



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

Análise Comparativa de Métodos para Cálculo de Potência Elétrica

Rodrigo de Almeida Coelho

Campina Grande – Paraíba – Brasil

Julho/2018

Rodrigo de Almeida Coelho

Análise Comparativa de Métodos para Cálculo de Potência Elétrica

*Dissertação de Mestrado apresentada à
Coordenação do Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande,
em cumprimento às exigências para obtenção
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento da energia

Núbia Silva Dantas Brito, D. Sc.

Orientadora

George Rossany Soares de Lira, D. Sc.

Orientador

Campina Grande – Paraíba – Brasil

Julho/2018

C672a

Coelho, Rodrigo de Almeida.

Análise comparativa de métodos para cálculo de potência elétrica /
Rodrigo de Almeida Coelho. - Campina Grande, 2018.

99 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal
de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.

"Orientação: Profa. Dra. Núbia Silva Dantas Brito, Prof. Dr. George
Rossany Soares de Lira".

Referências.

1. Harmônicos. 2. Definições de Potência Elétrica. 3. Teorias de
Potência. 4. Qualidade da Energia Elétrica. I. Brito, Núbia Silva Dantas.
II. Lira, George Rossany Soares de. III. Título.

CDU 621.316.94(043)

"ANÁLISE COMPARATIVA DE MÉTODOS PARA CÁLCULO DE POTÊNCIA ELÉTRICA"

RODRIGO DE ALMEIDA COELHO

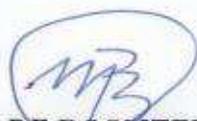
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 30/07/2018



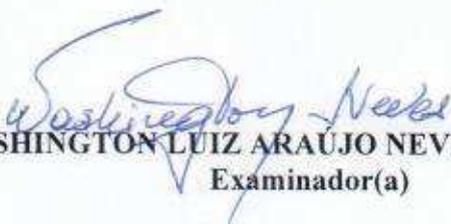
NUBIA SILVA DANTAS BRITO, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



GEORGE ROSSANY SOARES DE LIRA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)



WASHINGTON LUIZ ARAUJO NEVES, Ph.D., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

*“A intuição, não testada e não comprovada,
é uma garantia insuficiente da verdade”*

Bertrand Russell

Agradecimentos

A Deus, autor da vida, pela proteção, saúde, e pelas oportunidades proporcionadas durante a minha vida. Sem Ele, a caminhada acadêmica nem teria sido iniciada.

Aos meus pais Ronaldo e Antônia, meus irmãos Fábio, Fernando, Flávia e Rubens pela educação, oportunidade de estudo, incentivo, amor, paciência e compreensão. A meus sobrinhos José Miguel, Júlia, Maria Alice e Sofia pelos inúmeros momentos de distração e alegria que estimularam o desenvolvimento deste trabalho. À minha tia Lourdes pela atenção e por tanta disponibilidade em ajudar.

À minha noiva Nathália, pelo amor, paciência, incentivos e companheirismo. Agradeço pelo apoio, cuidado e compreensão diante das dificuldades e ausências motivadas pela caminhada acadêmica. Obrigado por se fazer presente mesmo em um campo tão distinto. A você, meu agradecimento, admiração e meu amor.

À professora Núbia Brito e ao professor George Lira, pela acolhida, orientação, paciência, amizade e dedicação ao desenvolvimento deste trabalho. Obrigado pela contribuição em minha formação acadêmica e profissional.

Ao professor Washington Neves por possibilitar o primeiro contato com o tema desta pesquisa e por tantos ensinamentos repassados durante suas aulas. Ao professor Maurício Corrêa por suas sugestões e contribuições para este trabalho. Ao professor Edson Guedes que tanto contribuiu durante suas aulas para o aperfeiçoamento do ofício da produção científica.

Aos amigos George e Hugerles pelas influências positivas, contribuições e auxílios no decorrer desta pesquisa.

Aos colegas do Laboratório de Sistemas de Potência e do Laboratório de Alta Tensão da Universidade Federal de Campina Grande pelo apoio, momentos de descontração e contribuições para este trabalho: Érica, Caio, Rafaella, Jamile, Adan, Hotoniones, Rodrigo César, Matheus, Arthur Francisco, Ramon, Herbet, Lenilson e João Victor.

Aos funcionários da UFCG e da COPELE, em especial a Ângela, pela presteza, esclarecimentos e cuidados a mim direcionados.

Ao PPgEE/UFCG pela oportunidade de estudo e ao CNPq pelo apoio financeiro.

Resumo

Os sinais de tensão e corrente estão cada vez mais discrepantes da forma de onda puramente senoidal, devido principalmente à utilização de equipamentos baseados em sistemas de conversão de energia não-lineares, assim com as cargas não-lineares conectados aos sistemas elétricos de potência. Deste modo, a teoria tradicional de potências, desenvolvida para sinais senoidais, mostra-se inadequada a esta nova realidade. Em virtude disso, diversas teorias de cálculo de potência elétrica têm sido propostas, entretanto, ainda não há uma proposta que seja totalmente aceita e difundida. Isto é, o desenvolvimento de uma teoria de potências destinada a sinais distorcidos é um tema abrangente e controverso. Este trabalho se insere neste âmbito e realiza um estudo para avaliar o desempenho de teorias de potência. Para tanto, foram abordadas teorias de potência definidas no domínio do tempo e no domínio da frequência. Neste particular, são definidos cenários de sistemas elétricos de modo a abranger as diferentes características de circuitos e, portanto, de sinais. Além disso, é verificada a capacidade de cada teoria de potência contabilizar a redução de potência reativa diante da aplicação de diferentes técnicas de compensação de reativos. Neste trabalho também é contemplada a análise de sinais medidos em campo. Os resultados obtidos evidenciam as discrepâncias em relação à potência reativa indicada por cada teoria, bem como as inconsistências de cada uma delas.

Palavras-chave: harmônicos; definições de potência elétrica; teorias de potência; qualidade da energia elétrica.

Abstract

The voltage and current signals are increasingly discrepant from the purely sine wave, which is due from the use of equipment based on non-linear energy conversion systems, as well as the non-linear loads connected to the power systems. Thus, the traditional power theory, developed for sinusoidal signals, is inadequate to this new reality. Because of that, several theories of electric power calculation have been proposed, however, there is not yet a proposal that is fully accepted and diffused. That is, the development of a power theory for distorted signals is a broad and controversial subject. This work is in this context and realizes a study to evaluate the performance of power theories. For this purpose, it is approached power theories defined in the time domain and the frequency domain. In this sense, scenarios of electrical systems are defined in order to cover the different characteristics of circuits and, therefore, of signals. In addition, it is verified the ability of each power theory to account for the reduction of reactive power after the application of different techniques of reactive power compensation. In this work the analysis of signals measured in the field is also contemplated. The results obtained evidenced the discrepancies in relation to the reactive power indicated by each theory, as well as the inconsistencies of each of them.

Keywords: harmonics; power definitions; power theories; power quality.

Lista de Figuras

Figura 1.1: Propagação de harmônicos no SEP.....	3
Figura 1.2: Arquitetura básica de um qualímetro.....	3
Figura 2.1: Representação da potência instantânea e de suas parcelas.	7
Figura 2.2: Mapeamento complexo de uma função senoidal.	8
Figura 2.3: Defasamento angular entre fasores de tensão e de corrente: (a) tensão adiantada da corrente; (b) corrente adiantada da tensão.....	9
Figura 2.4: Triângulos de potência: (a) carga indutiva; (b) carga capacitiva.	10
Figura 2.5: Filtro passivo.....	11
Figura 2.6: Filtro ativo.....	12
Figura 3.1: Principais teorias de potência.....	14
Figura 4.1: Metodologia aplicada no estudo.....	37
Figura 4.2: Circuito M1.1.	39
Figura 4.3: Circuito M1.2.	39
Figura 4.4: Circuito M1.3.	39
Figura 4.5: Circuito M2.1.	40
Figura 4.6: Circuito M2.2.	40
Figura 4.7: Circuito M2.3.	40
Figura 4.8: Circuito M3.1.	41
Figura 4.9: Circuito M3.2.	41
Figura 4.10: Circuito T1.1.....	42
Figura 4.11: Circuito T1.2.....	43
Figura 4.12: Circuito T1.3.....	43
Figura 4.13: Circuitos T2.1 e T2.2.....	44

Figura 4.14: Circuitos T2.3 e T2.4.....	44
Figura 4.15: Circuitos T2.5 e T2.6.....	44
Figura 4.16: Circuitos T3.1 e T3.2.....	45
Figura 4.17: Circuitos T3.3 e T3.4.....	45
Figura 4.18: Circuitos T4.1 e T4.2.....	46
Figura 4.19: Cenário T4 – compensação de reativos.....	47
Figura 4.20: Esquemático do cálculo de potência.....	49
Figura 5.1: M1.1 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	51
Figura 5.2: M1.2 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	52
Figura 5.3: M1.3 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	52
Figura 5.4: M2.1 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	53
Figura 5.5: M2.2 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	54
Figura 5.6: M2.3 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	55
Figura 5.7: M3.1 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	57
Figura 5.8: M3.2 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.....	57
Figura 5.9: Cenário T1 – tensões no PAC.....	60
Figura 5.10: T1.1 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	60
Figura 5.11: T1.2 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	61
Figura 5.12: T1.3 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	61
Figura 5.13: Circuitos T2.1, T2.3 e T2.5 – tensões no PAC.....	62
Figura 5.14: Circuitos T2.2, T2.4 e T2.5 – tensões no PAC.....	62
Figura 5.15: T2.1 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	63
Figura 5.16: T2.2 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	64
Figura 5.17: T2.3 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	65
Figura 5.18: T2.4 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	66
Figura 5.19: T2.5 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	66
Figura 5.20: T2.6 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	67

Figura 5.21: Circuitos T3.1, T3.3 e T3.5 – tensões no PAC.....	68
Figura 5.22: Circuitos T3.2, T3.4 e T3.6 – tensões no PAC.....	69
Figura 5.23: T3.1 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	69
Figura 5.24: T3.2 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	70
Figura 5.25: T3.3 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	71
Figura 5.26: T3.4 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.....	71
Figura 5.27: T4.1 – (a) circuito; (b) tensões no PAC.	73
Figura 5.28: T4.2 – (a) circuito; (b) tensões no PAC.	73
Figura 5.29: Circuito T4.1 – correntes no PAC antes e após a compensação I.....	74
Figura 5.30: Circuito T4.1 – correntes no PAC antes e após a compensação II.	75
Figura 5.31: Circuito T4.1 – correntes no PAC antes e após a compensação III.....	76
Figura 5.32: Circuito T4.2 – correntes no PAC antes e após a compensação I.....	77
Figura 5.33: Circuito T4.2 – correntes no PAC antes e após a compensação II.	78
Figura 5.34: Circuito T4.2 – correntes no PAC antes e após a compensação III.....	79
Figura 5.35: Registros reais de tensões.	80
Figura 5.36: Registros reais de correntes.....	81

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Síntese bibliográfica.....	36
Tabela 4.1: Circuitos monofásicos – valores das tensões.....	38
Tabela 4.2: Circuito M1.1 – Especificação da carga.....	39
Tabela 4.3: Circuito M1.2 – Especificação da carga.....	39
Tabela 4.4: Circuito M1.3 – Especificação da carga.....	39
Tabela 4.5: Circuito M2.1 – Especificação da carga.....	40
Tabela 4.6: Circuito M2.2 – Especificação da carga.....	40
Tabela 4.7: Circuito M2.3 – Especificação da carga.....	40
Tabela 4.8: Circuito M3.1 – Especificação da carga.....	41
Tabela 4.9: Circuito M3.2 – Especificação da carga.....	41
Tabela 4.10: Circuitos trifásicos - valores das tensões.....	42
Tabela 4.11: Circuito T1.1 – Especificação da carga.	42
Tabela 4.12: Circuito T1.2 – Especificação da carga.	43
Tabela 4.13: Circuito T1.3 – Especificação da carga.	43
Tabela 4.14: Circuito T2.1 – Especificação da carga.	44
Tabela 4.15: Circuito T2.2 – Especificação da carga.	44
Tabela 4.16: Circuito T2.3 – Especificação da carga.	44
Tabela 4.17: Circuito T2.4 – Especificação da carga.	44
Tabela 4.18: Circuito T2.5 – Especificação da carga.	44
Tabela 4.19: Circuito T2.6 – Especificação da carga.	44
Tabela 4.20: Circuito T3.1 – Especificação da carga.	45
Tabela 4.21: Circuito T3.2 – Especificação da carga.	45
Tabela 4.22: Circuito T3.3 – Especificação da carga.	45

Tabela 4.23: Circuito T3.4 – Especificação da carga.	45
Tabela 4.24: Circuito T4.1 – Especificação da carga.	46
Tabela 4.25: Circuito T4.2 – Especificação da carga.	46
Tabela 5.1: Circuito M1.3 – parcelas de potência.....	52
Tabela 5.2: Circuito M2.1 – parcelas de potência.....	53
Tabela 5.3: Circuito M2.2 – parcelas de potência.....	54
Tabela 5.4: Circuito M2.3 – parcelas de potência.....	55
Tabela 5.5: Circuito M3.1 – parcelas de potência.....	57
Tabela 5.6: Circuito M3.2 – parcelas de potência.....	58
Tabela 5.7: Resumo das análises em circuitos monofásicos.....	59
Tabela 5.8: Circuito T1.3 – parcelas de potência.....	61
Tabela 5.9: Circuito T2.1 – parcelas de potência.....	63
Tabela 5.10: Circuito T2.2 – parcelas de potência.....	64
Tabela 5.11: Circuito T2.3 – parcelas de potência.....	65
Tabela 5.12: Circuito T2.4 – parcelas de potência.....	66
Tabela 5.13: Circuito T2.5 – parcelas de potência.....	67
Tabela 5.14: Circuito T2.6 – parcelas de potência.....	67
Tabela 5.15: Circuito T3.1 – parcelas de potência.....	69
Tabela 5.16: Circuito T3.2 – parcelas de potência.....	70
Tabela 5.17: Circuito T3.3 – parcelas de potência.....	71
Tabela 5.18: Circuito T3.4 – parcelas de potência.....	72
Tabela 5.19: Circuito T4.1 – parcelas de potência fornecida.....	73
Tabela 5.20: Circuito T4.1 – parcelas de potência fornecida após a compensação I.	74
Tabela 5.21: Circuito T4.1 – parcelas de potência fornecida após a compensação II.	75
Tabela 5.22: Circuito T4.1 – parcelas de potência após a compensação III.....	76
Tabela 5.23: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida.....	77
Tabela 5.24: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida após a compensação I.	77

Tabela 5.25: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida após a compensação II.....	78
Tabela 5.26: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida após a compensação III.....	79
Tabela 5.27: Registros de sinais reais – parcelas de potência.	81
Tabela 5.28: Resumo das análises em circuitos trifásicos.....	82

Sumário

Capítulo 1 - Introdução.....	1
1.1. Motivação.....	2
1.2. Objetivos e Contribuições.....	4
1.3. Organização do texto.....	4
Capítulo 2 - Fundamentação Teórica.....	5
2.1. Potência elétrica em condições senoidais.....	5
2.1.1. Notação fasorial.....	8
2.1.2. Potência complexa.....	9
2.1.3. Fator de potência.....	10
2.2. Análise Harmônica.....	10
2.3. Compensação de reativos.....	11
Capítulo 3 - Revisão Bibliográfica.....	13
3.1. Definições de potência elétrica em condições não-senoidais.....	13
Budeanu (1927).....	15
Fryze (1931).....	16
Shepherd & Zakikhani (1972).....	18
Sharon (1973).....	20
Akagi <i>et al.</i> (1983).....	21
Czarnecki (1985).....	24
A) Sistema monofásico.....	24
B) Sistema trifásico.....	25
Willems (1992).....	29
IEEE Std. 1459 (2000).....	31
A) Sistemas monofásicos.....	31

B) Sistemas trifásicos	33
Síntese Bibliográfica	36
Capítulo 4 - Metodologia.....	37
4.1. Sistema-teste	38
4.1.1. Circuitos monofásicos.....	38
A) Cenário M1	39
B) Cenário M2	40
C) Cenário M3	40
4.1.2. Circuitos trifásicos.....	41
A) Cenário T1	42
B) Cenário T2	43
C) Cenário T3	43
D) Cenário T4.....	45
E) Sinais reais.....	46
4.2. Compensação de reativos.....	46
4.2.1. Técnica I: rastreo senoidal (Teoria senoidal).....	47
4.2.2. Técnica II: corrente ativa (Teoria CPC).....	47
4.2.3. Técnica III: corrente ativa (Teoria pq)	48
4.3. Construção da base de dados.....	48
4.4. Cálculo da potência elétrica.....	48
4.4.1. Método de cálculo de potência do equipamento Nexus® 1500+	49
Capítulo 5 - Resultados e Análises	51
5.1. Circuitos monofásicos.....	51
5.1.1. Cenário M1	51
5.1.2. Cenário M2.....	53
5.1.3. Cenário M3.....	56
5.2. Circuitos trifásicos	60

5.2.1. Cenário T1.....	60
5.2.2. Cenário T2.....	62
5.2.3. Cenário T3.....	68
5.2.4. Cenário T4.....	72
5.2.5. Registro de sinais reais.....	80
Capítulo 6 - Conclusões.....	83
6.1. Trabalhos Futuros.....	85
6.2. Produção Científica.....	85
Referências Bibliográficas.....	87
Apêndices.....	91

Capítulo 1

Introdução

No final do Século XX o conceito de Qualidade da Energia Elétrica (QEE) começou a despertar interesse de pesquisadores, concessionárias de energia elétrica, fabricantes de equipamentos e, cada vez mais, dos consumidores (DUGAN *et al.*, 2003). Dentre as causas que motivaram essa atenção, destaca-se o aumento das cargas não-lineares nos sistemas elétricos de potência (SEP), cuja presença provoca distorções na forma de onda, as quais podem comprometer o desempenho de equipamentos sensíveis às variações de tensão e corrente.

Segundo Dugan *et al.* (2003), um problema da área de QEE se refere a qualquer problema manifestado em desvios de tensão, corrente ou frequência que resultem em falha ou mau funcionamento de um equipamento. Bollen (2000) afirma que QEE relaciona-se aos desvios da tensão e da corrente de suas respectivas formas de onda em relação às formas de onda ideais e aos valores nominais.

A operação ideal de um SEP em regime permanente requer tensões e correntes puramente senoidais com amplitudes e frequências constantes, equilíbrio entre fases para sistemas trifásicos, fator de potência unitário e perdas nulas. Na prática, entretanto, é impossível um sistema real satisfazer as condições supracitadas, visto que o SEP e as cargas a ele conectadas são suscetíveis a falhas e perturbações que podem afetar as condições de operação. Isto é, o que pode ser feito é reduzir as condições prejudiciais ao SEP, pois evitá-las é muito difícil.

Do ponto de vista do consumidor, QEE significa receber uma tensão cuja forma de onda é senoidal, com variações no valor eficaz e distorção harmônica dentro de limites especificados (DE LA ROSA, 2006). No passado, o fator de potência era o parâmetro padrão de análise da QEE, de modo que a avaliação da QEE se pautava nas componentes da potência, principalmente na potência reativa. Entretanto, com o passar do tempo, os sinais dos SEP passaram a se distanciar da forma puramente senoidal, o que exigiu da comunidade científica: i) reavaliação das definições das parcelas de potência, visto que, nesse novo contexto, as parcelas ativa e reativa não eram mais adequadas para caracterizar a potência elétrica; ii) elaboração de novos índices que pudessem quantificar mais precisamente a QEE, tais como: frequência, amplitude e forma da onda.

Outra questão importante diz respeito à distorção dos sinais (de tensão ou corrente), as quais podem se originar no processo de transmissão/distribuição ou no próprio consumidor, podendo ser do tipo estacionário (ou periódico) ou não estacionário (não-periódico).

Assim, a análise da QEE constitui um tema amplo e complexo, e, dentre as suas várias linhas de pesquisa, esta Dissertação de Mestrado é focada nas pesquisas relacionadas com o desenvolvimento de conceitos e modelos visando melhor quantificar a potência e suas componentes.

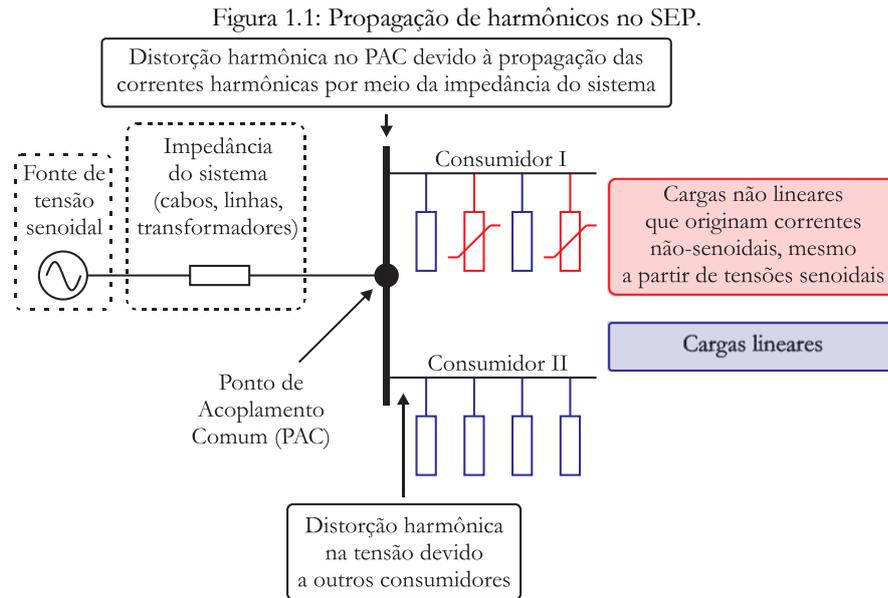
1.1. Motivação

No âmbito da QEE, o desenvolvimento de novos dispositivos semicondutores de potência representou um marco decisivo para alavancar as pesquisas nessa área (ZOOBA *et al.*, 2011). Entretanto, a preocupação com a questão da distorção dos sinais de tensão e corrente não é um fato novo. Na verdade, esse problema existe desde a disseminação da transmissão de energia elétrica em corrente alternada (ARRILAGA & WATSON, 2003) e ao longo dos anos, critérios que mensurem o nível de idealidade na operação de um SEP vêm sendo propostos.

A existência de cargas não-lineares no sistema resulta em drenagem de correntes não-senoidais das fontes. Portanto, podem não ocorrer similaridades entre as formas de onda da tensão e corrente. Isto é, a condição de eficiência máxima de utilização do sistema – tensão e corrente senoidais e em fase – deixa de ser atingida. Além disso, devido a impedância do sistema, qualquer corrente contendo distorção harmônica resultará na propagação deste efeito para a tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) e vice-versa, afetando inteiramente o SEP, conforme ilustrado na Figura 1.1 (MASOUM & FUCHS, 2015).

Destarte, em condições não-senoidais, as definições de potência convencionais são insuficientes para quantificar e caracterizar o SEP. Por tudo isso, desde a década de 1920, a comunidade científica vem se questionando sobre a interpretação que essas definições podem acarretar (LYON, 1920; BUCHHOLZ, 1922). As primeiras propostas de novas definições para potência elétrica foram publicadas por Budeanu (1927) e Fryze (1934), as quais norteiam as pesquisas até hoje.

Além da busca pela melhor quantificação das potências em um SEP, as teorias de potência buscam indicar o que pode ser compensado ou minimizado para o melhor uso do sistema. Portanto, este tema desperta grande interesse na comunidade científica, uma vez que está intimamente relacionado com a eficiência de utilização dos SEP.

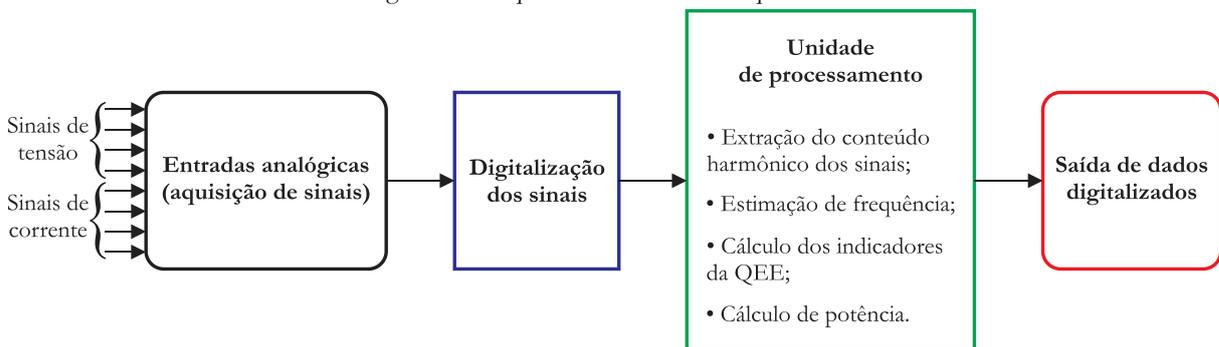


Fonte: Adaptado de Masoum & Fuchs (2015).

Atrelado a isso, há também a tarifação da energia elétrica. O compromisso e a responsabilidade entre consumidor e concessionária de energia elétrica se relacionam com os indicadores da QEE. Assim, é necessário monitorar o que de fato deve ser tarifado para o consumidor.

Atualmente, o monitoramento da QEE é feito por dispositivos usualmente denominados de *qualímetros*, cuja arquitetura básica é apresentada na Figura 1.2.

Figura 1.2: Arquitetura básica de um qualímetro.



Fonte: Autoria própria.

A unidade de processamento corresponde ao *cérebro* do equipamento, visto que é nela que se dá o processamento dos sinais e os cálculos referentes à quantificação da QEE. Embora cada qualímetro tenha as suas peculiaridades, eles diferem principalmente no que diz respeito ao cálculo de potência. O cálculo deste parâmetro tem provocado dissensão na comunidade científica especializada, de modo que não existe unanimidade sobre o tema.

Isto posto, a busca por um entendimento melhor sobre as teorias de potência constituiu a motivação desta pesquisa. Esses fatores fundamentam a necessidade de uma análise comparativa das diferentes propostas neste sentido.

1.2. Objetivos e Contribuições

O objetivo geral deste trabalho é o estudo das teorias de potência. A análise, a caracterização e a investigação das limitações das principais metodologias para cálculo de potência elétrica em condições não senoidais, bem como a sistematização do conhecimento existente sobre o tema constituem os objetivos específicos deste trabalho.

Pressupõe-se como principais contribuições deste trabalho os resultados provenientes da análise comparativa entre as teorias de potência, os quais podem nortear a adoção das técnicas que sejam capazes de ter melhor desempenho para efeito de regulamentação e análise do sistema elétrico. Ademais, esta Dissertação de Mestrado visa prover informações que contribuam à discussão a respeito das definições de potência elétrica.

1.3. Organização do texto

Este trabalho está organizado em seis capítulos, incluindo este capítulo introdutório, conforme a seguir:

- Capítulo 2: apresentação da fundamentação teórica, na qual é realizada uma síntese dos temas mais relevantes para esta pesquisa, como, por exemplo: potência elétrica em sistemas senoidais; QEE; análise de sinais. Esta seção específica permite o entendimento da problemática abordada nos capítulos subsequentes.
- Capítulo 3: revisão bibliográfica acerca do tema, na qual é apresentada uma retrospectiva histórica das teorias de potência, bem como uma síntese dos trabalhos mais relevantes desta temática.
- Capítulo 4: apresentação da metodologia proposta para a avaliação das teorias de potência abordadas no Capítulo 3;
- Capítulo 5: exposição e discussão dos resultados;
- Capítulo 6: apresentação das conclusões, da produção científica proveniente desta pesquisa e propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo é apresentada uma síntese dos temas mais relevantes para o desenvolvimento desta Dissertação de Mestrado. Inicialmente são sumarizados os conceitos que norteiam o estudo de potência nos SEP e os princípios dos fundamentos matemáticos necessários para tal fim. Ademais, são caracterizados os fundamentos de QEE e, por fim, o capítulo é finalizado com uma explanação sobre a compensação de reativos.

2.1. Potência elétrica em condições senoidais

Os conceitos que nortearam os estudos sobre as quantidades de potência foram desenvolvidos no final do Século XIX, em que se consideravam parcelas de potência em circuitos com cargas lineares e invariantes no tempo (CZARNECKI, 2016). Outrossim, a presença de distorções harmônicas nos SEP era praticamente desprezível, cujas grandezas elétricas apresentavam formas de onda muito próximas das senoidais propriamente ditas. Foi nesse período que Steinmetz (1897) introduziu os conceitos de potência ativa (potência efetiva) e de potência reativa, bem como potência aparente e fator de potência. As primeiras definições dessas parcelas, segundo Steinmetz (1916), são:

- Potência ativa: potência efetivamente consumida em um circuito;
- Potência reativa: potência que não realiza trabalho (*wattless*);
- Potência aparente: valor de pico da potência instantânea (diferença entre o valor máximo e o valor médio);
- Fator de potência: razão entre a potência ativa e a potência aparente.

As definições de potência para SEP monofásicos sob condições senoidais são consolidadas e bem aceitas na comunidade científica, portanto, não há dificuldades na sua interpretação. Em outras palavras, os resultados obtidos a partir da utilização destas definições não apresentam dissonância quando o sistema em estudo é monofásico, linear e passivo. Ademais, não há

divergências entre os resultados obtidos nos domínios do tempo e da frequência (AKAGI *et al.*, 2007).

Em um sistema ideal monofásico com uma fonte senoidal e uma carga linear, os valores instantâneos de tensão e de corrente são da forma:

$$v(t) = V_p \cdot \sin(\omega t), \quad (2.1)$$

$$i(t) = I_p \cdot \sin(\omega t - \phi), \quad (2.2)$$

em que: V_p e I_p são os valores de pico, isto é, os valores máximos, de tensão e de corrente, respectivamente; ω é a frequência angular, dada em rad/s; e ϕ representa a diferença angular entre os sinais de tensão e de corrente. Como estas grandezas são puramente senoidais, as Equações (2.1) e (2.2) podem ser reescritas como:

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t), \quad (2.3)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot \frac{I_p}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\omega t - \phi) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \phi), \quad (2.4)$$

em que V e I são os valores eficazes (ou RMS – *Root Mean Square*) da tensão e da corrente, respectivamente.

A potência instantânea é computada pelo produto entre os valores instantâneos da tensão e da corrente:

$$\begin{aligned} p(t) &= v(t) \cdot i(t) = V_p \cdot \sin(\omega t) \cdot I_p \cdot \sin(\omega t - \phi) \\ &= 2 \cdot V \cdot I \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \phi) \\ &= V \cdot I \cdot \cos(\phi) - V \cdot I \cdot \cos(2\omega t - \phi). \end{aligned} \quad (2.5)$$

A análise da Equação (2.5) mostra que a potência instantânea de um sistema monofásico não é constante, visto que ela possui um componente oscilante com o dobro da frequência da rede adicionada a um nível DC (valor médio) dado por $V \cdot I \cdot \cos(\phi)$ (AKAGI *et al.*, 2007). O rearranjo desta equação resulta na seguinte equação com dois termos:

$$p(t) = \underbrace{V \cdot I \cdot \cos(\phi)}_I \cdot (1 - \cos(2\omega t)) - \underbrace{V \cdot I \cdot \sin(\phi)}_{II} \cdot \sin(2\omega t). \quad (2.6)$$

Segundo Akagi *et al.*, (2007), as duas parcelas contidas na Equação (2.6) representam duas partes da potência instantânea que podem ser interpretadas como:

- Parte *I*: possui um valor médio igual a $V \cdot I \cdot \cos(\phi)$ e contém um componente que oscila, em torno desse valor médio, com o dobro da frequência da rede. Esta parcela nunca assume valores negativos, pois $-90^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$;

- Parte II: possui um componente que oscila com o dobro da frequência da rede, cujo valor de pico é igual a $V \cdot I \cdot \sin(\phi)$. Esta componente da potência instantânea possui valor médio nulo.

O valor médio da primeira parcela da Equação (2.6) é definido como sendo a potência ativa (P) e o valor de pico da segunda parcela, como sendo a potência reativa (Q). No Sistema Internacional de Unidades (SI), a potência ativa é dada em watt (W) e a potência reativa em volt-ampère reativo (var) (GRAINGER & STEVENSON, 1994). Matematicamente, tem-se que:

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\phi), \quad (2.7)$$

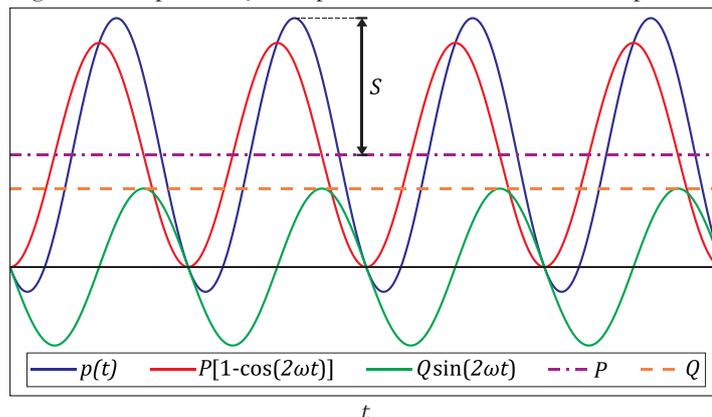
$$Q = V \cdot I \cdot \sin(\phi). \quad (2.8)$$

Portanto, a potência instantânea pode ser reescrita como:

$$p(t) = \underbrace{P \cdot (1 - \cos(2\omega t))}_I - \underbrace{Q \cdot \sin(2\omega t)}_{II}. \quad (2.9)$$

A representação gráfica da potência instantânea e suas respectivas parcelas de potência para sinais genéricos de tensão e de corrente é apresentada na Figura 2.1.

Figura 2.1: Representação da potência instantânea e de suas parcelas.



Fonte: Autoria própria.

Outra quantidade comumente utilizada para definir a potência de um equipamento elétrico é a potência aparente S , cuja unidade no SI é o volt-ampère (VA):

$$S = V \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (2.10)$$

A potência aparente representa a potência ativa máxima que pode ser fornecida por uma fonte de tensão, enquanto as perdas da linha e na carga (tensão e corrente) são mantidas constantes (EMANUEL, 1993). Em suma, as três quantidades padrão associadas com a potência instantâneas podem ser definidas como se segue (DUGAN *et al.*, 2003):

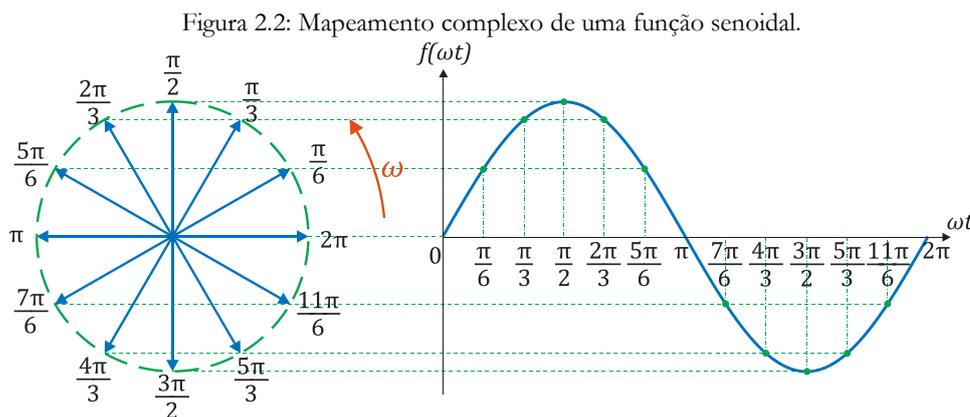
- Potência aparente S : produto entre os valores eficazes de tensão e corrente;
- Potência ativa P : taxa média de transferência de energia;

- Potência reativa Q : parcela da potência aparente que está defasada, ou em quadratura, com a potência ativa.

2.1.1. Notação fasorial

A maioria dos estudos relacionados com os SEP são baseados na média dos valores de tensão, corrente e potência, ao invés dos seus respectivos valores instantâneos. Isto é, as informações úteis são sobre o que acontece ao longo de muitos ciclos e não em um único ciclo. Por esse motivo se descreve tensão e corrente em termos de valores RMS, os quais fornecem uma medida da amplitude de cada senóide.

Neste contexto, introduz-se um ente importante, que é o fasor, definido como sendo uma forma de caracterizar um sinal senoidal, especificando a sua amplitude e o ângulo em relação a uma referência, normalmente tensão. O mapeamento complexo oferece ótimas conveniências para tal caracterização: enquanto um objeto traçando uma senóide acelera para cima e para baixo, o movimento circular tem uma velocidade de rotação constante. Assim, uma função senoidal é representada como um vetor de módulo constante e igual ao valor de pico da senóide, e frequência angular constante ω , conforme pode ser visualizado na Figura 2.2.



Fonte: Autoria própria.

Assumindo que tensões e correntes oscilam na mesma frequência constante, a representação da frequência é ignorada na notação fasorial. Uma função senoidal, com uma dada frequência angular ω e fase θ pode ser representada por:

$$f(t) = \sqrt{2} \cdot F \cdot \sin(\omega t + \theta), \quad (2.11)$$

logo, a sua representação fasorial é da forma:

$$\hat{F} = \sqrt{2} \cdot F \angle \theta. \quad (2.12)$$

Apesar das suas muitas vantagens, infelizmente, a representação fasorial não fornece informação alguma sobre o tempo e a frequência do sinal.

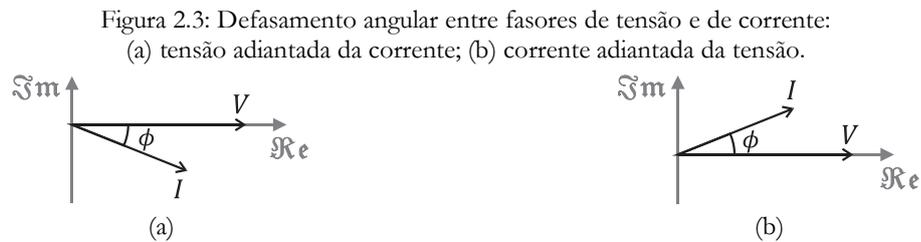
Os fasores de tensão, \hat{V} , e de corrente, \hat{I} , podem ser representados por números complexos na notação fasorial ou cartesiana:

$$\hat{V} = \sqrt{2} \cdot V \angle \theta_V = V_{\Re} + j \cdot V_{\Im} = \sqrt{2} \cdot (V \cdot \cos(\theta_V) + j \cdot V \cdot \sin(\theta_V)), \quad (2.13)$$

$$\hat{I} = \sqrt{2} \cdot I \angle \theta_I = I_{\Re} + j \cdot I_{\Im} = \sqrt{2} \cdot (I \cdot \cos(\theta_I) + j \cdot I \cdot \sin(\theta_I)), \quad (2.14)$$

em que: V e I são os valores eficazes dos sinais senoidais de tensão e de corrente, respectivamente; $j = \sqrt{-1}$; θ_V e θ_I são os ângulos de fase no instante de referência (normalmente em $t = 0$) da tensão e da corrente, respectivamente.

O ângulo de deslocamento entre os fasores de tensão e corrente é dado por $\phi = \theta_V - \theta_I$. Um valor de ϕ negativo indica que o fasor de corrente está atrasado em relação ao fasor de tensão (Figura 2.3a), enquanto que um ϕ positivo denota que o fasor de corrente está adiantado em relação ao fasor de tensão (Figura 2.3b). Neste sentido, as cargas indutivas são caracterizadas por apresentarem correntes atrasadas em relação à tensão, enquanto que em cargas capacitivas as correntes são adiantadas da tensão.



Fonte: Autoria própria.

Para condições senoidais de tensão e corrente, é possível definir o conceito de impedância. Neste caso, a relação entre os fasores de tensão e corrente é igual a um número complexo, definido como *impedância complexa*, \hat{Z} , dada por:

$$\hat{Z} = \frac{\hat{V}}{\hat{I}} = \frac{V \angle \theta_V}{I \angle \theta_I} = \frac{V}{I} \angle (\theta_V - \theta_I) = Z \angle \phi. \quad (2.15)$$

2.1.2. Potência complexa

A potência complexa é definida como o produto dos fasores de tensão e do conjugado da corrente:

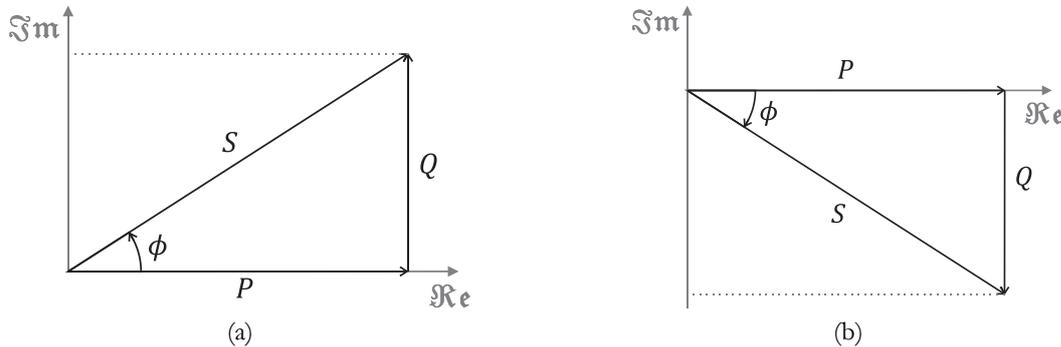
$$\hat{S} = \hat{V} \cdot \hat{I}^* = (V \angle \theta_V) \cdot (I \angle -\theta_I) = V \cdot I \angle (\theta_V - \theta_I) = S \angle \phi. \quad (2.16)$$

A Equação (2.16) pode ainda ser reescrita como:

$$\hat{S} = (V \cdot I \cdot \cos(\phi)) + j \cdot (V \cdot I \cdot \sin(\phi)) = P + j \cdot Q. \quad (2.17)$$

O conceito de potência complexa permite a representação gráfica denominada *triângulo de potências*, ilustrada na Figura 2.4.

Figura 2.4: Triângulos de potência: (a) carga indutiva; (b) carga capacitiva.



Fonte: Autoria própria.

2.1.3. Fator de potência

Fator de potência é um parâmetro definido como sendo a razão entre a potência ativa e a potência aparente:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V \cdot I \cdot \cos(\phi)}{V \cdot I} = \cos(\phi). \quad (2.18)$$

O FP indica a eficiência de utilização do sistema, pois representa a fração da máxima potência que poderia ser transferida para a carga, mantendo-se constantes os valores eficazes de tensão e corrente.

2.2. Análise Harmônica

O conhecimento do conteúdo espectral dos sinais de tensão e corrente é fundamental para a análise da QEE. Geralmente, esse conteúdo é obtido a partir de algoritmos da transformada de Fourier (FT – *Fourier Transform*) (MACHADO, 2008). A transformada de Fourier de uma função contínua, $f(t)$, é definida conforme Equação (2.19) (OPPENHEIM *et al.*, 1996):

$$F(\omega) = \mathcal{F}\{f(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (2.19)$$

e, para uma função discreta, $x[n]$, a transformada discreta de Fourier (DFT – *Discrete Fourier Transform*) é dada por:

$$\mathbf{X}[k] = \mathcal{F}\{x[n]\} = \sum_{m=0}^{N-1} x[m] e^{-\frac{j2\pi km}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2.20)$$

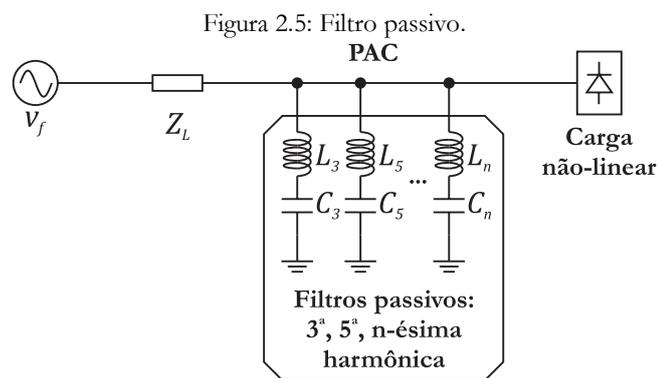
em que N representa o número total de amostras da função $x[n]$.

A Transformada de Fourier proporciona resultados exatos apenas para sinais estacionários, isto é, sinais cujas características não se modificam ao longo do tempo. Para contornar esse problema são utilizadas janelas temporais, as quais possibilitam a obtenção da variação espectral do sinal ao longo do tempo. No entanto, neste trabalho serão avaliados apenas períodos específicos dos sinais, o que torna a DFT adequada para essa análise.

2.3. Compensação de reativos

A compensação de reativos constitui um conjunto de técnicas e equipamentos que busca obter um melhor aproveitamento do SEP. Por meio do controle adequado da potência reativa, a tensão do sistema pode ser mantida dentro da faixa recomendada, o fluxo de reativos pode ser minimizado e a potência total fornecida pelas fontes pode ser reduzida. Em geral, o excesso de reativos no sistema é resultante da atividade de motores de indução, transformadores de potência e dispositivos de eletrônica de potência. A compensação de reativos – ou melhoria do fator de potência – do sistema pode ser realizada por meio de filtros passivos, filtros ativos, ou uma combinação destes.

Filtros passivos conectados em paralelo evitam que correntes harmônicas se proliferem em determinadas partes do SEP, os quais fornecem um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas de interesse (Figura 2.5).

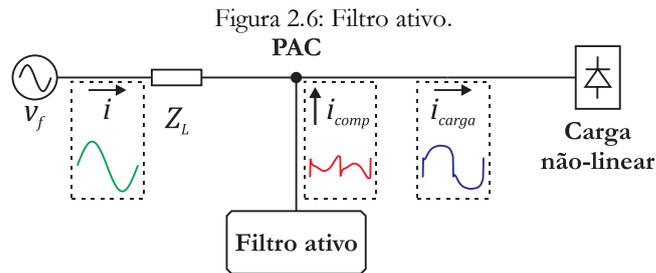


Fonte: Autoria própria.

Os filtros passivos são capazes de mitigar diversos problemas relacionados à poluição harmônica dos sinais. No entanto, eles sintonizam apenas determinadas frequências dos sinais e podem não funcionar corretamente diante de variações de carga.

Filtros ativos podem produzir sinais com as mais diversas formas de onda, de modo que qualquer parcela causadora de distorções de sinal seja compensada. A mitigação dos harmônicos é intimamente relacionada com a referência do sinal a ser compensado, isto é, com a técnica adotada

para este fim. Na Figura 2.6 é ilustrado um esquemático representativo a respeito do funcionamento de um filtro ativo.



Fonte: Autoria própria.

No esquema, o compensador tem como função minimizar os harmônicos da corrente ocasionados por uma carga não-linear. Isto é realizado mediante a injeção de uma corrente de compensação baseada nos valores da corrente proveniente da carga, de modo que a corrente na fonte de tensão possua a menor distorção possível.

Capítulo 3

Revisão Bibliográfica

A análise do estado da arte é parte fundamental para o desenvolvimento de qualquer pesquisa e, neste sentido, este capítulo é destinado à apresentação de um resumo dos trabalhos coligidos nessa etapa.

3.1. Definições de potência elétrica em condições não-senoidais

Em 1892, Steinmetz produziu um experimento no qual observou que a igualdade $S^2 = P^2 + Q^2$ não era satisfeita diante de uma potência reativa igual a zero (STEINMETZ, 1892). Neste caso, a potência aparente era maior do que a potência ativa, ou seja, $S > P$. Este experimento retrata, matematicamente, a desigualdade de Cauchy-Schwarz (STEWART, 2012):

$$\left[\int_a^b f(x)g(x)dx \right]^2 \leq \int_a^b [f(x)]^2 dx \int_a^b [g(x)]^2 dx , \quad (3.1)$$

expressando em termos de tensão e corrente,

$$\frac{1}{T^2} \left[\int_0^T v(t)i(t)dt \right]^2 \leq \frac{1}{T^2} \int_0^T [v(t)]^2 dt \int_0^T [i(t)]^2 dt . \quad (3.2)$$

Sabendo que

$$P^2 = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \right]^2 , \quad (3.3)$$

$$V^2 = \frac{1}{T^2} \int_0^T [v(t)]^2 dt , \quad (3.4)$$

$$I^2 = \frac{1}{T^2} \int_0^T [i(t)]^2 dt , \quad (3.5)$$

a inequação é da forma

$$P^2 \leq S^2 , \quad (3.6)$$

isto é (FILIPSKI, 1993),

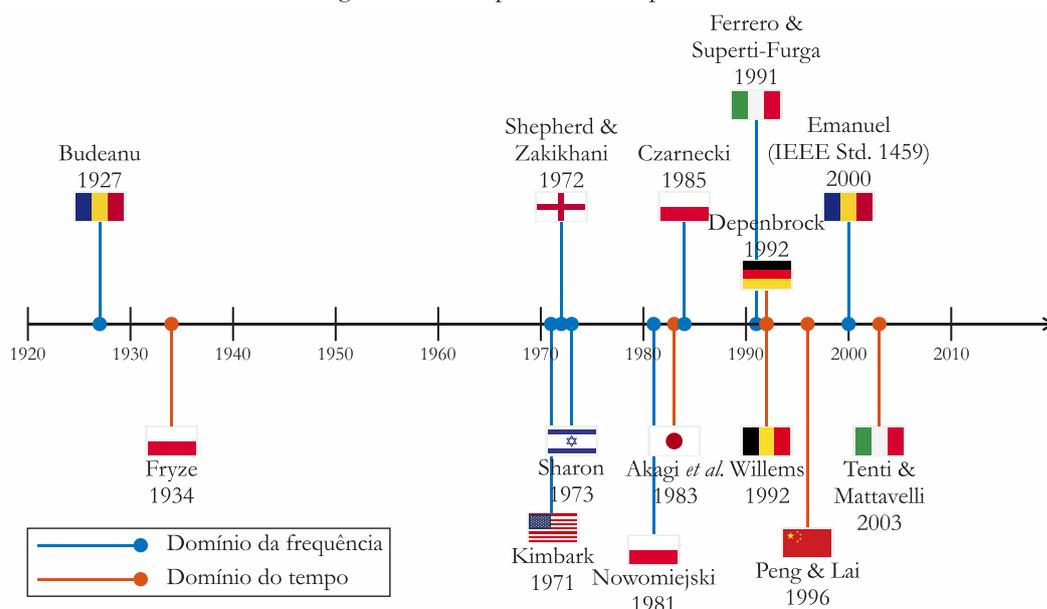
$$S^2 = P^2 + Q^2 + RES^2 , \quad (3.7)$$

em que *RES* denota a parcela de potência não-ativa residual.

A necessidade de quantificar a parcela não ativa de potência acarretou no desenvolvimento de diversos trabalhos cujo foco foi o cálculo de potência em condições não-senoidais. Segundo Czarnecki (2016), a inequação (3.6) despertou duas questões: a primeira, em relação aos fenômenos na carga que influenciavam nesta desigualdade; a segunda, mais prática e destinada a critérios econômicos, fazia referência a como diminuir (compensar) a diferença entre a potência aparente e a potência ativa. Desde então, as teorias de potência que vêm sendo desenvolvidas se concentram nessas duas questões principais.

Dentre as diversas propostas que surgiram para melhor definir e quantificar a potência elétrica em condições não-senoidais, existem duas grandes vertentes: a primeira possui conceitos no domínio da frequência; a segunda, no domínio do tempo. As definições no domínio da frequência são relacionadas com o conceito de potência aparente, isto é, associam componentes à parcela residual *RES*. No entanto, as propostas fundamentadas no domínio do tempo se destinam ao cálculo da potência com apenas duas parcelas – ativa e reativa –, sem associá-las ao conceito de potência aparente. Na Figura 3.1 é ilustrada uma linha do tempo contendo informações sobre os autores das principais teorias de potência desenvolvidas.

Figura 3.1: Principais teorias de potência.



Fonte: Autoria própria.

Nesse sentido, o principal objetivo deste capítulo é a concepção de um contexto entre algumas das mais relevantes teorias de potência, no qual seja possível identificar as suas principais características, contribuições, semelhanças e deficiências.

Ainda não há uma teoria de potência que seja totalmente aceita e difundida, pois cada uma possui pontos fortes e pontos fracos relativos a aplicações, interpretação e significado físicos. Dentre os trabalhos analisados, selecionou-se seis que foram considerados os mais relevantes para o escopo desta Dissertação, cujo critério de escolha foi o pioneirismo (Budeanu (1927), Fryze (1934)), a quantidade de citações em trabalhos científicos e o contínuo desenvolvimento (Shepherd & Zakikhani (1972), Sharon (1973), Akagi *et al.* (1983), Czarnecki (1985), Willems (1992) e IEEE Std. 1459 (2000)). Essas teorias são descritas de forma detalhada a seguir.

BUDEANU (1927)

Em 1927, Constantin Budeanu descreveu o primeiro modelo de potência em sistemas monofásicos com formas de onda distorcidas (BUDEANU, 1927). Embora o método tenha sido proposto inicialmente para sistemas monofásicos, é considerado um dos conceitos mais importantes para o cálculo de potência. Na teoria de Budeanu são empregadas Séries de Fourier de modo a descrever as propriedades dos circuitos elétricos, tratando as formas de onda como uma soma de componentes de diferentes frequências. O cálculo é baseado na seguinte definição:

$$S^2 = P^2 + Q_B^2 + D_B^2, \quad (3.8)$$

em que S é a potência aparente, P é a potência ativa, Q_B é a potência reativa, e D_B é a potência de distorção. A potência aparente é composta por duas componentes ortogonais: a potência ativa P , e a potência não ativa (Q_B e D_B), sendo definida conforme a Equação (3.9).

$$S = VI = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \cdot I_h^2} = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h, \quad (3.9)$$

na qual V e I são os valores eficazes da tensão e da corrente, respectivamente; V_h e I_h são os valores RMS da tensão e corrente do harmônico de ordem h da série de Fourier, respectivamente. Os termos da Equação (3.8) são definidos conforme a seguir.

$$P = \sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\theta_h), \quad (3.10)$$

$$Q_B = \sum_{h=1}^n V_h I_h \sin(\theta_h), \quad (3.11)$$

$$D_B^2 = \sum_{m=1}^{n-1} \sum_{n=m+1}^n [(V_m I_n)^2 + (V_n I_m)^2 - 2V_m V_n I_m I_n \cos(\theta_m - \theta_n)], \quad (3.12)$$

na qual θ_h é a defasagem entre a tensão e corrente da componente harmônica h . A Equação (3.12) representa os produtos cruzados entre tensões e correntes harmônicas e ela só terá valor nulo quando as componentes harmônicas forem nulas.

Budeanu foi o pioneiro em compreender a existência de uma parcela de potência que representasse os efeitos da distorção do SEP. Contudo, a falta de associação entre os componentes de potência e um significado físico é uma grande limitação do método. Segundo a literatura especializada, apenas a Equação (3.8) possui um significado físico compreensível, enquanto as Equações (3.11) e (3.12) são vistas como uma extensão das definições do caso senoidal, sem significado algum (CZARNECKI, 1987). Esta inconsistência reflete em dificuldades para o projeto de compensadores de energia para minimizar as perdas do SEP. Outro ponto fundamental que atesta a dificuldade de implementação do método é a necessidade de decompor as tensões e correntes em suas componentes ortogonais (seno e cosseno). Esta tarefa é complexa quando aplicada a sinais com distorções. Ademais, toda a teoria pressupõe sinais periódicos, visto que as equações são baseadas em Séries de Fourier.

Uma das principais contribuições da teoria de Budeanu reside no fato de reconhecer uma potência não ativa diferente da potência reativa, que foi o primeiro passo para uma melhor compreensão do fluxo de potência em circuitos com cargas não-lineares (EMANUEL, 2010).

FRYZE (1931)

No ano de 1931, Stanislaw Fryze propôs definições de potência baseadas nos valores RMS das tensões e correntes (FRYZE, 1932). A proposta consistia em uma decomposição da corrente em duas componentes ortogonais: *corrente ativa* (i_a) e *corrente reativa* (i_b).

$$i = i_a + i_b, \quad (3.13)$$

Considerando condições senoidais, as componentes da corrente (RMS) são:

$$I_a = I \cos(\theta) = GV, \quad (3.14)$$

$$I_b = I \sin(\theta) = BV, \quad (3.15)$$

em que: I_a e I_b representam os valores eficazes da corrente ativa e reativa, respectivamente; θ o ângulo entre os fasores de tensão e corrente; $G = \frac{I \cos(\theta)}{V} = \frac{P}{V^2}$ a condutância; $B = \frac{I \sin(\theta)}{V} = \frac{Q_F}{V^2}$ a susceptância. A partir dos valores eficazes de tensão e de corrente, e do valor médio da potência instantânea, Fryze propôs a decomposição da corrente no sistema monofásico.

A abordagem do caso puramente senoidal foi expandida para condições não senoidais. A ideia original era considerar um componente de corrente instantânea que replicasse a forma de

onda da tensão. Desta forma, a corrente i_a foi dimensionada para produzir a potência ativa suportada pela tensão v e pela corrente i (EMANUEL, 2010). Logo, a corrente ativa é dada por:

$$i_a = Gv = \sum_{h=1}^n i_{a_h}, \quad (3.16)$$

em que i_{a_h} é a parcela ativa da corrente do harmônico de ordem h , e v o valor de tensão. Desta maneira, a potência ativa é dada por:

$$P = G \sum_{h=1}^n V_h^2 = GV^2. \quad (3.17)$$

O coeficiente G tem o mesmo significado que tinha no caso senoidal, sendo uma condutância com as seguintes propriedades matemáticas:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{i_{a1}}{v_1} = \dots = \frac{i_{a_h}}{v_h} = \dots = \frac{P}{V^2} = \frac{I_a}{V} = \sqrt{\frac{\sum_{h=1}^n I_{a_h}^2}{\sum_{h=1}^n V_h^2}}, \quad (3.18)$$

na qual I_{a_h} é o valor RMS da corrente do harmônico de ordem h .

A partir desta análise, Fryze concluiu que a carga alimentada pela tensão não-senoidal pode ser modelada com o auxílio de uma condutância linear G em paralelo com uma fonte de corrente igual a i_b . A condutância equivalente G permite a obtenção da corrente ativa, a qual representa a corrente de uma carga puramente resistiva. Esta carga absorve a mesma potência ativa, P , da carga real do sistema. A decomposição sugerida resulta nas seguintes expressões:

$$P = VI_a = \frac{1}{kT} \int_t^{t+kT} vi \, dt = \frac{1}{kT} \int_t^{t+kT} p \, dt, \quad (3.19)$$

$$Q_F = VI_b, \quad (3.20)$$

em que: P e Q_F são, respectivamente, as potências ativa e reativa; p é a potência instantânea, T representa o período de integração, t é o instante inicial da integração e k é um número inteiro que define o número de ciclos da integração.

Neste modelo, é importante destacar que $P_h = GV_h^2 \neq V_h I_h \cos(\theta_h)$, isto é, a abordagem de Fryze leva a um conjunto de potências ativas muito diferentes das definidas por Budeanu. Essa proposta contribuiu para o desenvolvimento das teorias de potência elétrica, pois vários dos conceitos originais, mesmo que ligeiramente modificados, ainda estão em uso. Talvez o mais importante deles seja o tratamento da equação de potência como secundária em relação à equação de corrente, assim como a tentativa de explicar as propriedades de potência em termos de corrente decomposta em componentes ortogonais (CZARNECKI, 1997). Porém, segundo Czarnecki

(1997), a teoria de potência de Fryze possui limitações rigorosas, tanto no que diz respeito às características interpretativas, como suas implementações práticas. A ideia da corrente ativa é poderosa, contudo a sua interpretação como uma componente útil da corrente de alimentação não é totalmente convincente, pois potência ativa não é sinônimo de potência útil.

Além da limitação de utilização deste método pelo fato de ter sido desenvolvido para sistemas monofásicos, outro fator limitante é o agrupamento de todos os componentes dos sinais, sem a separação dos componentes fundamentais. Caso se tente uma decomposição da potência ativa em função dos componentes harmônicos, tem-se que o valor da potência para cada harmônico sempre será positivo. Esta deficiência é inerente ao modelo e não traduz com fidelidade o distúrbio em si, visto que as componentes harmônicas são, na verdade, poluidoras dos SEP. Desta forma, as potências dos componentes harmônicos, excetuando-se a componente fundamental, deveriam ser negativas.

SHEPHERD & ZAKIKHANI (1972)

O trabalho proposto por Shepherd & Zakikhani (1972) foi desenvolvido para sistemas monofásicos, com equações no domínio da frequência a partir da decomposição da tensão e corrente em duas componentes comuns e incomuns entre si:

$$v(t) = \underbrace{\sqrt{2} \sum_{n \in N} V_n \sin(n\omega_1 t + \alpha_n)}_{v_N(t)} + \underbrace{\sqrt{2} \sum_{m \in M} V_m \sin(m\omega_1 t + \alpha_m)}_{v_M(t)}, \quad (3.21)$$

$$i(t) = \underbrace{\sqrt{2} \sum_{n \in N} I_n \sin(n\omega_1 t + \alpha_n)}_{i_N(t)} + \underbrace{\sqrt{2} \sum_{p \in P} I_p \sin(p\omega_1 t + \alpha_p)}_{i_P(t)}, \quad (3.22)$$

em que: V_n , I_n e α_n são os valores eficazes de tensão e corrente, e a fase no n -ésimo componente harmônico. As componentes de corrente são resultantes da resistência ($i_N(t)$) e da reatância da carga ($i_P(t)$), sendo comumente denotadas como corrente ativa e reativa, respectivamente.

Os autores definiram N como o conjunto de harmônicos comuns na tensão e corrente, e M e P como o conjunto de harmônicos incomuns na tensão e corrente, respectivamente. A existência de harmônicos de ordens distintas nos sinais de tensão e corrente se deve às não-linearidades na fonte-carga.

A potência ativa é calculada conforme a seguir e contém apenas o conjunto de harmônicos N :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \sum_{n \in N} V_n I_n \cos(\phi_n), \quad (3.23)$$

na qual, ϕ_n é a diferença entre as fases da tensão e corrente no harmônico de ordem n .

A potência aparente é expressa por:

$$\begin{aligned} S &= \frac{1}{T_v} \int_0^{T_v} v(t)dt \cdot \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} i(t)dt \\ &= \left(\sum_{n \in N} V_n^2 + \sum_{m \in M} V_m^2 \right) \cdot \left(\sum_{n \in N} I_n^2 + \sum_{p \in P} I_p^2 \right), \end{aligned} \quad (3.24)$$

em que, T_v e T_i denotam os períodos correspondentes à tensão e corrente, respectivamente.

Shepherd & Zakikhani ainda sugeriram a decomposição da potência ativa da seguinte maneira:

$$S^2 = S_R^2 + S_X^2 + S_D^2, \quad (3.25)$$

em que S_R é a potência aparente ativa, S_X é a potência aparente reativa e S_D é a potência de distorção, as quais podem ser calculadas conforme a seguir:

$$S_R^2 = \sum_{n \in N} V_n^2 \cdot \sum_{n \in N} I_n^2 \cdot \cos^2(\phi_n) \neq P, \quad (3.26)$$

$$S_X^2 = \sum_{n \in N} V_n^2 \cdot \sum_{n \in N} I_n^2 \cdot \sin^2(\phi_n), \quad (3.27)$$

$$S_D^2 = \sum_{n \in N} V_n^2 \cdot \sum_{p \in P} I_p^2 + \sum_{m \in M} V_m^2 \cdot \left(\sum_{n \in N} I_n^2 + \sum_{p \in P} I_p^2 \right). \quad (3.28)$$

A maior crítica a esta proposta reside no fato de a potência ativa, P , não estar presente na Equação (3.25) que define S . Outrossim, conforme já salientado, a potência aparente ativa é diferente da potência ativa, o que atesta a falta de significado físico da referida parcela de potência aparente. Não obstante, em um cenário ideal, com tensão e corrente puramente senoidais, $S_R = V_1 I_1 \cos(\phi_1) = P$. Ademais, nessas mesmas condições, $S_X = V_1 I_1 \sin(\phi_1)$ e $S_D = D_B$ – Equação (3.12) –, isto é, os resultados neste caso particular são os mesmos que os obtidos via teoria de Budeanu.

De acordo com os autores, as definições se aproximavam da realidade física, especialmente mediante a compensação da potência aparente reativa por componentes passivos, isto é, apenas S_X pode ser compensando, pois S_D contém harmônicos incomuns que não podem ser compensados por elementos passivos. No entanto, embora a abordagem tenha sido distinta da anteriormente

proposta por Budeanu, as críticas ao trabalho também se fundamentaram na falta de significado físico das parcelas de potência.

Além disto, Svensson (1999) salienta que na presença de uma impedância na fonte de tensão, S_D seria sempre zero, pois não haveria harmônicos incomuns entre tensão e corrente. Além disto, a compensação de S_X acarretaria em alterações em I_n , o que, por sua vez, modificaria S_D , isto é, a compensação poderia não prover melhorias ao sistema.

Destarte, salvaguardadas as deficiências da teoria, a percepção que os autores tiveram na decomposição dos sinais em componentes harmônicos comuns e incomuns estimulou o desenvolvimento de outras propostas. Segundo Czarnecki (2016), a definição de corrente reativa formulada por Shepherd & Zakikhani é correta e norteou os estudos em teorias de potência desde então.

SHARON (1973)

A proposta de Sharon (1973) consiste em alguns ajustes na teoria de Shepherd e Zakikhani. O desenvolvimento segue a decomposição da tensão e corrente em componentes comuns e incomuns, conforme Equações (3.21) e (3.22). A potência ativa também é calculada de acordo com a Equação (3.23).

A potência aparente é calculada conforme a Equação (3.29). Neste caso, a sua decomposição contempla a potência ativa, ocorrendo da seguinte maneira:

$$S^2 = P^2 + S_Q^2 + S_C^2, \quad (3.29)$$

em que: S_Q é a potência reativa em quadratura e S_C é a potência reativa complementar.

As potências reativas em quadratura e complementar são computadas conforme a seguir:

$$S_Q^2 = V^2 \sum_{n \in N} I_n^2 \sin^2(\phi_n), \quad (3.30)$$

$$S_C^2 = \left(\sum_{m \in M} V_m^2 \sum_{n \in N} I_n^2 \cos^2(\phi_n) \right) + \left(V^2 \sum_{p \in P} I_p^2 \right) + \left(\frac{1}{2} \sum_{\beta \in N} \sum_{\gamma \in N} (V_\beta I_\gamma \cos(\phi_\gamma) - V_\gamma I_\beta \cos(\phi_\beta))^2 \right), \quad (3.31)$$

aqui, N , e M e P continuam sendo o conjunto de harmônicos comuns na tensão e corrente, incomuns na tensão, e incomuns na corrente, respectivamente.

A inclusão da potência ativa como um dos componentes de potência certamente dirimiu um forte ponto negativo da teoria de Shepherd & Zakikhani. No entanto, a nova sugestão de decomposição de potência não preservou propriedades que as associassem a fenômenos físicos (CZARNECKI, 1985). Ademais, a estratégia de compensação de reativos proposta por Sharon também possui a mesma limitação que a de Shepherd & Zakikhani: a impedância da fonte deve ser nula (neste caso, a compensação afetaria apenas S_Q).

Embora a decomposição dos sinais de tensão e corrente em componentes comuns e incomuns tenha estimulado o desenvolvimento de pesquisas sobre o tema, há incertezas sobre a coerência desta técnica. Em situações em que há, por exemplo, um harmônico de corrente com valor alto e o respectivo harmônico de tensão com valor muito pequeno, o harmônico é comum ou incomum? Essa incerteza eleva o questionamento sobre a utilidade da classificação dos componentes harmônicos nos conjuntos comum e incomum (SVENSSON, 1999).

AKAGI ET AL. (1983)

No ano de 1983, Akagi *et al.* desenvolveram um trabalho que introduziu um novo conceito chamado de *potência imaginária instantânea* (AKAGI *et al.*, 1983). Os autores definiram, para sistemas trifásicos, o cálculo da potência reativa instantânea mediante os valores instantâneos de tensão e corrente, cujos sinais podem assumir todas as formas de onda distorcidas (AKAGI *et al.*, 1984). A princípio, a teoria abrangia apenas sistemas trifásicos a três fios, contudo, em trabalho posterior (AKAGI *et al.*, 1999), os autores a estenderam, o que contemplou a presença de quatro fios no sistema trifásico.

A teoria proposta ficou conhecida como Teoria p-q e se baseia na transformação algébrica de coordenadas de um sistema trifásico para um sistema bifásico ($a, b, c \Rightarrow \alpha, \beta$). Esta transposição é também conhecida como Transformação de Clarke (CLARKE, 1943). As tensões e correntes trifásicas nas coordenadas a, b, c , devidamente expressas em vetores instantâneos defasados em 120° entre si, podem ser transformadas para as coordenadas $\alpha, \beta, 0$, em que α e β são ortogonais entre si. Esta mudança de coordenadas ocorre mediante as seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (3.33)$$

na qual v_a , v_b e v_c representam as tensões nas fases a , b , e c , respectivamente; e, i_a , i_b e i_c denotam as correntes de linha nas fases supracitadas.

Três potências instantâneas são definidas nas coordenadas $\alpha, \beta, 0$: p_0 , a *potência de sequência zero instantânea*; $p_{\alpha\beta}$, a *potência real instantânea*; e $q_{\alpha\beta}$, a *potência imaginária instantânea*. Para um sistema trifásico a quatro fios, as potências são expressas como (AKAGI *et al.*, 2007):

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

No caso de sistemas trifásicos a três fios, não existem componentes de sequência zero na corrente, isto é, $i_0 = 0$. Neste caso, apenas as potências instantâneas definidas nas coordenadas α, β existem, pois o produto $v_0 i_0$ em (3.34) será sempre nulo (AKAGI *et al.*, 2007). A potência $p_{\alpha\beta}$ representa a potência real instantânea que circularia pelo sistema bifásico formado pelos circuitos α e β . Por outro lado, a *potência imaginária instantânea*, $q_{\alpha\beta}$, deveria ser expressa em uma nova dimensão, diferente do watt (W). Akagi *et al.* (1999) hipoteticamente sugeriram uma nova dimensão: watt imaginário [IW – *Imaginary Watt*]. O termo potência imaginária poderia ser associado ao fato de ser apenas uma definição matemática, a qual é utilizada para quantificar as parcelas de potência instantâneas que correspondem a interações de energia entre as fases do sistema (MARAFÃO, 2004).

As correntes ortogonais, i_α e i_β , podem ser decompostas em parcelas ativas ($i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$) e reativas ($i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$):

$$i_0 = \frac{1}{v_0} p_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + i_b + i_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} i_n, \quad (3.35)$$

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{\alpha\beta}, \quad (3.36)$$

$$i_{\alpha q} = -\frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q_{\alpha\beta}, \quad (3.37)$$

$$i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{\alpha\beta}, \quad (3.38)$$

$$i_{\beta q} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q_{\alpha\beta}, \quad (3.39)$$

em que i_n representa a corrente do neutro. Portanto,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}. \quad (3.40)$$

Isto evidencia que a corrente de sequência zero faz parte de um circuito independente e contribui somente para o fluxo de potência fonte-carga, mesmo que sempre acompanhada de oscilações (MARAFÃO, 2004).

A partir da decomposição das correntes i_α e i_β , para o cálculo de potência, tem-se que:

$$\begin{aligned} p_{\alpha\beta} &= p_\alpha + p_\beta = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = v_\alpha i_{\alpha p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta p} + v_\beta i_{\beta q} \\ &= p_{\alpha p} + p_{\alpha q} + p_{\beta p} + p_{\beta q}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

em que: $p_{\alpha p}$ e $p_{\beta p}$ são a potência ativa instantânea das fases α e β , respectivamente; $p_{\alpha q}$ e $p_{\beta q}$ são a potência reativa instantânea das fases α e β , respectivamente.

A soma das potências instantâneas p_0 , $p_{\alpha p}$ e $p_{\beta p}$ coincide com a potência trifásica de um sistema a quatro fios, isto é,

$$p_{3\phi} = p_0 + p_{\alpha p} + p_{\beta p}. \quad (3.42)$$

Em contrapartida, a soma das potências reativas instantâneas $p_{\alpha q}$ e $p_{\beta q}$ sempre resultará em valor nulo, ou seja,

$$p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0. \quad (3.43)$$

As componentes de potência reativa instantânea estão relacionadas ao conceito de potência imaginária, pois estas parcelas de potência circulam entre as fases dos SEP, sem contribuir para a transferência de energia entre a fonte e a carga (AREDES & WATANABE, 1995).

O trabalho desenvolvido por Akagi *et al.* apresentou grande contribuição no que diz respeito à compensação de reativos. Contudo, a sua generalização para outras áreas da engenharia elétrica não ocorre de forma simples e direta (MARAFÃO, 2004). A teoria, que foi desenvolvida para sistemas trifásicos, não pode ser aplicada em sistemas monofásicos. Ademais, segundo Czarnecki (2004), a teoria apresenta resultados coerentes apenas quando as cargas são equilibradas e quando as tensões são simétricas.

Outro ponto importante a ser ressaltado é que todo o desenvolvimento da teoria não desmembra as contribuições das componentes fundamental e harmônicas para os sinais. Isto evidencia a falta de informações a respeito da classificação dos distúrbios envolvidos nos SEP. Por fim, outra grande desvantagem do método é a necessidade de transformação de coordenadas, haja vista a perda de informações importantes para a associação das grandezas elétricas aos fenômenos físicos inerentes aos SEP.

CZARNECKI (1985)

Leszek Czarnecki apresentou, em 1985, uma abordagem concebida para melhorar as limitações do modelo de Fryze (CZARNECKI, 1985). A partir de então, a Teoria dos Componentes Físicos da Corrente – ou Teoria CPC (*Currents' Physical Components*) – começou a ser desenvolvida, a qual foi ampliada para sistemas trifásicos em 1988 (CZARNECKI, 1988). Embora Czarnecki tenha utilizado a definição de correntes de Fryze, a sua abordagem foi efetuada no domínio da frequência, com o intuito de fornecer mais informações sobre a carga.

A) Sistema monofásico

De maneira similar ao efetuado por Fryze, Czarnecki decompôs a corrente, i , em três componentes ortogonais (CZARNECKI, 1985): *corrente ativa*, i_a , *corrente dispersa*, i_s , e *corrente reativa*, i_r .

$$i = i_a + i_s + i_r, \quad (3.44)$$

Considerando a tensão v aplicada a uma carga cuja admitância para o harmônico de frequência $h\omega_1$ é igual a $\hat{Y}_h = G_h + jB_h$, tem-se a seguinte expressão para a corrente:

$$i = \Re \left\{ \sum_{h \in M} (G_h + jB_h) v_h e^{jh\omega_1 t} \right\}, \quad (3.45)$$

em que M representa o conjunto de harmônicos e inter-harmônicos que constituem a tensão v , e v_h é o valor de pico da tensão do harmônico de ordem h . A condutância $G_e = P/V^2$ e a corrente ativa possuem o mesmo significado que o do método de Fryze. Portanto, a corrente ativa tem uma característica que replica a forma de onda da tensão, isto é,

$$i_a = G_e v = G_e \sum_{h \in M} v_h \cos(h\omega_1 t). \quad (3.46)$$

Subtraindo a parcela referente a corrente ativa, i_a , da corrente total, i , tem-se:

$$\begin{aligned} i - i_a &= \Re \left\{ \sum_{h \in M} (G_h + jB_h - G_e) v_h e^{jh\omega_1 t} \right\} = i_s + i_r \\ &= \underbrace{\Re \left\{ \sum_{h \in M} (G_h - G_e) v_h e^{jh\omega_1 t} \right\}}_{i_s} + \underbrace{\Re \left\{ \sum_{h \in M} jB_h v_h e^{jh\omega_1 t} \right\}}_{i_r}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

A corrente dispersa refere-se à variação da condutância em função da frequência. Como as correntes i_a , i_s e i_r são ortogonais, tem-se:

$$I^2 = I_a^2 + I_s^2 + I_r^2, \quad (3.48)$$

em que,

$$I_a = \frac{P}{V} = G_e V = G_e \sqrt{\sum_{h \in M} V_h^2}, \quad (3.49)$$

$$I_s = \sqrt{\sum_{h \in M} (G_h - G_e)^2 V_h^2}, \quad (3.50)$$

$$I_r = \sqrt{\sum_{h \in M} (B_h V_h)^2}, \quad (3.51)$$

na qual I , I_a , I_s , e I_r são os valores eficazes da corrente total, da corrente ativa, da corrente dispersa, e da corrente reativa, respectivamente. A potência aparente possui três componentes:

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + D_s^2, \quad (3.52)$$

em que P é a potência ativa, D_s é a potência de dispersão e Q_r é a potência reativa. As parcelas de potência podem ser calculadas da seguinte maneira:

$$P = VI_a = G_e V^2, \quad (3.53)$$

$$D_s = VI_s = V \sqrt{\sum_{h \in M} (G_h - G_e)^2 V_h^2}, \quad (3.54)$$

$$Q_r = VI_r = V \sqrt{\sum_{h \in M} (B_h V_h)^2}. \quad (3.55)$$

Czarnecki também formulou uma parcela de corrente que reduz a potência ativa. Esta componente é observada em circuitos com cargas não-lineares, as quais podem gerar componentes harmônicos na corrente na carga que não estão presentes na tensão (CZARNECKI, 2008). A corrente gerada pela carga, i_G , transfere energia da carga para a fonte de tensão, reduzindo a potência ativa do circuito. No entanto, em situações em que há a presença de impedância entre a fonte e a carga, não haveria harmônicos incomuns entre tensão e corrente no PAC.

B) Sistema trifásico

Os resultados apresentados foram expandidos para sistemas trifásicos (CZARNECKI, 1988), com desenvolvimento similar, excetuando-se as considerações inerentes a um sistema trifásico. Neste caso, o autor utilizou vetores multidimensionais de tensão (\mathbf{v}) e de corrente (\mathbf{i}):

$$\mathbf{v} \triangleq \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} v_{ah} \\ v_{bh} \\ v_{ch} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} V_{ah} \\ V_{bh} \\ V_{ch} \end{bmatrix} e^{jh\omega_1 t} \right\}, \quad (3.56)$$

$$\mathbf{i} \triangleq \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{bh} \\ I_{ch} \end{bmatrix} e^{jh\omega_1 t} \right\}, \quad (3.57)$$

em que v_{abc} e i_{abc} são as tensões e correntes instantâneas nas fases a , b e c ; v_{abc_h} e i_{abc_h} são as tensões e correntes instantâneas nas fases a , b e c no harmônico de ordem h ; V_{abc_h} e I_{abc_h} são os valores eficazes das tensões e correntes nas três fases no harmônico de ordem h ; e ω_1 representa a frequência fundamental.

Czarnecki também definiu uma grandeza denominada valor RMS generalizado dos vetores supracitados. Neste caso, ele utiliza o conceito de norma média de vetores, isto é,

$$\begin{aligned} \|\mathbf{v}\| &\triangleq \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v_a^2 + v_b^2 + v_c^2) dt} \\ &= \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (V_{ah}^2 + V_{bh}^2 + V_{ch}^2)}, \end{aligned} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} \|\mathbf{i}\| &\triangleq \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{i} \cdot \mathbf{i}) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) dt} \\ &= \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2)}. \end{aligned} \quad (3.59)$$

As admitâncias entre a fase e o neutro para sistemas trifásicos a quatro fios são dadas por (CZARNECKI & HALEY, 2015):

$$Y_{xh} = G_{xh} + jB_{xh} = \frac{i_{xh}}{v_{xh}}, \quad (3.60)$$

em que x denota as fases do sistema (a , b ou c) e h a ordem harmônica. Portanto, a condutância e susceptância do circuito, para cada ordem harmônica, são dadas por:

$$G_h = \frac{P_h}{\|\mathbf{v}_h\|^2} = \frac{1}{3} (G_{ah} + G_{bh} + G_{ch}), \quad (3.61)$$

$$B_h = -\frac{Q_{rh}}{\|\mathbf{v}_h\|^2} = \frac{1}{3} (B_{ah} + B_{bh} + B_{ch}). \quad (3.62)$$

Por conseguinte, tem-se:

$$\mathbf{i} = \Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} (G_h + jB_h) \mathbf{v}_h e^{jh\omega_1 t} \right\}, \quad (3.63)$$

$$\mathbf{i}_a = \frac{P}{\|\mathbf{v}\|^2} \cdot \mathbf{v} = G_e \cdot \mathbf{v}, \quad (3.64)$$

em que $G_e = P/\|v\|^2$ é a condutância equivalente média do circuito, responsável pelo consumo da potência ativa P . De maneira similar ao caso anterior, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{i} - \mathbf{i}_a &= \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r = \Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} (G_h + jB_h - G_e) \mathbf{v}_h e^{jh\omega_1 t} \right\} \\ &= \underbrace{\Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} (G_h - G_e) \mathbf{v}_h e^{jh\omega_1 t} \right\}}_{\mathbf{i}_s} + \underbrace{\Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} jB_h \mathbf{v}_h e^{jh\omega_1 t} \right\}}_{\mathbf{i}_r}, \end{aligned} \quad (3.65)$$

As parcelas de corrente são ortogonais entre si, isto é,

$$\|\mathbf{i}\|^2 = \|\mathbf{i}_a\|^2 + \|\mathbf{i}_s\|^2 + \|\mathbf{i}_r\|^2, \quad (3.66)$$

em que:

$$\|\mathbf{i}_a\| = G_e \cdot \|v\|, \quad (3.67)$$

$$\|\mathbf{i}_s\| = \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (G_h - G_e)^2 (V_{ah})^2}, \quad (3.68)$$

$$\|\mathbf{i}_r\| = \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (B_h V_{ah})^2}. \quad (3.69)$$

Efetuada a multiplicação entre (3.66) e $\|v\|^2$, tem-se:

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + D_s^2. \quad (3.70)$$

Quando a carga é desequilibrada a corrente possui uma nova componente, denominada corrente desequilibrada \mathbf{i}_u :

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_u &= \begin{bmatrix} i_{u_a} \\ i_{u_b} \\ i_{u_c} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} I_{u_{ah}} \\ I_{u_{bh}} \\ I_{u_{ch}} \end{bmatrix} e^{jh\omega_1 t} \right\} \\ &= \Re \left\{ \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} (Y_{ah} - G_h - jB_h) \cdot v_a \\ (Y_{bh} - G_h - jB_h) \cdot v_b \\ (Y_{ch} - G_h - jB_h) \cdot v_c \end{bmatrix} \cdot e^{jh\omega_1 t} \right\}, \end{aligned} \quad (3.71)$$

a qual pode ser decomposta em componentes de sequência positiva, negativa e zero:

$$i_{uh} = i_{uh}^p + i_{uh}^n + i_{uh}^z, \quad (3.72)$$

cujos valores eficazes são dados por:

$$\begin{bmatrix} I_{uh}^z \\ I_{uh}^p \\ I_{uh}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{uh}^z \\ Y_{uh}^p \\ Y_{uh}^n \end{bmatrix} V_{ah}, \quad (3.73)$$

em que Y_{uh}^z , Y_{uh}^p , Y_{uh}^n são as admitâncias de desequilíbrio na carga para sequência zero, positiva e negativa, respectivamente. Para harmônicos de sequência zero ($h = 0, 3, 6, \dots$), positiva ($h = 1, 4, 7, \dots$), e negativa ($h = 2, 5, 8, \dots$), respectivamente, estas admitâncias são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \widehat{Y}_{uh}^z \\ \widehat{Y}_{uh}^p \\ \widehat{Y}_{uh}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 \\ Y_{ah} + \alpha Y_{bh} + \alpha^* Y_{ch} \\ Y_{ah} + \alpha^* Y_{bh} + \alpha Y_{ch} \end{bmatrix}, \quad (3.74)$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{Y}_{uh}^z \\ \widehat{Y}_{uh}^p \\ \widehat{Y}_{uh}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} Y_{ah} + \alpha^* Y_{bh} + \alpha Y_{ch} \\ 0 \\ Y_{ah} + \alpha Y_{bh} + \alpha^* Y_{ch} \end{bmatrix}, \quad (3.75)$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{Y}_{uh}^z \\ \widehat{Y}_{uh}^p \\ \widehat{Y}_{uh}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} Y_{ah} + \alpha Y_{bh} + \alpha^* Y_{ch} \\ Y_{ah} + \alpha^* Y_{bh} + \alpha Y_{ch} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.76)$$

na qual $\alpha = 1 \angle 120^\circ$ e $\alpha^* = 1 \angle -120^\circ$. Os valores RMS das componentes da corrente de desequilíbrio, para cada ordem harmônica são da forma:

$$\|i_{uh}^z\| = \sqrt{3} \cdot Y_{uh}^z \cdot V_{ah}, \quad (3.77)$$

$$\|i_{uh}^p\| = \sqrt{3} \cdot Y_{uh}^p \cdot V_{ah}, \quad (3.78)$$

$$\|i_{uh}^n\| = \sqrt{3} \cdot Y_{uh}^n \cdot V_{ah}, \quad (3.79)$$

e seus valores RMS generalizados:

$$\|i_u^z\| = \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (Y_{uh}^z V_{ah})^2}, \quad (3.80)$$

$$\|i_u^p\| = \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (Y_{uh}^p V_{ah})^2}, \quad (3.81)$$

$$\|i_u^n\| = \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (Y_{uh}^n V_{ah})^2}. \quad (3.82)$$

Finalmente, nestas condições, a decomposição de corrente resulta nas seguintes componentes ortogonais:

$$\|i\|^2 = \|i_a\|^2 + \|i_r\|^2 + \|i_s\|^2 + \underbrace{\|i_u^z\|^2 + \|i_u^p\|^2 + \|i_u^n\|^2}_{\|i_u\|^2}, \quad (3.83)$$

que, multiplicadas por $\|v\|^2$, resultam na seguinte decomposição de potência:

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + D_s^2 + \underbrace{D_u^z^2 + D_u^p^2 + D_u^n^2}_{D_u^2}. \quad (3.84)$$

Ao contrário do modelo de Budeanu, a abordagem de Czarnecki tem a potência reativa combinada com subcomponentes que não podem cancelar um ao outro $(B_h V_h)^2 > 0$ (EMANUEL, 2010).

A principal desvantagem deste e de qualquer método que se concentre na corrente ativa como componente principal, é que o elemento mais relevante, ou seja, a potência ativa fundamental, não é um componente facilmente identificável da potência aparente (MARAFÃO, 2004). Porém, a proposta de Czarnecki auxilia na compreensão dos fenômenos físicos que compõem os SEP. Segundo Czarnecki (2008), as correntes não existem como entidades físicas, mas são entidades matemáticas associadas a alguns fenômenos físicos da carga. Isto é, o trabalho de Czarnecki é fundamentado em uma ferramenta que auxilia no cálculo das distorções, mas sem representá-las fisicamente.

Além disso, o conceito de dispersão apresentado por Czarnecki não possui precedentes na literatura da engenharia (EMANUEL, 2010). Embora a compensação da corrente dispersa e também do conjunto das parcelas de corrente, excetuando-se a corrente ativa, seja dificultada pela necessidade de compensadores muito complexos, o autor ressalta que as correntes reativa e de desequilíbrio podem ser minimizadas de forma eficaz por meio de compensadores compostos por elementos LC (CZARNECKI, 2008).

WILLEMS (1992)

O trabalho desenvolvido por Willems em 1992 propôs uma interpretação diferente da decomposição de potência proposta por Akagi *et al.* (1983) em sistemas trifásicos distorcidos (WILLEMS, 1992). Essa nova perspectiva proporcionou uma generalização da técnica para sistemas monofásicos e polifásicos, pois não havia a necessidade de transformação de eixos ou restrições quanto aos sinais e número de fases do sistema.

Os valores instantâneos de corrente e tensão, respectivamente, agrupados em vetores, são dados por $\mathbf{i}(t)$ e $\mathbf{v}(t)$, com dimensão $m \times 1$ (m representa o número de fases do sistema). A potência instantânea polifásica transmitida para o sistema é expressa pelo produto escalar entre $\mathbf{v}(t)$ e $\mathbf{i}(t)$, isto é,

$$p_{m\phi}(t) = \mathbf{v}^T(t) \cdot \mathbf{i}(t), \quad (3.85)$$

na qual \mathbf{v}^T representa a matriz transposta do vetor \mathbf{v} .

É definido que $\mathbf{i}_p(\mathbf{t})$ é a projeção do vetor $\mathbf{i}(\mathbf{t})$ sobre o vetor $\mathbf{v}(\mathbf{t})$. Por definição, o vetor $\mathbf{i}_p(\mathbf{t})$ é proporcional ao vetor $\mathbf{v}(\mathbf{t})$, isto é,

$$\mathbf{v}^T(\mathbf{t}) \cdot \mathbf{i}(\mathbf{t}) = \mathbf{v}^T(\mathbf{t}) \cdot \mathbf{i}_p(\mathbf{t}), \quad (3.86)$$

em que $\mathbf{i}_p(\mathbf{t})$ é definido como *corrente ativa instantânea*. Logo,

$$\mathbf{i}_p(\mathbf{t}) = \frac{\mathbf{v}^T(\mathbf{t}) \cdot \mathbf{i}(\mathbf{t})}{\|\mathbf{v}(\mathbf{t})\|^2} \mathbf{v}(\mathbf{t}) = \frac{p_{m\phi}(\mathbf{t})}{\|\mathbf{v}(\mathbf{t})\|^2} \mathbf{v}(\mathbf{t}). \quad (3.87)$$

A corrente obtida pela diferença

$$\mathbf{i}_q(\mathbf{t}) = \mathbf{i}(\mathbf{t}) - \mathbf{i}_p(\mathbf{t}), \quad (3.88)$$

é denotada como *corrente não-ativa instantânea* (ou corrente reativa instantânea) e é ortogonal à $\mathbf{v}(\mathbf{t})$, isto é,

$$\mathbf{v}^T(\mathbf{t}) \cdot \mathbf{i}_q(\mathbf{t}) = 0. \quad (3.89)$$

Ademais, $\mathbf{i}_p(\mathbf{t})$ e $\mathbf{i}_q(\mathbf{t})$ são ortogonais entre si, ou seja,

$$\|\mathbf{i}(\mathbf{t})\|^2 = \|\mathbf{i}_p(\mathbf{t})\|^2 + \|\mathbf{i}_q(\mathbf{t})\|^2. \quad (3.90)$$

A corrente $\mathbf{i}_p(\mathbf{t})$ corresponde ao fluxo de energia entre as fontes e cargas, enquanto o vetor $\mathbf{i}_q(\mathbf{t})$ não contribui para a transferência de potência. A corrente reativa instantânea é uma componente de corrente que não corresponde ao fluxo de potência real, porém pode ser associada com o fluxo de potência reativa instantânea (WILLEMS, 1996). Portanto, embora possuam a mesma informação das correntes ativa e reativa definidas por Akagi *et al.*, as componentes de corrente definidas por Willems se diferenciam por não haver necessidade de cálculo das potências reais e imaginárias e de transformações de eixos para que sejam obtidas.

A potência real instantânea é obtida por:

$$p(\mathbf{t}) = \mathbf{v}^T(\mathbf{t}) \cdot \mathbf{i}_p(\mathbf{t}), \quad (3.91)$$

e a potência imaginária instantânea é definida como o vetor resultante do produto vetorial (WILLEMS, 1996):

$$\mathbf{q}(\mathbf{t}) = \mathbf{v}(\mathbf{t}) \times \mathbf{i}_q(\mathbf{t}), \quad (3.92)$$

portanto, a sua norma é dada por:

$$q(\mathbf{t}) = \|\mathbf{q}(\mathbf{t})\| = \|\mathbf{v}(\mathbf{t}) \times \mathbf{i}_q(\mathbf{t})\| = \|\mathbf{v}(\mathbf{t})\| \cdot \|\mathbf{i}_q(\mathbf{t})\|, \quad (3.93)$$

em que $q(\mathbf{t})$ representa a potência imaginária instantânea.

Destarte, semelhantemente ao posto por Akagi *et al.* na Teoria p - q , a potência imaginária instantânea está relacionada à potência que circula entre as fases do sistema sem participar da transferência de energia para as cargas.

O trabalho desenvolvido por Willems possui a grande vantagem de ser desenvolvido fundamentalmente por meio das variáveis instantâneas de tensão e corrente. Esse aspecto se traduz em um equacionamento mais simples e de melhor entendimento. Quando comparado com o método desenvolvido por Akagi *et al.* (1983), essa característica fica mais evidente. Outra vantagem do método é a sua aplicabilidade em sistemas mono e polifásicos. Contudo, também há pontos negativos a ser ressaltados, como, por exemplo, o fato de não haver a separação das componentes de frequência dos sinais de tensão e corrente.

Embora o equacionamento, no que diz respeito à definição da corrente ativa instantânea, se assemelhe ao proposto por Fryze, esta componente de corrente não possui a mesma forma de onda da tensão no caso de um sistema com tensões assimétricas (MARAFÃO, 2004). Isto é, considerando esse caso específico, a compensação da corrente reativa instantânea poderá não prover melhorias no que diz respeito ao fluxo de potência e ao fator de potência.

IEEE STD. 1459 (2000)

Na década de 1990, o IEEE definiu um grupo de trabalho para situações não-senoidais, liderado por Alexander Eigeles Emanuel, que propôs uma nova teoria de potências no ano 2000 (IEEE Std. 1459, 2000), atualizada posteriormente em 2010. Esta atualização, denominada norma IEEE 1459-2010 (IEEE Std. 1459, 2010), apresenta novas definições visando orientar o setor no que diz respeito às grandezas elétricas que devem ser medidas ou monitoradas em sistemas com poluição harmônica. A norma sugere, similarmente ao proposto por Budeanu, a decomposição da potência instantânea em três componentes: potência ativa; potência reativa; e potência de distorção. As considerações foram realizadas tanto para sistemas monofásicos quanto para trifásicos, e são descritas a seguir.

A) Sistemas monofásicos

Para sistemas monofásicos, a proposta consiste na decomposição dos sinais de tensão e corrente em termos da fundamental e dos harmônicos:

$$I^2 = I_1^2 + I_H^2 = I_1^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2, \quad (3.94)$$

$$V^2 = V_1^2 + V_H^2 = V_1^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h^2, \quad (3.95)$$

em que I_1 e V_1 representam, respectivamente, as parcelas de corrente e de tensão eficazes referentes à componente fundamental, enquanto que I_H e V_H dizem respeito às parcelas referentes aos valores

RMS dos componentes harmônicos. Baseando-se nestes termos, a potência ativa e reativa fundamental são computadas conforme a seguir:

$$P = P_1 + P_H = V_1 I_1 \cos(\theta_1) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \cos(\theta_h), \quad (3.96)$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin(\theta_1), \quad (3.97)$$

em que: θ_h representa o ângulo de fase entre a tensão e a corrente ($\theta_h = \phi_{vh} - \phi_{ih}$) do harmônico de ordem h .

Considerando que o quadrado da potência aparente pode ser representado como uma função dos termos de tensão e corrente, tem-se:

$$S^2 = (VI)^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 = S_1^2 + S_N^2, \quad (3.98)$$

na qual:

$$S_1^2 = (V_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2. \quad (3.99)$$

$$S_N^2 = (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 = D_I^2 + D_V^2 + S_H^2. \quad (3.100)$$

Na Equação (3.100), as três parcelas de potência representam: a potência de distorção de corrente, D_I , que representa a potência de distorção devido aos harmônicos presentes na corrente; a potência de distorção de tensão, D_V , devido aos harmônicos da tensão; e a potência aparente harmônica, S_H :

$$D_I = V_1 I_H = S_1 THD_I = S_1 \sqrt{\sum_{h \neq 1} \frac{I_h^2}{I_1^2}}, \quad (3.101)$$

$$D_V = V_H I_1 = S_1 THD_V = S_1 \sqrt{\sum_{h \neq 1} \frac{V_h^2}{V_1^2}}, \quad (3.102)$$

$$S_H = V_H I_H = S_1 THD_V THD_I, \quad (3.103)$$

em que, THD_V e THD_I são as taxas de distorção harmônica total da tensão e da corrente, respectivamente.

A potência de distorção harmônica é expressa como:

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2}, \quad (3.104)$$

Por fim, o fator de potência total é calculado conforme a Equação (3.105):

$$FP = \frac{P}{S}. \quad (3.105)$$

B) Sistemas trifásicos

Para sistemas trifásicos, são consideradas as situações de sistemas equilibrados ou desequilibrados e cargas balanceadas ou não. Neste caso, tem-se algumas definições para o cálculo de valores equivalentes para tensão e corrente, assim como para a potência aparente efetiva. Estes valores se referem a um circuito equilibrado fictício, cujas perdas são iguais às do circuito desequilibrado. As potências ativa e reativa são calculadas conforme a seguir:

$$P = P_a + P_b + P_c = \sum_{h=1}^{\infty} V_{ah} I_{ah} \cos(\theta_{ah}) + \sum_{h=1}^{\infty} V_{bh} I_{bh} \cos(\theta_{bh}) + \sum_{h=1}^{\infty} V_{ch} I_{ch} \cos(\theta_{ch}), \quad (3.106)$$

$$Q_1 = Q_{a1} + Q_{b1} + Q_{c1} = V_{a1} I_{a1} \sin(\theta_{a1}) + V_{b1} I_{b1} \sin(\theta_{b1}) + V_{c1} I_{c1} \sin(\theta_{c1}). \quad (3.107)$$

A tensão efetiva é dada por:

$$V_e = \sqrt{V_{e1}^2 + V_{eH}^2}, \quad (3.108)$$

em que, para sistemas a quatro fios:

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2) + V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2]}, \quad (3.109)$$

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_{aH}^2 + V_{bH}^2 + V_{cH}^2) + V_{abH}^2 + V_{bcH}^2 + V_{caH}^2]}, \quad (3.110)$$

em que: V_{a1} e V_{anH} são as parcelas da tensão eficaz correspondentes à componente fundamental e aos componentes harmônicos, respectivamente; V_{e1} e V_{eH} são as tensões efetivas devido à componente fundamental e aos componentes harmônicos, respectivamente.

As correntes efetivas, para um sistema a quatro fios, são calculadas a partir de:

$$I_e = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{eH}^2}, \quad (3.111)$$

em que, para sistemas a quatro fios:

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2 + I_{n1}^2}{3}}, \quad (3.112)$$

$$I_{eH} = \sqrt{\frac{I_{aH}^2 + I_{bH}^2 + I_{cH}^2 + I_{nH}^2}{3}}, \quad (3.113)$$

na qual: I_{a1} e I_{aH} são as parcelas correspondentes à componente fundamental e aos harmônicos, respectivamente; I_{e1} e I_{eH} são as parcelas da corrente eficaz referentes à componente fundamental e aos harmônicos, respectivamente.

As distorções harmônicas totais para a tensão (THD_{eV}) e para a corrente (THD_{eI}) são obtidas pela relação entre os valores eficazes destas grandezas correspondentes aos harmônicos e à componente fundamental:

$$THD_{eV} = \frac{V_{eH}}{V_{e1}}, \quad (3.114)$$

$$THD_{eI} = \frac{I_{eH}}{I_{e1}}. \quad (3.115)$$

A potência aparente efetiva pode ser expressa por:

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2, \quad (3.116)$$

na qual, S_{e1} e S_{eN} correspondem, respectivamente, às parcelas fundamental e não fundamental da potência aparente efetiva. Estas componentes são definidas como:

$$S_{e1} = 3V_{e1}I_{e1}, \quad (3.117)$$

$$\begin{aligned} S_{eN}^2 &= S_e^2 - S_{e1}^2 = D_{eI}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 \\ &= \sqrt{THD_{eI}^2 + THD_{eV}^2 + (THD_{eI}THD_{eV})^2}, \end{aligned} \quad (3.118)$$

em que, D_{eI} denota a potência de distorção devido à corrente, D_{eV} representa a potência de distorção devido à tensão, e S_{eH} é a potência aparente harmônica. Estas grandezas são calculadas da seguinte forma:

$$D_{eI} = 3V_{e1}I_{eH} = S_{e1}THD_{eI}, \quad (3.119)$$

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} = S_{e1}THD_{eV}, \quad (3.120)$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} = S_{e1}THD_{eV}THD_{eI}. \quad (3.121)$$

O cálculo da potência aparente se distingue das demais definições cujos princípios eram aritméticos e vetoriais. O fator de potência efetivo é definido como a razão entre a potência ativa e a potência aparente efetiva, isto é,

$$FP_e = \frac{P}{S_e}. \quad (3.122)$$

Os autores também definiram uma parcela de potência não-ativa, responsável por englobar todas as potências que não são enquadradas como potência ativa. Esta nova parcela considera tanto as contribuições da componente fundamental como as que se referem aos harmônicos, e é expressa da seguinte forma:

$$N = \sqrt{S_e^2 - P^2}. \quad (3.123)$$

Os autores separaram as grandezas elétricas em termos da componente fundamental e das componentes harmônicas, o que auxilia na compreensão dos fenômenos físicos inerentes aos SEP em estudo. Outrossim, a separação no cálculo de potência das componentes supracitadas constitui-se em um fator importante do ponto de vista da tarifação das potências envolvidas no processo de fornecimento de energia (MARAFÃO, 2004).

É importante ressaltar a versatilidade no que diz respeito ao cálculo da potência, visto que várias parcelas foram definidas, o que permite a escolha da forma para se obter os valores de potência. As parcelas denominadas potência de distorção de tensão e potência de distorção de corrente auxiliam na quantificação do agente poluidor dos SEP: a primeira representa a distorção da tensão causada por mais de um consumidor, em outras palavras, a poluição harmônica oriunda da rede; a segunda denuncia a poluição harmônica causada pela carga ou para a carga, isto é, causada pelo consumidor. Contudo, apesar da quantificação da poluição harmônica, estes termos carecem de uma interpretação física. Ademais, a inclusão de uma relação entre as taxas de distorção harmônica e as parcelas de potência pode auxiliar no que diz respeito à fiscalização destes indicadores da poluição dos SEP com uma maior facilidade de cálculo.

SÍNTESE BIBLIOGRÁFICA

Uma síntese dos trabalhos relatados neste Capítulo é apresentada na Tabela 3.1, cujas características em destaque são:

- I. Aplicação em sistemas monofásicos, trifásicos ou polifásicos;
- II. Domínio do tempo ou da frequência;
- III. Fator de potência unitário quando a potência reativa é nula ($S^2 = P^2 + Q^2$);
- IV. Potência reativa positiva ou negativa (especificação de carga capacitiva ou indutiva).

Tabela 3.1: Síntese bibliográfica.

Ano	Autores	Características				Aspectos gerais
		I Sistema	II Domínio	III <i>FP</i> unitário	IV Especificação de carga	
1927	BUDEANU	Monofásico	Frequência	Não	Sim	<ul style="list-style-type: none"> • Decomposição da tensão e da corrente; • Potência não ativa diferente da potência reativa.
1934	FRYZE	Monofásico	Tempo	Sim	Não	<ul style="list-style-type: none"> • Decomposição da corrente; • Componente ativa da corrente replica a forma de onda da tensão;
1972	SHEPHERD & ZAKIKHANI	Monofásico	Frequência	Não	Não	<ul style="list-style-type: none"> • Decomposição da tensão e da corrente em componentes harmônicos comuns e incomuns; • Potência ativa não consta na equação que define a decomposição de potências.
1973	SHARON	Monofásico	Frequência	Não	Não	<ul style="list-style-type: none"> • Decomposição da tensão e da corrente em componentes harmônicos comuns e incomuns; • Potência reativa em quadratura e complementar.
1983	AKAGI <i>et al.</i>	Trifásico	Tempo	Não	Sim	<ul style="list-style-type: none"> • Necessidade de transformação de coordenadas; • Potência real e potência imaginária.
1985	CZARNECKI	Monofásico e Trifásico	Frequência	Não	Não	<ul style="list-style-type: none"> • Decomposição da corrente; • Componente ativa da corrente tem uma característica que replica a forma de onda da tensão; • Equacionamento complexo.
1992	WILLEMS	Polifásico	Tempo	Não	Não	<ul style="list-style-type: none"> • Decomposição da corrente; • Potência real e potência imaginária.
2000	EMANUEL <i>et al.</i> (IEEE STD. 1459)	Monofásico e Trifásico	Frequência	Não	Sim	<ul style="list-style-type: none"> • Decomposição da tensão e da corrente; • Parcelas de potência que quantificam a poluição harmônica.

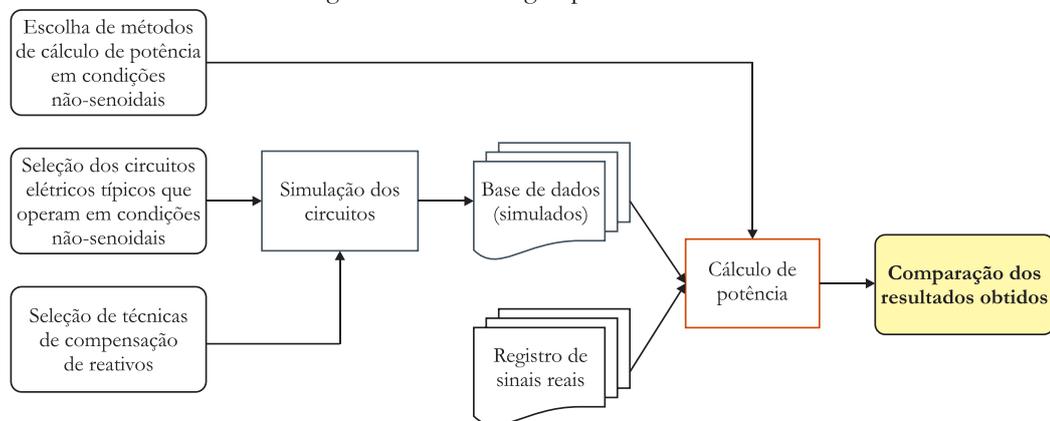
Fonte: Autoria própria.

Capítulo 4

Metodologia

O objetivo geral deste trabalho é o estudo das teorias de potência. A análise, a caracterização e a investigação das limitações dos principais métodos para cálculo de potência foram efetuadas a partir da execução da metodologia apresentada neste capítulo. Na Figura 4.1 é apresentada uma ilustração que sintetiza a metodologia aplicada neste estudo.

Figura 4.1: Metodologia aplicada no estudo.



Fonte: Autoria própria.

Após a escolha das teorias de potência a serem avaliadas, foram selecionados circuitos que operam em condições não-senoidais para posterior simulação. Ainda em ambiente de simulação, foram aplicadas técnicas de compensação de reativos de modo a indicar a sensibilidade das teorias em computar a redução da potência reativa.

Foram desenvolvidas rotinas computacionais próprias para realizar o cálculo dos parâmetros associados à QEE, das potências e para extrair as informações contidas nos sinais. As simulações computacionais foram executadas nos *softwares* PSIM[®] e MATLAB[®], cujas escolhas se pautaram na versatilidade que elas oferecem e por serem plataformas bem estabelecidas na comunidade científica. A aplicação desses *softwares* foi realizada da seguinte maneira:

- PSIM[®]: utilizado na simulação dos SEP a serem analisados e criação da base de dados dos registros dos sinais dos SEP;

- MATLAB[®]: aplicado para a importação dos dados obtidos com o PSIM[®] e nas etapas de desenvolvimento de rotinas para a extração do conteúdo dos sinais, aplicação das teorias de potência em cada caso estudado, como também para criação de gráficos.

4.1. Sistema-teste

A fim de efetuar a análise comparativa proposta neste trabalho, simulações de diferentes circuitos foram realizadas. As diretrizes adotadas para cada circuito se referenciam às condições inerentes a não-idealidade do sistema, isto é, tensões e correntes não-senoidais e/ou não-lineares. No entanto, de modo a verificar a utilidade e validade em situações senoidais das teorias de potência, também foram adotados circuitos com tensões e correntes senoidais.

Os parâmetros adotados para as fontes de tensão e para as cargas em cada cenário são baseados na literatura (FAZIO JUNIOR, 2011; MEDEIROS, 2016; USTARIZ *et al.*, 2010; KHADKIKAR *et al.*, 2009; PAREDES *et al.*, 2009; USTARIZ *et al.*, 2010). Os sinais coletados para posterior análise e computação das potências são advindos do ponto de acoplamento comum (PAC) de cada circuito.

4.1.1. Circuitos monofásicos

Nesse caso, foram definidos três cenários de circuitos elétricos, a saber: M1 – tensão senoidal e cargas lineares; M2 – tensão distorcida e cargas lineares; e M3 – tensão distorcida com cargas não-lineares. Os valores da tensão, em condições senoidais e distorcidas, são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Circuitos monofásicos – valores das tensões.

Circuitos	Tensão				
M1.1; M1.2; M1.3	$h = 1$				
	\widehat{v}_f (V)	$100\angle 0^\circ$			
M2.1; M2.2; M2.3; M3.1; e M3.2	$h = 1$	$h = 3$	$h = 5$	$h = 7$	$h = 9$
	\widehat{v}_f (V)	$100\angle 0^\circ$	$20\angle 0^\circ$	$7\angle 0^\circ$	$2\angle 0^\circ$

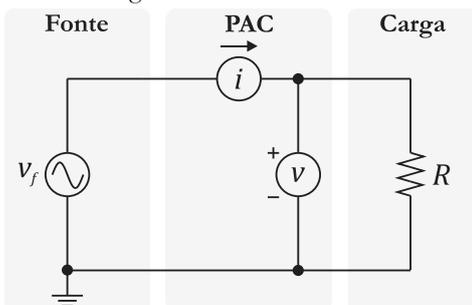
Fonte: A autoria própria.

No cenário M1 é desprezada a impedância da fonte, diferentemente dos cenários M2 e M3. Nesse caso, será inserido um ramo $R_L L_L$ ($R_L = 20 \text{ m}\Omega$, $L_L = 25 \text{ }\mu\text{H}$), de modo a representar de maneira mais fidedigna a alimentação do circuito. Cada cenário e seus respectivos circuitos são apresentados detalhadamente a seguir.

A) Cenário M1

O cenário M1 aborda o comportamento dos circuitos elétricos sob tensão senoidal e teve como objetivo verificar a convergência de resultados no que diz respeito às parcelas de potência, independentemente da teoria de potência adotada. Foram simulados circuitos com carga resistiva (M1.1), carga mista indutiva (M1.2) e carga mista capacitiva (M1.3), os quais são apresentados nas Figuras 4.2, 4.3 e 4.4, respectivamente. Os valores referentes às cargas, para cada circuito, são explicitados nas Tabelas 4.2 a 4.4.

Figura 4.2: Circuito M1.1.



Fonte: Autoria própria.

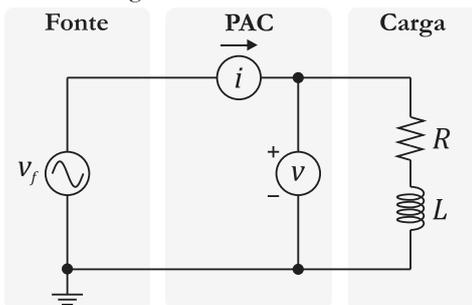
Tabela 4.2: Circuito M1.1 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga

$R = 25 \Omega$

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.3: Circuito M1.2.



Fonte: Autoria própria

Tabela 4.3: Circuito M1.2 – Especificação da carga.

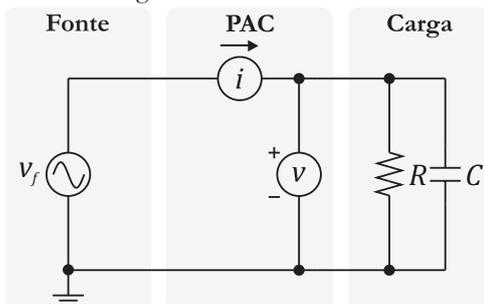
Parâmetros da carga

$R = 25 \Omega$

$L = 18 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria

Figura 4.4: Circuito M1.3.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.4: Circuito M1.3 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga

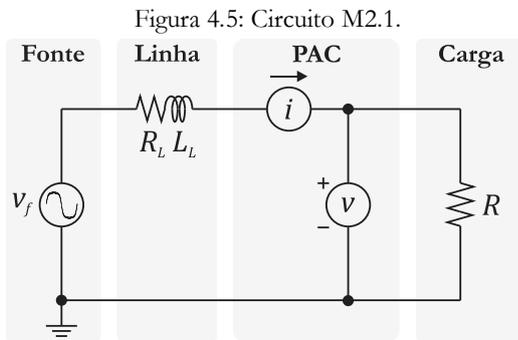
$R = 25 \Omega$

$C = 47 \mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria

B) Cenário M2

Neste cenário, mantiveram-se as cargas do Cenário M1 e foram inseridas não-idealidades no sistema, a saber: tensão não-senoidal e impedância da fonte de tensão. Os detalhes acerca dos circuitos M2.1, M2.2, e M2.3 são apresentados nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7 e nas Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7, respectivamente.

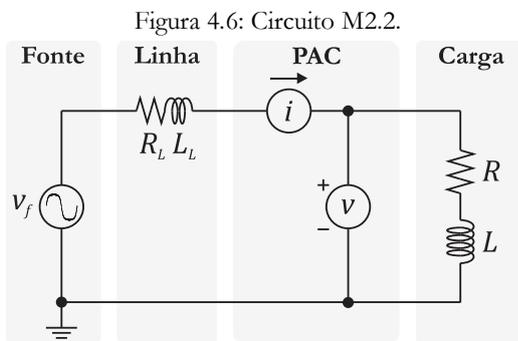


Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.5: Circuito M2.1 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga
$R = 25 \Omega$

Fonte: Autoria própria.

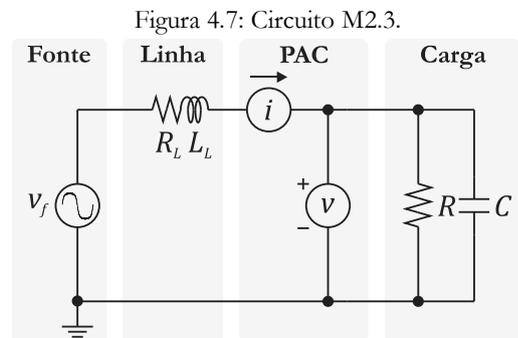


Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.6: Circuito M2.2 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R = 25 \Omega$
$L = 18 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.7: Circuito M2.3 – Especificação da carga.

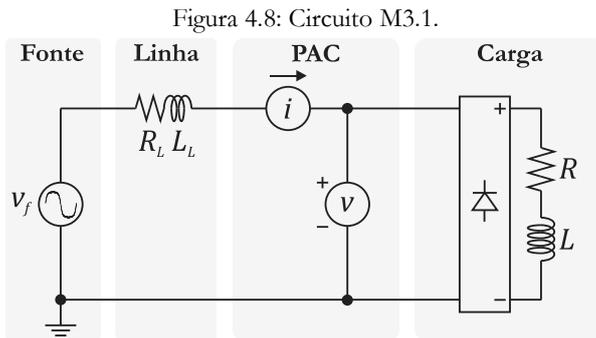
Parâmetros da carga
$R = 25 \Omega$
$C = 47 \mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria.

C) Cenário M3

Para M3, as não-idealidades no circuito foram acrescidas com a presença de cargas não-lineares, cujo efeito da não-linearidade foi obtido mediante a inserção de uma ponte de diodos no

circuito. Os circuitos M3.1 e M3.2 são detalhados nas Figuras 4.8 e 4.9, bem como nas Tabelas 4.8 e 4.9, respectivamente.

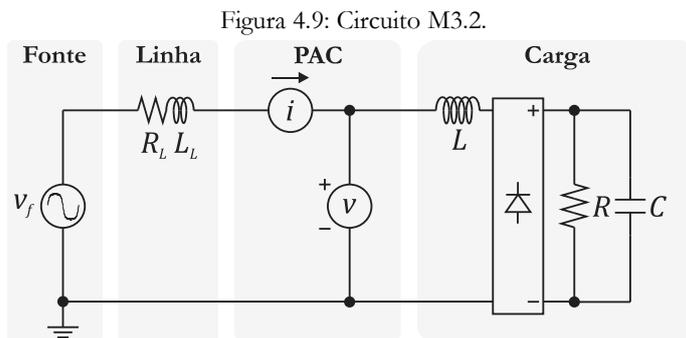


Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.8: Circuito M3.1 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R = 25 \Omega$
$L = 18 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria.



Fonte: Autoria própria

Tabela 4.9: Circuito M3.2 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R = 25 \Omega$
$L = 18 \text{ mH}$
$C = 470 \mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria

4.1.2. Circuitos trifásicos

Para circuitos trifásicos, foram adotados os mesmos procedimentos empregados nos circuitos monofásicos, isto é, foram analisados circuitos em situações ideais, não-senoidais e não-lineares. Foram definidos quatro cenários de circuitos, a saber: T1 – tensões senoidais balanceadas e cargas lineares equilibradas; T2 – tensões distorcidas balanceadas, ou não, e cargas lineares com e sem equilíbrio entre fases; T3 – tensões distorcidas balanceadas, ou não, e cargas não-lineares com e sem equilíbrio entre fases; T4 – tensões distorcidas balanceadas, ou não, e cargas de naturezas distintas. Os valores das tensões para cada circuito são apresentados na Tabela 4.10.

De maneira similar ao adotado nos circuitos monofásicos, a impedância da fonte não é mais desprezada nos cenários T2 e T3. O ramo $R_L L_L$ inserido no circuito possui os mesmos valores que os adotados nos circuitos monofásicos ($R_L = 20 \text{ m}\Omega$, $L_L = 25 \mu\text{H}$). Cada cenário e seus respectivos circuitos são apresentados de maneira mais detalhada a seguir.

Tabela 4.10: Circuitos trifásicos - valores das tensões.

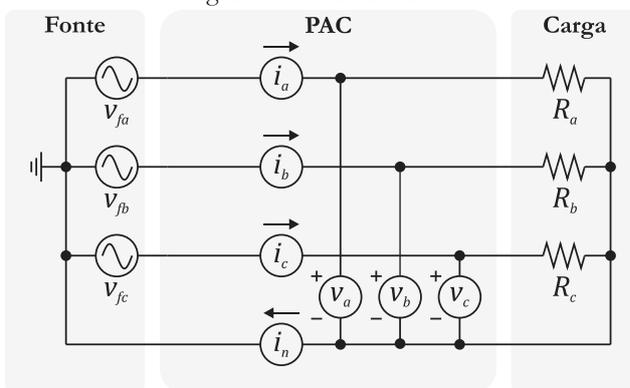
Circuitos	Tensões					
	$h = 1$					
T1.1; T1.2; T1.3	\widehat{v}_{fa} (V)	100∠0°				
	\widehat{v}_{fb} (V)	100∠-120°				
	\widehat{v}_{fc} (V)	100∠120°				
	$h = 1$	$h = 3$	$h = 5$	$h = 7$	$h = 9$	
T2.1; T2.3; T2.5 T3.1; T3.3 T4.1	\widehat{v}_{fa} (V)	100∠0°	20∠0°	7∠0°	2∠0°	1∠0°
	\widehat{v}_{fb} (V)	100∠-120°	20∠-120°	7∠-120°	2∠-120°	1∠-120°
	\widehat{v}_{fc} (V)	100∠120°	20∠120°	7∠120°	2∠120°	1∠120°
	$h = 1$	$h = 3$	$h = 5$	$h = 7$	$h = 9$	
T2.2; T2.4; T2.6 T3.2; T3.4 T4.2	\widehat{v}_{fa} (V)	100∠0°	20∠0°	7∠0°	2∠0°	1∠0°
	\widehat{v}_{fb} (V)	109∠-120°	21,8∠-120°	7,63∠-120°	2,1134∠-120°	1,09∠-120°
	\widehat{v}_{fc} (V)	91∠120°	18,2∠120°	6,37∠120°	1,8866∠120°	0,91∠120°

Fonte: Autoria própria.

A) Cenário T1

Este cenário abrange circuitos trifásicos lineares alimentados por tensões senoidais balanceadas. Nesse caso, o interesse foi verificar a convergência de resultados no que diz respeito às parcelas de potência, independentemente do método adotado para cálculo. Os circuitos simulados possuem carga resistiva (T1.1), carga mista indutiva (T1.2) e carga mista capacitiva (T1.3), os quais são apresentados nas Figuras 4.10, 4.11 e 4.12, respectivamente. Os valores referentes às cargas, para cada circuito, são explicitados nas Tabelas 4.11 a 4.13.

Figura 4.10: Circuito T1.1.



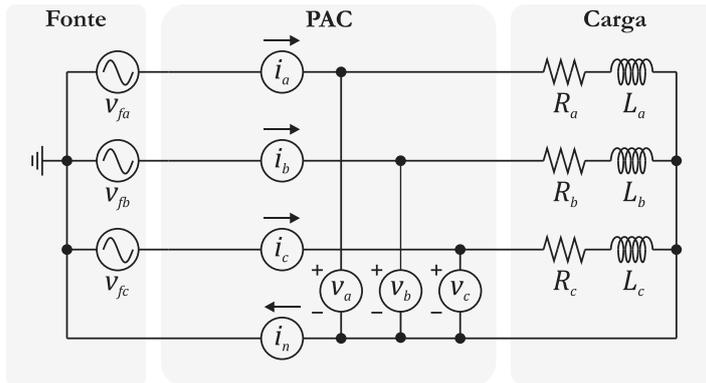
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.11: Circuito T1.1 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.11: Circuito T1.2.



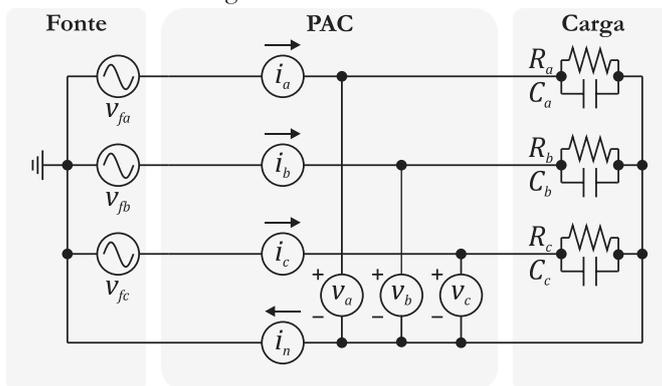
Fonte: Autoria própria

Tabela 4.12: Circuito T1.2 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$
$L_a = L_b = L_c = 18 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria

Figura 4.12: Circuito T1.3.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.13: Circuito T1.3 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$
$C_a = C_b = C_c = 47 \mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria

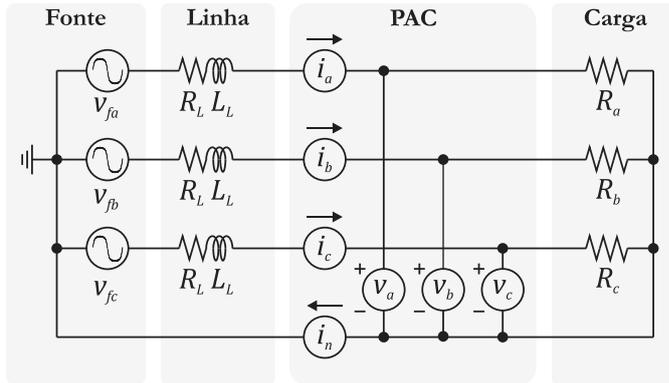
B) Cenário T2

Neste cenário são contempladas tensões não-senoidais balanceadas e desbalanceadas com cargas lineares. As cargas adotadas em T1 foram mantidas, acrescentando-se apenas a impedância da fonte e tensão com conteúdo harmônico. Os circuitos T2.1, T2.2, T2.3, T2.4, T2.5 e T2.6 são detalhados nas Figuras 4.13 a 4.15 e nas Tabelas 4.14 a 4.19, respectivamente.

C) Cenário T3

Neste caso, os circuitos contêm cargas não-lineares. O efeito da não-linearidade das cargas foi obtido mediante a inserção de pontes de diodos no circuito. Os circuitos T3.1, T3.2, T3.3 e T3.4 são detalhados nas Figuras 4.16 e 4.17, bem como nas Tabelas 4.20 a 4.23, respectivamente.

Figura 4.13: Circuitos T2.1 e T2.2.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.14: Circuito T2.1 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$

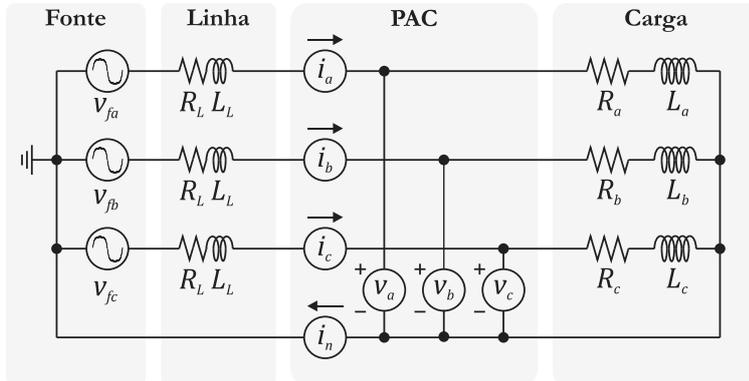
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.15: Circuito T2.2 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga
$R_a = 25 \Omega$
$R_b = 17 \Omega$
$R_c = 9 \Omega$

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.14: Circuitos T2.3 e T2.4.



Fonte: Autoria própria

Tabela 4.16: Circuito T2.3 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$
$L_a = L_b = L_c = 18 \text{ mH}$

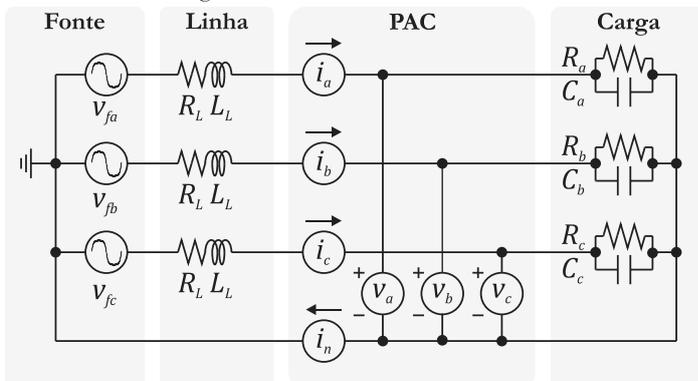
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.17: Circuito T2.4 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga
$R_a = 25 \Omega, L_a = 18 \text{ mH}$
$R_b = 17 \Omega, L_b = 12 \text{ mH}$
$R_c = 9 \Omega, L_c = 6 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.15: Circuitos T2.5 e T2.6.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.18: Circuito T2.5 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$
$C_a = C_b = C_c = 47 \mu\text{F}$

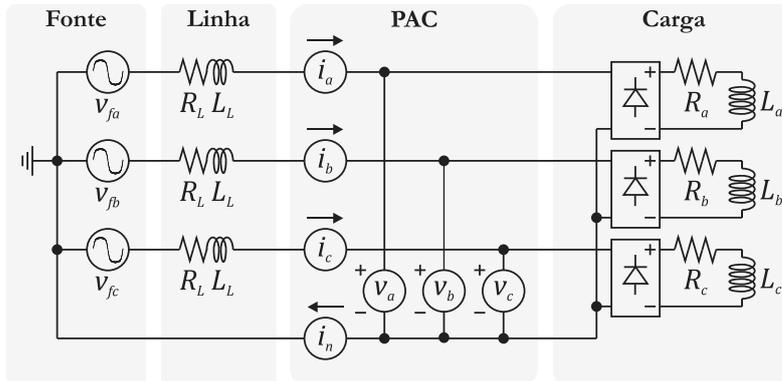
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.19: Circuito T2.6 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R_a = 25 \Omega, C_a = 470 \mu\text{F}$
$R_b = 17 \Omega, C_b = 330 \mu\text{F}$
$R_c = 9 \Omega, C_c = 220 \mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.16: Circuitos T3.1 e T3.2.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.20: Circuito T3.1 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$
$L_a = L_b = L_c = 18 \text{ mH}$

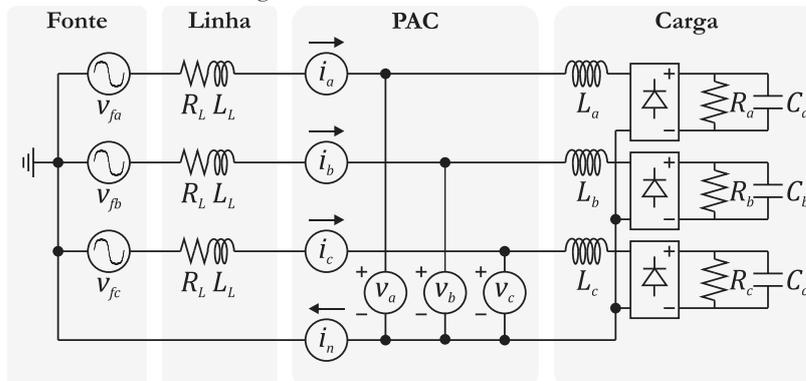
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.21: Circuito T3.2 – Especificação da carga.

Parâmetro da carga
$R_a = 25 \Omega, L_a = 18 \text{ mH}$
$R_b = 17 \Omega, L_b = 12 \text{ mH}$
$R_c = 9 \Omega, L_c = 6 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.17: Circuitos T3.3 e T3.4.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.22: Circuito T3.3 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R_a = R_b = R_c = 25 \Omega$
$L_a = L_b = L_c = 18 \text{ mH}$
$C_a = C_b = C_c = 470 \mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.23: Circuito T3.4 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga
$R_a = 25 \Omega, L_a = 18 \text{ mH},$ $C_a = 470 \mu\text{F}$
$R_b = 17 \Omega, L_b = 12 \text{ mH},$ $C_b = 330 \mu\text{F}$
$R_c = 9 \Omega, L_c = 6 \text{ mH},$ $C_c = 220 \mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria.

D) Cenário T4

O cenário T4 abrange circuitos trifásicos que possuem cargas não-lineares de naturezas distintas (resistiva, indutiva e capacitiva). Os circuitos T4.1 e T4.2 são detalhados na Figura 4.18 e nas Tabelas 4.24 e 4.25, respectivamente.

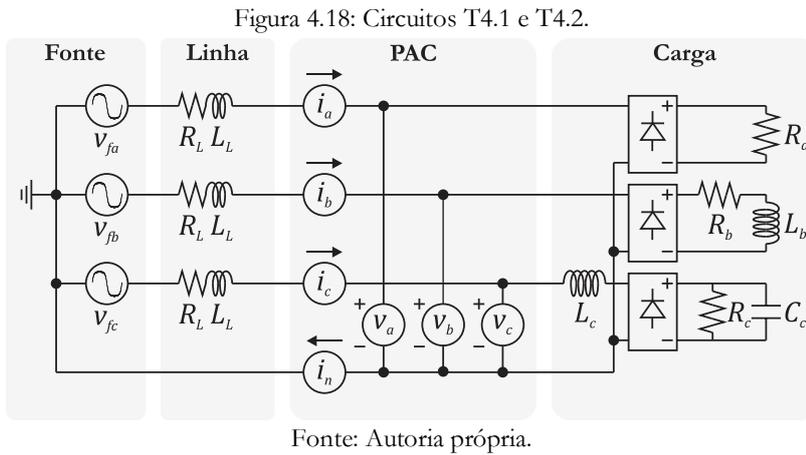


Tabela 4.24: Circuito T4.1 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga

$$R_a = 25 \Omega$$

$$R_b = 25 \Omega, L_b = 18 \text{ mH}$$

$$R_c = 25 \Omega, L_c = 18 \text{ mH},$$

$$C_c = 470 \mu\text{F}$$

Fonte: Autoria própria

Tabela 4.25: Circuito T4.2 – Especificação da carga.

Parâmetros da carga

$$R_a = 25 \Omega$$

$$R_b = 17 \Omega, L_b = 12 \text{ mH},$$

$$R_c = 9 \Omega, L_c = 6 \text{ mH},$$

$$C_c = 220 \mu\text{F}$$

Fonte: Autoria própria

E) Sinais reais

Com o intuito de aplicar as teorias de potência abordadas neste trabalho a registros de sinais reais, foram efetuadas medições das tensões e correntes do sistema trifásico que alimenta o Laboratório de Sistemas de Potência (LSP) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). A aquisição dos sinais foi efetuada com um analisador de qualidade de energia Nexus[®] 1500+.

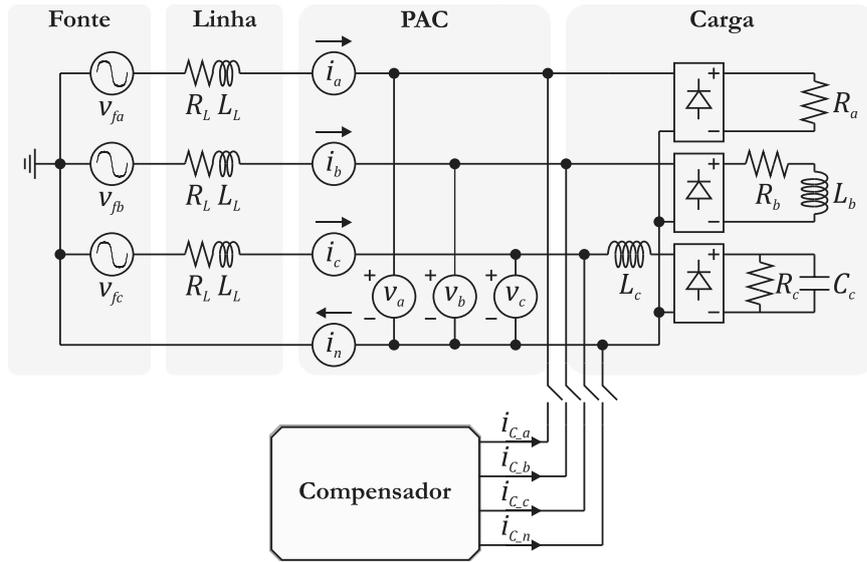
4.2. Compensação de reativos

Os circuitos do cenário T4 são avaliados sob a perspectiva da compensação de reativos. Nesse caso, o interesse é verificar a sensibilidade das teorias de potência à minimização de reativos do circuito. Considerou-se que a capacidade de cada teoria contabilizar a redução de reativos diante de diferentes técnicas de compensação poderia destacar as possíveis fragilidades de cada uma.

Segundo diferentes técnicas, são injetadas correntes no circuito de modo a minimizar a sua potência reativa. Na Figura 4.19 é ilustrada a conexão do compensador aos circuitos que compõem o cenário T4.

As técnicas que serão aplicadas neste estudo são apresentadas a seguir. É necessário ressaltar que as especificidades em relação à aplicação prática de cada compensador foram desprezadas. Isto é, a aplicação de cada técnica foi explorada de maneira teórica a partir da injeção das correntes indicadas por cada uma delas.

Figura 4.19: Cenário T4 – compensação de reativos.



Fonte: Autoria própria.

4.2.1. Técnica I: rastreo senoidal (Teoria senoidal)

Baseada na teoria de potências senoidal, esta técnica tem como objetivo aproximar a corrente da fonte do formato senoidal e em fase com a tensão. Ela consiste no rastreo das componentes fundamentais das tensões das fontes e posterior compensação das correntes. Os valores de pico das correntes de cada fase são verificados e, em seguida, multiplicados pela senóide unitária fundamental rastreada da tensão ($v_{SENa,b,c}$), resultando nas correntes $i_{SENa,b,c}$. Logo, as correntes de compensação são da forma:

$$\begin{bmatrix} i_{C_a} \\ i_{C_b} \\ i_{C_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{SENa} - i_a \\ i_{SENb} - i_b \\ i_{SEnc} - i_c \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

4.2.2. Técnica II: corrente ativa (Teoria CPC)

A técnica II é aplicada quando se deseja que a fonte forneça apenas a corrente ativa, segundo a Teoria CPC, conforme (4.2):

$$\begin{bmatrix} i_{a_a} \\ i_{a_b} \\ i_{a_c} \end{bmatrix} = \frac{P}{\sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2}} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Portanto, as correntes de compensação são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{C_a} \\ i_{C_b} \\ i_{C_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a_a} - i_a \\ i_{a_b} - i_b \\ i_{a_c} - i_c \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

4.2.3. Técnica III: corrente ativa (Teoria pq)

Esta técnica é empregada quando se deseja que a fonte forneça apenas a potência real instantânea ($p_{\alpha\beta}$). Para tanto, o compensador deve fornecer a potência imaginária instantânea ($q_{\alpha\beta}$). Esta compensação utiliza a Teoria pq e é baseada na proposta de Aredes & Watanabe (1995), sendo as correntes na fonte, para essas condições, dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Logo, as correntes que devem ser produzidas pelo compensador são da forma:

$$\begin{bmatrix} i_{c_0} \\ i_{c_{\alpha}} \\ i_{c_{\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 \\ i_{\alpha} - i_{f\alpha} \\ i_{\beta} - i_{f\beta} \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

e, nas coordenadas abc:

$$\begin{bmatrix} i_{c_a} \\ i_{c_b} \\ i_{c_c} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c_0} \\ i_{c_{\alpha}} \\ i_{c_{\beta}} \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

$$i_{c_n} = -i_{c_a} - i_{c_b} - i_{c_c}. \quad (4.7)$$

4.3. Construção da base de dados

A simulação dos circuitos apresentados na Seção 4.1 permite a obtenção de uma base de dados de tensões e correntes de cada um deles. A base de dados é ampliada a partir da aplicação das técnicas de compensação citadas na Seção 4.2 nos circuitos T4.1 e T4.2. Além disso, os sinais capturados a partir das medições efetuadas com o qualímetro Nexus[®] 1500+ representam os registros de sinais reais na referida base de dados.

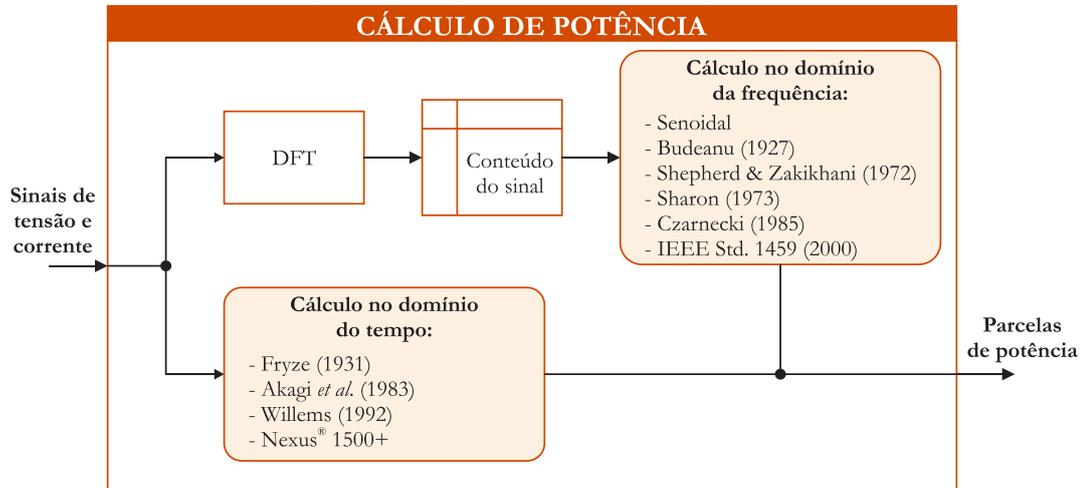
4.4. Cálculo da potência elétrica

Após a obtenção dos registros dos sinais, a base de dados de tensões e correntes é submetida ao cálculo de potência. O esquemático desta etapa é ilustrado na Figura 4.20.

O cálculo da potência foi realizado considerando os dados do terceiro período após o início dos registros dos sinais, o qual já contempla o regime permanente de cada circuito. Após a definição do conjunto de dados a ser considerado, foram computadas as parcelas de potência inerentes a

cada um dos métodos apresentados no Capítulo 3. Para os métodos no domínio do tempo, o cálculo foi realizado mediante a utilização dos valores instantâneos de tensão e de corrente. Já para as teorias definidas no domínio da frequência, o cálculo foi precedido pela aplicação da DFT para a obtenção do conteúdo dos sinais no domínio da frequência.

Figura 4.20: Esquemático do cálculo de potência.



Fonte: Autoria própria.

A fim de efetuar um comparativo entre os resultados, calculou-se o valor médio das parcelas de potência propostas por Akagi *et al.* (1983) e Willems (1992) – $p_{3\phi}$, $q_{\alpha\beta}$, $p(t)$ e $q(t)$ –, os quais serão denotados por $\overline{p_{3\phi}}$, $\overline{q_{\alpha\beta}}$, \overline{p} e \overline{q} respectivamente. Ademais, foram computadas as parcelas de potência tradicionais (Equações (2.7) e (2.8)). Como as demais parcelas de potência das teorias discutidas neste trabalho possuem grandeza escalar, não houve a necessidade de realizar cálculo adicional algum.

O método de cálculo aplicado ao analisador de qualidade da energia elétrica Nexus® 1500+ também foi avaliado, o qual é descrito de modo resumido a seguir.

4.4.1. Método de cálculo de potência do equipamento Nexus® 1500+

O cálculo, para sistemas trifásicos a quatro fios, consiste nas seguintes equações para cada fase (ELECTRO INDUSTRIES/GAUGETECH, 2016):

$$V_{RMS_x} = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^N (v_x[m] - v_n[m])^2}{N}}, \quad (4.8)$$

$$I_{RMS_y} = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^N (i_y[m])^2}{N}}, \quad (4.9)$$

$$P_{NEX_x} = \frac{\sum_{m=1}^N (v_x[m] \cdot i_x[m])}{N}, \quad (4.10)$$

$$S_{NEX_x} = V_{RMS_x} \cdot I_{RMS_x}, \quad (4.11)$$

$$Q_{NEX_x} = \sqrt{S_{NEX_x}^2 - P_{NEX_x}^2}, \quad (4.12)$$

em que: N é o número de amostras; $(v_x[m] - v_n[m])$ é a m -ésima amostra de tensão da fase x (a, b ou c); $i_y[m]$ indica a m -ésima amostra de corrente no condutor y (fases a, b, c, ou neutro); P_{NEX_x} é a potência ativa da fase x ; S_{NEX_x} é a potência aparente da fase x ; e Q_{NEX_x} é a potência reativa da fase x .

As potências ativa, reativa e aparente total, respectivamente, são dadas por:

$$P_{NEX} = P_{NEX_a} + P_{NEX_b} + P_{NEX_c}, \quad (4.13)$$

$$Q_{NEX} = Q_{NEX_a} + Q_{NEX_b} + Q_{NEX_c}, \quad (4.14)$$

$$S_{NEX} = S_{NEX_a} + S_{NEX_b} + S_{NEX_c}. \quad (4.15)$$

O Nexus[®] 1500+ efetua o cálculo para cada uma das fases do sistema separadamente. A potência ativa é calculada via média da potência instantânea, a potência aparente é computada via valores eficazes de tensão e corrente, e a potência reativa é obtida segundo a definição clássica do triângulo de potências.

Embora o equipamento forneça resultados positivos e negativos para Q_{NEX_x} , a técnica aplicada para especificação do sinal da referida potência não é informada. De modo a contemplar a possibilidade de valores positivos e negativos na Equação (4.12), fez-se a análise do desvio de fase entre as componentes fundamentais dos sinais de tensão e corrente:

- Se a tensão estiver adiantada em relação à corrente, tem-se a predominância indutiva do circuito, ou seja, $Q_{NEX_x} > 0$;
- Caso contrário, tem-se predominância capacitiva do circuito, isto é, $Q_{NEX_x} < 0$.

Sem a referida consideração, o cálculo não abrangeria a possibilidade de haver potência reativa positiva e negativa. Isto é, o cálculo poderia promover a difusão de erros em sistemas trifásicos com cargas de naturezas distintas em cada uma das fases.

Capítulo 5

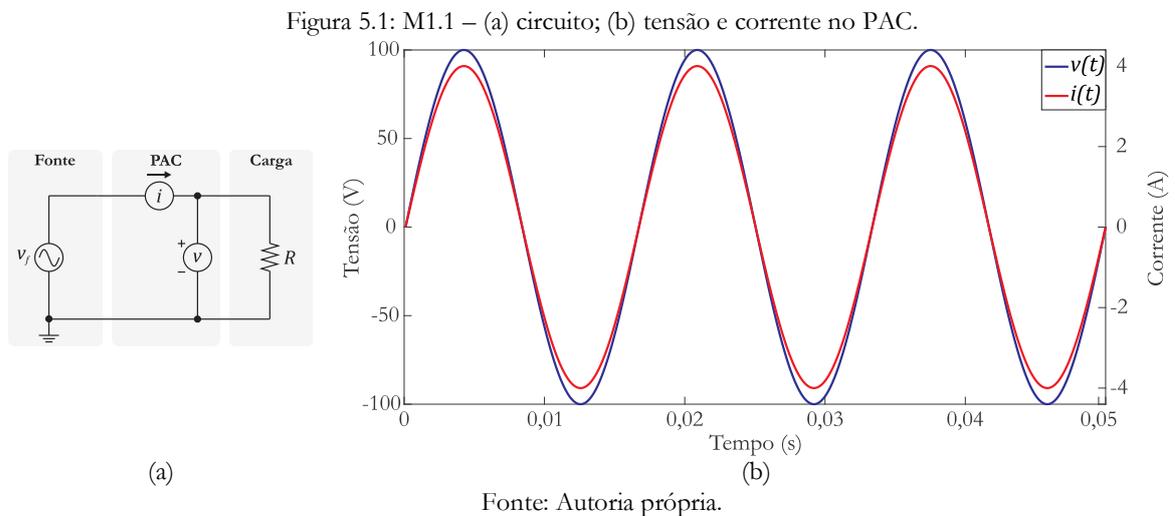
Resultados e Análises

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos após a aplicação da metodologia para avaliação das teorias de potência dos diferentes perfis de circuito. Inicialmente, são apresentados os resultados obtidos em situações senoidais e, posteriormente, aqueles referentes a situações não-senoidais para sistemas mono e trifásicos, respectivamente.

5.1. Circuitos monofásicos

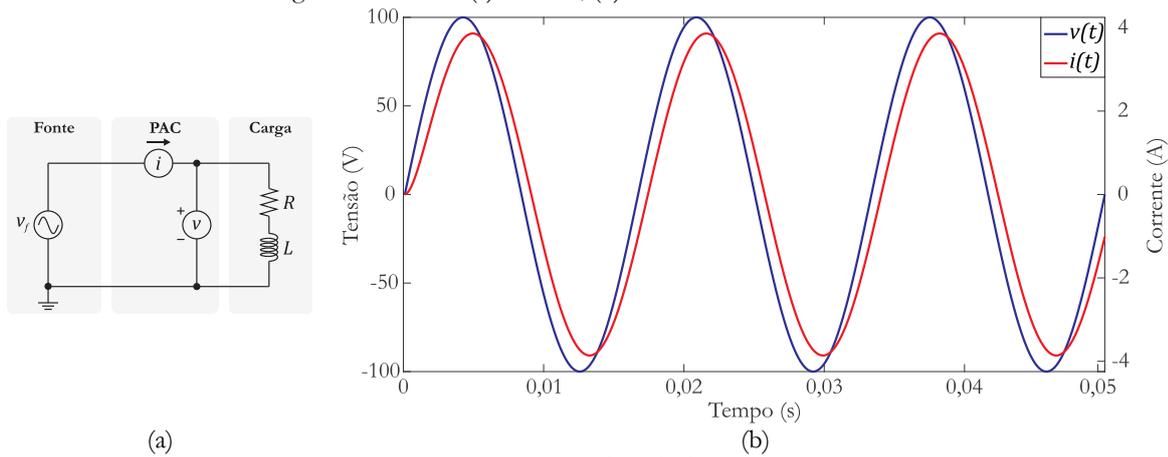
5.1.1. Cenário M1

As formas de onda da tensão e da corrente do circuito M1.1 são apresentadas na Figura 5.1. Neste caso, houve convergência entre resultados para todas as teorias de potência avaliadas neste trabalho: $P = 199,60 \text{ W}$, $Q = 0$.



Para o circuito M1.2, a tensão e corrente têm suas formas de onda ilustradas na Figura 5.2. Assim como em M1.1, os resultados das teorias convergiram para os valores: $P = 185,89 \text{ W}$, $Q = 50,57 \text{ var}$.

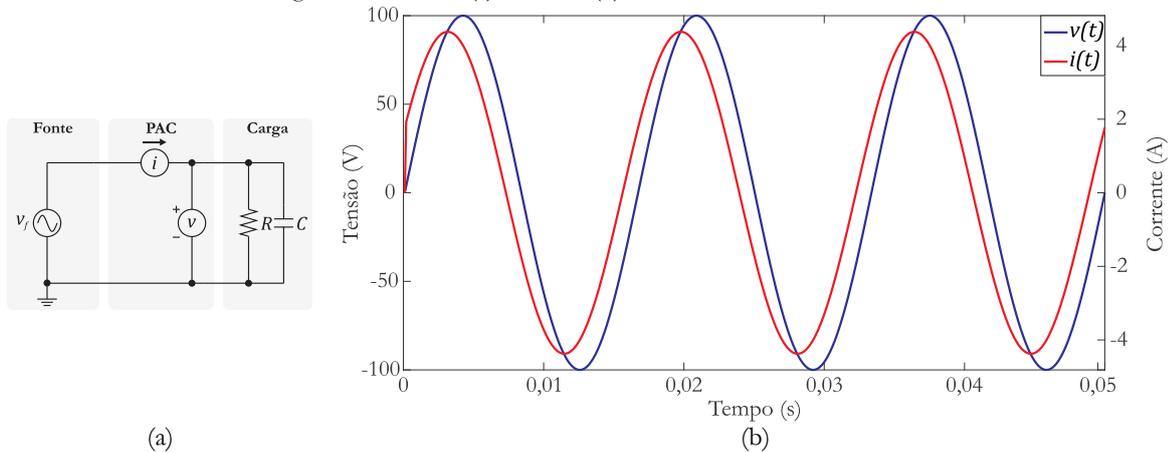
Figura 5.2: M1.2 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.



Fonte: Autoria própria

As formas de onda da tensão e da corrente do circuito M1.3, são apresentadas na Figura 5.3. Neste caso, também houve convergência de resultados. No entanto, isto ocorre quando se considera apenas o valor absoluto da potência reativa, visto que algumas teorias não associam o valor dos reativos com sinal. Os resultados obtidos para este circuito são mostrados na Tabela 5.1.

Figura 5.3: M1.3 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.1: Circuito M1.3 – parcelas de potência.

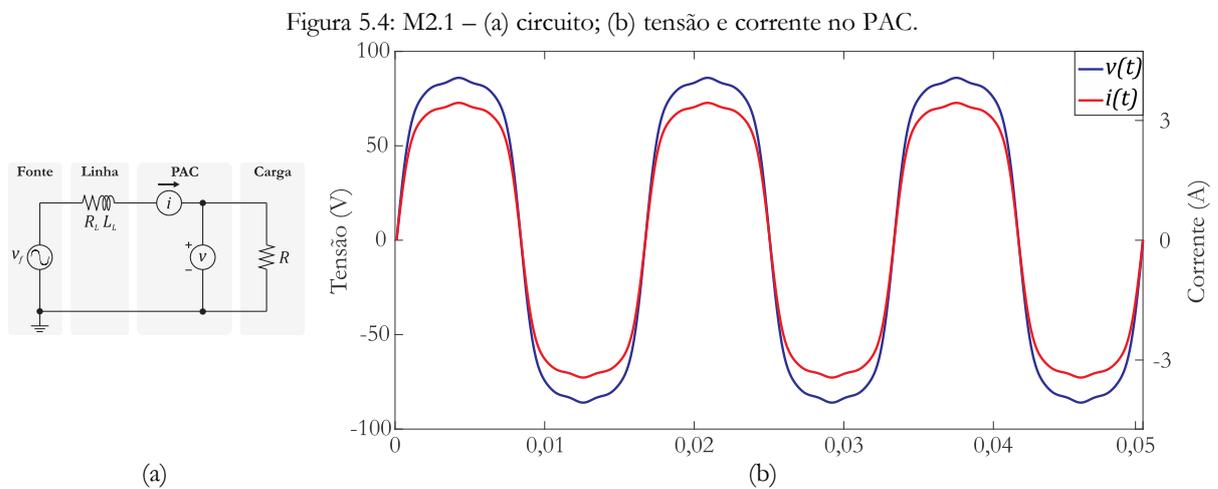
Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 199,61$	$Q = -88,60 \text{ var}$
Budeanu (1927)	$P = 199,61$	$Q_B = -88,60 \text{ var}, D_B = 0$
Fryze (1934)	$P = 199,57$	$Q_F = 88,07 \text{ var}$
Shepherd & Zakikhani (1972)	$P = 199,61$	$S_X = 88,60 \text{ VA}, S_D = 0$
Sharon (1973)	$P = 199,61$	$S_Q = 88,60 \text{ VA}, S_C = 0$
Czarnecki (1985)	$P = 199,57$	$Q_r = 88,60 \text{ VA}, D_s = 0$
Willems (1992)	$p = 199,61$	$q = 88,60 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 199,61$	$Q_1 = -88,60 \text{ var}, D_I = 0, D_V = 0, S_H = 0$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 199,61$	$Q_{NEX} = -88,60 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos no cenário M1 evidenciaram a conformidade das teorias abordadas neste trabalho com a definição clássica de potência em circuitos com cargas lineares e tensão senoidal. No entanto, algumas teorias não especificam a natureza da carga, isto é, fornecem sempre valores positivos para a potência reativa, independentemente do tipo de reativo no circuito. Desta forma, ressalta-se a necessidade de uma análise mais apurada do circuito para que sejam adotadas estratégias para compensação de reativos.

5.1.2. Cenário M2

As formas de onda da tensão e corrente do circuito M2.1 são apresentadas na Figura 5.3 e as parcelas de potência na Tabela 5.2. Os resultados obtidos evidenciaram as discrepâncias entre a potência ativa calculada segundo a teoria senoidal de potências e as demais abordadas neste trabalho, as quais se devem ao fato da teoria senoidal considerar para o cálculo apenas a contribuição da componente fundamental dos sinais.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.2: Circuito M2.1 – parcelas de potência.

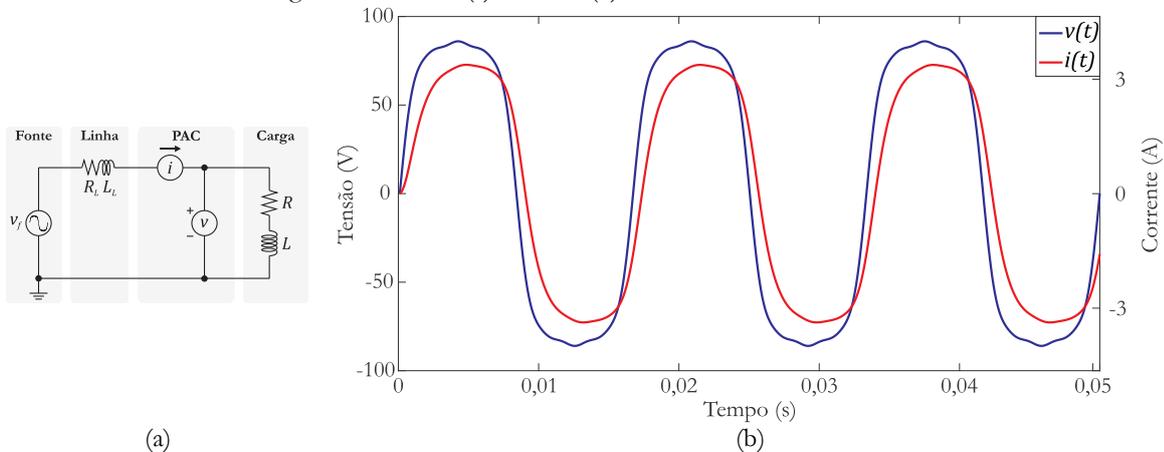
Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 199,43$	$Q = 0$
Budeanu (1927)	$P = 208,33$	$Q_B = 0, D_B = 0$
Fryze (1934)	$P = 208,32$	$Q_F = 0$
Shepherd & Zakikhani (1972)	$P = 207,31$	$S_X = 0, S_D = 0$
Sharon (1973)	$P = 207,31$	$S_Q = 0, S_C = 0$
Czarnecki (1985)	$P = 208,33$	$Q_r = 0, D_s = 0$
Willems (1992)	$p = 208,32$	$q = 0$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 208,33$	$Q_1 = 0, D_I = 42,14 \text{ var}, D_V = 42,14 \text{ var}, S_H = 8,90 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 208,33$	$Q_{NEX} = 0$

Fonte: Autoria própria

Observou-se que a potência não-ativa é nula para todas as definições, exceto para a norma IEEE Std. 1459, que computa como potência a contribuição da distorção dos sinais. Este fato não foi observado na teoria de Czarnecki, pois, como a carga é resistiva, as formas de onda da tensão e da corrente, embora distorcidas, são coincidentes. O fato de D_I , D_V e S_H serem não-nulas, leva a um questionamento mais amplo: existe parcela de potência não-ativa diante de cargas puramente resistivas? De fato, as componentes harmônicas do sinal de tensão aplicado em uma carga resistiva realizam trabalho. Logo, a não-nulidade das parcelas supramencionadas evidencia um ponto negativo da norma IEEE 1459.

Os sinais de tensão e corrente e as parcelas de potência do circuito M2.2 são apresentados na Figura 5.5 e na Tabela 5.3, respectivamente. Os resultados evidenciaram a existência de discrepâncias também na potência reativa. Um fato importante foi que as peculiaridades de cada teoria começam a ficar nítidas a partir da existência de sinais não-senoidais no circuito

Figura 5.5: M2.2 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.3: Circuito M2.2 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 185,68$	$Q = 50,64 \text{ var}$
Budeanu (1927)	$P = 190,72$	$Q_B = 55,02 \text{ var}, D_B = 18,78 \text{ VA}$
Fryze (1934)	$P = 190,78$	$Q_F = 57,40 \text{ var}$
Shepherd & Zakikhani (1972)	$P = 190,38$	$S_X = 55,93 \text{ VA}, S_D = 0$
Sharon (1973)	$P = 190,38$	$S_Q = 55,90 \text{ VA}, S_C = 3,88 \text{ VA}$
Czarnecki (1985)	$P = 190,79$	$Q_r = 55,90 \text{ VA}, D_s = 15,54 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 190,70$	$q = 58,14 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 190,72$	$Q_1 = 50,64 \text{ var}, D_I = 31,81 \text{ var}, D_V = 40,66 \text{ var}, S_H = 6,72 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 190,72$	$Q_{NEX} = 58,14 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

Foi observado que as potências reativas calculadas conforme Shepherd & Zakikhani, Sharon, e Czarnecki convergem entre si, ao passo que a calculada segundo a norma IEEE 1459 possui o menor valor dentre todos. Embora calculadas de maneira distinta, a potência não-ativa obtida via Willems e o método embarcado no qualímetro Nexus[®] 1500+ possuem o mesmo valor.

As formas de onda da tensão e corrente do circuito M2.3 são apresentadas na Figura 5.6, como também as parcelas de potência do referido circuito, na Tabela 5.4.

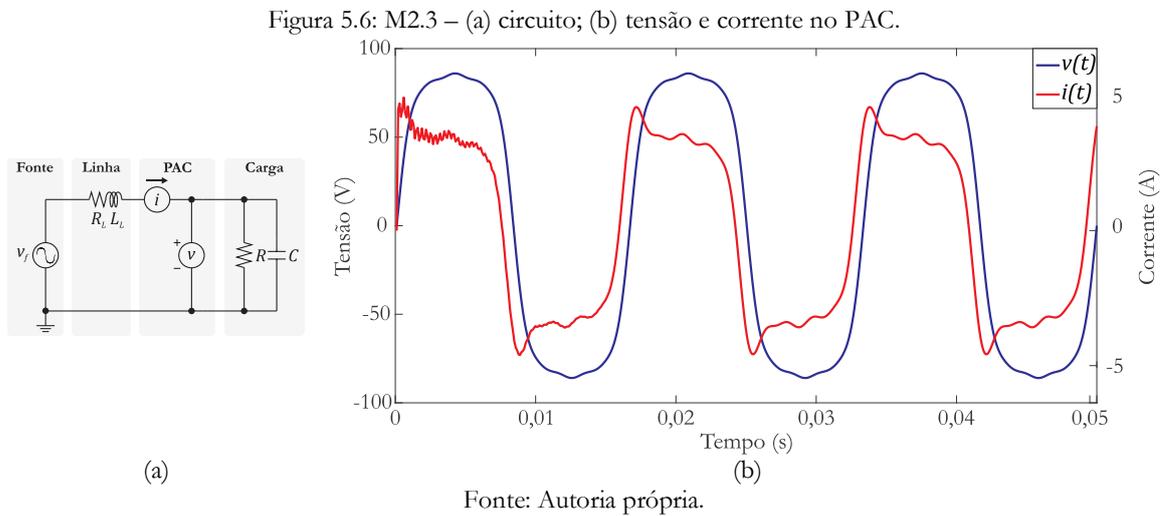


Tabela 5.4: Circuito M2.3 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 199,52$	$Q = -88,97 \text{ var}$
Budeanu (1927)	$P = 208,49$	$Q_B = -102,06, D_B = 45,67 \text{ VA}$
Fryze (1934)	$P = 208,29$	$Q_F = 109,74 \text{ var}$
Shepherd & Zakikhani (1972)	$P = 208,40$	$S_X = 111,82 \text{ VA}, S_D = 0 \text{ VA}$
Sharon (1973)	$P = 208,40$	$S_Q = 111,82 \text{ VA}, S_C = 0,39 \text{ VA}$
Czarnecki (1985)	$P = 208,31$	$Q_r = 111,82 \text{ VA}, D_s = 0,43 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 208,48$	$q = 111,82 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 208,49$	$Q_1 = -88,97 \text{ var}, D_I = 76,47 \text{ var}, D_V = 46,23 \text{ var}, S_H = 16,18 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 208,49$	$Q_{NEX} = -111,82 \text{ var}$

Fonte: Autoria Própria.

Observou-se que a corrente do circuito M2.3 possui distorção harmônica superior a observada nos circuitos M2.1 e M2.2. Este fato é observado também nas parcelas não-ativas de potência calculadas conforme Budeanu e IEEE Std 1459. Apesar desta particularidade no sinal de corrente, as potências calculadas conforme Shepherd & Zakikhani, Sharon, e Czarnecki não apresentaram valores que, por si só, apontem uma grande poluição nos sinais. Além disso, embora S_X , S_Q e Q_r convirjam, isso não ocorre com S_D , S_C e D_S , o que atesta a distinção entre estas definições. As potências reativas calculadas conforme Shepherd & Zakikhani, Sharon, Czarnecki e

Willems possuem valores coincidentes, o que também ocorreu com Nexus[®] 1500+, se considerado apenas o valor absoluto

Ao final, constatou-se que o cenário M2 evidenciou a peculiaridade dos valores de potência não-ativa de acordo com a definição adotada para o cálculo. Neste sentido, a norma IEEE 1459 merece destaque, cujo valor de potência reativa é sempre inferior aos demais, visto que é computada considerando apenas a componente fundamental dos sinais. Além da potência reativa propriamente dita, as demais parcelas devem ser igualmente consideradas: D_I e D_V computam como potência a parcela distorcida dos sinais de corrente e tensão, respectivamente; e S_H considera a contribuição dos componentes harmônicos como uma parcela de potência.

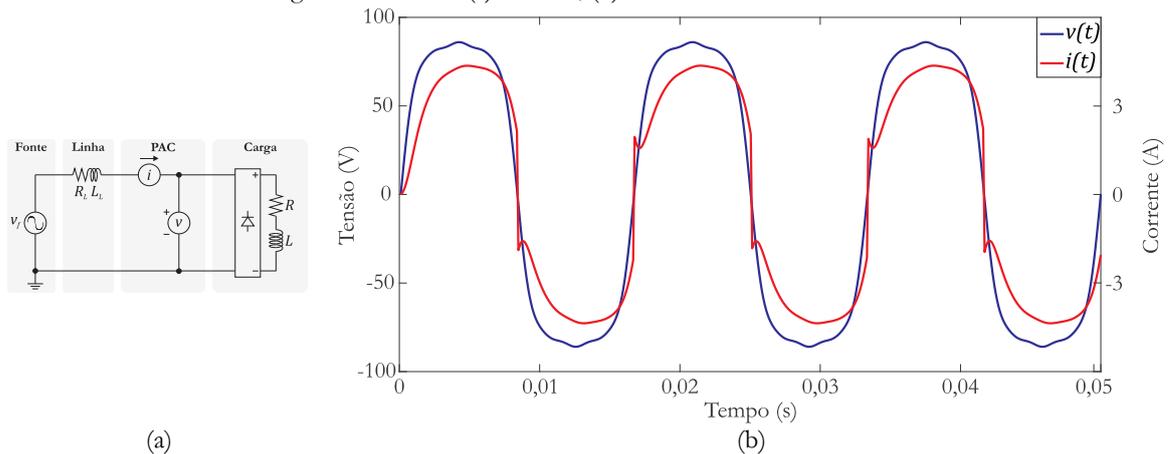
No tocante à teoria de Budeanu, a potência reativa calculada para M2.2 foi próxima dos demais resultados, diferentemente do ocorrido em M2.3. Isto é, os resultados são diretamente relacionados com a distorção dos sinais: a potência de distorção computa como potência a distorção harmônica dos sinais. Constatou-se também que os resultados de potência não-ativa obtidos mediante as definições de Fryze diferem dos demais, apesar de também existirem duas técnicas que consideram apenas uma única parcela da referida potência: Willems e Nexus[®] 1500+, que, por sua vez, são coincidentes.

No que diz respeito à Teoria CPC e aos trabalhos de Shepherd & Zakikhani e Sharon, os resultados de potência reativa convergem entre si. No entanto, a potência de dispersão, D_S , definida por Czarnecki, pode inferir em uma análise equivocada do circuito: em M2.3, seu valor é pequeno em detrimento da poluição harmônica presente nos sinais. Neste caso, é preciso ressaltar que a definição de dispersão difere da distorção harmônica. Ademais, a potência S_D , definida por Shepherd & Zakikhani, possui valor nulo, o que era esperado diante da existência de uma impedância entre a fonte e a carga. Isto é, a utilidade dessa teoria de potência fica comprometida em um sistema mais próximo do real.

5.1.3. Cenário M3

O circuito M3.1 tem a tensão e corrente representadas na Figura 5.7 e as parcelas de potência apresentadas na Tabela 5.5. Como se vê, a carga não-linear do circuito provocou maiores discrepâncias nos resultados de potência não-ativa. Os valores obtidos via Fryze, Willems e Nexus[®] 1500+ são cerca de 40% superiores aos demais, o que leva ao questionamento da validade destes resultados. Enquanto as demais definições particionam a potência não ativa em mais de uma componente, as definições supracitadas não o fazem.

Figura 5.7: M3.1 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.



Fonte: Autoria própria.

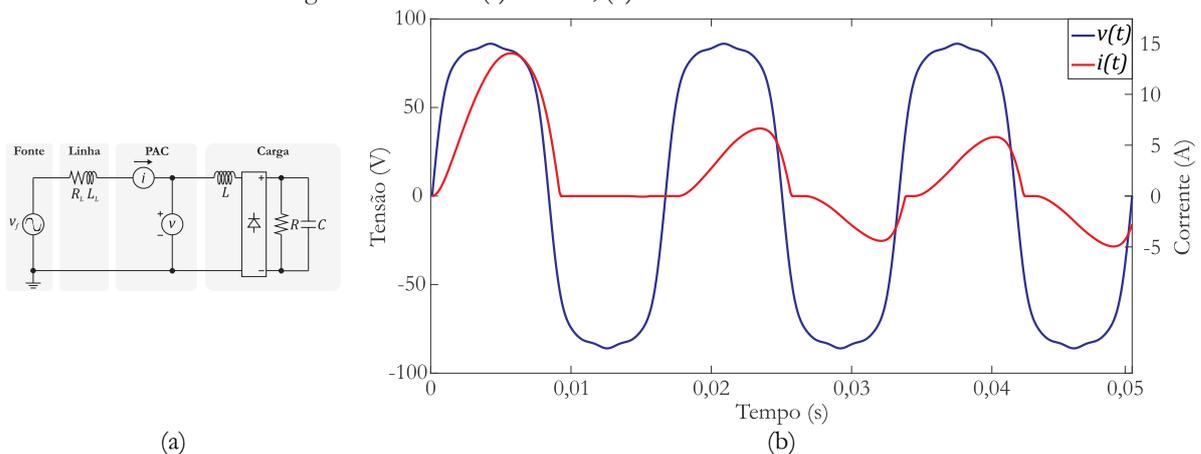
Tabela 5.5: Circuito M3.1 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 192,69$	$Q = 25,81$ var
Budeanu (1927)	$P = 201,61$	$Q_B = 26,38$ var, $D_B = 24,93$ VA
Fryze (1934)	$P = 201,54$	$Q_F = 36,64$ var
Shepherd & Zakikhani (1972)	$P = 200,09$	$S_X = 27,06$ VA, $S_D = 0$
Sharon (1973)	$P = 200,09$	$S_Q = 27,06$ VA, $S_C = 18,82$ VA
Czarnecki (1985)	$P = 201,56$	$Q_r = 27,06$ VA, $D_s = 13,05$ VA
Willems (1992)	$p = 201,59$	$q = 37,18$ vai
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 201,61$	$Q_1 = 25,81$ var, $D_I = 48,74$ var, $D_V = 41,08$ var, $S_H = 10,30$ VA
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 201,61$	$Q_{NEX} = 37,18$ var

Fonte: Autoria própria.

A tensão e corrente do circuito M3.2 e suas parcelas de potência são apresentadas na Figura 5.8 e Tabela 5.6, respectivamente.

Figura 5.8: M3.2 – (a) circuito; (b) tensão e corrente no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.6: Circuito M3.2 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 171,15$	$Q = 148,84 \text{ var}$
Budeanu (1927)	$P = 182,76$	$Q_B = 146,08 \text{ var}, D_B = 50,82 \text{ VA}$
Fryze (1934)	$P = 182,88$	$Q_F = 153,91 \text{ var}$
Shepherd & Zakikhani (1972)	$P = 180,79$	$S_X = 152,87 \text{ VA}, S_D = 0$
Sharon (1973)	$P = 180,79$	$S_Q = 152,87 \text{ VA}, S_C = 22,27 \text{ VA}$
Czarnecki (1985)	$P = 182,89$	$Q_r = 152,87 \text{ VA}, D_s = 22,27 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 182,75$	$q = 154,70 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 186,76$	$Q_1 = 148,84 \text{ var}, D_I = 58,51 \text{ var}, D_V = 47,94 \text{ var},$ $S_H = 12,37 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 182,76$	$Q_{NEX} = 154,70 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

Neste caso, Q_F , \bar{q} e Q_{NEX} não apresentaram discrepância tão elevada em relação aos demais resultados, em detrimento ao ocorrido em M3.1. Este comportamento ressalta a particularidade dessas definições de acordo com o perfil do circuito a ser analisado, o que compromete fortemente a validade dos resultados em circuitos genéricos.

Os resultados obtidos nos circuitos monofásicos evidenciaram a não-validade da definição senoidal de potências quando há a presença de distorção nos sinais de tensão e corrente, seja ela ocasionada pelos componentes harmônicos presentes na tensão ou por cargas não-lineares.

No que diz respeito à potência ativa, as diferentes definições de potência resultam em valores que convergem para a média da potência instantânea. No entanto, há pequenas discrepâncias em torno dos valores que, extrapolada a unidade para MW ou GW, por exemplo, acarretariam diferenças consideráveis. Desse modo, essa dissonância implica em uma parcela representativa de perdas de potência

Além disso, definições equivocadas em relação aos métodos de Fryze e de Willems, bem como a técnica embarcada no qualímetro Nexus[®] 1500+ foram constatadas. A decomposição da corrente segundo Willems segue o que fora definido por Fryze, e, no cálculo de Nexus[®] 1500+, a potência reativa é computada baseada apenas nas potências aparente e ativa.

No que diz respeito às teorias definidas por Shepherd & Zakikhani e Sharon, a decomposição de potência depende fortemente da técnica de estimação de harmônicos adotada. Foram observados resultados nulos para S_D na presença de impedância entre a fonte e a carga. Esta dependência, associada à ausência de significado físico da decomposição da potência compromete significativamente a interpretação dos resultados.

As definições de Budeanu e da norma IEEE Std 1459 possuem similaridades no que diz respeito ao cálculo de potência ativa. No tocante à potência não-ativa, a norma IEEE particiona as componentes definidas por Budeanu de maneira diferente. As definições de D_B , para Budeanu, e D_I , D_V , e S_H , para IEEE 1459, são intimamente relacionadas com a distorção harmônica dos sinais. Apesar de não existirem elementos reativos no circuito M2.1, foi constatado que D_I , D_V , e S_H resultaram valores não-nulos, o que leva ao questionamento da validade destas definições. Como nesse circuito a corrente e a tensão possuem mesma forma de onda e estão em fase, supõe-se apenas a existência de potência ativa. Na verdade, esta não-nulidade retrata que estas parcelas computam como potência a distorção presente nos sinais, não as associando a fenômenos físicos.

A teoria de Czarnecki apresentou resultados de potência reativa similar aos demais na maioria dos circuitos simulados neste trabalho. Contudo, a diferença reside no cálculo da potência de dispersão, D_S , que não se relaciona apenas com a distorção harmônica presente nos sinais, mas também com a variação da condutância equivalente do circuito na presença de componentes harmônicos nos sinais. Isto é, distorção harmônica elevada não indica, por si só, um valor elevado de D_S . Neste caso, a análise do circuito não deve ser pautada apenas nas parcelas de potência, mas também nos indicadores da QEE, como as taxas de distorção harmônica, por exemplo.

Um resumo das constatações efetuadas a partir dos circuitos monofásicos é apresentado na Tabela 5.7.

Tabela 5.7: Resumo das análises em circuitos monofásicos.

Teoria	Comentários
Budeanu (1927)	• D_B é relacionada apenas com a distorção harmônica dos sinais.
Fryze (1934)	• Apesar da decomposição de correntes de Fryze contemplar apenas componentes ativa e reativa, as parcelas de potência não obedecem à definição de triângulo de potências.
Shepherd & Zakikhani (1972)	• S_D sempre será nula na existência de impedância entre a fonte e a carga.
Sharon (1973)	• A decomposição da tensão e corrente em componentes harmônicos comuns e incomuns fica comprometida quando há impedância entre a fonte e a carga, o que dificulta a interpretação de S_C .
Czarnecki (1985)	• Q_r possui valor igual ao das potências reativas definidas por Shepherd & Zakikhani e Sharon, mesmo sendo calculado de maneira diferente destas teorias; • Os valores de D_S não indicam, por si só, poluição harmônica nos sinais.
Willems (1992)	• q possui valores que satisfazem a definição clássica do triângulo de potências, os quais podem indicar potência reativa superior à fornecida ao circuito.
IEEE Std. 1459 (2000)	• Q_1 pode indicar potência reativa menor que a demandada pelo circuito, pois seu valor contempla apenas a componente fundamental dos sinais; • D_I , D_V , e S_H podem comprometer a análise das potências em um circuito, visto que elas assumem valores não-nulos mesmo em circuitos puramente resistivos. Estas potências se relacionam apenas com a distorção harmônica dos sinais.
Nexus® 1500+	• A potência reativa computada conforme o método embarcado no equipamento pode indicar mais reativos do que aqueles presentes no circuito. Isto ocorre devido ao cálculo da potência reativa ser dependente da potência aparente e da potência ativa.

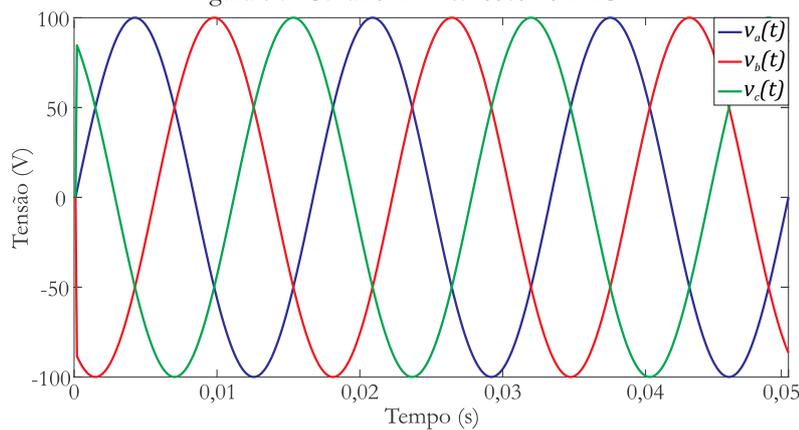
Fonte: Autoria própria.

5.2. Circuitos trifásicos

5.2.1. Cenário T1

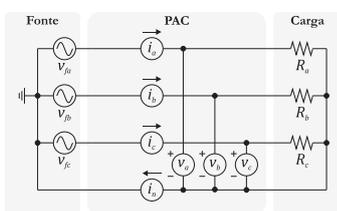
Para os circuitos T1.1, T1.2 e T1.3, as formas de onda das tensões são apresentadas na Figura 5.9 e das correntes nas Figura 5.10, 5.11, e 5.12, respectivamente. Os circuitos T1.1 e T1.2 possuem convergência de resultados em termos de potência ativa e não-ativa: $P = 599,99 \text{ W}$, $Q = 0$, para T1.1; e $P = 555,47 \text{ W}$, $Q = 151,70 \text{ var}$, para T1.2.

Figura 5.9: Cenário T1 – tensões no PAC.

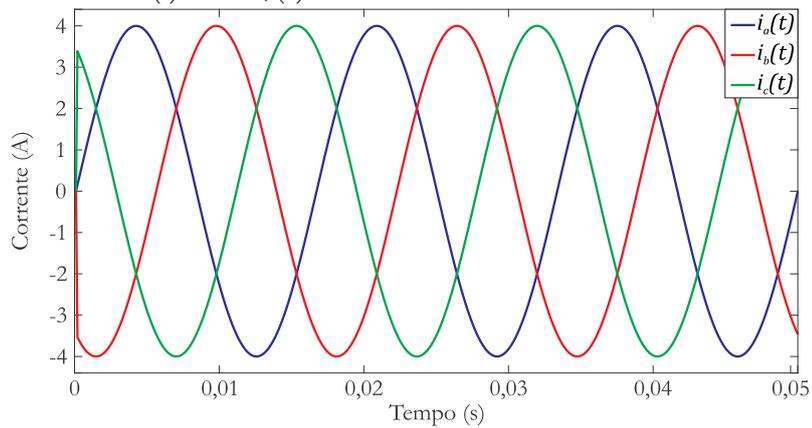


Fonte: Autoria própria.

Figura 5.10: T1.1 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



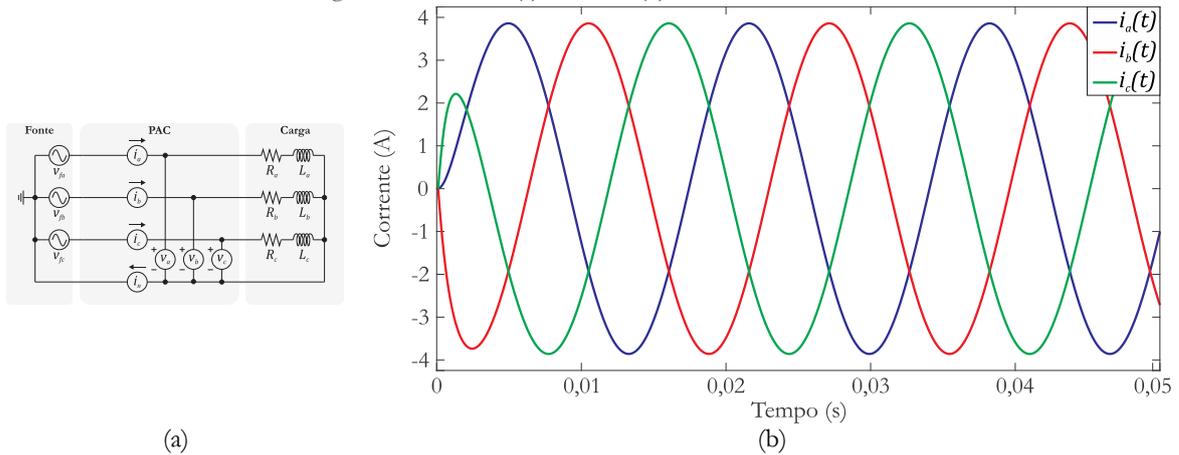
(a)



(b)

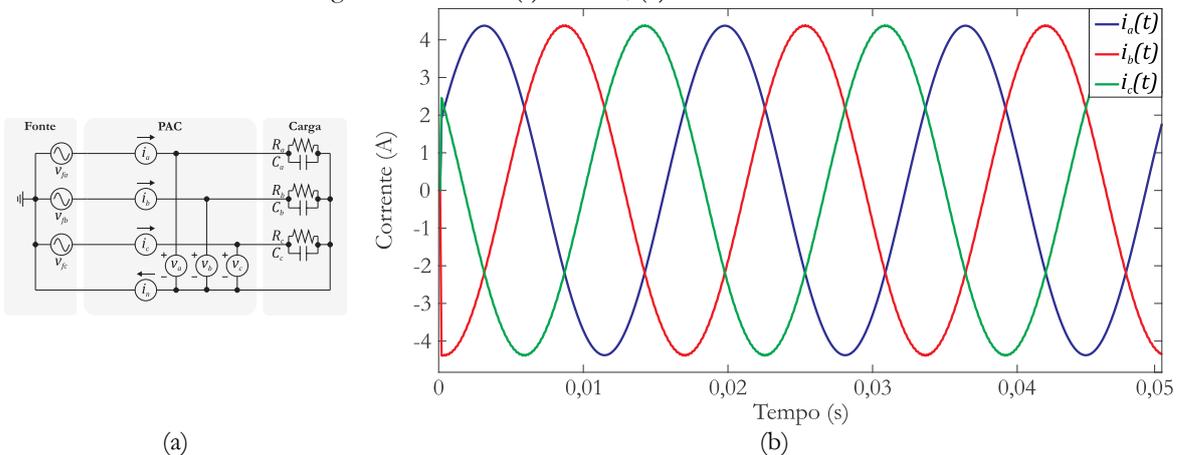
Fonte: Autoria própria

Figura 5.11: T1.2 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.12: T1.3 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Para o circuito T1.3, também há convergência de resultados se considerado o valor absoluto da potência não-ativa, conforme apresentado na Tabela 5.8.

Tabela 5.8: Circuito T1.3 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 600,01$	$Q = -265,81 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 596,41$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = -264,22 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 600,01$	$Q_r = 265,81 \text{ VA}, D_s = 0, D_u = 0$
Willems (1992)	$p = 596,42$	$q = 265,82 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 600,01$	$Q_1 = -265,81 \text{ var}, D_{eI} = 0, D_{eV} = 0, S_{eH} = 0$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 600,01$	$Q_{NEX} = -265,82 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

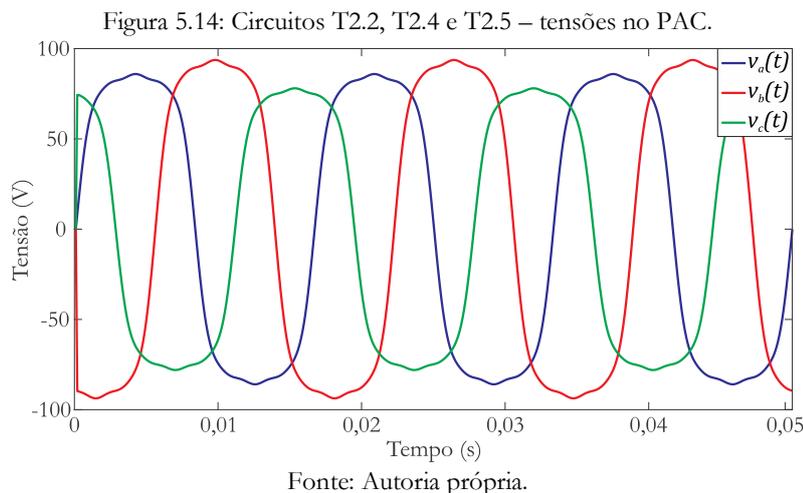
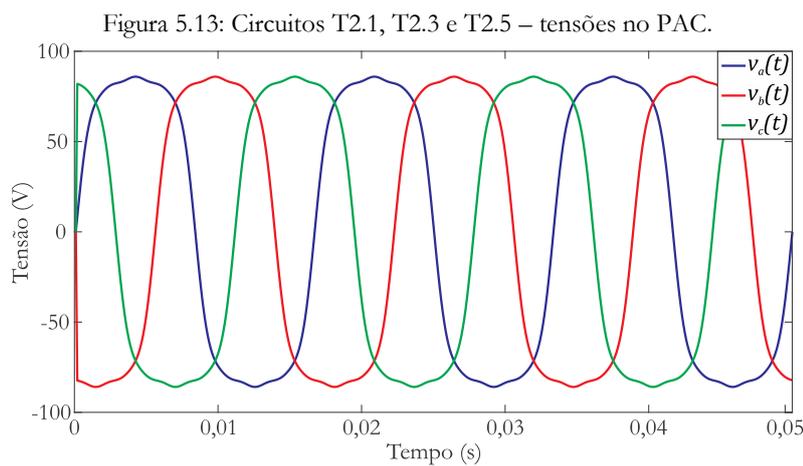
Assim como nos circuitos monofásicos, essa característica é inerente às teorias de potência avaliadas neste trabalho: algumas definem valores positivos e negativos para a potência não-ativa, enquanto outras não o fazem. As pequenas discrepâncias observadas nos valores de potência ativa são devido à necessidade de efetuar a extração de harmônicos dos sinais: enquanto a teoria senoidal,

a Teoria CPC e a norma IEEE Std. 1459 necessitam desta etapa, as demais teorias utilizam os valores instantâneos para o cálculo.

Os resultados obtidos no cenário T1 constataam a convergência de resultados das teorias abordadas neste trabalho em circuitos com cargas lineares e sinais puramente senoidais.

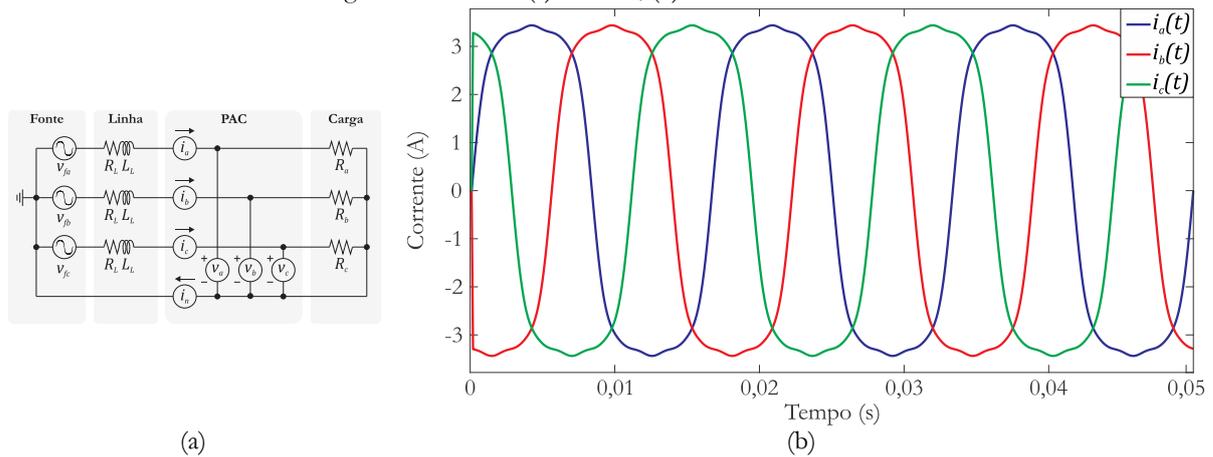
5.2.2. Cenário T2

As formas de onda das tensões dos circuitos pertencentes ao cenário T2 são ilustradas nas Figuras 5.13 e 5.14.



As correntes do circuito T2.1 são ilustradas na Figura 5.15 e as respectivas parcelas de potência são apresentadas na Tabela 5.9. Os resultados deste circuito evidenciam a não-validade da definição clássica de potência quando os sinais de tensão e corrente possuem distorção

Figura 5.15: T2.1 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.9: Circuito T2.1 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 598,95$	$Q = 0$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 622,82$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 0$
Czarnecki (1985)	$P = 622,82$	$Q_r = 0, D_s = 6,74 \text{ VA}, D_u = 0$
Willems (1992)	$p = 622,82$	$q = 0$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 626,06$	$Q_1 = 0, D_{eI} = 198,86 \text{ var}, D_{eV} = 104,04 \text{ var}$ $S_{eH} = 42,31 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 626,07$	$Q_{NEX} = 0$

Fonte: Autoria própria.

As potências de distorção da tensão e da corrente, e a potência aparente harmônica, definidas pela norma IEEE 1459 não são nulas, representando a distorção harmônica presente nos sinais. Os valores das potências de distorção da corrente e da tensão não são coincidentes, de encontro ao observado no circuito M2.1, isto é, o cálculo das tensões e correntes efetivas potencializa o efeito da impedância nos circuitos trifásicos.

Neste circuito, percebe-se que mesmo diante de cargas puramente resistivas a potência de dispersão, definida por Czarnecki, não é nula. Isto pode ser explicado pelo cálculo dos valores RMS generalizados, o qual implica na consideração da média das contribuições das correntes e tensões presentes no circuito, diferentemente do ocorrido no circuito M2.1 cuja potência de dispersão é nula. As discrepâncias supramencionadas em relação ao observado nos monofásicos evidenciam que as teorias não tratam circuitos trifásicos como sendo três circuitos monofásicos distintos funcionando isoladamente.

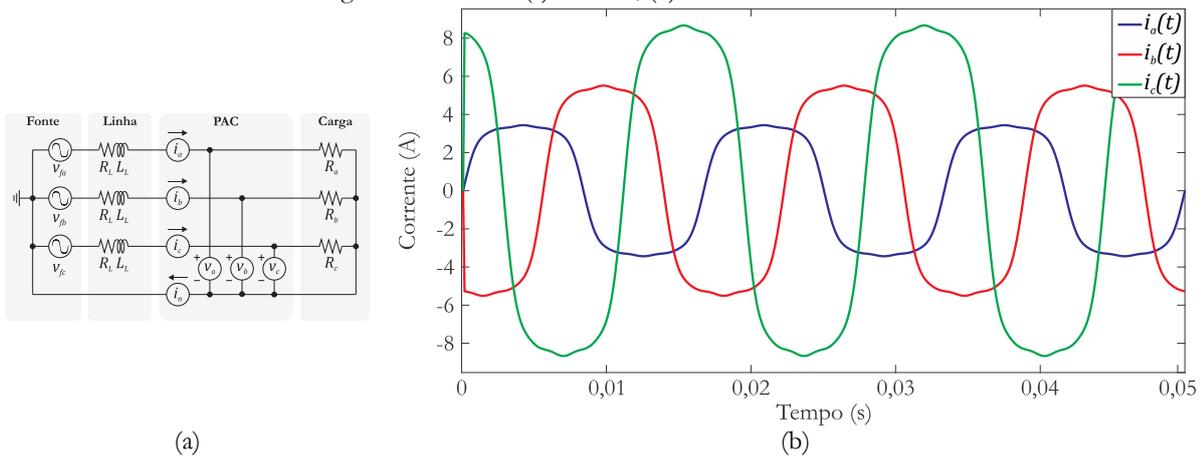
Similarmente ao ocorrido em M2.1, o fato de as parcelas D_{eI} , D_{eV} , e S_{eH} serem não-nulas em um circuito resistivo compromete fortemente a análise do circuito pautada na norma IEEE

1459. Isto é, para esta definição sempre haverá reativos no circuito se os sinais contiverem distorção, independentemente do tipo de carga.

A discrepância em torno dos valores de potência ativa é maior que a observada nos circuitos monofásicos. Deste modo, as diferenças podem reverberar em grandes perdas de potência ativa caso a unidade seja extrapolada para MW ou GW.

Para o circuito T2.2, as formas de onda das correntes e as parcelas de potência são apresentadas na Figura 5.16 e na Tabela 5.10, respectivamente.

Figura 5.16: T2.2 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.10: Circuito T2.2 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 1,01 \text{ k}$	$Q = 0$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 1,04 \text{ k}$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 9,43 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,04 \text{ k}$	$Q_r = 0, D_s = 54,56 \text{ VA}, D_u = 471,75 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,04 \text{ k}$	$q = 0$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,05 \text{ k}$	$Q_1 = 0, D_{el} = 348,50 \text{ var}, D_{eV} = 205,97 \text{ var}$ $S_{eH} = 74,14 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 1,05 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 0$

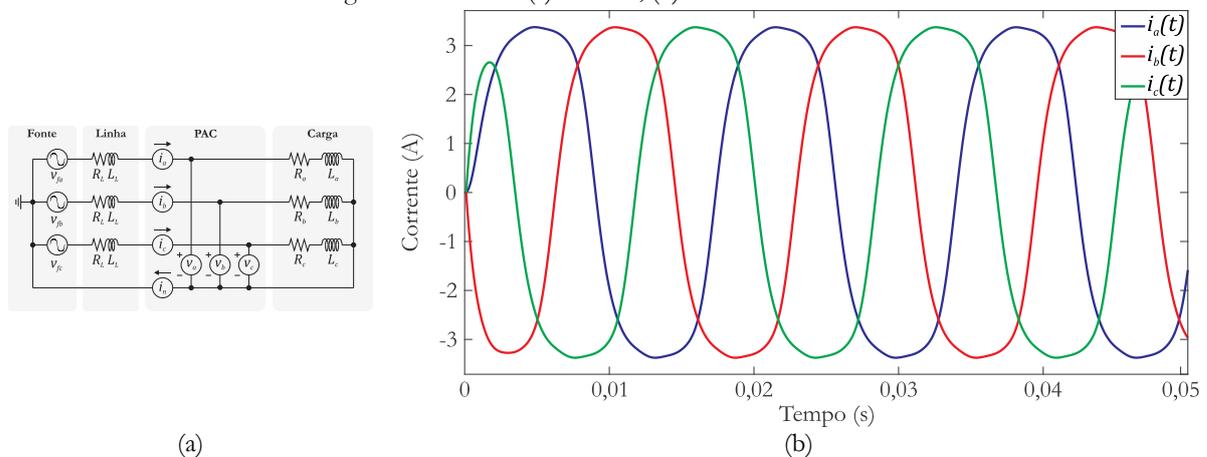
Fonte: Autoria própria.

Assim como em T2.1, as potências de distorção da corrente e da tensão não coincidem, apesar de os sinais de tensão e corrente possuírem o mesmo formato de onda. Além disso, a potência imaginária calculada de acordo com a Teoria pq não é nula, mesmo diante de cargas puramente resistivas, o que atesta a deficiência do método em sistemas assimétricos, corroborando o apontado por Marafão (2004). Por outro lado, o resultado obtido via Willems foi coerente com a carga presente no circuito. No que diz respeito à Teoria CPC, devido ao cálculo dos valores RMS generalizados, o desbalanço entre as tensões acarreta em um maior valor para a potência de

dispersão. Ademais, de fato, há uma componente de potência associada à assimetria do circuito: a potência de desequilíbrio, D_u .

O circuito T2.3 possui correntes e parcelas de potência representadas na Figura 5.17 e Tabela 5.11, respectivamente. As discrepâncias entre os resultados obtidos refletem as diferentes definições de potência não-ativa avaliadas neste trabalho. Os únicos valores que coincidiram foram Q_{NEX} e q , bem como Q_1 e Q . Apesar da teoria de Willems ser fundamentada na de Akagi *et al.*, os resultados são diferentes. O valor de $\overline{q_{\alpha\beta}}$ é bem próximo de Q , o que pode indicar sua inconsistência. Por outro lado, a norma IEEE 1459 define como reativo apenas a contribuição da componente fundamental dos sinais, o que o torna inferior aos demais resultados. Nesse sentido, as parcelas D_{eI} , D_{eV} e S_{eH} passam a ter destaque na avaliação do circuito, a qual fica comprometida devido à falta de significado físico das referidas parcelas.

Figura 5.17: T2.3 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

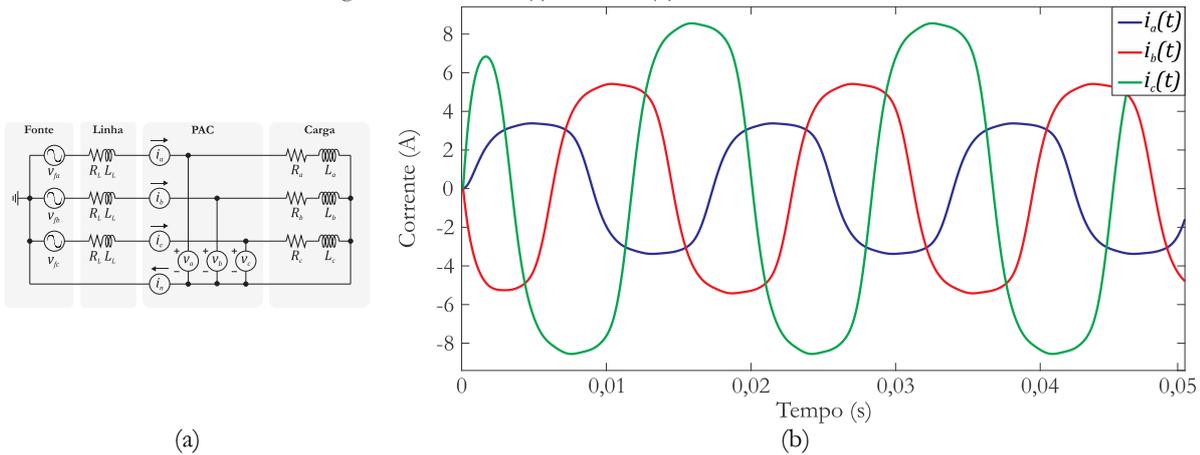
Tabela 5.11: Circuito T2.3 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 557,81$	$Q = 151,49 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 570,17$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 149,15 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 570,17$	$Q_r = 167,36 \text{ VA}, D_s = 48,23 \text{ VA}, D_u = 0$
Willems (1992)	$p = 570,25$	$q = 174,08 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 573,22$	$Q_1 = 151,49 \text{ var}, D_{eI} = 152,95 \text{ var}, D_{eV} = 100,38 \text{ var}, S_{eH} = 32,53 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 573,23$	$Q_{NEX} = 174,08 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria

As correntes e parcelas de potência referentes ao circuito T2.4 são apresentadas na Figura 5.18 e na Tabela 5.12, respectivamente.

Figura 5.18: T2.4 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.12: Circuito T2.4 – parcelas de potência.

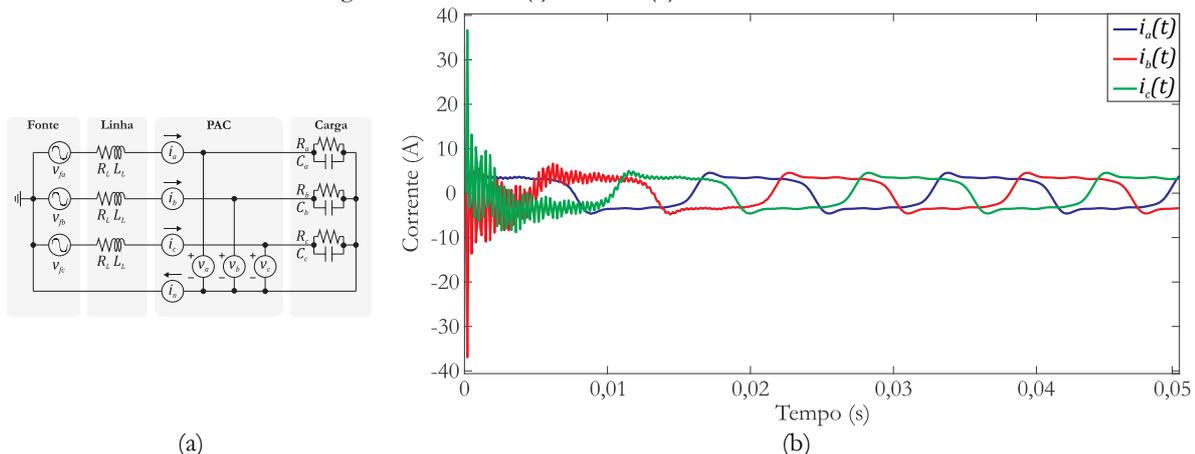
Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 945,46$	$Q = 246,11$ var
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 966,16$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 257,00$ vai
Czarnecki (1985)	$P = 966,16$	$Q_r = 283,68$ VA, $D_s = 95,09$ VA, $D_u = 456,91$ VA
Willems (1992)	$p = 966,41$	$q = 283,97$ vai
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 972,46$	$Q_1 = 246,11$ var, $D_{el} = 273,44$ var, $D_{eV} = 200,55$ var $S_{eH} = 58,17$ VA
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 972,48$	$Q_{NEX} = 283,97$ var

Fonte: Autoria própria.

Neste caso, Q_r , \bar{q} e Q_{NEX} foram semelhantes, mas cerca de 10% superiores a $\overline{q_{\alpha\beta}}$, que tem seu valor comprometido devido à assimetria do circuito. Assim como o ocorrido em T2.2, D_u computa como componente de potência o desequilíbrio entre as fases do circuito.

O circuito T2.5 tem suas correntes e parcelas de potência representadas na Figura 5.19 e Tabela 5.13, respectivamente.

Figura 5.19: T2.5 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.13: Circuito T2.5 – parcelas de potência.

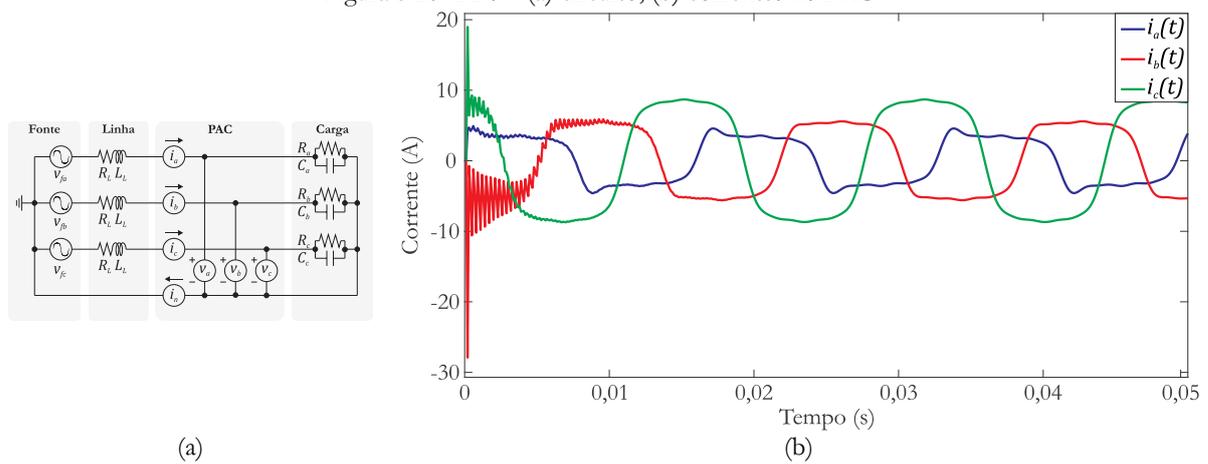
Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 599,18$	$Q = -265,69 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p}_{3\phi} = 623,00$	$\overline{q}_{\alpha\beta} = -257,65 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 623,00$	$Q_r = 334,38 \text{ VA}, D_s = 3,44 \text{ VA}, D_u = 0$
Willems (1992)	$p = 623,18$	$q = 334,37 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 626,42$	$Q_1 = -265,69 \text{ var}, D_{eI} = 341,07 \text{ var}, D_{eV} = 114,05 \text{ var}$ $S_{eH} = 72,69 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 626,43$	$Q_{NEX} = -334,37 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

O comportamento dos resultados foi similar a T2.4: proximidade entre Q_r, \bar{q} e Q_{NEX} – este último, se considerado o valor absoluto; e $\overline{q}_{\alpha\beta}$ com valor inferior aos demais. Como em M2.3, a potência de dispersão, D_s , está relacionada com a característica da carga do circuito, diferentemente de D_{eI} e D_{eV} , que são intimamente relacionados com a distorção dos sinais.

As correntes do circuito T2.6 são ilustradas na Figura 5.20 e as referidas parcelas de potência são apresentadas na Tabela 5.14.

Figura 5.20: T2.6 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.14: Circuito T2.6 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 1,01 \text{ k}$	$Q = -196,76 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p}_{3\phi} = 1,04 \text{ k}$	$\overline{q}_{\alpha\beta} = -176,89 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,04 \text{ k}$	$Q_r = 242,58 \text{ VA}, D_s = 54,56 \text{ VA}, D_u = 477,51 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,04 \text{ k}$	$q = 247,51 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,05 \text{ k}$	$Q_1 = -196,76 \text{ var}, D_{eI} = 405,70 \text{ var}, D_{eV} = 209,90 \text{ var}$ $S_{eH} = 86,42 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 1,05 \text{ k}$	$Q_{NEX} = -247,51 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

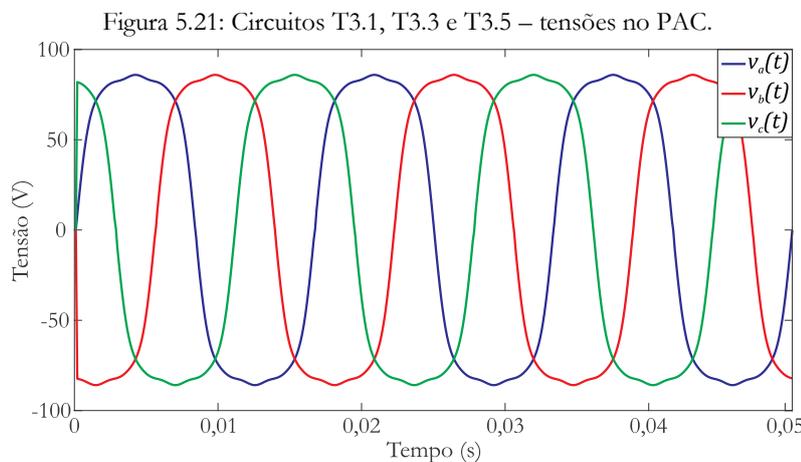
Em T2.6, o valor absoluto de Q_{NEX} é igual a \bar{q} , no entanto, a assimetria do circuito provocou uma pequena discrepância entre estes resultados e Q_r . A potência imaginária, definida na Teoria pq, continuou possuindo valor inferior aos demais – até mesmo ao valor da potência reativa calculada conforme a definição tradicional de potência –, como observado em T2.3 e T2.5.

Os resultados obtidos nos circuitos pertencentes ao cenário T2 corroboraram a divergência dos valores obtidos via teoria senoidal em relação às demais definições. Além disso, constatou-se, para estes circuitos, uma proximidade entre as parcelas reativas definidas por Czarnecki, Willems e pelo método embarcado no qualímetro Nexus[®] 1500+. Por outro lado, $\overline{q_{\alpha\beta}}$ foi a parcela que mais divergiu em relação às demais. Esta deficiência é inerente à Teoria pq e ao objetivo para a qual foi desenvolvida, que é a compensação ativa de reativos. Os resultados advindos das definições da norma IEEE Std. 1459 refletem a característica dos sinais de tensão e corrente, dificultando a sua associação a fenômenos físicos relacionados ao circuito.

Similarmente ao ocorrido no cenário M2, o desempenho da Teoria CPC nos circuitos pertencentes a T2 esteve associado ao comportamento do circuito: a assimetria do circuito é refletida na potência de desequilíbrio, D_u ; e a variação da impedância do circuito com os componentes harmônicos dos sinais é associada a potência de dispersão, D_S .

5.2.3. Cenário T3

Os circuitos pertencentes ao cenário T3 têm suas tensões ilustradas nas Figuras 5.21 e 5.22. As formas de onda das correntes e as parcelas de potência do circuito T3.1 são apresentadas nas Figuras 5.23 e na Tabela 5.15, respectivamente.



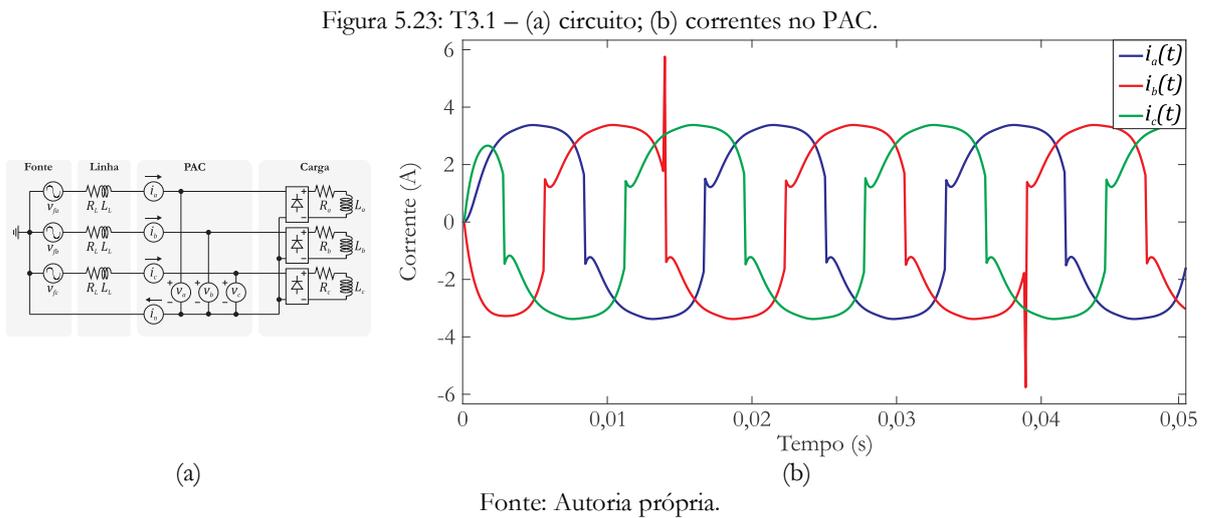
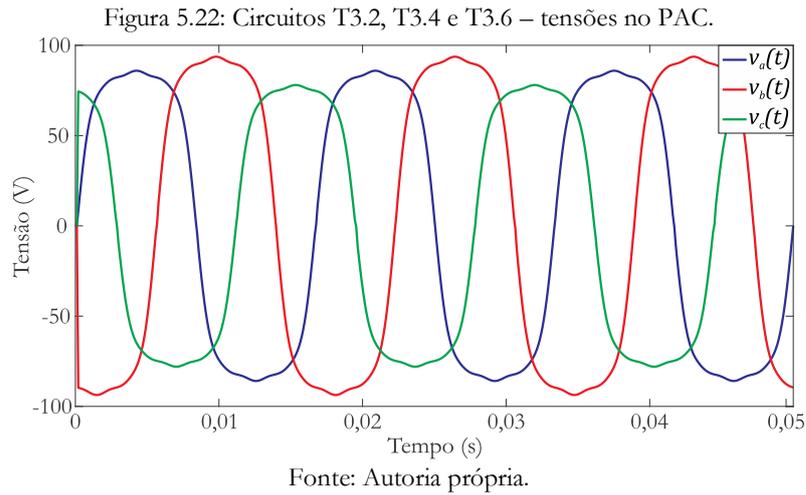


Tabela 5.15: Circuito T3.1 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 578,63$	$Q = 75,49 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 602,55$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 76,37 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 602,55$	$Q_r = 79,85 \text{ VA}, D_s = 38,40 \text{ VA}, D_u = 4,67 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 602,61$	$q = 111,34 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 605,83$	$Q_1 = 75,49 \text{ var}, D_{el} = 200,48 \text{ var}, D_{eV} = 101,36 \text{ var}$ $S_{eH} = 42,65 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 605,76$	$Q_{NEX} = 111,34 \text{ var}$

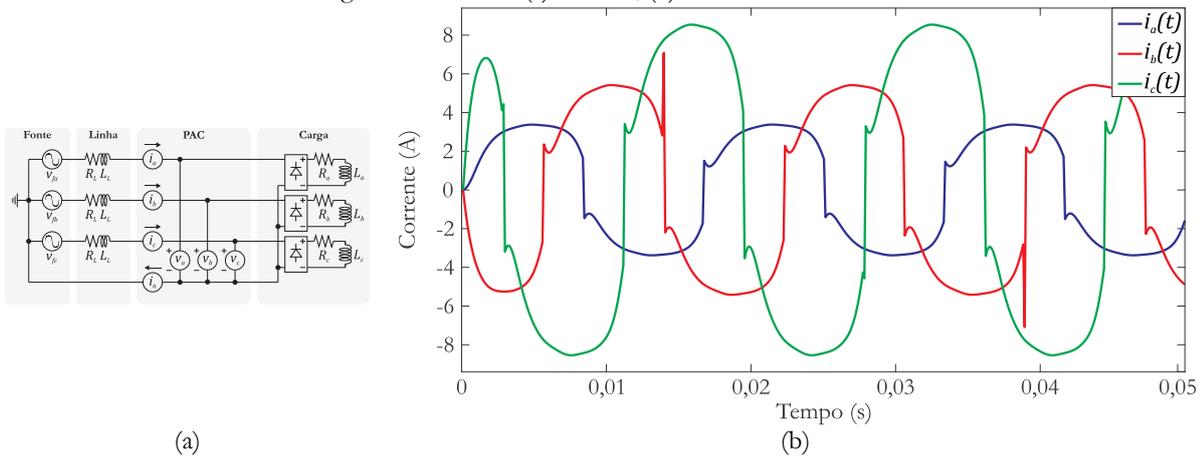
Fonte: Autoria própria.

Neste caso, o valor da potência não-ativa calculada conforme Willems e Nexus[®] 1500+ destoou dos demais, estando cerca de 40% acima da média entre os resultados restantes. No entanto, ainda há equivalência entre as duas técnicas de cálculo. Como nos anteriores, constata-se que a potência de dispersão, D_s , pouco se relaciona com as potências de distorção definidas pela norma IEEE 1459.

Por outro lado, mesmo diante de um sistema simétrico, a potência de desequilíbrio, definida por Czarnecki, é não-nula. Como o cálculo é efetuado no domínio da frequência, esta incoerência pode estar associada à representação dos sinais no domínio da frequência – mais precisamente, da corrente na fase b, a qual contém um período transitório cujo valor máximo corresponde a quase o dobro do valor de pico do sinal.

O circuito T3.2 tem suas correntes ilustradas na Figura 5.24 e suas parcelas de potência apresentadas na Tabela 5.16. Assim como o ocorrido em T3.1, a potência não-ativa calculada conforme Willems e Nexus[®] 1500+ foi superior às demais. Neste caso, mesmo diante da assimetria do circuito, o valor de $\overline{q_{\alpha\beta}}$ foi próximo de Q_r .

Figura 5.24: T3.2 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

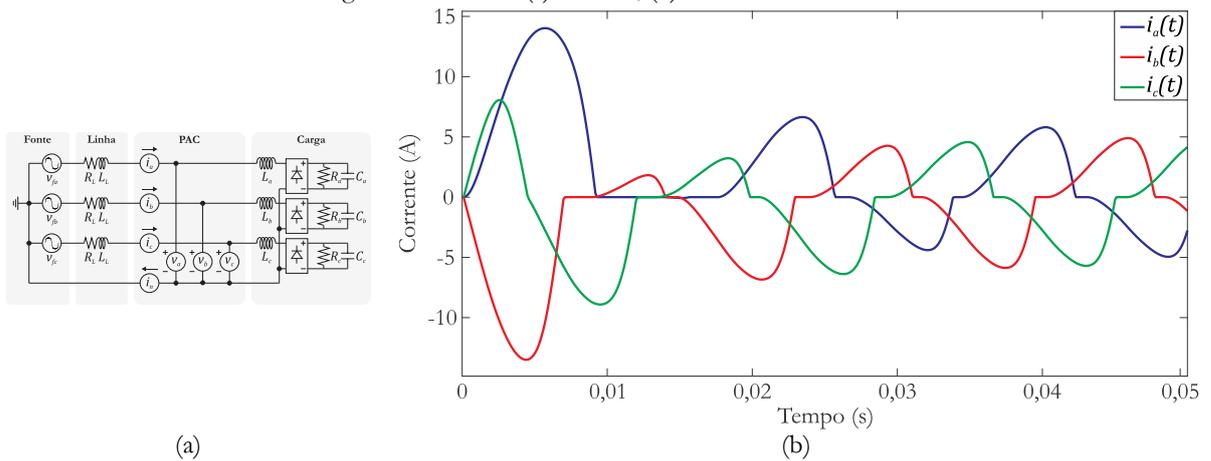
Tabela 5.16: Circuito T3.2 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 974,03$	$Q = 128,53 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 1,01 \text{ k}$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 141,84 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,01 \text{ k}$	$Q_r = 141,35 \text{ VA}, D_s = 81,38 \text{ VA}, D_u = 462,79 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,01 \text{ k}$	$q = 184,38 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,02 \text{ k}$	$Q_1 = 128,53 \text{ var}, D_{et} = 353,75 \text{ var}, D_{eV} = 201,16 \text{ var}$ $S_{eH} = 75,25 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 1,02 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 184,38 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

As correntes do circuito T3.3 têm suas formas de onda ilustradas na Figura 5.25, e as parcelas de potência do referido circuito são apresentadas na Tabela 5.17. Neste caso, as discrepâncias em torno dos valores de potência reativa foram menores que nos circuitos anteriores e q e Q_{NEX} continuaram com valores equivalentes.

Figura 5.25: T3.3 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

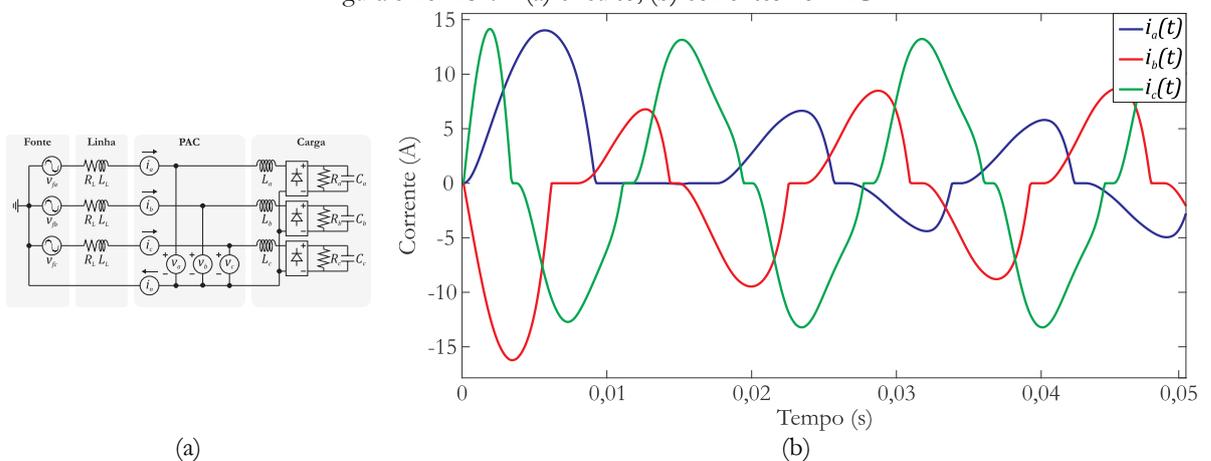
Tabela 5.17: Circuito T3.3 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 513,37$	$Q = 445,18 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 545,74$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 443,06 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 545,74$	$Q_r = 457,38 \text{ VA}, D_s = 66,08 \text{ VA}, D_u = 54,51 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 545,53$	$q = 462,80 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 548,37$	$Q_1 = 445,18 \text{ var}, D_{el} = 258,17 \text{ var}, D_{eV} = 118,07 \text{ var}$ $S_{eH} = 54,94 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 548,38$	$Q_{NEX} = 462,80 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

As formas de onda das correntes do circuito T3.4 e as parcelas de potência do circuito são apresentadas na Figura 5.26 e na Tabela 5.18.

Figura 5.26: T3.4 – (a) circuito; (b) correntes no PAC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.18: Circuito T3.4 – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 1,05 \text{ k}$	$Q = 434,41 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 1,06 \text{ k}$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 427,31 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,06 \text{ k}$	$Q_r = 421,22 \text{ VA}, D_s = 213,72 \text{ VA}, D_u = 694,38 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,06 \text{ k}$	$q = 599,94 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,06 \text{ k}$	$Q_1 = 434,41 \text{ var}, D_{el} = 218,59 \text{ var}, D_{eV} = 267,79 \text{ var}$ $S_{eH} = 46,60 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 1,06 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 599,94 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

Neste caso, as parcelas de potência não-ativa foram as que mais destoaram dentre os circuitos apresentados até aqui. Apenas q e Q_{NEX} apresentaram valores superiores a Q , isto é, a avaliação da quantidade de reativos neste circuito por meio das parcelas supramencionadas resultaria em uma análise totalmente equivocada, visto que elas são bem distintas das demais.

Ademais, as potências de distorção definidas pela norma IEEE 1459 não são provedoras de informações a respeito do comportamento do circuito, constituindo apenas valores relacionados com a distorção harmônica das tensões e correntes efetivas do circuito. Esta observação se contrapõe à definição de Czarnecki, cuja potência de desequilíbrio, neste circuito, por si só, indica uma possibilidade para melhoria da eficiência do circuito.

O cenário T3 evidenciou que as maiores discrepâncias entre as potências ocorrem em circuitos com cargas não-lineares. Nestes casos, os sinais possuem representação no domínio da frequência dificultada, o que, por sua vez, constitui fonte de erros para o cálculo. Assim como o ocorrido em T2, a potência imaginária, definida por Akagi *et al.*, apresentou valores incoerentes em circuitos assimétricos. Além disso, em T3 constatou-se que o cálculo da potência não-ativa efetuado de acordo com as definições de Willems e o método de cálculo do qualímetro Nexus® 1500+ podem inferir em análises equivocadas do comportamento do sistema.

Por outro lado, T3 corroborou as constatações efetuadas em T2 e T1 em relação às definições de Czarnecki e da norma IEEE 1459: a primeira, de fato, associa a potência a ocorrências no circuito; a segunda não possibilita uma análise do circuito a partir apenas das parcelas de potência, visto que elas são inteiramente associadas às distorções contidas nos sinais.

5.2.4. Cenário T4

As tensões dos circuitos pertencentes ao cenário T4 são ilustradas nas Figuras 5.27 e 5.28 e as parcelas de potência fornecida ao circuito T4.1 são apresentadas na Tabela 5.19.

Figura 5.27: T4.1 – (a) circuito; (b) tensões no PAC.

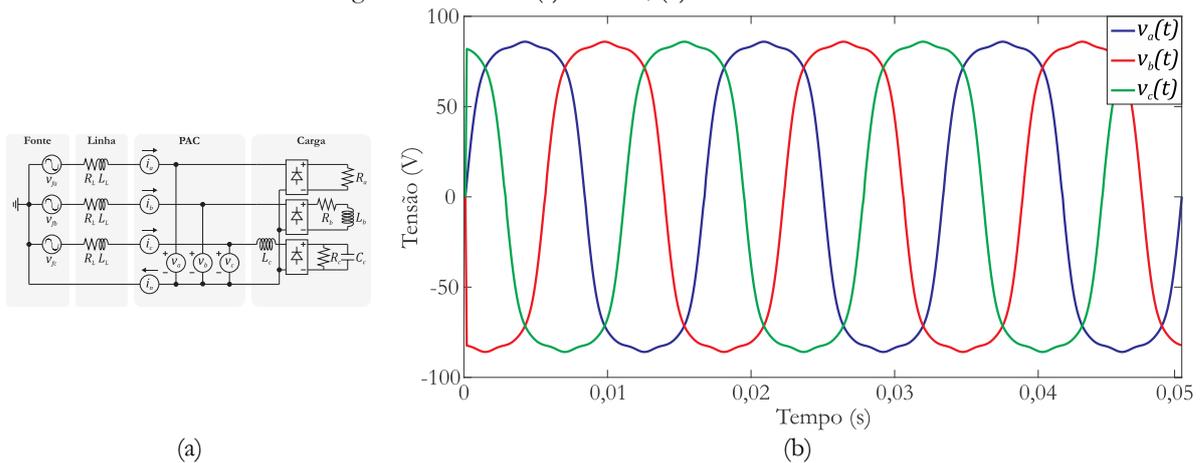


Figura 5.28: T4.2 – (a) circuito; (b) tensões no PAC.

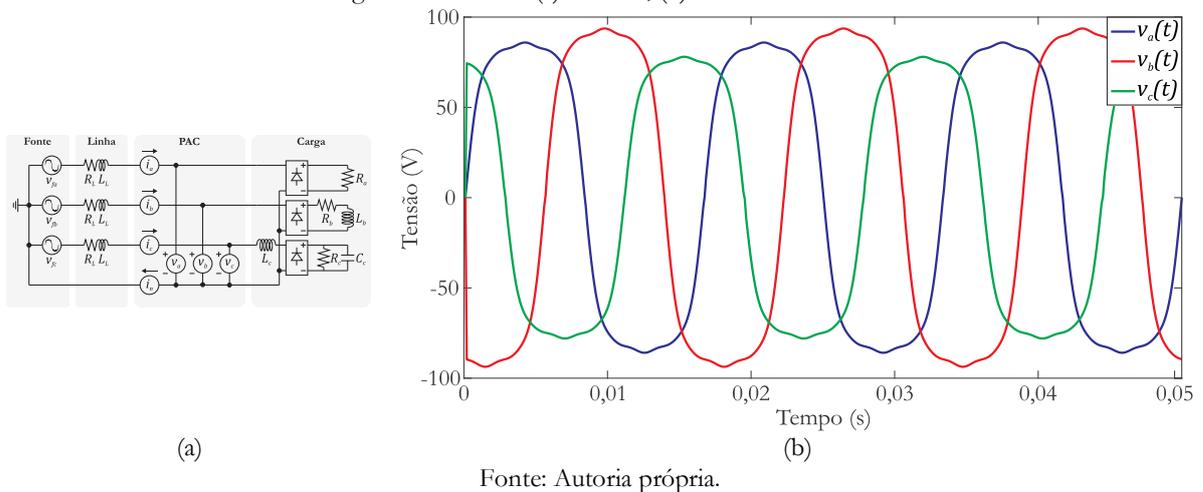


Tabela 5.19: Circuito T4.1 – parcelas de potência fornecida.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 563,43$	$Q = 173,06 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 589,35$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 172,74 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 589,35$	$Q_r = 177,24 \text{ VA}, D_s = 27,82 \text{ VA}, D_u = 205,14 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 590,08$	$q = 190,70 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 593,09$	$Q_1 = 173,06 \text{ var}, D_{el} = 216,05 \text{ var}, D_{ev} = 116,03 \text{ var}$ $S_{eH} = 45,97 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 593,08$	$Q_{NEX} = 190,70 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

Observou-se que a presença de cargas de naturezas distintas no circuito T4.1 não ocasionou grandes discrepâncias nos valores de potência não-ativa, com exceção à q e Q_{NEX} , cujos valores foram superiores aos demais.

A seguir, são apresentados os resultados da aplicação, no circuito T4.1, das três técnicas de compensação ativa discutidos na Seção 4.2. Para a técnica de compensação I, as formas de onda das correntes são ilustradas na Figura 5.29 e as parcelas de potência na Tabela 5.20.

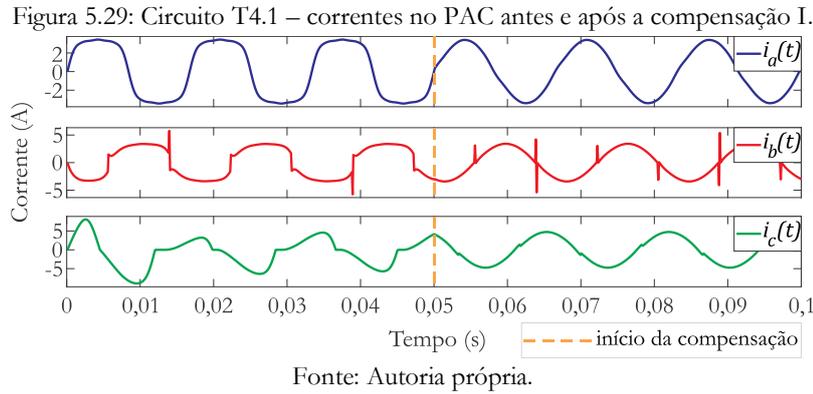


Tabela 5.20: Circuito T4.1 – parcelas de potência fornecida após a compensação I.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 576,13$	$Q = 0,11 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 572,58$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 0,5 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 572,58$	$Q_r = 5,53 \text{ VA}, D_s = 123,70 \text{ VA}, D_u = 94,68 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 572,90$	$q = 131,82 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 576,10$	$Q_1 = 0,11 \text{ var}, D_{el} = 181,41 \text{ var}, D_{ev} = 110,03 \text{ var}$ $S_{eH} = 38,63 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 576,06$	$Q_{NEX} = -27,68 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

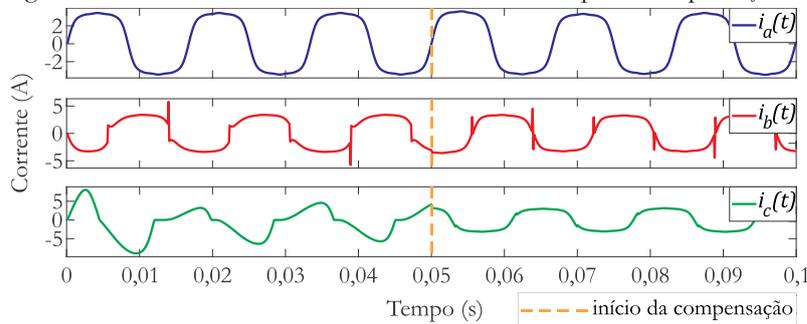
Conforme visualizado na Figura 5.29, após a compensação, as correntes se aproximaram do formato de onda senoidal, excetuando os instantes de ocorrência de transitórios inerentes às cargas. A compensação I acarretou uma diminuição de reativos segundo todas as técnicas avaliadas neste trabalho. Os valores de \overline{q} e Q_{NEX} foram os que obtiveram menor atenuação em detrimento do circuito original. Contudo, pela primeira vez entre os circuitos simulados neste trabalho, a discrepância entre estes dois valores não foi somente em relação ao sinal de positivo ou negativo. Esta divergência pode ser explicada pelo fato do método embarcado no analisador Nexus® 1500+ possibilitar a especificação do sinal da potência reativa para cada fase do circuito, o que reverbera a possibilidade de haver subtrações na Equação (4.14), ao passo que, na Equação (3.93), a operação norma implicará em somatório de valores positivos, o que pode incorrer em valores inexatos da potência do circuito como um todo.

As potências de distorção, definidas por IEEE Std. 1459, sofreram uma pequena diminuição em relação ao caso anterior, o que contrasta com D_u , cujo valor diminuiu cerca de 54%. Por outro lado, o valor da potência de dispersão, definida na Teoria CPC, cresceu quase 460%.

Isto é, embora a corrente seja senoidal, o seu formato de onda não coincide com o da tensão, indicando cargas de natureza reativas de acordo com as definições de Czarnecki.

As formas de onda das correntes do circuito T4.1, antes e após a aplicação da compensação II, são ilustradas na Figura 5.30 e as respectivas parcelas de potência são apresentadas na Tabela 5.21. A compensação II aplicada modificou a forma de onda das correntes para os formatos correspondentes às tensões. Assim como na compensação I, houve diminuição de reativos para todas as definições de potência abordadas neste trabalho. No entanto, os resultados foram substancialmente melhorados, pois houve uma diminuição mais acentuada nos valores de q e Q_{NEX} , embora estes ainda sejam superiores aos demais. As parcelas de potência não-ativa definidas pela norma IEEE 1459 variaram pouco em relação ao obtido mediante a compensação I. Já as potências calculadas segundo Czarnecki sofreram maiores reduções: D_s , cerca de 65%; e D_u , em torno de 87%.

Figura 5.30: Circuito T4.1 – correntes no PAC antes e após a compensação II.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.21: Circuito T4.1 – parcelas de potência fornecida após a compensação II.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 562,21$	$Q = -0,3 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 583,92$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = -0,12 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 583,92$	$Q_r = 4,30 \text{ VA}, D_s = 9,79 \text{ VA}, D_u = 27,12 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 583,95$	$q = 32,28 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 586,97$	$Q_1 = -0,3 \text{ var}, D_{el} = 204,20 \text{ var}, D_{ev} = 106,61 \text{ var}$ $S_{eH} = 43,44 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 586,94$	$Q_{NEX} = -29,72 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

A terceira técnica de compensação aplicada ao circuito T4.1 resultou em correntes cujas formas de onda são ilustradas na Figura 5.31 e parcelas de potência mostradas na Tabela 5.22.

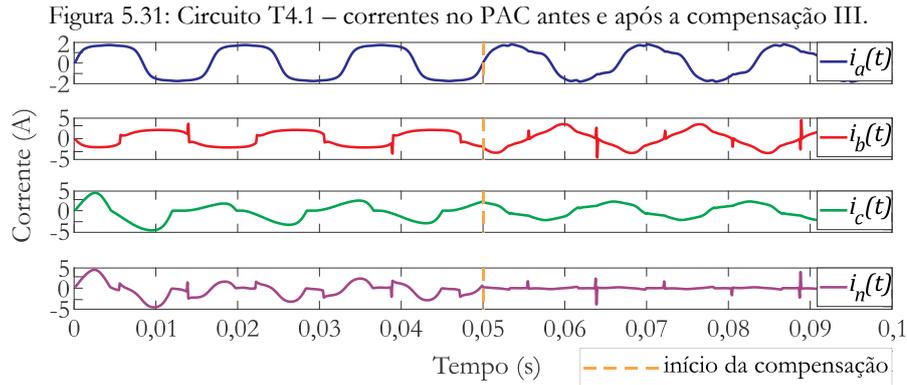


Tabela 5.22: Circuito T4.1 – parcelas de potência após a compensação III.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 596,18$	$Q = 1,80 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 595,71$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 1,08 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 595,71$	$Q_r = 18,83 \text{ VA}, D_s = 120,42 \text{ VA}, D_u = 131,72 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 596,19$	$q = 166,31 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 599,47$	$Q_1 = 1,80 \text{ var}, D_{eI} = 88,66 \text{ var}, D_{eV} = 104,85 \text{ var}$ $S_{eH} = 18,88 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 599,44$	$Q_{NEX} = -67,24 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

A técnica de compensação III, além de modificar as correntes de fase, também alterou a corrente do neutro ($i_n(t)$), conforme observado na Figura 5.31. As formas de onda das correntes, diferentemente das técnicas I e II, não se assemelham a padrões pré-estabelecidos, as quais, após o início da compensação, tendem ao equilíbrio entre fases. Conforme observado nos dois casos anteriores, as potências não-ativas calculadas conforme Willems e Nexus[®] 1500+ foram as que sofreram menor diminuição, no entanto, o valor de Q_{NEX} foi bem menor que o de q . Embora a técnica aplicada seja baseada na Teoria pq, o valor de $\overline{q_{\alpha\beta}}$ foi superior aos verificados nas compensações I e II. Além disso, os valores calculados segundo a Teoria CPC também sofreram menores variações quando comparados aos casos anteriores. No entanto, os valores de D_{eI} e S_{eH} sofreram maior diminuição em detrimento das técnicas anteriormente aplicadas.

A potência fornecida ao circuito T4.2 é apresentada na Tabela 5.23. Neste caso, a potência reativa calculada conforme Willems e Nexus[®] 1500+ foi superior aos demais resultados, diferentemente do ocorrido no circuito T4.1.

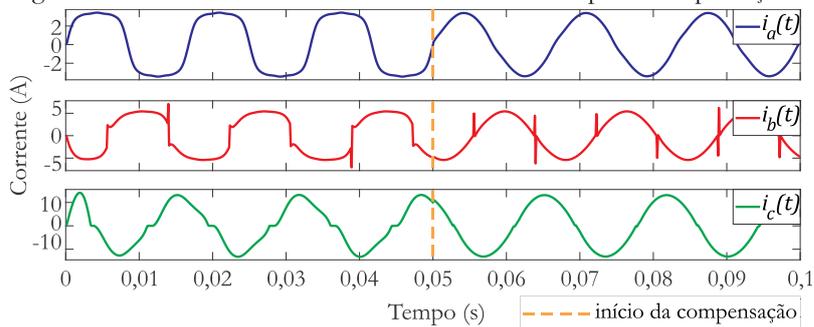
Tabela 5.23: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 1,08 \text{ k}$	$Q = 90,58 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 1,08 \text{ k}$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 106,91 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,08 \text{ k}$	$Q_r = 114,23 \text{ VA}, D_s = 226,86 \text{ VA}, D_u = 641,61 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,08 \text{ k}$	$q = 255,62 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,09 \text{ k}$	$Q_1 = 90,58 \text{ var}, D_{el} = 197,53 \text{ var}, D_{eV} = 240,39 \text{ var}$ $S_{eH} = 42,07 \text{ VA}$
Nexus 1500+®	$P_{NEX} = 1,09 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 255,62 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

A aplicação da técnica de compensação I produziu os resultados apresentados na Figura 5.32 e na Tabela 5.24.

Figura 5.32: Circuito T4.2 – correntes no PAC antes e após a compensação I.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.24: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida após a compensação I.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 1,07 \text{ k}$	$Q = -1,60 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 1,06 \text{ k}$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 13,34 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,06 \text{ k}$	$Q_r = 9,3 \text{ VA}, D_s = 260,02 \text{ VA}, D_u = 758,51 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,06 \text{ k}$	$q = 240,14 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,07 \text{ k}$	$Q_1 = -1,60 \text{ var}, D_{el} = 103,68 \text{ var}, D_{eV} = 249,54 \text{ var}$ $S_{eH} = 22,09 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 1,07 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 17,01 \text{ var}$

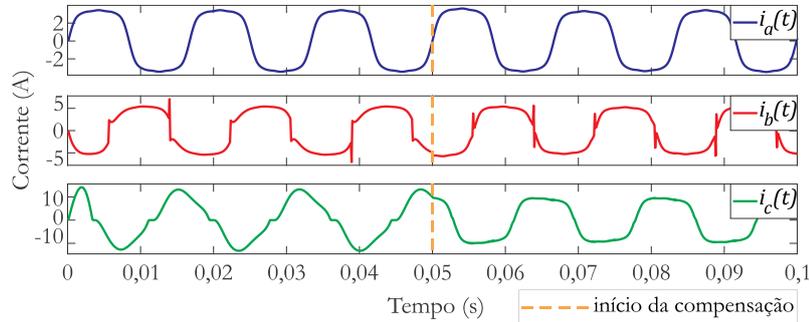
Fonte: Autoria própria.

Após a aplicação da técnica de compensação I, o circuito T4.2 passou a possuir, no PAC, correntes quase senoidais. Esta técnica também acarretou diminuição de reativos segundo as definições avaliadas neste trabalho. Aqui, conforme também verificado em T4.1, o valor de q foi o que menos diminuiu em relação ao observado no circuito original. Neste caso, similarmente ao ocorrido em T4.1, houve discrepâncias entre os valores de q e Q_{NEX} após a compensação. Algumas parcelas de potência sofreram acréscimo: D_{eV} , D_s , e D_u . Esta última, por sua vez, indica um maior

grau de desequilíbrio no circuito, conforme atestado pelas tensões e correntes apresentadas nas Figuras 5.28 e 5.32.

As correntes do circuito T4.2 e a potência fornecida, após a compensação II, são apresentadas na Figura 5.33 e na Tabela 5.25, respectivamente.

Figura 5.33: Circuito T4.2 – correntes no PAC antes e após a compensação II.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5.25: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida após a compensação II.

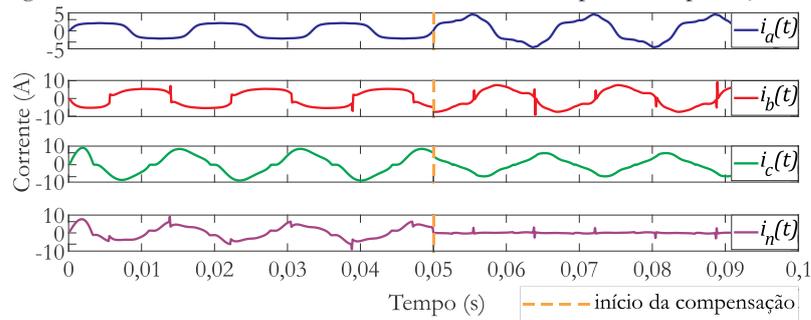
Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 1,02 \text{ k}$	$Q = 0,81 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 1,06 \text{ k}$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = 9,75 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,06 \text{ k}$	$Q_r = 28,11 \text{ VA}, D_s = 67,23 \text{ VA}, D_u = 526,93 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,06 \text{ k}$	$q = 60,86 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,07 \text{ k}$	$Q_1 = 0,81 \text{ var}, D_{el} = 223,08 \text{ var}, D_{ev} = 227,99 \text{ var}$ $S_{eH} = 47,44 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 1,07 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 11,80 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

A compensação II aplicada ao circuito T4.2 também provocou redução da potência não-ativa de acordo com as diferentes definições abordadas neste trabalho. Neste caso, embora a compensação seja baseada nas definições da Teoria CPC, constatou-se que a maior diminuição de reativos foi a indicada pela definição da norma IEEE 1459. Contudo, a potência de distorção da corrente e a potência aparente harmônica, calculadas conforme IEEE 1459, cresceram em detrimento do circuito original. Isto é, a diminuição de reativos não implica em queda das demais parcelas de potência não-ativa residual segundo esta definição. Após a compensação, os valores das potências de dispersão, D_u , e de desequilíbrio, D_u , diminuiram.

A terceira técnica de compensação aplicada no circuito T4.2 acarretou nas correntes ilustradas na Figura 5.34 e na potência fornecida indicada na Tabela 5.26.

Figura 5.34: Circuito T4.2 – correntes no PAC antes e após a compensação III.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos após a compensação III aplicada ao circuito T4.2 indicam uma redução dos reativos fornecidos ao circuito. Entretanto, o resultado indicado por Willems sugere piora na eficiência do sistema em detrimento da condição inicial de operação. Neste caso, apesar de divergir de q , Q_{NEX} foi o que menos diminuiu em relação aos demais. Assim como o ocorrido em T4.2, após a compensação, as correntes tendem ao equilíbrio entre fases. Conforme a Teoria CPC, a potência de desequilíbrio diminuiu em relação ao circuito original, contudo o fato de as correntes possuírem formatos de onda diferentes dos referentes às tensões acarretou aumento na potência de dispersão.

Tabela 5.26: Circuito T4.2 – parcelas de potência fornecida após a compensação III.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 1,08 \text{ k}$	$Q = -12,57 \text{ var}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\overline{p_{3\phi}} = 1,08 \text{ k}$	$\overline{q_{\alpha\beta}} = -0,79 \text{ vai}$
Czarnecki (1985)	$P = 1,08 \text{ k}$	$Q_r = 14,16 \text{ VA}, D_s = 230,07 \text{ VA}, D_u = 298,68 \text{ VA}$
Willems (1992)	$p = 1,08 \text{ k}$	$q = 311,47 \text{ vai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 1,09 \text{ k}$	$Q_1 = -12,57 \text{ var}, D_{el} = 171,91 \text{ var}, D_{eV} = 191,95 \text{ var}$ $S_{eH} = 36,61 \text{ VA}$
Nexus [®] 1500+	$P_{NEX} = 1,09 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 108,52 \text{ var}$

Fonte: Autoria própria.

O cenário T4 apresentou circuitos com cargas de natureza distintas, o que potencializou as incoerências dos resultados oriundos das definições de Willems. O fato do cálculo de potência estar associado às fases individuais para posteriormente ser coletivo indica um equívoco das referidas definições, visto que elas não associam sinal positivo ou negativo aos resultados. Isto é, circuitos predominantemente capacitivos e indutivos em fases distintas nunca poderiam anular a potência reativa de um sistema trifásico.

Os valores de q e Q_{NEX} foram discrepantes nos circuitos com compensação de reativos, diferentemente do ocorrido em todos os cenários anteriores. Entretanto, a incorrência das definições de Willems e do método embarcado em Nexus[®] 1500+, que relacionam as fases do

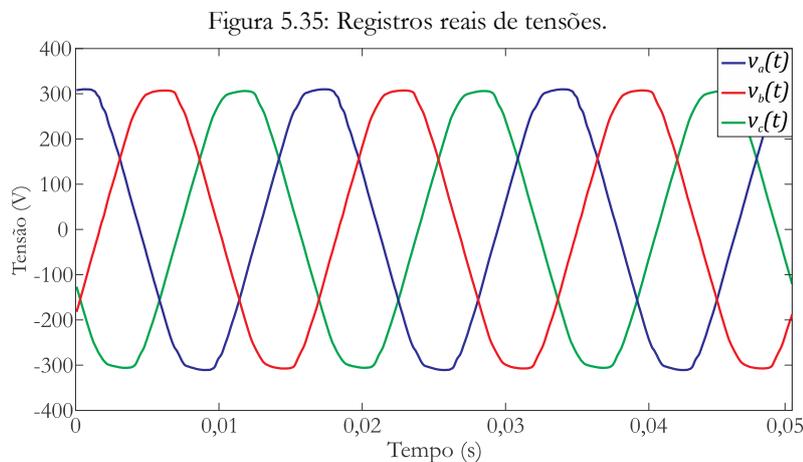
sistema operando individualmente pode acarretar em resultados equivocados. Além disso, não foi possível associar as parcelas de distorção definidas pela norma IEEE 1459 ao comportamento do circuito.

A compensação de reativos acarreta em mudança da carga do circuito vista do PAC, o que foi verificado pelas variações da potência de dispersão definida por Czarnecki. Outro ponto na Teoria CPC que merece destaque é a potência de desequilíbrio, a qual não indica equilíbrio entre cargas ou tensões/correntes de maneira individual, mas equilíbrio entre a potência fornecida a cada fase do sistema. Por outro lado, verificou-se que, após as compensações I e II, houve pequena diminuição da quantidade de potência ativa fornecida ao circuito, o que sugere que o compensador também deve fornecer ativos ao circuito. A compensação III indica o oposto, pois há um pequeno crescimento na potência ativa fornecida ao circuito.

Ademais, as pequenas discrepâncias em torno dos valores de potência ativa se devem à necessidade ou não da mudança de domínio na representação dos sinais, os quais são ora representados no domínio do tempo, ora no domínio da frequência. Assim como o ocorrido nos circuitos trifásicos, a potência ativa, calculada segundo as diferentes teorias, possui resultado que converge para a média da potência instantânea.

5.2.5. Registro de sinais reais

Os sinais de tensão e corrente coletados no quadro de distribuição do Laboratório de Sistemas de Potência são ilustrados nas Figuras 5.35 e 5.36, respectivamente, e as parcelas de potência referentes aos sinais supramencionados são apresentadas na Tabela 5.27.



Fonte: Autoria própria.

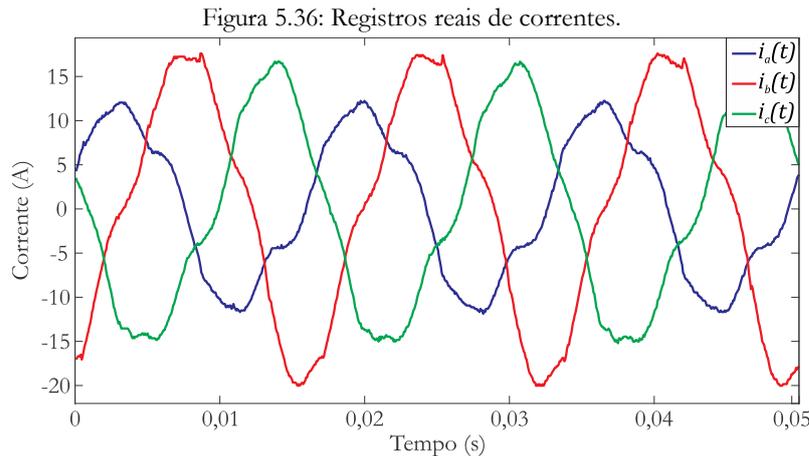


Tabela 5.27: Registros de sinais reais – parcelas de potência.

Teoria	Potência ativa (W)	Potência não-ativa
Senoidal	$P = 4,77 \text{ k}$	$Q = 4,90 \text{ kvar}$
Akagi <i>et al.</i> (1983)	$\bar{p}_{3\phi} = 4,73 \text{ k}$	$\bar{q}_{\alpha\beta} = 4,91 \text{ kvai}$
Czarnecki (1985)	$P = 4,73 \text{ k}$	$Q_r = 4,94 \text{ kVA}, D_s = 750,97 \text{ VA}, D_u = 1,68 \text{ kVA}$
Willems (1992)	$p = 4,73 \text{ k}$	$q = 5,04 \text{ kvai}$
IEEE Std. 1459 (2000)	$P = 4,74 \text{ k}$	$Q_1 = 4,90 \text{ kvar}, D_{el} = 1,28 \text{ kvar}, D_{ev} = 137,96 \text{ var}$ $S_{eH} = 29,43 \text{ VA}$
Nexus® 1500+	$P_{NEX} = 4,75 \text{ k}$	$Q_{NEX} = 5,04 \text{ kvar}$

Fonte: Autoria própria.

Conforme ilustrado nas Figuras 5.35 e 5.36, os sinais de corrente possuem maior distorção harmônica em relação aos de tensão. Observou-se que as parcelas de potência ativa convergiram para a média da potência instantânea. Neste particular, as discrepâncias em termos de reativos não foram tão acentuadas como as ocorridas nos circuitos simulados e a razão se deve, possivelmente, à menor complexidade dos sinais analisados.

As potências calculadas conforme as equações da Teoria CPC continuam consistindo em bons parâmetros para a análise do circuito, principalmente a potência de desequilíbrio. Ainda que a divergência entre os resultados de potência reativa tenha sido baixa, as demais parcelas de potência não-ativa calculadas conforme IEEE Std. 1459 substanciam apenas a análise da distorção contida nos sinais. Por outro lado, a potência reativa foi superior à ativa independentemente da teoria de potência adotada para o cálculo, o que reverbera a possibilidade de melhorias na eficiência de utilização do referido sistema.

Os valores de potência ativa e reativa verificados com o analisador de qualidade da energia Nexus® 1500+ foram, respectivamente, 4,75 kW e 5,07 kvar. Estes valores são bem próximos dos verificados a partir das equações referidas no manual do equipamento, indicados por P_{NEX} e

Q_{NEX} na Tabela 5.27. Isto é, o resultado obtido via análise do sinal é validado de acordo com o verificado no próprio equipamento.

Para este registro de sinais, todas as técnicas foram eficazes no cálculo de potência. No entanto, em circuitos com características indutivas ou capacitivas mais fortes e maiores assimetrias, como foi apresentado no decorrer deste trabalho, é necessária uma avaliação mais categórica a respeito de qual teoria aplicar, de modo que o analisador de qualidade de energia mais adequado seja selecionado para medição.

Os circuitos trifásicos possibilitaram a análise de algumas deficiências inerentes às teorias de potência, conforme apresentado ao longo deste capítulo. Foi possível verificar equívocos no que diz respeito aos resultados obtidos via Willems e pelas equações embarcadas no equipamento Nexus[®] 1500+. Além disso, as constatações efetuadas na análise de sistemas monofásicos inerentes à Teoria CPC e à norma IEEE 1459 foram também verificadas em sistemas trifásicos. A associação de parcelas de potência à fenômenos físicos é uma grande vantagem da Teoria CPC, enquanto que para a norma IEEE 1459 as parcelas estão intimamente relacionadas com a característica dos sinais de tensão e corrente. Outrossim, constatou-se o bom desempenho da Teoria pq na maioria dos casos abordados neste trabalho. As inconsistências referentes a essa teoria são potencializadas na ocorrência de assimetria no sistema.

Um resumo das análises dos circuitos trifásicos é apresentado na Tabela 5.28.

Tabela 5.28: Resumo das análises em circuitos trifásicos.

Teoria	Comentários
Akagi <i>et al.</i> (1983)	<ul style="list-style-type: none"> • A transformação de coordenadas é dificultada em sistemas assimétricos. Isto é, os valores de potência indicados nestas condições são incoerentes. Por outro lado, apesar de assumir apenas duas parcelas de potência, a Teoria pq não obedece à definição do triângulo de potências.
Czarnecki (1985)	<ul style="list-style-type: none"> • O cálculo dos valores RMS generalizados pode acarretar em uma propagação de erros da representação dos sinais no domínio da frequência. Isto é, a corretude dos valores de potência é intimamente relacionada com a acurácia da técnica de extração do conteúdo dos sinais no domínio da frequência; • D_s e D_u podem indicar a origem de perdas elétricas no sistema. Estas componentes de potência são responsáveis pelo aumento da corrente eficaz do circuito.
Willems (1992)	<ul style="list-style-type: none"> • A potência reativa pode assumir valores superiores aos constatados no circuito, pois o método de cálculo considera cada fase operando individualmente. Além disso, o método pode não ser capaz de contabilizar a redução de reativos no circuito; • Quando há cargas de naturezas distintas, as discrepâncias em relação à potência reativa são mais acentuadas.
IEEE Std. 1459 (2000)	<ul style="list-style-type: none"> • O cálculo das tensões e correntes eficazes pode potencializar a propagação dos erros oriundos da representação dos sinais no domínio da frequência; • D_{el}, D_{ev} e S_H podem acarretar análises equivocadas do sistema, visto que indicam a existência de reativos em circuitos resistivos. Estas parcelas são relacionadas apenas com a distorção dos sinais.
Nexus [®] 1500+	<ul style="list-style-type: none"> • O método de cálculo considera o circuito trifásico como sendo uma composição de três circuitos monofásicos operando individualmente. Como cada fase obedece à definição de triângulo de potências, a potência reativa pode indicar uma quantidade de reativos maior que a realmente presente no circuito.

Fonte: Autoria própria.

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho diversas técnicas para cálculo de potência em sistemas não senoidais foram estudadas. As características de cada teoria de potência foram minuciadas e cuidadosamente avaliadas. Foi possível verificar que, de fato, as novas definições de potência minimizam as inconsistências da teoria de potências senoidal aplicada em sistemas com sinais distorcidos.

No que se refere à potência ativa, todas as teorias abordadas neste trabalho possuem resultados convergentes para a média da potência instantânea. Destarte, a referida parcela de potência é bem sedimentada na literatura e o conceito tradicional é obedecido.

Os resultados obtidos corroboram as informações contidas na Revisão Bibliográfica, a qual contemplou as nuances de cada teoria de potência. Foi verificado que as maiores distinções entre as teorias de potência residem no conceito de potência reativa, onde se observou a proposição de vários métodos de cálculo e de novas parcelas de potência, visando superar as diversas inconsistências a respeito do tema que surgiram ao longo dos anos.

A análise do estado da arte evidenciou que existem duas grandes vertentes a respeito das teorias de potência: uma definida no domínio da frequência, mais orientada para a tarifação de energia; e outra no domínio do tempo, intimamente associada à compensação de reativos. As teorias no domínio do tempo *abandonaram* o conceito de potência aparente definido pela teoria senoidal, enquanto no domínio da frequência este conceito é recorrente.

No que diz respeito às diversas teorias estudadas, as constatações foram as seguintes:

- A teoria proposta por Budeanu abrange o conteúdo harmônico dos sinais, contudo a potência de distorção se relaciona apenas com a distorção harmônica, sem associação a ocorrências no circuito.
- Embora os resultados oriundos da teoria elaborada por Fryze possuam inconsistências, a concepção do conceito de decomposição de correntes representou um fato novo para o cálculo de potências.

- As definições de Shepherd & Zakikhani e Sharon produziram resultados que evidenciaram que a decomposição dos sinais em componentes harmônicos comuns e incomuns perde o sentido em situações práticas.
- A Teoria pq, proposta por Akagi *et. al*, apresentou resultados consistentes na maioria dos casos estudados, entretanto eles são incoerentes quando obtidos a partir de circuitos assimétricos, corroborando a literatura. Embora sua aplicação incorra na perda de informações a respeito do sistema, o cálculo de potências decorre em uma boa análise do circuito.
- Czarnecki, em sua Teoria CPC, conseguiu sintetizar, como parcelas de potência, informações úteis para a análise do circuito. As potências de dispersão e de desequilíbrio são capazes de indicar deficiências inerentes ao circuito – ou condição deste. Os resultados obtidos a partir desta teoria foram consistentes na maioria dos casos estudados neste trabalho. Contudo, sua complexidade em termos de equações pode provocar desestímulo da sua aplicação.
- Apesar dos resultados promissores em sistemas monofásicos, a teoria proposta por Willems produz inconsistências na análise de sistemas trifásicos. O método de cálculo se mostrou inadequado pelo fato de não abranger o sistema trifásico como um todo, o compreendendo, portanto, como uma composição de três sistemas monofásicos.
- O método de cálculo de potências definido na norma IEEE 1459 é amplo e contempla diversas parcelas de potência. Nesta definição, a potência reativa é associada apenas à componente fundamental dos sinais de tensão e corrente, o que implica em uma maior relevância da análise das demais parcelas de potência. No entanto, estas parcelas estão intimamente associadas à distorção dos sinais e podem não suscitar em uma boa análise do circuito, mas sim, dos sinais que o compõem. Esta inconsistência pode promover avaliações equivocadas do sistema.

As equações de potência embarcadas no analisador de qualidade da energia Nexus[®] 1500+ podem produzir resultados inconsistentes. Isto se deve ao fato de as equações tratarem sistemas trifásicos como uma composição de três sistemas monofásicos que operam individualmente.

Neste trabalho também foram aplicadas técnicas para a compensação de reativos. Os resultados provenientes desta prática evidenciaram a diminuição de reativos, independentemente da teoria aplicada para o cálculo de potências – exceto as equações de Willems e de Nexus[®] 1500+. Por outro lado, a compensação potencializou o que já havia sido verificado nos demais casos, que

foi a ausência de associação das parcelas de potência definidas por IEEE Std. 1459 a ocorrências no circuito.

Em termos de significado físico, apenas a Teoria CPC é satisfatória. Apesar das diversas definições no domínio da frequência inserirem novas componentes de potência, não foi possível associá-las a ocorrências no circuito. Neste particular, salvaguardadas as pequenas incoerências destacadas no decorrer deste trabalho, as teorias de potência que se mostraram mais amplas e adequadas aos SEP foram a Teoria pq e a Teoria CPC, visto que foram as que produziram resultados mais consistentes.

6.1. Trabalhos Futuros

Como continuação deste trabalho, propõe-se a análise mais aprofundada das teorias de Akagi *et al.*, e de Czarnecki, de modo a se obter uma teoria de potências mais simples e adequada para ser embarcada em dispositivos analisadores de qualidade da energia elétrica. Ainda neste panorama, o estudo das técnicas de estimação de frequência e análise harmônica também se faz necessário.

6.2. Produção Científica

Como resultado deste trabalho, dois artigos foram produzidos, a saber:

“Comparative Analysis of Power Definitions in Nonsinusoidal Conditions – A Case Study”

Autores: COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D.; LIRA, G. R. S.; LIMA, E. M.; JUNQUEIRA, C. M. S.; PEREIRA, A. M. A.; MEDEIROS, H. G. M. S.

Publicado em: Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos 2018 (SBSE 2018).

“Avaliação da Compensação de Reativos no Cálculo de Potência em Condições não-senoidais”

Autores: COELHO, R. A.; XAVIER, G. V. R.; LIMA, E. M.; BRITO, N. S. D.; LIRA, G. R.

Aceito em: Congresso Brasileiro de Automática 2018 (CBA 2018).

Referências Bibliográficas

- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; FUJITA, K.; NABAE, A. Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power and Its Application. *Transactions of the IEE-Japan, Part B*, Vol. 103, No. 7, p. 483-490 (em japonês). 1983.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 3. P. 625-630, Maio/Junho 1984.
- AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; KIM, H. The Theory of Instantaneous Power in three-phase four-wire systems: A Comprehensive Approach. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, p. 431-439. 1999.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. John Wiley & Sons, EUA, 2007.
- AREDES, M.; WATANABE, E. G. New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, p. 1649-1656. Julho 1995.
- ARRILAGA, J.; WATSON, N. R. *Power System Harmonics*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, 2003.
- BOLLEN, M. H. J. *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. IEEE PRESS, 2000.
- BUCHHOLZ, F. Die Drehstrom-Scheinleistung bei Ungleichmassiger Belastung Der Drei Zweige, *Licht und Kraft*, No. 2, p. 9-11. Janeiro 1922.
- BUDEANU, C. I. *Reactive and fictitious power*. Instituto Romeno de Energia, 1927.
- CLARKE, E. *Circuit Analysis of A-C Power Systems*, volume I - Symmetrical and Related Components. John Wiley & Sons, Inc., Nova Iorque - EUA, 1943.
- CZARNECKI, L. S. Considerations on the Reactive Power in Nonsinusoidal Situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-34, No. 3, p. 399-404. Setembro 1985.
- CZARNECKI, L. S. What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should be Abandoned. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-36, No. 3, p. 834-837. Setembro 1987.
- CZARNECKI, L. S. Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 37, No. 1, p. 30-34. Março 1988.
- CZARNECKI, L. S. *Budeanu and Fryze*: Two Frameworks for interpreting power properties of circuits with nonsinusoidal voltages and currents. *Electrical Engineering* 80: p. 359-367. 1997.

CZARNECKI, L. S. On Some Misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p_q Theory. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 3, p. 828-836. Maio 2004.

CZARNECKI, L. S. *Currents' Physical Components (CPC) Concept: a Fundamental of Power Theory*. International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008. IEEE. Lagow – Polônia, p. 1-11. Junho 2008.

CZARNECKI, L. S. *From Steinmetz to Currents' Physical Components (CPC): History of Power Theory Development*. 2016 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Craiova – Romênia. Outubro 2016.

CZARNECKI, L. S.; HALEY, P. M. Currents' Physical Components (CPC) in Four-Wire Systems with Nonsinusoidal Symmetrical Voltage. *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 91, No. 6, p. 48-53. 2015.

DE LA ROSA, F. C. *Harmonics and Power Systems*, Taylor & Francis, 2006.

DEPENBROCK, M. The FBD-Method, a Generally Applicable Tool for Analyzing Power Relations. *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 8, No. 2, p. 381-387. Maio 1993.

DOWDY, S.; WEARDON, S.; CHILKO, D. *Statistics for Research*, 3rd edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken – EUA, 2004.

DUGAN, R. C.; McGRANAGHAN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. *Electrical Power Systems Quality*, 2nd edition, McGraw Hill, 2003.

ELECTRO INDUSTRIES/GAUGETECH. *Nexus 1500+: Installation & Operation Manual*. Nova Iorque – EUA, 2016. 278 p.

EMANUEL, A. E. Apparent and Reactive Powers in Three-Phase Systems: In Search of a Physical Meaning and a Better Resolution. *Europ. Trans. on Electric Power, ETEP*. Vol. 3, No. 1: p.7-14. Janeiro/Fevereiro 1993.

EMANUEL, A. E. *Power Definitions and the Physical Mechanism of Power Flow*. John Wiley & Sons, 2010.

FAZIO JUNIOR, A. *Metodologias de Medição de Energia Elétrica Reativa ($VArh$) e Erros de Medição em Equipamentos Eletrônicos de $VArh$* . 2011, 95 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (FEIS/UNESP), Ilha Solteira-SP. Dezembro 2011.

FILIPSKI, P. S. Apparent Power – a Misleading Quantity in the Non-Sinusoidal Power Theory: Are all Non-Sinusoidal Power Theories Doomed to Fail? *Europ. Trans. on Electric Power, ETEP*. Vol. 3, No. 1: p.21-26. Janeiro/Fevereiro 1993.

FRYZE, S. *Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltage and current*. *Przegl. Elektrotech*, 1931.

GRAINGER, J. J.; STEVENSON JR, W. D. *Power System Analysis*, McGraw-Hill, Nova Iorque – EUA, 1991.

IEEE STANDARD 1459. *Trial-use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*. IEEE. p. 1-50, 2000.

IEEE STANDARD 1459. *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*. IEEE. p. 1-52, 2010.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A.; SINGH, B. N. Generalised single-phase p-q theory for active power filtering: simulation and DSP-based experimental investigation. *IET Power Electron*, Vol. 2, No. 1, p. 67-78. 2009.

KIMBARK, E. K. *Direct Current Transmission*, vol. 1. Wiley-Interscience, 1971.

KUSTERS, N. L.; MOORE, W. J. M. On the Definition of Reactive Power Under Non-Sinusoidal Conditions. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-99, No. 5, p. 1845-1854. Setembro/Outubro 1980.

LYON, W. V. Reactive Power and Unbalanced Circuits. *Electrical World*, Vol. 75, No. 25, p. 1417-1420. Junho 1920.

MACHADO, O. F. *Estimação e Análise Estatística de Distorções Harmônicas em Usinas Eólicas a Velocidade Variável*. 2008, 161 f., Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Belo Horizonte-MG. Agosto 2008.

MARAFÃO, F. P. *Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*. 2004, 259 f., Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas-SP. Dezembro 2004.

MASOUM, M. A. S.; FUCHS, E. F. *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*, 2ª edição, Elsevier, EUA, 2015.

MEDEIROS, E. L. *Sistema Flexível de Aquisição de Sinais de Grandezas Elétricas Aplicado à Qualidade da Energia Elétrica*. 2016, 116 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande-PB. Agosto 2016.

OPPENHEIM, A. V., WILLSKY, A. S.; HAMID, S. *Signals and Systems*, 2ª edição, Prentice Hall, 1996.

PAREDES, H. K. M.; MARAFÃO, F. P.; SILVA, L. C. P. *A Comparative Analysis of FBD, PQ and CPT Current Decompositions – Part II: Three-Phase Four-Wire Systems*. 2009 IEEE Bucharest Power Tech Conference, Bucareste, Romênia, Junho/Julho 2009.

SHARON, D. Reactive-power Definitions and Power-factor Improvement in nonlinear systems. *IEE Proceedings*, Vol. 120, No. 6, p. 704-06. Junho 1973.

SHEPHERD, W.; ZAKIKHANI, P. Suggested Definitions of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems. *IEE Proceedings*, Vol. 119, No. 9, p. 1361-1362. Setembro 1972.

SILVA, H. J. R.; MARTINS, J. S.; AFONSO, J. L. *Avaliação de Diferentes Técnicas de Análise de Sistemas Elétricos com Formas de Onda Não-Sinusoidais*, IV Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica – IV SBQEE. Porto Alegre-RS, Agosto 2001.

STEINMETZ, C. P. Findet eine Phasenverschiebung im Wechselstromlichtbogen statt?, *Elektrotechnische Zeitschrift*, Ed. 42, p. 567-568, 1892.

STEINMETZ, C. P. *Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena*. McGraw-Hill, 1897.

STEINMETZ, C. P. *Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena*, 5th Edition, McGraw Hill, Nova Iorque – EUA, 1916.

STEWART, J. *Calculus*, 8th Edition, Cengage Learning, Boston-EUA, 2016.

SVENSSON, S. *Power measurement techniques for non-sinusoidal conditions – The significance of harmonics for the measurement of power and other AC quantities*. Tese – Chalmers University of Technology, Gotemburgo – Suécia, 1999.

TENTI, P.; MATTAVELLI, P. A Time-Domain Approach to Power Terms Definitions Under Non-Sinusoidal Conditions. *Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurement under Non-Sinusoidal Conditions*. Milão – Itália, Outubro 2003.

USTARIZ, A. J.; PLATA, E. C.; TACCA, H. E. *Instantaneous Power Tensor Theory: Improvement and Assessment of the Electric Power Quality*. 2010 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Bergamo – Itália. Setembro 2010.

WILLEMS, J. L. A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 41, No. 4, p. 523-527. Agosto 1992.

WILLEMS, J. L. Mathematical foundations of the instantaneous power concepts: A geometrical approach. *European Transactions Electrical Power (ETEP)*, Vol. 6, No. 5, p. 299-304. Setembro/Outubro 1996.

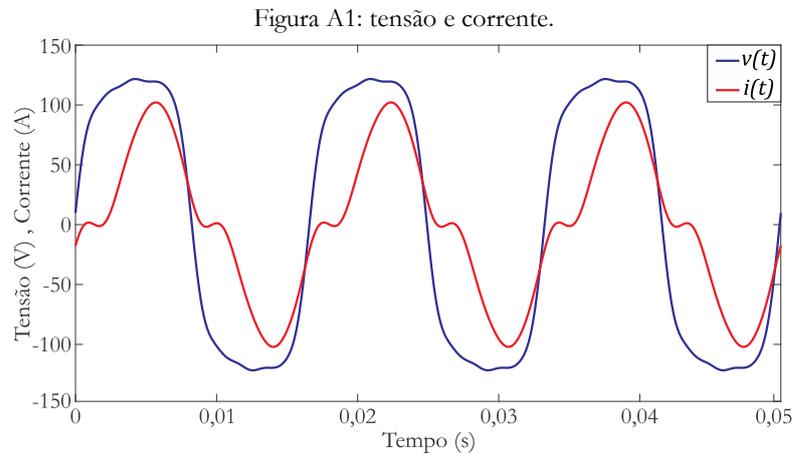
ZOOBA, A. F.; CANTELI, M. M.; BANSAL, R. *Power Quality – Monitoring, Analysis and Enhancement*. Intech, Rijeka – Croácia, 2011.

Apêndices

Para facilitar o entendimento dos procedimentos de cálculo referentes às teorias de potência definidas no domínio da frequência, a seguir são ilustrados exemplos numéricos para um sistema monofásico e um sistema trifásico.

A) Exemplo numérico: potência em circuitos monofásicos

Na Figura A1 são apresentados os sinais de tensão e corrente de um circuito monofásico:



Fonte: Autoria própria.

Estes sinais possuem representação temporal da seguinte maneira:

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot [100 \sin(\omega t + 0^\circ) + 20 \sin(3\omega t + 10^\circ) + 7 \sin(5\omega t + 20^\circ) + 2 \sin(7\omega t + 25^\circ) + 1 \sin(9\omega t + 15^\circ)] \text{ V},$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot [60 \sin(\omega t - 30^\circ) + 15 \sin(3\omega t + 85^\circ) + 4 \sin(5\omega t + 45^\circ) + \sin(7\omega t - 10^\circ) + 0,1 \sin(9\omega t)] \text{ A}.$$

Neste caso, tem-se os seguintes valores eficazes para cada ordem harmônica:

$$V_1 = 100 \text{ V}, \quad V_3 = 20 \text{ V}, \quad V_5 = 7 \text{ V}, \quad V_7 = 2 \text{ V}, \quad V_9 = 1 \text{ V},$$

$$I_1 = 60 \text{ A}, \quad I_3 = 15 \text{ A}, \quad I_5 = 4 \text{ A}, \quad I_7 = 1 \text{ A}, \quad I_9 = 0,1 \text{ A},$$

e, para cada sinal:

$$V = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 = 102,24 \text{ V},$$

$$I = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 = 61,98 \text{ A.}$$

A defasagem entre os sinais de tensão e corrente para cada ordem harmônica é dada por:

$$\theta_1 = 30^\circ, \quad \theta_3 = -75^\circ, \quad \theta_5 = -25^\circ, \quad \theta_7 = 35^\circ, \quad \theta_9 = 15^\circ.$$

A média da potência instantânea é calculada conforme:

$$\overline{p(t)} = \overline{v(t) \cdot i(t)} = \int_0^T v(t)i(t)dt = 5300,91 \text{ W,}$$

A1) Budeanu (1927)

Potência ativa:

$$P = \sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\theta_h) = 5300,91 \text{ W.}$$

Potência reativa:

$$Q_B = \sum_{h=1}^n V_h I_h \sin(\theta_h) = 2699,56 \text{ var.}$$

Potência de distorção:

$$D_B = \sqrt{\sum_{m=1}^{n-1} \sum_{n=m+1}^n [(V_m I_n)^2 + (V_n I_m)^2 - 2V_m V_n I_m I_n \cos(\theta_m - \theta_n)]} = 2183,64 \text{ VA.}$$

A2) Shepherd & Zakikhani (1972)

Os conjuntos N , M e P possuem os seguintes elementos:

$$N = \{1; 3; 5; 7; 9\}, \quad M = \{\}, \quad P = \{\}.$$

Logo, as potências aparente ativa e reativa podem ser calculadas:

$$S_R = \sqrt{\sum_{n \in N} V_n^2 \cdot \sum_{n \in N} I_n^2 \cdot \cos^2(\theta_n)} = 5340,90 \text{ W,}$$

$$S_X = \sqrt{\sum_{n \in N} V_n^2 \cdot \sum_{n \in N} I_n^2 \cdot \sin^2(\theta_n)} = 3411,07 \text{ VA.}$$

Como os conjuntos M e P são vazios, a potência de distorção, S_D , é nula.

A3) Sharon (1973)

Os conjuntos N , M e P são os mesmos que foram definidos no cálculo segundo Shepherd e Zakikhani (1972). Diante disso, as potências ativa, reativa em quadratura e reativa complementar podem ser calculadas:

$$P = \sum_{n \in N} V_n I_n \cos(\theta_n) = 5300,91 \text{ W},$$

$$S_Q = \sqrt{V^2 \sum_{n \in N} I_n^2 \sin^2(\theta_n)} = 3411,07 \text{ VA},$$

$$S_C = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \sum_{\beta \in N} \sum_{\gamma \in N} (V_\beta I_\gamma \cos(\phi_\gamma) - V_\gamma I_\beta \cos(\phi_\beta)) \right)^2} = 648,46 \text{ VA}.$$

A4) Czarnecki (1985)

As admitâncias para cada ordem harmônica são dadas por $\hat{Y}_h = G_h + jB_h = \frac{\hat{I}_h}{\hat{V}_h}$:

$$\hat{Y}_1 = 0,60 \angle -29,98^\circ = 0,52 - j0,3 \text{ S},$$

$$\hat{Y}_3 = 0,74 \angle 75,22^\circ = 0,19 + j0,72 \text{ S},$$

$$\hat{Y}_5 = 0,57 \angle 24,78^\circ = 0,52 + j0,24 \text{ S},$$

$$\hat{Y}_7 = 0,50 \angle -35,27^\circ = 0,41 - j0,29 \text{ S},$$

$$\hat{Y}_9 = 0,10 \angle -11,31^\circ = 0,10 - j0,02 \text{ S}.$$

A condutância equivalente é calculada conforme:

$$G_e = \frac{\overline{p(t)}}{V^2} = 0,51 \text{ S}.$$

Portanto, as potências ativa, reativa e de dispersão podem ser calculadas (Q é o conjunto de harmônicos que constituem a tensão):

$$P = G_e V^2 = 5300,91 \text{ W},$$

$$Q_r = V \sqrt{\sum_{h \in Q} (B_h V_h)^2} = 3406,64 \text{ VA},$$

$$D_s = V \sqrt{\sum_{h \in Q} (G_h - G_e)^2 V_h^2} = 663,54 \text{ VA}.$$

A5) IEEE Std. 1459 (2000)

As potências ativa e reativa são calculadas conforme:

$$P = P_1 + P_H = V_1 I_1 \cos(\theta_1) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \cos(\theta_h) = 5300,91 \text{ W},$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin(\theta_1) = 3000 \text{ var.}$$

As potências de distorção da corrente, distorção da tensão, e aparente harmônica são:

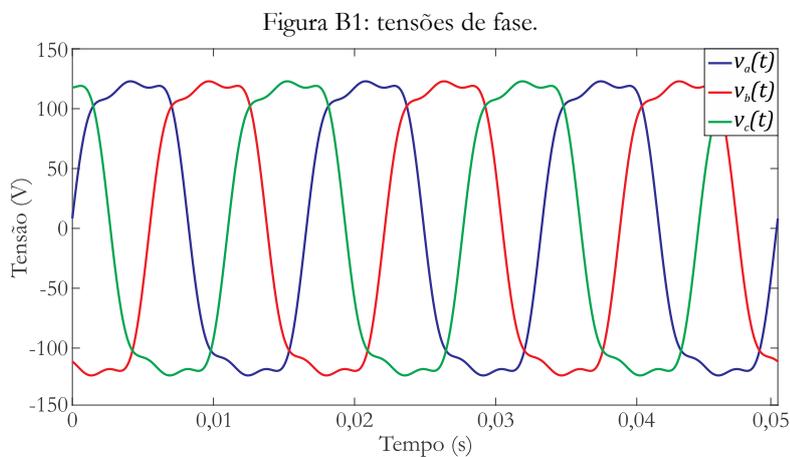
$$D_I = V_1 I_H = V_1 \sqrt{\sum_{h \neq 1} I_h^2} = 1556 \text{ var},$$

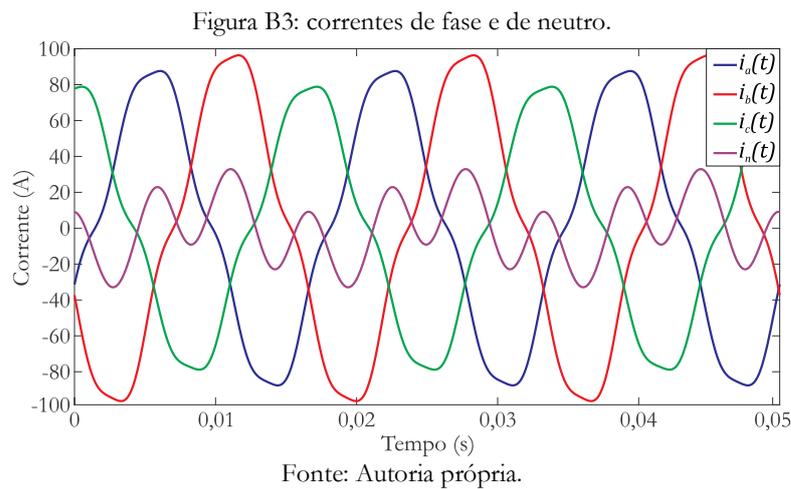
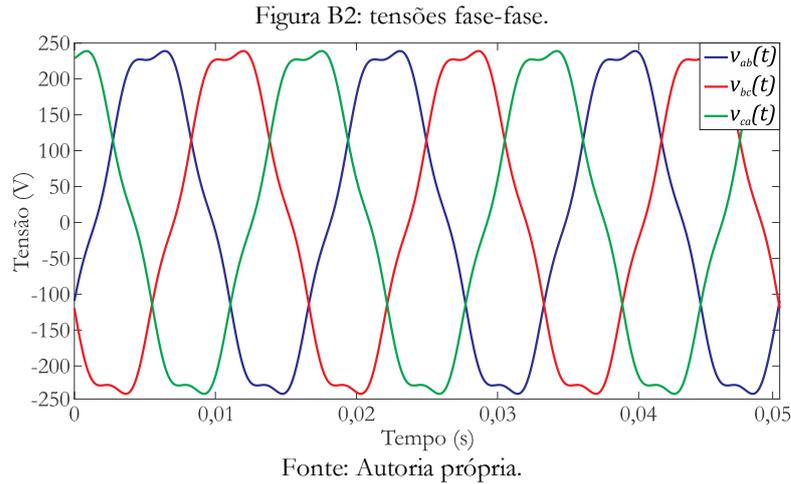
$$D_V = V_H I_1 = \sqrt{\sum_{h \neq 1} V_h^2} I_1 = 1278,6 \text{ var},$$

$$S_H = V_H I_H = \sqrt{\sum_{h \neq 1} V_h^2} \sqrt{\sum_{h \neq 1} I_h^2} = 331,58 \text{ VA},$$

B) Exemplo numérico: potência em sistemas trifásicos

Nas Figuras B1, B2 e B3 são apresentados os sinais das tensões fase-neutro, tensões fase-fase e correntes de um circuito trifásico, respectivamente:





Estes sinais possuem representação temporal da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= \sqrt{2} \cdot [100 \sin(\omega t + 0^\circ) + 20 \sin(3\omega t + 10^\circ) + 7 \sin(5\omega t + 20^\circ)] \text{ V}, \\
 v_b(t) &= \sqrt{2} \cdot [100 \sin(\omega t - 120^\circ) + 20 \sin(3\omega t + 10^\circ) + 7 \sin(5\omega t + 140^\circ)] \text{ V}, \\
 v_c(t) &= \sqrt{2} \cdot [100 \sin(\omega t + 120^\circ) + 20 \sin(3\omega t + 10^\circ) + 7 \sin(5\omega t - 100^\circ)] \text{ V}, \\
 v_{ab}(t) &= \sqrt{2} \cdot [173,20 \sin(\omega t - 30^\circ) + 12,12 \sin(5\omega t + 50^\circ)] \text{ V}, \\
 v_{ba}(t) &= \sqrt{2} \cdot [173,20 \sin(\omega t - 150^\circ) + 12,12 \sin(5\omega t + 170^\circ)] \text{ V}, \\
 v_{ca}(t) &= \sqrt{2} \cdot [173,20 \sin(\omega t + 90^\circ) + 12,12 \sin(5\omega t - 70^\circ)] \text{ V}, \\
 i_a(t) &= \sqrt{2} \cdot [60 \sin(\omega t - 30^\circ) + 5 \sin(3\omega t + 85^\circ) + 4 \sin(5\omega t + 45^\circ)] \text{ A}, \\
 i_b(t) &= \sqrt{2} \cdot [66 \sin(\omega t - 150^\circ) + 5,5 \sin(3\omega t + 85^\circ) + 4,4 \sin(5\omega t - 165^\circ)] \text{ A}, \\
 i_c(t) &= \sqrt{2} \cdot [54 \sin(\omega t + 90^\circ) + 4,5 \sin(3\omega t + 85^\circ) + 3,6 \sin(5\omega t - 75^\circ)] \text{ A}, \\
 i_n(t) &= \sqrt{2} \cdot [10,39 \sin(\omega t - 120^\circ) \\
 &\quad + 15 \sin(3\omega t + 85^\circ) + 0,69 \sin(5\omega t + 135^\circ)] \text{ A}.
 \end{aligned}$$

Neste caso, tem-se os seguintes valores eficazes para cada ordem harmônica:

$$\begin{aligned}
V_{a1} = V_{b1} = V_{c1} &= 100 \text{ V}, & V_{a3} = V_{b3} = V_{c3} &= 20 \text{ V}, \\
V_{a5} = V_{b5} = V_{c5} &= 7 \text{ V}, \\
V_{ab1} = V_{bc1} = V_{ca1} &= 173,20 \text{ V}, & V_{ab5} = V_{bc5} = V_{ac5} &= 12,12 \text{ V}, \\
I_{a1} = 60 \text{ A}, & I_{a3} = 5 \text{ A}, & I_{a5} = 4 \text{ A}, \\
I_{b1} = 66 \text{ A}, & I_{b3} = 5,5 \text{ A}, & I_{b5} = 4,4 \text{ A}, \\
I_{c1} = 54 \text{ A}, & I_{c3} = 4,5 \text{ A}, & I_{c5} = 3,6 \text{ A}, \\
I_{n1} = 10,39 \text{ A}, & I_{n3} = 15 \text{ A}, & I_{n5} = 0,69 \text{ A}.
\end{aligned}$$

A defasagem entre os sinais de tensão de fase e de corrente para cada ordem harmônica é dada por:

$$\begin{aligned}
\theta_{a1} = \theta_{b1} = \theta_{c1} &= 30^\circ, & \theta_{a3} = \theta_{b3} = \theta_{c3} &= -75^\circ, \\
\theta_{a5} = \theta_{b5} = \theta_{c5} &= -25^\circ.
\end{aligned}$$

A média da potência instantânea é:

$$\begin{aligned}
\overline{p(t)} &= \overline{v_a(t) \cdot i_a(t)} + \overline{v_b(t) \cdot i_b(t)} + \overline{v_c(t) \cdot i_c(t)} \\
&= \int_0^T (v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t)) dt = 15742,40 \text{ W}.
\end{aligned}$$

B1) Czarnecki (1985)

Os valores RMS generalizados dos vetores de tensão e de corrente são:

$$\begin{aligned}
\|v\| &= \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (V_{ah}^2 + V_{bh}^2 + V_{ch}^2)} = 177,05 \text{ V}, \\
\|i\| &= \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2)} = 104,86 \text{ A}.
\end{aligned}$$

As admitâncias de cada fase são ($Y_{xh} = G_{xh} + jB_{xh} = \frac{\widehat{I_{xh}}}{\widehat{V_{xh}}}$):

$$\begin{aligned}
Y_{a1} &= 0,52 - j0,3 \text{ S}, & Y_{a3} &= 0,06 + j0,24 \text{ S}, & Y_{a5} &= 0,52 + j0,24 \text{ S}, \\
Y_{b1} &= 0,57 - j0,33 \text{ S}, & Y_{b3} &= 0,07 + j0,26 \text{ S}, & Y_{b5} &= 0,57 + j0,26 \text{ S}, \\
Y_{c1} &= 0,47 - j0,27 \text{ S}, & Y_{c3} &= 0,06 + j0,22 \text{ S}, & Y_{c5} &= 0,47 + j0,22 \text{ S},
\end{aligned}$$

resultando nas condutâncias e nas susceptâncias do circuito:

$$G_1 = \frac{1}{3} (G_{a1} + G_{b1} + G_{c1}) = 0,52 \text{ S},$$

$$G_3 = \frac{1}{3}(G_{a3} + G_{b3} + G_{c3}) = 0,06 \text{ S},$$

$$G_5 = \frac{1}{3}(G_{a5} + G_{b5} + G_{c5}) = 0,52 \text{ S},$$

$$B_1 = \frac{1}{3}(B_{a1} + B_{b1} + B_{c1}) = -0,3 \text{ S},$$

$$B_3 = \frac{1}{3}(B_{a3} + B_{b3} + B_{c3}) = 0,24 \text{ S},$$

$$B_5 = \frac{1}{3}(B_{a5} + B_{b5} + B_{c5}) = 0,24 \text{ S}.$$

A condutância equivalente média do circuito é dada por:

$$G_e = \frac{\overline{p(t)}}{\|v\|^2} = 0,50 \text{ S}.$$

As admitâncias de desequilíbrio na carga para cada ordem harmônica são dadas por ($\alpha = 1\angle 120^\circ$ e $\alpha^* = 1\angle -120^\circ$):

$$\begin{bmatrix} \widehat{Y}_{u1}^z \\ \widehat{Y}_{u1}^p \\ \widehat{Y}_{u1}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} Y_{a1} + \alpha^* Y_{b1} + \alpha Y_{c1} \\ 0 \\ Y_{a1} + \alpha Y_{b1} + \alpha^* Y_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,02 - j0,03 \\ 0 \\ 0,02 + j0,03 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,03\angle -120,96^\circ \\ 0 \\ 0,03\angle 59,04^\circ \end{bmatrix} \text{ S},$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{Y}_{u3}^z \\ \widehat{Y}_{u3}^p \\ \widehat{Y}_{u3}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 \\ Y_{a3} + \alpha Y_{b3} + \alpha^* Y_{c3} \\ Y_{a3} + \alpha^* Y_{b3} + \alpha Y_{c3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -0,01 + j0,003 \\ 0,01 - j0,003 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,01\angle 163,71^\circ \\ 0,01\angle -16,29^\circ \end{bmatrix} \text{ S},$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{Y}_{u5}^z \\ \widehat{Y}_{u5}^p \\ \widehat{Y}_{u5}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} Y_{a5} + \alpha Y_{b5} + \alpha^* Y_{c5} \\ Y_{a5} + \alpha^* Y_{b5} + \alpha Y_{c5} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,01 + j0,03 \\ 0,01 - j0,03 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,03\angle 111,80^\circ \\ 0,03\angle -68,20^\circ \\ 0 \end{bmatrix} \text{ S}.$$

As potências ativa, reativa e de dispersão são calculadas conforme:

$$P = G_e \cdot \|v\|^2 = 15897,52 \text{ W},$$

$$Q_r = \|v\| \cdot \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (B_h V_{ah})^2} = 9331,034 \text{ VA},$$

$$D_s = \|v\| \cdot \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (G_h - G_e)^2 (V_{ah})^2} = 2767,76 \text{ VA}.$$

As potências de desequilíbrio das componentes de sequência zero, positiva e negativa são dadas por:

$$D_u^z = \|v\| \cdot \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (Y_{uh}^z V_{ah})^2} = 922,23 \text{ VA},$$

$$D_u^p = \|v\| \cdot \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (Y_{uh}^p V_{ah})^2} = 88,94 \text{ VA},$$

$$D_u^n = \|v\| \cdot \sqrt{3} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (Y_{uh}^n V_{ah})^2} = 922,02 \text{ VA},$$

o que resulta na potência de desequilíbrio:

$$D_u = \sqrt{D_u^z{}^2 + D_u^p{}^2 + D_u^n{}^2} = 1307,11 \text{ VA}.$$

B2) IEEE Std. 1459 (2000)

A decomposição dos sinais de tensão e corrente em termos dos componentes harmônicos resulta em:

$$V_{a1} = V_{b1} = V_{c1} = 100 \text{ V}, \quad V_{aH} = V_{bH} = V_{cH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} V_{ah}{}^2} = 21,19 \text{ V},$$

$$V_a = V_b = V_c = \sqrt{V_{a1}{}^2 + V_{aH}{}^2} = 102,22 \text{ V}$$

$$V_{ab1} = V_{bc1} = V_{ca1} = 173,20 \text{ V}, \quad V_{abH} = V_{bcH} = V_{caH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} V_{ah}{}^2} = 12,12 \text{ V},$$

$$V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = \sqrt{V_{ab1}{}^2 + V_{abH}{}^2} = 173,62 \text{ V}$$

$$I_{a1} = 60 \text{ A}, \quad I_{aH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} I_{ah}{}^2} = 6,40 \text{ A}, \quad I_a = \sqrt{I_{a1}{}^2 + I_{aH}{}^2} = 60,34 \text{ A}$$

$$I_{b1} = 66 \text{ A}, \quad I_{bH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} I_{bh}{}^2} = 7,04 \text{ A}, \quad I_b = \sqrt{I_{b1}{}^2 + I_{bH}{}^2} = 66,37 \text{ A}$$

$$I_{c1} = 54 \text{ A}, \quad I_{cH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} I_{ch}^2} = 5,76 \text{ A}, \quad I_c = \sqrt{I_{c1}^2 + I_{cH}^2} = 54,31 \text{ A}$$

$$I_{n1} = 10,39 \text{ A}, \quad I_{nH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} I_{nh}^2} = 15,02 \text{ A}, \quad I_n = \sqrt{I_{n1}^2 + I_{nH}^2} = 18,26 \text{ A}$$

As potências ativa e reativa são:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_{ah} I_{ah} \cos(\theta_{ah}) + \sum_{h=1}^{\infty} V_{bh} I_{bh} \cos(\theta_{bh}) + \sum_{h=1}^{\infty} V_{ch} I_{ch} \cos(\theta_{ch}) \\ = 15742,23 \text{ W},$$

$$Q_1 = V_{a1} I_{a1} \sin(\theta_{a1}) + V_{b1} I_{b1} \sin(\theta_{b1}) + V_{c1} I_{c1} \sin(\theta_{c1}) = 10651,26 \text{ var}.$$

As tensões e correntes efetivas são calculadas conforme:

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2) + V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2]} = 100 \text{ V},$$

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_{aH}^2 + V_{bH}^2 + V_{cH}^2) + V_{abH}^2 + V_{bcH}^2 + V_{caH}^2]} = 15,78 \text{ V},$$

$$V_e = \sqrt{V_{e1}^2 + V_{eH}^2} = 101,24 \text{ V}$$

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2 + I_{n1}^2}{3}} = 60,50 \text{ A},$$

$$I_{eH} = \sqrt{\frac{I_{aH}^2 + I_{bH}^2 + I_{cH}^2 + I_{nH}^2}{3}} = 10,79 \text{ A},$$

$$I_e = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{eH}^2} = 61,45 \text{ A}.$$

Finalmente, as potências de distorção da tensão, distorção da corrente, e aparente harmônica são calculadas:

$$D_{eI} = 3V_{e1}I_{eH} = 3237 \text{ var},$$

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} = 2864,07 \text{ var},$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} = 510,80 \text{ VA}.$$