

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

**Um método de estimação de potência baseado na  
transformada de Stockwell**

Rodrigo de Almeida Coelho

Campina Grande - PB, Brasil

Setembro de 2022



Rodrigo de Almeida Coelho

## **Um método de estimação de potência baseado na transformada de Stockwell**

Tese apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande em cumprimento às exigências do Programa de Doutorado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento da Energia.

Orientadora: Núbia Silva Dantas Brito, D.Sc.

Campina Grande - PB, Brasil

Setembro de 2022

C672m Coelho, Rodrigo de Almeida.  
Um método de estimação de potência baseado na transformada de Stockwell / Rodrigo de Almeida Coelho. – Campina Grande, 2022.  
147 f.: il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2022.  
"Orientação: Prof.<sup>a</sup> Dr.<sup>a</sup> Núbia Silva Dantas Brito".  
Referências.

1. Cálculo de Potência. 2. Qualidade da Energia Elétrica. 3. Transformada de Stockwell. 4. Sinais Não-Senoidais. 5. Distorção Harmônica. 6. Sinais Não-Estacionários. I. Brito, Núbia Silva Dantas. II. Título.

CDU 621.317.7(043)

Rodrigo de Almeida Coelho

**Um método de estimação de potência baseado na  
transformada de Stockwell**

**Tese aprovada em 20/09/2022**

Núbia Silva Dantas Brito, D.Sc., UFCG  
Orientadora

Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D., UFCG  
Examinador

Tarso Vilela Ferreira, D.Sc., UFS  
Examinador

Flavio Bezerra Costa, D.Sc., Michigan Technological University  
Examinador

Mário Oleskovicz, Dr., USP  
Examinador

Campina Grande - PB, Brasil  
Setembro de 2022





MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE**  
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA  
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

## REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

### 1. ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 20 DE SETEMBRO DE 2022 (Nº 349)

CANDIDATO(A): **RODRIGO DE ALMEIDA COELHO**. COMISSÃO EXAMINADORA: WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG, Presidente da Comissão, NUBIA SILVA DANTAS BRITO, D.Sc., UFCG, Orientadores, TARSO VILELA FERREIRA, D.Sc., UFS, FLAVIO BEZERRA COSTA, D.Sc., Michigan Technological University, MÁRIO OLESKOVICZ, Dr., USP. TÍTULO DA TESE: “Um método de estimação de potência baseado na Transformada de Stockwell”. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Energia. HORA DE INÍCIO: **09h00** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFCG/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o(a) presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado(a) a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, Filipe Emmanuel Porfírio Correia, e os membros da Comissão Examinadora presentes. Campina Grande, 20 de Setembro de 2022.

FILIFE EMMANUEL PORFÍRIO CORREIA  
Secretário

WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG  
Presidente da Comissão e Examinador Interno

NUBIA SILVA DANTAS BRITO, D.Sc., UFCG  
Orientador

MÁRIO OLESKOVICZ, Dr., USP  
Examinador Externo

TARSO VILELA FERREIRA, D.Sc., UFS  
Examinador Externo

RODRIGO DE ALMEIDA COELHO  
Candidato

## 2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado do candidato RODRIGO DE ALMEIDA COELHO, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **FILIFE EMMANUEL PORFIRIO CORREIA, SECRETÁRIO (A)**, em 22/09/2022, às 09:26, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **NUBIA SILVA DANTAS BRITO, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 23/09/2022, às 11:46, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Tarso Vilela Ferreira, Usuário Externo**, em 27/09/2022, às 16:30, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **WASHINGTON LUIZ ARAUJO NEVES, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 28/09/2022, às 14:56, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Rodrigo de Almeida Coelho, Usuário Externo**, em 18/10/2022, às 10:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **2754310** e o código CRC **3476D6D6**.

---

# AGRADECIMENTOS

---

Agradeço a Deus pela saúde, determinação e amparo para iniciar e finalizar essa jornada. Obrigado por tantas bênçãos em minha vida.

Aos meus pais Ronaldo e Antônia, meus irmãos Fábio, Fernando, Flávia e Rubens e à minha tia Lourdes pela minha educação, pela dedicação em minha formação e por todo o apoio que oportunizou essa conquista. A meus sobrinhos José Miguel, Júlia, Maria Alice e Sofia pelos inúmeros momentos de distração e alegria que revigoraram cada passo dessa jornada. Essa caminhada não teria sido possível sem vocês.

À Nathália por todo o amor, paciência e companheirismo durante todos os momentos. Obrigado pelo cuidado e compreensão nos melhores e piores momentos dessa caminhada árdua. Obrigado por tanto incentivo e por sempre se fazer presente.

À professora Núbia Silva Dantas Brito pela acolhida, respeito, confiança, orientação e amizade durante toda essa caminhada. Obrigado por acreditar no meu potencial ainda quando estudante inexperiente. Obrigado pelos ensinamentos que permearão toda a minha vida.

Ao professor Washington Luiz Araújo Neves por propiciar o primeiro contato com o tema desta tese e por tantos ensinamentos repassados durante suas aulas. Obrigado pela disponibilidade e presteza em ajudar.

Aos professores membros da banca examinadora, Flavio Bezerra Costa, Mário Oleskovicz, Tarso Vilela Ferreira e Washington Luiz Araújo Neves pela generosidade nas contribuições que enriqueceram esta tese. Obrigado pela atenção e cortesia durante a avaliação e defesa desta tese.

Ao professor Karcus Marcelus Colaço Dantas pela orientação no projeto de P&D. A sua atenção e ensinamentos contribuíram decisivamente para a minha formação.

Aos amigos que fiz durante toda a trajetória na UFCG, Érica Lima, George Xavier, Hugerles Sales, Jamile Nascimento e Rodrigo Lima, por toda a presteza em ajudar, pelo apoio e estímulo, além dos momentos de descontração que certamente atenuaram as inquietações dessa jornada.

A Adan Pereira, Hotoniones Silva, Rafaella Meira, Vinícius Oliveira e aos demais colegas do Laboratório de Sistemas de Potência que contribuíram para a realização deste trabalho.

À Coordenação da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFCG pela oportunidade de estudo.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo apoio financeiro. Este trabalho contou com o apoio financeiro do projeto de P&D ANEEL PD-00382-0132/2020, Light SA/UEPB/UFCG/PaqTc-PB.

A todos que contribuíram para a realização deste trabalho o meu sincero Muito Obrigado.

*Rodrigo de Almeida Coelho*

*“A ideia mais selvagem, a que parece absolutamente impossível, fica, por vezes, tão alojada na cabeça que se chega a torná-la por algo realizável.”*

---

Fiódor Dostoiévski



---

# RESUMO

---

Um método para cálculo de potência em condições não-senoidais baseado na transformada de Stockwell (TS) é proposto nesta tese. As componentes de potência propostas são fundamentadas em uma decomposição da potência aparente com base na impedância de cada componente de frequência. Como consequência, tem-se potências com característica associada à impedância, resistência e reatância. Adicionalmente, utiliza-se a TS para a estimação, em tempo-frequência, das características dos sinais de tensão e corrente, etapa fundamental para que o método seja adequado para a estimação de potências em condições não-estacionárias. A partir da TS é possível realizar uma análise em tempo-frequência com informações absolutas da amplitude e do ângulo de fase de cada componente de frequência, o que é essencial para a representação das potências. Complementarmente, foram realizados testes de desempenho da TS, de modo a indicar suas potencialidades e limitações para a extração de amplitude e fase de sinais. As definições de potência propostas foram comparadas com as estabelecidas na Teoria das componentes físicas das correntes (CPC) e na Norma IEEE 1459-2010 por meio da análise de sinais sintéticos estacionários. Outrossim, o método proposto foi avaliado em condições não-estacionárias, abarcando sinais sintéticos, simulados e provenientes de medições em campo. Os resultados indicaram que o método proposto caracteriza adequadamente a potência elétrica em sistemas contendo sinais não-senoidais com característica não-estacionária. Adicionalmente, com base nas componentes de potência propostas, um novo método para detecção de distúrbios transitórios em sistemas elétricos foi apresentado. Verificou-se que algumas destas componentes de potência possuem um comportamento típico diante de diversos distúrbios, as quais mostraram-se apropriadas para a extração de padrões que possibilitem a detecção de eventos em sistemas elétricos.

**Palavras-chave:** Cálculo de potência, qualidade da energia elétrica, transformada de Stockwell, sinais não-senoidais, distorção harmônica, sinais não-estacionários.



---

# ABSTRACT

---

A power calculation method for non-sinusoidal conditions based on the Stockwell transform (ST) is proposed in this thesis. The proposed power components are founded on an apparent power decomposition based on the impedance of each frequency component. As a consequence, the power components have characteristics associated with impedance, resistance, and reactance. Additionally, the ST is applied to estimate, in the time-frequency domain, the voltage and current characteristics, which is a fundamental task for the proposed method's suitability for power estimation in non-stationary conditions. The ST performs a time-frequency analysis with absolute information on each frequency component's amplitude and phase angle, which is essential for power representation. Furthermore, tests were carried out aiming to evaluate the ST performance, i.e., to indicate its potentialities and limitations for signals' amplitude and phase estimation. The proposed power definitions were compared with those established in Currents' Physical Components (CPC) power theory and in IEEE Std. 1459-2010 by using stationary synthetic signals. Moreover, the proposed method was evaluated under non-stationary conditions, including synthetic, simulated, and actual signals. The results attest to the suitability of the proposed method for characterizing the electrical power in systems with non-sinusoidal signals with non-stationary characteristics. Additionally, a new method for detecting transient disturbances in power systems was presented. The method is based on the proposed power components, which presented a typical behavior for various disturbances, being quite appropriate for extracting patterns that allow the detection of disturbances in electrical systems.

**Keywords:** Power measurement, power quality, Stockwell transform, non-sinusoidal signals, harmonic distortion, non-stationary signals.



---

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

---

1	Circuito monofásico. . . . .	7
2	Tensão e corrente senoidais com desvio de fase. . . . .	8
3	Potência instantânea de um sistema monofásico e suas parcelas. . . . .	10
4	Circuito trifásico em estrela com condutor neutro. . . . .	11
5	Potência instantânea de um sistema trifásico simétrico. . . . .	13
6	Potência instantânea de um sistema trifásico assimétrico. . . . .	15
7	Mapeamento complexo de uma função senoidal. . . . .	16
8	Defasamento angular entre fasores de tensão e de corrente: (a) corrente adiantada da tensão e (b) tensão adiantada da corrente. . . . .	17
9	Triângulos de potências. . . . .	18
10	Janela com resolução dependente da frequência. . . . .	36
11	Processamento efetuado pela TS. . . . .	37
12	Resultados para o sinal $s^A[\xi]$ . . . . .	39
13	Resultados para o sinal $s^B[\xi]$ . . . . .	40
14	Resultados para o sinal $s^C[\xi]$ . . . . .	50
15	Resultados para o sinal $s^D[\xi]$ . . . . .	51
16	Sinal $s_{\Delta_h^D}^D[\xi]$ : erros associados à $S_1^D$ e $\theta_1^D$ . . . . .	51
17	Sinal $s_{\Delta_h^D}^D[\xi]$ : erros associados à $S_{\Delta_h^D}$ e $\theta_{\Delta_h^D}$ . . . . .	52
18	Resultados para o sinal $s^E[\xi]$ . . . . .	52
19	Resultados para o sinal $s^F[\xi]$ . . . . .	53
20	Resultados para o sinal $s^G[\xi]$ . . . . .	54
21	Resultados para o sinal $s^G[\xi]$ após a segmentação. . . . .	54
22	Linha do tempo: caracterização da potência elétrica. . . . .	57
23	Circuito monofásico sem impedância entre fonte e carga. . . . .	74
24	Circuito monofásico com impedância entre fonte e carga. . . . .	75
25	Componentes da potência aparente propostas. . . . .	78
26	Decomposição de potências proposta. . . . .	85
27	Caso 1: tensão e corrente. . . . .	87
28	Caso 2: tensão e corrente. . . . .	89
29	Caso 3: tensão e corrente. . . . .	90
30	Caso 4: tensão e corrente. . . . .	92
31	Caso 5: tensão e corrente. . . . .	93
32	Caso 6: tensão e corrente. . . . .	95
33	Caso 7: tensão e corrente. . . . .	96
34	Metodologia: estimação em tempo-frequência. . . . .	99

35	Condicionamento de sinais. . . . .	99
36	Cenário A: (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	104
37	Cenário B: (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	107
38	Cenário C: (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	109
39	Cenário D: circuito. . . . .	111
40	Cenário D: (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	112
41	Cenário E: circuito. . . . .	115
42	Cenário E: (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	116
43	Cenário F: (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	119
44	Cenário F: valores RMS da tensão e corrente para $h = 2$ . . . . .	120
45	Cenário G: (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	121
46	Cenário H: sistema de distribuição contendo 90 barras. . . . .	123
47	Cenário H1 (chaveamento de banco de capacitores): (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	124
48	Cenário H2 (energização de linha): (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	126
49	Cenário H3 (falta sólida): (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	127
50	Cenário H4 (falta de alta impedância): (a) tensão e corrente e (b) potências. . . . .	128

---

# LISTA DE TABELAS

---

1	Sinal $s^A[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase. . . . .	39
2	Sinal $s^B[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase. . . . .	41
3	Sinal $s^C[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase. . . . .	41
4	Sinal $s^D[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase. . . . .	42
5	Sinal $s^E[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase. . . . .	44
6	Sinal $s^F[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase. . . . .	45
7	Sinal $s^G[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase. . . . .	46
8	Sinal $s^G[\xi]$ : segmentação a cada doze ciclos da frequência fundamental.	47
9	Sinal $s^G[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase após a segmen- tação. . . . .	48
10	Sinal $s^F[\xi]$ : resultados para o teste de sensibilidade ao ruído. . . . .	49
11	Síntese bibliográfica: estimação de potência via análise em tempo- frequência. . . . .	71
12	Caso 1: comparativo entre potências. . . . .	88
13	Caso 2: comparativo entre potências. . . . .	89
14	Caso 3: comparativo entre potências. . . . .	91
15	Caso 4: comparativo entre potências. . . . .	92
16	Caso 5: comparativo entre potências. . . . .	94
17	Caso 6: comparativo entre potências. . . . .	95
18	Caso 7: comparativo entre potências. . . . .	96
19	Síntese qualitativa: potências aparente, ativa e reativa. . . . .	98
20	Cenário A: comparativo entre resultados. . . . .	105
21	Cenário B: comparativo entre resultados. . . . .	108
22	Cenário C: comparativo entre resultados. . . . .	110
23	Cenário D: parâmetros de circuito. . . . .	111
24	Cenário D: comparativo entre resultados. . . . .	114
25	Cenário E: parâmetros de circuito. . . . .	115
26	Cenário E: parâmetros do circuito de controle. . . . .	115
27	Cenário E: comparativo entre resultados. . . . .	118
28	Cenário F: comparativo entre resultados. . . . .	118
29	Cenário G: comparativo entre resultados. . . . .	122



---

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

---

CPC	Componentes Físicas das Correntes (do inglês: <i>Currents' Physical Components</i> )
CPT	Teoria da Potência Conservativa (do inglês: <i>Conservative Power Theory</i> )
FBD	Fryze-Buchholz-Depenbrock
FFT	Transformada Rápida de Fourier (do inglês: <i>Fast Fourier Transform</i> )
HGL	Cargas geradoras de harmônicos (do inglês: <i>Harmonic Generating Loads</i> )
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional (do inglês: <i>International Electrotechnical Commission</i> )
IEEE	Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (do inglês: <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional-integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês: <i>Pulse Width Modulation</i> )
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
RMS	Valor eficaz (do inglês: <i>Root Mean Square</i> )
SDEE	Sistema de Distribuição de Energia Elétrica
SE	Subestação
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SI	Sistema Internacional de Unidades
STFT	Transformada de Fourier de Tempo Curto (do inglês: <i>Short-Time Fourier Transform</i> )
TF	Transformada de Fourier
TFC	Transformada de Fourier de Tempo Contínuo
TFTD	Transformada de Fourier de Tempo Discreto
TFD	Transformada de Fourier Discreta
TH	Transformada de Hilbert
TS	Transformada de Stockwell

TSC	Transformada de Stockwell Contínua
TSD	Transformada de Stockwell Discreta
TW	Transformada Wavelet
TWC	Transformada Wavelet Contínua
TWD	Transformada Wavelet Discreta
TWDR	Transformada Wavelet Discreta Redundante
TWPD	Transformada Wavelet <i>Packet</i> Discreta
TWPDR	Transformada Wavelet <i>Packet</i> Discreta Redundante

---

# LISTA DE SÍMBOLOS

---

$\text{Abs}(\cdot)$	Operador valor absoluto
$\alpha_i$	Ângulo de fase da corrente
$\alpha_{i_h}$	Ângulo de fase da corrente para a $h$ -ésima componente de frequência
$B_{C_h}^{\text{CPC}}$	Susceptância para a ordem harmônica $h$ ( $h \in H_C^{\text{CPC}}$ ) definida na Teoria CPC
$\cap$	Intersecção
$\emptyset$	Conjunto vazio
$\Delta_f$	Resolução em frequência
$D^{\text{B}}$	Potência de distorção definida por Budeanu
$D_s^{\text{CPC}}$	Potência dispersa definida na Teoria CPC
$D_g^{\text{CPC}}$	Potência gerada na carga definida na Teoria CPC
$D_H^{\text{IEEE}}$	Potência de distorção harmônica definida na Norma IEEE 1459-2010
$D_I^{\text{IEEE}}$	Potência de distorção da corrente definida na Norma IEEE 1459-2010
$D_V^{\text{IEEE}}$	Potência de distorção da tensão definida na Norma IEEE 1459-2010
$D^{\otimes}$	Potência difusa proposta
$\epsilon(\kappa)$	Erro percentual absoluto médio de uma grandeza $\kappa$
$f$	Indexador de uma frequência contínua
$f_1$	Frequência fundamental
$f_h$	Frequência da $h$ -ésima componente harmônica
$f_s$	Frequência de amostragem
$\hat{F}$	Representação fasorial de um sinal $f(t)$
$FP$	Fator de potência
$FP_{3\phi}$	Fator de potência trifásico
$G_e^{\text{F}}$	Condutância equivalente definida por Fryze
$G_{C_h}^{\text{CPC}}$	Condutância para a ordem harmônica $h$ ( $h \in H_C^{\text{CPC}}$ ) definida na Teoria CPC
$G_{C_h}^{\text{CPC}}$	Condutância equivalente da carga definida na Teoria CPC
$h$	Ordem harmônica

$H$	Conjunto das componentes de frequência $h$
$H_C^{\text{CPC}}$	Conjunto das componentes de frequência consumidas definida na Teoria CPC
$H_G^{\text{CPC}}$	Conjunto das componentes de frequência geradas definida na Teoria CPC
$H^\beta$	Conjunto das componentes de frequência do sinal $\beta$ ( $\beta \in \{V; I; N; P\}$ )
$H^N$	Conjunto das componentes de frequência comuns entre tensão e corrente
$H^P$	Conjunto das componentes de frequência presentes apenas na corrente
$H_n^\beta$	$n$ -ésimo elemento do conjunto $H^\beta$ ( $\beta \in \{V; I; N; P\}$ )
$i(t)$	Sinal contínuo de corrente
$i_p$	Valor de pico da corrente
$i_\mu(t)$	Sinal contínuo de corrente na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$i_n(t)$	Sinal contínuo de corrente no neutro
$i_a^F$	Corrente ativa definida por Fryze
$i_b^F$	Corrente não-ativa definida por Fryze
$i_C^{\text{CPC}}(t)$	Corrente consumida definida na Teoria CPC
$i_G^{\text{CPC}}(t)$	Corrente gerada definida na Teoria CPC
$i_{C_a}^{\text{CPC}}(t)$	Corrente ativa definida na Teoria CPC
$i_{C_r}^{\text{CPC}}(t)$	Corrente reativa definida na Teoria CPC
$i_{C_s}^{\text{CPC}}(t)$	Corrente dispersa definida na Teoria CPC
$I$	Valor eficaz da corrente
$I_h$	Valor eficaz da corrente para a $h$ -ésima componente de frequência
$I_\mu$	Valor eficaz da corrente na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$I_H^{\text{IEEE}}$	Valor eficaz não-fundamental da corrente definido na Norma IEEE 1459-2010
$\text{Im}(\cdot)$	Operador imaginário
$\in$	Pertence
$j$	Unidade imaginária de um número complexo
$k$	Indexador de uma frequência discreta
$K^\otimes$	Potência não-ativa proposta
$m$	Indexador de uma frequência discreta

$m_h$	Indexador de uma frequência discreta com base na ordem harmônica
$M^{\otimes}$	Potência residual proposta
$n$	Indexador de uma amostra discreta
$n_0$	Elemento do conjunto $H^\beta$ correspondente à componente contínua ( $\beta \in \{V; I; N; P\}$ )
$n_f$	Elemento do conjunto $H^\beta$ correspondente à componente fundamental ( $\beta \in \{V; I; N; P\}$ )
$N$	Quantidade de amostras de um sinal discreto
$N_{H^\beta}$	Quantidade de elementos do conjunto $H^\beta$ ( $\beta \in \{V; I; N; P\}$ )
$N_{\text{segm}}$	Quantidade de amostras em um segmento de sinal
$N_{\text{cic}}$	Quantidade de ciclos da frequência fundamental em um segmento de sinal
$N_H^B$	Quantidade de componentes de frequência presentes na tensão e corrente de Budeanu
$N^F$	Potência não-ativa definida por Fryze
$N^{\text{IEEE}}$	Potência não-ativa definida na Norma IEEE 1459-2010
$\omega$	Frequência angular
$\omega_h$	Frequência angular para a $h$ -ésima componente de frequência
$p(t)$	Potência instantânea
$p_\mu(t)$	Potência instantânea na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$p_{3\phi}(t)$	Potência instantânea trifásica
$P$	Potência ativa
$P_{3\phi}$	Potência ativa trifásica
$P_\mu(t)$	Potência ativa na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$P^B$	Potência ativa definida por Budeanu
$P^F$	Potência ativa definida por Fryze
$P^{\text{CPC}}$	Potência das componentes de frequência definida na Teoria CPC
$P^{\text{CPC}}$	Potência ativa definida na Teoria CPC
$P^{\text{IEEE}}$	Potência ativa definida na Norma IEEE 1459-2010
$P_1^{\text{IEEE}}$	Potência ativa fundamental definida na Norma IEEE 1459-2010
$P_H^{\text{IEEE}}$	Potência ativa não-fundamental definida na Norma IEEE 1459-2010
$P^{\otimes}$	Potência ativa proposta

$\phi$	Desvio de fase entre tensão e corrente
$\phi_h$	Desvio de fase entre tensão e corrente para a $h$ -ésima componente de frequência
$\phi_\mu$	Desvio de fase entre tensão e corrente na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$\psi(t)$	Wavelet mãe
$Q$	Potência reativa
$Q_{3\phi}$	Potência reativa trifásica
$Q_\mu(t)$	Potência reativa na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$Q^B$	Potência reativa definida por Budeanu
$Q_r^{\text{CPC}}$	Potência reativa definida na Teoria CPC
$Q_1^{\text{IEEE}}$	Potência reativa definida na Norma IEEE 1459-2010
$Q^*$	Potência reativa proposta
$Q_f^*$	Potência reativa dependente da componente fundamental proposta
$Q_r^*$	Potência reativa residual proposta
$\mathbb{Q}^+$	Conjunto dos números racionais positivos
$R$	Resistência
$R_{NA}$	Potência não-ativa residual
$\text{Re}(\cdot)$	Operador real
$\rho$	Amostra aleatória da distribuição uniforme no intervalo $\{0; 1\}$
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais
$s$	Frequência (transformada de Laplace)
$SNR$	Relação sinal-ruído
$S$	Potência aparente
$S_{3\phi}^A$	Potência aparente aritmética
$S_{3\phi}^B$	Potência aparente de Buchholz
$S_\mu$	Potência aparente na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$S_{3\phi}^V$	Potência aparente vetorial
$S_{3\phi}$	Potência aparente trifásica
$S^B$	Potência aparente definida por Budeanu
$S^F$	Potência aparente definida por Fryze
$S^{\text{CPC}}$	Potência aparente definida na Teoria CPC

$S^{\text{IEEE}}$	Potência aparente definida na Norma IEEE 1459-2010
$S_1^{\text{IEEE}}$	Potência aparente fundamental definida na Norma IEEE 1459-2010
$S_H^{\text{IEEE}}$	Potência aparente harmônica definida na Norma IEEE 1459-2010
$S_N^{\text{IEEE}}$	Potência aparente não-fundamental definida na Norma IEEE 1459-2010
$S^{\otimes}$	Potência aparente proposta
$S_I^{\otimes}$	Componente da potência aparente associada à resistência
$S_{II}^{\otimes}$	Componente da potência aparente associada à reatância
$S_{III}^{\otimes}$	Componente residual da potência aparente
$\sigma$	Largura da janela
$\sigma_x$	Desvio padrão do ruído
$t$	Indexador do tempo contínuo
$T$	Período
$T_s$	Intervalo de amostragem
$\tau$	Indexador do tempo contínuo
$\theta_v$	Ângulo de fase da tensão
$\theta_{v_h}$	Ângulo de fase da tensão para a $h$ -ésima componente de frequência
$u(t)$	Função degrau unitário
$v(t)$	Sinal contínuo de tensão
$v_p$	Valor de pico da tensão
$v_\mu(t)$	Sinal contínuo de tensão na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$V_\mu$	Valor eficaz da tensão na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$V$	Valor eficaz da tensão
$V_h$	Valor eficaz da tensão para a $h$ -ésima componente de frequência
$V_\mu$	Valor eficaz da tensão na fase $\mu$ ( $\mu \in \{a, b, c\}$ )
$V_H^{\text{IEEE}}$	Valor eficaz não-fundamental da tensão definido na Norma IEEE 1459-2010
$\vartheta$	Fator de escala
$\varpi$	Fator translação
$w(t)$	Função janela
$X$	Reatância
$X_{\text{TFC}}(f)$	TFC de um sinal $x(t)$

$X_{\text{TFTD}}(f)$	TFTD de um sinal $x[n]$
$X_{\text{TFD}}[k]$	TFD de um sinal $x[n]$
$X_{\text{STFT}}(\tau, f)$	STFT de um sinal $x(t)$
$X_{\text{TWC}}(r, s)$	TWC de um sinal $x(t)$
$X_{\text{TSC}}(\tau, f)$	TSC de um sinal $x(t)$
$X_{\text{TSD}}[\xi, m]$	TSD de um sinal $x[\xi]$
$\xi$	Indexador do tempo discreto
$Z$	Impedância
$\hat{Z}$	Impedância complexa
$Z_L$	Impedância entre a fonte de tensão e o PAC
$\mathbb{Z}$	Conjunto dos números inteiros
$\mathbb{Z}^+$	Conjunto dos números inteiros positivos

---

# SUMÁRIO

---

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação	2
1.2	Objetivos	3
1.3	Evolução da pesquisa e contribuições	3
1.4	Organização do texto	5
<b>2</b>	<b>Potência elétrica em condições senoidais</b>	<b>7</b>
2.1	Sistemas monofásicos	7
2.2	Sistemas trifásicos	10
2.2.1	Circuito simétrico	11
2.2.2	Circuito assimétrico	13
2.3	Notação fasorial	16
2.4	Potência complexa	17
<b>3</b>	<b>Potência elétrica em condições não-senoidais</b>	<b>19</b>
3.1	Contexto histórico	19
3.2	Budeanu (1927)	21
3.3	Fryze (1931)	22
3.4	Teoria CPC	23
3.5	Norma IEEE 1459-2010	26
<b>4</b>	<b>Fundamentos da transformada de Stockwell</b>	<b>29</b>
4.1	Contextualização	29
4.2	Transformada de Stockwell contínua (TSC)	33
4.3	Transformada de Stockwell discreta (TSD)	36
4.3.1	Esforço computacional	37
4.4	Testes de desempenho	38
4.4.1	Estimação do valor RMS e da fase de componentes de frequência	38
4.4.1.1	Sinal senoidal estacionário ( $s^A[\xi]$ )	38
4.4.1.2	Sinal não-senoidal estacionário ( $s^B[\xi]$ )	39
4.4.1.3	Sinal não-senoidal estacionário ( $s^C[\xi]$ )	41
4.4.1.4	Sinal não-senoidal estacionário ( $s^D[\xi]$ )	42
4.4.1.5	Sinal com componente fundamental não-estacionária ( $s^E[\xi]$ )	43
4.4.1.6	Sinal com componentes de frequência não-estacionárias ( $s^F[\xi]$ )	44
4.4.1.7	Sinal com desvio de frequência ( $s^G[\xi]$ )	45
4.4.2	Sensibilidade ao ruído	48

<b>5</b>	<b>Estado da Arte</b>	<b>55</b>
5.1	Contextualização	55
5.2	Teorias de potência	58
5.3	Estimação de potência via análise em tempo-frequência	64
5.3.1	Síntese bibliográfica	68
<b>6</b>	<b>Método para cálculo de potências proposto</b>	<b>73</b>
6.1	Premissas	73
6.2	Desenvolvimento	75
6.2.1	Potência aparente	76
6.2.2	Componente associada à resistência do circuito	78
6.2.3	Componente associada à reatância do circuito	80
6.2.4	Componente residual da potência aparente	83
6.2.5	Decomposição da potência aparente	84
6.2.6	Epítome	85
6.3	Notação simplificada	85
6.4	Comparativo com as definições da Teoria CPC e da Norma IEEE 1459-2010	86
6.4.1	Caso 1	86
6.4.2	Caso 2	88
6.4.3	Caso 3	89
6.4.4	Caso 4	91
6.4.5	Caso 5	93
6.4.6	Caso 6	94
6.4.7	Caso 7	95
6.4.8	Síntese	97
6.5	Metodologia para estimação em tempo-frequência	98
6.5.1	Condicionamento de sinais	98
6.5.2	Representação via TSD	100
6.5.3	Estimação de potência	101
<b>7</b>	<b>Análise de desempenho do método proposto</b>	<b>103</b>
7.1	Cenário A – sinais não-senoidais com variação de frequência	103
7.2	Cenário B – sinais não-senoidais com variação aleatória	106
7.3	Cenário C – sinais não-senoidais com variação aleatória e componentes transitórias	108
7.4	Cenário D – circuito contendo variação de carga	110
7.5	Cenário E – circuito contendo um retificador <i>Boost</i> com controle por corrente média	114
7.6	Cenário F – sinais reais de uma carga não-linear	117
7.7	Cenário G – sinais reais de uma carga não-linear	120
7.8	Cenário H – sinais provenientes de eventos em um sistema de distribuição	122

7.8.1	Cenário H1 – chaveamento de banco de capacitores . . . . .	124
7.8.2	Cenário H2 – energização de linha . . . . .	125
7.8.3	Cenário H3 – falta sólida . . . . .	125
7.8.4	Cenário H4 – falta de alta impedância . . . . .	125
<b>8</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>131</b>
8.1	Propostas para trabalhos futuros . . . . .	133
8.2	Produção científica . . . . .	134
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>137</b>



# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO

---

A atenção crescente com o consumo eficiente de energia elétrica suscita a perscrutação das causas que originam as perdas, as quais são inerentes ao sistema elétrico de potência (SEP). Uma vez que a transmissão de energia não ocorre sem perdas, a energia produzida é maior do que a consumida. Por outro lado, as perdas podem ser minimizadas na condição particular de tensão e corrente senoidais e em fase, a qual constitui uma condição irreal, visto que tal predicado só poderia ser obtido em uma carga puramente resistiva alimentada por uma tensão perfeitamente senoidal. Outrossim, as correntes nas cargas geralmente não são senoidais e não estão em fase com a tensão. Isto é, ainda que fosse garantido o fornecimento de uma tensão puramente senoidal, a carga pode ocasionar uma distorção no sinal de corrente.

Nesse contexto, o conceito de qualidade da energia elétrica (QEE) emerge, o qual está relacionado com os desvios da tensão e corrente em relação a um sinal senoidal puro com frequência e amplitude constantes (DUGAN et al., 2004). A atenção com as distorções dos sinais de tensão e corrente não é um fato novo, uma vez que elas vêm sendo observadas desde a adoção da transmissão de energia elétrica em corrente alternada (ARRILLAGA; WATSON, 2003). Por outro lado, o interesse da comunidade científica com relação à QEE cresceu substancialmente a partir da disseminação de cargas não-lineares no SEP, as quais drenam correntes não-senoidais até mesmo a partir de fontes puramente senoidais (BOLLEN; GU, 2006). Ademais, conforme Ferrigno, Laracca e Pietrosanto (2008), equipamentos elétricos cujos sinais são caracterizados por um conteúdo harmônico elevado estão tão difundidos no SEP que condições senoidais não podem ser estabelecidas. Como consequência, tensão e corrente possuem característica não-senoidal. Portanto, nas condições supracitadas as perdas podem ser significativas, contribuindo decisivamente para uma redução na eficiência do consumo de energia elétrica.

A potência elétrica pode ser utilizada como um indicador para a análise do consumo de um dado sistema. Entretanto, uma das implicações da presença de sinais não-senoidais no SEP ocorre no cálculo da potência, visto que, nessas condições, as componentes de potência ativa, reativa e aparente são insuficientes para caracterizar completamente a transferência de energia em um circuito. Destarte, a teoria tradicional de potências é inadequada quando aplicada a sinais que contêm distorção. Este tema representa não somente um problema acadêmico relacionado à transferência de energia entre fonte e

carga, mas também está associado a efeitos econômicos, visto que está relacionado ao faturamento da energia elétrica.

Uma vez que a potência é uma consequência da tensão e da corrente, a caracterização destes sinais constitui uma etapa que não pode ser negligenciada. O conteúdo dos sinais de tensão e corrente varia no tempo, o que se deve às mudanças que ocorrem no SEP, muitas das quais são associadas à configuração do sistema e às condições das cargas (EMANUEL et al., 1991; CAVALLINI; MONTANARI; CACCIARI, 1995; BAGHZOUZ et al., 2002). Ademais, a característica dos sinais pode ser alterada em decorrência de outros eventos, uma vez que o SEP é susceptível a perturbações comumente denotadas como distúrbios de QEE. Segundo Singh, Chandra e Al-Haddad (2015), a classificação dos distúrbios de QEE pode ser realizada a partir das características dos sinais: distúrbios estacionários, como distorção harmônica, por exemplo; e distúrbios não-estacionários, tais como transitórios e variações de frequência. Logo, tensão e corrente correspondem a sinais não-estacionários, os quais possuem características que variam com o tempo. Assim, a análise da QEE de um SEP também deve se atentar à natureza estocástica dos sinais de tensão e corrente.

Diante do exposto, torna-se fundamental a busca por uma caracterização a mais correta possível da potência elétrica em condições não-senoidais, a qual deve ser adequada para sinais não-estacionários. Associado a isso, o fato deste tema estar intimamente relacionado com a eficiência de utilização do SEP corrobora para que a caracterização da potência elétrica constitua um terreno fértil para o desenvolvimento de pesquisas.

## 1.1 Motivação

Segundo Benysek e Pasko (2012), os problemas de QEE possuem destaque devido ao seu forte viés econômico. De modo geral, as teorias de potência visam a caracterização da eficiência de utilização do sistema e podem ser aplicadas para a melhoria e otimização do consumo de energia. Embora o conceito da potência ativa seja amplamente aceito e difundido, os conceitos de potência aparente e reativa estão sujeitos a erros significativos quando tensão e corrente possuem distorção (EMANUEL, 2010).

Essa conjuntura exige que sejam feitos estudos para a busca de uma solução para o cálculo de potência em condições não-senoidais. A partir de uma melhor discussão sobre esse tema é possível quantificar de maneira mais apropriada a origem das perdas de energia em um SEP. Uma correta caracterização das perdas pode possibilitar o aperfeiçoamento de técnicas para a sua mitigação, o que reverberará em uma redução das perdas financeiras. Nesse contexto, evidencia-se que uma melhor quantificação das potências constitui uma etapa importante para o entendimento, minimização e detecção dos problemas de QEE.

## 1.2 Objetivos

Esta tese tem como objetivo geral propor um método para o cálculo de potência em condições não-senoidais voltado para aplicações *offline*. Como objetivos específicos, os seguintes itens podem ser listados:

- Realizar uma análise crítica sobre as teorias de potência mais relevantes na literatura, evidenciando as respectivas potencialidades e limitações;
- Desenvolver uma nova teoria para cálculo de potência em condições não-senoidais no domínio da frequência;
- Aplicar a transformada de Stockwell (TS) para a extração das características dos sinais de tensão e corrente, provendo uma representação adequada para condições não-estacionárias, as quais são predominantes durante a ocorrência de distúrbios e eventos em sistemas elétricos;
- Comparar o método proposto com outras abordagens na literatura;
- A partir do método proposto, extrair padrões para detecção de distúrbios transitórios provenientes de eventos em sistemas elétricos.

## 1.3 Evolução da pesquisa e contribuições

A pesquisa concernente ao tema desta tese teve início na Dissertação de Mestrado do autor desta tese (COELHO, 2018), na qual foram analisados diferentes métodos para cálculo de potência elétrica em condições não-senoidais. Apesar de ser possível apontar definições equivocadas nas teorias de potência, a comparação entre os resultados de diferentes teorias revelou ser uma tarefa difícil e ilusória<sup>1</sup>. Além disso, não foi possível verificar se as potências aparente e reativa poderiam ser comparadas, mesmo diante de teorias de potência distintas. Este fato motivou o estudo dos conceitos fundamentais associados à caracterização destas potências, conforme diferentes definições. Desse modo, foi possível constatar que, embora possuam a mesma nomenclatura para diferentes teorias de potência, estas grandezas podem representar ocorrências e distúrbios distintos em um sistema (COELHO et al., 2020).

Superado o obstáculo do entendimento pleno dos conceitos associados às potências, o levantamento inicial do estado da arte evidenciou a existência de métodos para cálculo de potência baseados no domínio tempo-frequência. A partir de então, efetuou-se um estudo

---

<sup>1</sup> Geralmente existem componentes de potência com o mesmo nome, apesar de serem definidas por teorias de potência distintas. A título de exemplo, a potência reativa da Norma IEEE 1459-2010 (IEEE, 2010) é totalmente diferente da potência reativa de Budeanu (BUDEANU, 1927). Apesar de possuírem o mesmo nome, é preciso se ater às diferenças conceituais entre essas grandezas para ser possível compará-las. Isto é, uma comparação meramente numérica pode acarretar uma análise equivocada.

minucioso da caracterização de sinais em tempo-frequência a partir da transformada de Fourier de tempo curto (STFT) e da transformada wavelet (TW), as quais, conforme análise do estado da arte, correspondiam às ferramentas utilizadas para o cálculo de potência via análise em tempo-frequência. Ademais, foram analisados diversos métodos de cálculo de potência a partir da representação em tempo-frequência, o que possibilitou um levantamento dos pontos positivos e limitações associados a cada um deles.

Constatou-se que a maioria dos métodos para cálculo de potência baseados em tempo-frequência é fundamentada na TW. Por esse motivo, realizou-se um estudo detalhado das características dessa ferramenta, de modo a avaliar seus pontos positivos e negativos, conforme Coelho e Brito (2020a), Coelho, Lima e Brito (2020), Coelho, Silva e Brito (2020) e Coelho e Brito (2021).

Em seguida, avaliou-se o uso da TS para a caracterização de sinais não-estacionários. Diante do bom desempenho desta ferramenta, optou-se pelo seu uso para fundamentar o desenvolvimento de um método para cálculo de potência. Apesar da TS já ter sido aplicada para a caracterização de distúrbios de QEE, o seu emprego para o cálculo de potência ainda não havia sido realizado. Inicialmente, aplicou-se a representação provida pela TS para a estimação das grandezas contidas na Norma IEEE 1459-2010 (COELHO; BRITO, 2020b) e, em seguida, para o cálculo das potências definidas na Teoria das componentes físicas das correntes (CPC) (COELHO; LIMA; BRITO, 2022).

Embora a Norma IEEE 1459-2010 e a Teoria CPC correspondam às definições mais difundidas para o cálculo de potência no domínio da frequência, alguns de seus conceitos podem ser questionados, o que evidencia que este tema ainda está sob discussão. Desse modo, pressupõe-se os seguintes pontos como principais contribuições desta pesquisa:

- Levantamento bibliográfico acerca da caracterização da potência elétrica em condições não-senoidais, evidenciando as lacunas observadas nas principais teorias de potência;
- Proposição de uma teoria para cálculo de potência em condições não-senoidais, incluindo novas componentes de potência;
- Caracterização do desempenho da TS para representação do valor eficaz e fase de sinais com característica não-estacionária;
- Proposição de uma ferramenta para estimar potência em sinais não-estacionários via TS;
- Introdução de um método para a detecção de distúrbios e eventos em sistemas elétricos a partir das componentes de potência propostas.

## 1.4 Organização do texto

Esta tese está organizada em oito Capítulos, incluindo este capítulo introdutório, conforme a seguir:

- Capítulo 2. Potência elétrica em condições senoidais: síntese das definições de potência em condições senoidais;
- Capítulo 3. Potência elétrica em condições não-senoidais: descrição do problema para o cálculo de potência em condições não-senoidais e compêndio de diferentes teorias de potência;
- Capítulo 4. Fundamentos da transformada de Stockwell: contextualização da caracterização de sinais no domínio da frequência, visão geral e testes de desempenho da TS;
- Capítulo 5. Estado da arte: estudo aprofundado sobre a potência elétrica e o desenvolvimento de teorias de potência para caracterizar sistemas não-senoidais, bem como a análise da utilização de transformadas para o cálculo de potência;
- Capítulo 6. Método para cálculo de potências proposto: pormenorização do método proposto, comparativo numérico com as definições da Teoria CPC e da Norma IEEE 1459-2010, e proposição da metodologia para estimação de potência em tempo-frequência;
- Capítulo 7. Análise de desempenho do método proposto: apresentação dos cenários de teste para avaliar o método proposto e análise de resultados;
- Capítulo 8. Conclusões: apresentação das conclusões, das propostas para trabalhos futuros e da produção bibliográfica diretamente proveniente desta tese.



## CAPÍTULO 2

---

# POTÊNCIA ELÉTRICA EM CONDIÇÕES SENOIDAIS

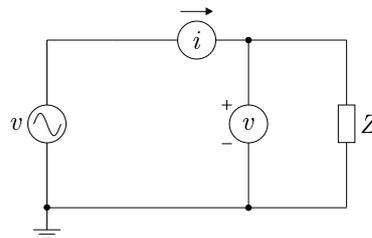
---

As definições de potência em sistemas monofásicos que contêm tensões e correntes senoidais são aceitas universalmente. Por outro lado, quando se trata de sistemas trifásicos, o consenso com relação às definições de potência ocorre apenas quando há condições senoidais e simetria entre as fases. Isto é, até mesmo no campo da idealidade senoidal, há minúcias no que concerne à potência elétrica em sistemas trifásicos. Destarte, esta seção é destinada à apresentação de uma síntese dos conceitos e princípios dos fundamentos matemáticos para o estudo da potência elétrica em condições senoidais.

### 2.1 Sistemas monofásicos

Os conceitos de potência em circuitos de corrente alternada são estabelecidos em Steinmetz (1897), no qual são prescritas as definições de potência ativa, reativa e aparente. Para explanar esses conceitos, estabelece-se o circuito ideal monofásico ilustrado na Figura 1, o qual contém uma fonte de tensão senoidal e uma carga linear.

Figura 1 – Circuito monofásico.



Fonte: autoria própria.

Assumindo o circuito da Figura 1 como referência, têm-se os seguintes valores instantâneos de tensão e de corrente:

$$v(t) = v_p \operatorname{sen}(\omega t - \theta_v) = \sqrt{2}V \operatorname{sen}(\omega t - \theta_v), \quad (1)$$

$$i(t) = i_p \operatorname{sen}(\omega t - \alpha_i) = \sqrt{2}I \operatorname{sen}(\omega t - \alpha_i), \quad (2)$$

em que  $v_p$  e  $i_p$  são os valores de pico de tensão e corrente, respectivamente;  $\omega$  é a frequência angular, dada em rad/s ( $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1/T$  corresponde à frequência instantânea, em Hz

e  $T$  denota o período do sinal),  $\theta_v$  e  $\alpha_i$  representam o ângulo de fase dos sinais de tensão e de corrente, respectivamente,  $V$  e  $I$  são os valores eficazes (RMS) da tensão e da corrente, respectivamente.

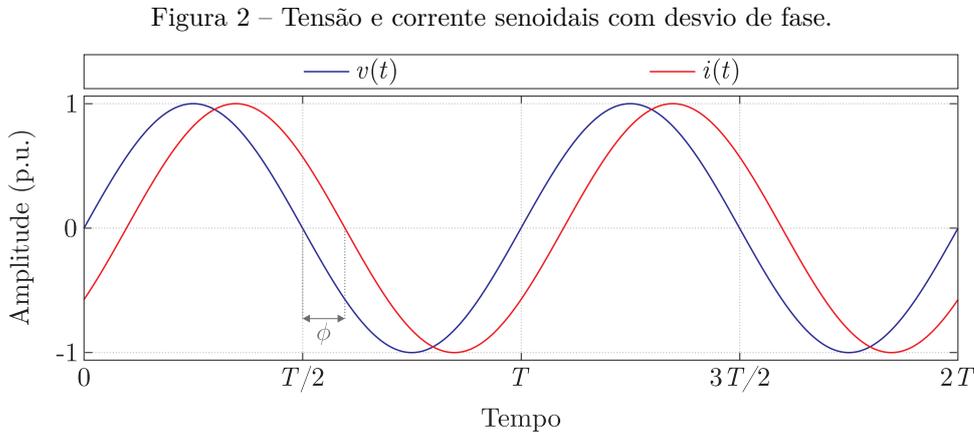
Admitindo o sinal de tensão como referência,  $v(t)$  e  $i(t)$  podem ser expressas conforme:

$$v(t) = \sqrt{2}V \operatorname{sen}(\omega t - \theta_v + \theta_v) = \sqrt{2}V \operatorname{sen}(\omega t), \quad (3)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \operatorname{sen}(\omega t - \alpha_i + \theta_v) = \sqrt{2}I \operatorname{sen}(\omega t + \phi), \quad (4)$$

em que  $\phi = \theta_v - \alpha_i$  representa o desvio de fase entre tensão e corrente.

Na Figura 2 são ilustrados sinais de tensão e corrente senoidais com um desvio de fase de  $\phi$ .



A potência instantânea é definida como o produto entre os valores instantâneos da tensão e da corrente:

$$\begin{aligned} p(t) &= v(t)i(t) \\ &= 2VI \operatorname{sen}(\omega t) \operatorname{sen}(\omega t + \phi) \\ &= VI \cos(-\phi) - VI \cos(2\omega t + \phi) \\ &= VI \cos(\phi) - VI \cos(2\omega t + \phi). \end{aligned} \quad (5)$$

A partir da Equação (5), constata-se que a potência instantânea de um sistema monofásico não é constante, uma vez que ela possui uma componente oscilante com o dobro da frequência da rede ( $VI \cos(2\omega t + \phi)$ ) adicionada a uma componente contínua ( $VI \cos(\phi)$ ). Ademais, é possível reescrever a Equação (5) conforme:

$$\begin{aligned} p(t) &= VI \cos(\phi) - VI (\cos(2\omega t) \cos(\phi) + \operatorname{sen}(2\omega t) \operatorname{sen}(\phi)) \\ &= \underbrace{VI \cos(\phi) (1 - \cos(2\omega t))}_{p_1(t)} - \underbrace{VI \operatorname{sen}(\phi) \operatorname{sen}(2\omega t)}_{p_2(t)}. \end{aligned} \quad (6)$$

As duas parcelas contidas na Equação (6) representam componentes da potência instantânea que podem ser interpretadas como (KERCHNER; CORCORAN, 1938; AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007):

- $p_1(t)$ : possui um valor médio igual a  $VI \cos(\phi)$  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  $-90^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$ ;
- $p_2(t)$ : representa uma componente que oscila com o dobro da frequência da rede, cujo valor de pico é igual a  $VI \sin(\phi)$ . Esta componente da potência instantânea possui valor médio nulo.

O valor médio de  $p_1(t)$  é definido como a potência ativa,  $P$ , enquanto o valor de pico de  $p_2(t)$  corresponde à potência reativa,  $Q$ . Isto é,

$$P = VI \cos(\phi), \quad (7)$$

$$Q = VI \sin(\phi). \quad (8)$$

Em condições senoidais, a potência ativa corresponde à parcela de potência que é efetivamente consumida em um circuito. Por outro lado, a potência reativa quantifica uma parcela de potência que não realiza trabalho, a qual, em condições senoidais, é proporcional à amplitude da componente alternada da potência instantânea resultante da reatância do circuito (CURTIS; SILSBEE, 1935). No Sistema Internacional de Unidades (SI), as potências ativa e reativa são definidas em watt (W) e em volt-ampère reativo (var), respectivamente.

Substituindo as Equações (7) e (8) na Equação (6), obtém-se a seguinte expressão para a potência instantânea:

$$p(t) = P(1 - \cos(2\omega t)) - Q \sin(2\omega t). \quad (9)$$

Além das potências ativa e reativa, outra componente elementar da potência elétrica é a potência aparente,  $S$ , cuja unidade no SI é o volt-ampère (VA):

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (10)$$

A potência aparente representa a potência ativa máxima que poderia ser fornecida por uma fonte de tensão, assumindo que as perdas na linha e na carga (tensão e corrente) são mantidas constantes (EMANUEL, 1993). Em suma, três quantidades podem ser associadas com a potência instantânea (DUGAN et al., 2004):

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

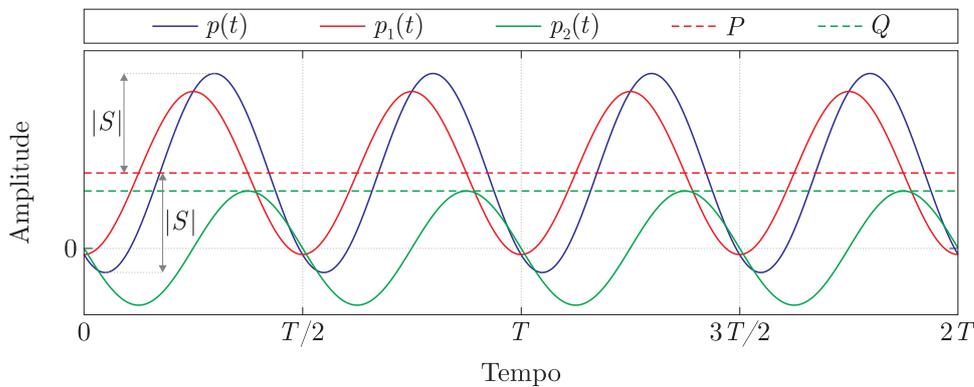
- $Q$ : parcela da potência aparente que está defasada, ou em quadratura, com a potência ativa.

Ainda da Equação (5), pode-se expressar a potência instantânea como:

$$p(t) = P - S \cos(2\omega t + \phi). \quad (11)$$

Desse modo, pode-se representar graficamente  $S$ ,  $P$  e  $Q$  a partir da potência instantânea, conforme ilustrado na Figura 3.

Figura 3 – Potência instantânea de um sistema monofásico e suas parcelas.



Fonte: autoria própria.

Além das grandezas fundamentais,  $S$ ,  $P$  e  $Q$ , o fator de potência pode ser utilizado como um parâmetro para análise do sistema, o qual é definido como a razão entre a potência ativa e a potência aparente:

$$FP = \frac{P}{S} = \cos(\phi). \quad (12)$$

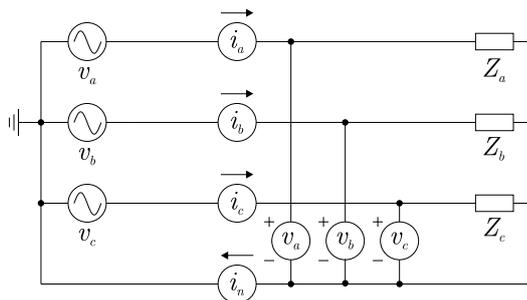
O fator de potência é a relação entre a potência ativa e a potência máxima que poderia ser produzida, mantendo-se constantes os valores eficazes de tensão e corrente (LYON, 1933). Isto é, o  $FP$  indica a eficiência de utilização do sistema, uma vez que representa a fração da máxima potência que poderia ser transferida para a carga.

## 2.2 Sistemas trifásicos

Um sistema trifásico consiste na interligação, em estrela ou triângulo, de três circuitos monofásicos, com ou sem condutor de retorno. Na Figura 4 é ilustrado um circuito trifásico conectado em estrela com condutor neutro.

Sistemas trifásicos podem ser divididos em grupos de circuitos monofásicos apenas quando há simetria (CURTIS; SILSBEE, 1935), conforme discutido a seguir.

Figura 4 – Circuito trifásico em estrela com condutor neutro.



Fonte: autoria própria.

### 2.2.1 Circuito simétrico

Para o caso simétrico as tensões são balanceadas, logo possuem o mesmo valor de pico e são defasadas de  $120^\circ$  entre si. Além disso, têm-se cargas equilibradas, as quais são iguais em cada uma das fases. Desse modo, a defasagem entre os sinais de tensão e corrente será constante, independentemente da fase. Portanto,

$$V_a = V_b = V_c = V_{3\phi}, \quad (13)$$

$$Z_a = Z_b = Z_c = Z_{3\phi}, \quad (14)$$

$$\phi_a = \phi_b = \phi_c = \phi_{3\phi}, \quad (15)$$

$$I_a = I_b = I_c = I_{3\phi}. \quad (16)$$

em que  $V_\mu$  e  $I_\mu$  correspondem aos valores eficazes das tensões e correntes, respectivamente, na fase  $\mu$  ( $\mu \in \{a, b, c\}$ ),  $Z_\mu$  denota a impedância da carga da fase  $\mu$  e  $\phi_\mu$  representa a defasagem entre os sinais de tensão e corrente da fase  $\mu$ .

Neste caso, as tensões e correntes instantâneas em cada uma das fases são dadas por:

$$v_a(t) = \sqrt{2}V_{3\phi} \text{sen}(\omega t), \quad (17)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2}V_{3\phi} \text{sen}(\omega t - 120^\circ), \quad (18)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2}V_{3\phi} \text{sen}(\omega t + 120^\circ), \quad (19)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2}I_{3\phi} \text{sen}(\omega t - \phi_{3\phi}), \quad (20)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2}I_{3\phi} \text{sen}(\omega t - 120^\circ - \phi_{3\phi}), \quad (21)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2}I_{3\phi} \text{sen}(\omega t + 120^\circ - \phi_{3\phi}). \quad (22)$$

Na condição de simetria, a soma das tensões e correntes instantâneas é nula:

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0, \quad (23)$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = i_n(t) = 0. \quad (24)$$

Portanto, como a corrente do neutro é nula, não há queda de tensão nesse condutor. Isto é, ele pode ser eliminado do circuito sem que a operação do sistema seja afetada.

A potência instantânea trifásica é dada pela soma das potências instantâneas em cada uma das fases:

$$p_{3\phi}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t), \quad (25)$$

em que  $p_a(t)$ ,  $p_b(t)$  e  $p_c(t)$  são representadas de maneira similar ao sistema monofásico supra apresentado, isto é,

$$p_a(t) = V_{3\phi}I_{3\phi} \cos(\phi_{3\phi}) (1 - \cos(2\omega t)) - V_{3\phi}I_{3\phi} \sin(\phi_{3\phi}) \sin(2\omega t), \quad (26)$$

$$p_b(t) = V_{3\phi}I_{3\phi} \cos(\phi_{3\phi}) (1 - \cos(2(\omega t - 120^\circ))) - V_{3\phi}I_{3\phi} \sin(\phi_{3\phi}) \sin(2(\omega t - 120^\circ)), \quad (27)$$

$$p_c(t) = V_{3\phi}I_{3\phi} \cos(\phi_{3\phi}) (1 - \cos(2(\omega t + 120^\circ))) - V_{3\phi}I_{3\phi} \sin(\phi_{3\phi}) \sin(2(\omega t + 120^\circ)). \quad (28)$$

A soma das potências instantâneas é descrita conforme:

$$p_{3\phi}(t) = 3V_{3\phi}I_{3\phi} \cos(\phi_{3\phi}) - V_{3\phi}I_{3\phi} \cos(\phi_{3\phi}) (\cos(2\omega t) + \cos(2(\omega t - 120^\circ)) + \cos(2(\omega t + 120^\circ))) - V_{3\phi}I_{3\phi} \sin(\phi_{3\phi}) (\sin(2\omega t) + \sin(2(\omega t - 120^\circ)) + \sin(2(\omega t + 120^\circ))), \quad (29)$$

que resulta em:

$$p_{3\phi}(t) = 3V_{3\phi}I_{3\phi} \cos(\phi_{3\phi}). \quad (30)$$

A potência ativa de um sistema trifásico simétrico é obtida a partir do valor médio de  $p_{3\phi}(t)$ , isto é,

$$P_{3\phi} = 3V_{3\phi}I_{3\phi} \cos(\phi_{3\phi}). \quad (31)$$

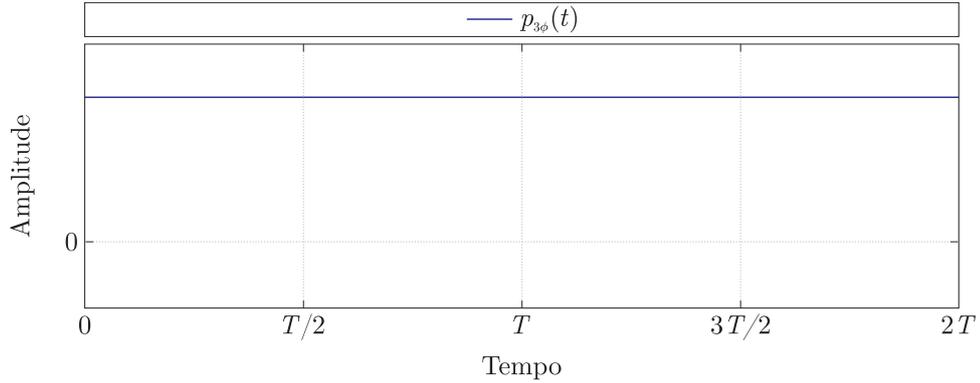
Logo, para sistemas trifásicos simétricos, a potência ativa é igual à potência instantânea do circuito, que é constante, independentemente do tipo de carga do circuito. A representação da potência instantânea em um sistema trifásico simétrico é ilustrada na Figura 5.

Neste caso, diferentemente do sistema monofásico, a potência instantânea do sistema trifásico não pode ser associada às componentes de potência reativa e aparente. Por sua vez, as referidas componentes são dadas por:

$$Q_{3\phi} = 3V_{3\phi}I_{3\phi} \sin(\phi_{3\phi}), \quad (32)$$

$$S_{3\phi} = 3V_{3\phi}I_{3\phi}. \quad (33)$$

Figura 5 – Potência instantânea de um sistema trifásico simétrico.



Fonte: autoria própria.

Portanto, o fator de potência para um sistema trifásico simétrico pode ser definido a partir de:

$$FP_{3\phi} = \frac{P_{3\phi}}{S_{3\phi}} = \cos(\phi_{3\phi}). \quad (34)$$

### 2.2.2 Circuito assimétrico

Em condições assimétricas as tensões são desbalanceadas, logo, não possuem o mesmo valor de pico e a defasagem pode não ser de  $120^\circ$  entre as fases. O desbalanço entre as tensões reverbera em correntes que geralmente possuem amplitudes diferentes, até mesmo para cargas equilibradas. Nestas condições, as tensões e correntes são dadas por:

$$v_a(t) = \sqrt{2}V_a \text{sen}(\omega t - \theta_{v_a}), \quad (35)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2}V_b \text{sen}(\omega t - 120^\circ - \theta_{v_b}), \quad (36)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2}V_c \text{sen}(\omega t + 120^\circ - \theta_{v_c}), \quad (37)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2}I_a \text{sen}(\omega t - \alpha_{i_a}), \quad (38)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2}I_b \text{sen}(\omega t - 120^\circ - \alpha_{i_b}), \quad (39)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2}I_c \text{sen}(\omega t + 120^\circ - \alpha_{i_c}). \quad (40)$$

Neste caso, se existir condutor neutro no sistema, haverá uma corrente resultante da soma das correntes de cada fase:

$$i_n(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) \neq 0. \quad (41)$$

A potência instantânea de cada fase é dada por:

$$p_a(t) = V_a I_a \cos(\phi_a) (1 - \cos(2(\omega t - \theta_{v_a}))) - V_a I_a \sin(\phi_a) \sin(2(\omega t - \theta_{v_a})), \quad (42)$$

$$p_b(t) = V_b I_b \cos(\phi_b) (1 - \cos(2(\omega t - 120^\circ - \theta_{v_b}))) - V_b I_b \sin(\phi_b) \sin(2(\omega t - 120^\circ - \theta_{v_b})), \quad (43)$$

$$p_c(t) = V_c I_c \cos(\phi_c) (1 - \cos(2(\omega t + 120^\circ - \theta_{v_c}))) - V_c I_c \sin(\phi_c) \sin(2(\omega t + 120^\circ - \theta_{v_c})). \quad (44)$$

em que  $\phi_a = \theta_{v_a} - \alpha_{i_a}$ ,  $\phi_b = \theta_{v_b} - \alpha_{i_b}$ , e  $\phi_c = \theta_{v_c} - \alpha_{i_c}$ .

A soma das potências instantâneas de cada fase é:

$$\begin{aligned} p_{3\phi}(t) &= p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) \\ &= V_a I_a \cos(\phi_a) + V_b I_b \cos(\phi_b) + V_c I_c \cos(\phi_c) \\ &\quad - V_a I_a \cos(\phi_a) \cos(2(\omega t - \theta_{v_a})) \\ &\quad - V_a I_a \sin(\phi_a) \sin(2(\omega t - \theta_{v_a})) \\ &\quad - V_b I_b \cos(\phi_b) \cos(2(\omega t - 120^\circ - \theta_{v_b})) \\ &\quad - V_b I_b \sin(\phi_b) \sin(2(\omega t - 120^\circ - \theta_{v_b})) \\ &\quad - V_c I_c \cos(\phi_c) \cos(2(\omega t + 120^\circ - \theta_{v_c})) \\ &\quad - V_c I_c \sin(\phi_c) \sin(2(\omega t + 120^\circ - \theta_{v_c})), \end{aligned} \quad (45)$$

que resulta em:

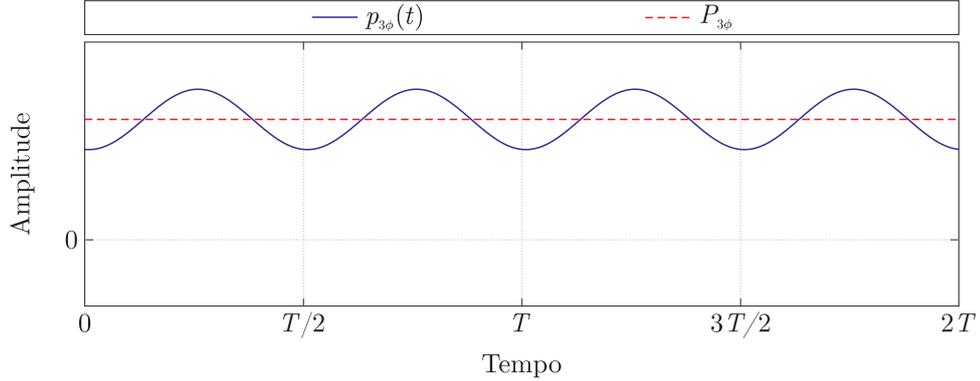
$$\begin{aligned} p_{3\phi}(t) &= \underbrace{V_a I_a \cos(\phi_a)}_{\bar{p}_a} - \underbrace{V_a I_a \cos(2(\omega t - \theta_{v_a}) - \phi_a)}_{\tilde{p}_a} \\ &\quad + \underbrace{V_b I_b \cos(\phi_b)}_{\bar{p}_b} - \underbrace{V_b I_b \cos(2(\omega t - 120^\circ - \theta_{v_b}) - \phi_b)}_{\tilde{p}_b} \\ &\quad + \underbrace{V_c I_c \cos(\phi_c)}_{\bar{p}_c} - \underbrace{V_c I_c \cos(2(\omega t + 120^\circ + \theta_{v_c}) - \phi_c)}_{\tilde{p}_c}. \end{aligned} \quad (46)$$

Assim como no caso monofásico, as parcelas contidas na Equação (46) representam as partes médias ( $\bar{p}_{a,b,c}$ ) e oscilatórias ( $\tilde{p}_{a,b,c}$ ) da potência instantânea em cada fase. Logo, a potência ativa de um sistema trifásico assimétrico é computada por:

$$\begin{aligned} P_{3\phi} &= \bar{p}_{3\phi}(t) \\ &= \bar{p}_a + \bar{p}_b + \bar{p}_c \\ &= P_a + P_b + P_c \\ &= V_a I_a \cos(\phi_a) + V_b I_b \cos(\phi_b) + V_c I_c \cos(\phi_c). \end{aligned} \quad (47)$$

Na Figura 6 é ilustrada a potência instantânea de um sistema trifásico assimétrico.

Figura 6 – Potência instantânea de um sistema trifásico assimétrico.



Fonte: autoria própria.

Portanto, diferentemente do ocorrido em sistemas monofásicos, não há como relacionar diretamente a potência instantânea de um sistema trifásico aos conceitos de potência reativa e aparente. Para o caso assimétrico, a potência reativa corresponde à soma do valor máximo das componentes oscilatórias da potência instantânea trifásica ( $\tilde{p}_{3\phi} = \tilde{p}_a + \tilde{p}_b + \tilde{p}_c$ ):

$$\begin{aligned} Q_{3\phi} &= Q_a + Q_b + Q_c \\ &= V_a I_a \text{sen}(\phi_a) + V_b I_b \text{sen}(\phi_b) + V_c I_c \text{sen}(\phi_c). \end{aligned} \quad (48)$$

Diferentes definições podem ser aplicadas para o cálculo da potência aparente em circuitos trifásicos assimétricos (BUCHHOLZ, 1922; EMANUEL, 2010), a saber:

$$S_{3\phi}^A = S_a + S_b + S_c, \quad (49)$$

$$S_{3\phi}^V = \sqrt{P_{3\phi}^2 + Q_{3\phi}^2}, \quad (50)$$

$$S_{3\phi}^B = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \sqrt{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}, \quad (51)$$

em que  $S_{3\phi}^A$ ,  $S_{3\phi}^V$  e  $S_{3\phi}^B$  são as potências aparente aritmética, aparente vetorial e aparente de Buchholz, respectivamente, e  $S_\mu$  corresponde à potência aparente da fase  $\mu$  ( $S_\mu = V_\mu I_\mu$ ).

Destarte, a potência aparente pode resultar em valores distintos, a depender da definição adotada. Desse modo, cada definição reverberará em fatores de potência diferentes, o que pode afetar a análise do circuito em questão. Czarnecki (2000) esclareceu esse tópico, ao demonstrar que  $S_{3\phi}^A$  e  $S_{3\phi}^V$  não caracterizam adequadamente o aumento da perda de potência na fonte de alimentação devido ao desequilíbrio das cargas trifásicas. Isto é, considerando circuitos trifásicos assimétricos, apenas a definição de Buchholz é adequada para a análise da potência aparente. Contudo, é importante ressaltar que na condição de simetria, as três definições são equivalentes ( $S_{3\phi}^A = S_{3\phi}^V = S_{3\phi}^B$ ).

Por sua vez, o fator de potência para circuitos assimétricos pode ser calculado

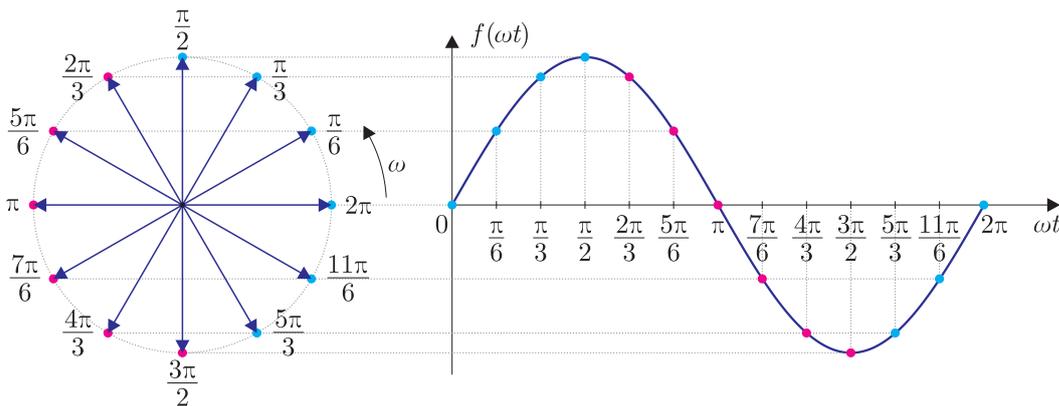
conforme:

$$FP = \frac{P_{3\phi}}{S_{3\phi}^B}. \quad (52)$$

## 2.3 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. Nesse contexto, introduz-se o fasor, o qual é uma forma de caracterizar um sinal senoidal especificando a sua amplitude e o ângulo em relação a uma referência, normalmente a tensão. O mapeamento complexo oferece ótimas conveniências para tal caracterização: enquanto um objeto traçando uma senoide 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 senoide e frequência angular constante  $\omega$ , conforme ilustrado na Figura 7.

Figura 7 – Mapeamento complexo de uma função senoidal.



Fonte: autoria própria.

Uma função senoidal com uma dada frequência angular  $\omega$  e fase  $\phi$  pode ser representada por:

$$f(t) = f_p \text{sen}(\omega t + \phi) = \sqrt{2}F \text{sen}(\omega t + \phi), \quad (53)$$

em que  $f_p$  e  $F$  são os valores de pico e eficaz da função  $f(t)$ , respectivamente.

Assumindo que tensões e correntes oscilam na mesma frequência, a representação da frequência é ignorada na notação fasorial. Logo, a representação fasorial de  $f(t)$  é da forma:

$$\hat{F} = F \angle \phi. \quad (54)$$

Apesar das suas muitas vantagens, a representação fasorial não fornece informações sobre o tempo e a frequência do sinal. O fasor também pode ser representado por números complexos na notação cartesiana:

$$\hat{F} = \text{Re}(F) + j\text{Im}(F) = \sqrt{2}F (\cos(\phi) + j \text{sen}(\phi)), \quad (55)$$

em que  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\text{Re}(\cdot)$  denota o operador real, e  $\text{Im}(\cdot)$  representa o operador imaginário.

O ângulo de deslocamento entre os fasores de tensão e corrente é dado por  $\phi$ . Um valor de  $\phi$  positivo denota que o fasor de corrente está adiantado em relação ao fasor de tensão (Figura 8(a)), enquanto que um  $\phi$  negativo indica que o fasor de corrente está atrasado em relação ao fasor de tensão (Figura 8(b)). Neste sentido, as cargas indutivas são caracterizadas por apresentarem a corrente atrasada em relação à tensão, enquanto que em cargas capacitivas a corrente está adiantada da tensão.

Figura 8 – Defasamento angular entre fasores de tensão e de corrente: (a) corrente adiantada da tensão e (b) tensão adiantada da corrente.



Fonte: autoria própria.

A relação entre os fasores de tensão e corrente é igual a um número complexo, definido como impedância complexa,  $\hat{Z}$ , dada por:

$$\hat{Z} = \frac{\hat{V}}{\hat{I}} = \frac{V/\theta_v}{I/\alpha_i} = \frac{V}{I} \angle \theta_v - \alpha_i = Z \angle \phi. \quad (56)$$

## 2.4 Potência complexa

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

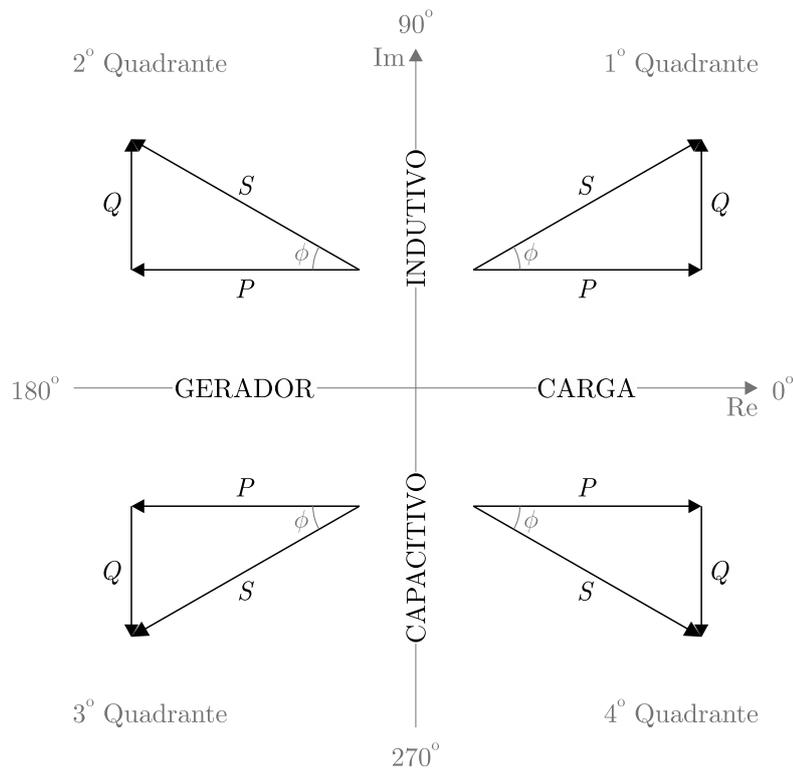
$$\hat{S} = \hat{V} \hat{I}^* = (V/\theta_v)(I/\underline{\alpha}_i) = S \angle \phi = P + jQ, \quad (57)$$

em que  $*$  denota o conjugado complexo.

O conceito de potência complexa permite a representação gráfica denominada triângulos de potências, conforme ilustrado na Figura 9.

Desse modo, é possível relacionar a diferença de fase entre tensão e corrente com a direção do fluxo de potência (BOURBONNAIS II; LUNAS, 1967). Isto é, cada quadrante apresentado na Figura 9 pode identificar a potência aparente em relação às direções de fluxo relativas às potências ativas e reativas.

Figura 9 – Triângulos de potências.



Fonte: adaptado de Stevens (1983).

## Considerações finais

Este capítulo apresentou um resumo dos conceitos associados à representação da potência elétrica em condições senoidais. O objetivo foi apresentar os fundamentos da caracterização de potências para sinais puramente senoidais, o que constitui a base para o entendimento das demais definições apresentadas ao longo desta tese.

## CAPÍTULO 3

---

# POTÊNCIA ELÉTRICA EM CONDIÇÕES NÃO-SENOIDAIS

---

Diferentemente da situação senoidal, onde tensão e corrente possuem conteúdo em frequência apenas para a componente fundamental, em condições não-senoidais esses sinais possuem diversas componentes de frequência. Nesse cenário, as componentes de potência não são obtidas conforme o desenvolvimento apresentado no capítulo anterior. Isto posto, neste capítulo será tratado o contexto histórico do cálculo de potência em condições não-senoidais, bem como serão apresentadas algumas das principais definições de potência para as condições supramencionadas. Todavia, há de se ressaltar que este capítulo não objetiva uma análise crítica dos métodos para cálculo de potência, a qual é relatada no Capítulo 5.

### 3.1 Contexto histórico

Conforme apresentado no capítulo anterior, as primeiras definições de potência para circuitos monofásicos de corrente alternada foram propostas por Steinmetz (1897), que definiu os conceitos relacionados à potência aparente, à potência ativa, à potência reativa e o fator de potência, os quais são aceitos universalmente em circuitos monofásicos e polifásicos simétricos com tensões e correntes senoidais. Por outro lado, a extensão dessas definições para casos mais complicados, onde as correntes e tensões não são senoidais e os circuitos são assimétricos apresenta dificuldades (CURTIS; SILSBEE, 1935).

A disseminação da transmissão de energia em circuitos trifásicos motivou estudos relacionados ao desbalanço de tensão e ao desequilíbrio de carga. Assim, em Fortescue (1918) foi publicada a teoria das componentes simétricas, que quantificou parte destes problemas. A partir de Fortescue (1920), pode-se representar a potência a partir das componentes simétricas. Ainda assim, questionou-se a interpretação que as definições de potência propostas por Steinmetz (1897) poderiam acarretar em circuitos polifásicos assimétricos (LYON, 1920; BUCHHOLZ, 1922). Em trabalho posterior, Fortescue (1923) definiu uma parcela de potência associada ao desbalanço do sistema, a qual deveria assumir uma ordem de importância similar à potência reativa, uma vez que estimaria o impacto das perdas associadas à assimetria do sistema.

No entanto, até mesmo considerando condições senoidais, conforme salientado em Silsbee (1920), as diferentes definições de fator de potência poderiam causar equívocos na análise de sistemas polifásicos assimétricos. Ademais, exceto nas condições mais simples de tensões equilibradas e sinais senoidais, a caracterização da relação que a potência reativa mantém com o fluxo de energia constitui uma tarefa complexa (PRATT, 1933).

A discussão sobre os conceitos de potência aplicáveis a situações mais gerais foi iniciada a partir de Steinmetz (1892), que constatou que cargas não-lineares poderiam ocasionar correntes distorcidas sem que houvesse um desvio de fase entre tensão e corrente. Isto é, poderia haver diferença entre volt-ampères e watts que não fosse caracterizada por alterações no ângulo de fase dos sinais. Destarte, o método de determinação da diferença entre volt-ampères e watts com base no desvio de fase entre tensão e corrente é válido apenas sob a premissa de que o sistema possui sinais senoidais.

De modo geral, Steinmetz (1892) verificou que ainda não havia como caracterizar a diferença entre volt-ampères e watts para condições não-senoidais. Matematicamente, isto pode ser expresso mediante a desigualdade de Cauchy-Schwarz (CAUCHY, 1821; STEWART, 2015):

$$\left( \int_a^b f(x)g(x) dx \right)^2 \leq \int_a^b f(x)^2 dx \int_a^b g(x)^2 dx, \quad (58)$$

expressando em termos de tensão e corrente:

$$\left( \int_0^T v(t)i(t) dt \right)^2 \leq \left( \int_0^T v(t)^2 dt \right) \left( \int_0^T i(t)^2 dt \right), \quad (59)$$

que pode ser reescrita conforme:

$$\frac{1}{T^2} \left( \int_0^T v(t)i(t) dt \right)^2 \leq \frac{1}{T^2} \left( \int_0^T v(t)^2 dt \right) \left( \int_0^T i(t)^2 dt \right), \quad (60)$$

isto é,

$$\left( \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \right)^2 \leq \left( \frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt \right) \left( \frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt \right). \quad (61)$$

Sabendo que

$$P = \left( \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \right), \quad (62)$$

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt}, \quad (63)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}, \quad (64)$$

pode-se reescrever a Equação (61) conforme

$$P^2 \leq V^2 I^2, \quad (65)$$

isto é,

$$P \leq S, \quad (66)$$

a qual, de acordo com Filipski (1993), pode ser expressa conforme:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + R_{NA}^2, \quad (67)$$

em que  $R_{NA}$  denota a potência não-ativa residual, a partir da qual foi possível associar novas parcelas à decomposição da potência aparente.

A seguir, são apresentados quatro métodos para o cálculo de potência em condições não-senoidais: os métodos de Budeanu e Fryze, que foram os pioneiros no desenvolvimento de métodos para essa condição; e os dois principais métodos baseados no domínio da frequência, a Teoria CPC, desenvolvida por Czarnecki, e a Norma IEEE 1459-2010, que corresponde ao resultado de diversos estudos realizados por Emanuel.

## 3.2 Budeanu (1927)

O primeiro modelo para cálculo de potência em sistemas monofásicos desenvolvido para condições não senoidais foi proposto por Budeanu (1927). A proposta de Budeanu é fundamentada na avaliação das componentes de frequência presentes nos sinais de tensão e corrente, os quais são descritos conforme:

$$v^B(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{N_H^B} V_h \text{sen}(\omega_h t + \theta_{v_h}), \quad (68)$$

$$i^B(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{N_H^B} I_h \text{sen}(\omega_h t + \alpha_{i_h}), \quad (69)$$

em que  $V_h$  e  $I_h$  representam os valores eficazes da tensão e da corrente para a componente de frequência  $h$ ,  $\theta_{v_h}$  e  $\alpha_{i_h}$  denotam o ângulo de fase da tensão e da corrente para a ordem  $h$ , e  $N_H^B$  corresponde à quantidade de componentes de frequência presentes na tensão e na corrente.

Conforme Equações (68) e (69), a diferença angular entre tensão e corrente para cada componente de frequência é dada por:

$$\phi_h = \theta_{v_h} - \alpha_{i_h}. \quad (70)$$

A potência aparente definida por Budeanu é expressa conforme:

$$S^{B^2} = V^2 I^2 = \sum_{h=1}^{N_H^B} V_h^2 \sum_{h=1}^{N_H^B} I_h^2 \quad (\text{VA}), \quad (71)$$

a qual pode ser decomposta em três parcelas:

$$S^{B^2} = P^{B^2} + Q^{B^2} + D^{B^2}, \quad (72)$$

em que  $P^B$ ,  $Q^B$  e  $D^B$  são a potência ativa, a potência reativa, e a potência de distorção, respectivamente. Estas componentes são descritas conforme:

$$P^B = \sum_{h=1}^{N_H^B} V_h I_h \cos(\phi_h) \quad (\text{W}), \quad (73)$$

$$Q^B = \sum_{h=1}^{N_H^B} V_h I_h \text{sen}(\phi_h) \quad (\text{var}), \quad (74)$$

$$D^B = \sqrt{\sum_{a=1}^{N_H^B-1} \sum_{b=a+1}^{N_H^B} [(V_a I_b)^2 + (V_b I_a)^2 - 2V_a V_b I_a I_b \cos(\phi_a - \phi_b)]} \quad (\text{var}). \quad (75)$$

### 3.3 Fryze (1931)

Novas definições de potência para condições não-senoidais foram propostas por Fryze (1931). Fundamentado no domínio do tempo, o método consiste na decomposição da corrente em duas componentes ortogonais, a corrente ativa,  $i_a^F(t)$ , e a corrente não-ativa,  $i_b^F(t)$ :

$$i(t) = i_a^F(t) + i_b^F(t). \quad (76)$$

A componente ativa representa a parcela de corrente indispensável para a transmissão de potência ativa, a qual possui a forma de onda da tensão. Para tanto, é definida a condutância equivalente do sistema,  $G_e^F$ , que representa uma carga puramente resistiva que absorve a mesma potência ativa da carga real do sistema. Assim,

$$\frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) (G_e^F v(t)) dt, \quad (77)$$

isto é,

$$G_e^F = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}, \quad (78)$$

ou, conforme comumente denotado na literatura,

$$G_e^F = \frac{P}{V^2}. \quad (79)$$

Portanto, a corrente ativa é obtida a partir de:

$$i_a^F(t) = G_e v(t). \quad (80)$$

Por conseguinte, a corrente não-ativa é calculada conforme:

$$i_b^F(t) = i(t) - G_e v(t). \quad (81)$$

Destarte, a potência ativa,  $P^F$ , e a potência não-ativa,  $N^F$ , são calculadas de acordo com:

$$P^F = VI_a^F \quad (\text{W}), \quad (82)$$

$$N^F = VI_b^F \quad (\text{VA}), \quad (83)$$

em que  $I_a^F$  e  $I_b^F$  denotam os valores eficazes de  $i_a^F(t)$  e  $i_b^F(t)$ , respectivamente.

Como resultado, tem-se a seguinte decomposição de potências:

$$S^{F2} = P^{F2} + N^{F2}. \quad (84)$$

### 3.4 Teoria CPC

Czarnecki (1985) apresentou novas definições de potência para condições senoidais baseadas no domínio da frequência. Essa proposta ficou conhecida como Teoria CPC e é fundamentada na decomposição da corrente em componentes ortogonais. Embora tenha sido inicialmente proposta em 1985, a Teoria CPC têm sido aprimorada periodicamente (CZARNECKI, 1988; CZARNECKI; SWIETLICKI, 1990; CZARNECKI, 2008; CZARNECKI; HALEY, 2015). Segundo essa teoria, a tensão,  $v^{\text{CPC}}(t)$ , e a corrente,  $i^{\text{CPC}}(t)$ , são definidas conforme:

$$v^{\text{CPC}}(t) = V_0 + \sqrt{2}\text{Re} \left[ \sum_{h \in H} \hat{V}_h \exp(j\omega_h t) \right], \quad (85)$$

$$i^{\text{CPC}}(t) = I_0 + \sqrt{2}\text{Re} \left[ \sum_{h \in H} \hat{I}_h \exp(j\omega_h t) \right], \quad (86)$$

em que  $V_0$  e  $I_0$  representam os valores médios de  $v(t)$  e  $i(t)$ ,  $\hat{V}_h$  e  $\hat{I}_h$  denotam os fasores da tensão e da corrente para a componente de frequência de ordem  $h$  ( $H$  corresponde ao conjunto das componentes  $h$ ), respectivamente, e  $\omega_h$  indica a frequência angular para a ordem harmônica  $h$  ( $\omega_h = 2\pi f_1 h$ ,  $f_1$  representa a frequência fundamental).

Conforme a Teoria CPC, a soma das potências ativas das componentes de frequência,  $P'^{\text{CPC}}$  (W), é definida de acordo com:

$$\begin{aligned} P'^{\text{CPC}} &= \sum_{h \in H} P_h^{\text{CPC}} \\ &= \sum_{h \in H} V_h I_h \cos(\phi_h), \end{aligned} \quad (87)$$

em que  $V_h = \text{abs}(\hat{V}_h)$  e  $I_h = \text{abs}(\hat{I}_h)$ .

Segundo Czarnecki e Swietlicki (1990), em circuitos com cargas geradoras de harmônicos (HGL), a potência ativa de alguns componentes de frequência pode ser negativa, o que indica uma transferência de energia da carga para a fonte. Portanto, o

conjunto de componentes de frequência  $H$  pode ser dividido em dois subconjuntos,  $H_C^{\text{CPC}}$  e  $H_G^{\text{CPC}}$ :

$$h \in \begin{cases} H_C^{\text{CPC}}, & \text{se } P_h^{\text{CPC}} \geq 0 \ (|\phi_h| \leq \pi/2); \\ H_G^{\text{CPC}}, & \text{se } P_h^{\text{CPC}} < 0 \ (|\phi_h| > \pi/2). \end{cases} \quad (88)$$

Portanto, a tensão, a corrente e a potência ativa podem ser decompostas a partir de  $H_C^{\text{CPC}}$  e  $H_G^{\text{CPC}}$  (CZARNECKI, 2019):

$$v^{\text{CPC}}(t) = \sum_{h \in H_C^{\text{CPC}}} v_h(t) + \sum_{h \in H_G^{\text{CPC}}} v_h(t) = v_C^{\text{CPC}}(t) - v_G^{\text{CPC}}(t), \quad (89)$$

$$i^{\text{CPC}}(t) = \sum_{h \in H_C^{\text{CPC}}} i_h(t) + \sum_{h \in H_G^{\text{CPC}}} i_h(t) = i_C^{\text{CPC}}(t) + i_G^{\text{CPC}}(t), \quad (90)$$

$$P^{\text{CPC}} = \sum_{h \in H_C^{\text{CPC}}} P_h^{\text{CPC}} + \sum_{h \in H_G^{\text{CPC}}} P_h^{\text{CPC}} = P_C^{\text{CPC}} - P_G^{\text{CPC}}. \quad (91)$$

Caso a carga seja linear ( $H = H_C^{\text{CPC}}$ ), o conjunto  $H_G^{\text{CPC}}$  é nulo, isto é,  $v(t) = v_C^{\text{CPC}}(t)$  e  $i(t) = i_C^{\text{CPC}}(t)$ . A componente  $i_C^{\text{CPC}}(t)$  denota a corrente consumida pela carga, enquanto  $i_G^{\text{CPC}}(t)$  representa a corrente gerada pela carga. Neste caso, considerando que  $V_0 \neq 0$ , a componente contínua da corrente é devida à  $i_C^{\text{CPC}}(t)$ . Caso contrário ( $V_0 = 0$ ), a componente  $I_0$ , se existir, é devida à  $i_G^{\text{CPC}}(t)$ . Admitindo que  $V_0 = 0$ , tem-se:

$$i_C^{\text{CPC}}(t) = \sqrt{2} \text{Re} \left[ \sum_{h \in H_C^{\text{CPC}}} (G_{C_h}^{\text{CPC}} + jB_{C_h}^{\text{CPC}}) \hat{V}_h \exp(j\omega_h t) \right], \quad (92)$$

$$i_G^{\text{CPC}}(t) = I_0 + \sqrt{2} \text{Re} \left[ \sum_{h \in H_G^{\text{CPC}}} \hat{I}_h \exp(j\omega_h t) \right], \quad (93)$$

em que  $G_{C_h}^{\text{CPC}} = \text{Re}(\hat{I}_h/\hat{V}_h)$  e  $B_{C_h}^{\text{CPC}} = \text{Im}(\hat{I}_h/\hat{V}_h)$  denotam a condutância e a susceptância da carga para a ordem harmônica  $h$  ( $h \in H_C^{\text{CPC}}$ ), respectivamente.

A condutância equivalente da carga,  $G_{C_e}^{\text{CPC}}$ , é definida a partir da potência ativa consumida,  $P_C^{\text{CPC}}$ , (CZARNECKI, 2008):

$$G_{C_e}^{\text{CPC}} = \frac{P_C^{\text{CPC}}}{V_C^{\text{CPC}2}} = \frac{P_C^{\text{CPC}}}{\sum_{h \in H_C} V_h^2}, \quad (94)$$

em que  $V_C^{\text{CPC}}$  denota o valor eficaz da tensão  $v_C^{\text{CPC}}(t)$ .

A corrente consumida pode ser decomposta em componentes ativa,  $i_{C_a}^{\text{CPC}}(t)$ , reativa,  $i_{C_r}^{\text{CPC}}(t)$ , e dispersa,  $i_{C_s}^{\text{CPC}}(t)$ :

$$i_C^{\text{CPC}}(t) = i_{C_a}^{\text{CPC}}(t) + i_{C_r}^{\text{CPC}}(t) + i_{C_s}^{\text{CPC}}(t), \quad (95)$$

as quais são definidas conforme a seguir:

$$i_{C_a}^{\text{CPC}}(t) = G_{C_e}^{\text{CPC}} v_C^{\text{CPC}}(t) = \sqrt{2} \text{Re} \left[ \sum_{h \in H_C^{\text{CPC}}} G_{C_e}^{\text{CPC}} \hat{V}_h \exp(j\omega_h t) \right], \quad (96)$$

$$i_{C_r}^{\text{CPC}}(t) = \sqrt{2} \text{Re} \left[ \sum_{h \in H_C^{\text{CPC}}} j B_{C_h}^{\text{CPC}} \hat{V}_h \exp(j\omega_h t) \right], \quad (97)$$

$$i_{C_s}^{\text{CPC}}(t) = \sqrt{2} \text{Re} \left[ \sum_{h \in H_C^{\text{CPC}}} (G_{C_h}^{\text{CPC}} - G_{C_e}^{\text{CPC}}) \hat{V}_h \exp(j\omega_h t) \right]. \quad (98)$$

A corrente ativa possui uma característica que replica a forma de onda da tensão  $v_C^{\text{CPC}}(t)$ , a corrente reativa diz respeito à potência reativa do circuito e a corrente dispersa se refere à variação da condutância em função da frequência (CZARNECKI, 1985). Finalmente, a decomposição da corrente resulta nas seguintes componentes ortogonais:

$$\begin{aligned} I^2 &= I_C^{\text{CPC}2} + I_G^{\text{CPC}2} \\ &= I_{C_a}^{\text{CPC}2} + I_{C_r}^{\text{CPC}2} + I_{C_s}^{\text{CPC}2} + I_G^{\text{CPC}2}, \end{aligned} \quad (99)$$

em que  $I_C^{\text{CPC}}$  e  $I_G^{\text{CPC}}$  denotam os valores eficazes de  $i_C^{\text{CPC}}(t)$  e  $i_G^{\text{CPC}}(t)$ , enquanto  $I_{C_a}^{\text{CPC}}$ ,  $I_{C_r}^{\text{CPC}}$  e  $I_{C_s}^{\text{CPC}}$  representam os valores eficazes das correntes ativa, reativa e dispersa, respectivamente.

Desse modo, as potências são definidas conforme:

$$\begin{aligned} S^{\text{CPC}2} &= V^2 I^2 \\ &= V^2 \left( I_{C_a}^{\text{CPC}2} + I_{C_r}^{\text{CPC}2} + I_{C_s}^{\text{CPC}2} + I_G^{\text{CPC}2} \right) \\ &= P_C^{\text{CPC}2} + Q_r^{\text{CPC}2} + D_s^{\text{CPC}2} + D_g^{\text{CPC}2} \\ &= P^{\text{CPC}2} + Q_r^{\text{CPC}2} + D_s^{\text{CPC}2} + D_g^{\text{CPC}2}, \end{aligned} \quad (100)$$

em que  $S^{\text{CPC}}$  (VA),  $P^{\text{CPC}}$  (W),  $Q_r^{\text{CPC}}$  (VA),  $D_s^{\text{CPC}}$  (VA) e  $D_g^{\text{CPC}}$  (VA) denotam a potência aparente, a potência ativa, a potência reativa, a potência dispersa e a potência gerada na carga, respectivamente.

O caso particular da Equação (100) para cargas lineares ( $H_C^{\text{CPC}} = H$ ) é expresso de acordo com:

$$\begin{aligned} S^{\text{CPC}2} &= V^2 I^2 \\ &= V^2 \left( I_{C_a}^{\text{CPC}2} + I_{C_r}^{\text{CPC}2} + I_{C_s}^{\text{CPC}2} \right) \\ &= P_C^{\text{CPC}2} + Q_r^{\text{CPC}2} + D_s^{\text{CPC}2} \\ &= P'^{\text{CPC}2} + Q_r^{\text{CPC}2} + D_s^{\text{CPC}2} \\ &= P^{\text{CPC}2} + Q_r^{\text{CPC}2} + D_s^{\text{CPC}2}. \end{aligned} \quad (101)$$

### 3.5 Norma IEEE 1459-2010

A Norma IEEE 1459-2000 (IEEE, 2000) definiu um novo modelo de cálculo de potência em condições não-senoidais, o qual foi atualizado na Norma IEEE 1459-2010 (IEEE, 2010). Segundo as definições dessa Norma, o cálculo é fundamentado na decomposição dos sinais de tensão e corrente em termos da componente fundamental e das demais componentes de frequência:

$$\begin{aligned} v^{\text{IEEE}}(t) &= v_1(t) + v_H^{\text{IEEE}}(t) \\ &= \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega_1 t - \theta_{v_1}) + \left[ V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \text{sen}(\omega_h t - \theta_{v_h}) \right], \end{aligned} \quad (102)$$

$$\begin{aligned} i^{\text{IEEE}}(t) &= i_1(t) + i_H^{\text{IEEE}}(t) \\ &= \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega_1 t - \alpha_{i_1}) + \left[ I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \text{sen}(\omega_h t - \alpha_{i_h}) \right], \end{aligned} \quad (103)$$

cujos valores eficazes correspondentes são

$$\begin{aligned} V &= \sqrt{\sum_h V_h^2} \\ &= \sqrt{V_1^2 + \sum_{h \neq 1} V_h^2} \\ &= \sqrt{V_1^2 + V_H^{\text{IEEE}2}}, \end{aligned} \quad (104)$$

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\sum_h I_h^2} \\ &= \sqrt{I_1^2 + \sum_{h \neq 1} I_h^2} \\ &= \sqrt{I_1^2 + I_H^{\text{IEEE}2}}, \end{aligned} \quad (105)$$

em que  $V_H^{\text{IEEE}}$  e  $I_H^{\text{IEEE}}$  correspondem aos valores eficazes das componentes  $v_H^{\text{IEEE}}(t)$  e  $i_H^{\text{IEEE}}(t)$ , respectivamente.

Baseado nesses termos, a potência ativa,  $P^{\text{IEEE}}$ , é calculada conforme:

$$\begin{aligned} P^{\text{IEEE}} &= \sum_h V_h I_h \cos(\phi_h) \\ &= V_1 I_1 \cos(\phi_1) + \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos(\phi_h) \\ &= P_1^{\text{IEEE}} + P_H^{\text{IEEE}} \quad (\text{W}), \end{aligned} \quad (106)$$

em que  $P_1^{\text{IEEE}}$  e  $P_H^{\text{IEEE}}$  são a potência ativa fundamental e a potência ativa harmônica, respectivamente.

A potência reativa,  $Q_1^{\text{IEEE}}$ , é computada a partir de:

$$Q_1^{\text{IEEE}} = V_1 I_1 \text{sen}(\phi_1) \quad (\text{var}). \quad (107)$$

A potência aparente,  $S^{\text{IEEE}}$ , pode ser representada como uma função dos termos de tensão e corrente:

$$\begin{aligned}
S^{\text{IEEE}} &= VI \\
&= \sqrt{V^2 I^2} \\
&= \sqrt{(V_1^2 + V_H^{\text{IEEE}2}) (I_1^2 + I_H^{\text{IEEE}2})} \\
&= \sqrt{(V_1 I_1)^2 + [(V_1 I_H^{\text{IEEE}})^2 + (V_H^{\text{IEEE}} I_1)^2 + (V_H^{\text{IEEE}} I_H^{\text{IEEE}})^2]} \\
&= \sqrt{S_1^{\text{IEEE}2} + S_N^{\text{IEEE}2}} \quad (\text{VA}),
\end{aligned} \tag{108}$$

em que  $S_1^{\text{IEEE}}$  e  $S_N^{\text{IEEE}}$  denotam as potências aparentes fundamental e não-fundamental, respectivamente, as quais são definidas de acordo com:

$$\begin{aligned}
S_1^{\text{IEEE}} &= V_1 I_1 \\
&= \sqrt{P_1^{\text{IEEE}2} + Q_1^{\text{IEEE}2}} \quad (\text{VA}),
\end{aligned} \tag{109}$$

$$\begin{aligned}
S_N^{\text{IEEE}} &= \sqrt{(V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2} \\
&= \sqrt{D_I^{\text{IEEE}2} + D_V^{\text{IEEE}2} + S_H^{\text{IEEE}2}} \quad (\text{VA}),
\end{aligned} \tag{110}$$

em que  $D_I^{\text{IEEE}}$  (var) indica a potência de distorção da corrente – devido às componentes não-fundamentais presentes na corrente –,  $D_V^{\text{IEEE}}$  (var) denota a potência de distorção da tensão – em decorrência das componentes não-fundamentais contidas na tensão –, e  $S_H^{\text{IEEE}}$  (VA) representa a potência aparente harmônica – que engloba a distorção presente tanto na tensão quanto na corrente.

A norma ainda define a potência de distorção harmônica,  $D_H^{\text{IEEE}}$ , conforme:

$$D_H^{\text{IEEE}} = \sqrt{S_H^{\text{IEEE}2} - P_H^{\text{IEEE}2}} \quad (\text{var}). \tag{111}$$

A potência não-ativa é calculada de acordo com:

$$N^{\text{IEEE}} = \sqrt{S^{\text{IEEE}2} - P^{\text{IEEE}2}} \quad (\text{var}), \tag{112}$$

logo, a Norma IEEE 1459-2010 possui componentes de potência que, quando combinadas, possuem relação análoga à definição clássica de triângulo de potências, isto é,

$$S^{\text{IEEE}2} = P^{\text{IEEE}2} + N^{\text{IEEE}2}. \tag{113}$$

Finalmente, a potência aparente pode ser decomposta em:

$$\begin{aligned}
S^{\text{IEEE}2} &= P^{\text{IEEE}2} + N^{\text{IEEE}2} \\
&= P_1^{\text{IEEE}2} + Q_1^{\text{IEEE}2} + D_I^{\text{IEEE}2} + D_V^{\text{IEEE}2} + S_H^{\text{IEEE}2} \\
&= P_1^{\text{IEEE}2} + Q_1^{\text{IEEE}2} + D_I^{\text{IEEE}2} + D_V^{\text{IEEE}2} + P_H^{\text{IEEE}2} + D_H^{\text{IEEE}2}.
\end{aligned} \tag{114}$$

## Considerações finais

Neste capítulo foram contextualizadas as características associadas ao cálculo de potência em condições não-senoidais. Além disso, foram apresentadas as primeiras propostas para o cálculo de potência voltadas às referidas condições, as quais foram desenvolvidas por Budeanu e Fryze. Adicionalmente, pela sua relevância no contexto das teorias de potência definidas no domínio da frequência, as definições da Teoria CPC e da Norma IEEE 1459-2010 para circuitos monofásicos foram apresentadas.

# CAPÍTULO 4

---

## FUNDAMENTOS DA TRANSFORMADA DE STOCKWELL

---

Neste capítulo é discutida a necessidade de se efetuar uma análise em tempo-frequência no que concerne aos sinais do SEP. Em seguida, são observados alguns aspectos associados à caracterização de sinais em tempo-frequência a partir da STFT e da TW, bem como uma visão geral dos fundamentos da TS. Outrossim, são apresentados testes de desempenho para avaliar a viabilidade da TS para a estimação das grandezas necessárias ao cálculo de potência.

### 4.1 Contextualização

O uso de funções matemáticas para representar fenômenos periódicos iniciou-se no século XVIII com L. Euler, que descreveu o movimento de uma corda vibrante. Em 1807, J. B. J. Fourier desenvolveu o seu trabalho baseado em séries trigonométricas para representar o fenômeno da propagação e difusão do calor, afirmando mais tarde que qualquer sinal periódico poderia ser representado por uma série, a qual, posteriormente, passou a ser reconhecida como série de Fourier. Entretanto, a teoria matemática da representação em séries de Fourier não foi totalmente desenvolvida por Fourier, sendo P. L. Dirichlet o responsável pela fundamentação dos argumentos matemáticos desta representação (OPPENHEIM; WILLSKY; HAMID, 1996).

A representação em série de Fourier consiste em caracterizar um sinal periódico como uma soma de componentes senoidais de frequências distintas. Desse modo, a Série de Fourier é equivalente à decomposição de um dado sinal no espectro de frequências, isto é, em termos de várias frequências. Por outro lado, quando a premissa da periodicidade não é satisfeita, a Série de Fourier não é capaz de representar corretamente o espectro de frequências de um dado sinal. Para essas condições, desenvolveu-se a transformada de Fourier (TF), que representa um sinal como uma combinação de funções senoidais em diversas frequências.

A transformada de Fourier de tempo contínuo (TFC) de um sinal contínuo  $x(t)$  é

calculada conforme (BRACEWELL, 2000):

$$X_{\text{TFC}}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt, \quad (115)$$

em que  $f$  indexa a frequência e  $t$  representa o tempo.

Todavia, não é possível processar digitalmente sinais definidos em tempo contínuo. Como alternativa, pode-se amostrar um dado sinal contínuo  $x(t)$  em espaçamentos de tempo uniformes, os quais são dependentes da frequência de amostragem do sinal. Como consequência, tem-se o sinal definido em tempo discreto,  $x[n]$ , (GIROD; RABENSTEIN; STENGER, 2001):

$$x[n] = x(nT_s) = x(n/f_s), \quad n \in \mathbb{Z}, \quad (116)$$

em que  $n$  indexa a amostra discreta do sinal  $x[n]$ ,  $T_s$  representa o intervalo de amostragem,  $f_s$  é a frequência de amostragem, e  $\mathbb{Z}$  denota o conjunto dos números inteiros.

Define-se então a transformada de Fourier de tempo discreto (TFTD) conforme (OPPENHEIM; WILLSKY; HAMID, 1996):

$$X_{\text{TFTD}}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \exp(-j2\pi fn). \quad (117)$$

A aplicação prática da TFTD recai na mesma limitação observada na representação de sinais periódicos em série de Fourier. Isto é, na prática, o intervalo infinito definido na Equação (117) só pode ser representado por uma aproximação.

Por outro lado, ao considerar um segmento de observação de comprimento  $N$  – ou janela de medição – no sinal  $x[n]$ , contorna-se a limitação observada na TFTD. Isto é, tem-se um sinal discreto de comprimento finito. Nessas condições, pode-se calcular a TF de  $x[n]$  a partir da amostragem de  $f$  em múltiplos inteiros de  $2\pi/N$ . Logo, a transformada de Fourier discreta (TFD) é definida conforme (QUATIERI, 2001):

$$X_{\text{TFD}}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}kn\right), \quad (118)$$

em que  $N$  denota a quantidade de amostras observadas do sinal finito  $x[n]$ , e  $k$  indexa a frequência discreta.

Historicamente, a TF corresponde à técnica clássica para a caracterização de sinais. Todavia, a determinação do espectro de frequências de um sinal baseada na teoria de Fourier tem como fator limitador o pressuposto de que o sinal possui sempre a mesma composição, do início ao fim. Assim, as características de amplitude, fase e frequência do sinal devem ser as mesmas em todo o tempo. Isto é, qualquer informação dos sinais relacionada ao tempo é perdida no processamento realizado pela TF, uma vez que a representação do espectro de frequência é essencialmente obtida pela média dos valores da representação do tempo no segmento de sinal observado (BOASHASH, 2003).

No contexto dos SEP, sabe-se que os sinais que o compõem são susceptíveis a variações no tempo, muitas das quais devidas a variações de carga e distúrbios de QEE. De fato, o SEP é caracterizado por sinais não-estacionários, os quais, segundo Bollen e Gu (2006), são sinais cujos parâmetros estatísticos variam ao longo do tempo. Além disso, em sistemas que contêm cargas não-lineares, o conteúdo em frequência dos sinais possui uma parcela aleatória significativa (CAVALLINI; MONTANARI; CACCIARI, 1995). Nessa conjuntura, a análise dos sinais de um SEP não pode negligenciar a característica estocástica dos sinais. Isto posto, o monitoramento do SEP pode não ser satisfatório a partir de técnicas que se aplicam apenas a sinais estacionários, o que inviabiliza a aplicação direta da TF. Portanto, nesse contexto, faz-se necessária a análise dos sinais não apenas no domínio da frequência, mas no domínio tempo-frequência.

A análise de sinais em tempo-frequência diz respeito ao processamento de sinais com conteúdo de frequência variante no tempo. Segundo Boashash (2003), estes sinais são melhor representados por uma distribuição em tempo-frequência, que se destina a indicar como a energia do sinal é distribuída sobre o espaço bidimensional tempo-frequência. Neste caso, o processamento do sinal pode explorar as características produzidas pela concentração da energia do sinal em duas dimensões, ao invés de apenas uma. Portanto, o uso de ferramentas de processamento de sinais é crucial para a caracterização da variação dos sinais que compõem o SEP, pois a partir destas informações é possível identificar eventos ocorridos no contexto da QEE.

Uma alternativa para a caracterização de sinais em tempo-frequência foi proposta por Gabor (1946), cuja ideia básica consiste em dividir o sinal em pequenos segmentos de tempo e, em seguida, efetuar a análise de Fourier em cada segmento. A totalidade dos espectros de frequência de cada segmento indica como a frequência varia com o tempo. Por constituir-se de uma adaptação da TF para determinar a evolução do conteúdo de frequência com o tempo, esse método é conhecido como STFT, que, segundo Cohen (1994), é uma das técnicas mais utilizadas para o estudo de sinais não-estacionários.

Para um dado sinal contínuo  $x(t)$ , a STFT é calculada conforme (BOASHASH, 2003):

$$X_{\text{STFT}}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau) \exp(-j2\pi ft) dt, \quad (119)$$

em que  $w(t)$  representa a função janela, e  $\tau$  indexa o tempo.

Uma limitação da STFT consiste na sua resolução, a qual é relacionada com o tamanho fixo da janela. Conforme o princípio da incerteza, o tamanho da janela é diretamente proporcional à resolução na frequência e inversamente proporcional à resolução no tempo (QUATIERI, 2001). Desse modo, há uma relação de compromisso entre a escolha do tamanho da janela, visto que uma janela longa dificulta a localização temporal,

enquanto que uma janela curta provoca um espalhamento espectral (*spectral leakage*, em inglês), comprometendo a representação em frequência (LIMA, 2016).

Outra perspectiva para a análise de sinais não-estacionários é a caracterização em tempo-escala provida pela TW. A formulação matemática das wavelets foi desenvolvida a partir da década de 1980, em Grossmann e Morlet (1984) e Daubechies (1992). Diferentemente de Fourier, que utilizou senoides complexas como funções base para extração de informações no domínio da frequência, a teoria wavelet adota funções base denominadas wavelets, as quais são funções obtidas de uma função padrão, conhecida como wavelet mãe,  $\psi(t)$ , via atuação simultânea de operações de escalonamento e translação. Essas operações possibilitam que a TW decomponha um sinal em diferentes níveis de resolução.

A transformada wavelet contínua (TWC) de um dado sinal  $x(t)$  é obtida de acordo com (MALLAT, 2008):

$$X_{\text{TWC}}(\varpi, \vartheta) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{1}{\sqrt{\vartheta}} \psi^* \left( \frac{t - \varpi}{\vartheta} \right) dt, \quad (120)$$

em que  $\varpi$  denota o fator translação e  $\vartheta$  representa o fator de escala ( $\varpi, \vartheta \in \mathbb{R}$ ).

O algoritmo multirresolução proposto por Mallat (1989) possibilitou o cálculo mais eficiente da transformada wavelet discreta (TWD), a partir do qual o sinal é decomposto em coeficientes escala e wavelet. Os coeficientes escala são relacionados às componentes de baixa frequência, enquanto os coeficientes wavelet se referem às componentes de ordem elevada. A aplicação da TWD em sucessivos níveis de decomposição corresponde a uma operação de filtragem, que resulta em diferentes sinais associados a determinadas faixas de frequência.

Um ponto importante da TWD é a operação de subamostragem por um fator de dois a cada nível de resolução, o que limita a sua aplicação a sinais cujo número de amostras é igual a uma potência de dois. A transformada wavelet discreta redundante (TWDR) contorna essa limitação, a qual decompõe um dado sinal independentemente do seu número de amostras. Todavia, tanto a TWD quanto a TWDR possuem coeficientes que representam faixas de frequência de comprimento não-uniforme, a depender do nível de resolução. Para se obter faixas de frequência de comprimento uniforme, pode ser utilizado o algoritmo wavelet *packet*, o qual corresponde a uma simplificação da TWD (PERCIVAL; WALDEN, 2000). Neste caso, conforme abordagem *packet*, o processo de decomposição ocorre tanto nos coeficientes escala quanto nos coeficientes wavelet. Assim, a partir de uma escolha adequada da frequência de amostragem, pode-se centralizar frequências específicas em cada faixa de frequência associada aos coeficientes. As variantes *packet* da TW são a transformada wavelet *packet* discreta (TWPD), e a transformada wavelet *packet* discreta redundante (TWPDPR).

Embora a TW e as suas variantes supracitadas sejam capazes de caracterizar

sinais no domínio do tempo e da frequência, a localização de frequências específicas não é efetuada de maneira direta. A partir do algoritmo multirresolução é possível obter coeficientes associados às faixas de frequências específicas, não a componentes de frequência em particular. Arelado a isso, a obtenção de informações sobre o ângulo de fase de componentes de frequência específicas pode não ser obtida apropriadamente a partir da TW.

A despeito das limitações supramencionadas, a TW e a STFT vêm sendo continuamente aplicadas em métodos para o diagnóstico de distúrbios e eventos nos SEP (GU; BOLLEN, 2000; COSTA et al., 2015; BÍSCARO et al., 2016; LIMA et al., 2018a). Como alternativa às limitações da STFT e da TW, uma ferramenta que vem sendo utilizada para a caracterização de sinais não-estacionários no contexto da QEE e para a análise de eventos comuns nos SEP é a TS (DASH; PANIGRAHI; PANDA, 2003; BISWAL; DASH, 2013; BISWAL; BRAHMA; CAO, 2016; LALA; KARMAKAR; GANGULY, 2019; LIMA et al., 2021). Em contraste com a TW e a STFT, a TS possui resolução dependente da frequência e propicia informações tanto do ponto de vista da amplitude quanto da fase de sinais. Os fundamentos da TS são apresentados a seguir.

## 4.2 Transformada de Stockwell contínua (TSC)

A TS, proposta por Stockwell, Mansinha e Lowe (1996), efetua uma análise tempo-frequência com resolução dependente da frequência. Para um dado sinal  $x(t)$ , a transformada de Stockwell contínua (TSC) é definida conforme:

$$X_{\text{TSC}}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\tau-t)^2 f^2}{2}\right) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (121)$$

Os coeficientes da TSC correspondem a números complexos, os quais podem ser representados por:

$$X_{\text{TSC}}(\tau, f) = X_{\text{TSC}}^{\text{A}}(\tau, f) \exp(jX_{\text{TSC}}^{\Phi}(\tau, f)), \quad (122)$$

em que  $X_{\text{TSC}}^{\text{A}}(\tau, f)$  e  $X_{\text{TSC}}^{\Phi}(\tau, f)$  denotam o espectro de amplitude e o espectro de fase da TS, respectivamente.

Destarte, a TS fornece informações absolutas tanto de amplitude quanto da fase de um sinal, as quais são fundamentais no contexto da análise de sinais em um SEP. A TS pode ser interpretada como uma extensão dos conceitos da TW, embora possua uma relação direta com a TF. O desenvolvimento da TS contornou a limitação da resolução fixa da STFT e da ausência de informações sobre a fase da TW. Assim, a TS combina as características da STFT e da TW para fornecer informações absolutas sobre a fase e uma boa resolução nos domínios do tempo e da frequência (GEORGE, 2009). Isto é, a

TS corresponde a uma STFT com resolução dependente da frequência ou uma TW com correção de fase (LIMA; BRITO; SOUZA, 2019).

Sabe-se que a TS pode ser interpretada como um nível intermediário entre a STFT e a TW (VENTOSA et al., 2008), logo, é possível compreender a TS a partir do domínio de Fourier. Na Equação (119) foi estabelecida a STFT, a qual é dependente da função janela,  $w(t)$ . De forma análoga, a TSC utiliza uma janela específica que é uma função gaussiana normalizada, a qual foi adotada por ser mais compacta no tempo e na frequência (PEÑA, 2012):

$$w(t, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right), \quad (123)$$

em que  $\sigma$  denota a largura da janela.

Dessa forma, a TSC é definida como (STOCKWELL, 1999):

$$\begin{aligned} X_{\text{TSC}}(\tau, f, \sigma) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau, \sigma) \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t - \tau)^2}{2\sigma^2}\right) \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\tau - t)^2}{2\sigma^2}\right) \exp(-j2\pi ft) dt. \end{aligned} \quad (124)$$

Para evitar a dependência de três variáveis, a TS restringe a largura da janela, tornando-a proporcional ao inverso da frequência, isto é,

$$\sigma(f) = \frac{1}{|f|}. \quad (125)$$

Assim,

$$w(t, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2 f^2}{2}\right). \quad (126)$$

Portanto,

$$X_{\text{TSC}}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\tau - t)^2 f^2}{2}\right) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (127)$$

É conveniente expressar a TSC como uma convolução de duas funções:

$$\begin{aligned} X_{\text{TSC}}(\tau, f) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(t, f)w(\tau - t, f) dt \\ &= p(\tau, f) * w(\tau, f), \end{aligned} \quad (128)$$

em que

$$p(\tau, f) = x(\tau) \exp(-j2\pi f\tau). \quad (129)$$

Aplicando a TF na Equação (128), obtém-se

$$\mathcal{F}\{X_{\text{TSC}}(\tau, f)\} = \mathcal{F}\{p(\tau, f) * w(\tau, f)\}. \quad (130)$$

Pelas propriedades da convolução e da TF, tem-se:

$$\begin{aligned}\mathcal{F}\{X_{\text{TSC}}(\tau, f)\} &= \mathcal{F}\{p(\tau, f)\} \times \mathcal{F}\{w(\tau, f)\} \\ &= P_{\text{TFC}}(\alpha, f) \times W_{\text{TFC}}(\alpha, f),\end{aligned}\quad (131)$$

em que  $P_{\text{TFC}}(\alpha, f)$  e  $W_{\text{TFC}}(\alpha, f)$  representam a TFC de  $p(\tau, f)$  e  $w(\tau, f)$ , respectivamente.

A partir do par da TF

$$x(t) \exp(-j2\pi ft) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X_{\text{TFC}}(\alpha + f), \quad (132)$$

obtem-se

$$\begin{aligned}P_{\text{TFC}}(\alpha, f) &= \mathcal{F}\{x(\tau) \exp(-j2\pi f\tau)\} \\ &= X_{\text{TFC}}(\alpha + f).\end{aligned}\quad (133)$$

Outrossim, pelo par

$$x(t) \exp(-at^2) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \sqrt{\frac{\pi}{a}} \exp\left(\frac{-(\pi f)^2}{a}\right), \quad (134)$$

é possível determinar

$$\begin{aligned}W_{\text{TFC}}(\alpha, f) &= \mathcal{F}\{w(\tau, f)\} \\ &= \exp\left(-\frac{(2\pi\alpha)^2}{2f^2}\right) \\ &= \exp\left(-\frac{2\pi^2\alpha^2}{f^2}\right).\end{aligned}\quad (135)$$

Portanto,

$$\begin{aligned}\mathcal{F}\{X_{\text{TSC}}(\tau, f)\} &= P_{\text{TFC}}(\alpha, f) \times W_{\text{TFC}}(\alpha, f) \\ &= X_{\text{TFC}}(\alpha + f) \times \exp\left(-\frac{2\pi^2\alpha^2}{f^2}\right).\end{aligned}\quad (136)$$

Finalmente, é possível obter a TSC mediante aplicação da transformada inversa de Fourier na Equação (136):

$$X_{\text{TSC}}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} X_{\text{TFC}}(\alpha + f) \exp\left(-\frac{2\pi^2\alpha^2}{f^2}\right) \exp(j2\pi\alpha\tau) d\alpha. \quad (137)$$

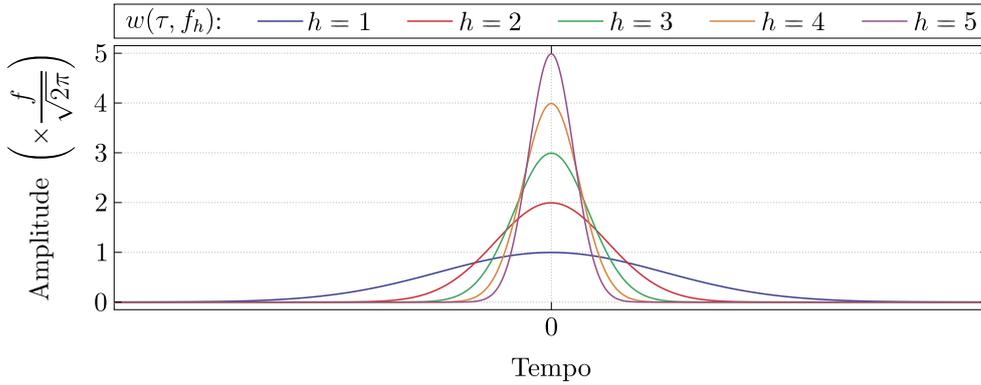
Deste modo, devido principalmente ao Teorema da Convolução, o cálculo da TS pode ser realizado a partir da seguinte sequência de operações (GEORGE, 2009):

1. Determinação da TFC do sinal  $x(t)$  e da janela  $w(t, f)$ ;
2. Translação de  $X_{\text{TFC}}(\alpha)$  para  $X_{\text{TFC}}(\alpha + f)$ ;

3. Multiplicação entre  $X_{\text{TFC}}(\alpha + f)$  e  $W_{\text{TFC}}(\alpha, f)$ ;
4. Cálculo da Transformada inversa de Fourier do produto entre  $X_{\text{TFC}}(\alpha + f)$  e  $W_{\text{TFC}}(\alpha, f)$ .

Como utiliza uma janela gaussiana dependente da frequência, conforme Equação (126), a TS tem uma resolução dependente da frequência. Este fato é apresentado na Figura 10 ( $f_h = hf$ ), que ilustra que as janelas são mais largas para frequências mais baixas, enquanto que para frequências mais altas elas são mais estreitas.

Figura 10 – Janela com resolução dependente da frequência.



Ademais, na Figura 11 é apresentado o processamento efetuado pela TS para um sinal genérico, o qual contém múltiplas componentes de frequência. Como se vê, as componentes de frequência são localizadas conforme cada janela translada o sinal. Destarte, a TS fornece uma boa localização na frequência para componentes de baixa e alta ordem. Em suma, a TS permite extrair informações sobre a variação das componentes de frequência de um sinal ao longo do tempo. As vantagens de sua aplicação advém do fato que as senoides modulantes mantêm uma referência fixa no tempo, enquanto a janela gaussiana dilata e translada no tempo (DASH; PANIGRAHI; PANDA, 2003). Como resultado, os espectros amplitude-frequência-tempo e fase-frequência-tempo podem ser extraídos em qualquer intervalo de tempo.

### 4.3 Transformada de Stockwell discreta (TSD)

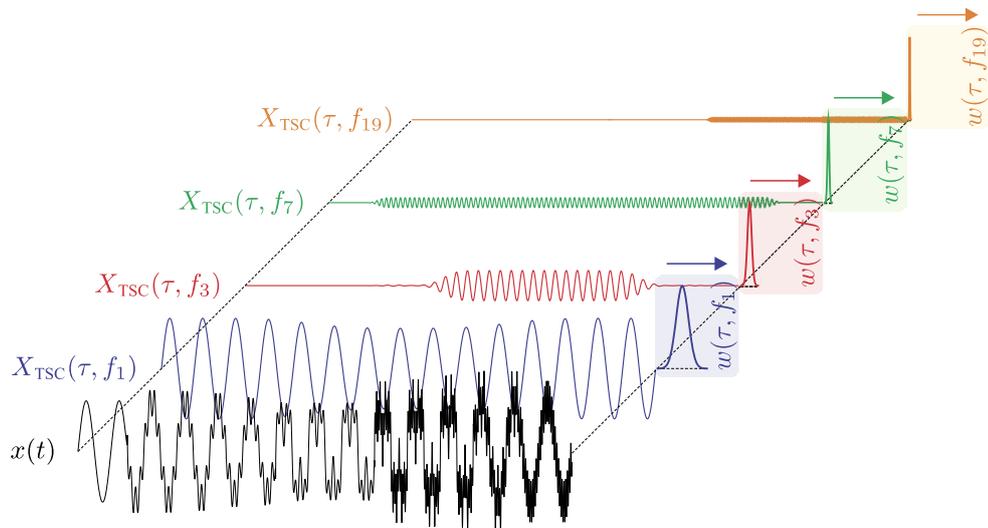
A discretização da Equação (137) corresponde à transformada de Stockwell discreta (TSD), isto é,

$$X_{\text{TSD}}[\xi, m] = \sum_{k=0}^{N-1} X_{\text{TFD}}[k + m] \exp\left(-\frac{2\pi^2 k^2}{m^2}\right) \exp\left(\frac{j2\pi k\xi}{N}\right), \quad m \neq 0, \quad (138)$$

e, para  $m = 0$ ,

$$X_{\text{TSD}}[\xi, 0] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n], \quad (139)$$

Figura 11 – Processamento efetuado pela TS.



Fonte: autoria própria.

em que  $\xi = nT_s$  denota o tempo discreto,  $m$  indexa a frequência discreta, e  $X_{TFD}[k + m]$  representa a TFD de  $x[n]$  transladada para  $m$ .

### 4.3.1 Esforço computacional

A redundância da representação em tempo-frequência da TS tem como efeito o consumo significativo de recursos computacionais, o que é uma característica comum às demais transformadas em tempo-frequência, como a STFT e a TW (STOCKWELL, 2007). Desse modo, a caracterização de sinais via TS requer mais recursos computacionais do que a representação proveniente da TF (PRADHAN; MANSINHA, 2020). Tal atributo fica mais evidente quando se compara o esforço computacional da TSD com o da TFD.

Por representar sinais apenas no domínio da frequência, a TFD possui esforço computacional inferior ao da TSD. Para um sinal de comprimento  $N$ , a TFD tem uma carga computacional de  $\mathcal{O}(N^2)$ , enquanto a TSD apresenta uma esforço computacional da ordem  $\mathcal{O}(N^2 \log N)$ . Por outro lado, tanto a TFD quanto a TSD podem ser calculados de forma mais eficiente por meio de algoritmos que vêm sendo continuamente propostos.

O algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT) consiste em uma implementação da TFD que reduz o esforço computacional de  $\mathcal{O}(N^2)$  para  $\mathcal{O}(N \log N)$  (PROAKIS; MANOLAKIS, 2006). De forma similar, várias abordagens podem ser utilizadas para uma representação via TSD mais eficiente. Por exemplo, existem algoritmos da TS que propiciam um esforço computacional inferior ao da TSD em sua versão padrão, como:  $\mathcal{O}(N^2)$  (STOCKWELL, 2007),  $\mathcal{O}(N \log N)$  (WANG; ORCHARD, 2009; BATTISTI; RIBA, 2015) e  $\mathcal{O}(N)$  (BHANDARI; MARZILIANO; BARRUTIA, 2009). Assim, dependendo da finalidade da aplicação, a carga computacional do DST pode ser reduzida.

Contudo, uma vez que o método proposto é voltado para aplicações *offline*, os efeitos do esforço computacional da TSD não são abordados nesta tese, na qual a TSD foi implementada a partir de seu algoritmo padrão conforme proposto em Stockwell, Mansinha e Lowe (1996).

## 4.4 Testes de desempenho

Para avaliar o desempenho da TS frente a diferentes condições comuns aos sinais do SEP, foram realizados testes a partir de sinais sintéticos, conforme apresentado a seguir.

### 4.4.1 Estimação do valor RMS e da fase de componentes de frequência

Neste teste, avaliou-se a acurácia do valor RMS e da fase estimados via TS. Todos os sinais foram amostrados a uma taxa de 15.360 Hz com um tempo total correspondente a 1 segundo. Exceto quando indicado o contrário, todos os sinais possuem frequência fundamental fixada em 60 Hz.

Nas condições supramencionadas, tem-se que  $N = 1/T_s = f_s = 15.360$  amostras, o que, por sua vez, ocasiona uma resolução em frequência de:

$$\Delta_f = \frac{f_s}{N} = 1 \quad (\text{Hz}). \quad (140)$$

Ao final, para cada sinal sintético, as grandezas estimadas serão comparadas com as grandezas reais. Como critério de comparação, adotou-se o erro percentual absoluto médio, o qual, para uma dada grandeza  $\kappa$ , é definido conforme (ARMSTRONG, 1985; ARMSTRONG; COLLOPY, 1992):

$$\epsilon(\kappa) = \frac{100}{N_\kappa} \sum_{n=1}^{N_\kappa} \left| \frac{\kappa_m[n] - \kappa_r[n]}{\kappa_m[n]} \right| \quad (\%), \quad (141)$$

em que  $N_\kappa$  denota a quantidade de amostras da grandeza  $\kappa$ , e  $\kappa_m[n]$  e  $\kappa_r[n]$  representam a  $n$ -ésima amostra das grandezas  $\kappa$  medida e real, respectivamente.

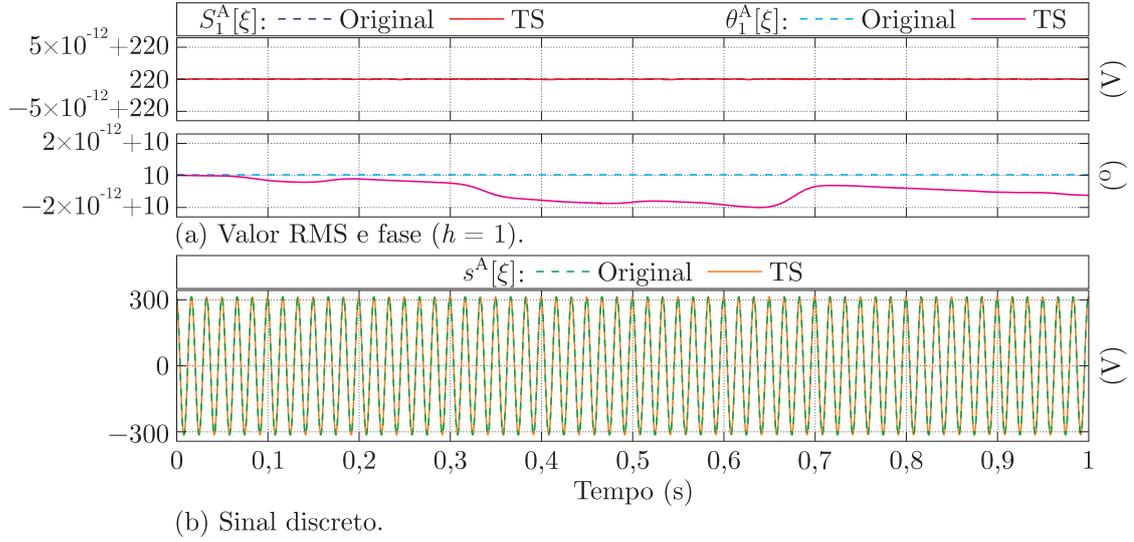
#### 4.4.1.1 Sinal senoidal estacionário ( $s^A[\xi]$ )

O sinal  $s^A[\xi]$  corresponde a um sinal senoidal com amplitude e fase constante, o qual é definido de acordo com:

$$s^A[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{s^A}} S_h^A \text{sen}(\omega_h \xi + \theta_h^A) \quad (\text{V}), \quad (142)$$

em que

$$H^{s^A} = \{1\}, \quad S^A = \{220\}, \quad \theta^A = \{10^\circ\}. \quad (143)$$

Figura 12 – Resultados para o sinal  $s^A[\xi]$ .

Fonte: autoria própria.

As grandezas pertencentes aos conjuntos  $S^A$  e  $\theta^A$  estimadas a partir da TS são apresentadas na Figura 12.

De acordo com a Figura 12(a), tanto o valor eficaz como a fase correspondente à componente fundamental de  $s^A[\xi]$  foram estimados com uma acurácia elevada, contendo pequenas oscilações próximas aos respectivos valores reais, as quais, todavia, foram de ordem muito baixa ( $10^{-12}$ ). Essa característica reverberou em uma reconstrução adequada do sinal via TS (Figura 12(b)). Ademais, uma vez que as oscilações foram de ordem pouco significativa, os erros foram praticamente nulos, conforme apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 – Sinal  $s^A[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase.

	$h$	1
$\epsilon$ (%)	$S_h^A$	$1,0225 \times 10^{-14}$
	$\theta_h^A$	$1,0250 \times 10^{-11}$

Fonte: autoria própria.

#### 4.4.1.2 Sinal não-senoidal estacionário ( $s^B[\xi]$ )

O segundo sinal foi baseado em medições da tensão na rede elétrica, o qual contém diversas componentes de frequência. A expressão correspondente ao sinal  $s^B[\xi]$  é obtida conforme:

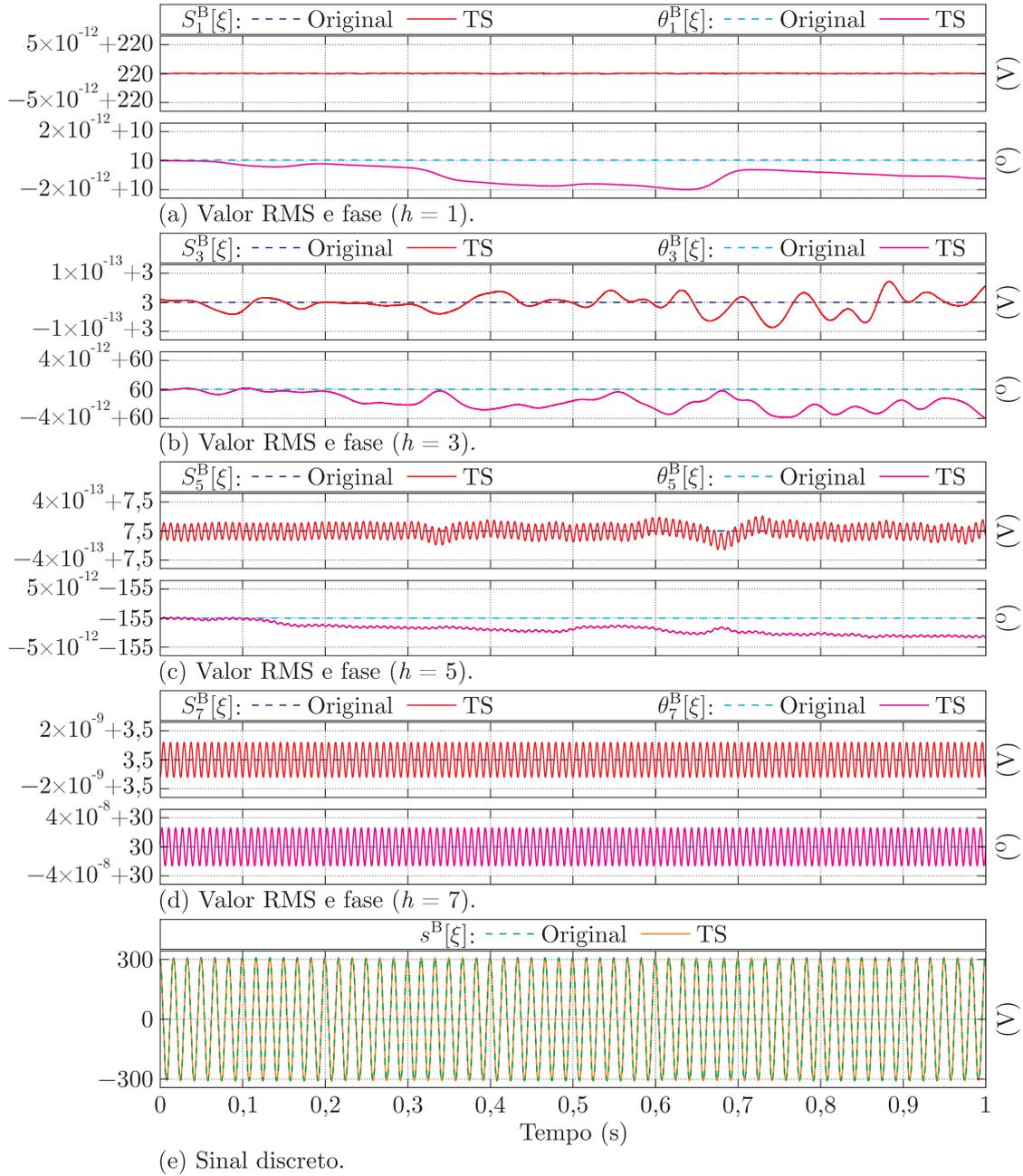
$$s^B[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{s^B}} S_h^B \text{sen}(\omega_h \xi + \theta_h^B) \quad (\text{V}), \quad (144)$$

em que

$$H^{s^B} = \{1; 3; 5; 7\}, \quad S^B = \{220; 3; 7,5; 3,5\}, \quad \theta^B = \{10^\circ; 60^\circ; -155^\circ; 30^\circ\}. \quad (145)$$

As grandezas dos conjuntos  $S^B$  e  $\theta^B$  que foram estimadas via TS são ilustradas na Figura 13.

Figura 13 – Resultados para o sinal  $s^B[\xi]$ .



Fonte: autoria própria.

Conforme Figura 13, o comportamento dos resultados para o sinal  $s^B[\xi]$  foi similar ao observado no sinal  $s^A[\xi]$ : grandezas com oscilações de pequena ordem próximas aos respectivos valores reais, o que repercutiu em boa reconstrução do sinal a partir da TS (Figura 13(e)). Nesse caso, dentre todas as grandezas, a maior oscilação foi da ordem de  $10^{-8}$ , o que, por sua vez, ocasionou erros praticamente nulos, conforme apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Sinal  $s^B[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase.

	$h$	1	3	5	7
$\epsilon$ (%)	$S_h^B$	$9,1495 \times 10^{-14}$	$7,2166 \times 10^{-13}$	$1,0411 \times 10^{-12}$	$2,1756 \times 10^{-8}$
	$\theta_h^B$	$1,0257 \times 10^{-11}$	$2,8115 \times 10^{-12}$	$2,4558 \times 10^{-12}$	$4,1552 \times 10^{-8}$

Fonte: autoria própria.

4.4.1.3 Sinal não-senoidal estacionário ( $s^C[\xi]$ )

O terceiro sinal de teste corresponde ao sinal  $s^B[\xi]$  acrescido de uma componente sub-harmônica e uma componente inter-harmônica. Logo, o sinal  $s^C[\xi]$  é definido de acordo com:

$$s^C[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{s^C}} S_h^C \text{sen}(\omega_h \xi + \theta_h^C) \quad (\text{V}), \quad (146)$$

em que

$$\begin{aligned} H^{s^C} &= \{0,5; 1; 3; 5; 7; 13,5\}, & S^C &= \{0,75; 220; 3; 7,5; 3,5; 0,4\}, \\ \theta^C &= \{37^\circ; 10^\circ; 60^\circ; -155^\circ; 30^\circ; 3^\circ\}. \end{aligned} \quad (147)$$

Na Figura 14 são ilustradas as grandezas dos conjuntos  $S^C$  e  $\theta^C$  estimadas a partir da TS.

A análise da Figura 14 evidencia que ocorrem oscilações de baixa ordem em todas as grandezas. Assim como observado nos resultados dos sinais  $s^A[\xi]$  e  $s^B[\xi]$ , as oscilações são de baixa ordem, contudo, é importante perceber que a oscilação no valor RMS e na fase correspondentes à componente fundamental (Figura 14(b)) foram maiores que as observadas nos sinais supracitados. Por esse motivo, conforme Tabela 3, os erros associados aos valor RMS e à fase da componente fundamental foram maiores do que os obtidos para as demais componentes de frequência.

Tabela 3 – Sinal  $s^C[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase.

	$h$	0,5	1	3	5	7	13,5
$\epsilon$ (%)	$S_h^C$	$9,1507 \times 10^{-12}$	$1,1226 \times 10^{-5}$	$7,4795 \times 10^{-13}$	$2,2489 \times 10^{-13}$	$4,7403 \times 10^{-13}$	$1,5011 \times 10^{-11}$
	$\theta_h^C$	$1,4004 \times 10^{-11}$	$6,4317 \times 10^{-5}$	$5,8731 \times 10^{-12}$	$4,5822 \times 10^{-12}$	$1,0869 \times 10^{-11}$	$6,9753 \times 10^{-10}$

Fonte: autoria própria.

Uma vez que a única diferença entre  $s^C[\xi]$  e  $s^B[\xi]$  foi a adição das componentes sub-harmônica e inter-harmônica, o aumento na oscilação das grandezas associadas à componente fundamental suscita uma questão importante: o efeito que uma componente de frequência próxima à fundamental (ou harmônico) tem sobre as grandezas estimadas a partir da TS. Para avaliar essa influência, adotou-se o sinal descrito a seguir.

4.4.1.4 Sinal não-senoidal estacionário ( $s^D[\xi]$ )

O sinal  $s^D[\xi]$  contém uma componente de frequência próxima à componente fundamental, o qual é definido conforme:

$$s^D[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{s^D}} S_h^D \text{sen}(\omega_h \xi + \theta_h^D) \quad (\text{V}), \quad (148)$$

em que

$$H^{s^D} = \{59/60; 1\}, \quad S^D = \{1; 220\}, \quad \theta^D = \{35^\circ; 10^\circ\}. \quad (149)$$

As grandezas pertencentes aos conjuntos  $S^D$  e  $\theta^D$ , estimadas via TS, são apresentadas na Figura 15.

De acordo com a Figura 15(a), constata-se um desvio significativo entre o valor RMS e a fase verdadeiros e os estimados via TS. Ainda que de menor ordem, o desvio também ocorre nas grandezas associadas à componente fundamental (Figura 15(b)). Isso ocorreu devido às componentes de frequência estarem muito próximas uma da outra, na margem da resolução de frequência da TS. Essa característica provoca uma dissonância significativa entre o sinal verdadeiro e o estimado a partir da TS, conforme Figura 15(c).

Portanto, conforme apresentado na Tabela 4, foram observados erros elevados nas grandezas estimadas para o sinal  $s^D[\xi]$ .

Tabela 4 – Sinal  $s^D[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase.

	$h$	59/60	1
$\epsilon$ (%)	$S_h^D$	$1,1168 \times 10^4$	0,1499
	$\theta_h^D$	265,8654	0,8587

Fonte: autoria própria.

De acordo com Liu, Himmel e Bonfig (2005), em sinais que contém componentes de frequências próximas entre si, há uma interferência espectral causada pelas superposições complexas das referidas componentes. A interferência espectral é dependente das amplitudes e fases dos componentes de frequência e acarreta um espalhamento espectral de faixa longa. Desse modo, a TS tem uma limitação intrínseca para a análise de sinais com componentes de frequência próximas entre si, como  $s^D[\xi]$ .

Para avaliar o quão próximo as componentes de frequência podem estar para uma correta caracterização via TS, realizou-se uma análise de sensibilidade em um sinal baseado em  $s^D[\xi]$ . Assim, pode-se verificar o quão próximo uma dada componente sub ou interharmônica de ordem  $\Delta_h^D$  pode estar da componente fundamental sem que ocorra prejuízo na estimação do valor RMS e da fase. Para tanto, utilizou-se o sinal  $s_{\Delta_h^D}^D[\xi]$ , o qual é representado conforme:

$$s_{\Delta_h^D}^D[\xi] = \sqrt{2} \left( S_1^D \text{sen}(\omega_1 \xi + \theta_1^D) + S_{\Delta_h^D} \text{sen}(\omega_{\Delta_h^D} \xi + \theta_{\Delta_h^D}^D) \right) \quad (\text{V}), \quad (150)$$

em que

$$S_{\Delta_h^D} = 1 \quad \forall \Delta_h^D, \quad \theta_{\Delta_h^D} = 35^\circ \quad \forall \Delta_h^D, \quad \Delta_h^D \in H^{\Delta^D}, \quad (151)$$

$$H^{\Delta^D} = \frac{1}{60} \{50; 51; 52; 53; 54; 55; 56; 57; 58; 59; 61; 62; 63; 64; 65; 66; 67; 68; 69; 70\}. \quad (152)$$

Os erros calculados para as grandezas associadas ao sinal  $s_{\Delta_h^D}^D[\xi]$  para cada valor de  $\Delta_h^D$  são ilustrados nas Figuras 16 e 17. Conforme observado nas Figuras 16 e 17, verifica-se que os erros diminuem à medida que a componente  $\Delta_h^D$  se distancia da frequência fundamental dos sinais, independentemente de  $\Delta_h^D$  constituir um sub ou interharmônico.

Uma vez que a componente fundamental possui valor eficaz ( $S_1^D$ ) muito maior que o da componente  $\Delta_h^D$  ( $S_{\Delta_h^D}^D$ ), o efeito da interferência espectral sobre  $S_1^D$  e  $\theta_1^D$  é pequeno. Como ilustrado na Figura 16, os erros associados à  $S_1^D$  e  $\theta_1^D$  são sempre menores do que 1% para todos os valores de  $\Delta_h^D$  considerados.

Por outro lado, a estimação de  $S_{\Delta_h^D}^D$  e  $\theta_{\Delta_h^D}^D$  é significativamente prejudicada quando a componente  $\Delta_h^D$  está situada próximo à frequência fundamental, conforme representado na Figura 17. Apenas quando  $\Delta_h^D$  está distante cerca de 5 Hz da frequência fundamental (até 55/60 e após 65/60 na Figura 17) os erros associados à  $S_{\Delta_h^D}^D$  e  $\theta_{\Delta_h^D}^D$  são menores do que 1%.

A análise realizada para o sinal  $s_{\Delta_h^D}^D[\xi]$  evidenciou que um distanciamento de 5 Hz entre as componentes de frequência garante um erro menor do que 1% para as grandezas estimadas via TS para o referido sinal. Portanto, ainda que a interferência espectral constitua uma limitação para o uso da TS para a estimação de grandezas em sinais com componentes de frequência próximas entre si, os resultados podem ser acurados a depender da proximidade entre as referidas componentes de frequência.

#### 4.4.1.5 Sinal com componente fundamental não-estacionária ( $s^E[\xi]$ )

O sinal  $s^E[\xi]$  corresponde a um sinal que contém a componente fundamental com amplitude e fase variáveis, o qual é descrito a seguir:

$$s^E[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{s^E}} S_h^E[\xi] \text{sen}(\omega_h \xi + \theta_h^E[\xi]) \quad (\text{V}), \quad (153)$$

em que

$$H^{s^E} = \{1\}, \quad S^E[0] = \{220\}, \quad \theta^E[0] = \{10^\circ\}. \quad (154)$$

Conforme Equação (154), os valores RMS e da fase da componente fundamental são conhecidos apenas para o instante de tempo inicial ( $\xi = 0$  s). Para os demais instantes de tempo, adotou-se uma variação aleatória de acordo com o modelo *random-walk* (BOLLEN; GU, 2006). Portanto, a partir da segunda amostra do sinal, tem-se que as grandezas em

qualquer instante amostral são obtidas a partir do valor da amostra anterior adicionado a um número aleatório. Assim, para os demais instantes de tempo, tem-se que:

$$S_h^E[\xi + T_s] = S_h^E[\xi] + \gamma_{S_h}^E(\rho - 0,5), \quad (155)$$

$$\theta_h^E[\xi + T_s] = \theta_h^E[\xi] + \gamma_{\theta_h}^E(\rho - 0,5), \quad (156)$$

em que  $\rho$  é uma amostra aleatória da distribuição uniforme no intervalo  $\{0; 1\}$  e

$$\gamma_S^E = \{0,09\} \text{ (V)}, \quad (157)$$

$$\gamma_\theta^E = \{0,01\} \text{ (}^\circ\text{)}. \quad (158)$$

O valor de  $\gamma_{S_1}^E$  foi adotado com base em Bollen e Gu (2006), ao passo que o valor de  $\gamma_{\theta_1}^E$  foi escolhido empiricamente.

Os resultados da estimação via TS das grandezas dos conjuntos  $S^E$  e  $\theta^E$  são ilustrados na Figura 18.

Conforme observado na Figura 18, apesar de não rastrear exatamente cada uma das amostras do valor RMS e da fase de  $s^E[\xi]$ , o valor obtido via TS acompanha as variações dessas grandezas ao longo do tempo. Desse modo, a partir das grandezas estimadas pela TS, pode-se reconstruir adequadamente o sinal (Figura 18(b)). O bom nível de acurácia da estimação é evidenciado pelos erros baixos apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Sinal  $s^E[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase.

	$h$	1
$\epsilon$ (%)	$S_h^E$	0,0692
	$\theta_h^E$	0,1712

Fonte: autoria própria.

#### 4.4.1.6 Sinal com componentes de frequência não-estacionárias ( $s^F[\xi]$ )

O sinal  $s^F[\xi]$  possui diversas componentes de frequência com amplitude e fase variáveis, o qual é definido conforme:

$$s^F[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{s^F}} S_h^F[\xi] \text{sen}(\omega_h \xi + \theta_h^F[\xi]) \quad (\text{V}), \quad (159)$$

em que

$$\begin{aligned} H^{s^F} &= \{0,5; 1; 3; 5; 7; 13,5\}, & S^F[0] &= \{0,75; 220; 3; 7,5; 3,5; 0,4\}, \\ \theta^F[0] &= \{37^\circ; 10^\circ; 60^\circ; -155^\circ; 30^\circ; 3^\circ\}. \end{aligned} \quad (160)$$

Assim como o sinal  $s^E[\xi]$ , para os instantes de tempo  $\xi > 0$  s,  $s^F[\xi]$  possui componentes com uma variação aleatória regida pelo modelo *random-walk*. Logo, tem-se:

$$S_h^F[\xi + T_s] = S_h^F[\xi] + \gamma_{S_h}^F(\rho - 0,5), \quad (161)$$

$$\theta_h^F[\xi + T_s] = \theta_h^F[\xi] + \gamma_{\theta_h}^F(\rho - 0,5), \quad (162)$$

em que

$$\gamma_S^F = \{0,005; 0,09; 0,02; 0,02; 0,02; 0,005\} \text{ (V)}, \quad (163)$$

$$\gamma_\theta^F = \{0,005; 0,01; 0,1; 0,1; 0,1; 0,005\} \text{ (}^\circ\text{)}. \quad (164)$$

Os valores de  $\gamma_{S_h}^F$  para  $h \in \{1; 3; 5; 7\}$  foram baseados em Bollen e Gu (2006). As demais constantes foram definidas empiricamente.

As grandezas pertencentes aos conjuntos  $S^F$  e  $\theta^F$ , estimadas via TS, são apresentadas na Figura 19.

A partir da Figura 19, constata-se um comportamento similar ao observado na análise do sinal  $s^E[\xi]$ , onde as grandezas estimadas via TS acompanham as variações dos sinais ao longo do tempo, apesar desse rastreo não ocorrer com exatidão para cada instante de tempo. Conforme Figuras 19(a) e 19(f), as maiores discrepâncias entre os valores reais e estimados ocorrem para o valor RMS e fase da componente de 30 Hz, como também para a fase da componente de 810 Hz. Contudo, ainda assim, as informações obtidas via TS foram adequadas para a reconstrução do sinal (Figura 19(g)).

Na Tabela 6 são indicados os erros das grandezas estimadas a partir da TS para o sinal  $s^F[\xi]$ . Os erros corroboram as observações efetuadas anteriormente, onde constatou-se uma maior discrepância para  $S_{0,5}^F$ ,  $\theta_{0,5}^F$  e  $\theta_{13,5}^F$ .

Tabela 6 – Sinal  $s^F[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase.

	$h$	0,5	1	3	5	7	13,5
$\epsilon$ (%)	$S_h^F$	3,3238	0,0716	1,7502	0,5132	0,9578	1,5957
	$\theta_h^F$	4,6964	0,1655	0,6227	0,1080	0,5590	7,8495

Fonte: autoria própria.

#### 4.4.1.7 Sinal com desvio de frequência ( $s^G[\xi]$ )

O sinal  $s^G[\xi]$  possui frequência fundamental variante no tempo, conforme explicitado em:

$$s^G[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{s^G}} S_h^G \text{sen}(\omega^G[\xi]\xi + \theta_h^G) \text{ (V)}, \quad (165)$$

em que

$$H^{s^G} = \{1\}, \quad S^G = \{220\}, \quad \theta^G = \{10^\circ\}, \quad \omega^G[\xi] = 2\pi(60 + 0,9 \sin(2,5\pi\xi)). \quad (166)$$

O valor RMS e a fase do sinal  $s^G[\xi]$  estimados a partir da TS são ilustrados na Figura 20.

A inspeção da Figura 20 indica que ocorrem discrepâncias significativas tanto para  $S_1^G$  quanto para  $\theta_1^G$ , o que é corroborado pelos erros elevados apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Sinal  $s^G[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase.

	$h$	1
$\epsilon$ (%)	$S_h^G$	16,8758
	$\theta_h^G$	810,9225

Fonte: autoria própria.

Uma vez que o sinal  $s^G[\xi]$  foi amostrado com uma taxa fixa, o número de amostras para cada ciclo da frequência fundamental é constante em toda a janela de medição (nesse caso, 1 s). Assim, uma eventual variação na frequência fundamental ocasionará a perda de sincronização do sinal amostrado. Como consequência, uma amostragem assíncrona causará falta ou excesso de amostras para cada ciclo da frequência fundamental (YAMADA, 2013).

Ademais, sabe-se que os algoritmos baseados na TF são acurados apenas quando a frequência de amostragem é sincronizada com a frequência fundamental (XI; CHICHARO, 1996; LI, 2021). Logo, uma condição de amostragem assíncrona leva a erros ocasionados pelo espalhamento espectral e pelo efeito cerca (*picket fence effect*, em inglês) (ZENG et al., 2013). O efeito cerca ocorre quando o sinal contém componentes de frequência que não estão contidos no conjunto de frequências discretas que o caracterizam (GIRGIS; HAM, 1980).

Assim, visto que ocorre um desvio de frequência de  $\pm 0,9$  Hz, na maioria dos instantes de tempo a frequência fundamental do sinal não corresponde a uma das frequências discretas do processamento – conforme Equação (140), a resolução em frequência é de 1 Hz. Essa característica do sinal  $s^G[\xi]$  reverbera em erros significativos tanto em amplitude quanto em fase.

Uma vez que a frequência de amostragem utilizada é fixa, uma alternativa que pode ser adotada para reduzir os efeitos da amostragem assíncrona consiste em variar a quantidade de amostras nas janelas de medição a partir da informação da frequência fundamental do sinal (BORISOV; GINN III; CHEN, 2009). Até este ponto, a janela de medição utilizada para a análise dos sinais foi de 1 s, que constitui um intervalo de tempo inapropriado para a variação de frequência presente em  $s^G[\xi]$ .

De acordo com a Norma IEEE 519-2014 (IEEE, 2014) e a IEC 6100-4-7-2002 (IEC, 2002), uma janela de medição de 200 ms – ou doze ciclos da frequência fundamental em 60 Hz – é adequada para a análise de harmônicos e inter-harmônicos. Uma janela com esse comprimento permite uma resolução em frequência de 5 Hz.

Logo, de posse da informação da frequência fundamental, efetua-se uma segmentação do sinal em janelas contendo doze ciclos da frequência fundamental com uma quantidade de amostras ajustada de acordo com:

$$N_{\text{segm}} = N_{\text{cic}} \text{ arredonda} \left( \frac{f_s}{f_1} \right), \quad (167)$$

em que  $N_{\text{segm}}$  denota a quantidade de amostras em cada segmento,  $N_{\text{cic}}$  indica a quantidade de ciclos da frequência fundamental em cada segmento ( $N_{\text{cic}} = 12$ ) e  $\text{arredonda}(\cdot)$  representa uma operação de arredondamento para o inteiro mais próximo.

Assim, para o sinal  $s^G[\xi]$ , tem-se os segmentos com as características explicitadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Sinal  $s^G[\xi]$ : segmentação a cada doze ciclos da frequência fundamental.

	Segmento				
	1	2	3	4	5
$N_{\text{segm}}$	3072	3024	3072	3120	3072
$f_1$ (Hz)	60,0000	60,9000	60,0221	59,1003	60,0000
Tempo inicial (s)	0	0,2000	0,3969	0,5969	0,8000
Tempo final (s)	0,1999	0,3968	0,5968	0,7999	1,0000
Amostra inicial	1	3073	6097	9169	12289
Amostra final	3072	6096	9168	12288	15360

Fonte: autoria própria.

As grandezas estimadas via TS após a segmentação do sinal  $s^G[\xi]$  são ilustradas na Figura 21.

Um comparativo direto entre as Figuras 20 e 21 indica a melhoria nos resultados tanto para  $S_1^G$  quanto para  $\theta_1^G$  após a segmentação do sinal. Ainda que os resultados indicados na Figura 21 contenham oscilações, elas são menores do que as obtidas sem a segmentação do sinal (Figura 20). Essa variação ocorre devido à frequência fundamental do sinal não ser constante em cada janela de medição.

Os erros obtidos para as grandezas estimadas a partir da aplicação da TS após a segmentação do sinal  $s^G[\xi]$  são apresentados na Tabela 9.

A análise comparativa entre os valores das Tabelas 7 e 9 indica uma redução de 597,88% no erro associado à  $S_1^G$ , e 780,87% no erro relativo à  $\theta_1^G$ . Todavia, há de se ressaltar que os erros indicados na Tabela 9 ainda são relevantes – principalmente no que diz respeito à fase –, uma vez que o desvio de frequência aplicado a  $s^G[\xi]$  é significativo.

Tabela 9 – Sinal  $s^G[\xi]$ : erros na estimação do valor RMS e da fase após a segmentação.

	$h$	1
$\epsilon$ (%)	$S_h^G$	2,8226
	$\theta_h^G$	103,8486

Fonte: autoria própria.

Isto é, para desvios de frequência em menor magnitude – ou para condições onde a frequência fundamental seja constante na janela de medição –, espera-se uma maior acurácia nos resultados obtidos via TS a partir da segmentação dos sinais.

#### 4.4.2 Sensibilidade ao ruído

Sucintamente, ruído corresponde a qualquer sinal elétrico indesejado que sempre está presente no SEP sobreposto aos sinais de tensão e corrente (IEEE, 1995; SKLAR; RAY, 2014). Para avaliar a sensibilidade ao ruído da TS, adotou-se um modelo de ruído baseado em sinais provenientes de sistemas de distribuição de energia elétrica, conforme descrito em Lima et al. (2018b) e Coelho, Lima e Brito (2022).

Nesta etapa, assumiu-se  $s^F[\xi]$  como sinal de teste, sobre o qual foi inserido o ruído com valores de relação sinal-ruído,  $SNR$ , entre 30 e 50 dB. A  $SNR$  de um dado sinal  $x(t)$  é definida como:

$$SNR = 20 \log \left( \frac{x_p}{\sqrt{2}\sigma_x} \right), \quad (168)$$

em que  $x_p$  denota a amplitude do sinal e  $\sigma_x$  representa o desvio padrão do ruído.

As grandezas estimadas para o sinal com ruído foram comparadas com as obtidas para o sinal sem ruído. A comparação foi baseada na variação percentual entre as grandezas, isto é,

$$\Delta(\kappa, SNR) = \frac{\kappa_{SNR} - \kappa}{\kappa} \times 100 \text{ (\%)}, \quad (169)$$

em que  $\kappa_{SNR}$  denota a grandeza  $\kappa$  calculada com o nível de ruído indicado por  $SNR$ .

A inserção do ruído no sinal foi repetida dez vezes, após as quais foi considerado o valor máximo de  $\Delta(\kappa, SNR)$  para análise.

Na Tabela 10 são apresentados os resultados para o teste de sensibilidade ao ruído para o sinal  $s^F[\xi]$ .

A partir dos resultados apresentados na Tabela 10, observa-se que as maiores variações ocorreram na componente sub-harmônica (30 Hz) e inter-harmônica (810 Hz), o que era esperado visto que suas amplitudes são baixas. Para a componente fundamental e para as harmônicas, considerando uma  $SNR$  a partir de 35 dB, as variações não foram superiores a 1%. Ademais, uma vez que as componentes de frequência de elevada ordem

Tabela 10 – Sinal  $s^F[\xi]$ : resultados para o teste de sensibilidade ao ruído.

$SNR$ (dB)	30	35	40	45	50
$\kappa$	$\Delta(\kappa, SNR)$ (%)				
$S_{0,5}^F$	4,3346	1,5966	1,2263	0,6831	0,4514
$\theta_{0,5}^F$	6,2957	5,0531	2,8193	1,3309	0,8673
$S_1^F$	0,0109	0,0109	0,0065	0,0028	0,0023
$\theta_1^F$	0,0589	0,0672	0,0442	0,0174	0,0156
$S_3^F$	0,9386	0,6105	0,3059	0,2744	0,1305
$\theta_3^F$	0,7157	0,6070	0,4125	0,2587	0,1546
$S_5^F$	0,5261	0,2094	0,1034	0,0936	0,0527
$\theta_5^F$	0,1527	0,1033	0,0594	0,0314	0,0167
$S_7^F$	1,0335	0,6351	0,3895	0,2562	0,1062
$\theta_7^F$	1,7429	0,8568	0,3567	0,5120	0,3881
$S_{13,5}^F$	14,1481	5,5375	4,1104	1,6350	1,1447
$\theta_{13,5}^F$	135,5740	87,3459	61,9849	12,7221	8,3459

Fonte: autoria própria.

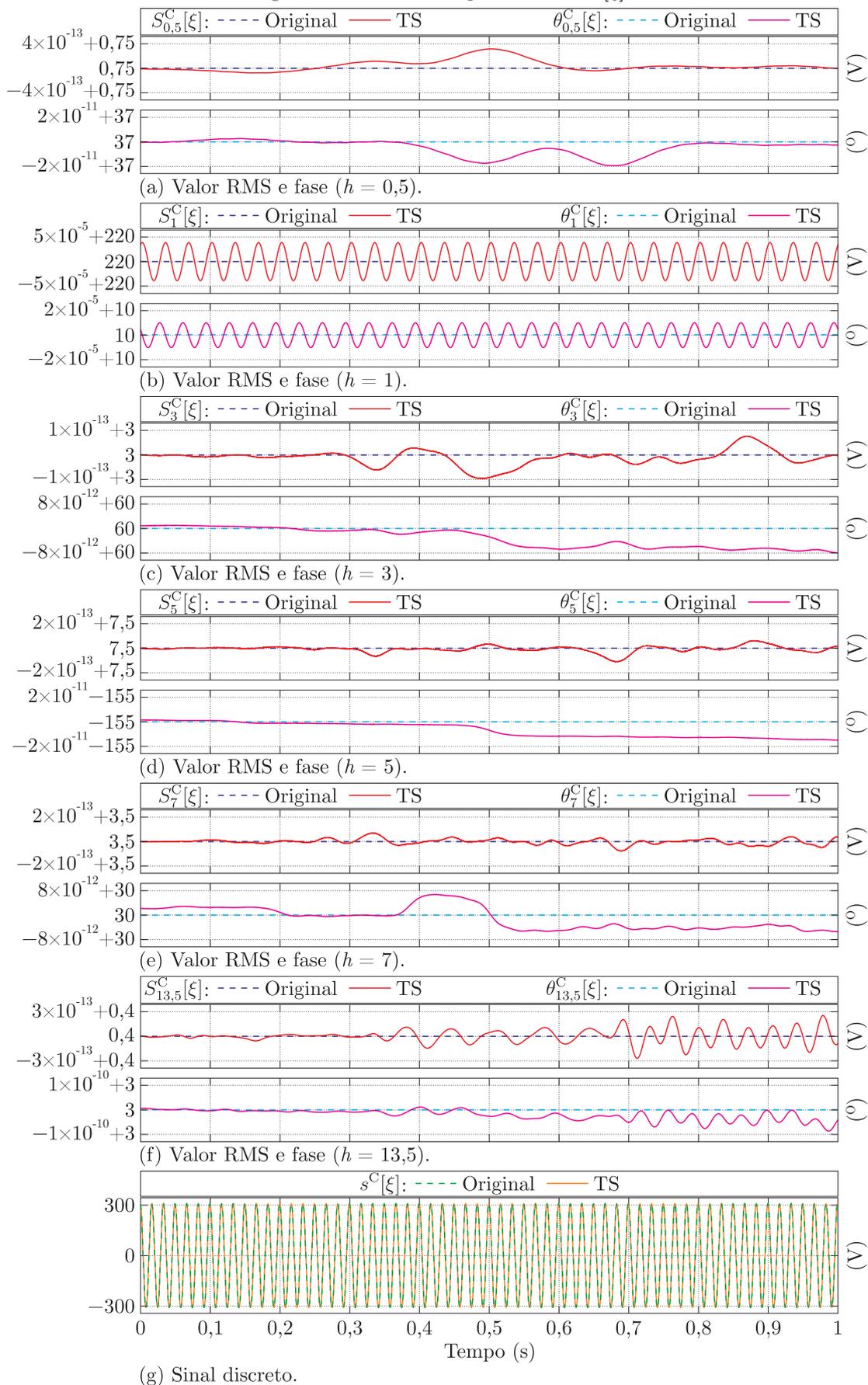
são as mais afetadas em condições ruidosas, constata-se que as grandezas associadas à componente de 810 Hz foram as mais sensíveis ao ruído.

De acordo com Tomic, Kusljevic e Vujicic (2007) e Poljak, Kusljevic e Tomic (2012), a  $SNR$  dos sinais de tensão do SEP varia entre 50 e 70 dB. Isto é, nesse nível de ruído, ou considerando uma  $SNR$  acima de 40 dB conforme apresentado na Tabela 10, a TS apresenta um bom desempenho para a estimação do valor RMS e da fase dos sinais.

## Considerações finais

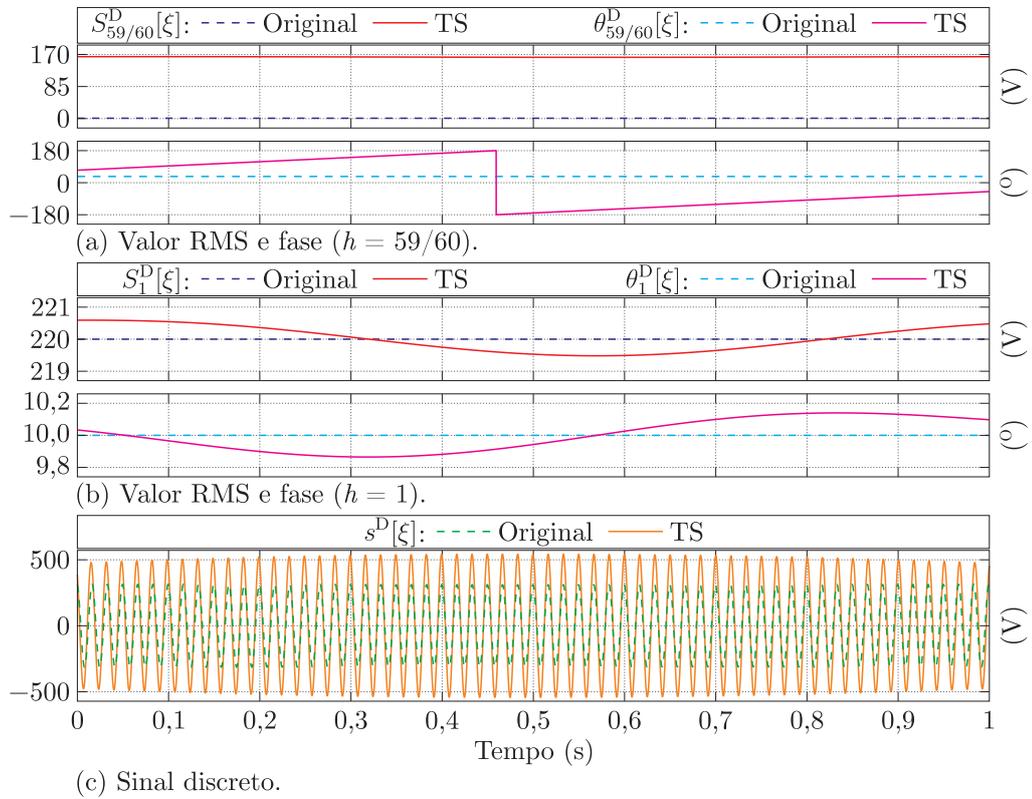
Este capítulo teve como principal objetivo apresentar uma visão geral sobre a TS, bem como das principais técnicas para análise de sinais em tempo-frequência. As características básicas dessas ferramentas foram comentadas, de modo a subsidiar o entendimento da análise crítica do estado da arte. Uma vez que fundamenta o método proposto nesta tese, a TS foi apresentada de modo mais amplo para facilitar a compreensão dos resultados de sua aplicação.

Os testes de desempenho evidenciaram algumas deficiências da TS para a caracterização de sinais com algumas características específicas, tais como: sinais com componentes de frequência situadas próximas uma da outra, e sinais com variações na frequência fundamental. Isto é, nas condições supracitadas as informações obtidas via TS podem não ser consistentes com a característica do sinal, o que pode representar uma limitação para sua aplicação. Como consequência, qualquer aplicação decorrente da TS nessas condições incorrerá erros. Todavia, nas demais condições de teste a TS apresentou um bom desempenho, o que evidenciou as potencialidades dessa ferramenta para a caracterização de sinais e credencia a sua aplicação para o cálculo de potência.

Figura 14 – Resultados para o sinal  $s^C[\xi]$ .

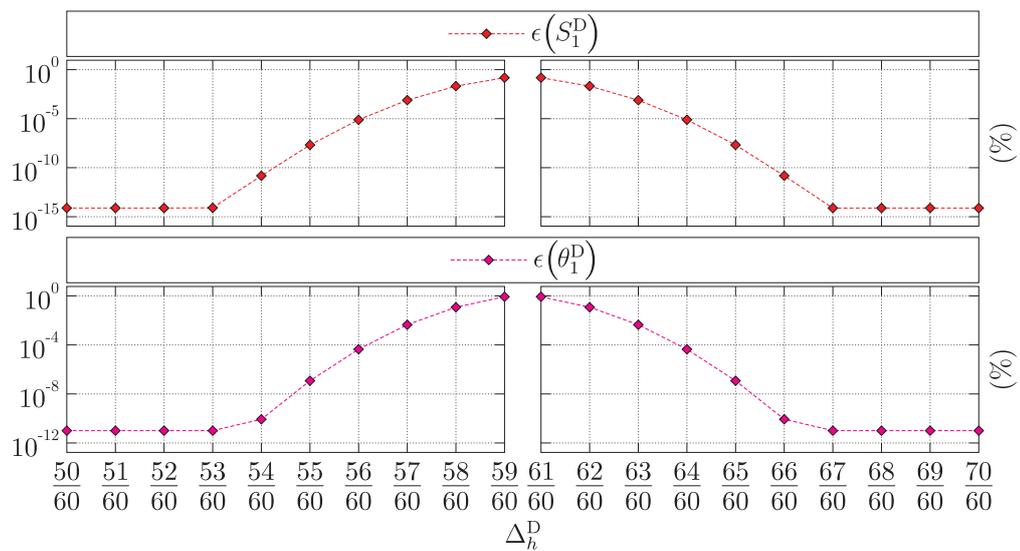
Fonte: autoria própria.

Figura 15 – Resultados para o sinal  $s^D[\xi]$ .

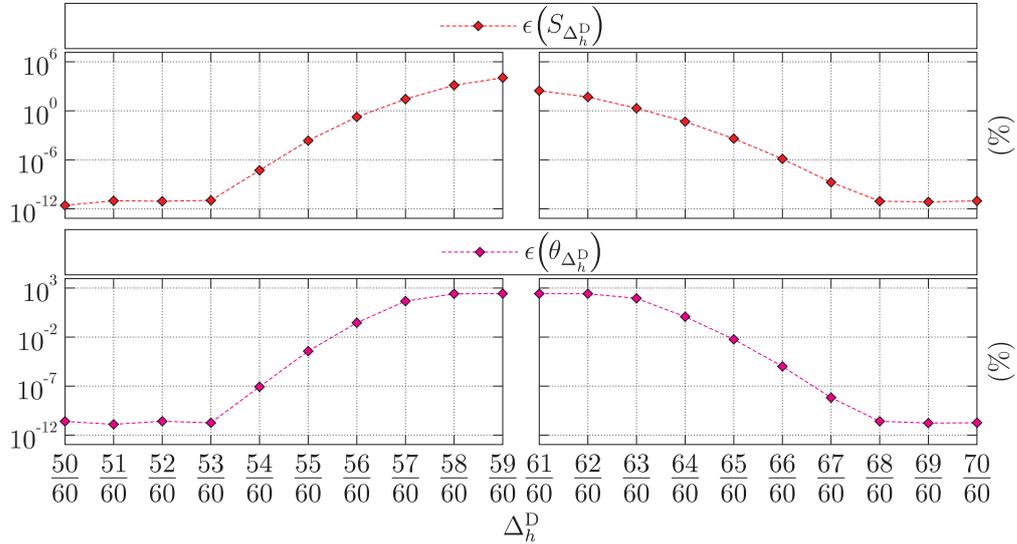


Fonte: autoria própria.

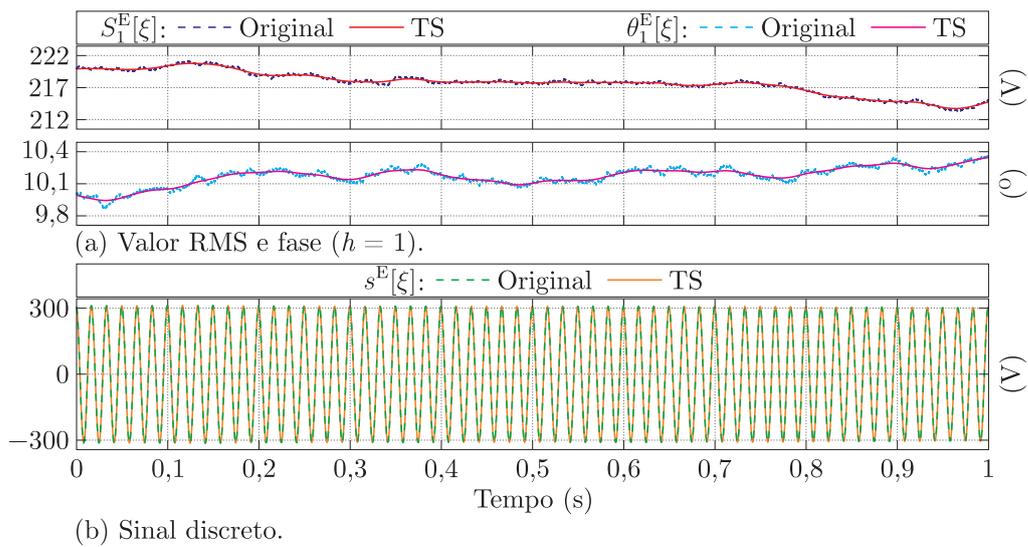
Figura 16 – Sinal  $s_{\Delta_h}^D[\xi]$ : erros associados à  $S_1^D$  e  $\theta_1^D$ .



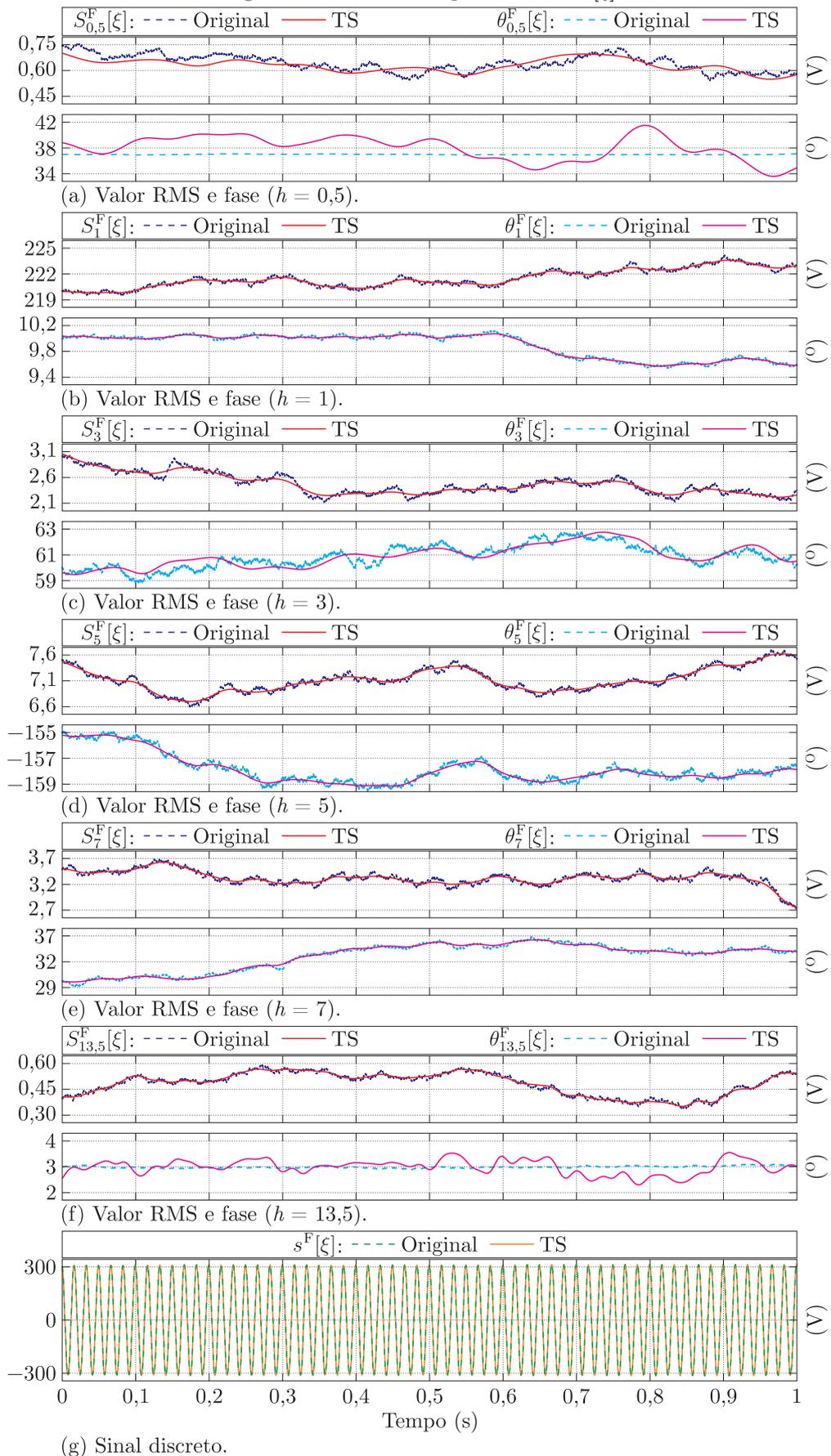
Fonte: autoria própria.

Figura 17 – Sinal  $s_{\Delta_h^D}^D[\xi]$ : erros associados à  $S_{\Delta_h^D}$  e  $\theta_{\Delta_h^D}$ .

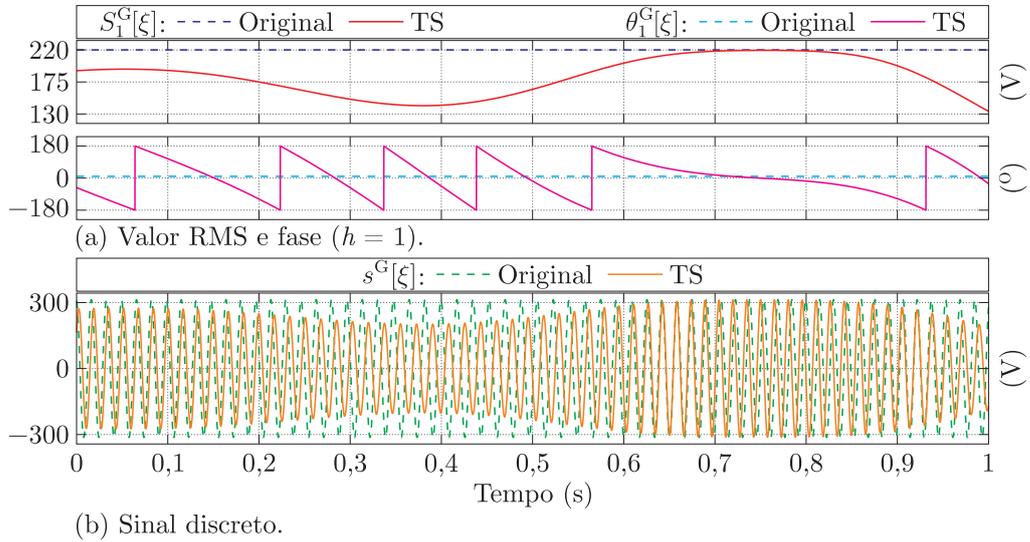
Fonte: autoria própria.

Figura 18 – Resultados para o sinal  $s^E[\xi]$ .

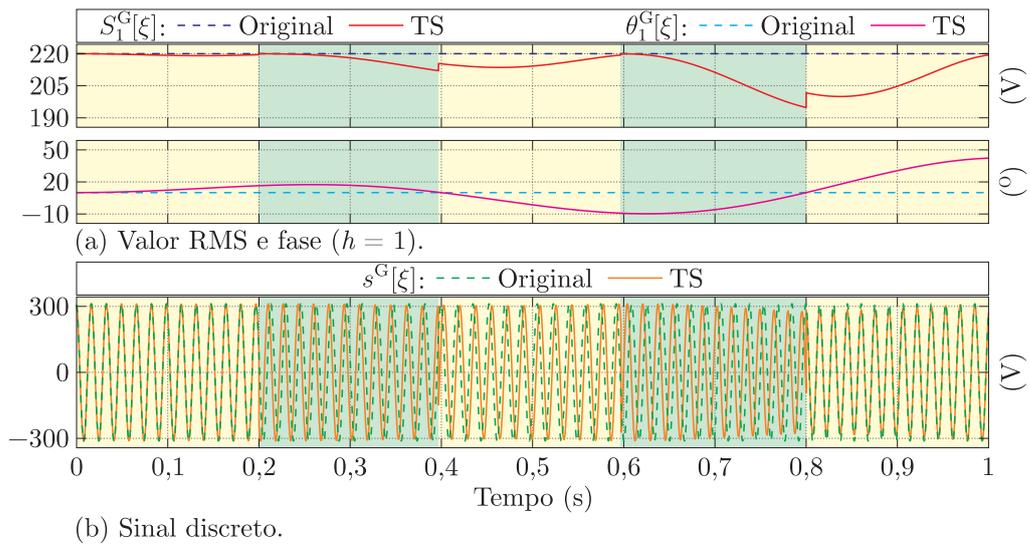
Fonte: autoria própria.

Figura 19 – Resultados para o sinal  $s^F[\xi]$ .

Fonte: autoria própria.

Figura 20 – Resultados para o sinal  $s^G[\xi]$ .

Fonte: autoria própria.

Figura 21 – Resultados para o sinal  $s^G[\xi]$  após a segmentação.

Fonte: autoria própria.

## CAPÍTULO 5

---

# ESTADO DA ARTE

---

A análise do estado da arte é fundamental para o desenvolvimento de qualquer pesquisa. Neste sentido, o atual capítulo é destinado à apresentação de um resumo dos trabalhos coligidos nesta etapa.

### 5.1 Contextualização

Em condições não-senoidais, as componentes de potência possuem significados que podem ser controversos. Nessa conjuntura, apenas a potência ativa possui significado físico, uma vez que representa a parcela de energia efetivamente consumida em um circuito. Ainda assim, a potência ativa deve ser analisada com cautela, visto que, em condições não-senoidais, ela pode possuir componentes que são prejudiciais, isto é, potência ativa não é sinônimo de potência útil (CZARNECKI, 2012).

Segundo Czarnecki e Swietlicki (1990), a potência aparente é relacionada com o carregamento da fonte com a potência ativa e a parte restante é associada ao carregamento sem uso. No entanto, esta última é sujeita a um grande interesse por razões teóricas, técnicas e econômicas. Ademais, conforme Filipki, Baghzouz e Cox (1994), com exceção à potência instantânea e à potência ativa, todos os tipos remanescentes de “potência” não são físicas<sup>2</sup>. Isto é, as definições de potência estabelecidas para condições senoidais podem ser transpostas para condições não-senoidais apenas de maneira limitada, visto que somente os conceitos de potência instantânea e potência ativa são estáveis para ambas condições.

É um fato que a transmissão de energia não pode ser realizada sem que haja potência reativa (LAMONT; FU, 1999), todavia o significado dessa potência já foi questionado. Deveras, em Knowlton (1933) já se alertava que toda a incerteza sobre o conceito de potência reativa poderia provocar uma redução da importância do fator de potência. Outrossim, conforme Curtis e Silsbee (1935), em condições não-senoidais, a potência reativa não pode ser associada aos conceitos de reatância e ao armazenamento de energia

---

<sup>2</sup> Apenas a potência instantânea e a potência ativa possuem significado físico. Na hipótese de condições senoidais, a potência reativa também possui um sentido físico, uma vez que relaciona-se com o armazenamento de energia. Todavia, em condições não-senoidais, a potência reativa não se deve apenas ao armazenamento de energia em elementos reativos, o que invalida a justificativa presumida para condições senoidais.

nos campos eletromagnéticos e eletrostáticos. Além disso, a potência reativa pode estar presente em circuitos de corrente contínua com múltiplas linhas (JEON, 2006).

A potência reativa provoca controvérsias ao seu significado até mesmo em condições senoidais. Em sistemas trifásicos simétricos a potência instantânea é constante, independentemente da potência reativa, logo, não há relação entre a potência instantânea e a potência reativa (CZARNECKI, 1994b). Segundo Jeon (2006), a potência reativa pode estar presente em circuitos lineares de corrente alternada sem componentes reativos. Isto é, a interpretação da potência reativa, válida em sistemas monofásicos com cargas invariantes no tempo não pode ser aplicada em circuitos trifásicos, assim como em circuitos com cargas variantes no tempo. Nesse sentido, os conceitos relacionados à potência em circuitos monofásicos lineares não podem ser generalizados para situações mais complexas.

A associação da potência reativa com o fluxo bidirecional de potência também é uma recorrência da característica de sistemas senoidais monofásicos. Segundo Czarnecki (2000), a associação da potência reativa com a oscilação de energia entre a fonte e a carga é uma interpretação equivocada da potência em sistemas trifásicos, pois a oscilação pode ocorrer em situações senoidais apenas como efeito do desequilíbrio da corrente do circuito, independentemente do tipo de carga. Isto é, fluxo de potência unidirecional não garante potência reativa nula.

Conforme ressaltado por Filipiski e Labaj (1992), em condições não-senoidais, nenhuma grandeza possui as mesmas propriedades que a potência reativa do caso senoidal. Destarte, no contexto atual do SEP, o conceito de potência reativa pode não se relacionar com a energia armazenada em elementos reativos contidos no circuito. A definição mais aceita faz referência à potência reativa como um efeito do deslocamento de fase entre a tensão e a corrente, não estando, portanto, relacionada com a oscilação de energia em um circuito (CZARNECKI, 2007). Isto é, a potência reativa se relaciona apenas com a defasagem entre as componentes de frequência dos sinais de tensão e corrente.

Outro fator controverso em relação à potência em sistemas não senoidais é a potência aparente. Segundo Filipiski (1993), o conceito geral de que a potência aparente é numericamente igual à potência ativa máxima que existe em determinados pontos de entrada com valores eficazes da corrente e da tensão e, portanto, está diretamente relacionada ao dimensionamento dos equipamentos e às perdas de geração e transmissão é enganosa. O produto dos valores eficazes de tensão e corrente expressa o dimensionamento de um equipamento apenas aproximadamente, visto que as perdas internas do equipamento (correntes de Foucault, histerese e efeito pelicular) são dependentes da frequência. Ainda segundo Filipiski (1993), em condições não-senoidais, diferentes aspectos do relacionamento entre tensão e corrente são importantes. Portanto, o efeito dos harmônicos em transformadores, motores, reatores, capacitores, para-raios e geradores

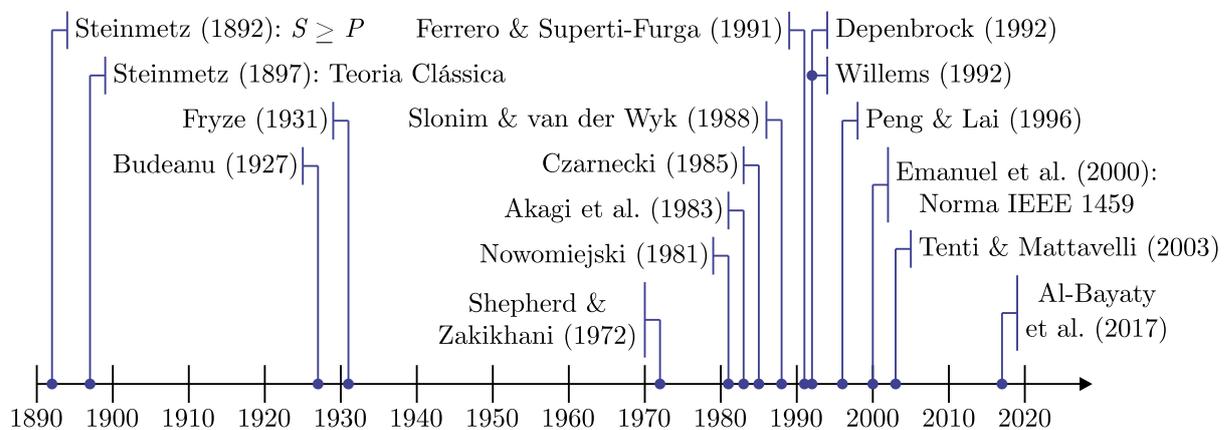
são totalmente diferentes e não podem ser descritos por dois únicos índices, a potência aparente e o fator de potência.

Embora no sistema monofásico senoidal a potência aparente e o fator de potência caracterizem bem a eficiência de transmissão e o comportamento oscilatório do sistema, este não é o caso em situações mais gerais (WILLEMS, 2004). Além disso, a potência aparente e o fator de potência são utilizados em conjunto com a potência ativa para descrever certas relações de tensão e corrente apenas quando uma frequência está envolvida (FILIPSKI, 1991), o que pode invalidar a sua aplicação em casos generalizados.

A potência aparente geralmente não representa uma quantidade física. De fato, apenas em um caso especial, quando é igual à média da potência instantânea ela adquire uma interpretação física (SHARON, 1996). Assim, a potência aparente é apenas uma definição formal, sem qualquer interpretação física, conforme salientado por Czarnecki (1994b). Portanto, esta quantidade deve ser tratada apenas como um parâmetro aproximado da potência ativa máxima que poderia ser transmitida a um sistema.

Na Figura 22 é apresentada uma linha do tempo que ilustra algumas dentre as principais contribuições para o estado da arte em relação à potência elétrica. Como se vê, a primeira teoria de potência que abrangia condições não senoidais foi apresentada por Budeanu pouco mais de 30 anos após a constatação de que  $S \geq P$ . Quatro anos depois, Fryze propôs novas definições de potência para sinais distorcidos. Após o trabalho de Fryze, sucedeu-se um período de quase quarenta anos sem que fossem propostos novos conceitos de potência. Como a eletrônica de potência foi introduzida no final da década de 1960, a disseminação de cargas não-lineares que consomem correntes distorcidas aumentou significativamente (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Diante dessa conjuntura, a comunidade científica voltou-se novamente a este tema, culminando com diversas publicações a partir da década de 1970, conforme detalhado a seguir.

Figura 22 – Linha do tempo: caracterização da potência elétrica.



Fonte: autoria própria.

## 5.2 Teorias de potência

Salvaguardados os princípios discutidos anteriormente, a problemática da caracterização da potência elétrica em condições não-senoidais culminou na publicação de uma nova teoria de potências apenas na década de 1920. O pioneiro em definir um novo método de cálculo foi Budeanu (1927), que aplicou séries de Fourier para descrever os sinais de tensão e corrente. Na proposta de Budeanu as potências ativa e reativa são calculadas considerando o conjunto de componentes de frequência dos sinais de tensão e corrente. Além disso, uma nova potência foi definida: a potência de distorção. Constituída pelo produto cruzado das componentes de frequência de tensão e corrente, a potência de distorção corresponde a uma parcela que objetiva a quantificação da distorção do sistema.

Todavia, conforme demonstrado por Czarnecki (1987) e Czarnecki (1992), a potência de distorção proposta por Budeanu pode não representar a distorção do sistema. Para sinais de tensão e corrente distorcidos com a mesma forma de onda e desvio de fase nulo, a potência de distorção será nula. Por outro lado, considerando tensão e corrente com a mesma forma de onda e com algum desvio de fase, a potência de distorção não é nula. Uma vez que nas condições supracitadas a distorção dos sinais permanece inalterada, independentemente do ângulo de fase, a potência de distorção deveria ser constante para ambas as condições. Desse modo, não há uma relação direta entre a potência de distorção e a distorção dos sinais. Isto é, o conceito de distorção proposto por Budeanu é coeso apenas com uma eventual distorção do sinal de corrente ocasionada pelo circuito. Portanto, havendo distorção harmônica nos sinais, para que a potência de distorção seja nula basta que tensão e corrente estejam em fase. Ademais, conforme Equação (74), a potência reativa proposta por Budeanu é constituída de uma soma aritmética das “potências reativas”<sup>3</sup> para cada componente de frequência. Assim, pode-se obter uma potência reativa nula mesmo que os entes do somatório sejam não-nulos.

Em Fryze (1931) foram propostas novas definições de potência, cujas equações foram definidas no domínio no tempo. A proposta de Fryze foi inovadora, uma vez que se baseou na decomposição das correntes em componentes ativa e reativa. Desse modo, segundo Czarnecki (1997), uma das grandes contribuições do trabalho de Fryze foi o tratamento da equação de potências como secundária em relação à equação da corrente. A decomposição da corrente em componentes ativa e não-ativa proposta por Fryze orienta diversos trabalhos até hoje, visto que apresentou uma alternativa definida no domínio do tempo, desprezando a necessidade de decomposição dos sinais no domínio da frequência. Por outro lado, a componente de corrente ativa é baseada na condutância equivalente do circuito, o que se traduz na ideia de que toda a corrente ativa é sinônimo de uma corrente útil.

---

<sup>3</sup> Considerando a definição do caso senoidal, Equação (8).

Ademais, sob o ponto de vista das componentes de potência, a proposta de Fryze consiste em apenas duas parcelas, a potência ativa e a potência não-ativa. Sabe-se que a potência ativa corresponde ao valor médio da potência instantânea, independentemente da condição dos sinais. Assim, para o cálculo da potência não-ativa, não é estritamente necessária a análise da corrente não-ativa<sup>4</sup>. Isto é, ainda que se trate de um método para cálculo de potência, a contribuição essencial do trabalho de Fryze diz respeito à decomposição da corrente.

O trabalho de Buchholz (1950) ampliou as definições de Fryze para sistemas polifásicos. O autor definiu a representação de um sistema a partir da premissa de que todos os condutores são tratados igualmente. Isto é, o condutor neutro e o condutor de fase são considerados da mesma maneira. Dessa forma, Buchholz propôs definições de valores eficazes coletivos para a tensão e corrente, considerando todos os condutores presentes no circuito, os quais deveriam ser medidos com base em um ponto de referência virtual – não em relação a outro condutor do circuito. Antes de 1950, o autor já havia proposto o cálculo da potência aparente a partir dos valores eficazes coletivos (BUCHHOLZ, 1922), o que também foi sugerido pela Norma IEEE 1459 (IEEE, 2000; IEEE, 2010) como Potência Aparente Efetiva. Por outro lado, por ser uma extensão do trabalho de Fryze, a proposta de Buchholz foi insuficiente para uma maior caracterização da transferência de energia em um circuito.

Depenbrock (1962) desenvolveu uma teoria fundamentada nos trabalhos de Fryze (1931) e Buchholz (1950), conhecida como método FBD (Fryze-Buchholz-Depenbrock), contudo apenas em publicações posteriores seu trabalho ganhou notoriedade (DEPENBROCK, 1992; DEPENBROCK, 1993). Assim como Buchholz, Depenbrock adotou o ponto de referência virtual para medições de tensão, o qual pode ser útil em medições de tensões em sistemas trifásicos a três fios (PAREDES, 2011). Nesse caso, todos os condutores do circuito são tratados de maneira igualitária. Além disso, conforme ressaltado em Staudt (2008), embora seja possível, não é necessário criar fisicamente um ponto de referência para a aplicação do método FBD. Nessa proposta, a corrente é dividida em componentes de potência, de potência zero, ativa, não-ativa, e de variação, as quais são associadas a potências que compõem a potência aparente. Por outro lado, o método FBD não relaciona as correntes – e as potências, conseqüentemente – a fenômenos físicos inerentes ao circuito.

Shepherd e Zakikhani (1972) propuseram uma nova teoria de potências baseada na decomposição dos sinais de tensão em componentes de frequência comuns e incomuns. Esse método sintetizou a detecção de cargas não-lineares em sistemas monofásicos, de

---

<sup>4</sup> A título de exemplo, o método de cálculo de potência embarcado no analisador de QEE Nexus® 1500+ agrupa toda a potência não-ativa em uma potência denominada reativa, cujo valor é obtido a partir da definição clássica ( $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ ) (ELECTRO INDUSTRIES/GAUGETECH, 2016).

modo que correntes com componentes harmônicos incomuns à tensão puderam ser associadas à não-linearidade das cargas. Apesar de revolucionária, a proposta não incluiu a potência ativa na equação fundamental de potências, o que fora prontamente mitigado por Sharon (1973), que aprimorou a proposta de Shepherd e Zakikhani (1972). No entanto, as duas propostas poderiam prover uma compensação de reativos enganosa, visto que ela poderia afetar outras potências.

O método proposto em Kusters e Moore (1980) representa um aprimoramento da teoria apresentada por Fryze (1931), no qual a corrente é decomposta em parcelas ativa, reativa (capacitiva ou indutiva) e residual (capacitiva ou indutiva). Desse modo, a definição da potência aparente depende do tipo de circuito, uma vez que as potências reativa e residual são associadas à natureza da carga. Segundo os autores, a caracterização do tipo de potência reativa facilitava a tarefa da compensação de reativos a partir de filtros passivos. Por outro lado, a proposta partiu da premissa da teoria de Fryze que representa toda a potência ativa como potência útil.

Akagi et al. (1983) desenvolveram um trabalho que introduziu novos conceitos no tocante à discussão da potência elétrica: as parcelas real e imaginária de potência instantânea. Os autores definiram, para sistemas trifásicos, o cálculo da potência mediante os valores instantâneos de tensão e corrente, cujos sinais poderiam assumir todas as formas de onda distorcidas (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984). A princípio, a proposta abrangia apenas sistemas trifásicos a três fios, contudo, em trabalho posterior (AKAGI; OGASAWARA; KIM, 1999), os autores a estenderam para sistemas trifásicos a quatro fios. A proposta ficou conhecida como Teoria da Potência Instantânea – ou, simplesmente, Teoria  $pq$  – e é baseada na transformação algébrica de um sistema trifásico para um sistema bifásico ( $a, b, c \rightarrow \alpha, \beta$ ). Esta transposição também é conhecida como Transformação de Clarke (CLARKE, 1943). A Teoria  $pq$  define potências instantâneas nas coordenadas  $\alpha, \beta, 0$ , cujo destaque é dado à potência imaginária instantânea, a qual corresponde à circulação de energia entre as fases do sistema sem que haja contribuição efetiva para a transferência de energia entre a fonte e a carga (AREDES; WATANABE, 1995). Um ponto negativo desta proposta é a sua aplicabilidade apenas em sistemas trifásicos. Segundo Khalsa (2007), a teoria só descreve satisfatoriamente o sistema quando as tensões são balanceadas. Ademais, conforme Czarnecki (2004), a teoria apresenta resultados coerentes apenas quando as cargas são equilibradas. Isto é, as potências podem reverberar interpretações equivocadas quando da representação de sistemas assimétricos.

Uma abordagem concebida para superar as limitações do modelo proposto por Fryze foi a Teoria CPC, proposta por Czarnecki (1985). Definida no domínio da frequência, a Teoria CPC foi sedimentada a partir da decomposição das correntes em parcelas ativa, reativa e dispersa. Em trabalhos posteriores, a Teoria CPC foi aperfeiçoada (CZARNECKI; SWIETLICKI, 1990; CZARNECKI, 2008; CZARNECKI, 2019), a qual passou a

associar o fluxo de potência da carga para a fonte como potência gerada pela carga. Como consequência, definiu-se uma nova componente da corrente, a corrente gerada pela carga. Além dos conceitos tradicionais de potência ativa e reativa, as potências dispersa e gerada quantificam o efeito da variação da condutância em função da frequência e a consequência de componentes harmônicos gerados na carga, respectivamente. Posteriormente, a Teoria CPC foi estendida para sistemas trifásicos a três e quatro fios (CZARNECKI, 1988; CZARNECKI; HALEY, 2015; CZARNECKI; HALEY, 2016). No que concerne a sistemas trifásicos, Czarnecki definiu uma nova parcela de corrente, a corrente de desequilíbrio, de modo a representar o efeito de assimetria do circuito. A Teoria CPC proporciona uma melhor compreensão da operação de um circuito elétrico, entretanto, há de se ressaltar que as correntes por ela definidas não existem como entidades físicas, uma vez que correspondem apenas a entidades matemáticas associadas a alguns fenômenos físicos na carga (CZARNECKI, 2008). Isto é, a teoria é fundamentada em uma ferramenta que auxilia no cálculo das potências, sem, entretanto, representá-las fisicamente.

A Teoria CPC possui um equacionamento complexo, o que pode desencorajar a sua utilização para a análise de um dado circuito. Ademais, a compensação individual das parcelas de corrente pode ser dificultada pela necessidade de compensadores muito complexos. Outrossim, uma vez que a potência reativa definida na Teoria CPC abarca o desvio de fase de diversas componentes de frequência, a adoção dessa grandeza para o dimensionamento de compensadores passivos acarreta uma compensação menos eficiente (COELHO et al., 2019a; COELHO et al., 2019b).

Em Slonim e van der Wyk (1988) foram propostas novas definições de potência aparente, ativa, reativa, e de distorção. O trabalho propõe a decomposição da potência aparente em potências ativa, reativa, de distorção, e de distorção imaginária, esta última composta pelas potências ativa e reativa imaginária. O trabalho propõe a combinação das potências ativa e ativa imaginária em um novo ente, a potência ativa total, todavia, essa consideração pode ser questionada, uma vez que a potência ativa já retém todo o conceito físico relativo à taxa média de transferência de energia. Como a potência ativa imaginária não preserva o conceito básico da potência média, ela não pode ser tratada como uma componente ativa. Uma vez que a potência ativa, sabidamente a única componente de potência com significado físico incontestável em condições não-senoidais, não foi corretamente abordada no trabalho, ocorre uma propagação de erros para as demais componentes de potência propostas.

Uma nova interpretação para a decomposição de potências apresentada na Teoria pq foi proposta em Willems (1992). Essa nova proposta proporcionou uma generalização dos conceitos apresentados em Akagi et al. (1983) para sistemas monofásicos e polifásicos, com o destaque de não haver a necessidade de transformação de coordenadas. Assim como o definido na Teoria pq, o método efetua a decomposição das correntes em duas

componentes, uma ativa e outra não-ativa. Por outro lado, considerando a aplicação em sistemas monofásicos, a corrente ativa definida pelo método se assemelha à corrente definida por Fryze, o que compromete a validade de sua interpretação. Ademais, o fato de não haver separação dos sinais em componentes de frequência pode limitar a caracterização de um circuito a partir desse método.

Emanuel (1995) propôs um método para cálculo de potência baseado na decomposição dos sinais em componentes fundamental e não-fundamental, o qual foi adotado e aprimorado pelo grupo de trabalho para situações não-senoidais do IEEE como a definição padrão para o cálculo nas condições supracitadas, culminando na Norma IEEE 1459-2000 (IEEE, 2000). Similarmente ao proposto por Budeanu (1927), a potência é decomposta em componentes ativa, reativa e de distorção. Como a definição de potência reativa de Budeanu já havia sido contundentemente contestada por Czarnecki (1987), a Norma IEEE 1459-2000 fragmentou a potência reativa proposta por Budeanu em componente fundamental e componente não-fundamental. Contudo, em atualização posterior, a Norma IEEE 1459-2010 (IEEE, 2010) passou a adotar o termo potência reativa apenas considerando a componente fundamental dos sinais. As definições são voltadas tanto para sistemas monofásicos quanto para trifásicos. A Norma estabelece potências de distorção que podem ser utilizadas para indicar o causador da distorção harmônica no sistema: consumidor ou concessionária de energia. A separação das grandezas em termos das componentes de frequência auxilia na compreensão dos fenômenos físicos inerentes ao sistema em estudo.

Uma característica relevante da Norma IEEE 1459-2010 reside no fato da potência reativa ser um efeito da defasagem entre tensão e corrente apenas na frequência fundamental. Isto é, a Norma não abrange os efeitos dos sinais de tensão e corrente para frequências distintas da componente fundamental. Conforme relatado em Coelho et al. (2019a) e Coelho et al. (2019b), esta característica da potência reativa pode ser útil no projeto de compensadores passivos, uma vez que o seu dimensionamento estará inteiramente relacionado a uma única frequência. Além disso, apesar de quantificarem a poluição harmônica do sistema, as potências de distorção carecem de uma interpretação física. Outra crítica às definições do padrão IEEE 1459 diz respeito à convenção de unidades adotada para as potências de distorção, o var, muito embora estas potências não estejam associadas a elementos armazenadores de energia.

A Teoria de Potência Conservativa (CPT) foi proposta em Tenti e Mattavelli (2003) e, após reformulações, foi apresentada em Tenti, Paredes e Mattavelli (2011). A teoria apresenta definições no domínio do tempo baseadas em quantidades periódicas. Os autores sugerem a decomposição da corrente em componentes ativa, reativa e residual. Para sistemas trifásicos, os autores subdividiram as componentes em parcelas balanceadas e desbalanceadas, isto é, a CPT computa como potência o efeito da assimetria de circuitos

trifásicos. Segundo Czarnecki (2015), a propriedade de conservação da energia reativa e da potência reativa possuem apenas fundamentos matemáticos, não físicos. Outra crítica a essa proposta é fundamentada na associação de sinal negativo à energia reativa em cargas capacitivas sem, no entanto, existir energia negativa. Além disso, a compensação da corrente reativa modifica o valor eficaz da corrente residual, o que pode prejudicar a análise a partir das potências associadas a essas correntes (CZARNECKI, 2016). Por outro lado, apesar da carência de significado físico de algumas parcelas, a decomposição da corrente pode constituir uma ferramenta ampla para a identificação da origem de perdas no sistema. Ademais, as parcelas de corrente constituem bons parâmetros para a caracterização de cargas em geral.

Al-Bayaty, Ambroze e Ahmed (2017) propuseram novas componentes de potência baseadas no conteúdo em frequência dos sinais. Apesar de fundamentadas na nomenclatura e conceitos definidos na Norma IEEE 1459-2010, os autores apresentam dois novos termos, as potências ativa e reativa efetivas. Estas novas componentes de potência foram estabelecidas de modo que o conceito clássico de triângulos de potência pudesse ser estendido para condições não-senoidais e, segundo os autores, para auxiliar o cálculo da potência aparente nas referidas condições. Entretanto, a potência ativa efetiva não corresponde nem à potência ativa nem à potência ativa fundamental, o que pode invalidar o seu conceito. Em Czarnecki (1985), constatou-se que uma dada corrente harmônica poderia ser decomposta em dois termos ortogonais baseados nas potências ativa e reativa de cada componente de frequência. Os autores se basearam nesse enunciado ao definir a potência ativa efetiva, muito embora Czarnecki não tenha associado a referida componente da corrente à potência ativa. Destarte, a potência ativa efetiva proposta é dissonante do conceito de potência ativa, o que enfraquece a validade das parcelas propostas no trabalho.

Desde que os trabalhos de Budeanu (1927) e Fryze (1931) foram publicados, a comunidade científica se voltou ao estudo da potência elétrica em condições não-senoidais baseada na premissa de dois domínios: domínio da frequência (inicialmente inserido por Budeanu) e domínio do tempo (utilizado por Fryze). Nesse contexto, as teorias no domínio do tempo geralmente foram fundamentadas com o intuito de compensação de reativos ou distúrbios inerentes ao sistema elétrico, enquanto o domínio da frequência tornou-se mais voltado para a tarifação de energia. No entanto, as teorias de potência voltadas à tarifação nem sempre podem ser aplicadas a compensadores, enquanto que as teorias inseridas no contexto de compensação de energia não são adequadas para medição, tarifação e monitoramento da QEE (MARAFÃO, 2004). Isto é, os conceitos de cada teoria de potência são intimamente relacionados ao propósito para o qual elas foram desenvolvidas.

De modo geral, embora potência reativa e potência aparente sejam nomenclaturas comuns a componentes definidas em diversos métodos para cálculo de potência, os conceitos associados a elas são particulares a cada teoria de potência. Portanto, os valo-

res resultantes do cálculo dessas grandezas são dissonantes entre diversas teorias. Como consequência, a comparação entre os valores de potências de diferentes teorias não é uma tarefa trivial, uma vez que cada grandeza descreve diferentes fenômenos até mesmo quando utilizam da mesma nomenclatura.

### 5.3 Estimação de potência via análise em tempo-frequência

Na década de 1990 começaram a ser publicados trabalhos que modificaram o paradigma de dois domínios opostos, tempo e frequência, para o cálculo de potência. Desde que Andria, Attivissimo e Savino (1996) propuseram um método de cálculo de potência a partir da STFT, a comunidade científica também se voltou à nova vertente de estudos sobre a potência elétrica: o domínio tempo-frequência. Aplicável em sistemas trifásicos, o método fundamentou-se na Teoria  $pq$  para decompor a corrente em componentes real e imaginária. Desse modo, as potências real e imaginária puderam ser representadas em tempo-frequência. Todavia, o tamanho fixo da janela utilizada pela STFT pode limitar a aplicação do método.

A representação da potência em tempo-frequência também foi contemplada em Yoon e Devaney (1998), no qual foi proposto um método de cálculo de potência a partir do domínio wavelet. Os autores foram os pioneiros a utilizar a TWD para o cálculo de potência. O trabalho foi fundamentado na decomposição dos sinais de tensão e corrente em níveis wavelet para o cálculo dos valores eficazes e da potência ativa. A partir dos coeficientes escala e wavelet, estimou-se os valores eficazes em uma faixa que contém frequências menos elevadas (semelhante à componente fundamental, na Teoria de Fourier) e em uma faixa que abrange as frequências mais elevadas. Um procedimento similar foi efetuado para o cálculo da potência ativa. Embora não tenham sido detalhadas a wavelet mãe utilizada e a quantidade de decomposições, os autores afirmaram que o método possuiu esforço computacional inferior ao da aplicação da FFT.

Em publicação posterior, Yoon e Devaney (2000) ampliaram o trabalho que havia sido publicado em 1998. Neste caso, o método possibilitava a estimação da potência reativa, cujo cálculo foi efetuado mediante o deslocamento de  $90^\circ$  do sinal de tensão (condição de quadratura), de modo a obedecer a teoria clássica, em que as potências ativa e reativa estão em quadratura. Adicionalmente, os autores também estimaram as potências aparente, ativa, de distorção e fictícia. O método foi validado a partir de um conjunto de dados oriundos de simulações computacionais. Contudo, apesar de haver indicações de que os erros foram baixos em relação aos valores reais das grandezas, os autores não apresentam detalhes sobre o tipo de método que fora aplicado para o cálculo dos valores reais. Ademais, por ser uma extensão do que fora apresentado em Yoon e Devaney (1998), não foram discutidos detalhes acerca das wavelets mãe utilizadas no

estudo.

Hamid, Mardiana e Kawasaki (2002) propuseram um método para o cálculo dos valores eficazes dos sinais de tensão e de corrente e da potência ativa a partir da TWPD. O método efetua a estimação dos valores eficazes e da potência ativa em cada faixa de frequência da decomposição *packet*. Como a TWPD provê uma decomposição cujas faixas de frequências possuem comprimento constante, cada coeficiente pode ser associado a componentes harmônicas individuais. Uma abordagem similar já havia sido proposta na literatura (PHAM; WONG, 1999), na qual foi proposta a caracterização de amplitude e fase de componentes harmônicas mediante uma combinação da TWPD e da TWC. Ainda no que concerne ao método proposto em Hamid, Mardiana e Kawasaki (2002), foram apresentados resultados com baixos níveis de erro. Por outro lado, o método não abrange a estimação de outras potências além da ativa.

Em Driesen e Belmans (2002) foi proposta uma alternativa ao cálculo da potência reativa a partir da utilização de wavelets complexas. Além da estimação dos valores eficazes de tensão e de corrente, o método também forneceu informações sobre o ângulo de fase desses sinais. Os autores aplicaram o método a três cenários de SEP simulados e o comportamento das potências definidas no trabalho foi adequado para cada sistema. Ademais, os autores indicaram que as definições propostas poderiam ser aplicadas como referência em filtros ativos, de maneira similar ao que ocorre com as teorias de potência definidas no domínio do tempo. Entretanto, não foi detalhado como poderia ocorrer tal aplicação.

Em trabalho posterior, Driesen e Belmans (2003) abordaram novas possibilidades para o uso da teoria wavelet para o cálculo de potência. Além do que fora proposto em Driesen e Belmans (2002), foram apresentadas duas novas abordagens para o cálculo da potência reativa, dessa vez utilizando wavelets definidas no conjunto real: na primeira, utilizou-se um deslocamento no sinal de tensão para obter a quadratura entre tensão e corrente; e, na segunda, foi proposta a projeção da corrente em componentes ativa e reativa. Entretanto, os próprios autores destacam que a alternativa de cálculo que desloca tensão e corrente representa uma operação limitada, a qual pode ocasionar atrasos significativos.

Em Barros e Diego (2006) e Barros e Diego (2008) foi proposta a utilização da TWPD para a análise de harmônicos no SEP. Por utilizar apenas a TWPD, o método ganhou mais destaque na literatura que a proposta precedente de Pham e Wong (1999). A partir da divisão do espectro de frequências em faixas de comprimento constante foi possível estimar a amplitude da componente fundamental e de cada componente harmônica. Embora essa proposta tenha sido fundamental para a formulação de diferentes métodos para cálculo de potência via TW, dependendo da frequência de amostragem dos sinais o número de decomposições pode ser elevado. Além disso, o método foi testado a partir de

wavelets longas, as quais exigem elevado esforço computacional.

Morsi e El-Hawary (2007a) propuseram um método capaz de estimar as potências definidas na Norma IEEE 1459-2000 (IEEE, 2000) a partir do domínio wavelet. Os autores utilizaram a TWD para aplicar o método de Yoon e Devaney (1998) para o cálculo dos valores eficazes dos sinais de tensão e corrente em faixas de frequências menos elevadas e frequências maiores, a partir dos quais foram definidas potências baseadas no padrão IEEE 1459-2000. Além do método abranger sistemas monofásicos, em trabalho posterior os autores estenderam as definições para sistemas trifásicos (MORSI; EL-HAWARY, 2007b). O método foi avaliado a partir de circuitos simulados e apresentou níveis baixos de erro quando comparado à aplicação da Norma IEEE 1459-2000 via FFT.

Morsi e El-Hawary (2008a) apresentaram um novo método de cálculo de potências via TWDR baseado na Norma IEEE 1459-2010. Diferentemente da TWD, a TWDR não subamostra os sinais, isto é, sua utilização evita erros de interpolação na reconstrução dos sinais e pode ser uma alternativa útil para estudos de QEE. Para a avaliação do método, os autores utilizaram circuitos simulados contendo distúrbios típicos de QEE.

O uso da TWPD para o cálculo de potência também foi contemplado em Morsi e El-Hawary (2009). O trabalho propõe a decomposição da corrente em componentes ativa e residual, a partir das quais foram estabelecidas as potências ativa, reativa, de distorção e não-ativa. O método foi validado a partir de sinais sintéticos e apresentou bons resultados, principalmente quando aplicado a sinais não-estacionários. Por outro lado, as grandezas propostas foram fundamentadas na proposta de Budeanu.

Vatansever e Ozdemir (2008) propuseram um método para o cálculo do valor eficaz e do ângulo de fase da componente fundamental de sinais a partir da TWPD. O procedimento de cálculo do valor eficaz é semelhante ao proposto por Yoon e Devaney (1998), enquanto a estimação do ângulo de fase é baseada na transformada de Hilbert (TH). Em trabalho posterior (VATANSEVER; OZDEMIR, 2009), os autores desenvolveram um método para cálculo de potência baseado na TWPD. Semelhantemente ao realizado por Yoon e Devaney (2000), para o cálculo da potência reativa os autores efetuaram a defasagem do sinal de corrente para que fosse obtida a quadratura com o sinal de tensão. Neste caso, no entanto, o procedimento foi efetuado mediante a utilização da TH. Além de efetuar o cálculo das potências aparente, ativa e reativa, os autores, de forma similar à definição de Budeanu (1927), propuseram uma potência de distorção. O método foi avaliado mediante sinais gerados a partir de simulações computacionais e sinais medidos em campo. Apesar do método apresentar níveis de erro baixos, a aplicação da TH pode ocasionar um maior esforço computacional.

Vatansever e Ozdemir (2010) apresentaram uma nova abordagem para o cálculo de potência a partir da TWPD. Nessa nova proposta, o foco foi calcular grandezas associadas

à componente fundamental dos sinais a partir da informação sobre o desvio de fase entre tensão e corrente. Como alternativa à ausência de uma informação direta sobre a fase dos sinais oriunda da TWPD, os autores propuseram a estimação da defasagem a partir do valor do fator de potência fundamental ( $\phi_1 = \arccos(FP_1)$ ). Os resultados apresentaram acurácia elevada nos casos analisados. Uma abordagem similar para a estimação do desvio de fase entre sinais visando a estimação da impedância da rede foi utilizada em Alves et al. (2019) e Alves et al. (2021). Por outro lado, conforme apresentado em Coelho e Brito (2021), essa abordagem para a estimação da diferença de fase pode acarretar erros na representação da componente fundamental em sinais com nível médio. Ademais, segundo Coelho, Lima e Brito (2020), caso essa estratégia seja aplicada a estimação do desvio de fase entre componentes harmônicas, o vazamento de energia que ocorre no processo de filtragem pode comprometer significativamente os resultados. Isto é, essa abordagem para determinação do desvio de fase entre sinais é exitosa apenas no que diz respeito à componente fundamental quando aplicada a sinais senoidais.

Alves et al. (2014) apresentaram uma proposta para o cálculo de potência baseado na TWDR. O método efetuou uma estimação de potências baseadas na Norma IEEE 1459-2010. Além do cálculo das potências, os autores efetuaram um estudo sobre os efeitos que a wavelet mãe adotada exerce sobre os resultados. O método foi validado a partir de sinais simulados e de testes experimentais e apresentou níveis de erro baixos quando comparado à aplicação da FFT para o cálculo das potências via Norma IEEE 1459-2010.

Em trabalho posterior, Alves et al. (2017) propuseram a utilização da TWPDR para o cálculo de potência conforme definido na Norma IEEE 1459-2010. Aplicável em tempo real, o método foi avaliado com a utilização de diferentes wavelets mãe em sinais simulados e circuitos reais. Os resultados obtidos apresentaram níveis de erro baixos com relação aos obtidos via TF. Assim como o apontado em Morsi e El-Hawary (2008b) e Morsi et al. (2011), os autores indicam que wavelets mãe com uma quantidade de coeficientes maior propiciam resultados com maior acurácia.

A TWPDR foi utilizada novamente em Tiwari, Umarikar e Jain (2018) para estimar a amplitude de componentes de frequência. Similarmente ao efetuado em Barros e Diego (2008), a proposta consiste em associar os valores eficazes à frequência central de cada faixa de frequências dos coeficientes. A uniformidade das faixas de frequência e o fato da TWPDR não promover subamostragem em sua decomposição representam vantagens para sua aplicação. No entanto, conforme apontado em Coelho e Brito (2020a), a associação dos valores eficazes de faixas de frequências a componentes individuais pode acarretar em erros de interpretação. Desse modo, a estimação só é correta na hipótese de haver apenas uma frequência representada na faixa de frequências utilizada para o cálculo. Ademais, ainda que esta última condição seja satisfeita, a acurácia dos resultados estará associada a wavelets mãe mais longas (COELHO; SILVA; BRITO, 2020).

Coelho e Brito (2020b) propuseram a utilização da TS para estimação de potência. O método proposto consiste em estimar, para um sistema monofásico, as grandezas definidas na Norma IEEE 1459-2010. A validação do método foi realizada por meio de sinais sintéticos, provenientes de simulações computacionais, e de sinais reais medidos em campo. O trabalho também apresenta uma comparativo onde as grandezas são estimadas via método proposto, TFD e TWPDR. O comparativo evidenciou os bons resultados do método proposto e a sua boa resposta em relação à condição de ruído nos sinais de tensão e corrente.

Em Coelho, Lima e Brito (2022) novamente foi proposto o uso da TS para estimação de potência em sistemas monofásicos, dessa vez com base nas definições da Teoria CPC. O método proposto foi testado em sinais sintéticos, reais e simulados, além de sinais sintéticos com variação da frequência fundamental. Um ruído baseado em uma análise estatística de medições reais foi aplicado aos sinais de teste, a partir do qual constatou-se uma boa resposta do método. Ademais, os resultados foram comparados com os obtidos via TFD considerando diferentes janelas de medição, comprovando uma melhor estimação das grandezas a partir do método proposto.

### 5.3.1 Síntese bibliográfica

Diante do exposto nesta revisão bibliográfica, evidenciou-se que a partir do final do século XX emergiram publicações abrangendo a possibilidade de aplicação de ferramentas de análise em tempo-frequência para o cálculo de potência em condições não-senoidais. Verificou-se que a maioria dos trabalhos são fundamentados na TW e suas variantes, o que estimulou uma análise aprofundada dessa ferramenta.

Conforme discutido previamente, os métodos baseados no domínio wavelet geralmente efetuam o cálculo de potência sem considerar a influência de cada componente de frequência de maneira individual. Para os métodos que se baseiam na Norma IEEE 1459 (MORSI; EL-HAWARY, 2007a; MORSI; EL-HAWARY, 2007b; MORSI; EL-HAWARY, 2008a; ALVES et al., 2014; ALVES et al., 2017), a caracterização da componente não-fundamental não engloba o nível médio dos sinais, diferentemente do disposto na Norma. Como consequência, a caracterização da componente fundamental dos sinais pode ser afetada na hipótese de haver componentes de frequência situadas na faixa de frequências utilizada para a sua estimação. Ainda conforme esses trabalhos, uma vez que o desvio de fase entre tensão e corrente não é estimado, a potência reativa é calculada de maneira indireta, tendo como base a relação de triângulo de potências ( $Q^2 = S^2 - P^2$ ). Desse modo, não é possível associar sinal positivo ou negativo à potência reativa, o que inviabiliza a tipificação da natureza da carga a partir dessa grandeza.

Embora seja possível caracterizar harmônicos a partir da TW, principalmente a

partir da decomposição *packet*, os resultados são acurados apenas em situações específicas. Conforme salientado em Coelho e Brito (2021), pode ocorrer um vazamento de energia no processo de filtragem realizado pela TW, de modo que, dependendo da função wavelet adotada, determinado coeficiente pode representar componentes de frequência situadas fora de sua faixa de frequências correspondente. Desse modo, ainda que a faixa de frequências utilizada possua apenas uma componente, a sua correta representação estará associada à característica da função wavelet. Estes aspectos podem indicar uma limitação dos métodos baseados na decomposição wavelet.

A caracterização adequada da amplitude e fase das componentes de frequência é fundamental para uma estimação acurada da potência em condições senoidais. Conforme previamente explorado por Coelho e Brito (2020b), Coelho, Lima e Brito (2022), a TS possui características que a credenciam como uma ferramenta adequada para o cálculo de potência. Por tudo isso, propõe-se nesta tese um novo método para cálculo de potências baseado na TS.

Uma síntese das principais características dos métodos de estimação de potência via análise tempo-frequência e do método proposto é apresentada na Tabela 11. Conforme explicitado na Tabela 11, a maioria dos métodos para cálculo de potência via análise em tempo-frequência utiliza como ferramenta a TW e suas variantes. O método proposto é fundamentado a partir de uma ferramenta diferente, a TS. Como vantagem em relação às demais abordagens na literatura, a TS efetua uma análise de cada componente de frequência individualmente, o que provê uma representação mais adequada das grandezas elétricas.

## Considerações finais

A partir da análise do estado da arte, constatou-se que embora a problemática acerca da quantificação da potência elétrica em condições não-senoidais decorra desde o final do século XIX, ainda não há uma definição suficientemente ampla para a realidade atual do SEP. Diferentes definições podem ser adotadas para o cálculo de potência nas condições supracitadas, as quais possuem alguns conceitos conflitantes entre si. Desse modo, essa revisão bibliográfica teve como objetivo apresentar um resumo das características das principais teorias de potência definidas tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. O levantamento bibliográfico mostrou que novos métodos para cálculo de potência começaram a ser propostos a partir de uma abordagem híbrida, aproveitando as conveniências dos domínios do tempo e da frequência. Constatou-se que a TW constitui a ferramenta dominante para a análise de sinais dos métodos que visam o cálculo de potência via análise em tempo-frequência. Todavia, a TW possui limitações no tocante à representação de componentes de frequência individuais. Para contornar essa

questão e propiciar uma melhor representação das potências para sinais não-estacionários, propõe-se um método baseado na TS, o qual é descrito no próximo capítulo.

Tabela 11 – Síntese bibliográfica: estimacão de potência via análise em tempo-freqncia.

Método	Sistema <sup>†</sup>	Técnica	Contribuio
Andria, Attivissimo e Savino (1996)	3f	STFT	Estimacão das potências instantâneas definidas na Teoria pq a partir da STFT.
Yoon e Devaney (1998)	1f	TWD	Estimacão de valores eficazes a partir da TWD. Cálculo da potência ativa a partir da decomposio dos sinais em níveis wavelet.
Yoon e Devaney (2000)	1f	TWD	Estimacão das potências aparente, ativa, reativa, de distoro e fictícia via TWD.
Hamid, Mardiana e Kawasaki (2002)	1f	TWPD	Estimacão de valores eficazes via TWPD. Cálculo da potência ativa via TWPD.
Driesen e Belmans (2002)	1f	TWD	Estimacão das potências ativa e reativa via TWD a partir de wavelets complexas.
Driesen e Belmans (2003)	1f	TWD	Estimacão da potência reativa via TWD por meio do deslocamento do sinal de tensão – uso da TH. Decomposio da corrente em componentes ativa e reativa.
Morsi e El-Hawary (2007a)	1f	TWD	Estimacão das potências definidas na Norma IEEE 1459-2000 via TWD.
Morsi e El-Hawary (2007b)	3f	TWD	Estimacão das potências definidas na Norma IEEE 1459-2000 via TWD.
Morsi e El-Hawary (2008a)	1f	TWDR	Estimacão das potências definidas na Norma IEEE 1459-2000 via TWDR.
Morsi e El-Hawary (2009)	1f	TWPD	Estimacão das potências aparente, ativa, reativa, de distoro, e não ativa (método de Budeanu) via TWPD.
Vatansver e Ozdemir (2009)	1f	TWPD	Estimacão das potências aparente, ativa, reativa e de distoro (método de Budeanu) por meio da TWPD e do deslocamento do sinal de tensão via TH.
Vatansver e Ozdemir (2010)	1f	TWPD	Estimacão do fator de deslocamento via TWPD. Cálculo das potências da componente fundamental com base no ângulo estimado via fator de deslocamento.
Alves et al. (2014)	1f	TWDR	Estimacão das potências definidas na Norma IEEE 1459-2010 via TWDR.
Alves et al. (2017)	1f	TWPDR	Estimacão em tempo real de valores eficazes via TWPDR. Cálculo das potências definidas na Norma IEEE 1459-2010 via TWPDR.
Coelho e Brito (2020b)	1f	TSD	Estimacão das grandezas definidas na Norma IEEE 1459-2010 via TSD.
Coelho, Lima e Brito (2022)	1f	TSD	Estimacão das grandezas definidas na Teoria CPC via TSD.
Esta tese	1f	TSD	Proposio de uma teoria para cálculo de potência, constituída de novas componentes de potência. Proposio de uma ferramenta para calcular potência em sinais não-estacionários a partir da amplitude e fase estimadas via TSD. Introduo de componentes de potência cuja característica  apropriada para a deteco de distúrbios e eventos em sistemas elétricos.

<sup>†</sup>1f denota sistemas monofásicos, enquanto 3f representa sistemas trifásicos.

Fonte: autoria própria.



## CAPÍTULO 6

---

# MÉTODO PARA CÁLCULO DE POTÊNCIAS PROPOSTO

---

Conforme minuciado no Capítulo 5, embora existam diversas definições de potência propostas na literatura, cada uma tem suas vantagens e deficiências, de modo que ainda não há uma teoria de potência suficientemente ampla para as diferentes condições de circuito. Isto posto, neste capítulo é apresentado o método para cálculo de potências proposto nesta tese. Inicialmente, perscruta-se a caracterização dos sinais de tensão e corrente em condições não-senoidais, sobre a qual consiste o axioma do método. Em seguida, o desenvolvimento do método proposto é tratado em seus pormenores. O método proposto é comparado com duas teorias de potência reconhecidamente proeminentes, a Teoria CPC e a Norma IEEE 1459-2010. O capítulo é finalizado com a proposição de uma metodologia para a estimação de potência em tempo-frequência via TSD.

### 6.1 Premissas

Sabe-se que, em condições não-senoidais, tensão e corrente podem ser descritas conforme

$$v(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{N_{HV}} V_{H_n^V} \text{sen}(\omega_{H_n^V} t + \theta_{H_n^V}) \quad (\text{V}), \quad (170)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{N_{HI}} I_{H_n^I} \text{sen}(\omega_{H_n^I} t + \alpha_{H_n^I}) \quad (\text{A}), \quad (171)$$

em que:  $H^V$  e  $H^I$  representam os conjuntos das componentes de frequência da tensão e da corrente, respectivamente;  $N_{HV}$  e  $N_{HI}$  denotam a quantidade de elementos dos conjuntos  $H^V$  e  $H^I$ , respectivamente;  $H_n^V$  e  $H_n^I$  representam o  $n$ -ésimo elemento dos conjuntos  $H^V$  e  $H^I$ , respectivamente<sup>5</sup>;  $V_{H_n^V}$  e  $\theta_{H_n^V}$  são o valor eficaz e o ângulo de fase correspondentes ao  $n$ -ésimo elemento do conjunto  $H^V$ , respectivamente;  $I_{H_n^I}$  e  $\alpha_{H_n^I}$  denotam o valor eficaz e o ângulo de fase do  $n$ -ésimo elemento de  $H^I$ , respectivamente;  $\omega_{H_n^V} = 2\pi H_n^V f_1$  e  $\omega_{H_n^I} = 2\pi H_n^I f_1$ .

<sup>5</sup> Isto é,  $H_n^V = H^V(n)$  e  $H_n^I = H^I(n)$ . A título de exemplo, para os conjuntos  $H^V = \{1; 3\}$  e  $H^I = \{0,5; 1; 3\}$ , considerando  $n = 1$ , tem-se  $H_1^V = 1$  e  $H_1^I = 0,5$ . Além disso, os conjuntos  $H^V$  e  $H^I$  são normalizados com relação à componente fundamental dos sinais,  $f_1$ .

Conforme a Norma IEEE 1459-2010, apesar de raramente serem significativos, resíduos de componentes contínuas podem estar presentes nos sinais de tensão e corrente. Por esse motivo, é conveniente incluir as respectivas componentes contínuas nas Equações (170) e (171):

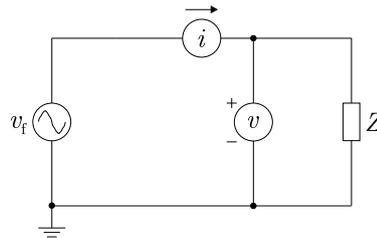
$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HV}} V_{H_n^V} \sin(\omega_{H_n^V} t + \theta_{H_n^V}) \quad (\text{V}), \quad (172)$$

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HI}} I_{H_n^I} \sin(\omega_{H_n^I} t + \alpha_{H_n^I}) \quad (\text{A}), \quad (173)$$

em que  $n_0$  denota o elemento do conjunto  $H^\beta$  ( $\beta \in \{V; I\}$ ) correspondente à componente contínua, isto é,  $H_{n_0}^\beta = 0^6$ .

A ilustração da Figura 23 representa um circuito que contém fonte de tensão e condutores perfeitos, isto é, não há queda de tensão entre a fonte e a carga.

Figura 23 – Circuito monofásico sem impedância entre fonte e carga.



Fonte: autoria própria.

Admitindo o circuito da Figura 23, tem-se que a tensão  $v(t)$  é igual a tensão da fonte,  $v_f(t)$ . Assim, por não haver impedância entre a fonte de tensão e a carga, os conjuntos  $H^V$  e  $H^I$  podem não ser equivalentes, uma vez que a corrente pode conter componentes de frequência que não estão presentes no sinal de tensão.

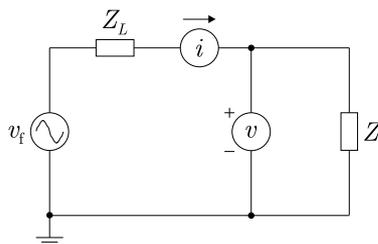
Na Figura 24 é ilustrado um circuito que contém uma impedância entre a fonte e a carga<sup>7</sup>. Neste caso,  $Z_L$  ocasiona uma queda de tensão entre a fonte de tensão e o ponto de acoplamento comum (PAC). Por ser dependente da corrente da carga, a tensão medida no PAC,  $v$ , passa a possuir os mesmos componentes de frequência que estão contidos no sinal de corrente. Assim,  $H^V = H^I$  e  $N_{HV} = N_{HI}$ .

Por outro lado, a depender do valor de  $Z_L$  e da corrente  $i(t)$ , a tensão  $v(t)$  pode apresentar componentes de frequência cujas amplitudes são muito pequenas. Destarte,

<sup>6</sup> Irrefutavelmente, assumindo que os elementos do conjunto  $H^N$  são dispostos em ordem crescente, tem-se que  $n_0$  corresponde ao primeiro elemento de  $H^\beta$  ( $n_0 = 1$ ), isto é,  $H_{n_0}^\beta = H_1^\beta = 0$ . Assim, os somatórios contidos nas Equações (172) e (173) poderiam ter início em  $n = 2$ . Todavia, preferiu-se preservar o índice inicial do somatório como  $n = 1$ .

<sup>7</sup> Sabe-se que tanto as fontes de tensão quanto os condutores possuem impedância. Todavia, por simplificação, optou-se por sintetizar estas duas como a impedância entre a fonte de tensão e o PAC, aqui denotada como  $Z_L$ .

Figura 24 – Circuito monofásico com impedância entre fonte e carga.



Fonte: autoria própria.

ainda que teoricamente seja esperado que  $H^V = H^I$ , para efeitos práticos podem ocorrer situações em que as componentes de frequência associadas a  $H^I$  não integrem  $H^V$  em sua totalidade.

Segundo Czarnecki (2011), as definições das teorias de potência devem ser gerais e válidas para todas as situações, confinadas por um conjunto de suposições. Destarte, para confinar a premissa do método proposto às duas situações supramencionadas, admite-se que  $N_{H^V} \leq N_{H^I}$ . Logo, tensão e corrente são descritas de acordo com:

$$v^{\otimes}(t) = V_0 + \sqrt{2} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{H^N}} V_{H_n^N} \text{sen}(\omega_{H_n^N} t + \theta_{H_n^N}) \quad (\text{V}), \quad (174)$$

$$i^{\otimes}(t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{H^N}} I_{H_n^N} \text{sen}(\omega_{H_n^N} t + \alpha_{H_n^N}) + \sqrt{2} \sum_{p=1}^{N_{H^P}} I_{H_p^P} \text{sen}(\omega_{H_p^P} t + \alpha_{H_p^P}) \quad (\text{A}), \quad (175)$$

em que  $H^N = H^V \cap H^I$  representa o conjunto das componentes de frequência comuns à tensão e corrente, e  $H^P = H^I - H^V$  denota o conjunto das componentes de frequência presentes apenas na corrente. Deste ponto em diante, o sobrescrito “ $\otimes$ ” será utilizado para denotar as grandezas propostas nesta tese.

As expressões da tensão e corrente apresentadas nas Equações (174) e (175) estabelecem o axioma necessário para o desenvolvimento do método, conforme relatado a seguir.

## 6.2 Desenvolvimento

Embora a potência aparente seja uma grandeza com significado físico claro apenas em uma condição particular<sup>8</sup>, ela representa uma quantidade convencional que não pode ser desconsiderada no contexto da potência elétrica. Conforme Czarnecki (1994a), a ausência de interpretação física não invalida a importância da potência aparente. Ademais, uma vez que depende apenas dos valores eficazes da tensão e da corrente, a potência apa-

<sup>8</sup> A potência aparente possui interpretação física apenas quando  $S = P$  (SHARON, 1996).

rente é convencionalmente independente da condição dos sinais. Por tudo isso, institui-se essa quantidade como o princípio basilar para o desenvolvimento do método.

### 6.2.1 Potência aparente

A potência aparente,  $S^{\otimes}$ , é computada de acordo com

$$\begin{aligned}
 S^{\otimes} &= V^{\otimes} I^{\otimes} \\
 &= \sqrt{V_0^2 + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n_0}}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2} \sqrt{I_0^2 + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 + \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p^P}^2} \\
 &= \sqrt{\sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 + \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p^P}^2}.
 \end{aligned} \tag{176}$$

Portanto,

$$\begin{aligned}
 S^{\otimes 2} &= \left( \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \right) \left( \sum_{n=1}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 + \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p^P}^2 \right) \\
 &= \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \sum_{n=1}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 + \sum_{n=1}^{N_{HN}} V_{H_n^N}^2 \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p^P}^2.
 \end{aligned} \tag{177}$$

Pela identidade trigonométrica fundamental, tem-se, para um ângulo  $\phi_{H_n^N}$  qualquer,

$$\cos^2(\phi_{H_n^N}) + \sin^2(\phi_{H_n^N}) = 1. \tag{178}$$

Conforme Equação (178), pode-se decompor  $I_{H_n^N}^2$  em duas parcelas ortogonais:

$$\begin{aligned}
 I_{H_n^N}^2 &= I_{H_n^N}^2 \left( \cos^2(\phi_{H_n^N}) + \sin^2(\phi_{H_n^N}) \right) \\
 &= I_{H_n^N}^2 \cos^2(\phi_{H_n^N}) + I_{H_n^N}^2 \sin^2(\phi_{H_n^N}).
 \end{aligned} \tag{179}$$

Da Equação (179) na Equação (177), tem-se:

$$\begin{aligned}
 S^{\otimes 2} &= \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \left( \sum_{n=1}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \cos^2(\phi_{H_n^N}) + \sum_{n=1}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \sin^2(\phi_{H_n^N}) \right) \\
 &\quad + \sum_{n=1}^{N_{HN}} V_{H_n^N}^2 \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p^P}^2.
 \end{aligned} \tag{180}$$

Sabe-se que a impedância de um dado elemento de circuito representa a sua resistência aparente (KENNELLY, 1893), a qual possui duas componentes bem definidas, a

resistência,  $R$ , e a reatância,  $X$ , (STEINMETZ, 1897):

$$\begin{aligned}
 Z &= \sqrt{Z^2} \\
 &= \sqrt{Z^2 (\cos^2(\phi) + \sen^2(\phi))} \\
 &= \sqrt{(Z \cos(\phi))^2 + (Z \sen(\phi))^2} \\
 &= \sqrt{R^2 + X^2}.
 \end{aligned} \tag{181}$$

Portanto, as duas componentes estabelecidas na Equação (179) podem ser interpretadas como dependentes da resistência e da reatância de um dado elemento de circuito. Isto é, pode-se assumir que as duas parcelas da Equação (179) correspondem às componentes resistiva e reativa da corrente<sup>9</sup>.

Neste ponto, vale frisar que, embora a componente contínua esteja intrínseca na Equação (180), notadamente sabe-se que por não ser uma componente alternada, não há ângulo de fase associado a  $V_0$  e  $I_0$ . Por conseguinte, tem-se que  $\phi_{H_{n_0}^N} = 0$ . Ademais, apesar de poder ser um efeito de diversas condições de circuito, como, por exemplo, a operação de retificadores de meia-onda, a componente contínua é, em essência, resultante da interação entre tensão e corrente em um elemento de circuito resistivo. Destarte, pode-se presumir que  $I_0$  também é um efeito da resistência do circuito, o que é consoante com  $\phi_{H_{n_0}^N} = 0$ . Logo, sob a perspectiva supramencionada, pode-se rearranjar a Equação (180) conforme:

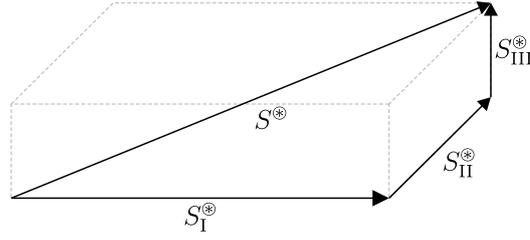
$$\begin{aligned}
 S^{\otimes 2} &= \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \sum_{n=1}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \cos^2(\phi_{H_n^N}) \\
 &\quad + \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \sen^2(\phi_{H_n^N}) \\
 &\quad + \sum_{n=1}^{N_{HN}} V_{H_n^N}^2 \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p^P}^2. \\
 &= S_I^{\otimes 2} + S_{II}^{\otimes 2} + S_{III}^{\otimes 2},
 \end{aligned} \tag{182}$$

em que  $S_I^{\otimes}$  e  $S_{II}^{\otimes}$  são as componentes da potência aparente associadas à resistência e à reatância do circuito, e  $S_{III}^{\otimes}$  denota a componente residual da potência aparente.

De acordo com a Equação (182), a potência aparente é decomposta em três parcelas, as quais podem ser ilustradas conforme a Figura 25. Como se vê, as componentes  $S_I^{\otimes}$ ,  $S_{II}^{\otimes}$  e  $S_{III}^{\otimes}$  constituem, geometricamente, um paralelepípedo reto.

<sup>9</sup> Sabe-se que em condições não-senoidais pode haver potência reativa sem que haja no circuito elementos armazenadores de energia. Todavia, uma vez que está vinculado à impedância do sistema, o conceito de componentes ativa e reativa diz respeito à resistência e a reatância equivalentes do sistema para as referidas condições de tensão e corrente.

Figura 25 – Componentes da potência aparente propostas.



Fonte: autoria própria.

### 6.2.2 Componente associada à resistência do circuito

Analisando-se individualmente a componente da potência aparente associada à resistência do circuito,  $S_I^*$ , tem-se:

$$S_I^{\otimes 2} = \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m}^2 \sum_{n=1}^{N_{HN}} I_{H_n}^2 \cos^2(\phi_{H_n}). \quad (183)$$

A partir da Equação (183), constata-se que  $S_I^*$  contém diversas parcelas que correspondem tanto ao produto entre tensão e corrente para a mesma componente de frequência, como também ao produto cruzado entre diferentes componentes de frequência. Diante disso, é importante avaliar se todos os entes que se relacionam com a resistência do circuito podem ser atribuídos como componentes da potência ativa.

Conforme Equação (62), tem-se que a potência ativa corresponde ao valor médio da potência instantânea. Em condições não-senoidais, sabe-se que tensão e corrente são constituídas de várias componentes de frequência. Logo,

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T \left( \sum_{h_a} v_{h_a}(t) \right) \left( \sum_{h_b} i_{h_b}(t) \right) dt \\ &= \sum_{h_a} \sum_{h_b} \frac{1}{T} \int_0^T v_{h_a}(t) i_{h_b}(t) dt, \end{aligned} \quad (184)$$

a qual é composta pelo produto entre tensão e corrente para componentes de frequência comuns, bem como entre componentes distintas. Analisando-se uma das parcelas da Equação (184) para  $h_a$  e  $h_b$  hipotéticos, tem-se:

$$\begin{aligned} P_{h_a h_b} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{h_a}(t) i_{h_b}(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} V_{h_a} \text{sen}(\omega_{h_a} t + \theta_{v_{h_a}}) \sqrt{2} I_{h_b} \text{sen}(\omega_{h_b} t + \alpha_{i_{h_b}}) dt \\ &= \frac{2 V_{h_a} I_{h_b}}{T} \int_0^T \text{sen}(\omega_{h_a} t + \theta_{v_{h_a}}) \text{sen}(\omega_{h_b} t + \alpha_{i_{h_b}}) dt. \end{aligned} \quad (185)$$

Logo,  $P_{h_a h_b}$  pode ser decomposta em duas parcelas:

$$P_{h_a h_b} = \frac{V_{h_a} I_{h_b}}{T} \int_0^T \cos((\omega_{h_a} + \omega_{h_b})t + \theta_{v_{h_a}} + \alpha_{i_{h_b}}) dt + \frac{V_{h_a} I_{h_b}}{T} \int_0^T \cos((\omega_{h_a} - \omega_{h_b})t + \theta_{v_{h_a}} - \alpha_{i_{h_b}}) dt. \quad (186)$$

Considerando-se que cada componente de frequência da tensão e da corrente corresponde a um número racional – neste caso,  $\{h_a, h_b\} \in \mathbb{R}$  –, a soma, a diferença e o produto entre duas componentes são funções periódicas (HUANG; LI; LIU, 2014). Logo, a primeira parcela da Equação (186) é nula, isto é,

$$P_{h_a h_b} = \frac{V_{h_a} I_{h_b}}{T} \int_0^T \cos((\omega_{h_a} - \omega_{h_b})t + \theta_{v_{h_a}} - \alpha_{i_{h_b}}) dt, \quad (187)$$

a qual resulta em zero quando  $h_a \neq h_b$ .

Para  $h_a = h_b = h$ , tem-se:

$$\begin{aligned} P_{h_a h_b} &= P_h \\ &= \frac{V_h I_h}{T} \int_0^T \cos(\theta_{v_h} - \alpha_{i_h}) dt \\ &= \frac{V_h I_h}{T} \cos(\theta_{v_h} - \alpha_{i_h}) \int_0^T 1 dt \\ &= \frac{V_h I_h}{T} \cos(\phi_h) T \\ &= V_h I_h \cos(\phi_h), \quad \text{para } h_a = h_b = h. \end{aligned} \quad (188)$$

Portanto, o compêndio da Equação (185) corresponde a:

$$P_{h_a h_b} = \begin{cases} V_h I_h \cos(\phi_h), & \text{se } h_a = h_b = h; \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (189)$$

Destarte, da Equação (189), sabe-se que o conceito de potência ativa refere-se apenas ao produto de componentes de frequência de mesma ordem. Isto é, embora todos os termos da Equação (183) estejam relacionados com a resistência do circuito, essa característica não é suficiente para associá-los à potência ativa. De posse dessa informação, é conveniente expressar a Equação (183) em parcelas que correspondam ao produto entre componentes de frequência de ordem comuns e distintas, o que pode ser realizado de

acordo com a Identidade de Lagrange<sup>10</sup>, isto é,

$$S_I^{\otimes 2} = \left( \sum_{n=1}^{N_{HN}} V_{H_n^N} I_{H_n^N} \cos(\phi_{H_n^N}) \right)^2 + \sum_{m=1}^{N_{HN}-1} \sum_{n=m+1}^{N_{HN}} \left( V_{H_m^N} I_{H_n^N} \cos(\phi_{H_n^N}) - V_{H_n^N} I_{H_m^N} \cos(\phi_{H_m^N}) \right)^2. \quad (191)$$

Assim, a partir da Equação (191), duas componentes associadas com a resistência do circuito são definidas: a primeira, que corresponde ao produto de componentes de frequência de mesma ordem, é a potência ativa,  $P^{\otimes}$ ,

$$P^{\otimes} = \sum_{n=1}^{N_{HN}} V_{H_n^N} I_{H_n^N} \cos(\phi_{H_n^N}) \quad (\text{W}). \quad (192)$$

A segunda parcela da Equação (191), que reflete o produto entre componentes de frequência distintas, é definida como potência difusa,  $D^{\otimes}$ ,

$$D^{\otimes} = \sqrt{\sum_{m=1}^{N_{HN}-1} \sum_{n=m+1}^{N_{HN}} \left( V_{H_m^N} I_{H_n^N} \cos(\phi_{H_n^N}) - V_{H_n^N} I_{H_m^N} \cos(\phi_{H_m^N}) \right)^2} \quad (\text{VA}). \quad (193)$$

A potência difusa corresponde a uma componente de potência que é dissipada na resistência do circuito, sem contribuir efetivamente para o trabalho. Neste ponto, é necessário fazer um adendo quanto ao termo “dissipado”, uma vez que em um circuito puramente resistivo tanto  $P^{\otimes}$  quanto  $D^{\otimes}$  dissiparão potência no referido elemento de circuito. Por esse motivo, optou-se por utilizar o termo “difuso” para definir  $D^{\otimes}$ .

Portanto, das Equações (192) e (193) na Equação (191),

$$S_I^{\otimes 2} = P^{\otimes 2} + D^{\otimes 2}. \quad (194)$$

### 6.2.3 Componente associada à reatância do circuito

A segunda parcela da Equação (182) possui relação direta com a reatância do circuito e corresponde a:

$$S_{II}^{\otimes 2} = \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \sin^2(\phi_{H_n^N}). \quad (195)$$

<sup>10</sup> A Identidade de Lagrange representa a generalização da desigualdade de Cauchy-Schwarz (CAUCHY, 1821), a qual é descrita conforme (MITRINOVIĆ, 1970; WEISSTEIN, 2002)

$$\sum_{a=1}^n x_a^2 \sum_{a=1}^n y_a^2 = \left( \sum_{a=1}^n x_a y_a \right)^2 + \sum_{a=1}^{n-1} \sum_{b=a+1}^n (x_a y_b - x_b y_a)^2, \quad x_a, y_a \in \mathbb{R}. \quad (190)$$

A componente fundamental possui caráter fundamental para a tipificação da carga, logo é conveniente discerni-la das demais componentes de frequência. Assim, pode-se reescrever a Equação (195) conforme:

$$\begin{aligned}
S_{II}^{\otimes 2} &= \left( V_{H_{n_f}^N}^2 I_{H_{n_f}^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_{n_f}^N}) + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n_f}}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 I_{H_{n_f}^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_{n_f}^N}) \right. \\
&\quad \left. + V_{H_{n_f}^N}^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0 \\ n \neq n_f}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N}) + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n_f}}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0 \\ n \neq n_f}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N}) \right) \\
&= \left( V_{H_{n_f}^N}^2 I_{H_{n_f}^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_{n_f}^N}) + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n_f}}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 I_{H_{n_f}^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_{n_f}^N}) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0 \\ n \neq n_f}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N}) \right). \tag{196}
\end{aligned}$$

em que  $n_f$  denota o elemento do conjunto  $H^N$  correspondente à frequência fundamental, isto é,  $H_{n_f}^N = 1$ .

Conforme aludido na Equação (8), considerando condições senoidais, a raiz quadrada do primeiro ente da Equação (196) corresponde à potência reativa. Todavia, as duas primeiras parcelas da Equação (196) são dependentes da reatância do circuito considerando a frequência fundamental. Isto é, em uma eventual compensação passiva ótima, julgando que  $\phi_{H_{n_f}^N} = 0$ , as referidas parcelas serão nulas, o que motiva a desagregação destas na Equação (196). Assim, tem-se a potência reativa dependente da componente fundamental,  $Q_f^{\otimes}$ ,

$$\begin{aligned}
Q_f^{\otimes} &= \sqrt{V_{H_{n_f}^N}^2 I_{H_{n_f}^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_{n_f}^N}) + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n_f}}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 I_{H_{n_f}^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_{n_f}^N})} \\
&= \sqrt{\sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 I_{H_{n_f}^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_{n_f}^N})} \\
&= \sqrt{V^2 (I_{H_{n_f}^N}^N \text{sen}(\phi_{H_{n_f}^N}^N))^2} \\
&= V I_{H_{n_f}^N}^N \text{sen}(\phi_{H_{n_f}^N}^N) \quad (\text{VA}). \tag{197}
\end{aligned}$$

Em Coelho et al. (2019a) e Coelho et al. (2019b), verificou-se que, apesar dos diferentes métodos para cálculo da potência reativa, a compensação passiva é mais eficiente quando os compensadores são dimensionados considerando apenas a potência reativa devida à componente fundamental dos sinais, em consonância com o estabelecido na Norma

IEEE 1459-2010. Logo, considerando as grandezas previamente estabelecidas, tem-se a seguinte relação:

$$V_{H_{n_f}^N} I_{H_{n_f}^N} \text{sen}(\phi_{H_{n_f}^N}) = V_{H_{n_f}^N} \frac{V_{H_{n_f}^N}}{X_{\text{comp.}}}, \quad (198)$$

em que  $X_{\text{comp.}}$  denota a reatância de um dado compensador passivo que realiza a compensação dos reativos devidos à frequência fundamental.

Presumindo-se que a natureza da carga é indutiva, adota-se um compensador capacitivo cuja reatância é:

$$X_{\text{comp.}} = \frac{1}{2\pi H_{n_f}^N f_1 C_{\text{comp.}}} \quad (\Omega), \quad (199)$$

em que  $C_{\text{comp.}}$  representa a capacitância do compensador.

Portanto, da Equação (199) na Equação (198), pode-se estabelecer a capacitância do compensador ótimo,

$$C_{\text{comp.}} = \frac{I_{H_{n_f}^N} \text{sen}(\phi_{H_{n_f}^N})}{2\pi H_{n_f}^N f_1 V_{H_{n_f}^N}} \quad (\text{F}). \quad (200)$$

Pode-se proceder de forma análoga para a hipótese de uma carga com característica capacitiva, cujo compensador ótimo tem indutância dada por:

$$L_{\text{comp.}} = \frac{V_{H_{n_f}^N}}{2\pi H_{n_f}^N f_1 I_{H_{n_f}^N} \text{sen}(\phi_{H_{n_f}^N})} \quad (\text{H}). \quad (201)$$

Assim, a depender da característica da carga,  $C_{\text{comp.}}$  ou  $L_{\text{comp.}}$  podem ser instalados em derivação com a carga do circuito para que se compense  $Q_r^{\otimes}$ . Ademais, sabe-se que, para condições não-senoidais, a caracterização da potência reativa deve considerar o desvio de fase entre todas as componentes de frequência da tensão e da corrente. Isto é, embora  $Q_r^{\otimes}$  caracterize uma componente reativa associada à frequência fundamental da corrente, o terceiro ente da Equação (196) também é congruente com o conceito de potência reativa. Desse modo, define-se:

$$\begin{aligned} Q_r^{\otimes} &= \sqrt{\sum_{m=1}^{N_{H^N}} V_{H_m^N}^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0 \\ n \neq n_f}}^{N_{H^N}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N})} \\ &= \sqrt{V^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0 \\ n \neq n_f}}^{N_{H^N}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N})} \\ &= V \sqrt{\sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0 \\ n \neq n_f}}^{N_{H^N}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N})} \quad (\text{VA}) \end{aligned} \quad (202)$$

como a potência reativa residual.

Portanto, a potência reativa,  $Q^{\otimes}$ , é definida conforme

$$Q^{\otimes} = \sqrt{Q_f^{\otimes 2} + Q_r^{\otimes 2}} \quad (\text{VA}). \quad (203)$$

Por conseguinte, todas as parcelas devidas à reatância do circuito que estão agrupadas em  $S_{\text{II}}^{\otimes}$  são consideradas como componentes reativas da potência. Assim, a potência reativa relaciona-se com todas as componentes de frequência comuns aos sinais de tensão e corrente, de modo que:

$$\begin{aligned} Q^{\otimes} &= S_{\text{II}}^{\otimes} \\ &= \left( \sum_{m=1}^{N_{HN}} V_{H_m^N}^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N}) \right)^{1/2} \\ &= \left( V^2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N}) \right)^{1/2} \\ &= V \sqrt{\sum_{\substack{n=1 \\ n \neq n_0}}^{N_{HN}} I_{H_n^N}^2 \text{sen}^2(\phi_{H_n^N})} \quad (\text{VA}), \end{aligned} \quad (204)$$

a qual difere da potência reativa de Budeanu, previamente apresentada na Equação (74), que corresponde a uma soma aritmética das componentes individuais da potência reativa.

É manifesto que a Equação (204) corresponde ao produto entre a tensão eficaz e a soma geométrica das componentes de frequência da corrente associadas à reatância, comumente denotadas como componentes reativas da corrente. Uma vantagem da soma geométrica em relação à soma aritmética é que o maior termo tem uma maior influência no resultado final<sup>11</sup>, além de evitar o cancelamento de subcomponentes positivas e negativas. Isto é, a soma geométrica na Equação (204) confere maior relevância à componente fundamental dos sinais, visto que sua amplitude geralmente é dominante no sistema.

#### 6.2.4 Componente residual da potência aparente

Conforme Equação (182), além das componentes associadas à resistência e à reatância do circuito, há uma componente residual da potência aparente, a qual é constituída

<sup>11</sup> A soma aritmética,  $A_{\Sigma}$ , e a soma geométrica,  $G_{\Sigma}$ , de um dado conjunto  $X = \{10; 3; 1\}$  são:

$$A_{\Sigma} = \sum_n x_n = 10 + 3 + 1 = 14, \quad G_{\Sigma} = \sqrt{\sum_n x_n^2} = \sqrt{100 + 9 + 1} = 10,4881.$$

Logo, a relação entre o maior termo de  $X$  e cada uma das somas é 71,43%, considerando  $A_{\Sigma}$ , e 95,35% levando em conta  $G_{\Sigma}$ .

de:

$$S_{\text{III}}^{\otimes 2} = \sum_{n=1}^{N_{HN}} V_{H_n}^2 \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p}^2. \quad (205)$$

De acordo com os sinais de tensão e corrente estabelecidos nas Equações (174) e (175), o conjunto de componentes de frequência  $H^P$  é vinculado apenas ao sinal de corrente. Inequivocamente, em condições lineares tem-se que  $S_{\text{III}}^{\otimes} = 0$ . Isto é, em circuitos cujas cargas não geram harmônicos, todas as componentes de frequência da corrente estarão presentes na tensão, o que implica em um conjunto  $H^P$  nulo ( $H^P = \emptyset$ ).

Conforme reportado na Seção 6.2.2, apenas o produto entre componentes de frequência de mesma ordem pode ser associado à potência ativa. Assim, por não possuírem equivalência no sinal de tensão, as componentes de frequência do sinal de corrente contidas no conjunto  $H^P$  são improfícuas para a transferência efetiva de energia. Destarte, tanto  $S_{\text{III}}^{\otimes}$  quanto  $D^{\otimes}$  não contribuem efetivamente para o trabalho. Todavia,  $S_{\text{III}}^{\otimes}$  e  $D^{\otimes}$  não podem ser agregadas em uma única componente de potência, uma vez que a potência difusa tem seu conceito associado apenas à resistência do circuito.

Por tudo isso, a componente residual da potência aparente é definida como potência residual,  $M^{\otimes}$ ,

$$\begin{aligned} M^{\otimes} &= S_{\text{III}}^{\otimes} \\ &= \left( \sum_{n=1}^{N_{HN}} V_{H_n}^2 \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p}^2 \right)^{1/2} \\ &= \left( V^2 \sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p}^2 \right)^{1/2} \\ &= V \sqrt{\sum_{p=1}^{N_{HP}} I_{H_p}^2} \quad (\text{VA}). \end{aligned} \quad (206)$$

### 6.2.5 Decomposição da potência aparente

Em síntese, uma vez que  $D^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$ , e  $M^{\otimes}$  não realizam trabalho, elas podem ser agrupadas em uma componente denotada como potência não-ativa,  $K^{\otimes}$ ,

$$K^{\otimes} = (D^{\otimes 2} + Q^{\otimes 2} + M^{\otimes 2})^{1/2} \quad (\text{VA}). \quad (207)$$

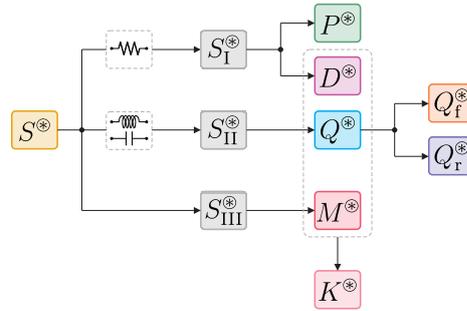
De posse das potências definidas anteriormente, é possível reescrever a Equação (182) conforme:

$$\begin{aligned} S^{\otimes 2} &= P^{\otimes 2} + K^{\otimes 2} \\ &= P^{\otimes 2} + Q^{\otimes 2} + D^{\otimes 2} + M^{\otimes 2} \\ &= P^{\otimes 2} + Q_f^{\otimes 2} + Q_r^{\otimes 2} + D^{\otimes 2} + M^{\otimes 2}. \end{aligned} \quad (208)$$

### 6.2.6 Epítome

Conforme perscrutado neste capítulo, as componentes de potência propostas foram baseadas na impedância de cada componente de frequência, o que resultou na decomposição estabelecida na Equação (208), a qual pode ser ilustrada de acordo com a Figura 26.

Figura 26 – Decomposição de potências proposta.



Fonte: autoria própria.

Em síntese, conforme apresentado na Figura 26, a potência aparente é decomposta em termos da resistência e da reatância nas parcelas  $S_I^{\otimes}$  e  $S_{II}^{\otimes}$ , respectivamente. A parcela residual da potência aparente é computada em  $S_{III}^{\otimes}$ . A componente  $S_I^{\otimes}$  possui relação direta com a resistência e pode ser decomposta na potência ativa,  $P^{\otimes}$ , e na potência difusa,  $D^{\otimes}$ . Uma vez que  $S_{II}^{\otimes}$  é associada à reatância, ela constitui integralmente a potência reativa,  $Q^{\otimes}$ , a qual pode ainda ser decomposta na potência reativa dependente da componente fundamental,  $Q_f^{\otimes}$ , e na potência reativa residual,  $Q_r^{\otimes}$ . A parcela  $S_{III}^{\otimes}$  corresponde à potência associada às componentes de frequência exclusivas do sinal de corrente, a qual foi denotada como potência residual,  $K^{\otimes}$ . Por fim, agrupou-se as potências que não contribuem para o trabalho útil ( $D^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$ ) na potência não-ativa,  $K^{\otimes}$ .

## 6.3 Notação simplificada

Preservados os princípios preconizados anteriormente e superados os desafios do desenvolvimento das grandezas supramencionadas, é conveniente simplificar a notação de alguns termos. Nesse sentido, tensão e corrente podem ser definidas conforme:

$$v^{\otimes}(t) = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \in H^N} V_h \text{sen}(\omega_h t + \theta_h) \quad (\text{V}), \quad (209)$$

$$i^{\otimes}(t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \in H^N} I_h \text{sen}(\omega_h t + \alpha_h) + \sqrt{2} \sum_{h \in H^P} I_h \text{sen}(\omega_h t + \alpha_h) \quad (\text{A}). \quad (210)$$

A potência aparente é obtida conforme:

$$S^{\otimes} = VI \quad (\text{VA}). \quad (211)$$

A potência ativa pode ser definida como:

$$P^{\otimes} = \sum_{h \in H^N} V_h I_h \cos(\phi_h) \quad (\text{W}). \quad (212)$$

Por sua vez, pode-se expressar a potência difusa conforme:

$$D^{\otimes} = \sqrt{\sum_{1 \leq n < m \leq N_{HN}} (V_n I_n \cos(\phi_n) - V_m I_m \cos(\phi_m))^2} \quad (\text{VA}). \quad (213)$$

A potência reativa é expressa de acordo com:

$$\begin{aligned} Q^{\otimes} &= V \sqrt{\sum_{h \in H^N} I_h^2 \text{sen}^2(\phi_h)} \\ &= \sqrt{Q_f^{\otimes 2} + Q_r^{\otimes 2}} \quad (\text{VA}), \end{aligned} \quad (214)$$

em que

$$Q_f^{\otimes} = V I_1 \text{sen}(\phi_1) \quad (\text{VA}) \quad (215)$$

e

$$Q_r^{\otimes} = V \sqrt{\sum_{\substack{h \in H^N \\ h \neq 1}} I_h^2 \text{sen}^2(\phi_h)} \quad (\text{VA}). \quad (216)$$

Finalmente, a potência residual pode ser descrita conforme:

$$M^{\otimes} = V \sqrt{\sum_{h \in H^P} I_h^2} \quad (\text{VA}). \quad (217)$$

## 6.4 Comparativo com as definições da Teoria CPC e da Norma IEEE 1459-2010

A inspeção entre as expressões relacionadas ao método de cálculo de potência proposto e as correspondentes à Teoria CPC e à Norma IEEE 1459-2010 evidencia a distinção entre elas. Todavia, apenas a análise das expressões não substancia um entendimento pleno sobre as diferenças entre os métodos. Isto posto, nesta seção são apresentados exemplos numéricos visando um comparativo entre os resultados obtidos para sinais sintéticos conforme os métodos supracitados.

### 6.4.1 Caso 1

O primeiro caso possui sinais baseados no estudo apresentado em de Leon e Cohen (2003), os quais representam um retificador monofásico de meia onda com tiristor e carga

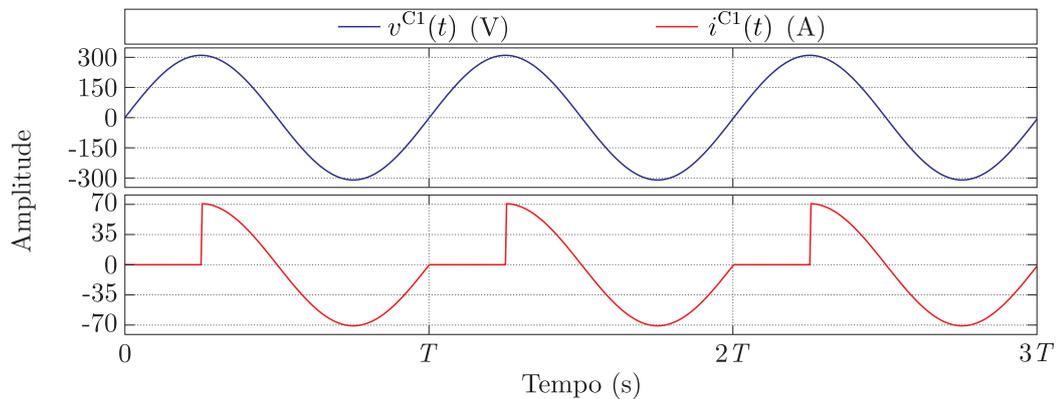
resistiva. Assim, o par de sinais tensão/corrente é definido conforme:

$$v^{C1}(t) = \sqrt{2} 220 \text{ sen}(\omega_1 t) \quad (\text{V}), \quad (218)$$

$$i^{C1}(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } 0 \leq \omega_1 t < \pi/2; \\ \sqrt{2} 50 \text{ sen}(\omega_1 t) \quad (\text{A}), & \text{se } \pi/2 \leq \omega_1 t \leq 2\pi. \end{cases} \quad (219)$$

A representação dos sinais  $v^{C1}(t)$  e  $i^{C1}(t)$  é apresentada na Figura 27. Como se vê, o sinal de tensão é senoidal, enquanto a corrente possui uma forma de onda com múltiplas componentes de frequência.

Figura 27 – Caso 1: tensão e corrente.



Fonte: autoria própria.

Na Tabela 12 são apresentados os resultados obtidos conforme os diferentes métodos para cálculo de potência considerados nesta seção. A análise da Tabela 12 evidencia a convergência entre os resultados obtidos para as potências aparente, ativa e reativa. Esse comportamento era esperado, uma vez que a potência aparente é calculada da mesma forma para os três métodos, e, como o sinal de tensão possui somente a componente fundamental, as potências ativa e reativa foram obtidas apenas de acordo com a referida componente. Outrossim, visto que  $K^{\otimes}$  e  $N^{\text{IEEE}}$  possuem definição consonante, houve convergência dos resultados dessas duas componentes de potência.

Ainda de acordo com a Tabela 12, a Norma IEEE 1459-2010 indica haver uma distorção no sinal de corrente por meio de  $D_I^{\text{IEEE}}$ , contudo essa grandeza deve ser avaliada com parcimônia, visto que a unidade utilizada para caracterizá-la pode indicar a presença de elementos reativos no circuito. Além disso, constatou-se igualdade entre  $M^{\otimes}$  e  $D_g^{\text{CPC}}$ , o que é clarificado pela característica dos sinais: como a tensão possui apenas a componente fundamental, todas as demais componentes de frequência são computadas em  $M^{\otimes}$  e  $D_g^{\text{CPC}}$ .

Em síntese, conforme os resultados obtidos para o Caso 1, em uma eventual hipótese de tensão senoidal, independentemente da condição da corrente, há a garantia de convergência entre as potências aparente, ativa, e reativa (em módulo) de acordo com os três métodos avaliados.

Tabela 12 – Caso 1: comparativo entre potências.

Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
$S^{\text{CPC}} = 10,4461 \text{ kVA}$	$S^{\text{IEEE}} = 10,4461 \text{ kVA}$	$S^{\otimes} = 10,4461 \text{ kVA}$
$P^{\text{CPC}} = 8,2070 \text{ kW}$	$P^{\text{IEEE}} = 8,2070 \text{ kW}$ $P_1^{\text{IEEE}} = 8,2070 \text{ kW}$ $P_H^{\text{IEEE}} = 0$	$P^{\otimes} = 8,2070 \text{ kW}$
	$N^{\text{IEEE}} = 6,4626 \text{ kvar}$	$K^{\otimes} = 6,4626 \text{ kVA}$
$Q_r^{\text{CPC}} = 1,7504 \text{ kVA}$	$Q_1^{\text{IEEE}} = 1,7504 \text{ kVA}$	$Q^{\otimes} = 1,7504 \text{ kVA}$ $Q_f^{\otimes} = 1,7504 \text{ kVA}$ $Q_r^{\otimes} = 0$
$D_s^{\text{CPC}} = 0$ $D_g^{\text{CPC}} = 6,2210 \text{ kVA}$	$D_I^{\text{IEEE}} = 42,4414 \text{ var}$ $D_V^{\text{IEEE}} = 0$ $S_H^{\text{IEEE}} = 0$ $D_H^{\text{IEEE}} = 0$ $S_1^{\text{IEEE}} = 8,3916 \text{ kVA}$ $S_N^{\text{IEEE}} = 42,4414 \text{ VA}$	$D^{\otimes} = 0$ $M^{\otimes} = 6,2210 \text{ kVA}$

Fonte: autoria própria.

#### 6.4.2 Caso 2

No Caso 2 são avaliados sinais de tensão e corrente que emulam um circuito com carga puramente resistiva e condições não-senoidais. O sinal de tensão é baseado em medições realizadas na rede elétrica e o sinal de corrente foi caracterizado considerando uma resistência de  $10 \Omega$ , conforme explicitado a seguir:

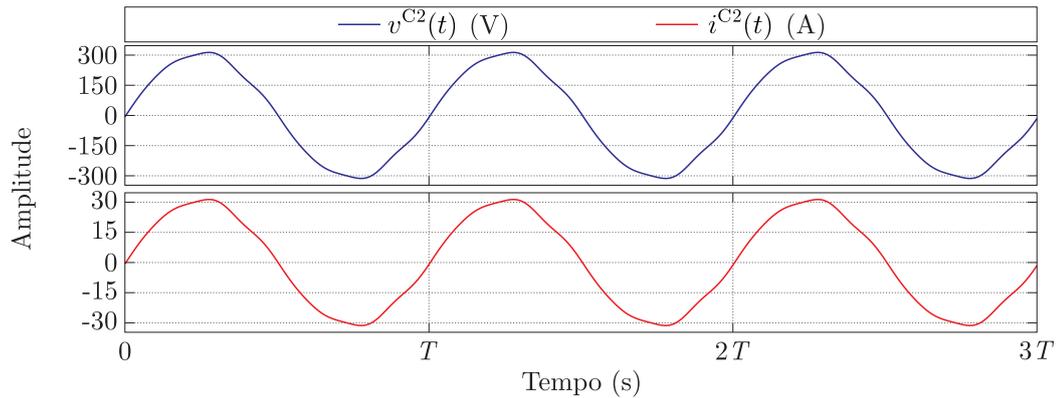
$$v^{\text{C2}}(t) = \sqrt{2} \{220 \text{ sen}(\omega_1 t) + 2 \text{ sen}(\omega_3 t - 15^\circ) + 6 \text{ sen}(\omega_5 t - 75^\circ) + 3 \text{ sen}(\omega_7 t + 30^\circ)\} \quad (\text{V}), \quad (220)$$

$$i^{\text{C2}}(t) = \sqrt{2} \{22 \text{ sen}(\omega_1 t) + 0,2 \text{ sen}(\omega_3 t - 15^\circ) + 0,6 \text{ sen}(\omega_5 t - 75^\circ) + 0,3 \text{ sen}(\omega_7 t + 30^\circ)\} \quad (\text{A}). \quad (221)$$

Os sinais referentes ao Caso 2 são ilustrados na Figura 28, os quais têm a mesma forma de onda e desvio de fase nulo.

As potências calculadas conforme os diferentes métodos são representadas na Tabela 13. A análise dos resultados mostra a convergência entre as potências aparente, ativa e reativa calculadas de acordo com os três métodos. As demais componentes de potência do método proposto e da Teoria CPC são nulas, o que é consonante com a característica resistiva da carga. A análise de  $N^{\text{IEEE}}$  também evidencia que não há uma parcela de potência não-ativa no circuito, isto é, não há perdas associadas a característica dos sinais. No entanto, os valores de  $D_I^{\text{IEEE}}$ ,  $D_V^{\text{IEEE}}$ ,  $S_H^{\text{IEEE}}$ ,  $D_H^{\text{IEEE}}$  e  $S_N^{\text{IEEE}}$  não são nulos. Tal resultado, quando mal interpretado, pode indicar que há perdas no circuito associadas à distorção da tensão e corrente. Isto é, ainda que  $D_I^{\text{IEEE}}$  e  $D_V^{\text{IEEE}}$  manifestem grandezas

Figura 28 – Caso 2: tensão e corrente.



Fonte: autoria própria.

associadas à distorção dos sinais, essas grandezas não podem ser avaliadas isoladamente como indicadores da origem das perdas em um circuito.

Tabela 13 – Caso 2: comparativo entre potências.

Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
$S^{\text{CPC}} = 4,8849 \text{ kVA}$	$S^{\text{IEEE}} = 4,8849 \text{ kVA}$	$S^{\otimes} = 4,8849 \text{ kVA}$
$P^{\text{CPC}} = 4,8849 \text{ kW}$	$P^{\text{IEEE}} = 4,8849 \text{ kW}$ $P_1^{\text{IEEE}} = 4,8400 \text{ kW}$ $P_H^{\text{IEEE}} = 4,9000 \text{ W}$	$P^{\otimes} = 4,8849 \text{ kW}$
	$N^{\text{IEEE}} = 0$	$K^{\otimes} = 0$
$Q_r^{\text{CPC}} = 0$	$Q_1^{\text{IEEE}} = 0$	$Q^{\otimes} = 0$ $Q_f^{\otimes} = 0$ $Q_r^{\otimes} = 0$
$D_s^{\text{CPC}} = 0$ $D_g^{\text{CPC}} = 0$	$D_I^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kvar}$ $D_V^{\text{IEEE}} = 154,0000 \text{ var}$ $S_H^{\text{IEEE}} = 49,0000 \text{ VA}$ $D_H^{\text{IEEE}} = 48,7544 \text{ var}$ $S_1^{\text{IEEE}} = 4,8400 \text{ kVA}$ $S_N^{\text{IEEE}} = 1,5485 \text{ kVA}$	$D^{\otimes} = 0$ $M^{\otimes} = 0$

Fonte: autoria própria.

### 6.4.3 Caso 3

O Caso 3 emula um circuito resistivo com característica não-linear, onde as componentes de frequência da tensão e da corrente possuem o mesmo ângulo de fase, mas não têm uma relação  $V_h/I_h$  constante entre si. Os sinais para as condições supramencionadas

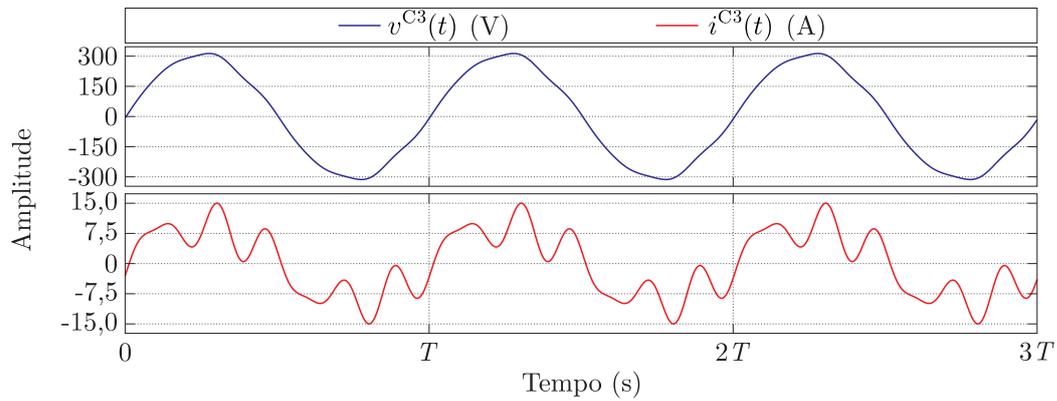
são representados conforme:

$$v^{C3}(t) = v^{C2}(t) \quad (\text{V}), \quad (222)$$

$$i^{C3}(t) = \sqrt{2} \{7 \text{sen}(\omega_1 t) + 1 \text{sen}(\omega_3 t - 15^\circ) + 3 \text{sen}(\omega_5 t - 75^\circ) + 2 \text{sen}(\omega_7 t + 30^\circ)\} \quad (\text{A}). \quad (223)$$

A ilustração dos sinais do Caso 3 é apresentada na Figura 29. Como se vê, embora o desvio de fase entre tensão e corrente seja nulo para as diversas componentes de frequência, a relação variável entre as amplitudes de cada componente de frequência provoca uma distorção mais severa no sinal de corrente.

Figura 29 – Caso 3: tensão e corrente.



Fonte: autoria própria.

Os resultados do Caso 3 são apresentados na Tabela 14, a partir dos quais constata-se a convergência entre as potências aparente, ativa e reativa calculadas conforme os três métodos. Os valores nulos das potências reativas retratam com fidelidade que não ocorre diferença de fase entre tensão e corrente para cada componente de frequência. Ademais, houve convergência entre  $K^{\otimes}$  e  $N^{\text{IEEE}}$ .

Outro fato relevante do Caso 3 é a igualdade entre  $D^{\otimes}$  e  $D_s^{\text{CPC}}$ . Enquanto  $D^{\otimes}$  avalia a parcela de potência associada a elementos resistivos sem contribuição para a potência ativa,  $D_s^{\text{CPC}}$  considera a variação da condutância com a frequência. Estes dois efeitos acontecem no Caso 3 e notadamente constituem uma única ocorrência.

Com relação às demais componentes de potência definidas na Norma IEEE 1459-2010, verifica-se que todas possuem valores não-nulos. Todavia, pelas referidas grandezas não é possível verificar qual característica do circuito originou – ou foi mais relevante – para as perdas de potência indicadas por  $N^{\text{IEEE}}$ .

Tabela 14 – Caso 3: comparativo entre potências.

Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
$S^{\text{CPC}} = 1,7471 \text{ kVA}$	$S^{\text{IEEE}} = 1,7471 \text{ kVA}$	$S^{\otimes} = 1,7471 \text{ kVA}$
$P^{\text{CPC}} = 1,5660 \text{ kW}$	$P^{\text{IEEE}} = 1,5660 \text{ kW}$ $P_1^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kW}$ $P_H^{\text{IEEE}} = 26,0000 \text{ W}$	$P^{\otimes} = 1,5660 \text{ kW}$
	$N^{\text{IEEE}} = 744,5521 \text{ var}$	$K^{\otimes} = 744,5521 \text{ VA}$
$Q_r^{\text{CPC}} = 0$	$Q_1^{\text{IEEE}} = 0$	$Q^{\otimes} = 0$ $Q_f^{\otimes} = 0$ $Q_r^{\otimes} = 0$
$D_s^{\text{CPC}} = 774,5521 \text{ VA}$ $D_g^{\text{CPC}} = 0$	$D_I^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kvar}$ $D_V^{\text{IEEE}} = 49,0000 \text{ var}$ $S_H^{\text{IEEE}} = 49,0000 \text{ VA}$ $D_H^{\text{IEEE}} = 41,5331 \text{ var}$ $S_1^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kVA}$ $S_N^{\text{IEEE}} = 1,5416 \text{ kVA}$	$D^{\otimes} = 774,5521 \text{ VA}$ $M^{\otimes} = 0$

Fonte: autoria própria.

#### 6.4.4 Caso 4

No Caso 4, o sinal de corrente contém as mesmas componentes de frequência e amplitudes do sinal  $i^{\text{C3}}(t)$ , embora os ângulos de fase de cada componente da corrente sejam diferentes. Desse modo, as componentes da tensão e da corrente passam a possuir desvio de fase. Nessas condições, os sinais são definidos de acordo com:

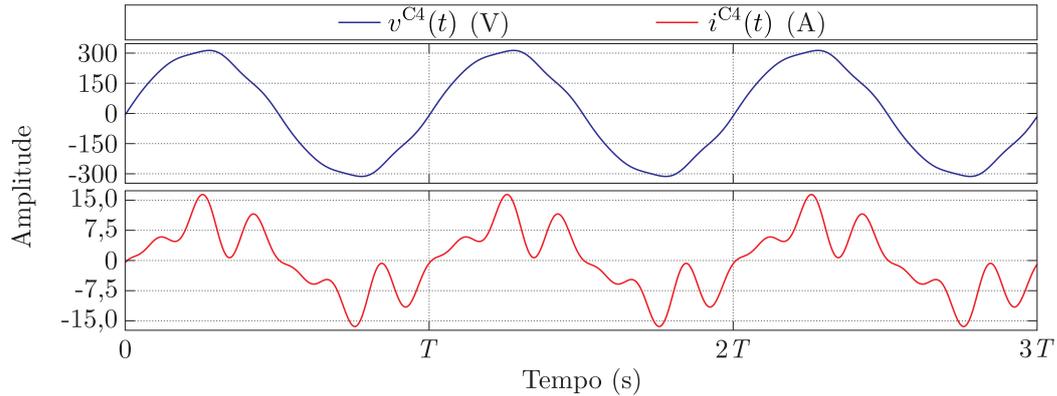
$$v^{\text{C4}}(t) = v^{\text{C2}}(t) \quad (\text{V}), \quad (224)$$

$$i^{\text{C4}}(t) = \sqrt{2} \{7 \sin(\omega_1 t - 10^\circ) + 1 \sin(\omega_3 t - 100^\circ) + 3 \sin(\omega_5 t + 10^\circ) + 2 \sin(\omega_7 t + 140^\circ)\} \quad (\text{A}). \quad (225)$$

A representação gráfica de  $v^{\text{C4}}(t)$  e  $i^{\text{C4}}(t)$  é ilustrada na Figura 30.

Na Tabela 15 são apresentadas as potências calculadas conforme os diferentes métodos para o Caso 4. Os resultados mostram a convergência entre as potências aparente calculadas conforme os três métodos. Com relação à potência ativa, apenas  $P^{\otimes}$  e  $P^{\text{IEEE}}$  possuem o mesmo valor, as quais preservam a definição clássica de que potência ativa corresponde à média da potência instantânea. Por outro lado, conforme previamente aludido na Seção 3.4,  $P^{\text{CPC}}$  não considera todas as componentes de frequência presentes nos sinais. As componentes de frequência desconsideradas no cálculo de  $P^{\text{CPC}}$  são computadas em  $D_g^{\text{CPC}}$ . Todavia,  $D_g^{\text{CPC}}$  não atribui característica resistiva ou reativa às referidas componentes de frequência, isto é, não há avaliação do desvio de fase entre tensão e corrente. Destarte, ainda que as componentes desconsideradas no cálculo de  $P^{\text{CPC}}$  componham  $D_g^{\text{CPC}}$ , a combinação dessas componentes de potência não caracteriza a potência ativa

Figura 30 – Caso 4: tensão e corrente.



Fonte: autoria própria.

conforme a definição convencional ( $P \neq P^{\text{CPC}} + D_g^{\text{CPC}}$ ).

Tabela 15 – Caso 4: comparativo entre potências.

Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
$S^{\text{CPC}} = 1,7471 \text{ kVA}$	$S^{\text{IEEE}} = 1,7471 \text{ kVA}$	$S^{\otimes} = 1,7471 \text{ kVA}$
$P^{\text{CPC}} = 1,5185 \text{ kW}$	$P^{\text{IEEE}} = 1,5163 \text{ kW}$ $P_1^{\text{IEEE}} = 1,5166 \text{ kW}$ $P_H^{\text{IEEE}} = -0,3090 \text{ W}$	$P^{\otimes} = 1,5163 \text{ kW}$
	$N^{\text{IEEE}} = 867,8345 \text{ var}$	$K^{\otimes} = 867,8345 \text{ VA}$
$Q_r^{\text{CPC}} = 743,2326 \text{ VA}$	$Q_1^{\text{IEEE}} = 267,4182 \text{ var}$	$Q^{\otimes} = 850,6003 \text{ VA}$ $Q_f^{\otimes} = 267,5535 \text{ VA}$ $Q_r^{\otimes} = 807,4255 \text{ VA}$
$D_s^{\text{CPC}} = 17,0366 \text{ VA}$ $D_g^{\text{CPC}} = 440,2227 \text{ VA}$	$D_I^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kvar}$ $D_V^{\text{IEEE}} = 49,0000 \text{ var}$ $S_H^{\text{IEEE}} = 49,0000 \text{ VA}$ $D_H^{\text{IEEE}} = 48,9990 \text{ var}$ $S_1^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kVA}$ $S_N^{\text{IEEE}} = 1,5416 \text{ kVA}$	$D^{\otimes} = 172,0926 \text{ VA}$ $M^{\otimes} = 0$

Fonte: autoria própria.

Com relação à potência reativa, houve divergência entre todas as componentes. O valor de  $Q^{\otimes}$  foi superior ao de  $Q_r^{\text{CPC}}$  devido ao fato do método proposto considerar todas as componentes de frequência comuns entre tensão e corrente para o cálculo de  $Q^{\otimes}$ , diferentemente do que é realizado para  $Q_r^{\text{CPC}}$ . O valor de  $Q_1^{\text{IEEE}}$  foi o menor entre todos, visto que essa grandeza é calculada observando apenas a componente fundamental dos sinais. Em contraste, o valor de  $Q_f^{\otimes}$  foi ligeiramente superior ao de  $Q_1^{\text{IEEE}}$ , uma vez que considera todas as componentes da tensão e a componente fundamental da corrente. Ademais, o valor de  $Q_r^{\otimes}$  foi superior ao de  $Q_f^{\otimes}$ , o que indica que a maior contribuição para a potência reativa advém das componentes harmônicas, não da componente fundamental. Em outros termos, uma eventual compensação passiva observando a componente

fundamental atenuaria a potência reativa, mas não significaria um fator decisivo para a redução significativa de  $Q^{\otimes}$ .

Uma vez que tensão e corrente possuem apenas componentes de frequência comuns entre si, tem-se que  $M^{\otimes} = 0$ . Além disso, embora no Caso 3 os valores de  $D^{\otimes}$  e  $D_s^{\text{CPC}}$  tenham convergido, o mesmo não aconteceu no Caso 4. Novamente, as demais parcelas de potência definidas na Norma IEEE 1459-2010 assumiram valores não-nulos, os quais foram semelhantes aos obtidos no Caso 3, visto que no Caso 4 houve mudança apenas com relação ao ângulo de fase da corrente.

#### 6.4.5 Caso 5

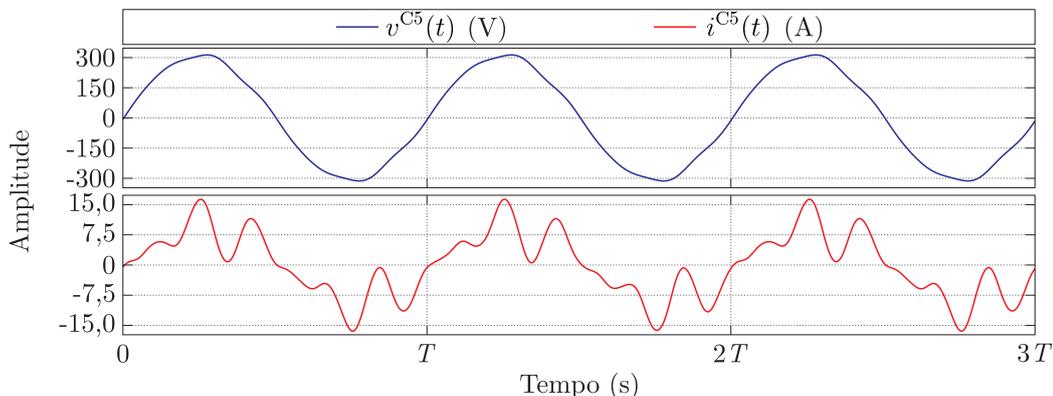
O Caso 5 preserva os sinais de tensão e corrente do Caso 4, adicionando apenas uma componente sub-harmônica e uma componente inter-harmônica à corrente. Desse modo, tem-se:

$$v^{\text{C5}}(t) = v^{\text{C2}}(t) \quad (\text{V}), \quad (226)$$

$$i^{\text{C5}}(t) = \sqrt{2} \{0,02 \text{sen}(\omega_{0,5}t + 35^\circ) + 7 \text{sen}(\omega_1t - 10^\circ) + \text{sen}(\omega_3t - 100^\circ) + 3 \text{sen}(\omega_5t + 10^\circ) + 2 \text{sen}(\omega_7t + 140^\circ) + 0,08 \text{sen}(\omega_{15,5}t)\} \quad (\text{A}). \quad (227)$$

A ilustração de  $v^{\text{C5}}(t)$  e  $i^{\text{C5}}(t)$  é representada na Figura 31.

Figura 31 – Caso 5: tensão e corrente.



Fonte: autoria própria.

As potências calculadas para os sinais  $v^{\text{C5}}(t)$  e  $i^{\text{C5}}(t)$  são apresentadas na Tabela 16. Uma vez que as componentes de frequência comuns à tensão e corrente não foram alteradas com relação aos sinais do Caso 4, verifica-se que diversas potências apresentadas na Tabela 16 são iguais às do Caso 4 (Tabela 15). Desse modo, a análise das grandezas do Caso 5 será realizada em conjunto com a efetuada no Caso 4. Nomeadamente, as grandezas que não sofreram alteração foram:  $P^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$ ,  $Q_f^{\otimes}$ ,  $Q_r^{\otimes}$ ,  $D^{\otimes}$ ,  $P^{\text{CPC}}$ ,  $Q_r^{\text{CPC}}$ ,  $D_s^{\text{CPC}}$ ,  $P^{\text{IEEE}}$ ,  $P_1^{\text{IEEE}}$ ,  $P_H^{\text{IEEE}}$ ,  $Q_1^{\text{IEEE}}$ ,  $D_V^{\text{IEEE}}$ ,  $S_1^{\text{IEEE}}$ . Assim, preserva-se a análise realizada no Caso 4 para as grandezas supracitadas.

Tabela 16 – Caso 5: comparativo entre potências.

Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
$S^{\text{CPC}} = 1,7472 \text{ kVA}$	$S^{\text{IEEE}} = 1,7472 \text{ kVA}$	$S^{\otimes} = 1,7472 \text{ kVA}$
$P^{\text{CPC}} = 1,5185 \text{ kW}$	$P^{\text{IEEE}} = 1,5163 \text{ kW}$ $P_1^{\text{IEEE}} = 1,5166 \text{ kW}$ $P_H^{\text{IEEE}} = -0,3090 \text{ W}$	$P^{\otimes} = 1,5163 \text{ kW}$
	$N^{\text{IEEE}} = 868,0243 \text{ var}$	$K^{\otimes} = 868,0243 \text{ VA}$
$Q_r^{\text{CPC}} = 743,2326 \text{ VA}$	$Q_1^{\text{IEEE}} = 267,4182 \text{ var}$	$Q^{\otimes} = 850,6003 \text{ VA}$ $Q_f^{\otimes} = 267,5535 \text{ VA}$ $Q_r^{\otimes} = 807,4255 \text{ VA}$
$D_s^{\text{CPC}} = 17,0366 \text{ VA}$ $D_g^{\text{CPC}} = 440,5967 \text{ VA}$	$D_I^{\text{IEEE}} = 1,5401 \text{ kvar}$ $D_V^{\text{IEEE}} = 49,0000 \text{ var}$ $S_H^{\text{IEEE}} = 49,0032 \text{ VA}$ $D_H^{\text{IEEE}} = 49,0022 \text{ var}$ $S_1^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kVA}$ $S_N^{\text{IEEE}} = 1,5417 \text{ kVA}$	$D^{\otimes} = 172,0926 \text{ VA}$ $M^{\otimes} = 18,1508 \text{ VA}$

Fonte: autoria própria.

O valor de  $M^{\otimes}$  foi alterado devido à existência de componentes de frequência no sinal de corrente sem correspondência na tensão. Essa parcela foi incorporada à  $K^{\otimes}$ , que, por sua vez, compõe  $S^{\otimes}$ .

Com relação à Teoria CPC, o aumento no valor de  $D_g^{\text{CPC}}$  se deve às novas componentes de frequência presentes no sinal de corrente. O acréscimo dessa parcela provocou um aumento no valor de  $S^{\text{CPC}}$ .

No que diz respeito às grandezas estimadas de acordo com o estabelecido na Norma IEEE 1459-2010, verificou-se um aumento no valor de  $D_I^{\text{IEEE}}$  devido ao acréscimo na distorção da corrente, o que refletiu em um aumento em  $S_H^{\text{IEEE}}$ ,  $D_H^{\text{IEEE}}$  e  $S_N^{\text{IEEE}}$ . Por conseguinte, houve alteração nos valores de  $N^{\text{IEEE}}$  e  $S^{\text{IEEE}}$ .

#### 6.4.6 Caso 6

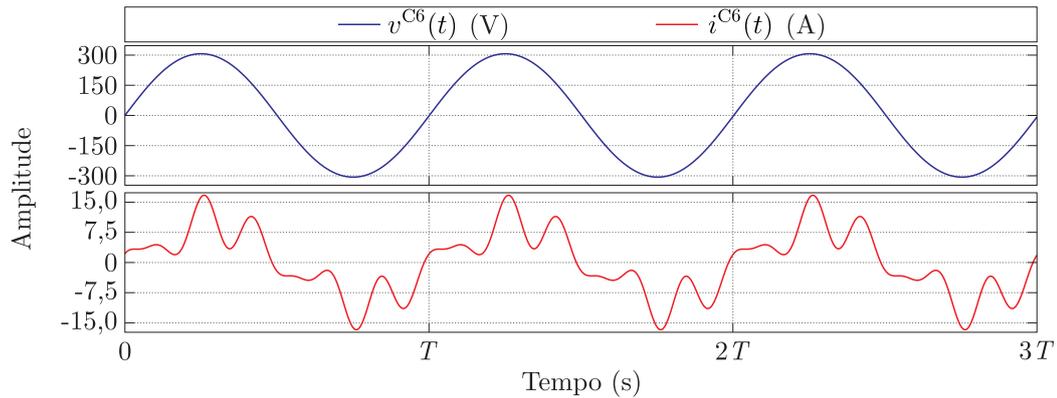
No Caso 6, o sinal de tensão possui apenas duas componentes de frequência, enquanto a corrente preserva as características do Caso 4. Assim, tensão e corrente são definidas como:

$$v^{\text{C6}}(t) = \sqrt{2} \{220 \text{ sen}(\omega_1 t) + 2 \text{ sen}(\omega_3 t)\} \quad (\text{V}), \quad (228)$$

$$i^{\text{C6}}(t) = i^{\text{C4}}(t) \quad (\text{A}). \quad (229)$$

Os sinais do Caso 6 são ilustrados na Figura 32. Como se vê, o sinal de corrente possui uma distorção mais severa do que a verificada para a tensão.

Figura 32 – Caso 6: tensão e corrente.



Fonte: autoria própria.

Os resultados do Caso 6 são apresentados na Tabela 17, onde constata-se um comportamento similar ao verificado para os casos 4 e 5, nos quais há uma subcomponente de potência ativa com valor negativo. Tal característica provoca uma discrepância entre as potências definidas na Teoria CPC e as componentes propostas, exceto a potência aparente. Com relação à Norma IEEE 1459-2010, foram verificadas as divergências previamente comentadas nos casos anteriores.

Tabela 17 – Caso 6: comparativo entre potências.

Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
$S^{\text{CPC}} = 1,7463 \text{ kVA}$	$S^{\text{IEEE}} = 1,7463 \text{ kVA}$	$S^{\otimes} = 1,7463 \text{ kVA}$
$P^{\text{CPC}} = 1,5167 \text{ kW}$	$P^{\text{IEEE}} = 1,5163 \text{ kW}$ $P_1^{\text{IEEE}} = 1,5166 \text{ kW}$ $P_H^{\text{IEEE}} = -0,3473 \text{ W}$	$P^{\otimes} = 1,5163 \text{ kW}$
	$N^{\text{IEEE}} = 866,2666 \text{ var}$	$K^{\otimes} = 866,2666 \text{ VA}$
$Q_r^{\text{CPC}} = 267,4292 \text{ VA}$	$Q_1^{\text{IEEE}} = 267,4182 \text{ var}$	$Q^{\otimes} = 344,1843 \text{ VA}$ $Q_f^{\otimes} = 267,4292 \text{ VA}$ $Q_r^{\otimes} = 216,6667 \text{ VA}$
$D_s^{\text{CPC}} = 0$ $D_g^{\text{CPC}} = 823,1986 \text{ VA}$	$D_I^{\text{IEEE}} = 440,0000 \text{ kvar}$ $D_V^{\text{IEEE}} = 14,0000 \text{ var}$ $S_H^{\text{IEEE}} = 4,0000 \text{ VA}$ $D_H^{\text{IEEE}} = 3,9849 \text{ var}$ $S_1^{\text{IEEE}} = 1,5400 \text{ kVA}$ $S_N^{\text{IEEE}} = 440,2408 \text{ kVA}$	$D^{\otimes} = 51,9899 \text{ VA}$ $M^{\otimes} = 793,2541 \text{ VA}$

Fonte: autoria própria.

### 6.4.7 Caso 7

Para o Caso 7, os sinais possuem característica similar aos correspondentes ao Caso 6, com exceção ao desvio de fase aplicado à componente de terceira ordem da

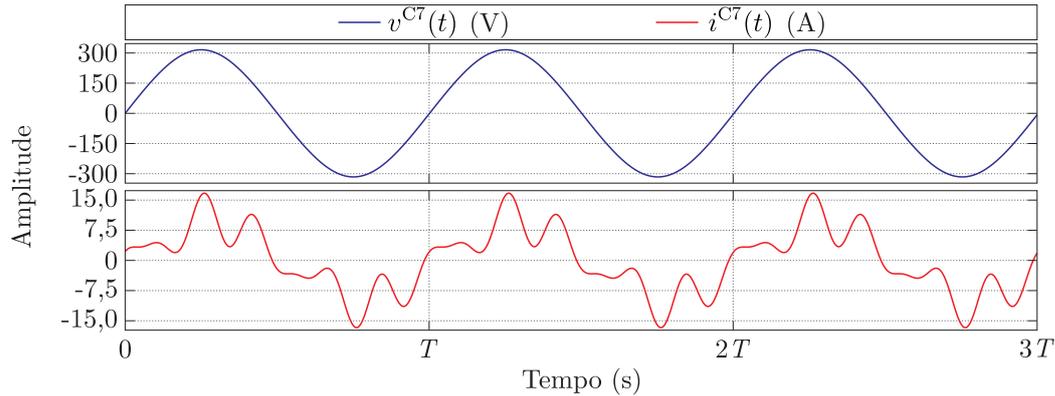
tensão, isto é,

$$v^{C7}(t) = \sqrt{2} \{220 \text{ sen}(\omega_1 t) + 2 \text{ sen}(\omega_3 t - 180^\circ)\} \quad (\text{V}), \quad (230)$$

$$i^{C7}(t) = i^{C4}(t) \quad (\text{A}). \quad (231)$$

Graficamente, os sinais  $v^{C7}(t)$  e  $i^{C7}(t)$  são representados na Figura 33.

Figura 33 – Caso 7: tensão e corrente.



Fonte: autoria própria.

As potências estimadas para o Caso 7 são apresentadas na Tabela 18.

Tabela 18 – Caso 7: comparativo entre potências.

Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
$S^{CPC} = 1,7463 \text{ kVA}$	$S^{IEEE} = 1,7463 \text{ kVA}$	$S^{\otimes} = 1,7463 \text{ kVA}$
$P^{CPC} = 1,5170 \text{ kW}$	$P^{IEEE} = 1,5170 \text{ kW}$ $P_1^{IEEE} = 1,5166 \text{ kW}$ $P_H^{IEEE} = 0,3473 \text{ W}$	$P^{\otimes} = 1,5170 \text{ kW}$
	$N^{IEEE} = 865,0497 \text{ var}$	$K^{\otimes} = 865,0497 \text{ VA}$
$Q_r^{CPC} = 344,1843 \text{ VA}$	$Q_1^{IEEE} = 267,4182 \text{ var}$	$Q^{\otimes} = 344,1843 \text{ VA}$ $Q_f^{\otimes} = 267,4292 \text{ VA}$ $Q_r^{\otimes} = 216,6667 \text{ VA}$
$D_s^{CPC} = 24,4153 \text{ VA}$ $D_g^{CPC} = 793,2541 \text{ VA}$	$D_I^{IEEE} = 440,0000 \text{ kvar}$ $D_V^{IEEE} = 14,0000 \text{ var}$ $S_H^{IEEE} = 4,0000 \text{ VA}$ $D_H^{IEEE} = 3,9849 \text{ var}$ $S_1^{IEEE} = 1,5400 \text{ kVA}$ $S_N^{IEEE} = 440,2408 \text{ kVA}$	$D^{\otimes} = 24,4153 \text{ VA}$ $M^{\otimes} = 793,2541 \text{ VA}$

Fonte: autoria própria.

Dada a similaridade entre os sinais dos casos 6 e 7, a análise dos resultados da Tabela 18 será realizada em conjunto com a previamente realizada para o Caso 6. A única diferença entre os casos 6 e 7 é o ângulo de fase do terceiro harmônico da tensão

que passou de  $0^\circ$  no Caso 6 para  $180^\circ$  no Caso 7. Essa mudança repercute no valor de  $\phi_3$ , o qual foi de  $\phi_3^{C6} = 100^\circ$  para  $\phi_3^{C7} = -80^\circ$ . Assim, as grandezas que dependem de  $\phi_3$  sofrem uma alteração com relação aos valores previamente calculados para o Caso 6.

Isto é,  $P^\otimes$ ,  $M^\otimes$  e, conseqüentemente,  $K^\otimes$  são alterados com relação ao Caso 6. Uma vez que a potência reativa residual é calculada a partir do  $\text{sen}^2(\phi_h)$  (Equação (216)), o seu valor não é alterado em decorrência da mudança de  $\phi_3^{C6}$  para  $\phi_3^{C7}$ . Um comportamento similar foi verificado nas potências calculadas de acordo com a Norma IEEE 1459-2010, onde apenas as potências ativa e não-ativa sofreram alteração com relação à estimação realizada no Caso 6. Por outro lado, com relação às potências calculadas via Teoria CPC, apenas a potência aparente manteve-se inalterada.

Assim, uma pequena alteração no ângulo de fase de uma componente de frequência, mesmo sendo um desvio de  $180^\circ$ , provoca alterações significativas nas potências definidas na Teoria CPC. Tal mudança no ângulo de fase ocasiona apenas alterações pontuais em algumas potências definidas tanto na Norma IEEE 1459-2010 quanto no método proposto. Ademais, assim como verificado nos casos 1, 2 e 3, verificou-se para o Caso 7 a igualdade numérica entre as componentes de potência propostas e as definidas na Teoria CPC.

#### 6.4.8 Síntese

Os estudos de casos realizados evidenciaram numericamente as diferenças conceituais entre as potências propostas e as definidas na Teoria CPC e na Norma IEEE 1459-2010. Na condição particular de tensão senoidal, observou-se a convergência das potências aparente, ativa e reativa (em módulo), independentemente do método de cálculo adotado.

De modo geral, verificou-se a consonância entre as potências aparentes estabelecidas pelos três métodos. Na condição de tensão e corrente contendo o mesmo conjunto de componentes de frequência, constatou-se consonância entre as diferentes potências ativas. Além disso, pôde-se atestar a igualdade conceitual entre  $K^\otimes$  e  $N^{\text{IEEE}}$ .

Outrossim, verificou-se uma semelhança entre o método proposto e a Teoria CPC apenas em uma condição particular, que foi tensão e corrente compostas pelo mesmo conjunto de componentes de frequência e componentes individuais da potência ativa positivas. Nessa condição particular, a potência ativa da Teoria CPC é composta por todas as componentes de frequência, e, por conseguinte, as parcelas de potência resultam em valores iguais aos obtidos a partir do método proposto, conforme observado nos casos 3 e 7. Todavia, basta haver um componente de frequência desconsiderado no cálculo de  $P^{\text{CPC}}$  para que as grandezas resultem em valores distintos com relação ao método proposto, como aludido nos casos 4 e 6.

A comparação pormenorizada do método proposto com a Norma IEEE 1459-2010 evidenciou que a potência ativa dos dois métodos obedece estritamente ao conceito de

média da potência instantânea. Por outro lado, embora as duas abordagens associem uma parcela da potência reativa à componente fundamental da corrente, a Norma IEEE 1459-2010 observa somente a tensão da componente fundamental, enquanto o método proposto observa todas as componentes de frequência da tensão. Como consequência, os resultados das referidas grandezas são distintos.

A Teoria CPC, a Norma IEEE 1459-2010 e o método proposto possuem três componentes de potência com conceito similar, que são as potências aparente, ativa e reativa, as quais podem ser sintetizadas conforme a comparação qualitativa apresentada na Tabela 19.

Tabela 19 – Síntese qualitativa: potências aparente, ativa e reativa.

Potência	Teoria CPC	Norma IEEE 1459-2010	Método Proposto
Aparente	Produto entre os valores eficazes da tensão e da corrente.	Produto entre os valores eficazes da tensão e da corrente.	Produto entre os valores eficazes da tensão e da corrente.
Ativa	Soma aritmética das subcomponentes de potência ativa de cada componente de frequência, desde que possuam valores positivos.	Soma aritmética das subcomponentes de potência ativa de cada componente de frequência.	Soma aritmética das subcomponentes de potência ativa de cada componente de frequência.
Reativa	Produto entre o valor eficaz da tensão e o valor eficaz da corrente reativa, cujas componentes são àquelas cuja potência ativa é positiva.	Produto entre o valor eficaz da tensão fundamental e o valor eficaz da corrente reativa fundamental.	Produto entre o valor eficaz da tensão e o valor eficaz da corrente reativa (soma geométrica da corrente reativa de cada componente de frequência).

Fonte: autoria própria.

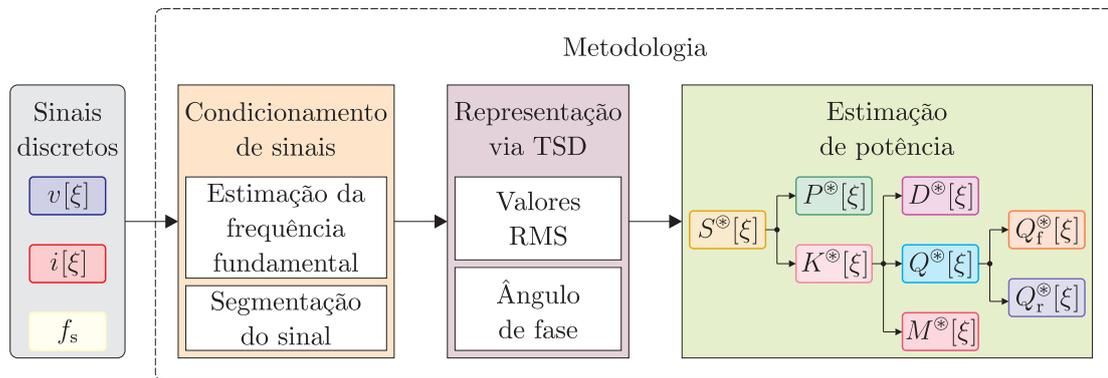
## 6.5 Metodologia para estimação em tempo-frequência

Uma vez estabelecidas as componentes de potência propostas, a etapa seguinte consiste em realizar a estimação das referidas grandezas via TSD. O esquemático da metodologia proposta é ilustrado na Figura 34. A primeira etapa consiste no condicionamento dos sinais, onde ocorre a estimação da frequência fundamental e a segmentação da tensão e da corrente. Em seguida, aplica-se a TSD aos sinais para posterior cálculo de potência. Cada uma dessas etapas é pormenorizada a seguir.

### 6.5.1 Condicionamento de sinais

Conforme apresentado na Seção 4.4.1.7, a condição de variação na frequência fundamental provoca uma perda de sincronização do sinal amostrado, comumente denotada como amostragem assíncrona. Nessa circunstância, podem ocorrer erros significativos

Figura 34 – Metodologia: estimação em tempo-frequência.

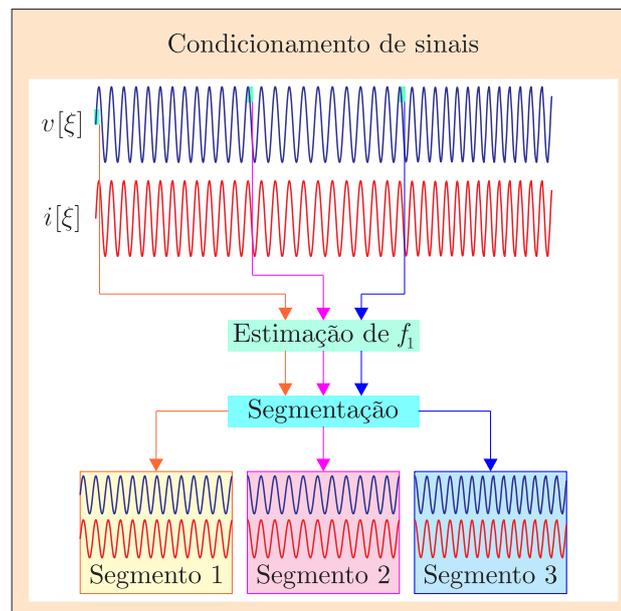


Fonte: autoria própria.

originados pelo espalhamento espectral, um efeito esperado para os algoritmos baseados na teoria de Fourier. Portanto, a etapa de condicionamento de sinais é importante para atenuar esse efeito.

Ainda de acordo com a Seção 4.4.1.7, os erros causados pelo desvio de frequência são minimizados quando se utiliza uma janela de medição mais curta. Por outro lado, a informação sobre a frequência fundamental é essencial para a segmentação dos sinais em segmentos de comprimento menor. O procedimento realizado nessa etapa é sintetizado na Figura 35.

Figura 35 – Condicionamento de sinais.



Fonte: autoria própria.

Como se vê na Figura 35, o primeiro passo corresponde à estimação da frequência fundamental, a qual foi efetuada conforme o método dos mínimos quadrados proposto

por Abdollahi e Matinfar (2011). Para tanto, foram utilizadas as 20 primeiras amostras do sinal de tensão como referência.

Uma vez estimada a frequência fundamental, realiza-se a segmentação do sinal em janelas contendo doze ciclos da frequência fundamental, as quais possuem a quantidade de amostras determinada pela Equação (167). As etapas anteriores são repetidas até que todo o sinal seja analisado.

### 6.5.2 Representação via TSD

Para o cálculo de potência é mandatória a informação sobre os valores RMS e os ângulos de fase de cada componente de frequência da tensão e da corrente, os quais são estimados por meio da TSD.

Conforme Equações (138) e (139), o conjunto de componentes de frequência estimadas via TSD é:

$$\begin{aligned} M(m) &= [M(0), M(1), \dots, M(N/2)] \\ &= [0, \Delta_f, \dots, f_s/2]. \end{aligned} \quad (232)$$

Por outro lado, é conveniente indexar a ordem harmônica das componentes de frequência nas expressões associadas à TSD, Equações (138) e (139). Para tanto, estabelece-se o índice  $m_h$ :

$$\begin{aligned} m_h &= \frac{hf_1}{\Delta_f} \\ &= \frac{hf_1}{f_s/N}, \quad m_h \in \mathbb{Z}^+, h \in \mathbb{Q}^+, \end{aligned} \quad (233)$$

em que  $\mathbb{Z}^+$  representa o conjunto dos números inteiros positivos e  $\mathbb{Q}^+$  simboliza o conjunto de números racionais positivos.

Por conseguinte, a  $h$ -ésima componente harmônica corresponde a:

$$f_h = M(m_h). \quad (234)$$

Assim, o valor eficaz de uma dada componente de frequência indexada por  $h$  é obtido conforme:

$$X_h[\xi] = \begin{cases} |X_{\text{TSD}}[\xi, m_h]|/\sqrt{2}, & \text{se } h \neq 0, \\ |X_{\text{TSD}}[\xi, 0]|, & \text{se } h = 0, \end{cases} \quad (235)$$

em que  $X = V$  para a tensão e  $X = I$  para a corrente.

O limiar adotado para a detecção das componentes de frequência foi um valor RMS maior do que  $10^{-12}$  vezes o valor RMS da componente fundamental, isto é,

$$X_h[\xi] = \begin{cases} X_h[\xi], & \text{se } X_h[\xi] > 10^{-12} X_1[\xi], \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (236)$$

Ademais, o desvio de fase entre tensão e corrente para a  $h$ -ésima componente de frequência é caracterizado de acordo com:

$$\begin{aligned}\phi_h[\xi] &= \theta_{v_h}[\xi] - \alpha_{i_h}[\xi] \\ &= \arg(V_{\text{TSD}}[\xi, m_h]) - \arg(I_{\text{TSD}}[\xi, m_h]),\end{aligned}\tag{237}$$

em que  $\arg(\cdot)$  denota o operador argumento.

### 6.5.3 Estimação de potência

De posse das Equações (235) e (237), pode-se caracterizar as potências via representação em tempo-frequência promovida pela TSD. Isto é, cada componente de potência proposta na Seção 6.2 passa a ser dependente do tempo. Logo,

$$\begin{aligned}S^{\otimes}[\xi]^2 &= P^{\otimes}[\xi]^2 + K^{\otimes}[\xi]^2 \\ &= P^{\otimes}[\xi]^2 + Q^{\otimes}[\xi]^2 + D^{\otimes}[\xi]^2 + M^{\otimes}[\xi]^2 \\ &= P^{\otimes}[\xi]^2 + Q_f^{\otimes}[\xi]^2 + Q_r^{\otimes}[\xi]^2 + D^{\otimes}[\xi]^2 + M^{\otimes}[\xi]^2.\end{aligned}\tag{238}$$

## Considerações finais

O objetivo deste capítulo foi expor o desenvolvimento do método para cálculo de potências proposto. Diante da premissa da caracterização de tensão e corrente, versou-se a respeito da interpretação das potências resultantes do produto entre os valores eficazes de tensão e corrente. Ademais, caracterizou-se conceitualmente e matematicamente as componentes de potência propostas. Adicionalmente, por meio de sete estudos de casos, foram comparadas as componentes de potência propostas e as estabelecidas na Teoria CPC e na Norma IEEE 1459-2010. Por fim, estabeleceu-se a metodologia para estimação das componentes de potência propostas via TSD.



## CAPÍTULO 7

---

# ANÁLISE DE DESEMPENHO DO MÉTODO PROPOSTO

---

Este capítulo é destinado a realizar uma avaliação de desempenho do método e da metodologia propostos, a qual foi realizada via estudos de caso contendo sinais não-estacionários, conforme a seguir.

### 7.1 Cenário A – sinais não-senoidais com variação de frequência

O Cenário A teve como objetivo comparar a estimação de potência com e sem a aplicação da etapa de condicionamento dos sinais, conforme definido na Seção 6.5.1. Para tanto, foram adotados os sinais de tensão e corrente previamente definidos nas Equações (226) e (227), atribuindo-lhes uma variação na frequência fundamental, isto é,

$$v^A[\xi] = \sqrt{2} \{220 \operatorname{sen}(\omega_1[\xi]\xi) + 2 \operatorname{sen}(\omega_3[\xi]\xi - 15^\circ) + 6 \operatorname{sen}(\omega_5[\xi]\xi - 75^\circ) + 3 \operatorname{sen}(\omega_7[\xi]\xi + 30^\circ)\} \quad (\text{V}), \quad (239)$$

$$i^A[\xi] = \sqrt{2} \{0,02 \operatorname{sen}(\omega_{0,5}[\xi]\xi + 35^\circ) + 7 \operatorname{sen}(\omega_1[\xi]\xi - 10^\circ) + \operatorname{sen}(\omega_3[\xi]\xi - 100^\circ) + 3 \operatorname{sen}(\omega_5[\xi]\xi + 10^\circ) + 2 \operatorname{sen}(\omega_7[\xi]\xi + 140^\circ) + 0,08 \operatorname{sen}(\omega_{15,5}[\xi]\xi)\} \quad (\text{A}), \quad (240)$$

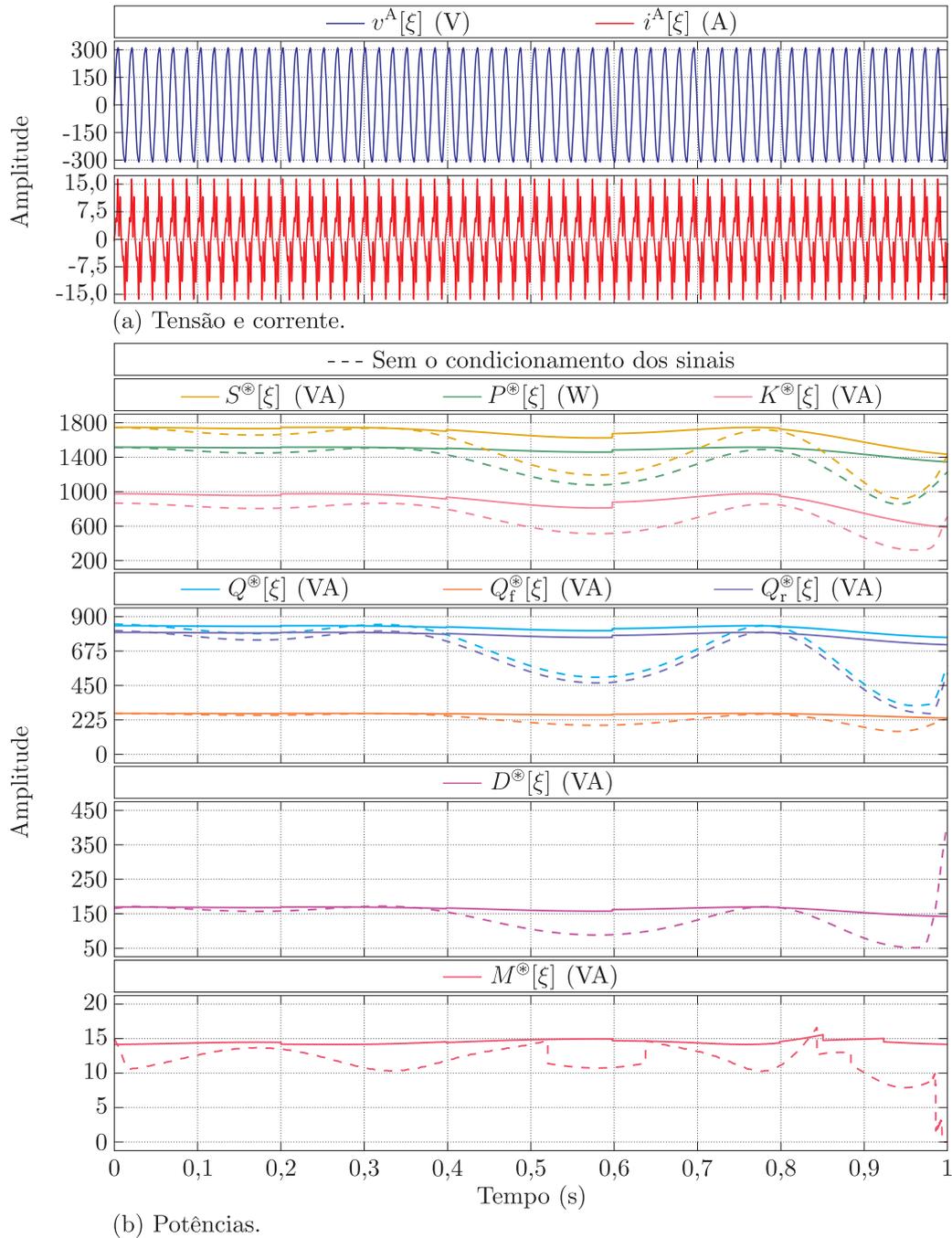
em que

$$f_1[\xi] = 60 + 0,7 \operatorname{sen}(2\pi\xi) \quad (\text{Hz}). \quad (241)$$

Na Figura 36 são representadas a tensão, a corrente e as componentes de potência propostas.

Conforme apresentado na Figura 36(b), verifica-se uma oscilação significativa nas grandezas estimadas sem o condicionamento dos sinais. Uma vez que a janela de medição é longa – 1 s –, perde-se a referência da componente fundamental, a qual varia  $\pm 0,7$  Hz. Em contraste, constata-se uma redução na variação das componentes de potência após o condicionamento dos sinais. Todavia, pode-se perceber que mesmo assim ocorrem oscilações, visto que ainda acontece variação de frequência nos segmentos de sinais analisados. Isto é, ainda que ocorra uma melhoria na representação das potências, a condição de sinais contendo variação de frequência constitui uma limitação para o uso da TSD na estimação de potência.

Figura 36 – Cenário A: (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

As potências estimadas foram comparadas com as obtidas via TFD, a qual foi aplicada em janelas contendo 1 e 12 ciclos, o que corresponde ao uso da STFT com janelas retangulares com comprimento de 1 e 12 ciclos sem sobreposição. Neste ponto, é importante revisitar as limitações da TFD e STFT para a análise de sinais não-estacionários que foram relatadas na Seção 4.1: resultados acurados apenas quando o sinal é estacionário no segmento (janela) analisado e resolução em frequência fixa, uma vez que o tamanho da janela é constante. Ademais, visto que a TW e suas variantes não fornecem informações

acerca do ângulo de fase dos sinais<sup>12</sup>, grandeza estritamente necessária para o cálculo das componentes de potência propostas, não utilizou-se essa transformada para fins de comparação.

Na Tabela 20 são apresentados os valores médios das potências estimadas por via TFD e TSD (“Cond.” denota a adoção do condicionamento dos sinais e “N-Cond.” indica a aplicação direta da TSD).

Tabela 20 – Cenário A: comparativo entre resultados.

Potência	Resultado analítico	TFD		TSD		
		12 ciclos	1 ciclo	N-Cond.	Cond.	
$S^{\otimes}$	Valor (kVA)	1,7472	1,1301	1,7484	1,4952	1,6855
	Erro (%)	–	35,3107	0,0709	14,4212	3,5307
$P^{\otimes}$	Valor (kW)	1,5163	1,0742	1,5176	1,3181	1,4869
	Erro (%)	–	29,1583	0,0841	13,0741	1,9382
$K^{\otimes}$	Valor (VA)	868,0243	334,8566	868,1736	703,5126	894,9762
	Erro (%)	–	61,4231	0,0172	18,9524	4,9482
$Q^{\otimes}$	Valor (VA)	850,6003	315,1591	805,1956	689,2166	824,1987
	Erro (%)	–	62,9486	5,3380	18,9729	3,1039
$Q_f^{\otimes}$	Valor (VA)	267,5535	188,0004	267,1239	232,9398	262,3142
	Erro (%)	–	29,7335	0,1606	12,9371	1,9582
$Q_r^{\otimes}$	Valor (VA)	807,4255	237,6876	759,0271	648,0066	780,3756
	Erro (%)	–	70,5623	5,9942	19,7441	3,3501
$D^{\otimes}$	Valor (VA)	172,0926	101,9162	297,8069	137,1192	163,5771
	Erro (%)	–	40,7783	73,0504	20,3224	4,9482
$M^{\otimes}$	Valor (VA)	18,1508	4,5430	10,6044	11,7423	14,4988
	Erro (%)	–	74,9707	41,5763	35,3069	20,1206

Fonte: autoria própria.

A análise dos resultados contidos na Tabela 20 evidencia a presença de erros acima de 1% nas grandezas estimadas conforme a TFD e a TSD. Isto é, cenários contendo sinais com desvio de frequência constituem um desafio para os métodos baseados na teoria de Fourier. Ademais, verifica-se a redução significativa nos erros associados à estimação via TSD após a aplicação da etapa de condicionamento dos sinais. Neste ponto, é importante frisar que a variação de frequência em  $\pm 0,7$  Hz é significativa, a qual foi adotada para ratificar a limitação da TSD nesse tipo de condição. Contudo, em sinais contendo uma variação de frequência menos significativa (até  $\pm 0,3$  Hz) – ou onde a frequência é constante nos segmentos de sinais – é de se esperar que ocorra uma redução expressiva nos erros.

<sup>12</sup> Ainda que informações sobre a fase possam ser obtidas indiretamente via TW – via wavelets-mãe complexas (DRIESEN; BELMANS, 2002) ou a partir do fator de potência associado à componente fundamental (VATANSEVER; OZDEMIR, 2010) –, elas estarão associadas a faixas de frequência, não a componentes de frequência.

## 7.2 Cenário B – sinais não-senoidais com variação aleatória

No Cenário B, buscou-se aferir o desempenho do método em sinais sintéticos contendo variações aleatórias. Como os sinais são sintéticos, é possível calcular as grandezas analiticamente para cada instante de tempo, o que evidencia a relevância dessa condição para a verificação da acurácia das grandezas estimadas. Para tanto, adotou-se o modelo *random-walk*, em que os sinais são dependentes do valor da amostra anterior, sobre a qual é adicionado um número aleatório. Os sinais de tensão e corrente são definidos conforme a seguir:

$$v^B[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{v^B}} V_h^{v^B}[\xi] \text{sen}(\omega_h \xi + \theta_h^{v^B}[\xi]) \quad (\text{V}), \quad (242)$$

$$i^B[\xi] = \sqrt{2} \sum_{h \in H^{i^B}} I_h^{i^B}[\xi] \text{sen}(\omega_h \xi + \alpha_h^{i^B}[\xi]) \quad (\text{A}), \quad (243)$$

os quais, para o instante inicial, são iguais aos sinais definidos nas Equações (226) e (227), isto é,

$$H^{v^B} = \{1; 3; 5; 7\}, \quad H^{i^B} = \{0,5; 1; 3; 5; 7; 15,5\}, \quad (244)$$

$$V^{v^B}[0] = \{220; 2; 6; 3\}, \quad \theta^{v^B}[0] = \{0^\circ; -15^\circ; -75^\circ; 30^\circ\}, \quad (245)$$

$$I^{i^B}[0] = \{0,02; 7; 1; 3; 2; 0,08\}, \quad \alpha^{i^B}[0] = \{35^\circ; -10^\circ; -100^\circ; 10^\circ; 150^\circ; 0^\circ\}. \quad (246)$$

Para os demais instantes de tempo, têm-se os valores RMS e de ângulo de fase obtidos conforme:

$$V_h^{v^B}[\xi + T_s] = V_h^{v^B}[\xi] + \gamma_h^V(\rho - 0,5), \quad \theta_h^{v^B}[\xi + T_s] = \theta_h^{v^B}[\xi] + \gamma_h^\theta(\rho - 0,5), \quad (247)$$

$$I_h^{i^B}[\xi + T_s] = I_h^{i^B}[\xi] + \gamma_h^I(\rho - 0,5), \quad \alpha_h^{i^B}[\xi + T_s] = \alpha_h^{i^B}[\xi] + \gamma_h^\alpha(\rho - 0,5), \quad (248)$$

em que

$$\gamma^V = \{0,09; 0,02; 0,02; 0,02\}, \quad (249)$$

$$\gamma^\theta = \{0,01; 0,10; 0,10; 0,10\}, \quad (250)$$

$$\gamma^I = \{0,005; 0,09; 0,02; 0,02; 0,02; 0,005\}, \quad (251)$$

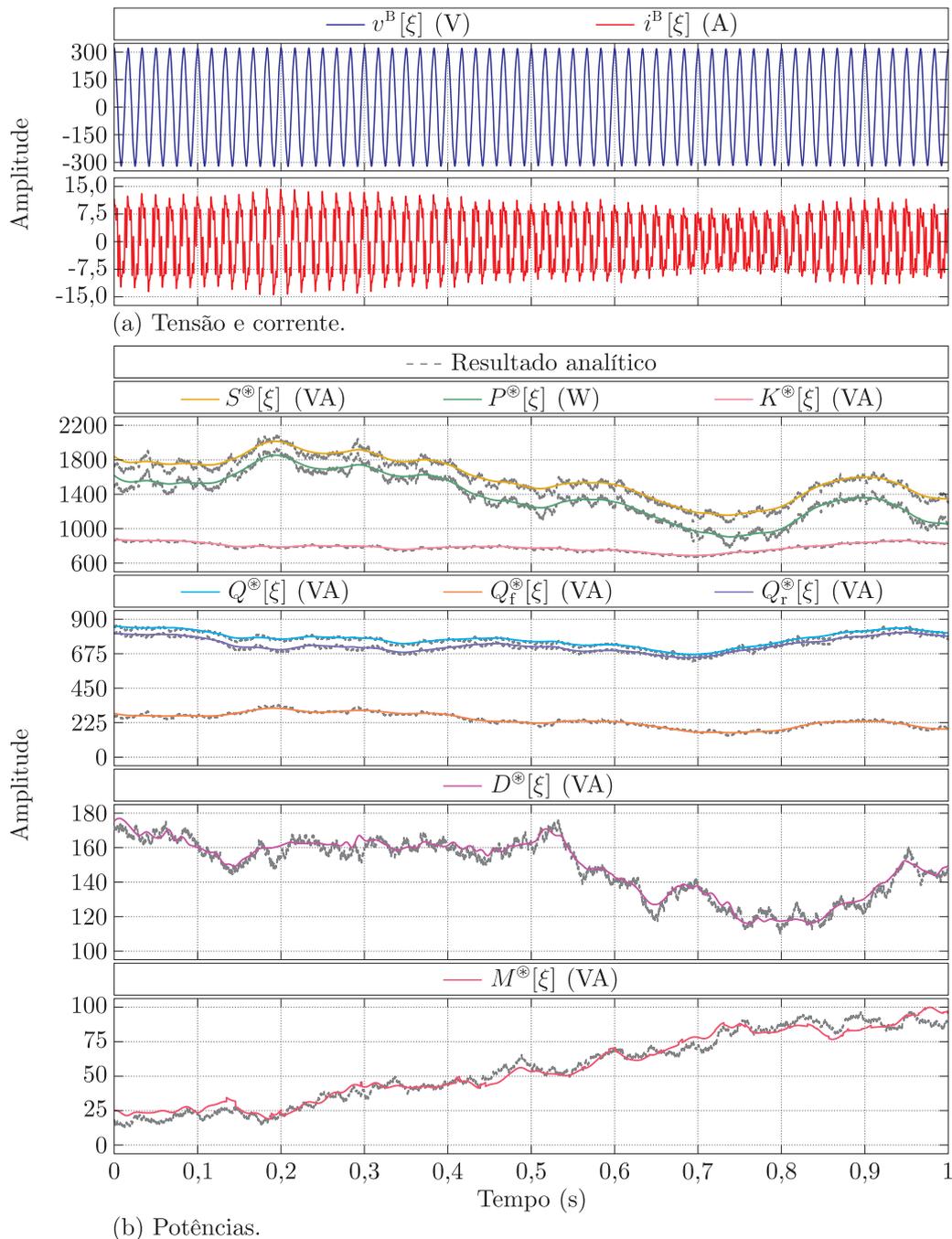
$$\gamma^\alpha = \{0,005; 0,01; 0,10; 0,10; 0,10; 0,005\}, \quad (252)$$

cujos valores de  $\gamma^V$  e  $\gamma^I$  para  $h \in \{1; 3; 5; 7\}$  foram baseados em Bollen e Gu (2006). As demais constantes foram definidas empiricamente.

A representação gráfica dos sinais  $v^B[\xi]$  e  $i^B[\xi]$  e das potências estimadas conforme a metodologia proposta é ilustrada na Figura 37, a partir da qual é possível constatar que as grandezas estimadas via TSD acompanham a variação dos sinais. Entretanto, há de se ressaltar que a estimação não é precisa considerando ponto a ponto, isto é, cada instante de tempo. A característica da janela utilizada na TSD permite o rastreamento

da variação dos sinais, embora não seja suficiente para garantir uma resolução adequada para a estimação exata quando a variação ocorre em um intervalo de tempo muito curto – neste caso,  $T_s$ .

Figura 37 – Cenário B: (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

Na Tabela 21 é apresentado o comparativo entre o resultado analítico e os obtidos conforme TFD e TSD. Os resultados evidenciam que a TFD de 1 ciclo provê resultados mais acurados do que a TFD de 12 ciclos, o que é consonante com a constante variação presente nos sinais de tensão e corrente. Além disso, constata-se que as grandezas

estimadas a partir da metodologia proposta apresentaram erros superiores aos da TFD de 1 ciclo para  $S^{\otimes}$ ,  $P^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$ ,  $Q_f^{\otimes}$  e  $Q_r^{\otimes}$ . Todavia, a TSD tem a vantagem de permitir a representação temporal das grandezas, ao passo que a TFD de 1 ciclo possibilita apenas uma representação constante para cada janela considerada. Com relação à  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$ , observa-se que a TSD apresentou um desempenho superior a TFD de 1 ciclo, visto que o maior erro associado à TSD foi de 1,4446%, enquanto o maior erro da TFD de 1 ciclo foi de 2,7730%.

Tabela 21 – Cenário B: comparativo entre resultados.

Potência	Resultado analítico	TFD		TSD	
		12 ciclos	1 ciclo		
$S^{\otimes}$	Valor (kVA)	1,5770	1,5735	1,5774	1,5852
	Erro (%)	–	0,2235	0,0264	0,5199
$P^{\otimes}$	Valor (kW)	1,3636	1,3635	1,3638	1,3716
	Erro (%)	–	0,0018	0,0180	0,5867
$K^{\otimes}$	Valor (VA)	782,6944	778,6540	783,1612	788,5328
	Erro (%)	–	0,3591	0,0596	0,7459
$Q^{\otimes}$	Valor (VA)	766,0214	764,1031	765,7210	771,1427
	Erro (%)	–	0,2540	0,0392	0,6686
$Q_f^{\otimes}$	Valor (VA)	240,5595	240,9869	241,0675	241,7904
	Erro (%)	–	0,1777	0,2112	0,5117
$Q_r^{\otimes}$	Valor (VA)	725,8533	724,0809	725,0531	730,9624
	Erro (%)	–	0,2442	0,1102	0,8756
$D^{\otimes}$	Valor (VA)	147,8132	148,3440	151,9120	149,9486
	Erro (%)	–	0,3591	2,7730	1,4446
$M^{\otimes}$	Valor (VA)	55,1783	10,1015	56,6433	55,6615
	Erro (%)	–	81,6931	2,6550	0,8756

Fonte: autoria própria.

### 7.3 Cenário C – sinais não-senoidais com variação aleatória e componentes transitórias

O Cenário C compreende tensão e corrente com variações aleatórias e a inserção de componentes de frequência em instantes de tempo específicos. Para tanto, os sinais são definidos de acordo com:

$$v^C[\xi] = v^B[\xi] \quad (\text{V}), \quad (253)$$

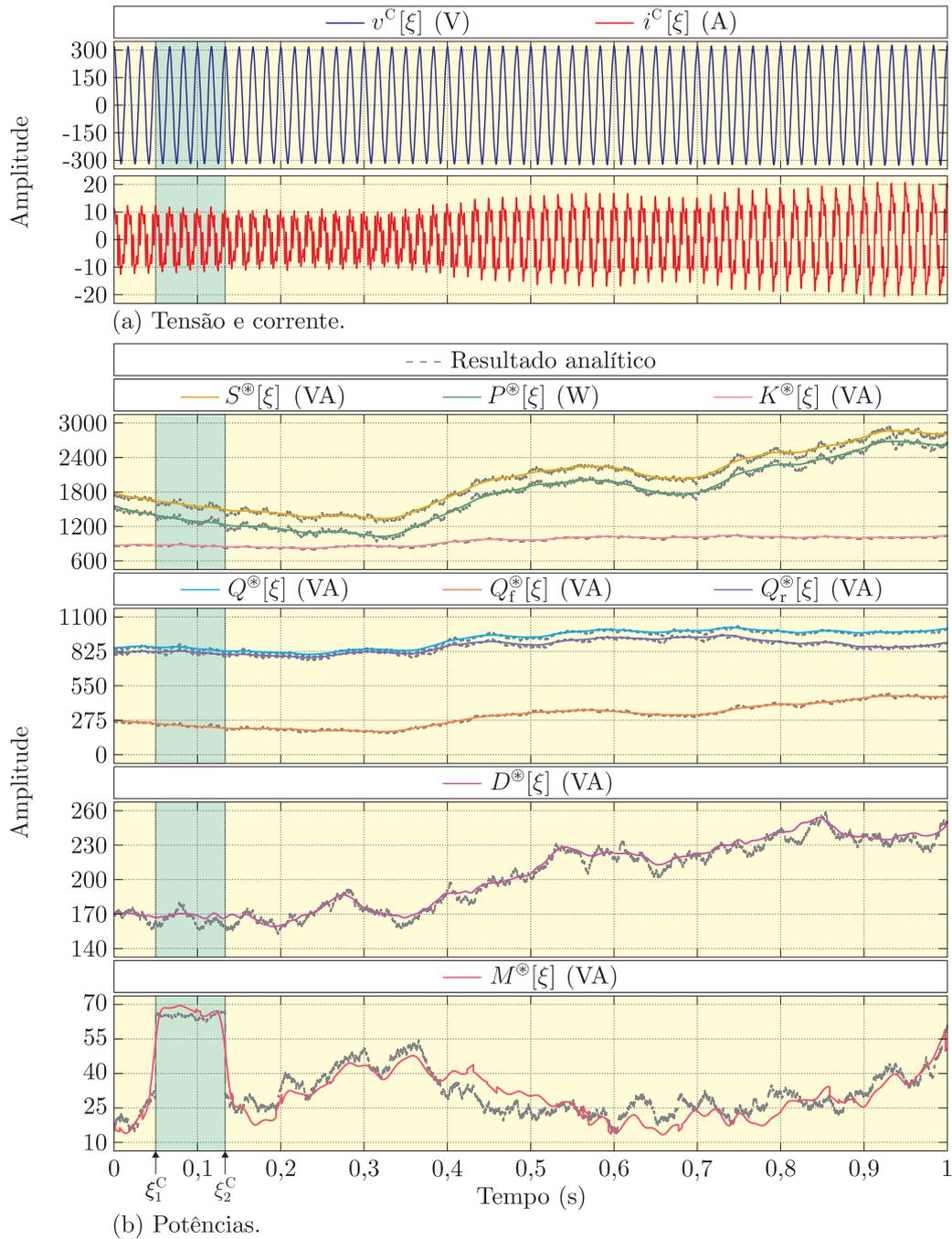
$$i^C[\xi] = i^B[\xi] + \sqrt{2} \{0,25 \text{sen}(\omega_{23}\xi + 90^\circ) + 0,1 \text{sen}(\omega_{27}\xi + 90^\circ)\} (u[\xi - \xi_1^C] - u[\xi - \xi_2^C]) \quad (\text{A}), \quad (254)$$

em que  $u[\xi]$  representa a função degrau unitário e  $\xi_1^C = 3/60$  s,  $\xi_2^C = 8/60$  s.

Na Figura 38 são representadas a tensão, a corrente e as potências estimadas via TSD para o Cenário C. De acordo com a Figura 38, constata-se um desempenho da TSD

similar ao observado para o Cenário B. Além da mudança relacionada a aleatoriedade dos sinais, a principal alteração foi a inserção das componentes de 23ª e 27ª ordem no sinal de corrente, as quais reverberaram apenas em  $M^{\otimes}$ . Como observado na Figura 38(b), verifica-se que  $M^{\otimes}$ , estimada via TSD, acompanhou o aumento repentino observado em seu respectivo valor analítico.

Figura 38 – Cenário C: (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

As potências estimadas para o Cenário C são apresentadas na Tabela 22. A análise dos resultados mostrou um desempenho similar tanto da TFD quanto da TSD para a

estimação de  $S^{\otimes}$ ,  $P^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$ ,  $Q_f^{\otimes}$ ,  $Q_r^{\otimes}$  e  $D^{\otimes}$ . Em contraste, verifica-se que a melhor estimativa de  $M^{\otimes}$  foi proveniente da TSD. Logo, no Cenário C, a TSD foi a ferramenta que melhor representou as potências.

Tabela 22 – Cenário C: comparativo entre resultados.

Potência	Resultado analítico	TFD		TSD	
		12 ciclos	1 ciclo		
$S^{\otimes}$	Valor (kVA)	1,9853	1,9828	1,9854	1,9984
	Erro (%)	–	0,1282	0,0020	0,6598
$P^{\otimes}$	Valor (kW)	1,7404	1,7397	1,7401	1,7524
	Erro (%)	–	0,0411	0,0158	0,6895
$K^{\otimes}$	Valor (VA)	937,1638	935,2693	937,8160	945,2635
	Erro (%)	–	0,0696	0,0696	0,8643
$Q^{\otimes}$	Valor (VA)	914,4913	913,2772	914,4805	921,7240
	Erro (%)	–	0,1328	0,0012	0,7909
$Q_f^{\otimes}$	Valor (VA)	307,1818	305,3003	305,3570	308,9585
	Erro (%)	–	0,6125	0,5940	0,5784
$Q_r^{\otimes}$	Valor (VA)	858,0857	857,9050	858,7475	865,2343
	Erro (%)	–	0,0211	0,0771	0,8331
$D^{\otimes}$	Valor (VA)	200,9778	200,5835	202,5431	203,0426
	Erro (%)	–	0,7789	0,7789	1,0274
$M^{\otimes}$	Valor (VA)	33,6145	13,5315	41,6893	32,8050
	Erro (%)	–	59,7452	24,0217	2,4082

Fonte: autoria própria.

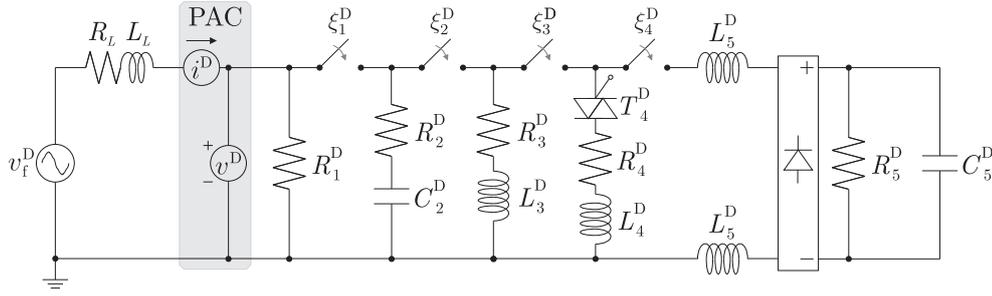
Nos Cenários A, B e C foram considerados sinais sintéticos, os quais possibilitaram o cálculo analítico das componentes de potência propostas. Desse modo, os cenários supramencionados foram importantes para verificar a acurácia dos resultados provenientes da metodologia proposta. Por outro lado, uma vez que os demais cenários não compreendem sinais sintéticos, não é possível realizar o cálculo analítico das potências.

Com base no bom desempenho da TFD de 1 ciclo nos cenários anteriores, adotou-se os resultados dessa ferramenta como valores de referência para os demais casos. Contudo, é importante ressaltar que não se pode presumir que esses resultados são absolutamente precisos, uma vez que pode haver variação nos sinais na janela de medição de 1 ciclo. Portanto, nos próximos cenários as grandezas estimadas conforme a TFD de 1 ciclo serão denotadas como valor de referência.

## 7.4 Cenário D – circuito contendo variação de carga

O Cenário D corresponde a um circuito com diversos estágios de operação, o qual contém elementos de circuito lineares e não-lineares inseridos em instantes de tempo distintos, conforme ilustrado na Figura 39. Neste caso, o interesse foi verificar o comportamento das potências em uma condição de variação de carga.

Figura 39 – Cenário D: circuito.



Fonte: autoria própria.

A tensão de entrada do circuito corresponde à Equação (226), isto é,

$$v_f^D[\xi] = \sqrt{2} \{ 220 \text{sen}(\omega_1 \xi) + 2 \text{sen}(\omega_3 \xi - 15^\circ) + 6 \text{sen}(\omega_5 \xi - 75^\circ) + 3 \text{sen}(\omega_7 \xi + 30^\circ) \} \quad (\text{V}). \quad (255)$$

Os parâmetros do circuito ilustrado na Figura 39 são apresentados na Tabela 23, os quais foram adotados para propiciar cinco estágios de operação distintos, a saber:

- $0 \leq \xi < \xi_1^D$ : característica resistiva;
- $\xi_1^D \leq \xi < \xi_2^D$ : carga mista, com característica capacitiva;
- $\xi_2^D \leq \xi < \xi_3^D$ : carga resistiva, obtida por meio da compensação de reativos;
- $\xi_3^D \leq \xi < \xi_4^D$ : carga não-linear;
- $\xi_4^D \leq \xi \leq \xi$ : característica não-linear com uma corrente contendo uma distorção mais pronunciada.

Tabela 23 – Cenário D: parâmetros de circuito.

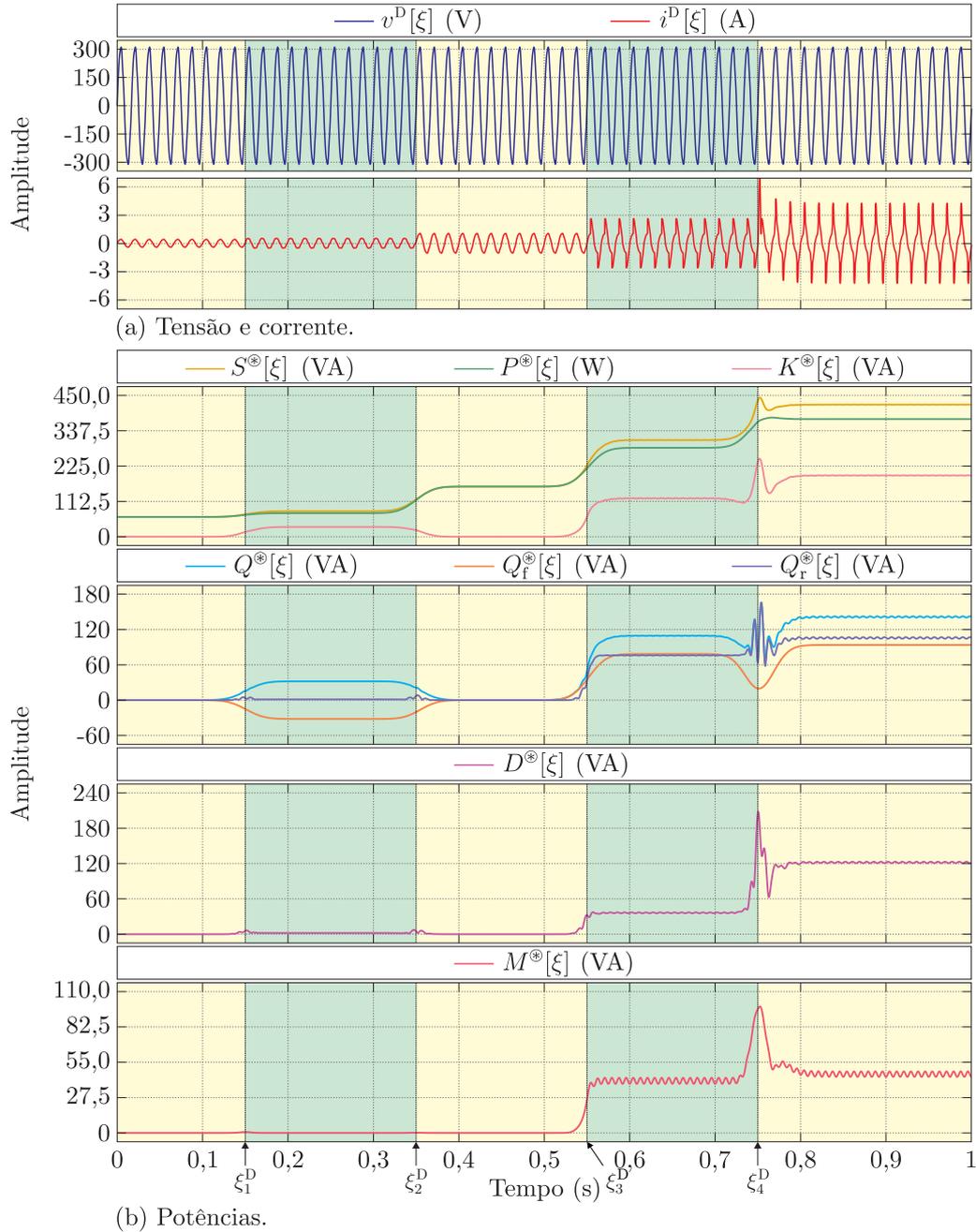
$R_L = 20 \text{ m}\Omega$ , $L_L = 25 \text{ }\mu\text{H}$ , $R_1^D = 750 \text{ }\Omega$
$\xi_1^D = 0,15 \text{ s}$ , $R_2^D = 500 \text{ }\Omega$ , $C_1^D = 2 \text{ }\mu\text{F}$
$\xi_2^D = 0,35 \text{ s}$ , $R_3^D = 500 \text{ }\Omega$ , $L_1^D = 500 \text{ mH}$
$\xi_3^D = 0,55 \text{ s}$ , $\alpha_{T_4^D} = 90^\circ$ , $R_4^D = 200 \text{ }\Omega$ , $L_4^D = 1 \text{ mH}$
$\xi_4^D = 0,75 \text{ s}$ , $L_5^D = 10 \text{ mH}$ , $R_5^D = 1 \text{ k}\Omega$ , $C_5^D = 27 \text{ }\mu\text{F}$

Fonte: autoria própria.

Os resultados obtidos para o Cenário D são apresentados na Figura 40. Conforme Figura 40(a), a característica da corrente é alterada em cada instante de chaveamento do circuito ( $\xi_1^D$ ,  $\xi_2^D$ ,  $\xi_3^D$  e  $\xi_4^D$ ), o que tem um efeito imediato nas componentes de potência (Figura 40(b)). Do instante de tempo inicial até  $\xi_1^D$ , a carga é puramente resistiva, o que é caracterizado pela igualdade entre as potências aparente e ativa.

No intervalo  $\xi_1^D \leq \xi < \xi_2^D$ , a potência reativa possui valores não-nulos, os quais se devem majoritariamente à  $Q_f^*$ , que, por possuir valores negativos, indica uma carga capacitiva, em consonância com os elementos do circuito. Como consequência, a potência

Figura 40 – Cenário D: (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

não-ativa possui valores não-nulos, os quais são oriundos da potência reativa. Como tensão e corrente passam a ter uma diferença de fase, verifica-se que a potência difusa deixa de ser nula. Ademais, nos instantes próximos a  $\xi_1^D$  e  $\xi_2^D$ , verifica-se uma pequena variação em  $Q_r^*$  e  $D^*$ , o que se deve à alteração da característica dos sinais nos referidos instantes de tempo.

No intervalo de tempo  $\xi_2^D \leq \xi < \xi_3^D$ , constata-se a compensação da potência reativa no circuito e, como consequência, a potência aparente é igual à potência ativa. A

partir de  $\xi_3^D$ , o circuito possui elementos não-lineares, o que tem um efeito imediato na potência residual e na potência difusa. Além disso, verifica-se um aumento considerável da potência reativa, cuja maior parcela ainda se deve à  $Q_f^*$ , visto que ela assume valores superiores aos de  $Q_r^*$ .

No instante de tempo  $\xi_4^D$  ocorre um aumento súbito no sinal de corrente, o qual é acompanhado por todas as componentes de potência. Este evento transitório reverbera principalmente nas potências cuja contribuição das componentes harmônicas é mais significativa, isto é,  $Q^*$ ,  $Q_r^*$ ,  $D^*$  e  $M^*$ . A partir de  $\xi_4^D$ , a maior parte da potência reativa se deve à componente residual da referida grandeza. Isto é, as componentes harmônicas passam a ter uma contribuição decisiva na origem das perdas do circuito, o que também pode ser constatado a partir da potência difusa, a qual passa a ter valores mais significativos que os da potência reativa devida à componente fundamental.

Ademais, ainda de acordo com a Figura 40(b), verifica-se uma característica importante das grandezas estimadas via TSD, a qual é um efeito da janela utilizada pela transformada. Considerando  $S^*$  para análise, constata-se que as variações nessa grandeza não ocorrem estritamente nos intervalos de tempo prescritos. Um pouco antes e um pouco depois de cada chaveamento, a referida grandeza varia. Este efeito pode ser observado para todas as componentes de potência propostas. Além disso, verifica-se que essa característica é mais branda em grandezas que não possuem uma forte dependência da componente fundamental, como  $Q_r^*$ ,  $D^*$  e  $M^*$ . Por exemplo, nos instantes de tempo próximos à  $\xi_4^D$ , os valores de  $Q_r^*$  se estabilizam antes que o mesmo ocorra com  $Q_f^*$ , o que é explicado pelo comprimento da janela da TS. Conforme referido na Seção 4.2, as janelas da TS são largas para frequências baixas e estreitas para componentes de alta ordem. Como consequência, tem-se um efeito mais pronunciado para as grandezas com maior contribuição da componente fundamental ( $S^*$ ,  $P^*$ ,  $K^*$  e  $Q^*$ ). Algumas alternativas para adaptação da janela utilizada visando uma melhoria de sua resolução são discutidas em Beuter e Oleskovicz (2020). Todavia, nesta tese foi utilizada a forma padrão da TS, conforme equacionamento apresentado na Seção 4.2.

Os valores médios das potências estimadas para o Cenário D são apresentados na Tabela 24. A partir dos resultados da Tabela 24, verifica-se que o erro máximo das grandezas obtidas via TFD de 12 ciclos foi de 15,2764%, enquanto o maior erro associado à TSD foi de 1,6052%, o que evidencia o bom desempenho da TSD no Cenário D.

Tabela 24 – Cenário D: comparativo entre resultados.

	Potência	Referência	TFD	TSD
			12 ciclos	
$S^{\otimes}$	Valor (VA)	228,8689	224,5578	226,9429
	Erro (%)	–	1,8837	0,8415
$P^{\otimes}$	Valor (W)	209,7981	209,7997	209,6094
	Erro (%)	–	0,0008	0,0899
$K^{\otimes}$	Valor (VA)	81,4685	74,7352	80,8893
	Erro (%)	–	8,2649	0,7109
$Q^{\otimes}$	Valor (VA)	62,9517	60,2237	62,1141
	Erro (%)	–	4,3335	1,3307
$Q_f^{\otimes}$	Valor (VA)	29,8764	29,8767	29,5602
	Erro (%)	–	0,0012	1,0582
$Q_r^{\otimes}$	Valor (VA)	41,5082	40,0191	42,0285
	Erro (%)	–	3,5874	1,2537
$D^{\otimes}$	Valor (VA)	38,7425	36,1452	39,1332
	Erro (%)	–	6,7042	1,0085
$M^{\otimes}$	Valor (VA)	22,4930	19,0569	22,1328
	Erro (%)	–	15,2764	1,6052

Fonte: autoria própria.

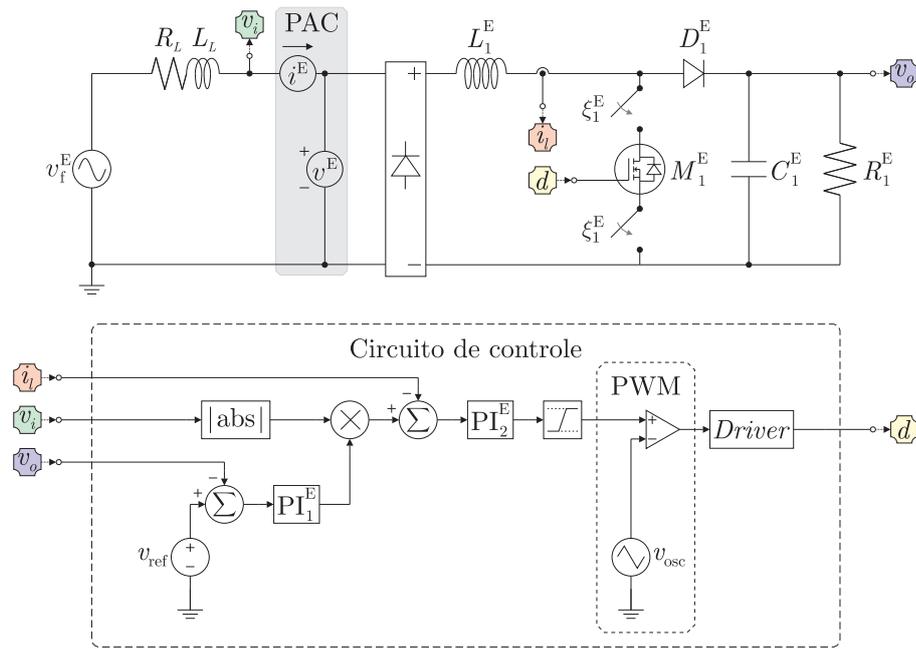
## 7.5 Cenário E – circuito contendo um retificador *Boost* com controle por corrente média

No Cenário E, adotou-se um circuito contendo um retificador controlado por meio da técnica da corrente média, conforme ilustrado na Figura 41. Todavia, o circuito passa a ser controlado a partir do instante de tempo  $\xi_1^E$ , de modo a possibilitar a sua análise nos instantes pré e pós-controle.

A técnica de controle por corrente média instantânea foi proposta inicialmente por Dixon Jr. (1988), e, além do controle da tensão de saída, a atuação do controle permite que a corrente de entrada passe a ter uma característica próxima à senóide pura. Por esse motivo, esse circuito é comumente referido como conversor *Boost* com controle do fator de potência.

Inicialmente, a ponte retificadora converte a tensão alternada em uma tensão retificada, a qual alimenta o conversor propriamente dito. A partir do instante  $\xi_1^E$ , ocorre o controle da tensão retificada, a qual é ajustada de acordo com o valor de referência. De modo geral, o controle é realizado a partir da tensão de entrada do circuito,  $v_i$ , da tensão do barramento na saída,  $v_o$ , e da corrente na saída da ponte retificadora,  $i_l$ . Por meio dessas grandezas são realizadas operações visando controlar a tensão de saída para uma tensão de referência,  $v_{ref}$ . Ademais, ainda conforme as referidas grandezas, realiza-se uma modulação por largura de pulso (PWM) para gatilhar o MOSFET denotado por  $M_1^E$  que, por sua vez, ajusta a corrente drenada da rede para uma forma aproximadamente

Figura 41 – Cenário E: circuito.



Fonte: autoria própria.

igual e em fase com a tensão de entrada. A caracterização detalhada dos elementos do circuito de controle é discutida em Rossetto, Spiazzi e Tinto (1994), Larico (2007) e Remy e Seyezhai (2016).

A tensão da fonte do circuito é senoidal, isto é,

$$v_f^E[\xi] = \sqrt{2} \, 220 \, \text{sen}(\omega_1 \xi) \quad (\text{V}). \quad (256)$$

Os parâmetros do circuito e do circuito de controle são apresentados nas Tabelas 25 e 26, os quais foram adotados para a obtenção de uma tensão de saída de 10 V.

Tabela 25 – Cenário E: parâmetros de circuito.

$$\begin{aligned} R_L &= 20 \, \text{m}\Omega, \quad L_L = 25 \, \mu\text{H}, \quad \xi_1^E = 0,30 \, \text{s} \\ L_1^E &= 168,5 \, \mu\text{H}, \quad C_1^E = 900,9 \, \mu\text{F}, \quad R_1^E = 133,33 \, \Omega \end{aligned}$$

Fonte: autoria própria.

Tabela 26 – Cenário E: parâmetros do circuito de controle.

$$\begin{aligned} v_{\text{ref}} &= 10 \, \text{V} \\ \text{Limitador: } v_{\text{min}} &= 0, \quad v_{\text{max}} = v_{\text{ref}} \\ \text{Oscilador: } v_{\text{osc}_{pp}} &= v_{\text{ref}}, \quad D_{\text{cic}} = 0,5, \quad f_{\text{osc}} = 100 \, \text{kHz} \end{aligned}$$

Fonte: autoria própria.

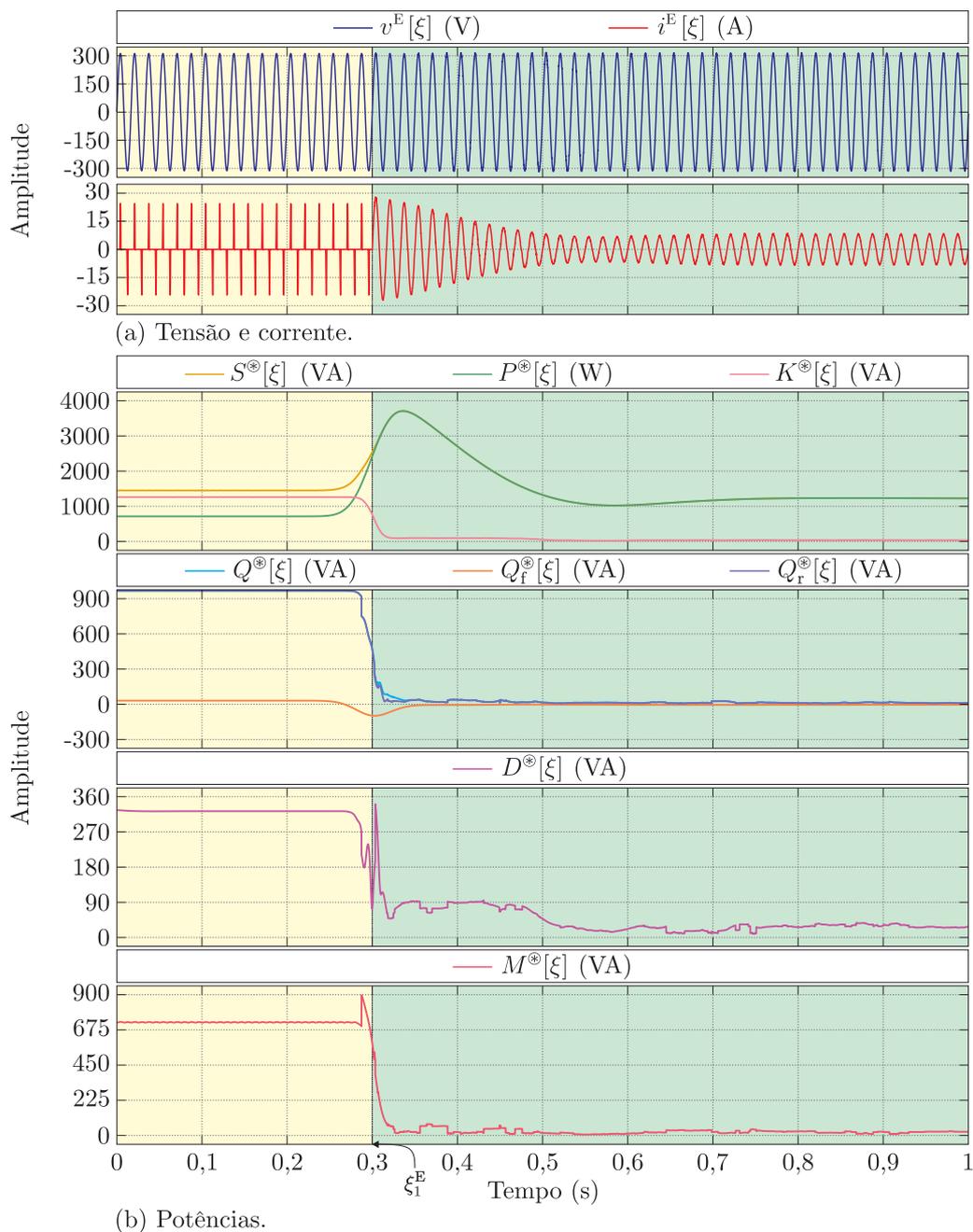
Além disso, as funções de transferência dos dois controladores proporcional-integral (PI) denotados por  $PI_1^E$  e  $PI_2^E$  são, respectivamente,

$$G_1^E(s) = 0,075 \left( \frac{1 + 0,0075s}{0,0075s} \right), \quad (257)$$

$$G_2^E(s) = 10 \left( \frac{1 + 0,0001s}{0,0001s} \right). \quad (258)$$

Os resultados do Cenário E são representados na Figura 42.

Figura 42 – Cenário E: (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

A análise da Figura 42(a) evidencia a mudança que ocorre na forma de onda da corrente a partir de  $\xi_1^E$ , instante de tempo no qual o circuito passa a ser controlado. Conforme Figura 42(b), durante o intervalo de tempo  $0 \leq \xi < \xi_1^E$  a potência ativa é menor do que a potência não-ativa, a qual se deve principalmente à  $Q_r^{\otimes}$ . Ainda no referido intervalo de tempo, a potência residual possui valores significativos, dada a distorção elevada no sinal de corrente.

A partir de  $\xi_1^E$ , constata-se um aumento na corrente seguido de uma redução até a sua estabilização em regime, o que teve efeito imediato nas potências aparente e ativa. Além disso, do instante de tempo  $\xi_1^E$  em diante, verifica-se uma redução acentuada em  $M^{\otimes}$ , visto que a corrente passa a ter característica similar à tensão. Uma vez que tensão e corrente estão em fase, ocorre uma redução significativa em  $Q^{\otimes}$  e  $Q_r^{\otimes}$ , assim como em  $Q_f^{\otimes}$ , que passa a ter valor nulo. Por outro lado, ainda que tensão e corrente estejam em fase, o sinal de corrente possui diversas componentes de frequência ocasionadas pela operação contínua de  $M_1^E$  no circuito. Como consequência, mesmo assumindo valores pequenos,  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$  não são nulas.

Os valores médios das componentes de potência para o Cenário E são apresentados na Tabela 27. De modo geral, as grandezas estimadas conforme a TSD apresentaram erros menores do que as obtidas via TFD de 12 ciclos. Contudo, o valor de  $Q_f^{\otimes}$  apresentou um erro significativo. Uma vez que assumiu valores pequenos em todo o intervalo de tempo, a variação ocorrida em  $Q_f^{\otimes}$  no instante  $\xi_1^E$  foi suficiente para que os valores dessa potência próximo ao referido instante de tempo fossem mais significativos do que nos demais instantes. Como consequência, apesar de próximo de zero, o valor médio de  $Q_f^{\otimes}$  indica uma carga do circuito com natureza capacitiva, ao contrário do assinalado pelo valor de referência.

## 7.6 Cenário F – sinais reais de uma carga não-linear

O Cenário F possui tensão e corrente correspondentes a uma estação de retrabalho Hikari<sup>®</sup>, modelo HK-939, com potência nominal de 320 W, a qual é utilizada para realização de solda em componentes eletrônicos por meio de ar aquecido. Os resultados para o referido Cenário são apresentados na Figura 43.

Conforme Figura 43(a), verifica-se que o sinal de corrente possui uma distorção significativa, quedas súbitas e uma componente contínua. As componentes de potência acompanham a característica da corrente, com variações acentuadas nos instantes de tempo em que a corrente é atenuada. Como consequência da componente contínua da corrente, a potência residual não é nula em todo o intervalo de tempo considerado. Conforme apresentado na Figura 44, no instante de tempo próximo a 0,5 s, a componente de 120 Hz da tensão sofre uma queda súbita, o que teve um efeito significativo em  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$ ,

Tabela 27 – Cenário E: comparativo entre resultados.

Potência	Referência	TFD		TSD
		12 ciclos		
$S^{\otimes}$	Valor (kVA)	1,5712	1,5159	1,5609
	Erro (%)	–	3,5144	0,6564
$P^{\otimes}$	Valor (kW)	1,3496	1,3497	1,3497
	Erro (%)	–	1,3497	0,0100
$K^{\otimes}$	Valor (VA)	423,2233	408,5003	417,0569
	Erro (%)	–	3,4788	1,4570
$Q^{\otimes}$	Valor (VA)	312,0322	239,1538	306,4896
	Erro (%)	–	23,3560	1,7763
$Q_f^{\otimes}$	Valor (VA)	1,4580	1,6454	–0,0339
	Erro (%)	–	10,7958	102,3227
$Q_r^{\otimes}$	Valor (VA)	309,4385	237,3126	304,3229
	Erro (%)	–	23,3086	1,6532
$D^{\otimes}$	Valor (VA)	126,6104	148,3707	125,4237
	Erro (%)	–	17,1868	0,9373
$M^{\otimes}$	Valor (VA)	241,8381	267,8515	238,0616
	Erro (%)	–	10,7565	1,5616

Fonte: autoria própria.

visto que a referida componente de frequência passa a estar presente apenas no sinal de corrente. Como consequência,  $Q^{\otimes}$  e  $Q_r^{\otimes}$  também variaram.

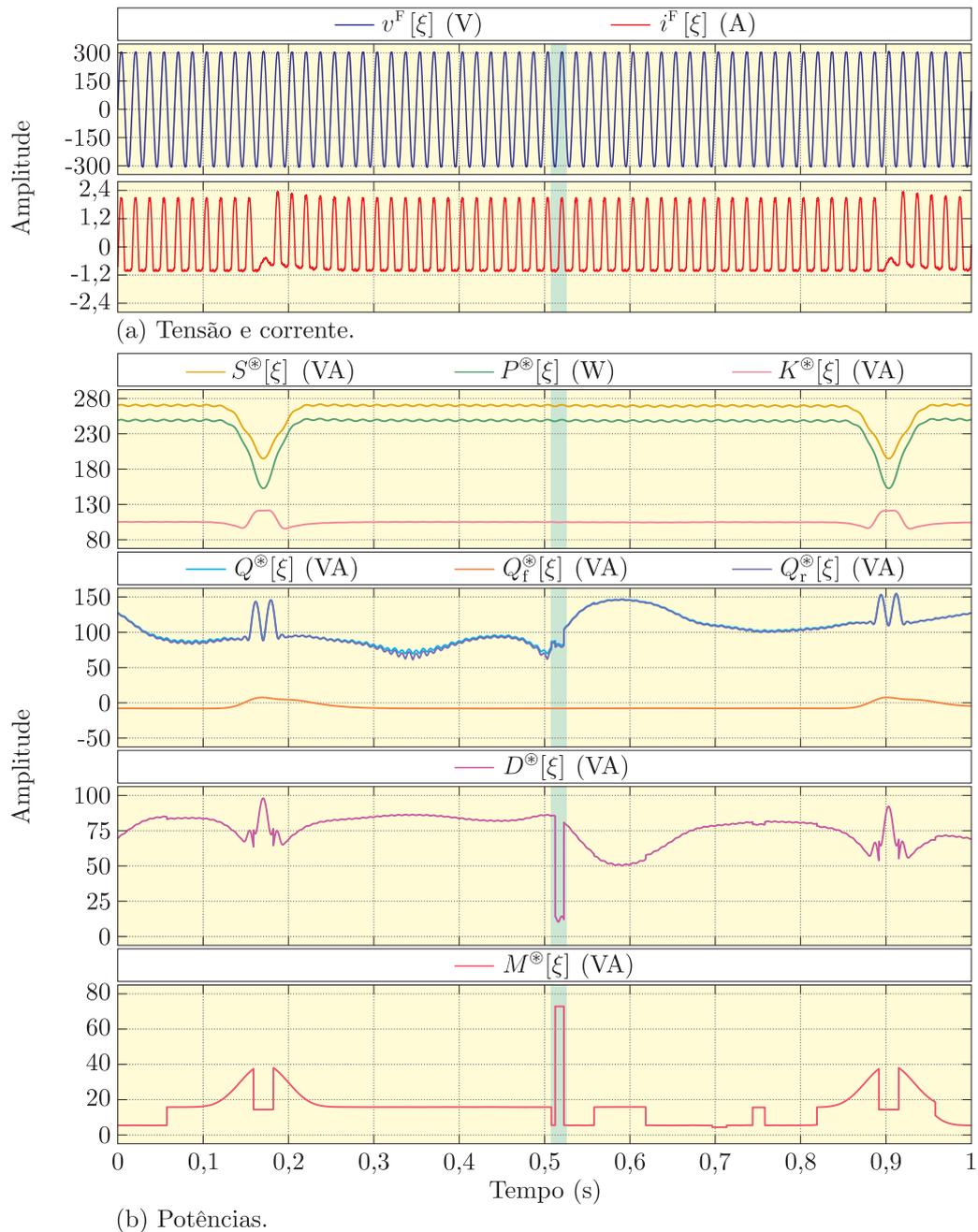
Na Tabela 28 são apresentados os valores médios das potências calculadas para o Cenário F.

Tabela 28 – Cenário F: comparativo entre resultados.

Potência	Referência	TFD		TSD
		12 ciclos		
$S^{\otimes}$	Valor (VA)	265,5480	258,5275	263,8104
	Erro (%)	–	2,6438	0,6543
$P^{\otimes}$	Valor (W)	238,4543	238,4223	241,7478
	Erro (%)	–	0,0134	1,3812
$K^{\otimes}$	Valor (VA)	108,5202	99,9532	107,8724
	Erro (%)	–	7,8944	0,5969
$Q^{\otimes}$	Valor (VA)	70,6706	74,4488	69,6057
	Erro (%)	–	1,0954	1,5069
$Q_f^{\otimes}$	Valor (VA)	–7,2516	–7,1408	–7,3379
	Erro (%)	–	1,5284	1,1901
$Q_r^{\otimes}$	Valor (VA)	69,8094	71,0590	67,5990
	Erro (%)	–	1,7900	3,1663
$D^{\otimes}$	Valor (VA)	72,1594	69,1865	73,6901
	Erro (%)	–	4,1200	2,1213
$M^{\otimes}$	Valor (VA)	14,0213	6,7982	16,2529
	Erro (%)	–	51,6185	15,6683

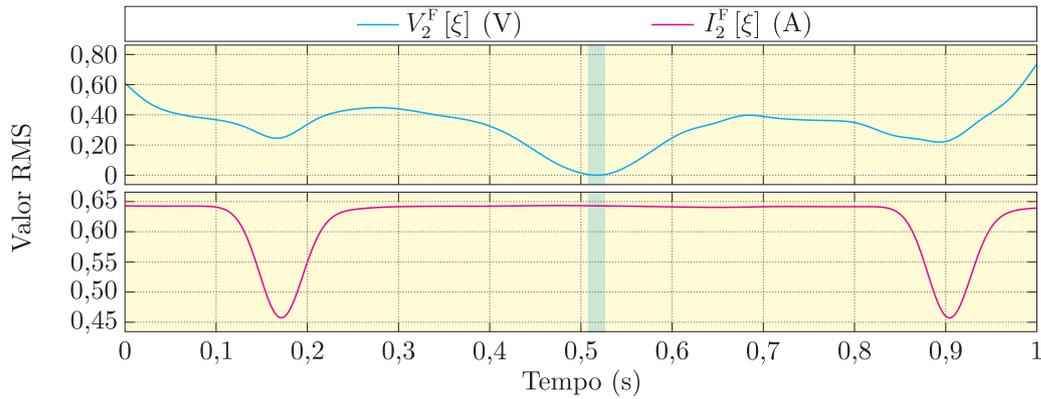
Fonte: autoria própria.

Figura 43 – Cenário F: (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

A análise dos resultados evidencia que os resultados obtidos via TSD foram mais acurados do que os resultantes da TFD de 12 ciclos, uma vez que o erro máximo via TFD de 12 ciclos foi de 51,6185% enquanto via TSD foi de 15,6683%. Os erros de algumas grandezas calculadas conforme a metodologia proposta apresentaram erros acima de 1% com relação ao valor de referência. Essas potências são as mesmas que sofreram uma variação brusca nos instantes de tempo próximos a 0,5 s ( $Q_r^*$ ,  $D^*$  e  $M^*$  – vide Figura 43(b)). Uma vez que o valor de referência é resultado da TFD de 1 ciclo, pode-se atribuir essa discrepância ao fato da referida variação não ter sido caracterizada corretamente pela

Figura 44 – Cenário F: valores RMS da tensão e corrente para  $h = 2$ .

Fonte: autoria própria.

TFD de 1 ciclo.

## 7.7 Cenário G – sinais reais de uma carga não-linear

O Cenário G contém sinais provenientes de um flash fotográfico Mako<sup>®</sup>, modelo 3003+, com potência nominal de 300 W. Essa carga foi escolhida para análise devido a seus estágios de operação bem definidos, conforme simplificação elencada a seguir:

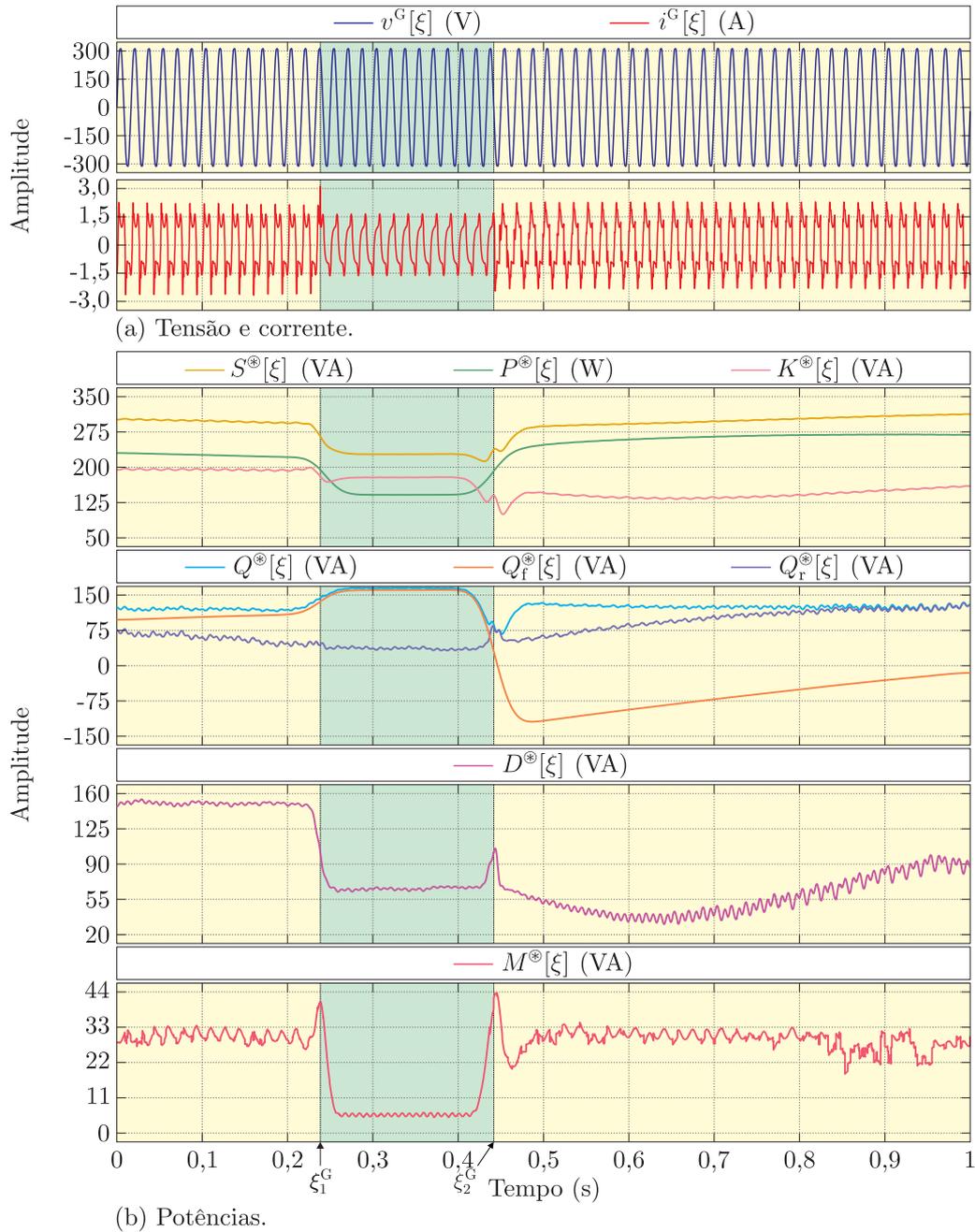
- G1. Carregamento: o primeiro estágio do equipamento corresponde ao carregamento do capacitor de disparo, o qual é necessário para acionar a lâmpada.
- G2. Espera (*stand-by*): nesse estágio, o capacitor está carregado e o equipamento fica em estado de espera, aguardando o comando para o disparo da lâmpada.
- G3. Disparo: ao realizar o comando de disparo, um pulso de alta tensão ioniza o gás ao longo da lâmpada. A ionização reduz a resistência da lâmpada, permitindo a descarga do capacitor, o que resulta em uma luz intensa e de duração curta.

Os diferentes estágios de operação indicam que as potências apresentarão variações durante o funcionamento do referido equipamento, o que motivou a sua análise. Uma discussão ampla a respeito dos conceitos associados ao funcionamento desse tipo de equipamento é apresentada em Williams e Wu (2013).

Os sinais de tensão e corrente e as potências referentes ao Cenário G são representados na Figura 45. Os três estágios de operação indicados anteriormente são visualizados na Figura 45. No intervalo  $0 \leq \xi < \xi_1^G$  o estágio de carregamento está sendo finalizado. No instante  $\xi_1^G$  o equipamento entra em modo de espera, onde permanece até que o disparo seja realizado no tempo  $\xi_2^G$ .

Com relação à corrente, verifica-se na Figura 45(a) uma distorção significativa no

Figura 45 – Cenário G: (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

final do estágio G1. Ao entrar no modo de espera, estágio G2, a distorção da corrente é atenuada e, a após o disparo, já no estágio G1, ela volta a se intensificar.

Conforme a Figura 45(b), constata-se que no estágio G2 a potência não-ativa é maior do que a potência ativa, diferentemente do que ocorre nos demais estágios de operação. Nos instantes finais do estágio G1 ( $0 \leq \xi < \xi_1^G$ ), observa-se uma potência difusa com valores mais significativos do que os da potência reativa, indicando a distorção significativa do sinal de corrente, a qual também é sinalizada por meio de  $M^*$ . No estágio

G2 a corrente passa a ter uma característica com menor distorção, a qual reverbera na redução de  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$ . Tal fato também pode ser constatado a partir da potência reativa, cuja maior parcela advém de  $Q_f^{\otimes}$ . A partir do instante do disparo,  $\xi_2^G$ , a potência reativa passa a possuir valores negativos, indicando o início do estágio G1, onde ocorre o carregamento do capacitor. Assim como verificado no intervalo  $0 \leq \xi < \xi_1^G$ , a partir de  $\xi_2^G$  a corrente possui uma distorção maior, a qual propicia um aumento em  $Q_r^{\otimes}$ ,  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$ .

Na Tabela 29 são apresentados os valores médios das potências para o Cenário G. A partir dos resultados obtidos, constata-se que as grandezas estimadas a partir da metodologia proposta possuem erros menos significativos do que as obtidas via TFD de 12 ciclos – erro máximo da TFD de 12 ciclos igual a 10,0106%, enquanto o erro máximo via TSD foi de 5,5527%. Assim como no Cenário F, o erro associado à potência residual foi significativo. Todavia, uma vez que tensão e corrente possuem característica não-estacionária, essa divergência de resultados pode ser atribuída a uma representação inacurada da TFD de 1 ciclo.

Tabela 29 – Cenário G: comparativo entre resultados.

Potência	Referência	TFD		
		12 ciclos	TSD	
$S^{\otimes}$	Valor (VA)	284,9016	276,2534	282,9719
	Erro (%)	–	3,0355	0,6773
$P^{\otimes}$	Valor (W)	229,2008	229,2614	229,3362
	Erro (%)	–	0,0265	0,0591
$K^{\otimes}$	Valor (VA)	163,5185	147,4956	160,4696
	Erro (%)	–	9,7988	1,8646
$Q^{\otimes}$	Valor (VA)	133,3176	119,9717	130,7156
	Erro (%)	–	10,0106	1,9517
$Q_f^{\otimes}$	Valor (VA)	20,5581	20,5674	20,2744
	Erro (%)	–	0,0451	1,3880
$Q_r^{\otimes}$	Valor (VA)	78,8474	75,3087	77,4099
	Erro (%)	–	4,4881	1,8232
$D^{\otimes}$	Valor (VA)	81,3012	75,4606	81,6318
	Erro (%)	–	7,1838	0,4067
$M^{\otimes}$	Valor (VA)	25,7785	23,9571	24,3471
	Erro (%)	–	7,0657	5,5527

Fonte: autoria própria.

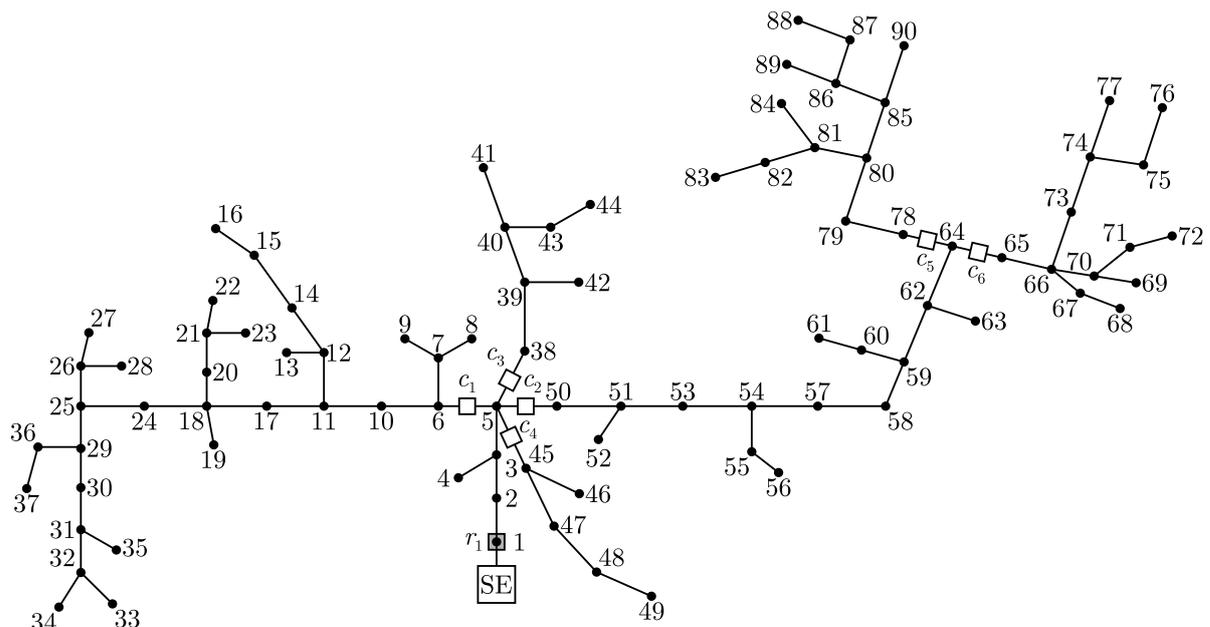
## 7.8 Cenário H – sinais provenientes de eventos em um sistema de distribuição

Notadamente, a potência elétrica pode ser utilizada para caracterizar eventos em um dado circuito. A título de exemplo, pode-se empregar a potência aparente para avaliar

o nível de carregamento de um sistema elétrico, uma vez que essa componente de potência está associada aos valores eficazes de tensão e de corrente. Por outro lado, por englobar as componentes de frequência dos sinais em sua totalidade, a potência aparente pode não ser suficiente para indicar outros tipos de eventos. Outrossim, podem existir ocorrências cujas características não ocasionem uma variação significativa na potência aparente, o que inviabilizaria sua utilização para caracterizá-las. Neste sentido, a partir das componentes de potência propostas neste trabalho, torna-se possível caracterizar e detectar diversos distúrbios transitórios em sistemas elétricos.

Isto posto, nesta seção são apresentados estudos de caso onde buscou-se avaliar o comportamento das componentes de potência propostas em sinais decorrentes de distúrbios e eventos em um sistema de distribuição de energia elétrica (SDEE), o qual é ilustrado na Figura 46.

Figura 46 – Cenário H: sistema de distribuição contendo 90 barras.



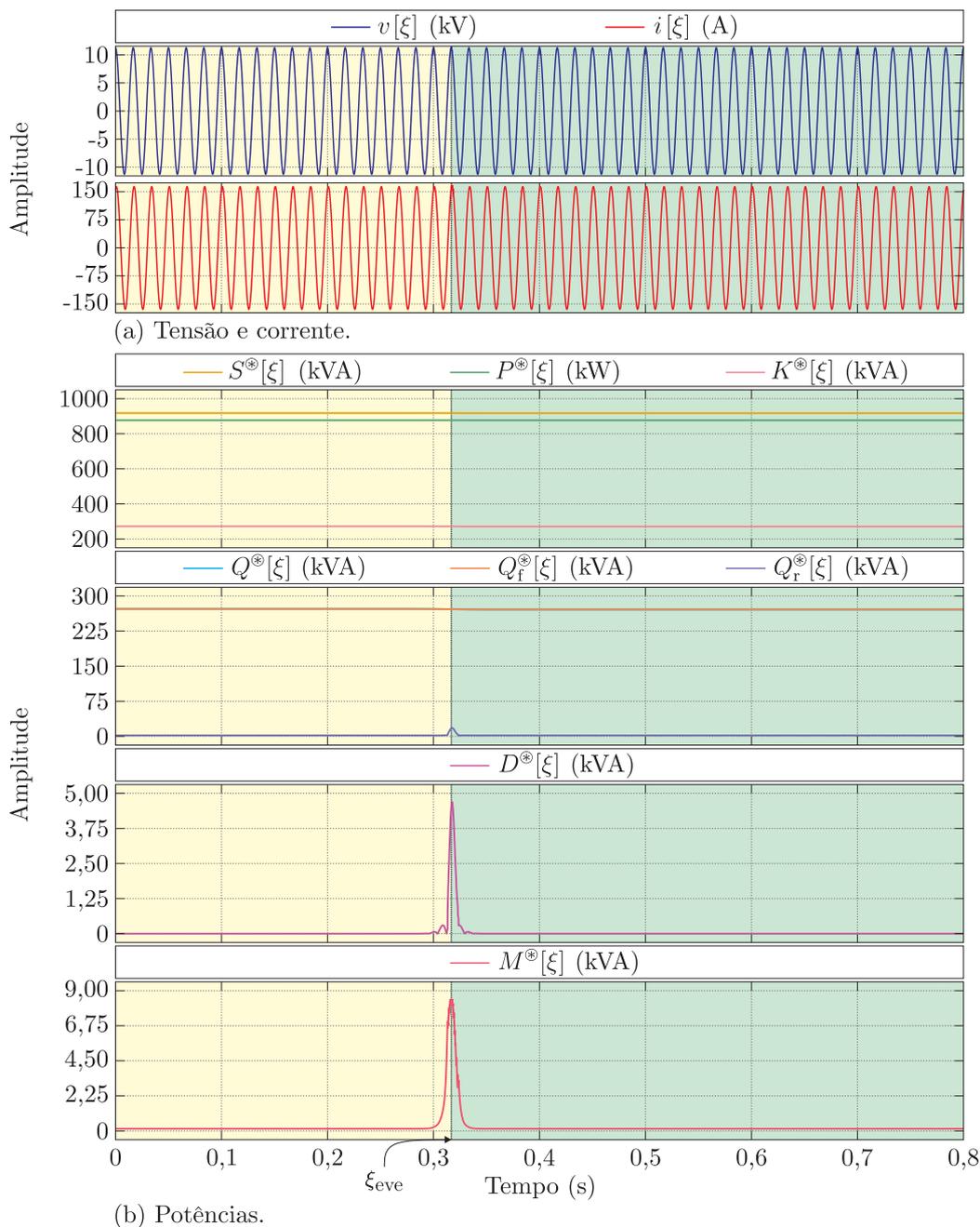
Fonte: adaptado de Santos et al. (2017).

O sistema ilustrado na Figura 46 possui tensão de 13,8 kV, 90 barras, cargas não-lineares, seis disjuntores ( $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ ,  $c_4$ ,  $c_5$  e  $c_6$ ) e um religador ( $r_1$ ). Tanto o sistema, quanto os eventos que originaram os sinais foram abordados detalhadamente em Lima et al. (2021) e Lima (2021). Os sinais foram obtidos apenas no nível da subestação (SE), isto é, eles fornecem uma medida geral de todo o sistema, não de um trecho em particular. Uma vez que o método proposto é apropriado para sistemas monofásicos, adotou-se os sinais provenientes da fase  $a$  para análise. A seguir são apresentados alguns dos principais casos avaliados a partir do método proposto.

### 7.8.1 Cenário H1 – chaveamento de banco de capacitores

O primeiro estudo de caso contém sinais oriundos do chaveamento de um banco de capacitores na barra 04 do sistema apresentado na Figura 46, cuja representação é ilustrada na Figura 47.

Figura 47 – Cenário H1 (chaveamento de banco de capacitores): (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

Uma vez que tensão e corrente são monitoradas a nível de subestação, o evento não ocasiona uma alteração significativa nos sinais de tensão e corrente, conforme visualizado na Figura 47(a). Como consequência, as potências aparente, ativa, não-ativa e reativa não

apresentam variações expressivas. Por outro lado, de acordo com a Figura 47(b), constata-se uma alteração relevante em  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$  nos instantes de tempo próximos à ocorrência do evento ( $\xi_{\text{eve}}$ ). Esse comportamento era esperado, visto que a principal alteração no sinal de corrente durante o evento é a inserção de componentes de frequência, as quais, devido à característica quase senoidal da tensão, reverberam com maior intensidade em  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$ .

### 7.8.2 Cenário H2 – energização de linha

O segundo evento corresponde a energização da linha à jusante da barra 47, cujos sinais são apresentados na Figura 48.

A partir da Figura 48(a), pode-se visualizar que o evento teve um efeito pequeno na tensão e corrente vistas da subestação. Tal característica pode ser observada pela variação pequena em  $S^{\otimes}$ ,  $P^{\otimes}$ ,  $K^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$  e  $Q_f^{\otimes}$ , visto que, para essas componentes de potência, a componente fundamental exerce uma maior influência do que as demais componentes de frequência. Em contraste, as potências difusa e residual apresentam variações significativas nas proximidades do instante de tempo em que o evento ocorreu ( $\xi_{\text{eve}}$ ). Uma vez que a linha energizada possui cargas com característica não-linear, a partir de  $\xi_{\text{eve}}$  os valores de  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$  passam a ser maiores do que os observados antes do evento ( $0 \leq \xi < \xi_{\text{eve}}$ ).

### 7.8.3 Cenário H3 – falta sólida

Os sinais decorrentes de uma falta sólida na barra 87 do sistema são apresentados na Figura 49.

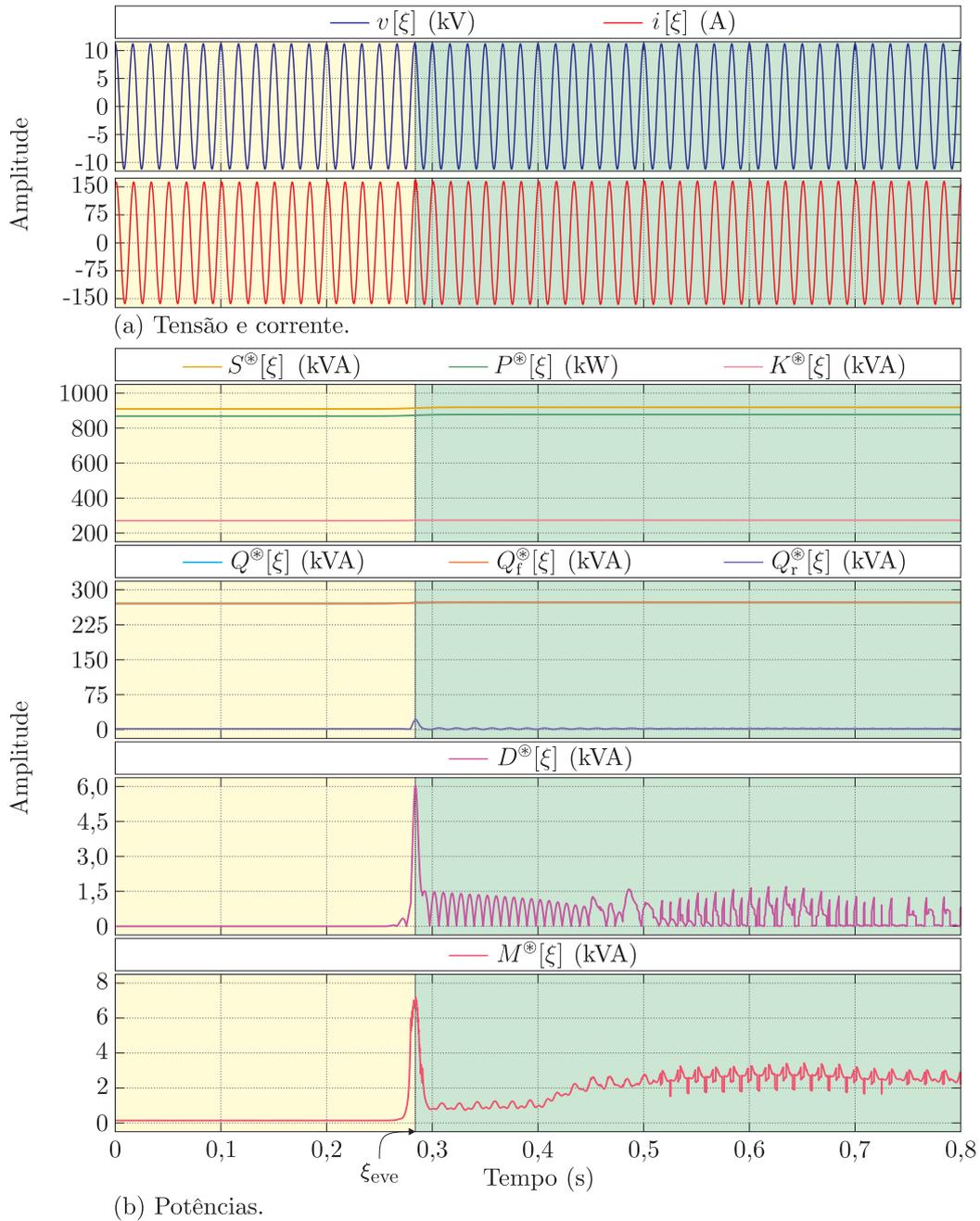
Como se vê na Figura 49(a), o evento ocasionou uma variação expressiva no sinal de corrente, o que teve efeito imediato nas componentes de potência. Uma vez que a componente fundamental da corrente cresceu significativamente,  $S^{\otimes}$ ,  $P^{\otimes}$ ,  $K^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$  e  $Q_f^{\otimes}$  acompanharam este acréscimo durante o evento. Por outro lado, por estarem associadas às demais componentes de frequência dos sinais,  $Q_r^{\otimes}$ ,  $D^{\otimes}$  e  $M^{\otimes}$  apresentaram variações expressivas apenas nas proximidades dos instantes de início ( $\xi_{\text{eve}}$ ) e fim do evento.

### 7.8.4 Cenário H4 – falta de alta impedância

O último evento sob análise corresponde a uma falta de alta impedância ocorrida na barra 04 do sistema, cujos sinais são ilustrados na Figura 50.

Conforme apresentado na Figura 50, a corrente tem uma alteração a partir do instante em que o evento ocorre ( $\xi_{\text{eve}}$ ), a qual é menos significativa do que a observada na falta sólida (Figura 49(a)). Como consequência da variação da corrente,  $S^{\otimes}$ ,  $P^{\otimes}$ ,  $K^{\otimes}$ ,  $Q^{\otimes}$  e  $Q_f^{\otimes}$  têm uma ligeira variação. Em contraste, uma vez que o evento acarreta uma

Figura 48 – Cenário H2 (energização de linha): (a) tensão e corrente e (b) potências.



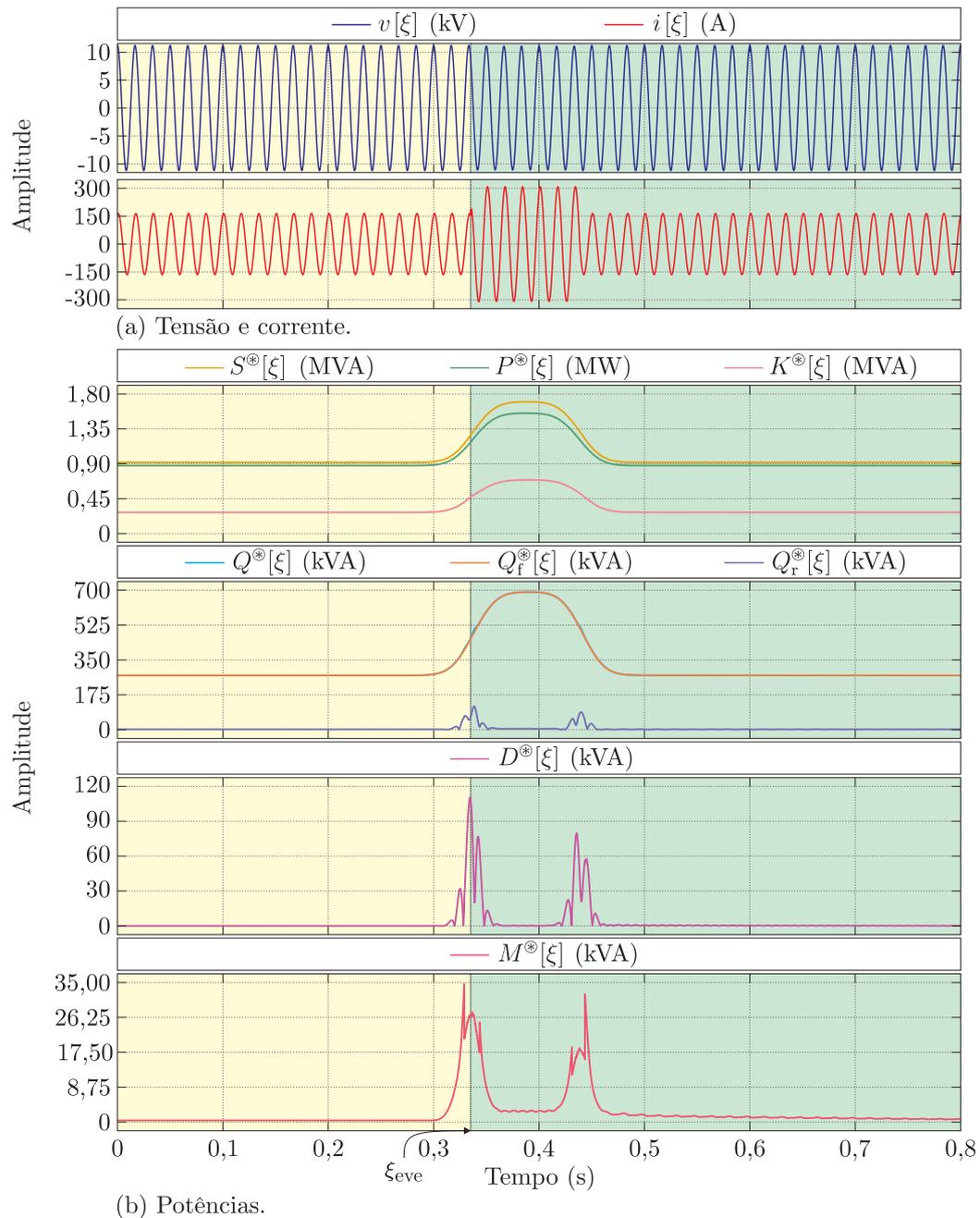
Fonte: autoria própria.

inserção acentuada de componentes de frequência nos sinais, verifica-se uma alteração significativa nos valores de  $D^*$  e  $M^*$  nos instantes próximos ao início da falta.

## Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada uma análise de desempenho do método e da metodologia propostos. Para isso, cenários de teste contendo diversas condições de sinais foram utilizados. Conforme reportado neste capítulo, as condições de teste adotadas visaram

Figura 49 – Cenário H3 (falta sólida): (a) tensão e corrente e (b) potências.

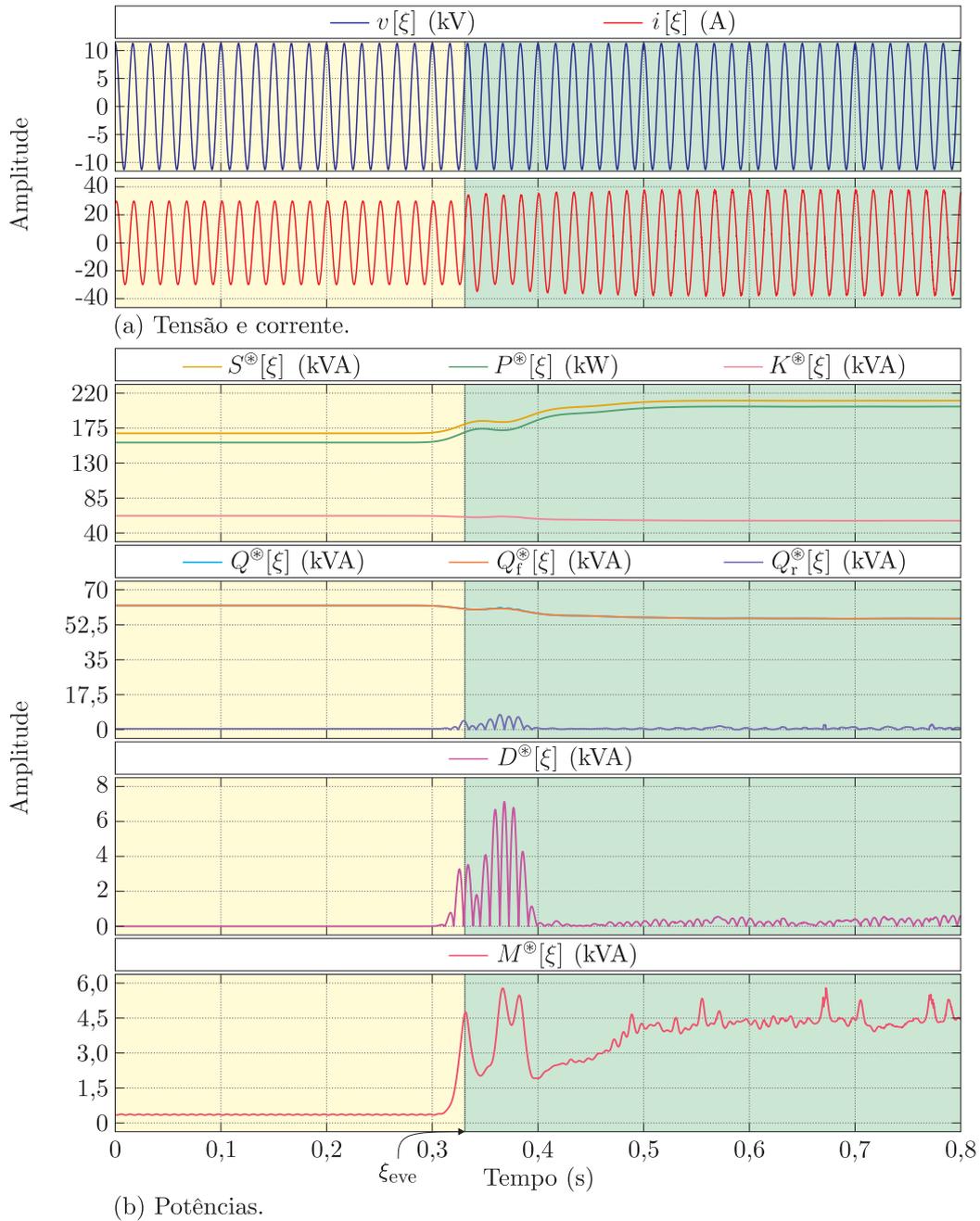


Fonte: autoria própria.

uma análise imparcial do desempenho da metodologia proposta, uma vez que abarcaram situações favoráveis e desfavoráveis às especificidades da TS. Isto é, além de enaltecer as boas características da metodologia proposta, buscou-se indicar as limitações para a sua aplicação.

Os resultados corroboraram o desempenho da TS previamente aferido na Seção 4.4. Por outro lado, a partir do Cenário D, pôde-se constatar que a característica da janela utilizada pela TS causa uma variação nas grandezas por ela estimadas fora dos instantes de

Figura 50 – Cenário H4 (falta de alta impedância): (a) tensão e corrente e (b) potências.



Fonte: autoria própria.

tempo prescritos. Uma vez que as grandezas estimadas via TS apresentam uma variação antes da ocorrência do distúrbio, isso pode inviabilizar o uso da TS, em sua versão padrão, para aplicações *online* e em tempo real. Para esses tipos de aplicação, é fundamental que a ferramenta caracterize adequadamente os instantes de tempo associados ao início e fim das variações nos sinais.

Os cenários de teste contendo sinais sintéticos foram importantes para avaliar a acurácia dos resultados obtidos a partir da metodologia proposta. Todavia, nos demais

cenários, a ausência dos valores analíticos das grandezas implicou em uma dificuldade para garantir a exatidão dos resultados. Ainda que tenha sido utilizada a TFD de 1 ciclo para caracterizar os valores de referência, não se pode presumir que essa ferramenta garanta resultados precisos em todos os cenários.

No que tange à potência, verificou-se que as componentes de potência propostas foram capazes de caracterizar a condição dos sinais de tensão e corrente. As potências propostas indicam a fonte das perdas em um dado circuito, conforme corroborado pelos resultados dos cenários que contiveram circuitos de teste. Portanto, destaca-se que o método apresentou um bom desempenho, o que evidencia a sua pertinência para o cálculo de potência em sistemas não-senoidais.

Ademais, foi apresentada a aplicação do método proposto para caracterizar e detectar a ocorrência de eventos transitórios comuns aos SDEE. A partir de sinais obtidos na subestação, avaliou-se o comportamento das componentes de potência para cada evento. Pôde-se observar que, em decorrência dos eventos, ocorrem alterações significativas nas potências com maior dependência das componentes harmônicas, principalmente  $D^{\circ}$  e  $M^{\circ}$ . Isto é, essas componentes de potência constituem padrões que indicam a ocorrência de distúrbios e eventos. Tal característica pode ser útil em SDEE com baixo nível de monitoramento, cujos sinais são adquiridos apenas na subestação.



## CAPÍTULO 8

---

# CONCLUSÕES

---

Uma nova teoria para cálculo de potência em condições não-senoidais foi proposta nesta tese. As componentes de potência propostas foram baseadas na caracterização da potência aparente no domínio da frequência, as quais possuem relação direta com a impedância de cada componente de frequência dos sinais de tensão e corrente. Para a estimação adequada das potências em sinais não-estacionários foi proposta uma ferramenta baseada na TS, que possui resolução dependente do tempo e da frequência e uma caracterização da amplitude e fase de sinais com uma relação direta com a teoria de Fourier. Desse modo, obteve-se uma metodologia apropriada para a análise de sinais não-senoidais com característica não-estacionária.

O levantamento do estado da arte evidenciou a existência de diversos métodos para cálculo de potência considerando a condição não-senoidal da tensão e corrente, os quais são fundamentados no domínio da frequência ou do tempo. Ademais, constatou-se a existência de diversas metodologias para cálculo de potência considerando uma representação dos sinais em tempo-frequência, cuja maior parte é fundamentada na transformada wavelet. Todavia, geralmente os métodos com representação em tempo-frequência são baseados em teorias de potência previamente estabelecidas na literatura. Por outro lado, o método proposto apresenta uma nova representação das potências no domínio da frequência, cujas grandezas são estimadas a partir da caracterização da tensão e corrente em tempo-frequência provida pela TS.

A decomposição de potências proposta foi baseada nas potências aparente e ativa, uma vez que elas são as únicas cujo cálculo é irrefutável em condições não-senoidais. A potência aparente foi decomposta em três parcelas, uma associada à resistência do circuito, uma à reatância e uma sem associação individual à resistência e reatância. Em seguida, a parcela associada à resistência foi decomposta em componentes ativa e difusa. Em contraste, a parcela associada à reatância foi considerada, em sua totalidade, como potência reativa. Por último, a parcela restante foi tratada como uma componente residual da potência.

As potências propostas foram comparadas com as estabelecidas na Teoria CPC e na Norma IEEE 1459-2010, notadamente as duas definições mais relevantes para a caracterização da potência no domínio da frequência. A análise pormenorizada de sete estudos de caso evidenciou numericamente e conceitualmente as diferenças entre as potências

propostas e as definidas nos métodos supracitados.

Em suma, quando comparado com a Teoria CPC, o método proposto tem a vantagem de representar a potência ativa conforme o conceito clássico da média da potência instantânea. Tal característica tem efeito na potência reativa proposta, a qual pode abranger uma quantidade maior de componentes de frequência do que a potência reativa definida na Teoria CPC. Além disso, a partir da potência reativa dependente da componente fundamental,  $Q_f^{\otimes}$ , pode-se tipificar a natureza de uma carga reativa, o que não é possível via  $Q_r^{\text{CPC}}$ .

Diferentemente do estabelecido na Norma IEEE 1459-2010, o método proposto define a potência reativa como um efeito de todas as componentes de frequência comuns ao sinal de tensão e corrente, o que é vantajoso para quantificar as perdas devidas ao desvio de fase entre tensão e corrente para cada componente de frequência. Por outro lado, o método proposto estabelece uma componente da potência reativa associada à componente fundamental dos sinais,  $Q_f^{\otimes}$ , a qual pode ser compensada de maneira passiva e representa um conceito similar ao associado à potência reativa fundamental da Norma IEEE 1459-2010,  $Q_1^{\text{IEEE}}$ .

Outrossim, foi proposta uma metodologia para a estimação dos valores RMS e fase da tensão e corrente via TS, a qual consiste em segmentar os sinais em janelas de medição com uma quantidade de amostras dependente da frequência fundamental. Assim, buscou-se evitar a amostragem assíncrona, que constitui um fator limitante dos métodos baseados na teoria de Fourier.

O método foi avaliado em condições não-estacionárias a partir de diversos cenários de teste, os quais compreenderam sinais sintéticos, simulados e medidos em campo. Constatou-se que as componentes de potência propostas possibilitam uma representação adequada das potências em diferentes condições de circuito. Ademais, verificou-se a pertinência do método proposto para a caracterização da potência em sinais com característica não-estacionária.

Complementarmente, analisou-se o desempenho do método proposto para caracterizar e detectar eventos e distúrbios transitórios em sistemas elétricos. Verificou-se que as componentes de potência propostas, principalmente as potências difusa e residual, se mostraram eficazes para definir padrões relacionados à ocorrência de tais distúrbios e eventos, especialmente em sistemas de distribuição de energia com baixo nível de monitoramento.

Todavia, também foi possível constatar algumas limitações da TS para a caracterização de variações abruptas em sinais. Outrossim, pôde-se verificar que em alguns cenários de teste as componentes de potência que compreendem a componente fundamental dos sinais foram estimadas com maior exatidão a partir da TFD de 1 ciclo, a qual constitui a ferramenta clássica para a caracterização de sinais. Tais constatações consti-

tuem um fator motivador para a continuidade dos estudos realizados nesta tese, conforme discutido a seguir.

## 8.1 Propostas para trabalhos futuros

Como consequência do estudo realizado nesta tese, são sugeridas as seguintes propostas de trabalhos futuros:

- Ampliar o método proposto para sistemas trifásicos. Uma vez que o método proposto foi desenvolvido para sistemas monofásicos, as particularidades dos sistemas trifásicos não foram consideradas nesta tese. Ainda que o método possa ser adaptado para sistemas trifásicos simétricos, a sua aplicação para sistemas genéricos não pode ser realizada de maneira direta. Para generalizar o método para sistemas trifásicos é primordial quantificar os efeitos da assimetria do circuito nas componentes de potência.
- Avaliar o comportamento da potência reativa residual para monitoramento de bancos de capacitores. Uma vez que a potência reativa residual é constituída de diversas componentes de frequência que degradam a qualidade de energia de um sistema, pode-se investigar se essa grandeza é apropriada para o monitoramento do desgaste de células capacitivas. Tal aplicação pode ser vantajosa, dado que corresponderia a um método não invasivo.
- Aprimorar o método desenvolvido para detecção de distúrbios em sistemas elétricos para classificar o tipo de distúrbio. Conforme estudo apresentado na Seção 7.8, algumas componentes de potência constituem indicadores da ocorrência de eventos em sistemas elétricos. Um estudo pormenorizado do comportamento das potências diante de condições de contingência pode estabelecer um passo inicial para o desenvolvimento de um método de classificação de eventos.
- Adequar a estimação de valores RMS e fase a partir de janelas otimizadas para a TS. A janela utilizada na TS pode não ser adequada para a caracterização de variações súbitas nos sinais, o que pode resultar uma representação incorreta dos instantes de tempo em que elas ocorrem. A adoção de janelas otimizadas pode possibilitar uma representação dos sinais mais acurada nas referidas condições.
- Adaptar a TS para aplicações em tempo real. A TS convencional utiliza todo o conjunto de amostras dos sinais para representá-los em tempo-frequência, o que indica sua limitação no que diz respeito a aplicações em tempo real. A adaptação do seu equacionamento para a utilização apenas das amostras

atuais e passadas pode resultar em uma técnica robusta para utilização em tempo real.

- Adaptar o método proposto para aplicações práticas. As componentes de potência propostas podem ser utilizadas em medidores inteligentes, como também em sistemas de controle, todavia a metodologia para estimação das grandezas deve ser aprimorada para possibilitar aplicações *online* e em tempo real.

## 8.2 Produção científica

Com relação à produção científica diretamente proveniente desta pesquisa, foram produzidos artigos publicados em periódicos e eventos, conforme elencado a seguir.

Artigos em periódicos:

- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D. A New Power Calculation Method Based on Time-Frequency Analysis. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 145, p. 108709, 2023. Doi: 10.1016/j.ijepes.2022.108709.
- COELHO, R. A.; LIMA, E. M.; BRITO, N. S. D. An Approach for Power Quantification based on Stockwell Transform and CPC Power Theory. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 71 (Art no. 9002410), p. 1–10, 2022. Doi: 10.1109/TIM.2022.3159291.
- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D. Analysis of RMS Measurements Based on the Wavelet Transform. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 32, p. 1588–1602, 2021. Doi: 10.1007/s40313-021-00770-5.
- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D. Power Measurement Using Stockwell Transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 36, p. 3091–3100, 2020. Doi: 10.1109/TPWRD.2020.3033403.
- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D.; LIRA, G. R. S.; LIMA, E. M. Effects of currents decomposition on power calculation in non-sinusoidal conditions. *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)*, v. 102, p. 2325–2339, 2020. Doi: 10.1007/s00202-020-01031-5.

Artigos em eventos:

- COELHO, R. A.; SILVA, H. S., BRITO, N. S. D. Análise da Distribuição de Energia na Decomposição de Sinais no Domínio Wavelet. *XXIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2020)*. Porto Alegre-RS (virtual), 2020. Doi: 10.48011/asba.v2i1.1472.

- COELHO, R. A.; LIMA, E. M.; BRITO, N. S. D. Análise da estimação da diferença de fase entre sinais via Transformada Wavelet Packet Discreta Redundante. *XXIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2020)*. Porto Alegre-RS (virtual), 2020. Doi: 10.48011/asba.v2i1.1471.
- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D.; LIMA, E. M. Um estudo sobre os efeitos da distorção harmônica da tensão no cálculo de potência. *VIII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2020)*. Santo André-SP (virtual), 2020. Doi: 10.48011/sbse.v1i1.2479.
- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D. Análise da estimação de valores eficazes via Transformada Wavelet Packet Discreta Redundante. *VIII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2020)*. Santo André-SP (virtual), 2020. Doi: 10.48011/sbse.v1i1.2477.
- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D.; LIMA, E. M.; JUNQUEIRA, C. M. S. Compensação passiva em sistemas não-senoidais – Parte I: estudos de casos em circuitos monofásicos. *XIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE 2019)*. São Caetano do Sul-SP, 2019.
- COELHO, R. A.; BRITO, N. S. D.; LIMA, E. M.; JUNQUEIRA, C. M. S. Compensação passiva em sistemas não-senoidais – Parte II: estudos de casos em circuitos trifásicos. *XIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE 2019)*. São Caetano do Sul-SP, 2019.



---

## REFERÊNCIAS

---

- ABDOLLAHI, A.; MATINFAR, F. Frequency Estimation: A Least-Squares New Approach. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 26, p. 790–798, 2011. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- AKAGI, H. et al. Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power and Its Application. *Electrical engineering in Japan*, v. 103, n. 4, p. 58–66, 1983.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, May/June 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*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2007. (IEEE Press Series on Power Engineering).
- AL-BAYATY, H.; AMBROZE, M.; AHMED, M. Z. New effective power terms and right-angled triangle (RAT) power theory. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 88, p. 133–140, 2017. ISSN 0142-0615.
- ALVES, D. K. et al. Real-Time Power Measurement Using the Maximal Overlap Discrete Wavelet-Packet Transform. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, p. 3177–3187, 2017. ISSN 0278-0046,1557-9948.
- ALVES, D. K. et al. Power measurement using the maximal overlap discrete wavelet transform. In: *2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. Juiz de Fora, Brasil: IEEE, 2014.
- ALVES, D. K. et al. Real-Time Wavelet-Based Grid Impedance Estimation Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 10, p. 8263–8265, 2019.
- ALVES, D. K. et al. Wavelet-Based Monitor for Grid Impedance Estimation of Three-Phase Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 3, p. 2564–2574, 2021.
- ANDRIA, G.; ATTIVISSIMO, F.; SAVINO, M. Instantaneous power measurement in time-frequency domain. *European Transactions on Electrical Power*, v. 6, n. 5, p. 351–356, 1996.
- AREDES, M.; WATANABE, E. H. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 3, p. 1649–1656, July 1995.
- ARMSTRONG, J. S. *Long-range Forecasting: From Crystal Ball to Computer*. 2nd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc, 1985. ISBN 0471823600.

- ARMSTRONG, J. S.; COLLOPY, F. Error measures for generalizing about forecasting methods: Empirical comparisons. *International Journal of Forecasting*, Elsevier Science, v. 8, p. 69–80, 1992. ISSN 0169-2070.
- ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. *Power System Harmonics*. 2. ed. [S.l.]: Wiley, 2003. ISBN 0470851295,9780470851296.
- BAGHZOUZ, Y. et al. Time-varying harmonics. II. Harmonic summation and propagation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 17, p. 279–285, 2002. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- BARROS, J.; DIEGO, R. I. Application of the Wavelet-Packet Transform to the Estimation of Harmonic Groups in Current and Voltage Waveforms. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 21, p. 533–535, January 2006. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- BARROS, J.; DIEGO, R. I. Analysis of Harmonics in Power Systems Using the Wavelet-Packet Transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 57, p. 63–69, January 2008. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- BATTISTI, U.; RIBA, L. Window-dependent bases for efficient representations of the Stockwell transform. *Applied and Computational Harmonic Analysis*, Elsevier Science, p. 292–320, 2015. ISSN 1063-5203,1096-603X.
- BENYSEK, G.; PASKO, M. *Power theories for improved power quality*. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag London, 2012. (Power Systems 1). ISBN 9781447127864,1447127862.
- BEUTER, C.; OLESKOVICZ, M. S-transform: from main concepts to some power quality applications. *IET Signal Processing*, v. 14, n. 3, p. 115–123, 2020.
- BHANDARI, A.; MARZILIANO, P.; BARRUTIA, A. M. Need for speed: Fast Stockwell transform (FST) with  $O(N)$  complexity. In: *2009 7th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICSP)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- BÍSCARO, A. A. P. et al. Integrated fault location and power quality analysis in electric power distribution systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 31, n. 2, p. 428–436, 2016. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- BISWAL, M.; BRAHMA, S.; CAO, H. Supervisory Protection and Automated Event Diagnosis using PMU data. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 31, p. 1855–1863, 2016. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- BISWAL, M.; DASH, P. K. Measurement and Classification of Simultaneous Power Signal Patterns With an S-Transform Variant and Fuzzy Decision Tree. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, p. 1819–1827, 2013. ISSN 1551-3203,1941-0050.
- BOASHASH, B. *Time Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference*. 1. ed. [S.l.]: Elsevier Science, 2003. ISBN 0080443354,9780080443355.
- BOLLEN, M. H. J.; GU, I. Y.-H. *Signal Processing of Power Quality Disturbances*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2006. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9780471731689,0471731684.

- BORISOV, K.; GINN III, H. L.; CHEN, G. A Computationally Efficient RDFT-Based Reference Signal Generator for Active Compensators. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 24, p. 2396–2404, 2009. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- BOURBONNAIS II, T. L.; LUNAS, L. J. A Versatile Phase-Angle Meter for Power System Analysis. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-86, n. 6, p. 734–750, 1967.
- BRACEWELL, R. *The Fourier Transform and Its Applications*. 3rd ed. ed. [S.l.]: McGraw Hill, 2000. (McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. Circuits and systems). ISBN 9780073039381,0073039381.
- BUCHHOLZ, F. Die Drehstrom-Scheinleistung bei Ungleichmassiger Belastung Der Drei Zweige. *Licht und Kraft*, p. 9–11, January 1922.
- BUCHHOLZ, F. *Das Begriffssystem Rechtleistung, Wirkleistung, Totale Blindleistung*. [S.l.]: Selbstverlag, Munchen, 1950.
- BUDEANU, C. Puissances reactives et fictives. *Institut Romain de l’Energie*, Bucharest, 1927.
- CAUCHY, A.-L. *Cours d’analyse de l’Ecole Royale Polytechnique, 1ère partie: Analyse algébrique*. Paris, France: Reprinted in Oeuvres complètes, 2e série, Vol. 3., 1821. 373 p.
- CAVALLINI, A.; MONTANARI, G. C.; CACCIARI, M. Stochastic evaluation of harmonics at network buses. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 10, p. 1606–1613, 1995. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- CLARKE, E. *Circuits Analysis of A-C Power Systems: Volume I - Symmetrical and Related Components*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 1943. v. 1.
- COELHO, R. de A. *Análise Comparativa de Métodos para Cálculo de Potência Elétrica*. 99 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande-PB, Brasil, July 2018.
- COELHO, R. de A.; BRITO, N. S. D. Análise da estimação de valores eficazes via Transformada Wavelet Packet Discreta Redundante. In: *VIII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2020)*. Santo André-SP, Brasil (virtual): [s.n.], 2020.
- COELHO, R. de A.; BRITO, N. S. D. Power Measurement Using Stockwell Transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 36, n. 5, p. 3091–3100, 2020.
- COELHO, R. de A.; BRITO, N. S. D. Analysis of RMS Measurements Based on the Wavelet Transform. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 32, p. 1588–1602, 2021.
- COELHO, R. de A. et al. Compensação passiva em sistemas não-senoidais – Parte I: estudos de casos em circuitos monofásicos. In: *XIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE 2019)*. São Caetano do Sul-SP, Brasil: [s.n.], 2019.
- COELHO, R. de A. et al. Compensação passiva em sistemas não-senoidais – Parte II: estudos de casos em circuitos trifásicos. In: *XIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE 2019)*. São Caetano do Sul-SP, Brasil: [s.n.], 2019.

- COELHO, R. de A. et al. Effects of currents decomposition on power calculation in non-sinusoidal conditions. *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)*, Springer, v. 102, p. 2325–2339, 2020. ISSN 0948-7921,1432-0487.
- COELHO, R. de A.; LIMA, É. M.; BRITO, N. S. D. Análise da estimação da diferença de fase entre sinais via Transformada Wavelet Packet Discreta Redundante. In: *XXIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2020)*. Porto Alegre-RS, Brasil (virtual): [s.n.], 2020.
- COELHO, R. de A.; LIMA, É. M.; BRITO, N. S. D. An Approach for Power Quantification based on Stockwell Transform and CPC Power Theory. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 71, n. Art no. 9002410, p. 1–10, 2022. ISSN 1557-9662.
- COELHO, R. de A.; SILVA, H. S.; BRITO, N. S. D. Análise da Distribuição de Energia na Decomposição de Sinais no Domínio Wavelet. In: *XXIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2020)*. Porto Alegre-RS, Brasil (virtual): [s.n.], 2020.
- COHEN, L. *Time Frequency Analysis: Theory and Applications*. 1. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1994. ISBN 0135945321,9780135945322.
- COSTA, F. B. et al. Real-Time Detection of Transients Induced by High-Impedance Faults Based on the Boundary Wavelet Transform. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 6, p. 5312–5323, 2015.
- CURTIS, H. L.; SILSBEE, F. B. Definitions of Power and Related Quantities. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 54, n. 4, p. 394–404, 1935. ISSN 0095-9197.
- CZARNECKI, L. S. Considerations on the Reactive Power in Nonsinusoidal Situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 34, n. 3, p. 399–404, September 1985. ISSN 15579662.
- 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*, IEEE, IM-36, p. 834–837, 1987. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- 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*, v. 37, p. 30–34, March 1988. ISSN 15579662.
- CZARNECKI, L. S. Distortion power in systems with nonsinusoidal voltage. *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, The Institution of Electrical Engineers, v. 139, p. 276–280, 1992. ISSN 0143-7038.
- CZARNECKI, L. S. Comments on “Apparent power - a misleading quantity in the non-sinusoidal power theory: are all non-sinusoidal power theories doomed to fail?”. *European Transactions on Electrical Power*, John Wiley and Sons, v. 4, p. 427–432, 1994. ISSN 1430-144X,1546-3109.
- CZARNECKI, L. S. Misinterpretations of some Power Properties of Electric Circuits. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 4, p. 1760–1769, October 1994. ISSN 19374208.

- CZARNECKI, L. S. Budeanu and Fryze: Two frameworks for interpreting power properties of circuits with nonsinusoidal voltages and currents. *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)*, v. 80, n. 6, p. 359–367, 1997. ISSN 09487921.
- CZARNECKI, L. S. Energy flow and power phenomena in electrical circuits: Illusions and reality. *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)*, v. 82, n. 3, p. 119–126, 2000.
- CZARNECKI, L. S. On Some Misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p-q Theory. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 828–836, May 2004.
- CZARNECKI, L. S. Physical Interpretation of the Reactive Power in Terms of the CPC Power Theory. *Electrical Power Quality and Utilisation*, XIII, n. 1, 2007.
- CZARNECKI, L. S. Currents' Physical Components (CPC) concept: A fundamental of power theory. In: *Proceedings of IEEE 2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*. Lagow, Poland: [s.n.], 2008. ISBN 978-1-4244-2129-9.
- CZARNECKI, L. S. Power theories and meta-theory of powers in electrical circuits. *Przegląd Elektrotechniczny*, v. 86, n. 8, p. 198–201, 2011. ISSN 0033-2097,2449-9544.
- CZARNECKI, L. S. Working, reflected and detrimental active powers. *IET Generation Transmission & Distribution*, The Institution of Engineering and Technology, v. 6, p. 233–239, 2012. ISSN 1751-8687,1751-8695.
- CZARNECKI, L. S. Critical comments on the Conservative Power Theory (CPT). In: *12th Conference-Seminar: International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, ISNCC 2015 - Conference Proceedings*. Lagow, Poland: [s.n.], 2015. ISBN 9781479984169.
- CZARNECKI, L. S. What is wrong with the conservative power theory (CPT). In: *2016 International Conference on Applied and Theoretical Electricity, ICATE 2016 - Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2016. ISBN 9781467385626.
- CZARNECKI, L. S. Currents' Physical Components (CPC) - based Power Theory. A Review, Part I: Power Properties of Electrical Circuits and Systems. *Przegląd Elektrotechniczny*, v. 1, n. 10, p. 1–11, 2019. ISSN 0033-2097.
- CZARNECKI, L. S.; HALEY, P. M. Currents' Physical Components (CPC) in Four-Wire Systems with Nonsinusoidal Symmetrical Voltage. *Przegląd Elektrotechniczny*, v. 1, n. 6, p. 48–53, 2015. ISSN 0033-2097.
- CZARNECKI, L. S.; HALEY, P. M. Power Properties of Four-Wire Systems at Nonsinusoidal Supply Voltage. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 2, p. 513–521, 2016.
- CZARNECKI, L. S.; SWIETLICKI, T. Powers in Nonsinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis, and Measurement. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 39, n. 2, p. 340–345, April 1990. ISSN 15579662.
- DASH, P. K.; PANIGRAHI, B. K.; PANDA, G. Power quality analysis using S-transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 18, p. 406–411, 2003. ISSN 0885-8977,1937-4208.

- DAUBECHIES, I. *Ten lectures on wavelets*. 1. ed. [S.l.]: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1992. (CBMS-NSF regional conference series in applied mathematics 61). ISBN 9780898712742,0898712742.
- DE LEON, F.; COHEN, J. Discussion of “An evaluation of some alternative methods of power resolution in a large industrial plant”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 2, p. 658–659, 2003.
- DEPENBROCK, M. *Untersuchungen über die Spannungs- und Leistungsverhältnisse bei Umrichtern ohne Energiespeicher*. Tese (Doutorado) — Technical University of Hannover, Hannover, Germany, 1962.
- DEPENBROCK, M. The FBD-Method, A Generally Applicable Tool For Analyzing Power Relations. In: *ICHPS V International Conference on Harmonics in Power Systems*. Atlanta, GA, USA: IEEE, 1992. p. 135–141.
- DEPENBROCK, M. The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 8, p. 0–387, 1993. ISSN 0885-8950,1558-0679.
- DIXON JR., L. H. High Power Factor Preregulators for Off-line Power Supplies. In: *1988 Nitrode Power Supply Design Seminar, SEM600, Topic 6 (SLUP087)*. [S.l.: s.n.], 1988.
- DRIESEN, J.; BELMANS, R. Time-frequency analysis in power measurement using complex wavelets. In: *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Proceedings (Cat. No.02CH37353)*. Phoenix-Scottsdale, AZ, USA: IEEE, 2002. p. v681 – v864.
- DRIESEN, J. L. J.; BELMANS, R. J. M. Wavelet-based power quantification approaches. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 52, p. 1232–1238, 2003. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- DUGAN, R. C. et al. *Electrical Power Systems Quality*. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2004.
- ELECTRO INDUSTRIES/GAUGETECH. *Nexus<sup>®</sup> 1500+ High Performance Power Meter Installation and Operation Manual Version 1.02*. [S.l.], 2016. 1–278 p.
- EMANUEL, A. E. Apparent and Reactive Powers in Three-Phase Systems: In Search of a Physical Meaning and a Better Resolution. *European Transactions on Electrical Power*, v. 3, n. 1, p. 7–14, January/February 1993. ISSN 15463109.
- EMANUEL, A. E. On the assessment of harmonic pollution [of power systems]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 10, p. 1693–1698, 1995. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- EMANUEL, A. E. *Power Definitions and the Physical Mechanism of Power Flow*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2010.
- EMANUEL, A. E. et al. A survey of harmonic voltages and currents at distribution substations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 6, p. 1883–1890, 1991. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- FERRERO, A.; SUPERTI-FURGA, G. A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 40, n. 3, p. 568–577, 1991.

FERRIGNO, L.; LARACCA, M.; PIETROSANTO, A. Measurement of Passive R, L, and C Components Under Nonsinusoidal Conditions: The Solution of Some Case Studies. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 57, p. 2513–2521, 2008. ISSN 0018-9456,1557-9662.

FILIPSKI, P. S. Polyphase apparent power and power factor under distorted waveform conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 6, n. 3, p. 1161–1165, July 1991. ISSN 19374208.

FILIPSKI, P. S. Apparent Power – a Misleading Quantity in the Non-Sinusoidal Power Theory: Are all Non-Sinusoidal Power Theories Doomed to Fail? *European Transactions on Electrical Power*, v. 3, n. 1, p. 21–26, January/February 1993. ISSN 15463109.

FILIPSKI, P. S.; BAGHZOUZ, Y.; COX, M. D. Discussion of Power Definitions Contained in the IEEE Dictionary. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 3, p. 1237–1244, July 1994.

FILIPSKI, P. S.; LABAJ, P. W. Evaluation of reactive power meters in the presence of high harmonic distortion. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 7, n. 4, p. 1793–1799, 1992.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *American Institute of Electrical Engineers (AIEE) Transactions*, v. 37, p. 1027–1140, June 1918.

FORTESCUE, C. L. Polyphase power representation by means of symmetrical coordinates. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 39, p. 543–544, 1920. ISSN 0360-6449.

FORTESCUE, C. L. The Measurement of Power in Polyphase Circuits. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XLII, p. 358–375, 1923. ISSN 0096-3860.

FRYZE, S. Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltages and currents (in polish). *Przegląd Elektrotechniczny*, n. 7, p. 193–203, 1931.

GABOR, D. Theory of communication. *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering*, v. 93, p. 429–457, November 1946. ISSN 2054-0604.

GEORGE, N. V. *S Transform: Time Frequency Analysis & Filtering*. 79 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e da Comunicação) — National Institute of Technology, Rourkela, India, 2009.

GIRGIS, A. A.; HAM, F. M. A Quantitative Study of Pitfalls in the FFT. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-16, n. 4, p. 434–439, 1980.

GIROD, B.; RABENSTEIN, R.; STENGER, A. *Signals and Systems*. [S.l.]: Willey, 2001. ISBN 0471988006, 9780471988007.

GROSSMANN, A.; MORLET, J. Decomposition of hardy functions into square integrable wavelets of constant shape. *SIAM Journal on Mathematical Analysis*, Society for Industrial and Applied Mathematics, v. 15, p. 723–736, July 1984. ISSN 0036-1410,1095-7154.

- GU, Y. H.; BOLLEN, M. H. J. Time-frequency and time-scale domain analysis of voltage disturbances. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 15, p. 1279–1284, 2000. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- HAMID, E. Y.; MARDIANA, R.; KAWASAKI, Z.-I. Method for rms and power measurements based on the wavelet packet transform. *IEE Proceedings - Science Measurement and Technology*, The Institution of Electrical Engineers, v. 149, p. 60 – 66, 2002. ISSN 1350-2344,1359-7094.
- HUANG, B.; LI, G.; LIU, H. Power Balance Theorem of Frequency Domain and Its Application. *Journal of Modern Physics*, v. 05, p. 1097–1108, 01 2014.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). *IEEE Std 1159-1995: IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. [S.l.], 1995. 1-80 p.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). *IEEE Std. 1459-2000: IEEE Trial Use Standard for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*. [S.l.], 2000. 1–44 p.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). *IEEE Std. 1459-2010: IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions ((Revision of IEEE Std.1459-2000))*. [S.l.], 2010. 1–40 p.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). *IEEE Std. 519-2014: IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems (Revision of IEEE Std. 519-1992)*. [S.l.], 2014. 1–29 p.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). *IEC Std 61000-4-7: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*. [S.l.], 2002.
- JEON, S.-J. Considerations on a reactive power concept in a multiline system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 2, p. 551–559, April 2006. ISSN 08858977.
- KENNELLY, A. E. Impedance. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, X, p. 172–232, 1893. ISSN 0096-3860.
- KERCHNER, R. M.; CORCORAN, G. F. *Alternating-current Circuits*. 1. ed. [S.l.]: J. Wiley & Sons, Inc., 1938.
- KHALSA, H. S. *Generalised Power Components Definitions for Single and Three-Phase Electrical Power Systems Under Non-Sinusoidal and Nonlinear Conditions*. 328 p. Tese (Doutorado) — Monash University, December 2007.
- KNOWLTON, A. E. Reactive power concepts in need of clarification. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 52, n. 3, p. 744–747, 1933. ISSN 0095-9197.
- KUSTERS, N. L.; MOORE, W. J. M. On the Definition of Reactive Power Under Non-Sinusoidal Conditions. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-99, n. 5, p. 1845–1854, 1980.

- LALA, H.; KARMAKAR, S.; GANGULY, S. Detection and localization of faults in smart hybrid distributed generation systems: A Stockwell transform and artificial neural network-based approach. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, v. 29, n. 2, p. e2725, 2019.
- LAMONT, J. W.; FU, J. Cost Analysis of Reactive Power Support. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 14, n. 3, p. 890–898, August 1999.
- LARICO, H. R. E. *Conversor Boost Controlado em Corrente Aplicado ao Retificador Monofásico*. 157 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, Brasil, March 2007.
- LI, Z. A total least squares enhanced smart DFT technique for frequency estimation of unbalanced three-phase power systems. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 128, p. 106722, 2021. ISSN 0142-0615.
- LIMA, É. M.; BRITO, N. S. D.; SOUZA, B. A. de. High impedance fault detection based on Stockwell transform and third harmonic current phase angle. *Electric Power Systems Research*, Elsevier Science, v. 175, p. 105931, 2019. ISSN 0378-7796.
- LIMA, É. M. et al. High impedance fault detection method for distribution networks under non-linear conditions. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 131, p. 107041, 2021. ISSN 0142-0615.
- LIMA, É. M. et al. High impedance fault detection method based on the short-time fourier transform. *IET Generation, Transmission & Distribution*, v. 12, n. 11, p. 2577–2584, 2018.
- LIMA, É. M. et al. Modelagem Probabilística do Ruído em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica. In: *XXII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2018)*. João Pessoa-PB, Brasil: [s.n.], 2018.
- LIMA Érica M. *Proposição de um Método de Detecção de FAI Baseado nos Componentes Harmônicos de Baixa Frequência*. 60 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande-PB, Brasil, July 2016.
- LIMA Érica M. *Detecção e Localização de Faltas de Alta Impedância Baseadas na Transformada de Stockwell*. 136 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande-PB, Brasil, April 2021.
- LIU, Z.; HIMMEL, J.; BONFIG, K. W. Improved processing of harmonics and interharmonics by time-domain averaging. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 4, p. 2370–2380, 2005.
- LYON, W. V. Reactive Power and Unbalanced Circuits. *Electrical World*, v. 75, n. 25, p. 1417–1420, June 1920.
- LYON, W. V. Reactive Power and Power Factor. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 52, n. 3, p. 763–770, 1933.
- MALLAT, S. *A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way*. 3. ed. [S.l.]: Academic Press, 2008. ISBN 0123743702,9780123743701,0123743702.

- MALLAT, S. G. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 11, n. 7, p. 674–693, July 1989.
- MARAFÃO, F. P. *Análise e controle de energia elétrica através de técnicas de processamento digital de sinais*. 259 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas-SP, Brasil, December 2004.
- MITRINOVIĆ, D. S. *Analytic inequalities*. New York: Springer-Verlag, 1970. ISBN 978-3-642-99972-7.
- MORSI, W. G. et al. Wavelet-Based Reactive Power and Energy Measurement in the Presence of Power Quality Disturbances. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 26, p. 1263–1271, 2011. ISSN 0885-8950,1558-0679.
- MORSI, W. G.; EL-HAWARY, M. E. Reformulating Power Components Definitions Contained in the IEEE Standard 1459–2000 Using Discrete Wavelet Transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 22, p. 1910–1916, 2007. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- MORSI, W. G.; EL-HAWARY, M. E. Reformulating Three-Phase Power Components Definitions Contained in the IEEE Standard 1459–2000 Using Discrete Wavelet Transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 22, p. 1917–1925, 2007. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- MORSI, W. G.; EL-HAWARY, M. E. A New Perspective for the IEEE Standard 1459-2000 Via Stationary Wavelet Transform in the Presence of Nonstationary Power Quality Disturbance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 23, p. 2356–2365, 2008. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- MORSI, W. G.; EL-HAWARY, M. E. The most suitable mother wavelet for steady-state power system distorted waveforms. In: *2008 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. Niagara Falls, Canada: IEEE, 2008.
- MORSI, W. G.; EL-HAWARY, M. E. A new reactive, distortion and non-active power measurement method for nonstationary waveforms using wavelet packet transform. *Electric Power Systems Research*, Elsevier Science, v. 79, p. 1408–1415, 2009. ISSN 0378-7796.
- NOWOMIEJSKI, Z. Generalized Theory of Electric Power. *Archiv für Elektrotechnik*, Springer, v. 63, p. 177–182, 1981. ISSN 0948-7921,1432-0487.
- OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S.; HAMID, S. *Signals and Systems*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1996. ISBN 0138147574,9780138147570,7302030583.
- PAREDES, H. K. M. *Teoria de Potência Conservativa: Uma nova Abordagem para o Controle Cooperativo de Condicionadores de Energia e Considerações sobre Atribuição de Responsabilidades*. 221 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas-SP, Brasil, March 2011.
- PEÑA, G. G. *Análise de Eventos em Redes de Distribuição por meio das Transformadas Wavelet e S*. 97 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos-SP, Brasil, April 2012.

- PENG, F. Z.; LAI, J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 45, n. 1, p. 293–297, 1996.
- PERCIVAL, D. B.; WALDEN, A. T. *Wavelet methods for time series analysis*. 1. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2000. (Cambridge Series in Statistical and Probabilistic Mathematics). ISBN 9780521640688,0521640687.
- PHAM, V. L.; WONG, K. P. Wavelet-transform-based algorithm for harmonic analysis of power system waveforms. *IEE Proceedings - Generation Transmission and Distribution*, The Institution of Electrical Engineers, v. 146, p. 249–254, 1999. ISSN 1350-2360.
- POLJAK, P. D.; KUSLJEVIC, M. D.; TOMIC, J. J. Power Components Estimation According to IEEE Standard 1459–2010 Under Wide-Range Frequency Deviations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 61, p. 636–644, 2012. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- PRADHAN, P. M.; MANSINHA, L. Compact S-transform for analysing local spectrum. *IET Signal Processing*, v. 14, n. 10, p. 837–845, 2020.
- PRATT, W. H. Notes on the Measurement of Reactive Volt-Amperes. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 52, p. 771–779, 1933. ISSN 0096-3860.
- PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. K. *Digital Signal Processing*. 4. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2006. ISBN 0131873741,9780131873742.
- QUATIERI, T. F. *Discrete Time Speech Signal Processing*. [S.l.]: Prentice Hall, 2001. ISBN 013242942X,9780132429429.
- REXY, A. I.; SEYEZHAI, R. Investigation of Current Control Techniques of AC-DC Interleaved Boost PFC Converter. *Circuits and Systems*, v. 07, p. 307–326, 01 2016.
- ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G.; TENTO, P. Control Techniques for Power Factor Correction Converters. In: *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Motion Control*. Warsaw: [s.n.], 1994.
- SANTOS, W. C. et al. High-Impedance Fault Identification on Distribution Networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 32, n. 1, p. 23–32, 2017.
- SHARON, D. Reactive-power definitions and power-factor improvement in nonlinear systems. *Proceedings IEE*, v. 120, n. 6, p. 704–706, June 1973.
- SHARON, D. Power factor definitions and power transfer quality in nonsinusoidal situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 45, n. 3, p. 728–733, June 1996. ISSN 00189456.
- SHEPHERD, W.; ZAKIKHANI, P. Suggested Definition of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems. *Proceedings IEE*, v. 119, n. 9, p. 1361–1362, September 1972.
- SILSBEE, F. B. Power factor in polyphase systems. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 39, p. 542–543, 1920. ISSN 0360-6449.
- SINGH, B.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. *Power Quality: Problems and Mitigation Techniques*. 1. ed. [S.l.]: Wiley, 2015. ISBN 978-1-118-92205-7.

- SKLAR, B.; RAY, P. K. *Digital Communications. Fundamentals and Applications*. 2. ed. [S.l.]: Pearson, 2014. ISBN 9788131720929.
- SLONIM, M. A.; van der Wyk, J. D. Power components in a system with sinusoidal and nonsinusoidal voltages and/or currents. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, The Institution of Electrical Engineers, v. 135, p. 76–84, 1988. ISSN 0143-7038.
- STAUDT, V. Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory. In: *2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*. Lagow, Poland: IEEE, 2008. p. 1–12.
- STEINMETZ, C. P. Findet eine Phasenverschiebung im Wechselstromlichtbogen statt? *Elektrotechnische Zeitschrift*, v. 42, p. 567–568, 1892.
- STEINMETZ, C. P. *Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena*. 1. ed. New York, USA: The W. J. Johnston co., 1897.
- STEVENS, R. H. Power flow direction definitions for metering of bidirectional power. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102, p. 3018–3022, 1983. ISSN 0018-9510.
- STEWART, J. *Calculus*. 8. ed. [S.l.]: Cengage Learning, 2015. ISBN 978-1285740621.
- STOCKWELL, R. G. *S-Transform Analysis of Gravity Wave Activity from a Small Scale Network of Airglow Imagers*. 364 p. Tese (Doutorado) — University of Western Ontario, London, Canada, 1999.
- STOCKWELL, R. G. A basis for efficient representation of the S-transform. *Digital Signal Processing*, Elsevier Science, v. 17, p. 371–393, 2007. ISSN 1051-2004,1095-4333.
- STOCKWELL, R. G.; MANSINHA, L.; LOWE, R. P. Localization of the complex spectrum: the S transform. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 44, p. 998–1001, 1996. ISSN 1053-587X,1941-0476.
- TENTI, P.; MATTAVELLI, P. A Time-Domain Approach to Power Term Definitions under Non-Sinusoidal Conditions. In: *Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-Sinusoidal Conditions*. Milan, Italy: [s.n.], 2003. p. 1–10.
- TENTI, P.; PAREDES, H. K. M.; MATTAVELLI, P. Conservative Power Theory , a Framework to Approach Control and Accountability Issues in Smart Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 3, p. 664–673, March 2011.
- TIWARI, V. K.; UMARIKAR, A. C.; JAIN, T. Fast Amplitude Estimation of Harmonics Using Undecimated Wavelet Packet Transform and Its Hardware Implementation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 67, n. 1, p. 65–77, 2018.
- TOMIC, J. J.; KUSLJEVIC, M. D.; VUJICIC, V. V. A new power system digital harmonic analyzer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 22, p. 772–780, 2007. ISSN 0885-8977,1937-4208.
- VATANSEVER, F.; OZDEMIR, A. A new approach for measuring RMS value and phase angle of fundamental harmonic based on Wavelet Packet Transform. *Electric Power Systems Research*, Elsevier Science, v. 78, p. 74–79, 2008. ISSN 0378-7796.

- VATANSEVER, F.; OZDEMIR, A. Power parameters calculations based on wavelet packet transform. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier Science, v. 31, p. 596–603, 2009. ISSN 0142-0615.
- VATANSEVER, F.; OZDEMIR, A. An alternative approach for calculating/measuring fundamental powers based on wavelet packet transform and its frequency sensitivity analysis. *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)*, Springer, v. 91, p. 417–424, 2010. ISSN 0948-7921,1432-0487.
- VENTOSA, S. et al. The S-Transform From a Wavelet Point of View. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 56, p. 2771–2780, 2008. ISSN 1053-587X,1941-0476.
- WANG, Y.; ORCHARD, J. Fast Discrete Orthonormal Stockwell Transform. *SIAM Journal on Scientific Computing*, Society for Industrial and Applied Mathematics, v. 31, p. 4000–4012, 2009. ISSN 1064-8275,1095-7197.
- WEISSTEIN, E. W. *CRC Concise Encyclopedia of Mathematics, Second Edition*. 2. ed. [S.l.]: Chapman & Hall/CRC, 2002. ISBN 9781420035223,9781584883470,1584883472.
- WILLEMS, J. L. A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 41, p. 523–527, 1992. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- WILLEMS, J. L. Reflections on apparent power and power factor in nonsinusoidal and polyphase situations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 2, p. 835–840, April 2004. ISSN 08858977.
- WILLIAMS, J.; WU, A. Chapter 9 - simple circuitry for cellular telephone/camera flash illumination: A practical guide for successfully implementing flashlamps. In: DOBKIN, B.; WILLIAMS, J. (Ed.). *Analog Circuit Design*. Oxford: Newnes, 2013. p. 323–332. ISBN 978-0-12-397888-2.
- XI, J.; CHICHARO, J. A new algorithm for improving the accuracy of periodic signal analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 45, p. 827–831, 1996. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- YAMADA, T. High-Accuracy Estimations of Frequency, Amplitude, and Phase With a Modified DFT for Asynchronous Sampling. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 62, p. 1428–1435, 2013. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- YOON, W.-K.; DEVANEY, M. J. Power measurement using the wavelet transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 47, p. 1205–1210, 1998. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- YOON, W.-K.; DEVANEY, M. J. Reactive power measurement using the wavelet transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 49, p. 246–252, 2000. ISSN 0018-9456,1557-9662.
- ZENG, B. et al. A novel approach for harmonic parameters estimation under nonstationary situations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier Science, v. 44, p. 930–937, 2013. ISSN 0142-0615.