = \sqrt{2}A \sin \phi$ é a parte imaginária do fasor

$|\mathbf{F}| = \sqrt{2}A$ é a magnitude do fasor

$\sqrt{2}A(\cos \phi + j \sin \phi)$ expressa o fasor na forma retangular

$\sqrt{2} A e^{j\phi}$ expressa o fasor na forma exponencial

$\sqrt{2} A \angle \phi$ expressa o fasor na forma polar

$j = e^{j\frac{\pi}{2}} = 1 \angle 90^\circ$ é a unidade imaginária.

O módulo do fasor é o valor de pico (valor máximo) da senóide $f(t)$. Entretanto, no contexto da engenharia, para representar grandezas elétricas, é comum utilizar o módulo do

fasor como sendo o valor rms da senóide. Adicionalmente, utiliza-se a representação compacta (forma polar) mostrada na equação (B7). Nesse caso, é comum que o ângulo ϕ seja expresso em graus elétricos ao invés de radianos.

$$\mathbf{F}_{\text{grandeza elétrica}} \rightarrow A_{\text{rms}} \angle \phi_{\text{graus}} \quad (\text{B7})$$

Neste trabalho, os fasores são escritos em Maiúsculo **negrito** e *itálico*. Assim, os fasores não se confundem com os valores rms. Os fasores de grandezas elétricas são interpretados geometricamente como segmentos orientados girando no plano complexo com velocidade angular ω . Os desenhos chamados diagramas fasoriais são feitos para $t = 0$. Imagina-se que o fasor gira no sentido positivo com velocidade ω . A Figura B2 ilustra o diagrama fasorial adaptado de [14, 15].

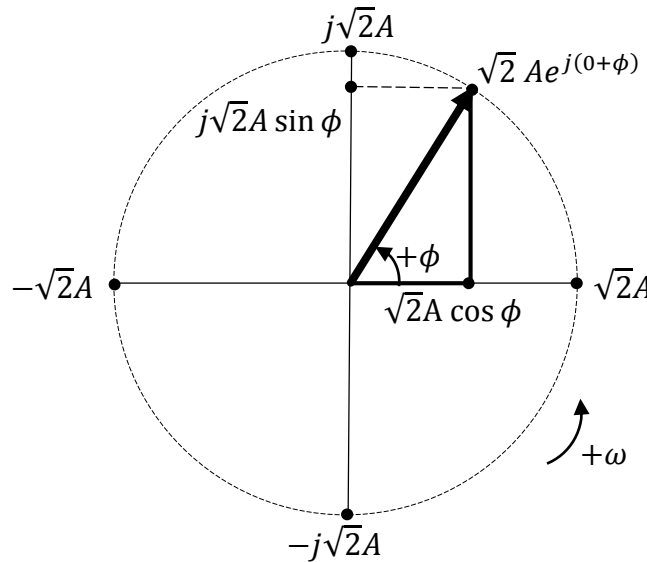


Figura B2 Diagrama fasorial

Observa-se que $f(t) = \sqrt{2}A_{\text{rms}} e^{j(\omega t + \phi)}$ é uma expressão na qual o argumento (ângulo) varia em função de uma variável real tempo. A parte imaginária (projeção no eixo imaginário) oscila no tempo conforme $\sqrt{2}A \sin(\omega t + \phi)$ e a parte real (projeção no eixo real) oscila conforme $\sqrt{2}A \cos(\omega t + \phi)$. Um mesmo fasor pode representar senóides com 90° de diferença de fase para uma mesma frequência angular ω . Isso pode causar confusão. Neste trabalho, os fasores são considerados girando no sentido positivo (anti-horário) e representam funções seno. O uso de fasores para representar senóides evita a variável t nos cálculos permitindo com que as análises sejam conduzidas usando-se operações simples.

APÊNDICE C – Gráficos de dispersão e retas ajustadas para o modelo simplificado

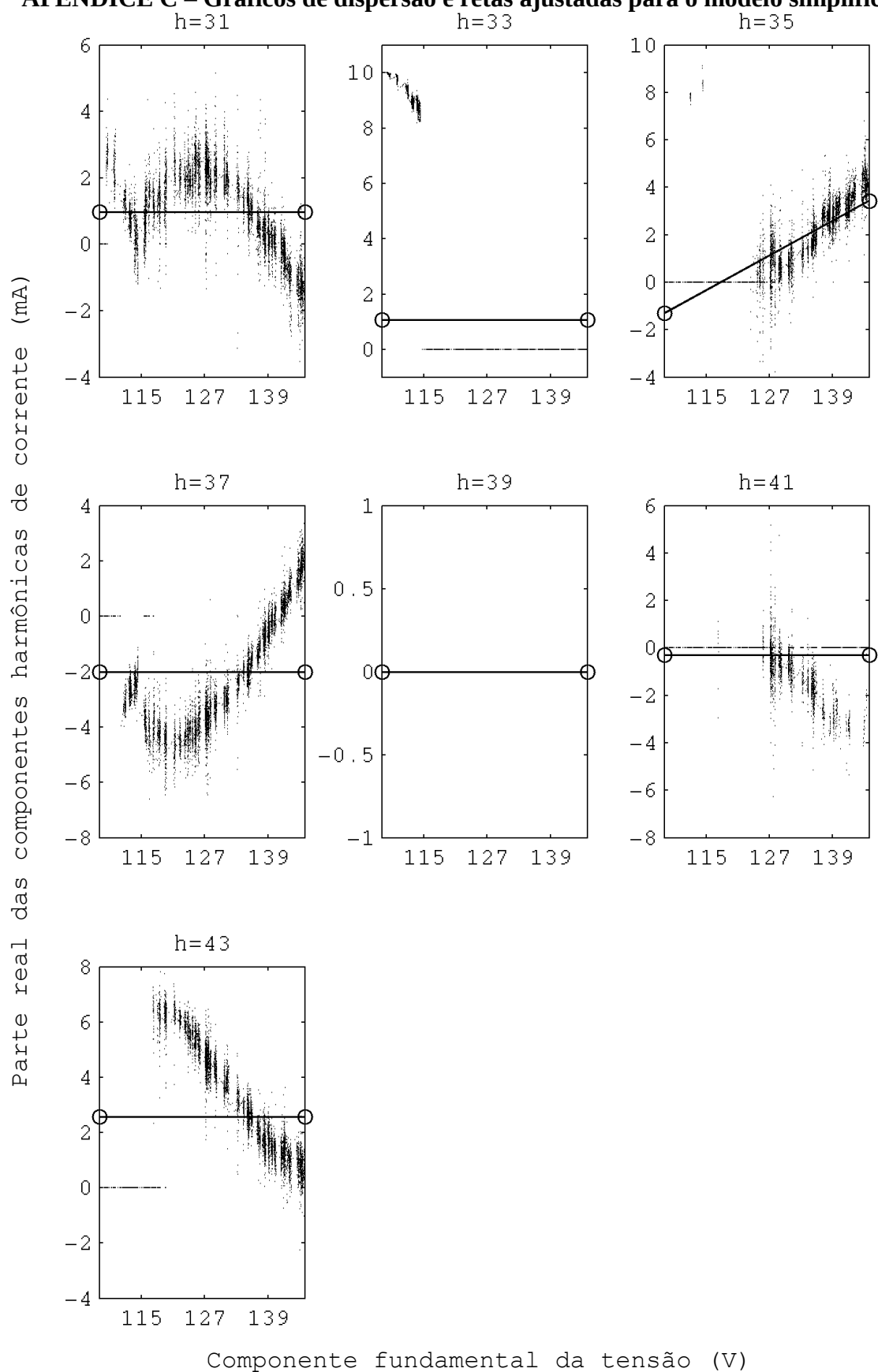


Figura C1 Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.

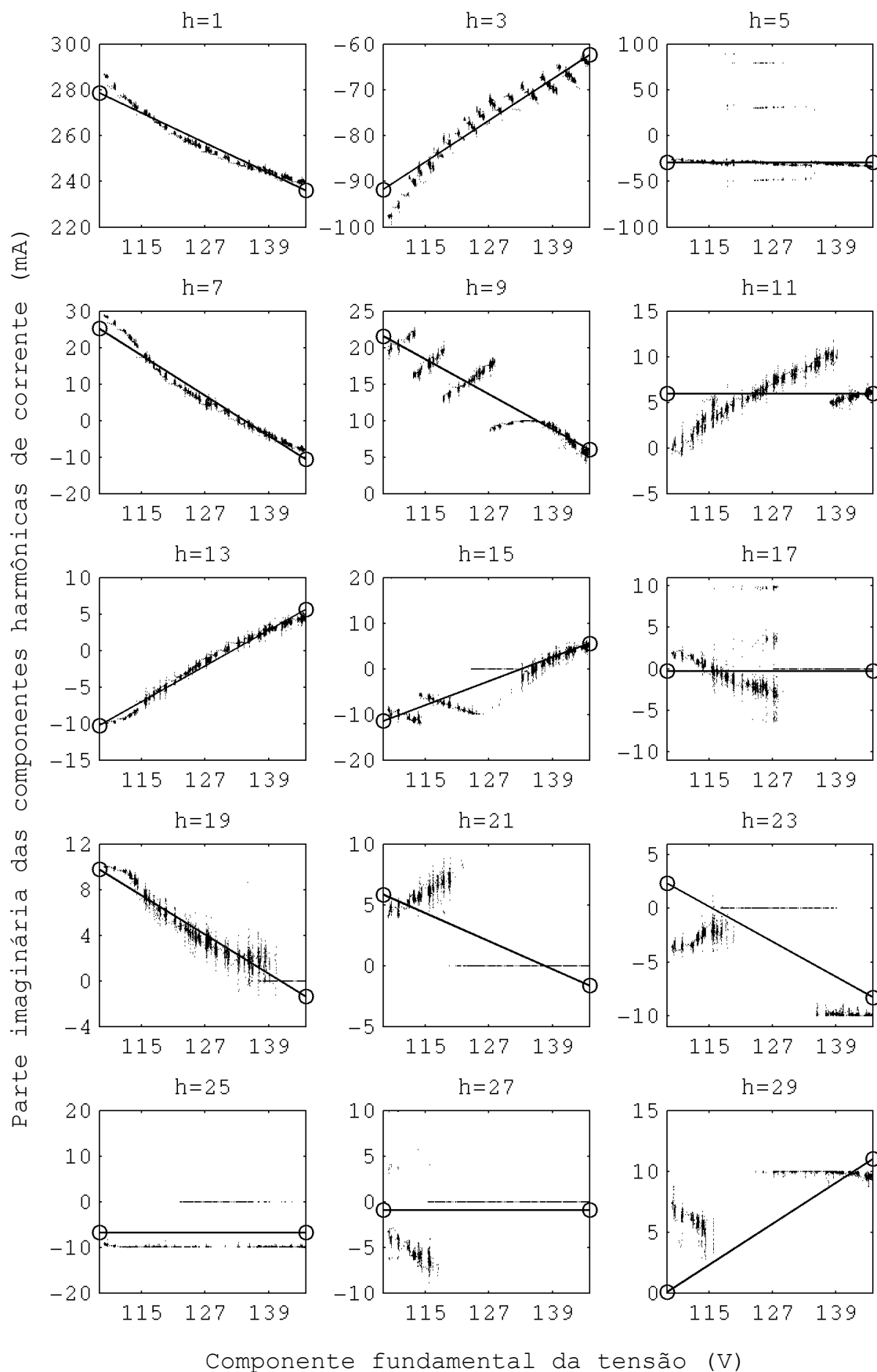


Figura C2 Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.

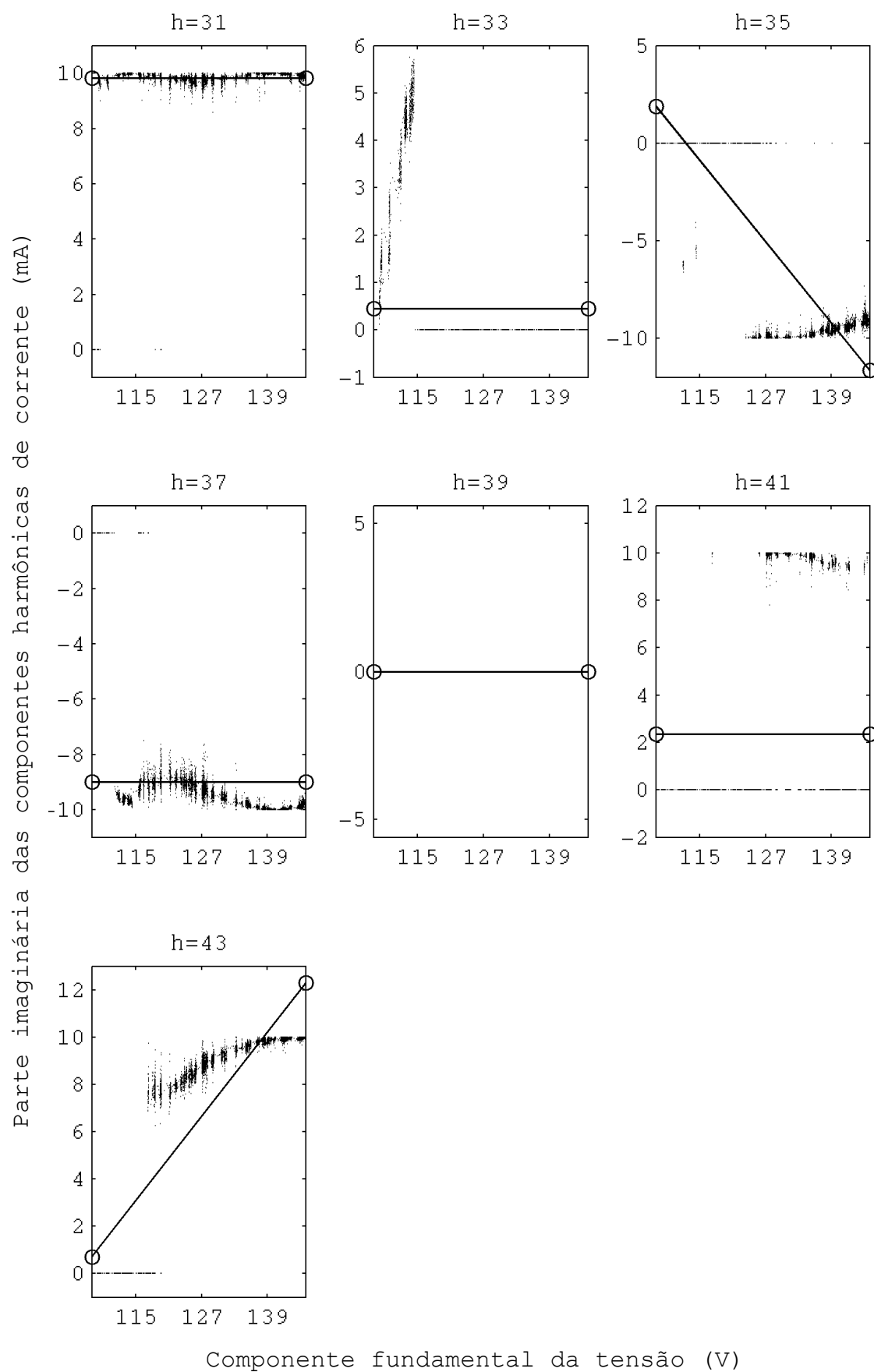


Figura C3 Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas cinco lâmpadas à LED com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.

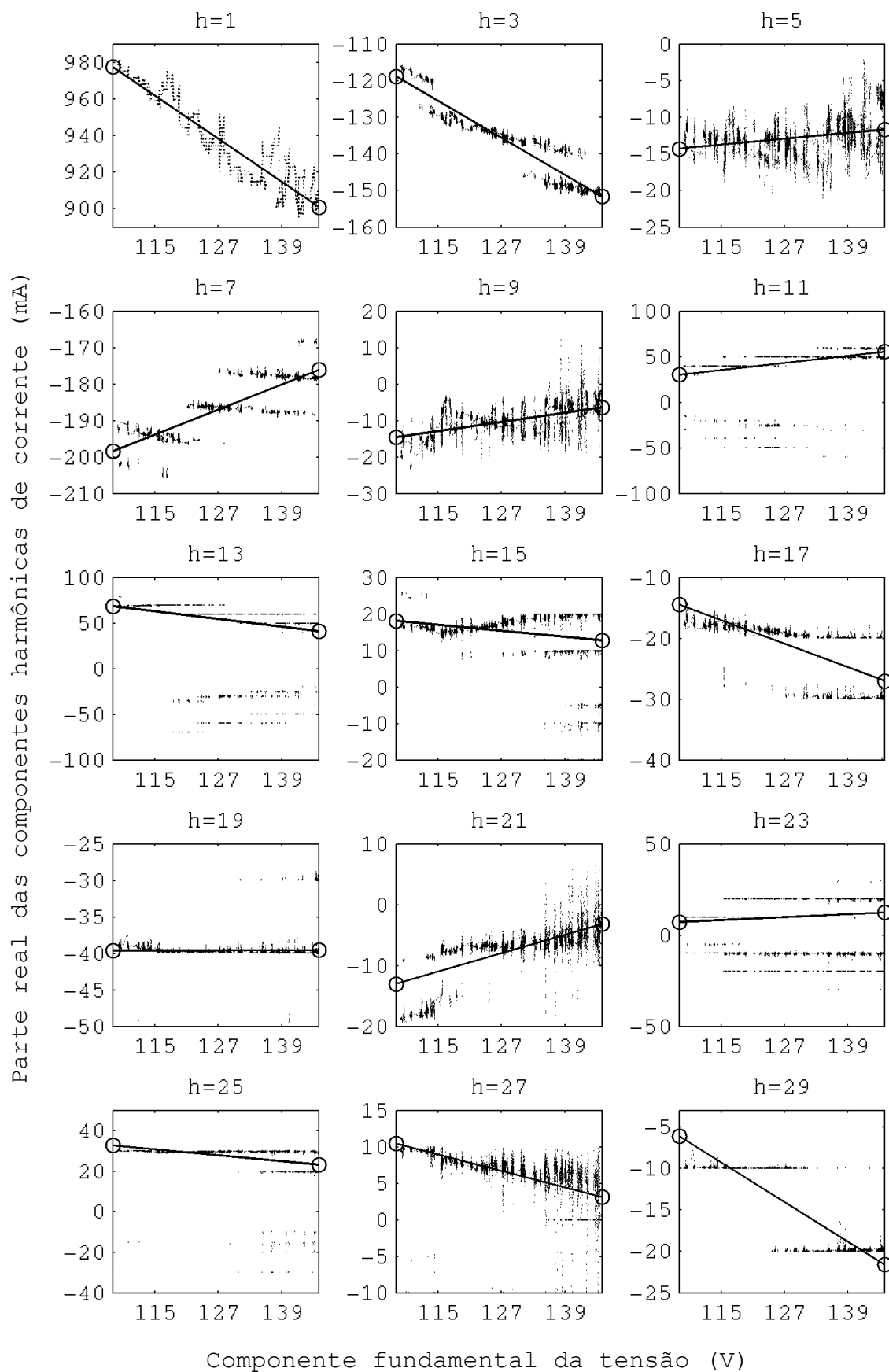


Figura C4 Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.

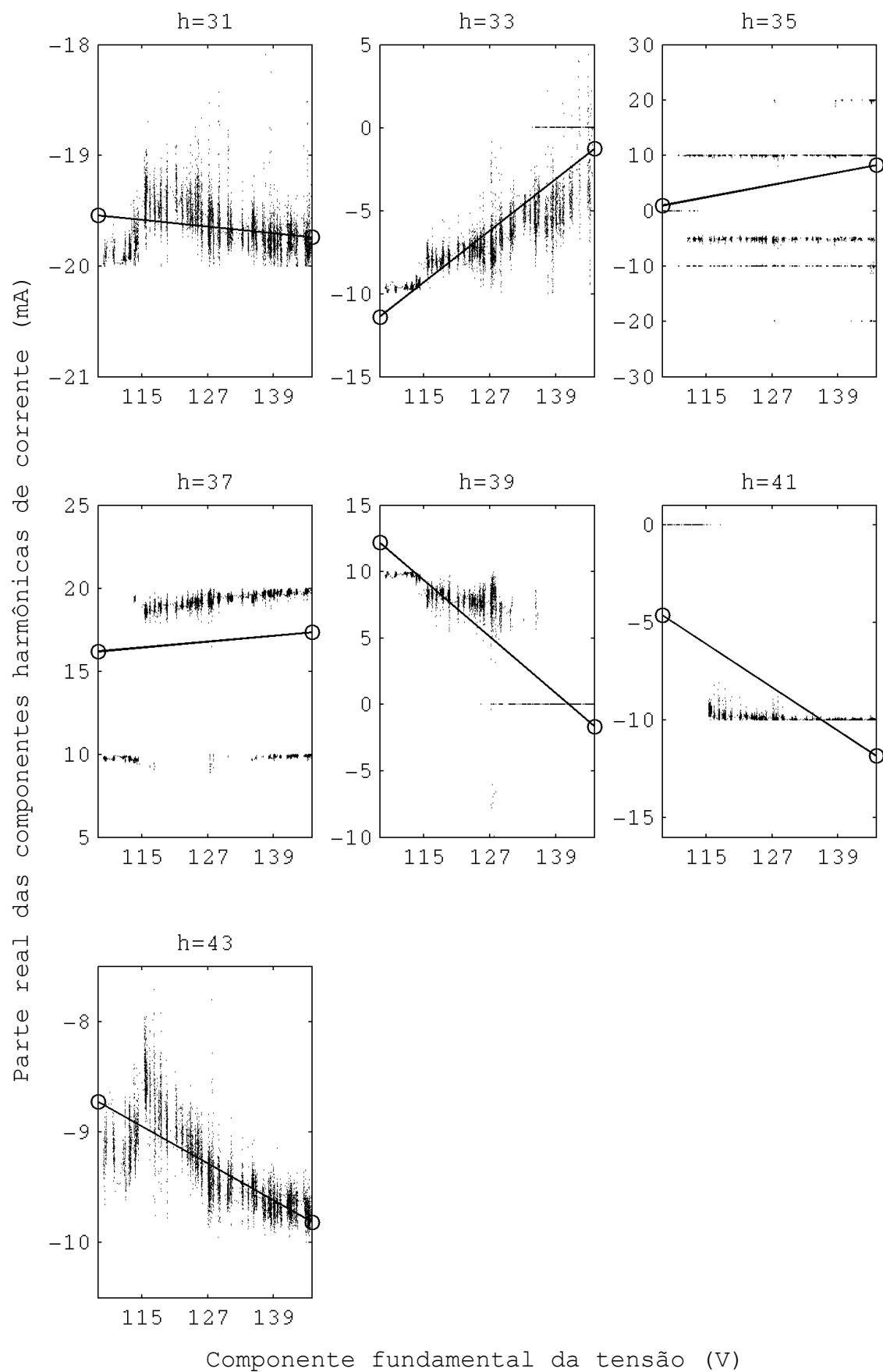


Figura C5 Gráficos de dispersão da parte real das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.

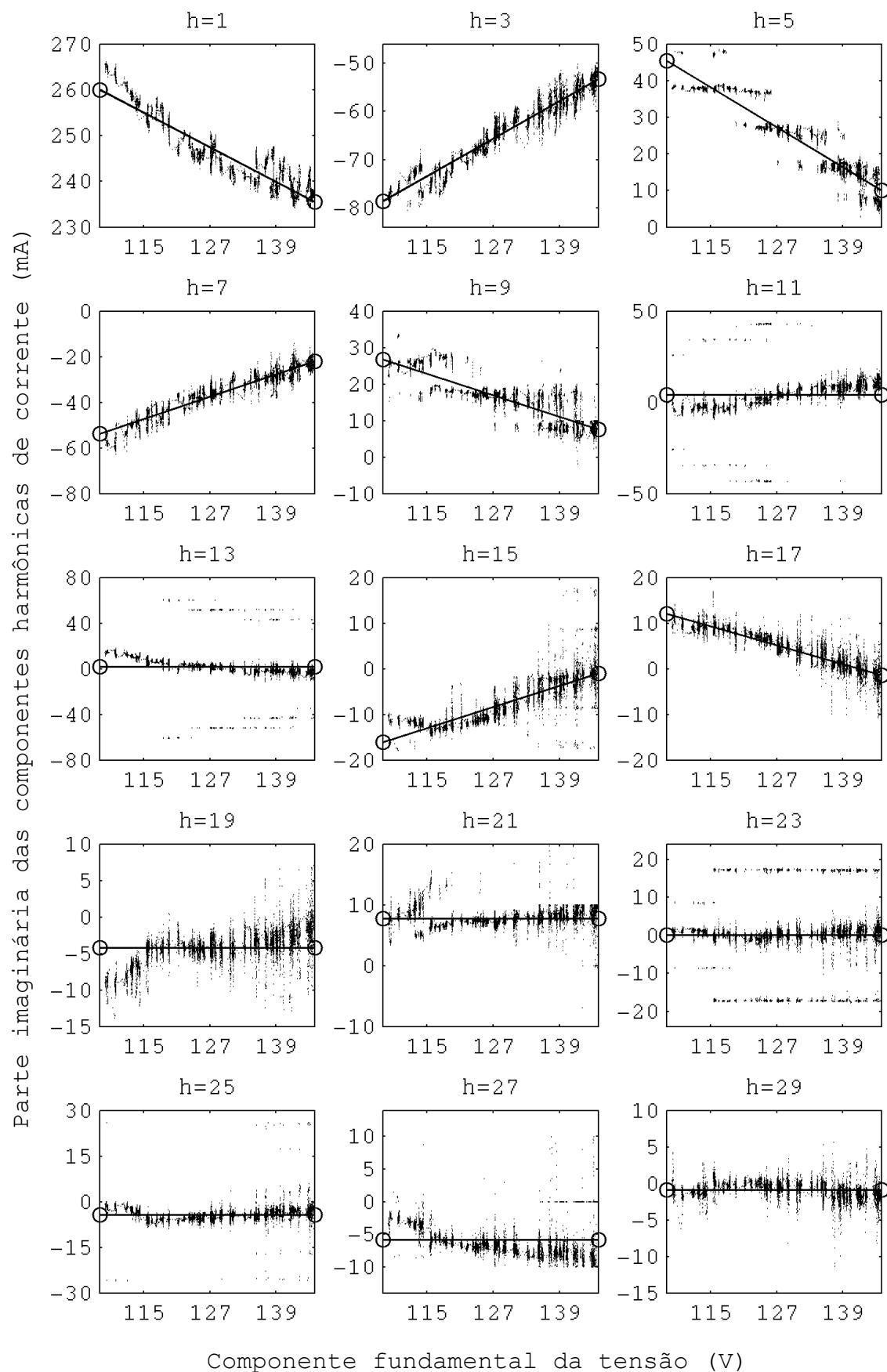


Figura C6 Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 1 até 29.

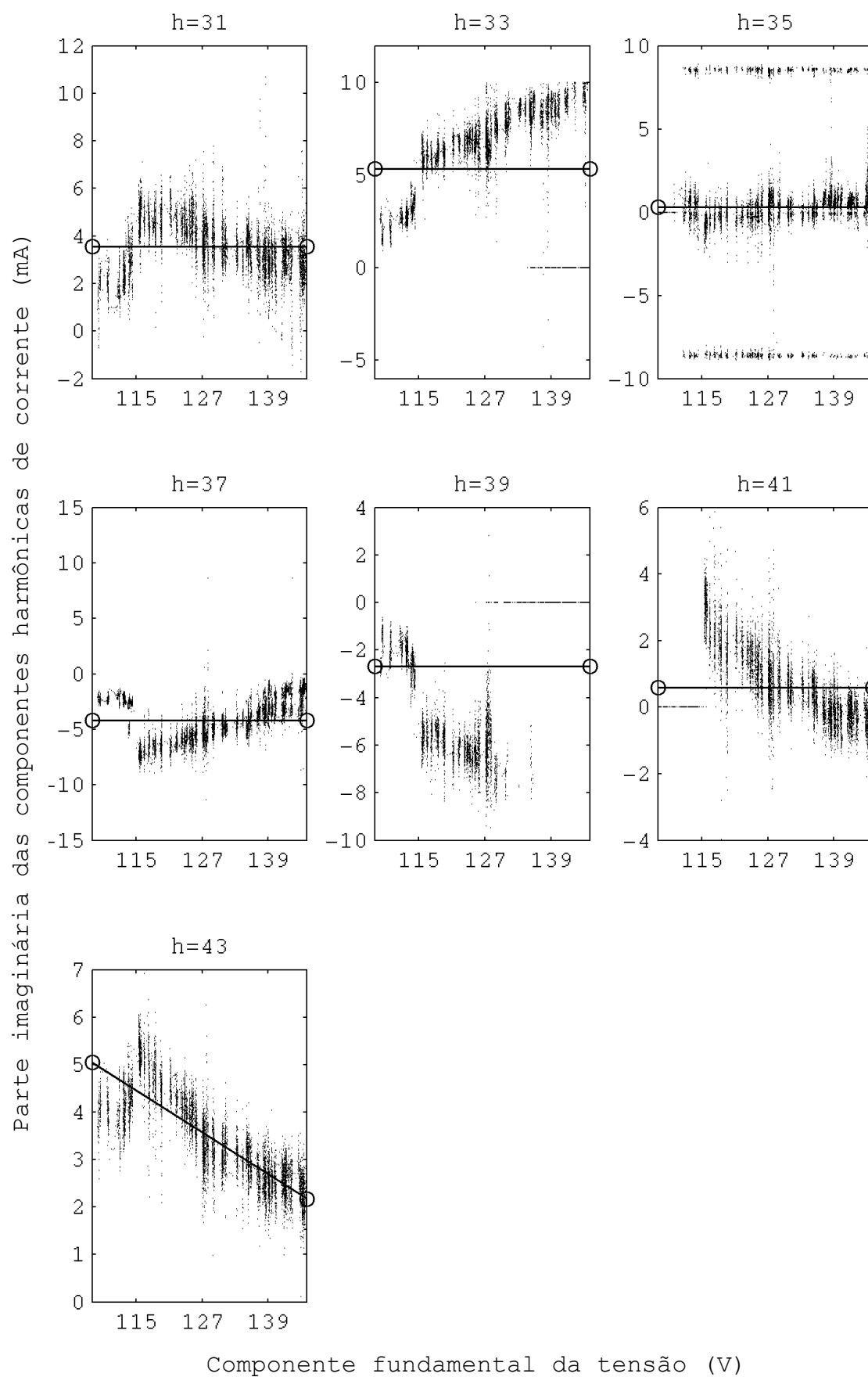


Figura C7 Gráficos de dispersão da parte imaginária das harmônicas da corrente nas três lâmpadas fluorescentes com as respectivas retas ajustadas para ordens 35 até 43.

APÊNDICE D – Parâmetros estimados para o modelo harmônico

Tabela D1 Parâmetros ajustados para matriz Y_x^d em milisiemens

-6.20	-1.17	2.46	0.85	-1.01	1.30	-5.64	-2.24	0.54	3.89	-3.79	10.40	-8.25	5.44	-12.40	-1.41	5.82	-9.83	1.66	1.33	-8.55	-2.58
4.06	6.86	-2.04	-5.57	-1.46	2.11	-1.54	2.78	-12.28	6.01	5.79	-2.69	12.74	-9.63	3.54	-4.03	4.31	12.14	3.76	-2.26	4.70	-3.36
0.50	-1.69	5.03	-1.58	-2.04	-0.81	1.20	-6.98	10.48	-3.79	0.97	3.14	-6.36	4.26	-4.03	1.81	2.99	-9.47	-0.34	1.33	-1.92	-2.48
-0.87	-3.56	-1.40	6.90	-0.26	-4.82	-0.76	1.74	1.95	0.40	0.57	-1.41	-6.41	8.43	-1.86	0.50	5.26	-6.63	-3.14	4.73	-4.94	1.90
-0.80	-2.14	-1.80	-0.12	5.70	1.39	-5.27	3.16	-3.97	2.76	-0.19	-0.65	3.32	-1.66	-0.30	2.94	-2.56	5.76	1.24	-1.05	-0.26	2.35
-0.32	0.74	-0.35	-2.02	-0.28	6.15	-0.76	-1.98	1.14	-2.11	1.79	0.12	1.26	-0.93	1.44	2.66	-5.18	4.98	3.45	-3.38	5.49	-0.97
0.26	2.39	0.04	-1.00	-2.40	-1.79	9.25	-0.50	-2.86	-2.29	-0.23	-1.18	0.19	0.10	2.01	-0.63	-2.01	-1.15	0.39	-3.00	3.80	-1.08
0.37	0.89	0.50	0.09	-0.63	-3.19	1.20	5.24	-2.61	-1.67	0.80	-1.60	2.44	0.29	-4.28	-0.59	0.90	-2.50	-0.90	1.30	-1.01	-0.58
0.24	-0.84	0.80	0.35	0.47	0.22	-4.81	-0.34	5.57	1.41	-3.53	2.77	-0.35	-0.58	-2.41	-2.89	2.55	-2.86	-0.83	1.44	-4.22	0.67
0.00	-1.05	0.26	0.41	0.72	1.23	-3.79	-2.43	0.41	6.81	-1.60	-0.83	-2.35	1.25	-1.67	-0.81	0.61	-1.52	-1.52	0.78	-2.33	-0.23
-0.08	-0.44	0.05	0.18	0.49	0.72	-0.46	-0.04	-3.45	0.51	4.43	0.32	-5.11	1.38	1.74	-0.30	-1.06	-1.64	-0.24	1.95	-2.14	-0.01
-0.14	0.01	-0.07	-0.14	0.26	0.20	0.93	0.98	-1.16	-3.66	1.25	5.91	-0.24	-1.87	0.01	4.46	-2.10	2.95	0.50	0.37	1.89	-0.57
-0.01	0.27	-0.13	0.12	-0.23	-1.01	0.84	1.63	-0.79	0.37	-3.07	-0.79	6.02	-3.74	-1.68	1.94	0.88	1.01	0.31	-2.38	0.92	1.62
-0.05	0.16	-0.09	-0.01	-0.18	0.02	0.19	-0.11	0.61	0.36	-0.93	-3.22	2.03	4.11	-2.10	-3.02	0.35	2.65	-0.43	-0.08	-0.96	0.21
-0.05	-0.30	0.09	-0.15	-0.09	0.63	0.01	-1.71	1.63	0.77	0.26	-0.31	-1.17	1.16	3.92	-1.41	-3.47	0.68	0.91	3.34	-1.32	-0.65
-0.02	0.05	-0.15	0.07	-0.16	0.36	0.60	-1.82	0.60	0.46	-0.06	1.20	-0.41	-2.58	0.85	3.85	-0.05	-4.26	-0.29	4.23	-0.03	-1.22
0.01	0.09	-0.06	0.08	0.20	-0.22	-0.24	0.84	-1.25	0.14	0.66	1.03	0.23	-0.34	-3.11	1.52	6.30	-2.74	-2.04	-0.40	2.43	0.88
0.05	0.01	0.12	0.03	0.19	-0.04	-0.60	1.37	-1.61	0.63	-0.20	0.47	0.84	-0.37	-0.83	-2.53	0.94	6.11	-1.71	-3.80	-0.83	3.81
-0.00	-0.05	-0.01	0.02	-0.13	0.07	0.13	-0.17	1.52	-1.56	0.33	-0.31	-0.34	0.94	1.55	-1.01	-5.42	2.67	4.68	-2.07	-3.76	1.88
0.01	-0.11	0.12	-0.07	0.08	-0.18	-0.03	-0.61	1.82	-1.28	0.25	-0.31	-1.16	0.78	0.66	0.46	-1.29	-6.37	1.92	7.22	-4.67	-2.49
0.00	-0.07	0.07	-0.05	-0.36	0.34	0.08	-0.97	0.46	0.44	-0.41	-0.92	0.48	0.03	-0.52	2.07	1.39	-1.65	-3.51	-0.68	10.92	-8.19
-0.05	0.17	-0.13	0.11	-0.34	0.29	0.10	0.26	-3.06	2.81	-1.35	0.05	-0.61	1.20	-2.11	0.16	4.27	2.61	-1.68	-9.51	7.74	-0.56

Tabela D2 Parâmetros ajustados para matriz Y_y^d em milisiemens

-0.67	0.97	0.73	-0.57	-0.03	-0.76	7.12	-0.81	6.10	-8.02	0.02	-9.00	4.42	-0.92	7.13	5.17	-9.26	4.63	-4.83	-0.51	4.89	-1.02
0.65	2.21	-1.17	0.05	-1.68	0.71	-1.32	3.48	-4.76	1.06	1.91	0.13	-2.71	2.18	0.04	-3.11	5.10	-0.79	0.72	-2.12	-1.83	1.19
-0.28	-0.86	1.78	-1.08	0.60	-1.45	-0.12	-1.20	1.21	-0.42	1.81	2.38	2.05	-2.21	-2.34	2.66	-0.59	-1.08	3.06	3.83	-4.86	1.56
-0.57	-0.56	-1.54	2.82	0.17	-2.58	1.21	-1.11	2.39	0.33	2.54	-1.18	2.00	1.24	-2.75	1.83	-1.65	0.67	-0.31	3.65	1.98	-2.64
-0.16	0.18	-0.59	-1.17	1.96	-0.26	-1.76	0.44	0.60	0.77	0.53	-1.88	-1.22	2.88	0.79	-0.98	0.56	-0.20	1.74	-3.75	7.31	-0.82
-0.03	0.36	0.32	-0.49	-1.22	2.27	-0.59	0.12	-2.68	1.95	-0.46	0.80	-0.92	-1.47	1.10	-1.13	-0.85	2.43	1.85	-1.70	1.19	2.25
0.38	0.14	0.57	0.03	-0.85	-1.69	3.61	0.18	-4.99	2.46	-1.84	0.70	0.71	-2.29	-0.11	-0.54	0.32	1.19	-1.07	0.05	-3.15	0.96
0.29	-0.77	0.97	-0.23	0.64	-1.19	-0.49	-0.18	2.02	-0.35	-3.22	2.07	-1.47	0.16	-1.00	-0.12	4.09	-3.43	-3.07	1.97	-2.39	0.69
0.09	-0.42	0.35	-0.10	0.44	0.94	-0.71	-4.21	10.24	-4.94	-0.72	-0.12	-2.08	3.22	-0.43	2.10	0.26	-2.23	-1.21	1.63	-0.17	0.57
-0.18	-0.53	0.28	0.22	0.64	0.19	-0.99	-0.71	-1.41	5.97	-0.72	-3.34	-0.44	0.85	0.20	0.29	-0.45	-2.06	-0.06	-1.21	0.20	1.02
-0.16	-0.22	-0.15	-0.10	0.20	0.19	-0.45	2.89	-4.10	-0.42	6.91	-2.59	-1.31	1.94	-3.17	1.19	-0.05	-0.04	2.79	-1.54	-0.49	-0.56
-0.08	1.09	-0.91	0.34	-0.62	-0.01	1.21	2.99	-2.26	-2.46	-0.77	5.31	-0.72	-4.49	0.74	-0.42	-2.32	3.11	1.38	0.08	-0.88	0.40
-0.04	0.31	-0.14	0.09	0.06	-1.28	1.27	-0.17	-0.01	1.57	-3.42	-2.95	5.49	-0.55	-2.88	-0.07	1.56	-2.13	-0.36	0.28	0.20	-1.16
0.03	-0.03	0.20	0.14	-0.31	0.66	-0.57	-1.07	0.40	1.61	-0.32	-2.22	-1.32	4.48	-1.12	-2.03	0.41	1.12	-1.38	0.61	0.06	-0.10
0.03	0.04	0.09	-0.15	-0.08	0.48	-0.29	-0.67	0.64	0.39	0.28	1.04	-2.21	-2.75	5.27	0.06	-2.75	0.21	1.17	-0.78	-1.43	0.98
0.01	0.03	-0.03	0.08	-0.10	0.18	-0.20	0.24	-0.04	-1.18	2.06	-0.44	1.49	-2.33	-2.06	5.46	-0.69	-2.56	1.33	1.48	-0.87	0.57
0.01	-0.28	0.03	-0.06	0.38	-0.12	-0.25	-0.04	0.05	-0.23	-0.42	2.11	-0.07	0.77	-1.94	-1.30	4.22	0.18	-2.55	1.77	1.00	0.41
-0.02	-0.11	-0.03	-0.02	-0.15	0.34	0.09	-0.34	0.63	-0.06	-0.78	0.34	-0.24	1.86	-0.19	-1.78	-2.52	5.67	-0.47	-5.17	3.95	-0.78
-0.01	0.20	0.01	0.00	-0.38	0.20	0.12	0.18	0.25	-0.33	0.32	-1.28	-0.81	0.99	0.68	-0.18	-1.93	-1.97	-1.44	-3.78	1.16	1.16
0.02	0.05	0.18	-0.06	0.20	-0.36	-0.51	0.70	-1.03	-0.09	0.70	-1.00	0.43	-1.73	1.53	-0.55	0.81	-3.06	-0.98	5.66	-2.79	-3.12
-0.01	0.12	-0.14	0.15	-0.01	-0.51	0.62	-0.47	-0.23	0.37	-0.53	-0.40	1.21	-0.76	-0.09	1.16	1.17	0.06	-2.23	-1.06	7.39	-4.30
-0.01	0.05	-0.17	-0.07	0.16	-0.15	1.29	-0.81	0.40	2.28	-2.41	1.95	0.94	0.29	0.41	-0.30	3.70	-0.40	-0.73	2.65	-4.91	10.37

Tabela D3 Parâmetros ajustados para matriz Y_x^q em milisiemens

0.00	-2.41	-3.41	-1.59	2.79	-5.59	5.77	-9.05	12.20	-3.29	7.61	-8.87	0.46	-9.17	6.33	-4.71	14.51	-16.37	11.52	-14.18	0.28	1.57
0.00	4.58	-0.10	-2.37	0.60	0.66	-2.53	2.44	2.76	-8.55	7.73	-3.66	2.98	0.65	-4.90	9.21	-15.68	13.45	-7.52	3.23	-0.90	-4.03
0.00	-0.92	8.06	-1.07	-2.43	-0.78	-0.66	2.12	-2.71	2.22	-6.75	4.60	-1.40	5.38	-1.50	-3.31	3.07	-3.02	-3.25	6.44	-0.90	-0.46
0.00	-1.16	0.19	6.61	-2.45	-1.43	-2.28	2.20	-2.56	1.56	-2.53	0.02	-1.10	0.46	1.33	-2.81	1.96	-0.75	-1.15	0.88	4.15	1.01
0.00	-0.16	-2.41	0.17	4.36	0.33	-3.75	0.02	2.20	-1.99	5.17	-3.91	-0.99	-1.68	1.93	1.13	0.01	0.47	4.08	-3.53	0.58	5.00
0.00	0.29	-2.09	-2.94	0.25	6.72	-1.72	-3.08	3.31	-3.84	3.50	1.30	-3.57	5.45	-5.17	6.11	-1.92	-2.11	7.62	-1.49	0.61	1.94
0.00	0.52	-0.36	-1.83	-0.17	-2.02	7.51	-0.66	-4.29	2.94	-3.30	4.94	-2.41	2.40	-3.29	2.97	-3.28	4.80	-4.79	7.61	-4.49	0.83
0.00	-0.11	0.81	-0.25	0.83	-4.87	3.61	4.48	-5.90	2.48	-2.34	1.82	1.38	-0.87	-0.30	-3.01	2.60	1.35	-1.88	-1.78	1.91	-3.00
0.00	-0.17	0.21	1.60	-0.98	-0.17	-1.86	-2.54	7.20	-1.24	-2.99	-1.28	2.13	-5.07	5.66	-5.78	4.74	-2.20	-1.41	-0.52	-0.73	1.75
0.00	-0.64	0.29	0.58	0.43	1.89	-2.74	-2.38	-1.74	6.63	0.52	-5.44	5.19	-7.51	8.33	-5.73	2.94	1.33	-4.90	3.85	-5.73	2.58
0.00	-0.32	0.23	-0.18	0.03	1.95	-1.99	0.85	-2.15	-3.85	8.87	-2.54	-6.73	6.40	-3.94	3.50	-4.10	1.31	-0.46	1.85	1.02	-0.46
0.00	0.46	-0.33	-0.13	-0.56	0.44	-1.09	3.24	0.94	-4.74	0.41	5.00	-0.20	-4.16	1.39	1.28	-1.38	-0.02	-0.66	4.48	-0.93	1.59
0.00	0.09	0.26	-0.28	0.19	-0.62	0.25	1.02	1.07	-1.27	0.15	-2.13	6.77	-3.42	-2.74	1.54	-0.48	3.84	-3.40	-0.14	0.64	-0.48
0.00	-0.11	0.05	-0.26	0.72	-1.44	1.80	-1.20	0.57	1.00	0.30	-3.93	1.16	6.57	-3.56	-2.73	1.88	0.77	1.34	-2.29	0.88	-0.72
0.00	-0.03	-0.19	0.56	-1.00	0.57	-0.14	-0.63	0.56	0.69	1.24	-2.30	-1.02	-1.19	7.12	-5.36	-0.99	0.52	-0.44	3.56	-3.27	-0.52
0.00	0.18	-0.23	0.23	-0.21	0.34	-0.73	0.90	-1.28	1.70	-1.76	2.47	-1.50	-2.99	1.84	5.46	-4.18	-2.14	-0.47	2.57	0.61	-0.53
0.00	0.20	-0.21	0.04	0.23	-0.26	0.37	-0.34	-0.69	0.11	-1.51	1.71	0.72	-0.25	-3.82	1.45	7.05	-6.52	-0.39	0.06	1.50	2.02
0.00	-0.06	0.14	-0.06	-0.03	-0.18	0.68	-0.81	0.08	-0.37	-0.05	0.17	0.20	0.71	-0.75	-3.29	0.84	8.08	-5.50	-0.96	-1.25	3.75
0.00	-0.13	0.17	0.07	-0.30	0.19	0.13	-0.70	1.76	-1.99	3.11	-3.77	2.97	-2.79	3.11	-0.71	-6.29	4.88	4.46	-3.61	-3.36	1.47
0.00	0.06	-0.28	-0.01	-0.00	0.31	-0.33	0.21	0.61	-0.31	-0.16	1.23	-1.40	1.99	0.12	0.50	0.73	-7.83	3.65	6.71	-5.83	-2.26
0.00	-0.07	0.10	-0.28	0.35	-0.21	-0.90	2.52	-2.00	2.57	-1.23	0.31	-0.23	0.45	0.79	-0.11	1.83	-0.69	-5.50	0.06	11.67	-10.55
0.00	-0.13	0.22	0.04	-0.18	-0.59	0.66	-0.44	-0.31	-0.36	-0.43	-0.17	-2.03	2.42	-4.30	1.50	3.28	-0.18	4.73	-14.74	13.34	-0.13

Tabela D4 Parâmetros ajustados para matriz Y_y^q em milisiemens

0.00	-0.91	0.50	-2.08	1.28	-2.60	-2.35	0.77	5.16	-1.71	2.13	1.19	-9.36	5.14	-4.60	5.10	8.49	-16.69	21.51	-18.20	2.75	1.83
0.00	1.48	1.07	-2.71	5.10	-6.99	7.15	-8.21	7.98	2.24	2.35	-9.94	7.86	-21.44	15.43	-12.33	19.67	-10.55	-0.61	-0.08	-6.87	5.44
0.00	-0.70	3.45	-2.12	-0.24	-2.38	-0.95	6.05	0.84	-1.19	-0.46	0.52	-0.55	0.71	1.95	0.79	-0.25	-2.83	7.65	-0.48	-0.89	0.28
0.00	-0.62	-1.44	3.13	-2.46	-0.77	0.35	5.98	-8.25	10.87	-10.71	7.11	-3.30	9.04	-3.89	-0.69	4.02	-11.44	13.71	-8.24	5.57	-1.63
0.00	-0.01	-1.18	0.58	1.11	3.93	-5.18	-0.76	2.36	-5.08	8.46	-5.28	2.03	-1.40	-2.11	3.94	-1.16	0.74	0.14	-6.03	5.81	-1.81
0.00	0.10	0.01	0.18	-2.10	5.91	-2.36	-2.55	0.54	-3.91	6.19	-3.79	3.09	-1.82	-1.04	3.79	-8.47	13.62	-14.30	8.97	-4.38	-1.05
0.00	0.49	-0.85	0.35	-0.06	-3.49	8.00	-7.35	-0.61	-3.31	2.36	0.49	2.47	2.08	-2.14	-0.48	-2.53	2.02	-3.51	2.89	-1.20	-1.27
0.00	0.32	-0.06	0.16	0.47	-2.91	0.56	1.10	1.08	-0.51	-2.02	2.74	0.10	-1.22	0.57	-0.98	2.85	-6.38	6.46	-5.06	0.97	-0.08
0.00	-0.38	1.13	-0.76	0.63	-1.07	-2.08	1.25	4.29	3.73	-6.25	3.99	-1.70	-0.81	3.27	-1.33	4.45	-4.72	4.94	-3.48	-1.02	1.11
0.00	-0.26	0.59	-1.06	1.43	-2.18	0.13	1.73	-3.56	8.69	-4.15	0.36	-4.83	4.42	-3.12	3.69	-0.18	-2.26	4.59	-4.14	2.78	-1.43
0.00	-0.13	0.23	0.47	-1.36	2.02	-1.06	1.86	-2.14	-3.37	6.92	-1.56	-5.67	5.40	-4.86	2.96	-1.71	0.34	3.98	-1.97	2.21	0.17
0.00	0.25	-0.88	1.46	-1.76	2.85	-1.46	1.92	-0.88	-1.09	-1.63	6.17	-3.15	-1.01	-1.90	4.57	-4.35	6.09	-4.08	4.58	-1.40	0.13
0.00	0.37	-0.56	0.80	-1.21	0.91	-0.52	0.74	-0.80	1.68	-3.31	-3.27	7.32	-1.86	-1.22	0.66	-2.17	2.22	-2.85	0.67	1.71	-0.77
0.00	0.17	-0.25	0.21	-0.34	0.43	-0.38	-0.25	-0.01	0.82	-0.13	-0.76	-3.39	5.62	0.04	-4.44	2.87	-0.58	-0.10	0.04	-0.58	1.31
0.00	0.20	-0.01	-0.22	0.58	-0.78	0.58	-1.26	2.78	-1.31	1.50	1.09	-1.25	-5.13	8.07	-2.01	-1.56	-0.47	2.78	-2.45	-0.70	0.13
0.00	0.18	-0.31	0.12	0.24	0.27	-0.53	-0.42	0.95	-1.98	2.11	-0.94	2.99	-5.02	-1.85	6.10	-0.11	-5.06	2.62	1.62	-3.62	2.62
0.00	-0.09	0.07	0.13	0.19	-0.31	0.92	-1.23	0.46	-0.69	1.21	-0.88	0.80	0.86	-2.68	-2.00	5.58	0.47	-5.31	3.14	-0.22	0.52
0.00	-0.09	0.06	0.19	-0.22	0.40	-0.57	0.78	-1.16	1.42	-0.66	-0.60	1.39	-0.93	1.62	-1.39	-5.26	9.97	-3.14	-4.89	3.60	-0.97
0.00	-0.06	0.06	-0.35	0.05	-0.09	-0.21	1.14	-0.86	0.12	-0.13	0.82	-1.93	3.71	-1.52	0.61	-1.14	-4.07	8.72	-3.46	-2.76	0.31
0.00	-0.18	0.30	-0.60	0.21	-0.41	-0.53	2.02	-1.14	0.63	-0.45	-0.00	0.02	0.12	1.39	-0.44	-0.04	-0.96	-3.43	9.26	-3.86	-3.54
0.00	0.09	0.01	-0.04	0.09	-0.02	-0.13	-0.60	1.49	-0.77	-1.47	1.49	-1.36	0.32	-1.05	2.28	-0.21	-1.22	0.14	-4.91	11.37	-5.61
0.00	0.27	-0.38	0.85	-0.43	1.18	-0.64	-1.74	-0.03	1.25	-2.77	0.76	-0.46	-1.99	1.04	-2.37	7.67	-6.87	1.23	2.33	-6.59	14.46

Tabela D5 Parâmetros ajustados para o vetor I_{sx} em miliampères

1422 -654.5 -150.9 89.09 115.2 58.97 -24.44 -47.89 -34.94 -4.47 10.99 18.53 1.52 6.11 5.86 2.52 -1.21 -5.55 -0.18 -1.67 0.12 6.23

Tabela D6 Parâmetros ajustados para o vetor I_{sy} em miliampères

313.7 -153.7 0.67 72.45 34.38 16.21 -44.21 -41.19 -18.05 18.68 21.14 14.09 5.64 -4.27 -4.06 -1.75 -1.41 2.43 1.50 -2.15 1.52 0.78

REFERÊNCIAS

- [1] BRAGA, D. S.; JOTA, P. R. S. Prediction of total harmonic distortion based on harmonic modeling of nonlinear loads using measured data for parameter estimation, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER IEEE ICHQP, 17th, 2016, *Proceedings...*, pp. 454-459, Belo Horizonte, October 2016.
- [2] BRAGA, D. S.; JOTA, P. R. S. Análise no domínio da frequência da distorção harmônica em cargas não lineares e quantidades de potência em condições não senoidais, In: CONGRESSO BRASILEIRO DE PLANEJAMENTO ENERGÉTICO CBPE, X, 2016, *Anais...*, Gramado, Setembro 2016, CD-ROM.
- [3] GIASSON, M.; KETZER, J. M; WALTER, A. C Energia e Meio Ambiente: políticas e planejamento para a sustentabilidade e o crescimento econômico, CONGRESSO BRASILEIRO DE PLANEJAMENTO ENERGÉTICO CBPE, X, 2016, *Mesa Redonda 1*, Gramado, Setembro 2016.
- [4] McGRANAGHAN, M. Power Quality Issues for the Integrated Grid, INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 17th, 2016 IEEE, *Plenary Sessions*, Belo Horizonte, October 2016.
- [5] SANTOS, A. H. R.; RIELLA, J.; CASTAGNA, A. Oferta e Demanda de Energia: o papel da tecnologia da informação na integração dos recursos, CONGRESSO BRASILEIRO DE PLANEJAMENTO ENERGÉTICO CBPE, X, 2016, *Mesa Redonda 2*, Gramado, Setembro 2016.
- [6] REFUSE Smartmeter, Disponível em: <<http://refusesmartmeter.com/>>. Acesso em: Novembro 2016.
- [7] KRISHNAMURTI, T.; SCHWARTZ, D.; DAVIS, A.; FISCHHOFF, B.; BRUIN, W. B. de; LAVE, L.; WANG, J. Preparing for smart grid technologies: A behavioral decision research approach to understanding consumer expectations about smart meters, *Energy Policy*, vol. 41, February 2012.
- [8] ARRUDA, L. F. *Conceitos gerais de Redes Inteligentes (Smart Grid)*, CIRCUITO NACIONAL DO SETOR ELÉTRICO - ETAPA BELO HORIZONTE CINASE, XXIV, Belo Horizonte, 2016.

- [9] MILANOVIĆ, J. V. Monitoring Power Quality, INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 17th, 2016 IEEE, *Plenary Session*, Belo Horizonte, October 2016.
- [10] RIBEIRO, P. F.; ABREU, J. P. G. *Welcome Reception from the Conference Chairs*, INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 17th, 2016 IEEE, Belo Horizonte, October 2016.
- [11] BOLLEN, M. Supraharmonics - Hype or new phenomenon?, INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 17th, 2016 IEEE, *Plenary Session*, Belo Horizonte, October 2016.
- [12] HALPIN, M. Harmonic Limits Overview – IEEE 519 and European Standards, INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 17th, 2016 IEEE, *Plenary Sessions*, Belo Horizonte, October 2016.
- [13] PAPIČ, I. Importance of harmonic system impedance for harmonic emission determination, INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 17th ICHQP, 2016 IEEE, *Panel Sessions*, Belo Horizonte, October 2016.
- [14] ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*, Porto Alegre: Bookman, 2003.
- [15] BOYLESTAD, R. L. *Introdução à Análise de Circuitos* 8ª ed., Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 2008.
- [16] HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; KRANE, K. S. *Física 3*, Rio de Janeiro: LTC, 2004.
- [17] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*: IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000), pp. 1-50, Março 2010.
- [18] AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to power conditioning* 1 ed., Mohamed E. El-Hawary (Ed.), Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [19] SADIKU, M. N. O. *Elementos de eletromagnetismo* 3 ed., Porto Alegre: Bookman, 2004.

- [20] BOYCE, W. E.; DIPRIMA, R. C., *Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno*, Rio de Janeiro: LTC, 2005.
- [21] ARRILLAGA, J.; SMITH, B. C.; WATSON, N. R.; WOOD, A. R. *Power System Harmonic Analysis*, Chichester; New York; Weinheim; Brisbane; Singapore; Toronto: Wiley, 1997.
- [22] JENKINS, W. K.; POULARIKAS, A. D.; BOMAR, B. W.; SMITH, L. M.; CADZOW, J. A., *Digital Signal Processing: The Electrical Engineering Handbook*, R. C. Dorf (Ed.), Boca Raton: CRC, 2000.
- [23] GRADY, W. M. *Understanding Power System Harmonics*, [S.l]: Abril 2012. Disponível em: <http://web.ecs.baylor.edu/faculty/grady/Understanding_Power_System_Harmonics_Grady_April_2012.pdf>. Acesso em: 29 Julho 2016.
- [24] BOLLEN, M. H. J. *Understanding Power Quality Problems : Voltage Sags and Interruptions*, Piscataway: IEEE, 2000.
- [25] WATANABE, E. H.; AKAGI, H.; AREDES, M. Instantaneous p-q power Theory for compensating nonsinusoidal systems, In: INTERNATIONAL SCHOOL ON NONSINUSOIDAL CURRENTS AND COMPENSATION ISNCC, 2008 IEEE, *Proceedings...*, Lagow, 2008
- [26] WATANABE, E. H.; AREDES, M. Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS, In CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA CBA, XII, 1998, *Tutoriais...*, Uberlândia, Setembro, 1998.
- [27] FAROKHNIA, N.; VADIZADEH, H.; FATHI, S. H.; ANVARIASL, F. Calculating the Formula of Line-Voltage THD in Multilevel Inverter With Unequal DC Sources, IEEE Transactions on *Industrial Electronics*, vol. 58, nº 8, pp. 3359-3372, Agosto 2011.
- [28] DUGGAN, E.; MORRISON, R. E. Prediction of harmonic voltage distortion when a nonlinear load is connected to an already distorted supply, *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 140, nº 3, pp. 161-166, Maio 1993.

- [29] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*: IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), pp. 1-29, 11 Junho 2014.
- [30] FAURI, M. Harmonic modelling of non-linear load by means of crossed frequency admittance matrix, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol.12, no.4, pp. 1632-1638, Novembro 1997.
- [31] SUN, Y.; ZHANG, G.; XU, W.; MAYORDOMO, J. A non-iterative harmonic power flow method for accurate harmonic calculations, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 13th, 2008 IEEE, *Proceedings...* Wollongong, October 2008,
- [32] MEDINA, A.; SEGUNDO, J.; RIBEIRO, P.; XU, W.; LIAN, K. L.; CHANG, G. W.; DINAVAHI, V.; WATSON, N. R. Harmonic Analysis in Frequency and Time Domain, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, nº 3, pp. 1813-1821, Julho 2013.
- [33] ALMEIDA, C. F. M.; KAGAN, N. Harmonic coupled Norton equivalent model for modeling harmonic-producing loads, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 14th, 2010 IEEE, *Proceedings...* Bergamo, 2010.
- [34] FÖLTING, A. S.; MYRZIK, J. M. A.; WIESNER, T.; JENDERNALIK, L. Practical implementation of the coupled Norton approach for nonlinear harmonic models, In: POWER SYSTEMS COMPUTATION CONFERENCE, 2014 IEEE, *Proceedings...*, Wroclaw, 2014.
- [35] SUN, Y.; DAI, C.; LI, J.; YONG, J. Frequency-domain harmonic matrix model for three-phase diode-bridge rectifier, *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, nº 7, pp. 1605-1614, Maio 2016.
- [36] ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. The Harmonic Domain revisited, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 13th, 2008 IEEE, *Proceedings...*, Wollongong, 2008.

- [37] SUN, Y.; ZHANG, G.; XU, W.; MAYORDOMO, J. A Harmonically Coupled Admittance Matrix Model for AC/DC Converters, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, nº 4, pp. 1574-1582, 2007.
- [38] SUN, Y.; ZHU, K.; ZHANG, D. Harmonic Analysis of Systems with AC/DC Converters, In: ASIA-PACIFIC POWER AND ENERGY ENGINEERING CONFERENCE APPEEC, 2010 IEEE, *proceedings...*, Chengdu, March 2010.
- [39] SUN, Y.; ZHENG, W.; XU, W. A New Method to Model the Harmonic Generation Characteristics of the Thyristor Controlled Reactors, *Power Tech*, pp. 1785-1790, July 2007.
- [40] SUN, Y.; ZHENG, W.; YU, T. Harmonic analysis based on the matrix model of nonlinear element, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY ICIT, 2008 IEEE, *proceedings...*, Chengdu, April 2008.
- [41] JALALI, S. G.; LASSETER, R. H. Harmonic interaction of power systems with static switching circuits In: ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE PESC, 22nd, 1991, *Record. ...*, pp. 330-337, Cambridge, 1991.
- [42] MAYORDOMO, J. G.; BEITES, L. F.; ASENSI, R.; ORZAEZ, F.; IZZEDDINE, M.; ZABALA, L.; A contribution for modeling controlled and uncontrolled AC/DC converters in harmonic power flows, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, nº 4, pp. 1501-1508, Outubro 1998.
- [43] YONG, J.; CHEN, L.; NASSIF, A.; XU, W. A Frequency-Domain Harmonic Model for Compact Fluorescent Lamps, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, nº 2, pp. 1182-1189, Abril 2010.
- [44] MONTGOMERY , D. C; RUNGER, G. C. *Estatística Aplicada e Probabilidade para Engenheiros*, 5ª ed., Rio de Janeiro: LTC, 2014.
- [45] CAMPOS Filho, F. F. *Algoritmos Numéricos*, 2ª ed., Belo Horizonte: LTC, 2007.
- [46] CHATTERJEE, S.; HADI , A. S.; PRICE, B. *Regression Analysis by Example*, 3 ed., Hoboken: Wiley, 2000.

- [47] MATHWORKS, *Linear Regression*, 2015, Disponível em:
http://www.mathworks.com/help/matlab/data_analysis/linear-regression.html.
 Acesso em: 17 Novembro 2015.
- [48] HAYASHI, F. *Econometrics*, Princeton: Princeton University Press, 2000.
- [49] BELSLEY, D. *Conditioning Diagnostics: Collinearity and Weak Data in Regression*, New York: Wiley, 1991.
- [50] SIMANJUNTAK, R.; DUPUIS, P.; CANALE, L.; SINISUKA, N. I.; ZISSIS, G. Power quality of energy saving lamps under wide voltage variations, In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 2014 IEEE, *proceedings...*, Vancouver, 2014.
- [51] NASSIF, A. B.; YONG, J.; XU, W. Measurement-based approach for constructing harmonic models of electronic home appliances, *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 4, nº 3, pp. 363-375, March 2010.
- [52] FLUKE CORPORATION Fluke 434/435 Three Phase Power Quality Analyzer *Users Manual*, Everett: Abril, 2006, CD-ROM.
- [53] FLUKE CORPORATION i400s AC Current Clamp *Instruction Sheet*, Everett: Outubro, 2004, CD-ROM
- [54] SHABBIR, H.; REHMAN, M. U.; REHMAN, S. A.; SHEIKH; S. K.; ZAFFAR, N.; Assessment of harmonic pollution by LED lamps in power systems, In: POWER SYSTEMS CONFERENCE PSC, 2014, IEEE, Clemson University, *proceedings...*, Clemson: 2014.
- [55] YONG, J.; CHEN, L.; CHEN, S. Modeling of Home Appliances for Power Distribution System Harmonic Analysis, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, nº 4, pp. 3147-3155, Outubro 2010.
- [56] WEI, Z.; WATSON, N. R.; FRATER, L. P. Modelling of compact fluorescent lamps, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER ICHQP, 13th, 2008 IEEE, *Proceedings...* Wollongong, October 2008

- [57] THUNBERG, E.; SODER, L. A Norton approach to distribution network modeling for harmonic studies, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, nº 1, pp. 272-277, Janeiro 1999.
- [58] GRIME, J.; HARAN, Brady (Ed.) e [S.l]: YouTube, Numberphile (Canal), 19 Dezembro 2016. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=AuA2EAgAegE&>> Acesso em: 27 Janeiro 2017.
- [59] UNDERSTANDING *e to the pi i*, [S.l]: YouTube, 3Blue1Brown (Canal), 4 Março 2015. Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=F_0yfvm0UoU&>. Acesso em: 27 Janeiro 2017.
- [60] IMAGINARY *Numbers Are Real [Part 9: Closure]*, [S.l]: YouTube, Welch Labs (Canal), 6 Novembro 2015. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=dLn5H69lS0w>>. Acesso em: 27 Janeiro 2017.
- [61] VISUALIZING *the Riemann zeta function and analytic continuation*, [S.l]: YouTube, 3Blue1Brown (Canal), 9 Dezembro 2016. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=sD0NjbwqlYw>>. Acesso em: 27 Janeiro 2017.
- [62] PAMPENA, S.; HARAN, Brady (Ed.), *Transcendental Numbers*, [S.l]: YouTube, Numberphile (Canal), 12 Junho 2013. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=seUU2bZtfgM>>. Acesso em: 27 Janeiro 2017.
- [63] TISDELL, Chris *Euler's formula: A cool proof*, [S.l]: YouTube, 2 Dezembro 2013. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=stOZL05NvjK>>. Acesso em: 27 Janeiro 2017.
- [64] CILETTI, M. D.; IRWIN, J. D.; KRAUS, A. D.; BALABANIAN, N.; BICKART, T. A.; CHAN S. P.; NISE, N. S. *Linear Circuit Analysis: The Electrical Engineering Handbook*, R. C. Dorf (Ed), Boca Raton: CRC, 2000.
- [65] PEREIRA, C. *Técnicas de Análise de Sistemas Trifásicos*, Disponível em: <<http://www.cpdee.ufmg.br/~clever/10especializa/AnaliseDeRedesFreq/Unid3-TecAnaSistTrif.zip>>. Acesso em: 21 Julho 2016.

- [66] HUDGINS, J. L.; BOGART Jr., T. F.; MAYARAM, K.; KENNEDY, M. P.; KOLUMBÁN, G. *Nonlinear Circuits*: The Electrical Engineering Handbook, R. C. Dorf, (Ed.), Boca Raton: CRC, 2000.