


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

# Filtro Ativo Trifásico Série e Filtro Híbrido *Shunt* para Melhoria da Qualidade da Energia

**Aléssio Trajano Sousa Soares Santos**

Campina Grande - PB, Brasil
2026

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

# Filtro Ativo Trifásico Série e Filtro Híbrido *Shunt* para Melhoria da Qualidade da Energia

**Aléssio Trajano Sousa Soares Santos**

**Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.**

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador:
Prof. Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina
Coorientador:
Prof. D.Sc. Jean Torelli Cardoso

Campina Grande - PB, Brasil
2026

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG
Sistema de Bibliotecas - SISTEMOTECA
Catalogação de Publicação na Fonte. UFCG - Biblioteca Central

S237f Santos, Aléssio Trajano Sousa Soares.

Filtro ativo trifásico série e filtro híbrido *Shunt* para melhoria da qualidade da energia / Aléssio Trajano Sousa Soares Santos. – 2026.

137 f. : il. color.

Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2026.

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Dr. Jean Torelli Cardoso".

Referências.

1. Filtros Ativos de Potência. 2. Qualidade da Energia. 3. Distorção Harmônica. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Cardoso, Jean Torelli. III. Título.

UFCG/BC

CDU 621.31(043.3)

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECÁRIA MEIRE EMANUELA DA SILVA MELO CRB-15/568

ALÉSSIO TRAJANO SOUSA SOARES SANTOS

**Filtro Ativo Trifásico Série e Filtro Híbrido *Shunt* para Melhoria da Qualidade da Energia**

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 31/07/2026.

**BANCA EXAMINADORA**



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr. Ing., UFCG
Orientador

gov.br Documento assinado digitalmente
JEAN TORELLI CARDOSO
Data: 10/08/2026 20:44:24-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

JEAN TORELLI CARDOSO, D.Sc., UFRPE
Coorientador

gov.br Documento assinado digitalmente
EISENHAWER DE MOURA FERNANDES
Data: 11/08/2026 09:43:11-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, D.Sc., UFCG
Examinador Interno

gov.br Documento assinado digitalmente
REUBEN PALMER REZENDE DE SOUSA
Data: 10/08/2026 15:28:18-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

REUBEN PALMER REZENDE DE SOUSA, D.Sc., UFCG
Examinador Externo

CAMPINA GRANDE - PB

# Agradecimentos

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Lino e Albaniza, pela dedicação, pelos ensinamentos e por todo o apoio durante essa caminhada. Aos meus irmãos, Alan, Luiz e Mikaely, agradeço pelo incentivo, carinho e por estarem sempre presentes.

À minha namorada, Julia, pela compreensão e incentivo e por estar ao meu lado em todos os momentos. Seu apoio tornou essa caminhada muito mais leve.

Às minhas avós, Hilda e, em especial, a minha avó Marcelina (*in memoriam*), cuja memória e carinho permanecerão para sempre em minha vida.

Ao meu tio, Luimar, e às minhas tias, Lígia e Francisca, pelo apoio e incentivo.

Aos meus orientadores, Prof. Jean e Prof. Cursino, pela confiança, orientação, disponibilidade e pelos ensinamentos compartilhados durante o desenvolvimento desta dissertação.

Ao LEIAM, pela disponibilização da infraestrutura e dos equipamentos do laboratório para a realização dos experimentos.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), pelo apoio financeiro concedido durante o mestrado.

Por fim, agradeço a todos que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho.

# Resumo

Este trabalho propõe topologias de filtros ativos de potência trifásicos como solução para a compensação de distúrbios que afetam a qualidade da energia. São estudadas duas topologias de filtros ativos série trifásicos sem transformador, baseadas em conexões de extremidade aberta e aplicáveis a sistemas a quatro fios, destinadas à compensação de distorções harmônicas de tensão, afundamentos e elevações de tensão. Além disso, é proposto um filtro ativo de potência híbrido *shunt* trifásico, também aplicável a sistemas a quatro fios, destinado à compensação de correntes harmônicas e de potência reativa. Inicialmente, é apresentado o filtro ativo de potência híbrido *shunt* trifásico a quatro fios baseado em uma estrutura grampeada em cascata de conversores de meia ponte e trifásico, que reduz o número de dispositivos semicondutores e a tensão mínima requerida nos barramentos CC. Posteriormente, são analisados os dois filtros ativos série, destacando-se uma estratégia de controle simplificada, capaz de evitar saltos de fase na tensão da carga, operar de forma independente do fator de potência da carga e eliminar a necessidade de fontes de tensão contínua para a alimentação do barramento CC. As topologias propostas são comparadas com suas estruturas de referência em termos da distorção harmônica total (THD), do número de componentes, da tensão mínima requerida nos barramentos CC e das perdas nos dispositivos semicondutores. Os modelos dos conversores, a modulação por largura de pulso e as estratégias de controle desenvolvidas são apresentados de forma detalhada. Por fim, resultados de simulação e experimentais em malha fechada comprovam a viabilidade e a eficácia das topologias propostas.

**Palavras-chave:** Filtros ativos de potência, Qualidade da energia, Distorção harmônica.

# Abstract

This work proposes three-phase active power filter topologies as a solution for compensating disturbances that affect power quality. Two transformerless three-phase series active power filter topologies are investigated, based on open-end connections and applicable to four-wire systems, for the compensation of voltage harmonic distortions, voltage sags, and voltage swells. In addition, a three-phase hybrid shunt active power filter, also applicable to four-wire systems, is proposed for the compensation of harmonic currents and reactive power. Initially, a three-phase four-wire hybrid shunt active power filter based on a cascaded clamped structure comprising half-bridge and three-phase converters is presented, reducing the number of semiconductor devices and the minimum required DC-link voltage. Subsequently, the two series active power filters are analyzed, with emphasis on a simplified control strategy capable of avoiding phase jumps in the load voltage, operating independently of the load power factor, and eliminating the need for DC voltage sources to supply the DC link. The proposed topologies are compared with their reference structures in terms of total harmonic distortion (THD), number of components, minimum required DC-link voltage, and semiconductor device losses. The converter models, pulse-width modulation techniques, and developed control strategies are presented in detail. Finally, closed-loop simulation and experimental results demonstrate the feasibility and effectiveness of the proposed topologies.

**Keywords:** Active power filters, Power quality, Harmonic distortion.

# Lista de abreviaturas e siglas

| | |
|---|---|
| APF | Filtro Ativo de Potência (*Active Power Filter*) |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| CHB | *Cascaded H-Bridge* |
| DVR | Restaurador Dinâmico de Tensão (*Dynamic Voltage Restorer*) |
| FC | *Flying Capacitor* |
| DFIG | Gerador de indução de dupla alimentação (*Doubly-Fed Induction Generator*) |
| IGBT | Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) |
| NPC | *Neutral Point Clamped* |
| PWM | Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*) |
| PI | Proporcional-integral |
| pu | Por unidade |
| PR | Proporcional-ressonante |
| PLL | Malha de captura de fase (*Phase-Locked Loop*) |
| QEE | Qualidade de Energia Elétrica |
| RMS | *Root Mean Square* |
| SAPF | Filtro Ativo de Potência Série (*Series Active Power Filter*) |
| SHAPF | Filtro Ativo de Potência *shunt* (*Shunt Active Power Filter*) |
| H-SHAPF | Filtro Ativo de Potência Híbrido *shunt* (*Hybrid Shunt Active Power Filters*) |
| THD | Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*) |
| VSI | Inversor Fonte de Tensão (*Voltage Source Inverter*) |

# Lista de tabelas


Tabela 1.1 –Classificação das variações de tensão de curta duração segundo o PRODIST - Módulo 8. . . . . 6
Tabela 1.2 –Classificação das variações de tensão de curta duração segundo a IEEE 1159-1995. . . . . 6
Tabela 1.3 –Comparação entre as estruturas de DVR a quatro fios. . . . . 13

Tabela 2.1 –Estados da chave $q_{a_j}$ e tensões $v_{a_{j0j}}$ e $v_{h_j}$. . . . . 37
Tabela 2.2 –Influência do sentido da corrente $i_{h_j}$ na potência dos barramentos CC. 37
Tabela 2.3 –Parâmetros considerados para os resultados de simulação e experimentais. 42
Tabela 2.4 –Comparação do número de componentes e da tensão mínima do barramento CC. . . . . 51
Tabela 2.5 –Comparação das perdas nos semicondutores para as topologias analisadas. 52
Tabela 2.6 –THD das correntes da rede e da corrente da carga não linear. . . . . 53

Tabela 3.1 –Parâmetros considerados para os resultados de simulação e experimentais 62
Tabela 3.2 –Parâmetros considerados para os resultados de simulação e experimentais. 75
Tabela 3.3 –Parâmetros da carga utilizados na comparação entre as topologias. . . 87
Tabela 3.4 –Comparação do número de componentes e da tensão mínima do barramento CC. 1 p.u. $= E^* = 320\,\mathrm{V}$. . . . . 89
Tabela 3.5 –THD da tensão da carga (%) sob diferentes condições de operação. . . 90
Tabela 3.6 –Perdas de potência nos semicondutores para frequência de chaveamento de 10 kHz. . . . . 92

Tabela A.1 –Estados da chave $q_1$ e tensões $v_{10}$ e $v_{12}$ . . . . . 110

Tabela D.1 –Parâmetros da carga não linear. . . . . 120

# Lista de ilustrações


Figura 1.1 –Retificador monofásico de onda completa. (a) Circuito retificador. (b) Tensão ($e_g$) e corrente ($i_g$) na rede. . . . . 6
Figura 1.2 –Afundamento de Tensão de 30%. (a) Rede trifásica com afundamento. (b) Tensões RMS em pu. . . . . 7
Figura 1.3 –Elevação de Tensão de 30%. (a) Rede trifásica com elevação nas tensões. (b) Tensões RMS em p.u. . . . . 8
Figura 1.4 –Circuito equivalente do DVR. . . . . 9
Figura 1.5 –Estrutura convencional do DVR trifásico a três fios. . . . . 11
Figura 1.6 –Estrutura convencional do DVR trifásico a quatro fios: (a) Conexão com braço auxiliar. (b) Conexão com barramento CC dividido. . . . . 12
Figura 1.7 –DVR com transformador de alta frequência. . . . . 15
Figura 1.8 –DVR sem transformador. . . . . 17
Figura 1.9 –Filtro ativo série sem transformador (2L-SAPF). . . . . 19
Figura 1.10 –Filtro ativo série sem transformador baseado em extremidade aberta. . 20
Figura 1.11 –Circuito equivalente do SHAPF. . . . . 20
Figura 1.12 –Estrutura convencional do SHAPF a três fios. . . . . 22
Figura 1.13 –Estrutura convencional do SHAPF a quatro fios: (a) Barramento CC dividido; (b) Braço auxiliar. . . . . 22
Figura 1.14 –SHAPF de cinco níveis. . . . . 24
Figura 1.15 –Topologia 10L-SHAPF. . . . . 25
Figura 1.16 –Circuito equivalente do H-SHAPF em série. . . . . 27

Figura 2.1 –Conversor 6LH-SHAPF proposto. . . . . 31
Figura 2.2 –Circuito equivalente da topologia 6LH-SHAPF. . . . . 33
Figura 2.3 –Tensão mínima dos barramentos CC para diferentes valores de potência ativa e fator de potência. . . . . 38
Figura 2.4 –Diagrama de controle da topologia proposta. . . . . 39
Figura 2.5 –Resultados de simulação do conversor operando com carga linear. (a) Tensão e corrente da rede na fase 1. (b) Correntes da rede. (c) Tensões dos barramentos CC. . . . . 44
Figura 2.6 –Resultados de simulação do conversor operando com carga linear. (a) Correntes da rede. (b) Correntes da carga. (c) Correntes do conversor. . 44
Figura 2.7 –Resultados de simulação durante a conexão da carga não linear. (a) Tensões dos barramentos CC. (b) Correntes da rede. (c) Correntes do conversor. (d) Corrente da carga não linear. . . . . 45

Figura 2.8 –Resultados de simulação em regime permanente após a conexão da carga não linear. (a) Tensões dos barramentos CC. (b) Correntes da rede. (c) Corrente da carga não linear. . . . . 45
Figura 2.9 –Bancada experimental para o conversor 6LH-SHAPF. . . . . 46
Figura 2.10 –Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensão da rede da fase 1 e correntes da rede. . . . . 47
Figura 2.11 –Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensão e corrente da fase 1, corrente da rede na fase 2 e corrente da carga linear na fase 1. . . . . 48
Figura 2.12 –Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensão do barramento CC da fase 2, corrente do conversor na fase 1 e correntes da rede nas fases 1 e 2. . . . . 48
Figura 2.13 –Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensões dos barramentos CC das fases 1 e 2 e correntes da rede nas fases 1 e 2. . . . . 49
Figura 2.14 –Resultados experimentais durante o transitório de conexão da carga não linear. Tensão do barramento CC da fase 1, corrente do retificador e correntes da rede nas fases 1 e 2. . . . . 49
Figura 2.15 –Resultados experimentais em regime permanente com cargas linear e não linear. Tensão do barramento CC da fase 1, corrente do retificador e correntes da rede nas fases 1 e 2. . . . . 50
Figura 2.16 –Resultados experimentais em regime permanente com cargas linear e não linear. Tensões dos barramentos CC da fase 1 e do conversor trifásico, corrente do retificador e corrente da rede na fase 1. . . . . 50

Figura 3.1 –Topologia proposta 6L-SAPF. . . . . 56
Figura 3.2 –Circuito equivalente da topologia 6L-SAPF. . . . . 57
Figura 3.3 –Fluxograma de operação da chave $q_x$. . . . . 60
Figura 3.4 –Diagrama de controle da topologia proposta. . . . . 60
Figura 3.5 –Resultados de simulação do conversor operando sob condições de distorção harmônica na tensão da rede. (a) Tensões da rede com THD de 35,50% e tensão do barramento CC. (b) Espectro de frequência das tensões da rede. (c) Tensões da carga com THD de 3,10%. (d) Espectro de frequência das tensões da carga. . . . . 64
Figura 3.6 –Conversor operando sob condição nominal e afundamento equilibrado de tensão de 30%. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões da carga. (c) Corrente da fase 1 do conversor em paralelo. . . . . 64
Figura 3.7 –Conversor operando sob elevação equilibrada de tensão de 70%. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões da carga. (c) Corrente da fase 1 do conversor em paralelo. . . . . 65

Figura 3.8 – Conversor operando sob elevação desequilibrada de tensão. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões da carga. (c) Corrente da fase 1 do conversor em paralelo. . . . . 65
Figura 3.9 – Resultados de simulação para o degrau de carga. (a) Tensões da carga. (b) Correntes da carga. . . . . 66
Figura 3.10 – Resultado experimental da topologia proposta operando em condições nominais. Tensão da rede na fase 1, corrente do conversor em paralelo na fase 1 e tensões da carga nas fases 1 e 3. . . . . 68
Figura 3.11 – Resultado experimental da topologia proposta operando durante um afundamento de tensão de 30%. Tensão da rede na fase 1, corrente do conversor em paralelo na fase 1 e tensões da carga nas fases 1 e 3. . . . 68
Figura 3.12 – Resultado experimental da topologia proposta operando após um afundamento de tensão de 30%. Tensão da rede na fase 1, corrente do conversor em paralelo na fase 1 e tensões da carga nas fases 1 e 3. . . . 69
Figura 3.13 – Resultado experimental da topologia proposta operando sob degrau de carga. . . . . 69
Figura 3.14 – Topologia proposta 7L-SAPF. . . . . 70
Figura 3.15 – Circuito equivalente da topologia 7L-SAPF. . . . . 71
Figura 3.16 – Diagrama de controle da topologia proposta. . . . . 73
Figura 3.17 – Fluxograma da operação da referência de tensão do barramento CC. . 74
Figura 3.18 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de distorção harmônica nas tensões da rede. (a) Tensões da rede com THD de 35,50% e tensão do barramento CC. (b) Espectro de frequência das tensões da rede. (c) Tensões da carga após a compensação, com THD de 0,83%. (d) Espectro de frequência das tensões da carga. . . . . 77
Figura 3.19 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições nominais e de afundamento de tensão. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões na carga. (c) Corrente no conversor em paralelo na fase 1. . 77
Figura 3.20 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de elevação das tensões da rede. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões na carga. . . . . 78
Figura 3.21 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de distúrbios desequilibrados nas tensões da rede. (a) Tensões da rede e tensão do barramento CC. (b) Tensões na carga. . . . . 78
Figura 3.22 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de elevação de tensão e retorno à condição nominal. (a) Tensões da rede e tensão do barramento CC. (b) Tensões na carga. . . . . 79
Figura 3.23 – Bancada experimental para o conversor 7L-SAPF. . . . . 80

Figura 3.24 – Resultado experimental da topologia proposta operando em condições nominais. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e corrente no conversor em paralelo na fase 1. . . . . 82
Figura 3.25 – Resultado experimental da topologia proposta operando sob transitório de afundamento de 50%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e corrente no conversor em paralelo na fase 1. . . . . 82
Figura 3.26 – Resultado experimental da topologia proposta durante o transitório de afundamento de 50%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC. . . . . 83
Figura 3.27 – Resultado experimental da topologia proposta operando em regime permanente sob afundamento de 50%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC. . . . . 83
Figura 3.28 – Resultado experimental da topologia proposta operando sob transitório de elevação de tensão de 70%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC. . . . . 84
Figura 3.29 – Resultado experimental da topologia proposta operando em regime permanente sob elevação de tensão de 70%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC. . . . . 84
Figura 3.30 – Resultado experimental da topologia proposta durante o retorno às condições nominais. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC. . . . . 85
Figura 3.31 – Tensão requerida pelo conversor série. (a) Topologias propostas. (b) 2L-SAPF. . . . . 88

Figura A.1 – Inversor Monofásico Ponte Completa e sua representação simplificada. . 109
Figura A.2 – Inversor Grampeado. (a) Estrutura grampeada. (b) Forma de onda da tensão de saída $v_{12}$. . . . . 110
Figura A.3 – Inversor trifásico de dois níveis. . . . . 111

Figura B.1 – Diagrama simplificado do sistema de controle em cascata. . . . . 112

Figura C.1 – Formas de onda da tensão e da corrente no indutor. . . . . 118

Figura D.1 – Retificador monofásico a diodos utilizado como carga não linear. . . . . 120
Figura D.2 – Espectro em frequência da corrente da carga não linear, da corrente da rede e do quarto fio. . . . . 121

Figura E.1 – Conversor multinível. (a) Exemplo de conversor CHB. (b) Níveis de tensão na saída $v_0$. . . . . 123

# Sumário


**1 Introdução . . . . . 1**

1.1 Localização do Tema . . . . . 1

1.2 Distúrbios na rede elétrica . . . . . 4

1.2.1 Distorção harmônica total . . . . . 4

1.2.2 Distúrbios de amplitude . . . . . 6

1.2.2.1 Afundamento de tensão . . . . . 7

1.2.2.2 Elevação de tensão . . . . . 8

1.3 Revisão bibliográfica . . . . . 8

1.3.1 Compensadores série . . . . . 9

1.3.1.1 DVR convencional trifásico de três e quatro fios . . . . . 9

1.3.1.2 Filtros ativos de potência em série . . . . . 13

1.3.2 Compensadores série com transformadores de alta frequência . . . . 14

1.3.3 Compensadores série sem transformadores . . . . . 17

1.3.4 Filtros ativos de potência *shunt* . . . . . 20

1.3.4.1 SHAPF convencional de três e quatro fios . . . . . 21

1.3.4.2 SHAPF multinível . . . . . 23

1.3.4.3 Filtro ativo híbrido *shunt* . . . . . 26

1.4 Contribuições e Objetivos da Dissertação . . . . . 27

1.5 Produção Científica . . . . . 28

1.6 Organização do trabalho . . . . . 29

**2 Filtro Ativo de Potência Híbrido *Shunt* Trifásico a Quatro Fios Baseado em Estrutura Grampeada em Cascata de Conversores de Meia Ponte e Trifásico . . . . . 30**

2.1 Introdução . . . . . 30

2.2 Modelo do conversor . . . . . 32

2.3 Modulação por largura de pulso (PWM) . . . . . 35

2.4 Projeto dos capacitores dos conversores em meia ponte grampeados . . . . 36

2.5 Carga e descarga dos barramentos CC . . . . . 36

2.6 Tensão mínima dos barramentos CC . . . . . 37

2.7 Estratégia de controle . . . . . 38

2.8 Modelo das plantas . . . . . 40

2.8.1 Planta de corrente . . . . . 40

2.8.2 Planta de tensão . . . . . 40

2.9 Resultados . . . . . 42

2.9.1 Resultados de simulação . . . . . 43
2.9.2 Resultados experimentais . . . . . 46
2.10 Comparação entre as topologias 10L-SHAPF e 6LH-SHAPF . . . . . 51
2.10.1 Número de componentes e tensão mínima do barramento CC . . . . 51
2.10.2 Perdas de potência nos semicondutores . . . . . 51
2.10.3 Análise da distorção harmônica . . . . . 53
2.11 Conclusão . . . . . 53

**3 Filtros Ativos de Potência Série Trifásicos sem Transformador Baseados em Conexões de Extremidade Aberta . . . . . 55**
3.1 Introdução . . . . . 55
3.2 Topologia 6L-SAPF . . . . . 56
3.2.1 Modelo do conversor . . . . . 56
3.2.1.1 Equações para $q_x$ fechada . . . . . 58
3.2.1.2 Equações para $q_x$ aberta . . . . . 58
3.2.2 Modulação por largura de pulso (PWM) . . . . . 59
3.2.2.1 Condições nominais e afundamentos de tensão . . . . . 59
3.2.2.2 Condição de elevação de tensão . . . . . 59
3.2.3 Estratégia de controle . . . . . 60
3.3 Resultados . . . . . 61
3.3.1 Resultados de simulação . . . . . 61
3.3.2 Resultados experimentais . . . . . 67
3.4 Topologia 7L-SAPF . . . . . 70
3.4.1 Modelo do conversor . . . . . 70
3.4.2 Modulação por largura de pulso . . . . . 72
3.4.3 Estratégia de controle . . . . . 72
3.5 Resultados . . . . . 74
3.5.1 Resultados de simulação . . . . . 75
3.5.2 Resultados experimentais . . . . . 80
3.6 Modelos das plantas dos conversores 6L/7L-SAPF . . . . . 86
3.6.1 Planta de corrente . . . . . 86
3.6.2 Planta de tensão . . . . . 86
3.7 Comparação entre as topologias propostas e 2L-SAPF . . . . . 87
3.7.1 Restrições de operação . . . . . 87
3.7.2 Número de componentes e tensão mínima do barramento CC . . . . 89
3.7.3 Análise da distorção harmônica (THD) . . . . . 89
3.7.4 Perdas de potência nos semicondutores . . . . . 90
3.8 Conclusão . . . . . 93

**4 Conclusões e Trabalhos Futuros . . . . . 94**

4.1 Conclusões Gerais . . . . . 94
4.2 Trabalhos Futuros . . . . . 95

**Referências . . . . . 96**

**APÊNDICE A Inversores Fonte de Tensão . . . . . 109**

**APÊNDICE B Projeto dos Controladores . . . . . 112**
B.1 Topologias 6L/7L-SAPF . . . . . 113
B.1.1 Malha de corrente . . . . . 113
B.1.2 Malha de tensão . . . . . 115
B.2 Topologia 6LH-SHAPF . . . . . 115
B.2.1 Malha de corrente . . . . . 116
B.2.2 Malha de tensão . . . . . 116

**APÊNDICE C Projeto dos Filtros Passivos . . . . . 117**
C.1 Projeto do indutor . . . . . 117
C.2 Projeto do capacitor . . . . . 118

**APÊNDICE D Descrição da Carga não Linear . . . . . 120**

**APÊNDICE E Conversores Multiníveis . . . . . 122**

Capítulo 1

# Introdução

## 1.1 Localização do Tema

A Qualidade de Energia Elétrica (QEE) é definida como a capacidade do sistema elétrico de manter a amplitude e a frequência da tensão e da corrente próximas aos seus valores nominais, com formas de onda semelhantes a uma senoide pura e baixos níveis de distorção, de modo a garantir a operação adequada, a continuidade e a confiabilidade dos sistemas elétricos (LI; LV; ZHANG, 2019). Assegurar uma elevada QEE é essencial para o correto funcionamento de cargas sensíveis, como equipamentos médicos, computadores e máquinas industriais, que possuem uma faixa operacional de tensão tecnicamente restrita (SIMBOLON; RAJAGUKGUK, 2024; ELTAMALY et al., 2018; TEJA et al., 2023). Dessa forma, para garantir a operação contínua desses equipamentos, a rede elétrica deve fornecer energia em conformidade com os valores nominais exigidos pelas cargas (KUNCORO; GARNIWA, 2018; ALI et al., 2024; MONTOYA et al., 2018). Em sistemas de distribuição de energia, existem diversos distúrbios que afetam a qualidade da energia elétrica, destacando-se as distorções harmônicas e os distúrbios de amplitude de curta duração, como afundamentos e elevações de tensão (V et al., 2024).

Além dos distúrbios relacionados à tensão e às distorções harmônicas, sistemas trifásicos a três fios e a quatro fios também podem apresentar elevada demanda de potência reativa e desequilíbrios de carga (KANASE; JADHAV, 2022). Em sistemas trifásicos a quatro fios, destaca-se ainda a presença de corrente excessiva no condutor neutro, principalmente em decorrência de desequilíbrios de carga e da circulação de harmônicos de terceira ordem. Esses harmônicos tendem a se somar no condutor neutro, podendo provocar sobreaquecimento e degradação dos condutores (SREENIVASARAO; AGARWAL; DAS, 2012; CUNILL; SAINZ; MESAS, 2013; JADEJA et al., 2018). Nesse contexto, com o objetivo de mitigar esses problemas e melhorar a QEE, os filtros passivos foram amplamente

utilizados em sistemas elétricos (BISWAS et al., 2023). Essas estruturas são constituídas por combinações de capacitores, indutores e resistores sintonizados em frequências específicas. Nessas frequências de sintonia, os filtros apresentam baixa impedância, proporcionando um caminho preferencial para a circulação das correntes harmônicas e, consequentemente, reduzindo sua propagação pela rede elétrica (CHAUHAN; THAKUR, 2016; BETT; MAINA; HINGA, 2020). Contudo, esse tipo de filtro apresenta algumas desvantagens, como a possibilidade de ressonância com a rede elétrica e o caráter fixo da compensação, o que limita sua eficácia diante de variações nas condições de operação do sistema (ANINDYA; ZARO; POPESCU, 2025).

Para superar as limitações associadas aos filtros passivos, filtros ativos (APF, do ingles, *Active Power Filter*) baseados em eletrônica de potência têm sido amplamente investigados na literatura. Esses filtros podem apresentar configuração série ou paralela, sendo a escolha da estrutura dependente da origem dos distúrbios presentes no sistema (JALIL; AMIRI, 2020). Entre as topologias mais conhecidas destacam-se o Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR, do inglês, *Dynamic Voltage Restorer*) (TEJA et al., 2023; AIMUN; MANJULA, 2026), bem como os Filtros Ativos de Potência Série (SAPF, do inglês, *Series Active Power Filter*) (WANG et al., 2020; KALYAN; RAO; GAWRE, 2020; ÇAKAR et al., 2025) e *shunt* (SHAPF, do inglês, *Shunt Active Power Filter*) (YUSUF et al., 2024; HAJJEJ et al., 2026).

Os Restauradores dinâmicos de tensão e os filtros ativos série são classificados como compensadores série, sendo empregados principalmente na compensação de distúrbios relacionados à amplitude da tensão e à presença de harmônicos de tensão. Esses equipamentos atuam na proteção de cargas sensíveis, mantendo a tensão de alimentação dessas cargas com amplitude nominal, frequência fundamental e reduzidos níveis de distorção (ASSIS et al., 2024). Ambas as estruturas apresentam princípios de operação semelhantes, nos quais uma tensão de compensação é injetada em série entre a rede elétrica e a carga no ponto de acoplamento comum (PAC), geralmente por meio de transformadores de injeção operando na frequência fundamental da rede.

Por sua vez, os filtros ativos de potência *shunt* são amplamente utilizados para a compensação de correntes harmônicas geradas por cargas não lineares, correntes no condutor neutro, correção do fator de potência e balanceamento das correntes da rede. Esses dispositivos são conectados em paralelo ao sistema elétrico e operam por meio da injeção de correntes de compensação, de modo a cancelar as componentes indesejadas da corrente da carga. Como resultado, as correntes da rede tornam-se praticamente senoidais, equilibradas e em fase com a tensão fundamental, contribuindo para a melhoria do fator de potência (ARROZY et al., 2025; SILVEIRA et al., 2017).

Tanto os compensadores série quanto os filtros *shunt* são normalmente implementados por meio de conversores eletrônicos de potência, sendo o inversor fonte de tensão de

dois níveis (VSI, do inglês, *Voltage Source Inverter*) a estrutura mais empregada. O VSI é responsável por sintetizar tensões CA com amplitude e frequência controláveis a partir de uma fonte CC (SEERSHAK et al., 2022; SOOMRO et al., 2021). Em aplicações de filtros ativos conectados a sistemas trifásicos a quatro fios, existem duas configurações básicas para a conexão do condutor neutro ao VSI. A primeira utiliza um barramento CC dividido por capacitores, cujo ponto médio é empregado como conexão do neutro. A segunda adiciona um braço auxiliar ao conversor, permitindo a conexão direta do quarto fio. Cada uma dessas configurações apresenta vantagens e limitações relacionadas, principalmente, à capacidade de compensação, ao equilíbrio e à ondulação das tensões do barramento CC e à complexidade de controle, conforme discutido em (MOGHASSEMI; PADMANABAN, 2020).

Embora amplamente utilizado, o VSI convencional de dois níveis apresenta limitações em aplicações de média e alta tensão, uma vez que os dispositivos semicondutores devem suportar elevadas tensões de bloqueio. Além disso, o reduzido número de níveis da tensão sintetizada resulta em maior distorção harmônica (SAIF et al., 2024). Diante disso, diversas topologias multiníveis têm sido propostas para aplicação em filtros ativos de potência, com o objetivo de melhorar a qualidade da forma de onda sintetizada e reduzir a distorção harmônica (BISWAS et al., 2025). Dentre essas topologias, destaca-se a estrutura em ponte H em cascata (CHB, do inglês, *Cascaded H-Bridge*), amplamente investigada na literatura (SALEH; MAHMOUD, 2021; ZHANG et al., 2024). Essas soluções apresentam vantagens significativas, como a redução da distorção harmônica da tensão de saída e a redução dos esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores (NOMAN et al., 2022). Entretanto, em alguns casos, tais estruturas demandam um maior número de componentes, além de estratégias de modulação e controle mais complexas (NV; T, 2023).

Além das topologias multiníveis, soluções baseadas no conceito de extremidade aberta (*open-end*) também têm sido amplamente investigadas na literatura, especialmente em compensadores série (SANTOS; CARLOS; JACOBINA, 2011; CARLOS et al., 2015; CARLOS et al., 2018). Essa configuração é particularmente atrativa, pois permite a síntese de tensões multiníveis sem a necessidade de empregar conversores multiníveis convencionais. Dessa forma, torna-se possível reduzir a complexidade estrutural do sistema, mantendo elevada qualidade das tensões de compensação.

Apesar do elevado desempenho, os filtros ativos apresentam algumas limitações, como alto custo de implementação, maiores perdas por chaveamento, elevada potência processada e, em diversas aplicações, a necessidade de altos níveis de tensão no barramento CC (SOU; MARTINS; LAM, 2025; BISWAS et al., 2023). Em razão dessas limitações, os filtros ativos híbridos têm sido amplamente empregados, sobretudo em aplicações de média e alta potência (AKAGI, 2005; DU; ZHAO; XU, 2022). Essas estruturas resultam da associação entre filtros passivos, geralmente do tipo LC, e filtros ativos. Diversas

configurações têm sido propostas na literatura. Entre elas, destacam-se aquelas em que o filtro passivo LC é conectado em série com o filtro ativo, permitindo reduzir a potência processada pelo conversor e, consequentemente, a tensão requerida no barramento CC.

Diante do exposto, este trabalho propõe topologias de filtros ativos de potência trifásicos a quatro fios destinadas à melhoria da qualidade da energia elétrica. Inicialmente, é proposto o filtro ativo de potência híbrido *shunt* trifásico a quatro fios baseado em estrutura grampeada em cascata de conversores de meia ponte e trifásico. Essa topologia apresenta como principal característica a redução do número de dispositivos semicondutores e da tensão requerida nos barramentos CC. Posteriormente, são propostas duas topologias de filtros ativos de potência série trifásicos sem transformador de baixa frequência, baseadas em conexões de extremidade aberta (*open-end*), aplicáveis a sistemas a quatro fios e destinadas à compensação de distorções harmônicas de tensão e distúrbios de amplitude equilibrados e desequilibrados.

## 1.2 Distúrbios na rede elétrica

A qualidade da energia elétrica tem se tornado um aspecto cada vez mais relevante, principalmente devido à crescente sensibilidade dos equipamentos modernos às variações do sistema elétrico (CARDOSO et al., 2024). Com o objetivo de classificar e padronizar os distúrbios da rede elétrica que afetam diretamente a QEE, a norma IEEE 1159-1995, "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electrical Power Quality", estabeleceu definições e critérios para a caracterização desses distúrbios.

Nesse contexto, esta seção apresenta os principais distúrbios que afetam a qualidade da energia elétrica, com o objetivo de classificá-los e caracterizá-los. Tais distúrbios são utilizados como referência para a realização dos testes de simulação e experimentais desenvolvidos neste trabalho, permitindo a avaliação do desempenho e viabilidade das topologias propostas sob diferentes condições de operação.

### 1.2.1 Distorção harmônica total

Os harmônicos são componentes de tensão ou corrente cujas frequências correspondem a múltiplos inteiros da frequência fundamental da rede elétrica. A distorção harmônica, por sua vez, ocorre quando a forma de onda da tensão ou da corrente é modificada pela superposição desses componentes, sendo normalmente quantificada pelo índice de Distorção Harmônica Total (THD, do inglês, *Total Harmonic Distortion*), definido pela Equação (1.1).

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{N} X_n^2}}{X_1} \times 100, \tag{1.1}$$

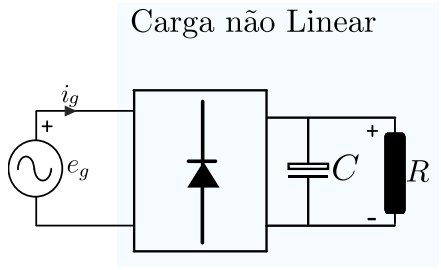
em que $X_n$ representa a amplitude eficaz da componente harmônica de ordem $n$, $N$ corresponde à quantidade de harmônicos considerados e $X_1$ representa a amplitude eficaz da componente fundamental da variável medida. As cargas não lineares, como retificadores, fontes chaveadas e acionamentos de velocidade variável, são reconhecidas como as principais fontes desse tipo de distorção em sistemas modernos de distribuição de energia (ANINDYA; ZARO; POPESCU, 2025; KHERGADE et al., 2020). Essas cargas possuem a característica de não consumirem corrente totalmente senoidal, mesmo quando alimentadas por uma tensão senoidal (KAUR; BATH, 2025; BETT; MAINA; HINGA, 2020).

As correntes harmônicas, ao circularem pelas impedâncias da rede, provocam quedas de tensão distorcidas que se propagam por todo o sistema elétrico, ocasionando o aumento da THD de tensão e afetando, inclusive, cargas lineares conectadas ao mesmo ponto de acoplamento comum (BAGI; KUDCHI; BAGEWADI, 2020; MICHALEC et al., 2021). Ademais, a presença de distorções harmônicas nos sistemas elétricos ocasiona diversos impactos negativos, tais como o aumento das perdas elétricas, o aquecimento de transformadores, cabos e demais equipamentos da rede, a ocorrência de problemas de ressonância, bem como o mau funcionamento de dispositivos de proteção. Esses efeitos contribuem para a redução do fator de potência e comprometem a confiabilidade do sistema elétrico e a vida útil dos equipamentos conectados à rede (ALI et al., 2024; PATIL; METRI, 2017; JÚNIOR; JACOBINA; FABRICIO, 2023).

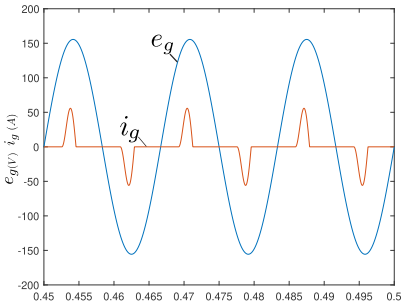
Além disso, pode-se destacar que, em sistemas trifásicos a quatro fios, um dos principais problemas relacionados à qualidade da energia elétrica está associado à circulação de corrente no condutor neutro. Em condições de carga balanceada e linear, a corrente no neutro é idealmente nula. No entanto, na presença de cargas não lineares e/ou desequilibradas, surgem correntes significativas nesse condutor, aumentando o estresse térmico no neutro e nos demais dispositivos do sistema elétrico (RADZI; ISMAIL; AZIZAN, 2025; BEZERRA et al., 2023).

Para exemplificar a distorção harmônica em um sistema, a Figura 1.1(a) ilustra um retificador monofásico de onda completa com capacitor de filtro e uma carga resistiva genérica, o qual constitui uma fonte típica de correntes com elevada distorção harmônica. A Figura 1.1(b) ilustra as formas de onda da tensão da rede ($e_g$) e da corrente de entrada ($i_g$). Observa-se que, embora $e_g$ apresente uma forma de onda senoidal, a corrente $i_g$ possui uma forma de onda fortemente não senoidal. Conforme discutido anteriormente, esse comportamento é característico de cargas não lineares. Como consequência, a corrente contém componentes harmônicas, resultando no aumento da THD.

Figura 1.1 – Retificador monofásico de onda completa. (a) Circuito retificador. (b) Tensão ($e_g$) e corrente ($i_g$) na rede.




(a)




(b)

### 1.2.2 Distúrbios de amplitude

O afundamento de tensão e a elevação de tensão são distúrbios de amplitude caracterizados pela variação da magnitude eficaz da tensão da rede elétrica durante um curto intervalo de tempo. A norma IEEE 1159-1995 estabelece a classificação desses distúrbios com base em sua magnitude e duração, categorizando-os em eventos instantâneos, momentâneos e temporários. No contexto brasileiro, os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica (DISTRIBUIÇÃO, 2010), classifica as variações de tensão de curta duração em eventos momentâneos e temporários, definindo os respectivos intervalos de duração e faixas de magnitude. A Tabela 1.1 apresenta a classificação adotada pelo PRODIST, enquanto a Tabela 1.2 apresenta a classificação correspondente segundo a IEEE 1159-1995.

Tabela 1.1 – Classificação das variações de tensão de curta duração segundo o PRODIST - Módulo 8.

| **Classificação** | | **Magnitude ($k$)** | **Duração ($t$)** |
|---|---|---|---|
| Momentânea | Afundamento | $0.1\text{ pu} \leq k < 0.9\text{ pu}$ | $1\text{ ciclo} < t \leq 3\text{ s}$ |
| | Elevação | $k > 1.1\text{ pu}$ | |
| Temporária | Afundamento | $0.1\text{ pu} \leq k < 0.9\text{ pu}$ | $3\text{ s} < t \leq 60\text{ s}$ |
| | Elevação | $k > 1.1\text{ pu}$ | |

Tabela 1.2 – Classificação das variações de tensão de curta duração segundo a IEEE 1159-1995.

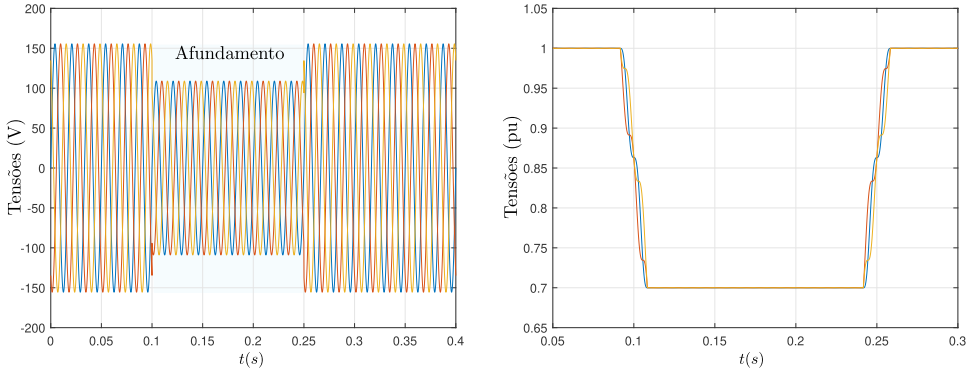
| **Classificação** | | **Magnitude ($k$)** | **Duração ($t$)** |
|---|---|---|---|
| Instantânea | Afundamento | $0.1\text{ pu} \leq k < 0.9\text{ pu}$ | $0.5\text{ ciclo} < t \leq 30\text{ ciclos}$ |
| | Elevação | $1.1\text{ pu} < k \leq 1.8\text{ pu}$ | |
| Momentânea | Afundamento | $0.1\text{ pu} \leq k < 0.9\text{ pu}$ | $30\text{ ciclos} < t \leq 3\text{ s}$ |
| | Elevação | $1.1\text{ pu} < k \leq 1.4\text{ pu}$ | |
| Temporária | Afundamento | $0.1\text{ pu} \leq k < 0.9\text{ pu}$ | $3\text{ s} < t \leq 60\text{ s}$ |
| | Elevação | $1.1\text{ pu} < k \leq 1.2\text{ pu}$ | |

#### 1.2.2.1 Afundamento de tensão

O afundamento de tensão (também conhecido como *sag*) é um distúrbio de curta duração na rede elétrica, caracterizado por uma redução abrupta entre 10 e 90% do valor eficaz da tensão nominal, com duração típica de meio ciclo a um minuto (PATRA et al., 2023; ITAL; BORAKHADE, 2016). O afundamento não provoca a interrupção total do fornecimento de energia, mas é considerado um dos distúrbios mais críticos e frequentes na indústria moderna, pois provoca a parada não programada de processos produtivos sensíveis, como aqueles controlados por robôs industriais, resultando em significativas perdas financeiras (PUTYNKOWSKI et al., 2021; LI et al., 2020; KUNCORO; GARNIWA, 2018). Além disso, os afundamentos de tensão representam mais de 90% das ocorrências relacionadas à QEE (CHEN et al., 2021).

Suas principais causas estão associadas a fenômenos que produzem elevadas correntes transitórias na rede elétrica, tais como faltas. A ocorrência dessas faltas em qualquer ponto do sistema elétrico de potência, mesmo quando rapidamente eliminadas pelos dispositivos de proteção, pode provocar afundamentos de tensão que se propagam ao longo da rede, afetando consumidores tanto próximos quanto distantes (LIU et al., 2018; TAO et al., 2015). A partida de grandes motores de indução também constitui uma causa relevante de afundamentos de tensão, uma vez que a corrente de partida pode atingir valores entre cinco e sete vezes a corrente nominal, provocando afundamento de tensão nos alimentadores (LI; CHOI; VILATHGAMUWA, 2005; NAVARRO et al., 2013). Além disso, a energização de transformadores de potência, uma operação comum em sistemas elétricos, pode gerar elevadas correntes de *inrush* que, devido à alta magnitude e ao elevado conteúdo harmônico, provocam afundamentos de tensão locais e deterioram a qualidade da energia elétrica (KONUHOVA, 2025; TOKIĆ; UGLEŠIĆ, 2010). Portanto, o monitoramento e a compensação desse distúrbio são essenciais para a confiabilidade e eficiência dos sistemas elétricos contemporâneos. A Figura 1.2(a) ilustra um exemplo de um afundamento de tensão equilibrado ($0,1 < t < 0,25s$) em uma rede trifásica. Por fim, a Figura 1.2(b) apresenta as tensões eficazes correspondentes em p.u.

Figura 1.2 – Afundamento de Tensão de 30%. (a) Rede trifásica com afundamento. (b) Tensões RMS em pu.



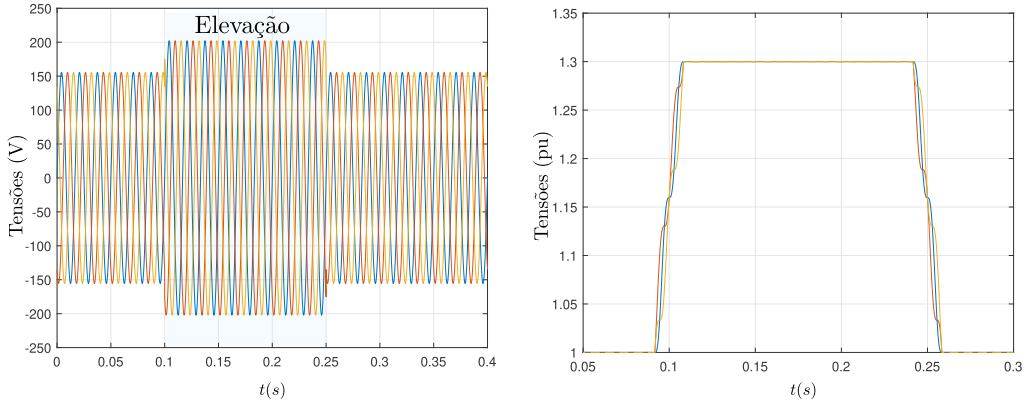
#### 1.2.2.2 Elevação de tensão

A elevação de tensão (*swell*) também é um distúrbio de curta duração (entre meio ciclo e um minuto), caracterizado pelo aumento do valor eficaz da tensão da rede para níveis entre 1,1 e 1,8 p.u (KISWANTONO; PRASETYO et al., 2018). Por exemplo, quando a elevação de tensão ultrapassa os níveis nominais suportados por equipamentos eletrônicos sensíveis, podem ocorrer danos irreversíveis em circuitos integrados e em outros componentes, comprometendo seu funcionamento ou tornando-os totalmente inoperantes (TYAGI; KHAN; GUPTA, 2024).

O *swell* é geralmente causado por mudanças repentinas na carga do sistema, ou pela desconexão de cargas que demandam elevadas correntes (SIMBOLON; RAJAGUKGUK, 2024). Segundo (PRASAD; AKELLA, 2016), as principais consequências da elevação de tensão estão relacionadas à interferência em sinais de comunicação, à perda de precisão e ao mau funcionamento de equipamentos de medição e controle, bem como à operação incorreta de dispositivos elétricos de baixa tensão.

A Figura 1.3(a) ilustra um exemplo de uma elevação de tensão equilibrada de 30% $(0,1 < t < 0,25s)$ em uma rede trifásica. A Figura 1.3(b) apresenta as tensões RMS em p.u.

Figura 1.3 – Elevação de Tensão de 30%. (a) Rede trifásica com elevação nas tensões. (b) Tensões RMS em p.u.




## 1.3 Revisão bibliográfica

Esta seção apresenta o estado da arte das áreas de aplicação abordadas neste trabalho. Algumas estruturas convencionais são destacadas, uma vez que parte delas será retomada nos capítulos seguintes para fins de comparação.

### 1.3.1 Compensadores série

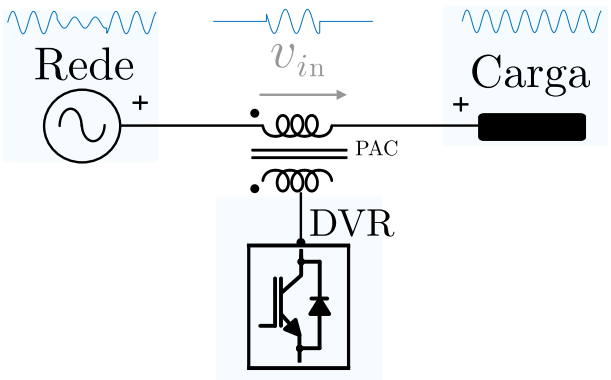
Para manter uma alta qualidade da energia elétrica e garantir a operação confiável dos equipamentos conectados à rede, compensadores série são amplamente utilizados na compensação de distúrbios de tensão, tais como afundamentos, elevações e distorções harmônicas. Esses dispositivos são classificados, basicamente, em duas categorias: o Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR) e o Filtro Ativo de Potência Série (SAPF) (JAVADI et al., 2012). Esses dispositivos possuem estruturas semelhantes. Dependendo da aplicação e das características do sistema elétrico em que são instalados, eles podem ser implementados em configurações monofásicas ou trifásicas, de três ou quatro fios. Nesta revisão, o foco será direcionado aos compensadores série trifásicos de três e quatro fios.

#### 1.3.1.1 DVR convencional trifásico de três e quatro fios

O DVR é um dispositivo baseado em eletrônica de potência utilizado principalmente para compensar afundamentos e elevações de tensão. Esse equipamento é conectado em série entre a rede elétrica e a carga, geralmente no ponto de acoplamento comum (PAC), com o objetivo de proteger cargas críticas contra distúrbios provenientes da rede e garantir a continuidade da operação de equipamentos sensíveis (VADI; COLAK; BAYINDIR, 2024).

Quando um afundamento ou uma elevação de tensão é detectado, o DVR sintetiza e injeta uma tensão compensatória ($v_{in}$) em série com a rede elétrica, de modo que a soma vetorial entre a tensão da rede e a tensão injetada resulte na tensão desejada na carga. Dessa forma, o dispositivo é capaz de manter a tensão da carga próxima ao seu valor nominal, mesmo na presença de distúrbios na rede elétrica (SHUFIAN et al., 2025). A Figura 1.4 ilustra o circuito equivalente de um DVR conectado entre a rede elétrica e a carga.

Figura 1.4 – Circuito equivalente do DVR.




O primeiro DVR instalado comercialmente foi implementado em 1996, nos Estados Unidos. O equipamento foi desenvolvido pelo *Electric Power Research Institute* (EPRI) e fabricado pela Westinghouse. Conforme relatado em (WOODLEY; MORGAN; SUNDARAM, 1999), o dispositivo foi conectado a um alimentador de 12,47 kV com o objetivo

de proteger uma carga crítica de uma indústria têxtil contra afundamentos de tensão provenientes do sistema de distribuição. Os resultados obtidos demonstraram a viabilidade do sistema em condições reais de operação. Em um dos eventos registrados, caracterizado por um afundamento bifásico de aproximadamente 13% e duração de sete ciclos, o DVR restaurou a tensão da carga para 1 p.u. Os autores também relataram a ocorrência de um afundamento mais severo, durante o qual a tensão da rede atingiu apenas 0,22 p.u. Nessa condição, o DVR operou próximo à sua máxima capacidade de compensação, sendo necessária a injeção de uma tensão correspondente a 53% da tensão nominal.

A partir desse marco inicial, diversos trabalhos passaram a ser desenvolvidos com o objetivo de aprimorar as estratégias de controle e melhorar o desempenho dos DVRs (NIELSEN et al., 2003; BOONCHIAM; MITHULANANTHAN, 2006; RUILIN; YUEGEN, 2005). Um estudo relevante foi apresentado em (CHOI; LI; VILATHGAMUWA, 2000), no qual os autores propuseram uma estratégia de operação do DVR com injeção mínima de energia. O trabalho demonstrou que, ao injetar uma tensão com avanço de fase em relação à tensão da fonte, a potência reativa pode contribuir para a restauração da tensão na carga, reduzindo, assim, a potência ativa requerida do sistema de armazenamento ou da fonte de energia do DVR.

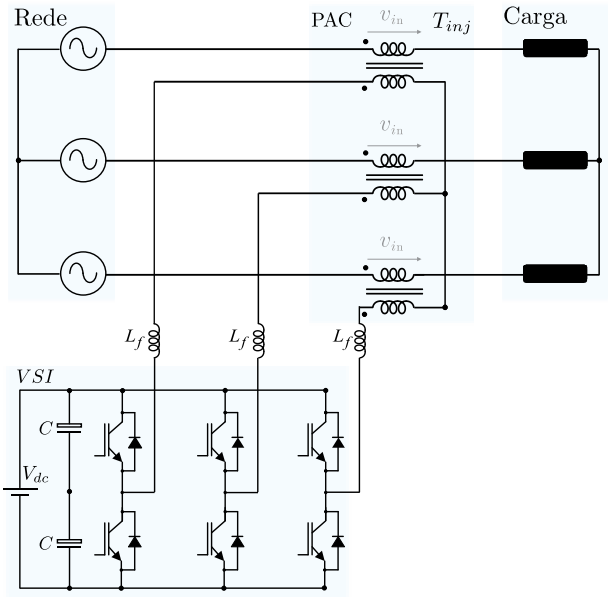
Paralelamente, fabricantes passaram a disponibilizar soluções comerciais para aplicações industriais de grande porte. Entre essas aplicações, destaca-se o projeto desenvolvido pela ABB em Israel, no ano de 2000, no qual dois DVRs com potência nominal de 22,5 MVA foram instalados para proteger uma fábrica de semicondutores. O sistema foi capaz de compensar afundamentos trifásicos de até 35% durante 600 ms, bem como afundamentos monofásicos de até 50% com a mesma duração, apresentando tempo de resposta inferior a 1 ms (AFFOLTER; CONNELL, 2003).

Segundo (SOOMRO et al., 2021), o DVR pode operar em três modos distintos: modo de espera, modo de compensação e modo de proteção. Em condições nominais de operação, o equipamento permanece em modo de espera, sem realizar a injeção de tensão. Quando um afundamento ou uma elevação de tensão é detectado, o dispositivo passa a operar no modo de compensação, injetando a tensão necessária para manter a tensão da carga em seu valor nominal. Em situações de falta ou sobrecorrente, o DVR entra em modo de proteção, sendo isolado do sistema por meio de uma chave de *bypass*, a fim de evitar danos aos seus componentes.

A estrutura convencional de um DVR trifásico a três fios, baseada em um inversor fonte de tensão de dois níveis, é composta por uma fonte de energia em corrente contínua ($V_{dc}$), um barramento CC capacitivo ($C$), um inversor fonte de tensão (VSI), filtros passivos ($L_f$) e transformadores de injeção ($T_{inj}$), os quais operam na frequência da rede elétrica e são conectados em série com o sistema. O barramento CC é responsável por fornecer a energia necessária para a compensação dos distúrbios, enquanto o VSI

sintetiza a tensão compensatória requerida pelo sistema. Os filtros passivos são utilizados para atenuar os componentes harmônicos produzidos pelo chaveamento do conversor, ao passo que os transformadores de injeção realizam o acoplamento entre o DVR e o sistema elétrico, permitindo a inserção da tensão sintetizada pelo inversor (MOGHASSEMI; PADMANABAN, 2020; SHAH et al., 2024; AIMUN; MANJULA, 2026). A Figura 1.5 ilustra a estrutura convencional de um DVR trifásico a três fios.

Figura 1.5 – Estrutura convencional do DVR trifásico a três fios.




Apesar do desenvolvimento de topologias alternativas, como será discutido nas próximas seções, a estrutura convencional ainda é amplamente empregada em aplicações recentes voltadas à melhoria da qualidade da energia elétrica. Por exemplo, em (MOHAMED et al., 2026), os autores investigaram diferentes técnicas de controle para um DVR convencional de dois níveis aplicado à proteção de um parque eólico de 9 MW baseado em geradores DFIG conectados à rede. Os resultados obtidos durante faltas trifásicas à terra mostraram que o dispositivo foi capaz de restaurar a tensão de forma eficaz, comprovando a viabilidade da aplicação.

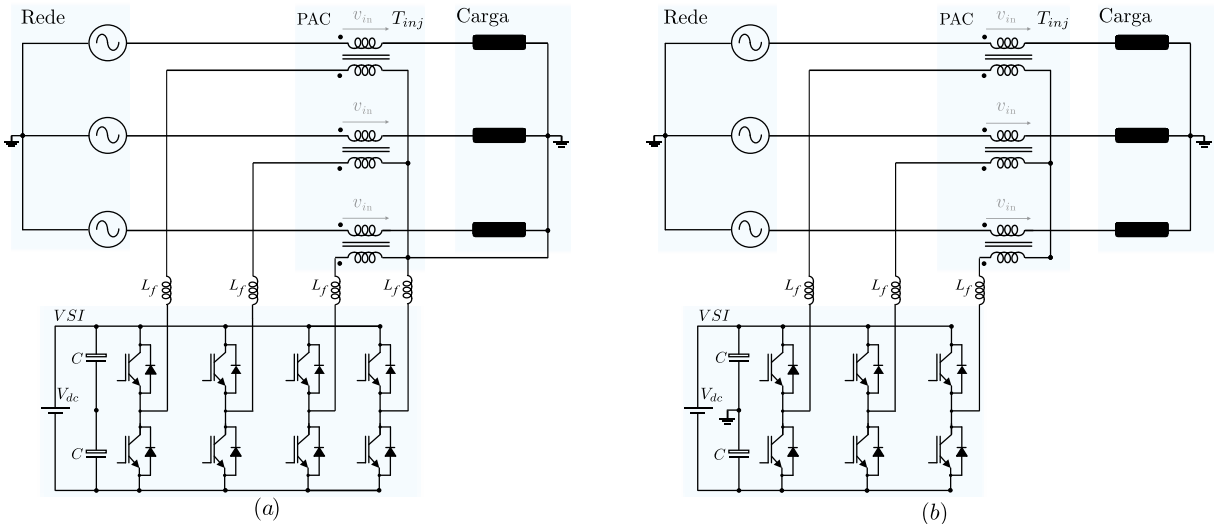
Em (SINGHANIYA et al., 2025), foi avaliado o desempenho de um DVR convencional controlado com base na teoria da Referência Síncrona (SRF, do inglês, *Synchronous Reference Frame*) para a compensação de diferentes distúrbios de qualidade da energia elétrica. A estratégia de controle emprega a teoria SRF associada a controladores PI para a geração das tensões de compensação. Os resultados demonstraram a capacidade do DVR de compensar afundamentos e elevações de tensão, transitórios decorrentes da energização de bancos de capacitores, afundamentos provocados pela partida de motores de indução, bem como faltas simétricas e assimétricas.

Em (PATRICK; OSHEVIRE, 2022), o DVR foi empregado para compensar problemas de desvio de tensão em uma rede de distribuição que alimenta um complexo hospitalar.

O estudo considerou uma subestação de 7,5 MVA e um sistema composto por treze transformadores de distribuição responsáveis pelo suprimento de equipamentos médicos sensíveis. Os resultados demonstraram que a instalação do DVR elevou o perfil de tensão dos barramentos mais críticos de aproximadamente 0,84 p.u. para valores próximos de 0,99 p.u., além de reduzir as perdas ativas e reativas da rede. Esses resultados evidenciam a eficácia da estrutura convencional na melhoria da qualidade da energia elétrica.

Considerando aplicações em sistemas trifásicos a quatro fios, nos quais há a presença de cargas desequilibradas e circulação de corrente pelo condutor neutro, torna-se necessária a disponibilização de um caminho adequado para a circulação dessas correntes. Nesse contexto, existem duas formas principais de conexão do condutor neutro ao inversor fonte de tensão. A primeira utiliza um braço auxiliar adicional, conforme ilustrado na Figura 1.6(a) (LIU et al., 2024; NALLA; MISHRA; GHOSH, 2023). A segunda emprega um barramento CC dividido, composto por dois capacitores conectados em série, no qual o quarto fio é conectado ao ponto médio do barramento, conforme ilustrado na Figura 1.6(b) (NETO et al., 2021; THONGSAN; CHATCHANAYUENYONG, 2023).

Figura 1.6 – Estrutura convencional do DVR trifásico a quatro fios: (a) Conexão com braço auxiliar. (b) Conexão com barramento CC dividido.




Fonte: Adaptado de (LIU et al., 2024; NETO et al., 2021).

Cada uma dessas configurações apresenta características específicas. A Tabela 1.3 resume as principais vantagens e desvantagens de ambas as configurações, conforme discutido em (ZHAN; ARULAMPALAM; JENKINS, 2003; NETO et al., 2021; NALLA; MISHRA; GHOSH, 2023). Observa-se que a utilização de um braço auxiliar elimina os problemas associados ao balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC, reduz a tensão mínima requerida no barramento e diminui a ondulação de tensão nos capacitores. Em contrapartida, essa solução requer maior número de dispositivos

semicondutores, o que aumenta o custo, as perdas e a complexidade do sistema.

Tabela 1.3 – Comparação entre as estruturas de DVR a quatro fios.

| **Critério** | **Barramento CC dividido** | **Braço auxiliar** |
|---|---|---|
| Número de chaves | Menor | Maior |
| Custo | Menor | Maior |
| Balanceamento CC | Necessário | Não necessário |
| Tensão mínima do barramento CC | Maior | Menor |
| Capacitância requerida | Maior | Menor |
| Ondulação de tensão | Superior | Inferior |

Apesar da ampla aplicação dos DVRs convencionais de três e quatro fios, essas estruturas apresentam uma desvantagem significativa: a necessidade de transformadores de injeção operando na frequência da rede elétrica. Esses transformadores são volumosos, caros e são suscetíveis à saturação magnética, o que pode comprometer o desempenho da compensação (SAVRUN et al., 2020; AHMED et al., 2020; XIA et al., 2026).

#### 1.3.1.2 Filtros ativos de potência em série

Os filtros ativos de potência em série (SAPFs) são dispositivos baseados em eletrônica de potência conectados em série entre a rede e a carga. Seu principal objetivo é melhorar a qualidade da energia elétrica, especialmente em condições nas quais as tensões da rede apresentam distorções harmônicas (MAHMOUD; MAMDOUH; KHALIL, 2020). O SAPF realiza a compensação dos harmônicos de tensão ao gerar uma tensão com a mesma magnitude e fase oposta à componente harmônica presente no sistema, de modo a manter a tensão da carga aproximadamente senoidal e na frequência fundamental da rede (RAVIKUMAR; MOHAN; SOMAN, 2018). Além disso, esse dispositivo também pode ser utilizado para a compensação de afundamentos e elevações de tensão.

As estruturas convencionais dos SAPFs são semelhantes às utilizadas nos DVRs. Entretanto, diferentemente de muitos DVRs, algumas implementações de SAPFs dispensam sistemas dedicados de alimentação para o barramento CC, utilizando apenas capacitores para o armazenamento de energia e estratégias de controle para manter sua tensão. Essa característica pode proporcionar uma solução com melhor relação custo-benefício em determinadas aplicações (RIBEIRO; BARBI, 2006).

Em (NISHAD; TIWARI; KHALID, 2025), é apresentada uma revisão sobre filtros ativos série e as principais estratégias de controle empregadas nesses dispositivos. O trabalho discute métodos lineares, não lineares, adaptativos e inteligentes, além de técnicas de detecção harmônica nos domínios do tempo e da frequência. A topologia convencional de SAPF apresentada também emprega capacitores no barramento CC, dispensando o uso de fontes CC fixas. Além disso, os resultados demonstraram a redução da THD da tensão da carga de 9,17% para 0,28%, evidenciando a eficácia da compensação harmônica.

Em (PARIHAR et al., 2024), foi implementado um SAPF convencional com armazenamento de energia por meio de um capacitor conectado ao barramento CC. A topologia foi avaliada sob condições de afundamentos, elevações e distorções harmônicas de tensão. Os resultados demonstraram que a tensão da carga permaneceu próxima ao valor nominal em diferentes condições de operação. Além disso, na presença de componentes harmônicas de quinta e sétima ordens, a THD da tensão foi reduzida de 64,37% para 0,72%, enquanto, sob condições de afundamentos e elevações de tensão, a THD foi reduzida de 1,64% para 0,04%.

Os trabalhos apresentados em (KALYAN; RAO; GAWRE, 2020; MADHUBABU et al., 2023; ANAWADE; KALE, 2022; JAMLAAY, 2024) propõem a aplicação de SAPFs para a melhoria da qualidade da energia elétrica. Embora essas estruturas apresentem bom desempenho na compensação de distúrbios provenientes da rede elétrica, os SAPFs convencionais ainda fazem uso de transformadores de injeção que operam na frequência da rede. Como mencionado anteriormente, esses transformadores apresentam desvantagens significativas, principalmente em razão de seu volume e custo, o que pode comprometer a viabilidade econômica do sistema. Assim, surgiu a necessidade de desenvolver compensadores série mais compactos e economicamente viáveis. Nesse contexto, passaram a ser propostas estruturas baseadas em transformadores de alta frequência.

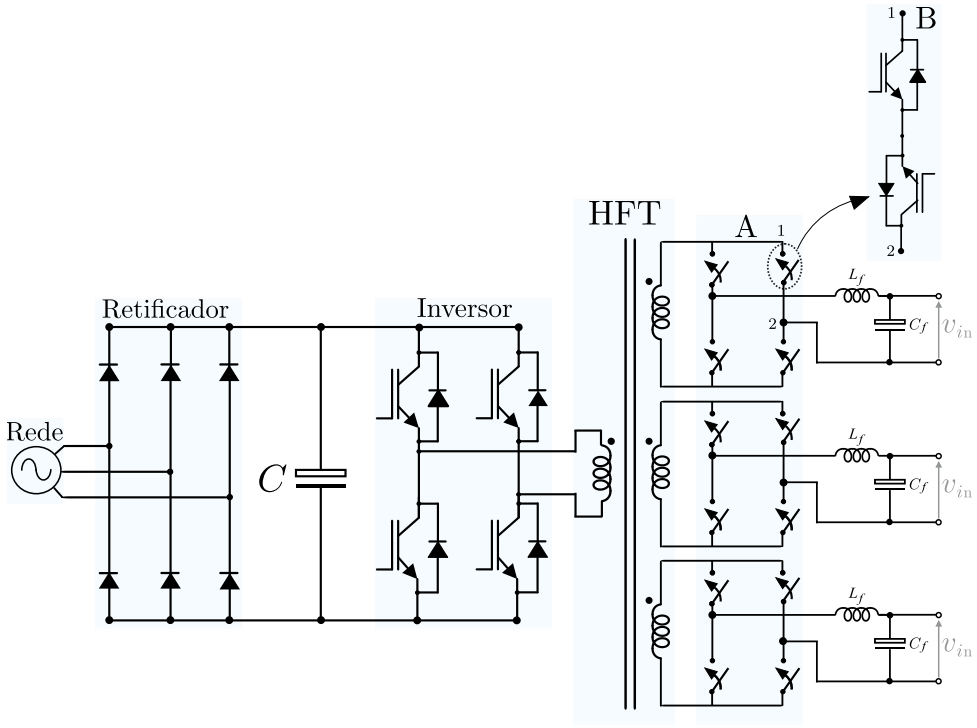
### 1.3.2 Compensadores série com transformadores de alta frequência

Com o objetivo de superar as limitações associadas aos transformadores de injeção, diversas pesquisas passaram a propor compensadores série baseados em transformadores de alta frequência (HFT, do inglês, *High-Frequency Transformer*) (SREE; MOHAN, 2000; JIMICHI; FUJITA; AKAGI, 2011; AHMED et al., 2020; KHAN et al., 2022). Entretanto, a maior parte dessas propostas é voltada para aplicações em DVRs. Nessas estruturas, o transformador de baixa frequência é substituído por um transformador de alta frequência, permitindo uma redução significativa do volume, do peso e, em algumas aplicações, do custo do sistema (MUSARRAT et al., 2023).

Por exemplo, em (SREE; MOHAN, 2000), foi proposto um DVR trifásico, aplicável a sistemas de três e quatro fios, no qual o transformador de baixa frequência é substituído por um transformador de alta frequência associado a cicloconversores e filtros de saída, conforme ilustrado na Figura 1.7.

A estrutura proposta é composta por um barramento CC alimentado por um retificador trifásico a diodos, um inversor fonte de tensão operando em alta frequência, um transformador isolador de alta frequência com múltiplos enrolamentos secundários, cicloconversores (A) com chaves bidirecionais (B) e filtros LC de saída. Os cicloconversores

Figura 1.7 – DVR com transformador de alta frequência.




Fonte: Adaptado de (SREE; MOHAN, 2000).

são conectados ao inversor por meio do HFT, permitindo o processamento da energia em frequência elevada. A utilização de um único inversor e de um único transformador para atender a todas as fases contribui para a redução do volume, do peso e do custo do sistema. Nessa topologia, o retificador é responsável por alimentar o barramento CC, enquanto o inversor converte essa energia em uma tensão de alta frequência aplicada ao transformador. As tensões presentes nos enrolamentos secundários do HFT são então processadas pelos cicloconversores, que sintetizam as tensões de compensação na frequência fundamental da rede. Posteriormente, essas tensões são filtradas pelos filtros LC, resultando na tensão de injeção ($v_{in}$) utilizada pelo DVR para compensar os distúrbios de tensão. Os resultados obtidos demonstraram a viabilidade da estrutura proposta na compensação de afundamentos de tensão. No entanto, o elevado número de chaves semicondutoras pode ser destacado como uma desvantagem da topologia.

Além disso, conforme destacado em (GOHARRIZI et al., 2011), a topologia apresentada na Figura 1.7 não oferece independência entre as fases, uma vez que um único inversor alimenta todo o sistema. Dessa forma, a compensação fica limitada principalmente a afundamentos trifásicos equilibrados. Com o objetivo de superar essa limitação, os autores propuseram uma versão aprimorada da topologia, capaz de proporcionar controle independente entre as fases. Assim, a estrutura permite a compensação de distúrbios desequilibrados, constituindo sua principal vantagem em relação à topologia anterior. Adicionalmente, a proposta reduz o número de chaves semicondutoras empregadas no sis-

tema. Entretanto, essa topologia utiliza dois transformadores de alta frequência adicionais, aumentando a complexidade e o número de componentes magnéticos da estrutura.

Recentemente, em (KHAN et al., 2022), foi proposto um conversor CA-CA multinível em cascata isolado por transformador de alta frequência para aplicação como DVR. A topologia elimina a necessidade de fontes CC externas, capacitores de barramento CC e transformadores de injeção operando na frequência da rede, utilizando apenas um transformador de alta frequência com múltiplos enrolamentos para prover isolamento entre as células do conversor. Além disso, a estrutura apresenta capacidade de sintetizar níveis elevados de tensão por meio da conexão em cascata de múltiplas células, permitindo a utilização de semicondutores de baixa tensão. Os resultados obtidos demonstraram a capacidade da topologia em compensar afundamentos de tensão e manter a tensão da carga regulada durante os distúrbios.

Em (AHMED et al., 2024), foi proposta uma estrutura trifásica baseada em um conversor CA-CA isolado por transformadores de alta frequência para aplicação como DVR. A topologia emprega nove interruptores e três transformadores de alta frequência, permitindo a compensação tanto de afundamentos quanto de elevações de tensão por meio de modos de operação inversor e não inversor. Os resultados obtidos demonstraram a capacidade da estrutura em restaurar a tensão da carga sob diferentes condições de distúrbio. Entretanto, a topologia ainda depende da utilização de múltiplos transformadores de alta frequência.

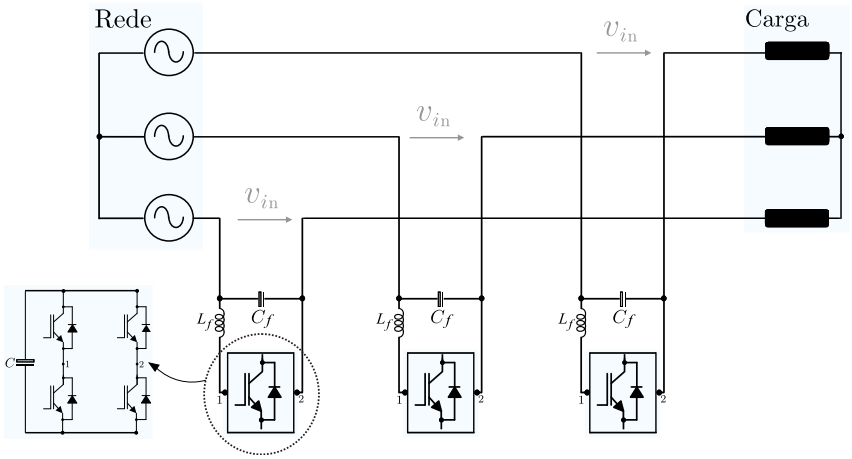
Os trabalhos citados representam apenas uma parte das soluções existentes na literatura. De modo geral, esses estudos demonstram que a substituição dos transformadores operando na frequência da rede por transformadores de alta frequência pode proporcionar redução significativa do volume e do peso dos compensadores série. Entretanto, apesar dessas vantagens, os transformadores de alta frequência também apresentam desafios relacionados aos efeitos parasitas e aos fenômenos associados à operação em altas frequências, o que aumenta a complexidade do projeto e exige um dimensionamento adequado do HFT (NIA et al., 2019b; NIA et al., 2019a; VENUGOPAL; ROBERT, 2023; SANTOS et al., 2023).

Dessa forma, embora os compensadores série baseados em transformadores de alta frequência representem um avanço importante em relação às estruturas convencionais com transformadores de baixa frequência, ainda permanecem limitações associadas à presença de componentes magnéticos, ao número de elementos do sistema e à complexidade estrutural. Nesse contexto, diversas topologias passaram a propor compensadores série sem transformadores, os quais serão abordados na próxima subseção.

### 1.3.3 Compensadores série sem transformadores

Com o objetivo de reduzir os problemas associados aos transformadores de injeção, sejam eles de baixa ou de alta frequência, diversas estruturas sem transformadores foram propostas na literatura (PINTO et al., 2011; JAVADI; BLANCHETTE; AL-HADDAD, 2012; ANSAL; RAVIKUMAR; PARTHIBAN, 2016; KAVIYA; KIRUBAKARAN, 2025). Um dos primeiros trabalhos nessa linha de pesquisa foi apresentado em (LI; CHOI; VILATHGAMUWA, 2002). Nesse estudo, foi proposto um DVR trifásico sem transformadores de injeção, baseado em inversores monofásicos independentes para cada fase, conforme ilustrado na Figura 1.8.

Figura 1.8 – DVR sem transformador.




Fonte: Adaptado de (LI; CHOI; VILATHGAMUWA, 2002).

O trabalho demonstrou que a estrutura proposta apresenta melhor regulação da tensão da carga e elimina as perdas associadas aos transformadores de injeção, quando comparada ao DVR convencional. Entretanto, a topologia utiliza três capacitores de armazenamento de energia, um para cada fase, a fim de garantir a independência entre elas, aumentando a quantidade de elementos de armazenamento de energia do sistema. Além disso, durante afundamentos monofásicos, o tempo máximo de compensação é reduzido para um terço daquele obtido com o DVR convencional.

Dando continuidade às pesquisas sobre DVRs sem transformadores, em (MAREI; ELTANTAWY; EL-SATTAR, 2012) foi proposta uma estrutura baseada em um inversor multinível CHB de nove níveis. Diferentemente do trabalho anterior, o principal objetivo não foi apenas eliminar os transformadores, mas também desenvolver uma estratégia de controle capaz de ajustar o ângulo da tensão da carga para reduzir a potência ativa fornecida pelo DVR durante a compensação dos distúrbios. Com isso, aumenta-se a capacidade de compensação do sistema durante afundamentos de tensão. Os resultados demonstraram a compensação de afundamentos equilibrados e desequilibrados, além de elevações de tensão. Entretanto, o elevado número de barramentos CC isolados necessários

para a implementação da topologia aumenta a complexidade do sistema. Além disso, a alteração do ângulo da tensão da carga durante a compensação pode provocar saltos de fase, limitando sua aplicação em cargas sensíveis a variações angulares da tensão de alimentação.

Com o objetivo de reduzir a complexidade associada às topologias multiníveis do tipo CHB, em (RAJKUMAR; PARTHIBAN; LOKESH, 2020) foi proposto um restaurador dinâmico de tensão trifásico sem transformador baseado em um inversor multinível T-Type de cinco níveis, que dispensa a utilização de fontes CC isoladas. A estrutura emprega quatro chaves unidirecionais e uma chave bidirecional por fase. A chave bidirecional permite a conexão da ponte H ao ponto médio do barramento CC, possibilitando a síntese de cinco níveis de tensão na saída. Os resultados demonstraram a capacidade da topologia em compensar afundamentos e elevações de tensão. Entretanto, o trabalho não avaliou o desempenho da estrutura sob condições de distúrbios desequilibrados. Além disso, a topologia requer semicondutores com elevada capacidade de potência e depende de duas fontes CC de tensão fixa para alimentar os barramentos do conversor.

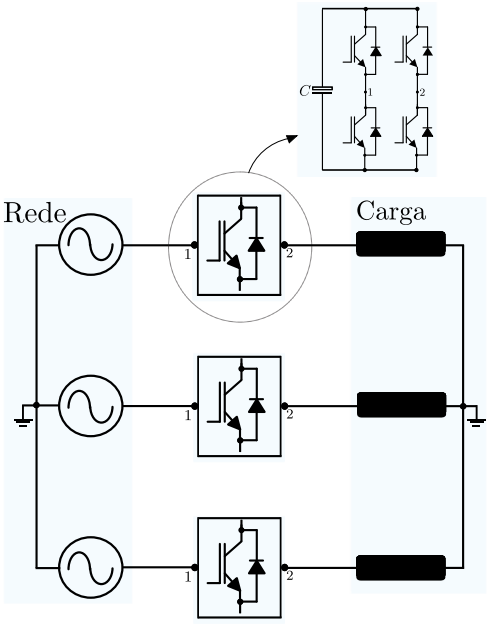
Em (DHARMARAJ; ARUMUGAM, 2023), foi proposto um DVR sem transformador baseado em um inversor multinível a capacitores chaveados associado a um conversor *boost* intercalado. A síntese dos níveis de tensão é obtida por meio da conexão e desconexão controlada dos capacitores, dispensando circuitos complexos para o balanceamento de suas tensões. Entretanto, a topologia ainda depende de uma fonte CC externa para alimentação do barramento.

Paralelamente ao avanço dos DVRs sem transformadores, diversos trabalhos passaram a propor filtros ativos série capazes de operar sem transformadores de injeção. Diferentemente da maioria dos DVRs, que normalmente dependem de fontes externas de energia para alimentar o barramento CC, essas estruturas buscam utilizar a própria energia disponível no sistema elétrico para realizar a compensação dos distúrbios, reduzindo a quantidade de componentes e tornando a solução mais compacta.

Nesse contexto, em (LENG et al., 2015) foi proposto um filtro ativo de potência série sem transformador, utilizando uma ponte H por fase, denominado neste trabalho como 2L-SAPF, conforme apresentado na Figura 1.9. A topologia é composta por doze chaves semicondutoras e três capacitores de barramento CC, dispensando o uso de fontes CC externas e de transformadores de injeção. Nesse arranjo, a energia necessária para a compensação dos distúrbios é armazenada nos capacitores dos barramentos CC, enquanto cada ponte H estabelece uma interface série entre a rede e a carga. A estrutura foi aplicada à compensação de afundamentos de tensão em um acionamento de máquina de indução. Os resultados demonstraram a capacidade do sistema em compensar afundamentos severos de tensão, evidenciando a viabilidade da solução proposta.

Apesar dessas vantagens, a topologia apresenta algumas limitações importantes.

Figura 1.9 – Filtro ativo série sem transformador (2L-SAPF).

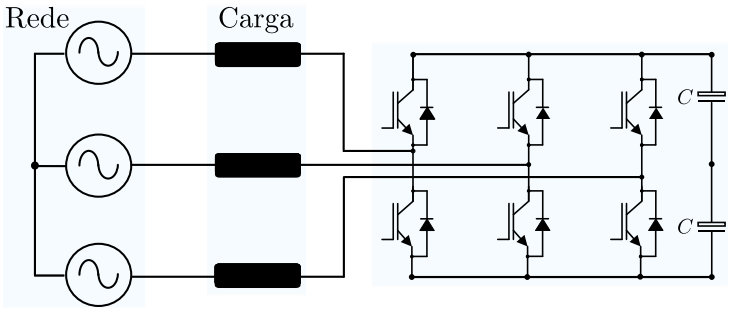



Fonte: Adaptado de (LENG et al., 2015).

A estrutura não é capaz de compensar distúrbios desequilibrados e requer que a tensão gerada pelo compensador opere em quadratura com a corrente da carga, condição que pode provocar saltos de fase na tensão fornecida à carga durante o processo de compensação. Além disso, seu correto funcionamento depende do fator de potência da carga. Dessa forma, a dependência do fator de potência e a incapacidade de compensar distúrbios desequilibrados constituem as principais desvantagens dessa topologia.

Visando obter melhorias em relação à topologia apresentada na Figura 1.9, em (CUNHA; JACOBINA; FREITAS, 2021) foi proposto um SAPF trifásico destinado à compensação de distúrbios de tensão desequilibrados em cargas trifásicas com extremidade aberta, conforme ilustrado na Figura 1.10. Em comparação com a topologia 2L-SAPF, a estrutura proposta emprega apenas um único barramento CC e um total de seis chaves semicondutoras, correspondendo à metade da quantidade de chaves requerida pela configuração anterior. Essa redução resulta em uma estrutura menos complexa. Entretanto, apesar dessas vantagens, a topologia exige uma tensão mais elevada no barramento CC, além de apresentar maiores níveis de distorção harmônica na tensão da carga. Ademais, a estratégia de controle ainda requer quadratura entre tensão e corrente.

Figura 1.10 – Filtro ativo série sem transformador baseado em extremidade aberta.



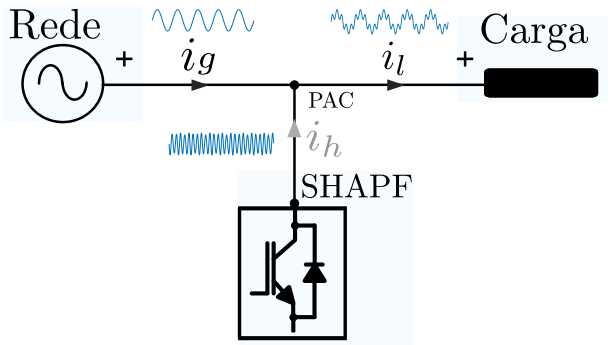

Fonte: Adaptado de (CUNHA; JACOBINA; FREITAS, 2021).

### 1.3.4 Filtros ativos de potência *shunt*

Os filtros ativos de potência shunt (SHAPFs) são dispositivos baseados em eletrônica de potência conectados em paralelo com a rede e a carga no ponto de acoplamento comum (PAC). Esses filtros são amplamente utilizados para mitigar problemas associados às cargas, tais como harmônicos de corrente decorrentes do uso de cargas não lineares, desequilíbrios de corrente em sistemas trifásicos, e o excesso de potência reativa (MAHMOUD; MAMDOUH; KHALIL, 2020).

Para a compensação de harmônicos de corrente, o SHAPF atua injetando uma corrente de compensação ($i_h$) com a mesma magnitude e fase oposta à componente harmônica presente no sistema, de modo a anulá-la e manter a corrente da rede aproximadamente senoidal (EL-RAHMAN et al., 2020; HASSAN; YADAV, 2018). Dessa forma, a partir de uma estratégia de controle adequada, o filtro *shunt* é capaz de compensar os harmônicos de corrente e a potência reativa da carga, fazendo com que a rede elétrica veja o conjunto filtro–carga como uma carga aproximadamente resistiva, isto é, com fator de potência próximo da unidade (BETT; MAINA; HINGA, 2020). A Figura 1.11 ilustra o circuito equivalente do SHAPF conectado ao sistema.

Figura 1.11 – Circuito equivalente do SHAPF.




Embora o conceito de filtros ativos tenha sido introduzido na década de 1970, os filtros ativos de potência *shunt* começaram a ganhar maior destaque no início da década de

1980. Um dos marcos mais importantes foi o trabalho de Akagi *et al.* (AKAGI et al., 1983), no qual foi introduzida a teoria da potência instantânea, conhecida como teoria *p*-*q*, em 1983. Posteriormente, os autores apresentaram um compensador reativo instantâneo conectado em derivação e baseado em dispositivos de chaveamento (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984), estabelecendo uma das principais bases para o desenvolvimento dos SHAPFs modernos. A teoria *p*-*q* estabelece uma metodologia para a decomposição instantânea das potências em sistemas trifásicos, permitindo a obtenção das correntes de referência utilizadas no controle de filtros ativos para compensação de correntes harmônicas e potência reativa. Devido à sua simplicidade matemática, facilidade de implementação e rápida resposta dinâmica, essa teoria permanece como um dos métodos de controle mais utilizados em filtros ativos *shunt*, servindo de base para diversos trabalhos desenvolvidos nas últimas décadas (GAICEANU et al., 2025).

Em sistemas trifásicos, os SHAPFs podem ser implementados a partir de diferentes estruturas de conversores. De forma geral, destacam-se as topologias convencionais de dois níveis, as topologias multiníveis em cascata baseadas em pontes H e as estruturas híbridas, nas quais filtros passivos são combinados com filtros ativos. Além disso, essas configurações podem ser empregadas tanto em sistemas trifásicos a três fios quanto em sistemas trifásicos a quatro fios, dependendo das características da carga e da necessidade de compensação da corrente de neutro.

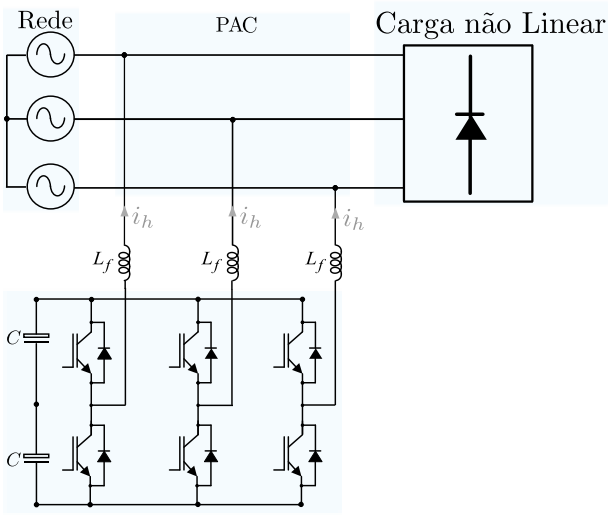
#### 1.3.4.1 SHAPF convencional de três e quatro fios

A topologia típica de um SHAPF convencional de dois níveis é composta por um inversor fonte de tensão, um barramento CC e filtros de saída destinados à atenuação dos harmônicos gerados pelo processo de chaveamento do inversor. Em sistemas trifásicos, os filtros ativos de potência *shunt* podem ser empregados tanto em sistemas a três fios quanto em sistemas a quatro fios. A Figura 1.12 ilustra a configuração típica de um SHAPF conectado a um sistema trifásico a três fios, usualmente empregado em aplicações nas quais as cargas não possuem acesso ao condutor neutro (POPESCU et al., 2020).

Para sistemas trifásicos a quatro fios, a conexão do condutor neutro pode ser realizada de diferentes formas. A Figura 1.13(a) apresenta a topologia com barramento CC dividido, na qual o neutro é conectado ao ponto médio do barramento CC (NAFTAHI et al., 2022; JADEJA et al., 2018). Por outro lado, a Figura 1.13(b) ilustra a configuração que emprega um quarto braço auxiliar para a conexão do condutor neutro (BIN; MINYONG, 2012; CHEBABHI et al., 2015). Nessas configurações, o acesso ao neutro permite a compensação das correntes de neutro associadas ao desequilíbrio de carga e aos harmônicos de sequência zero.

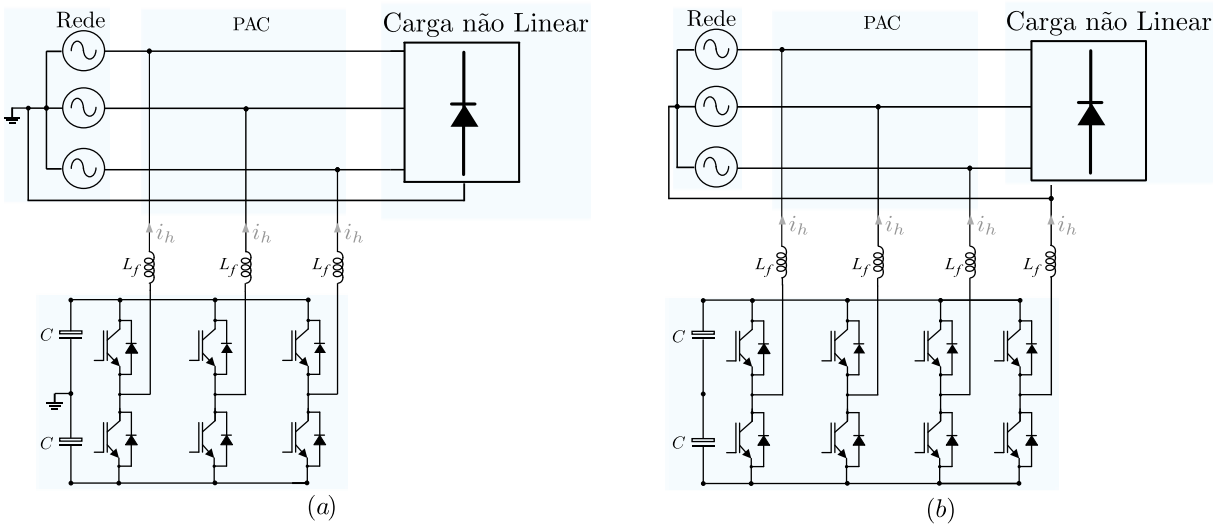
Essas estruturas têm sido utilizadas em diversas aplicações voltadas à melhoria da qualidade da energia elétrica. Por exemplo, em (LIKHITHA et al., 2025), um SHAPF

Figura 1.12 – Estrutura convencional do SHAPF a três fios.




Fonte: Adaptado de (POPESCU et al., 2020).

Figura 1.13 – Estrutura convencional do SHAPF a quatro fios: (a) Barramento CC dividido; (b) Braço auxiliar.




Fonte: Adaptado de (NAFTAHI et al., 2022; BIN; MINYONG, 2012).

trifásico a três fios foi aplicado à compensação de correntes harmônicas e potência reativa em sistemas que alimentam cargas não lineares. Os resultados demonstraram a eficácia da solução proposta na redução da distorção harmônica da corrente da rede, proporcionando correntes praticamente senoidais e melhoria do fator de potência.

De forma semelhante, em (YUSUF et al., 2024), a mesma estrutura foi aplicada à compensação de harmônicos. Os resultados demonstraram a eficácia da estratégia proposta, reduzindo a distorção harmônica total da corrente da rede de 27,16% para 2,66%, valor compatível com os limites estabelecidos pelas normas. Além disso, os autores realizaram

uma comparação com filtros passivos, evidenciando a superioridade do filtro ativo na compensação de harmônicos e na melhoria da qualidade da energia elétrica.

Em aplicações envolvendo sistemas trifásicos a quatro fios, considerando a topologia com barramento CC dividido, em (HAJJEJ et al., 2026) foi proposto um SHAPF para a compensação de correntes harmônicas geradas por cargas de iluminação. Nesse trabalho, foram empregadas duas estratégias avançadas de controle com o objetivo de melhorar o desempenho de compensação do filtro ativo. Os resultados demonstraram que o sistema foi capaz de reduzir a THD da corrente da rede para 1,08% em cargas compostas por lâmpadas fluorescentes compactas e para 0,62% em cargas retificadoras, além de proporcionar fator de potência próximo da unidade.

Em (BEZERRA et al., 2025), foi proposto um SHAPF trifásico a quatro fios baseado em um braço auxiliar para a conexão do condutor neutro e controle preditivo otimizado. Os resultados demonstraram fator de potência próximo da unidade, redução significativa da corrente de neutro e compensação das correntes harmônicas da rede. A THD das correntes da rede foi reduzida de 21,30%, 21,98% e 35,01% para 7,40%, 7,68% e 6,70% nas fases A, B e C, respectivamente.

As vantagens e desvantagens das topologias trifásicas a quatro fios baseadas em barramento CC dividido e em quarto braço auxiliar têm sido amplamente discutidas na literatura (POPESCU et al., 2021; BEZERRA et al., 2025; HAJJEJ et al., 2026). De modo geral, a escolha entre essas configurações depende de diversos fatores, como custo, número de componentes, oscilação no barramento CC, complexidade da estratégia de controle e capacidade de compensação da corrente de neutro. A estrutura com barramento CC dividido apresenta menor custo e menor número de semicondutores, enquanto a topologia com um braço auxiliar oferece melhor desempenho na compensação da corrente de neutro e melhor aproveitamento da tensão do barramento CC.

Embora eficientes, os filtros ativos *shunt* convencionais são normalmente implementados com inversores fonte de tensão de dois níveis. Nessas estruturas, a tensão de bloqueio nos semicondutores pode ser elevada, aumentando os esforços de tensão e limitando sua aplicação em sistemas de média tensão e alta potência (CHOUDHURY et al., 2021). Além disso, a síntese da tensão de saída por apenas dois níveis resulta em formas de onda com maior conteúdo harmônico. Dessa forma, os conversores multiníveis têm sido amplamente propostos em filtros ativos *shunt*, uma vez que permitem distribuir a tensão entre os dispositivos semicondutores e sintetizar tensões com menor distorção harmônica (UWAGBOE; SAHA, 2025).

#### 1.3.4.2 SHAPF multinível

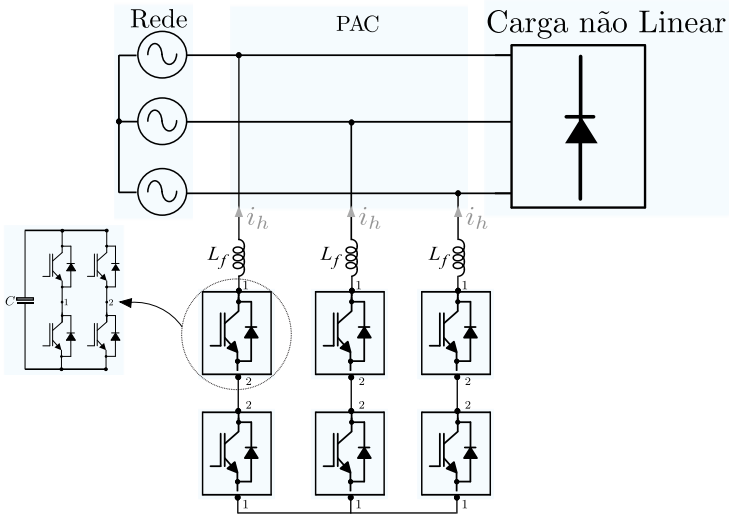
Os conversores multiníveis sintetizam um tensão de saída CA com múltiplos níveis de tensão, o que contribui para a redução da distorção harmônica da forma de onda. As

principais topologias são os conversores em cascata de pontes H (CHB), os conversores a diodos grampeados (NPC) e os conversores a capacitores flutuantes (FC). Essas estruturas têm sido amplamente empregadas em aplicações de média tensão e alta potência, sobretudo em SHAPF, devido à melhor qualidade da forma de onda e à redução dos esforços de tensão sobre os semicondutores, quando comparadas aos conversores convencionais de dois níveis (SALEH; MAHMOUD, 2021; POPESCU et al., 2024).

Dentre essas estruturas, os conversores CHB têm recebido grande atenção em aplicações de filtros ativos *shunt*, devido à sua elevada modularidade e tolerância a falhas (ANSARI; TAK; CHATTOPADHYAY, 2024). Por esse motivo, diversas topologias de filtros ativos de potência *shunt* baseadas em conversores CHB têm sido investigadas na literatura (LIQIAO et al., 2004; WANG; WU, 2006; CHELLAMMAL; GURRAM; PRASAD, 2011; ABDALLA; RAO; PERUMAL, 2011; KUMAR; CHANDRAMOULI, 2017).

Essa aplicação pode ser observada, por exemplo, em (RAY; GUPTA; GUPTA, 2018), no qual foi proposto um SHAPF trifásico a três fios baseado em um conversor CHB de cinco níveis, ilustrado na Figura 1.14. A estrutura é composta por duas células ponte H conectadas em cascata por fase, totalizando vinte e quatro chaves semicondutoras, além dos indutores de filtro. Os resultados demonstraram a redução da THD da corrente da rede de 26,92% para 1,52%, bem como a correção do fator de potência de 0,73 para 0,9937.

Figura 1.14 – SHAPF de cinco níveis.




Fonte: Adaptado de (RAY; GUPTA; GUPTA, 2018).

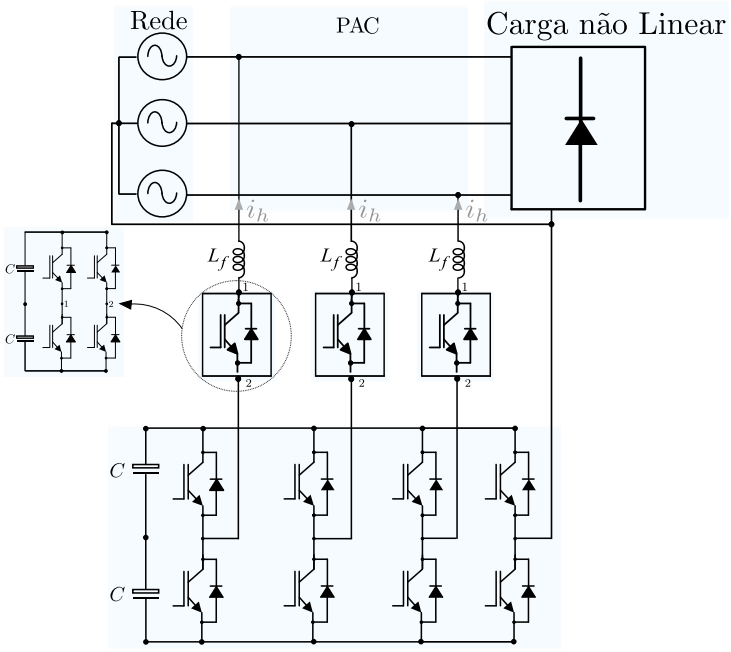
Para aumentar o número de níveis de tensão sintetizados pelos conversores CHB, é necessário adicionar mais células ponte H em cascata. Por exemplo, em (BUDI; KIRANMAYI, 2024) são empregadas quatro células ponte H por fase, permitindo a geração de

nove níveis de tensão e totalizando quarenta e oito chaves semicondutoras. Entretanto, o aumento do número de células implica maior quantidade de semicondutores, circuitos de acionamento, sensores e barramentos CC. Diante disso, pesquisas passaram a investigar estruturas assimétricas capazes de elevar o número de níveis gerados sem aumentar proporcionalmente o número de componentes (NOMAN, 2025).

Nesse contexto, em (ANSARI; TAK; CHATTOPADHYAY, 2024) foi proposto um SHAPF baseado em um conversor CHB assimétrico composto por três células ponte H em cascata por fase, totalizando trinta e seis chaves semicondutoras. Diferentemente dos CHBs simétricos, os barramentos CC são dimensionados com tensões distintas na razão 16:4:1, permitindo aumentar significativamente o número de níveis sintetizados sem a necessidade de adicionar novas células ao conversor. Contudo, embora a assimetria permita ampliar o número de níveis sem elevar o número de células, a topologia ainda requer três pontes H por fase.

Ainda, em (JÚNIOR; JACOBINA; FABRICIO, 2023) foi proposto um SHAPF multinível (10L-SHAPF), composto por um conversor trifásico de quatro braços em cascata com uma célula ponte H por fase, totalizando vinte chaves semicondutoras e quatro barramentos CC, conforme ilustrado na Figura 1.15. A topologia opera de forma

Figura 1.15 – Topologia 10L-SHAPF.




Fonte: Adaptado de (JÚNIOR; JACOBINA; FABRICIO, 2023).

assimétrica, empregando relações de tensão de 1:2 ou 2:1 entre os barramentos CC, o que permite aumentar o número de níveis sintetizados. Em comparação aos CHBs convencionais, a estrutura proporciona uma redução no número de componentes sem comprometer a capacidade de síntese multinível. Entretanto, ainda emprega vinte chaves semicondutoras,

o que motiva o desenvolvimento de novas estruturas com menor quantidade de dispositivos de potência.

Em (SANTOS et al., 2025), foi proposta uma topologia de SHAPF baseada na estrutura 10L-SHAPF, na qual o número de chaves semicondutoras é reduzido por meio da técnica de grampeamento aplicada às pontes H e ao conversor trifásico da topologia 10L-SHAPF. A topologia proposta reduz as perdas nos dispositivos semicondutores. Entretanto, a aplicação da técnica de grampeamento requer o aumento da tensão dos barramentos CC.

Além da redução do número de chaves, outra necessidade importante em filtros ativos *shunt* consiste na redução da tensão requerida nos barramentos CC. Nesse sentido, os filtros híbridos tornam-se uma solução atrativa, uma vez que permitem reduzir a tensão do barramento CC sem a necessidade de aumentar o número de conversores e, consequentemente, o número de semicondutores.

#### 1.3.4.3 Filtro ativo híbrido *shunt*

Os filtros ativos de potência *shunt*, a depender da potência processada pelo conversor, podem apresentar custos iniciais elevados (LEE; SHON, 2023; HERMAN; KNEZ; BLAŽIČ, 2024). Diante disso, os filtros ativos de potência híbridos *shunt* (H-SHAPFs, do inglês, *Hybrid Shunt Active Power Filters*) foram propostos na literatura (CHOI et al., 2012; DEMIRDELEN; KAYAALP; TUMAY, 2016; DONGDONG; GUOZHU, 2015; GHALY et al., 2022; MUNEER; BHATTACHARYA; GUPTA, 2018) como uma alternativa aos filtros ativos convencionais. Essas estruturas combinam filtros passivos e filtros ativos em uma mesma topologia, de modo a reunir as vantagens individuais de cada abordagem e atenuar suas desvantagens quando empregadas isoladamente, tornando-se uma solução mais economicamente viável para aplicações de alta potência (AKAGI, 2005).

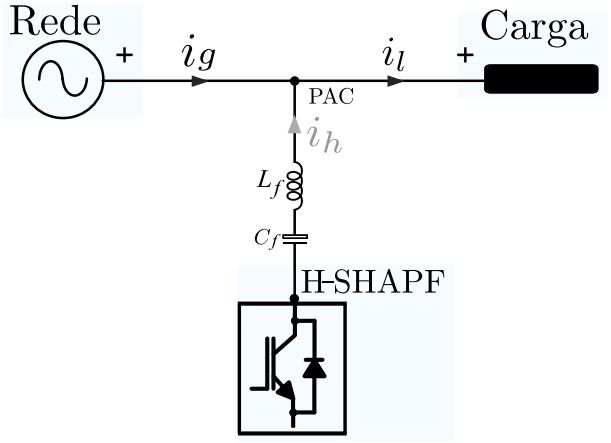
De forma geral, nessas estruturas, os filtros passivos são responsáveis por atenuar determinadas frequências harmônicas, geralmente à quinta ou à sétima harmônica, enquanto o filtro ativo é responsável pela compensação das componentes residuais.

Existem diversas topologias de filtros ativos híbridos reportadas na literatura. Essas estruturas podem ser classificadas de acordo com a forma de conexão entre os filtros ativo e passivo. As configurações mais comuns são aquelas em que ambos os filtros são conectados em paralelo ao sistema elétrico (DARAMUKKALA; MOHANTY, 2024; PUHAN et al., 2025) e aquelas em que os filtros ativo e passivo são associados em série (LEE; SHON, 2023). Dentre elas, esta última permite a redução da tensão requerida no barramento CC. Uma revisão dessas configurações foi apresentada em (OBIORA; ALAYANDE; OMEJE, 2026).

A Figura 1.16 ilustra a configuração em série. A parte passiva é composta pelo indutor $L_f$ e pelo capacitor $C_f$. Em geral, projeta-se inicialmente o indutor e posteriormente

o capacitor, de modo a obter ressonância na frequência desejada. Diferentemente da configuração em paralelo, a estrutura em série permite a redução da tensão mínima exigida no barramento CC do filtro ativo. Isso ocorre porque parte da tensão fundamental recai sobre o capacitor do filtro, o que reduz a potência processada pelo conversor e, consequentemente, as perdas nos semicondutores, tornando essa configuração atrativa para aplicações de alta potência (KARBASFOROOSHAN; MONFARED, 2024; DEMIRDELEN et al., 2013).

Figura 1.16 – Circuito equivalente do H-SHAPF em série.




Para evidenciar essa característica, em (BUŁA et al., 2021) foi proposto um H-SHAPF para aplicações em sistemas de mineração de 1 kV. A estrutura é composta por um filtro passivo sintonizado na sétima harmônica, associado a um inversor trifásico de dois níveis. Os autores destacam que a associação entre as partes passiva e ativa permite reduzir a potência nominal do conversor, bem como a tensão necessária no barramento CC. Para uma rede de 1 kV, enquanto um APF convencional exigiria tensão de barramento superior a 1600 V, a estrutura híbrida proposta opera com apenas 400 V.

## 1.4 Contribuições e Objetivos da Dissertação

A revisão apresentada evidencia que, embora diversas topologias de filtros ativos série e híbrido *shunt* tenham sido propostas na literatura, ainda existem desafios relacionados à redução do número de componentes, à eliminação de transformadores de injeção, à redução das tensões dos barramentos CC, à diminuição da potência processada pelos conversores e à operação adequada sob diferentes condições de carga e de distúrbios da rede elétrica. Diante disso, as principais contribuições desta dissertação são:

- Propor duas topologias de filtro ativo série trifásico sem transformador, baseadas em conexões de extremidade aberta e em um único barramento CC, para sistemas a quatro fios destinadas à compensação de distorções harmônicas de tensão,

afundamentos e elevações de tensão, tanto equilibrados quanto desequilibrados. As topologias propostas operam de forma independente do fator de potência da carga, evitam saltos de fase nas tensões da carga e não utilizam fontes de tensão contínua no barramento CC.

- Propor um filtro ativo híbrido *shunt* trifásico, aplicável a sistemas a quatro fios, com o objetivo de reduzir as tensões dos barramentos CC e a potência processada pelos conversores. A topologia proposta utiliza técnicas de grampeamento para reduzir o número de dispositivos semicondutores em relação à topologia 10L-SHAPF, contribuindo também para a redução das perdas de potência nos semicondutores.

Os objetivos desta dissertação são:

- Propor as topologias de filtros ativos de potência série e híbrido *shunt*, bem como analisar seus princípios de funcionamento, os modelos dos conversores, a modulação por largura de pulso, as estratégias de controle e as restrições de operação;
- Comparar as topologias propostas com as topologias de referência em termos de distorção harmônica, número de componentes, tensão mínima nos barramentos CC e perdas de potência nos semicondutores;
- Validar a viabilidade e a eficácia das topologias propostas por meio de simulações e resultados experimentais em malha fechada.

## 1.5 Produção Científica

Como resultado deste trabalho, dois artigos foram publicados na *Brazilian Power Electronics Conference* (COBEP 2025):

- **Título:** 'Three-Phase Transformerless Series Active Power Filter for Power Quality Improvement'

  **Autores:** A. T. S. Soares Santos, C. B. Jacobina, J. T. Cardoso and A. S. Felinto.

  **Publicado em:** *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2025

  **Situação:** Publicado nos anais do congresso em 7 de janeiro de 2026.

- **Título:** 'Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter Based on Cascaded Half-Bridge Converters'

  **Autores:** A. T. S. S. Santos, C. B. Jacobina, J. T. Cardoso, B. M. da Silva Pereira and D. de Souza Sesion.

**Publicado em:** *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2025

**Situação:** Publicado nos anais do congresso em 7 de janeiro de 2026.

## 1.6 Organização do trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- **Capítulo 2**: Apresenta a topologia proposta do filtro ativo de potência híbrido *shunt*, descrevendo o modelo do conversor, a estratégia de controle e a modulação por largura de pulso. Apresentam-se também uma análise comparativa com a topologia de referência e resultados de simulação e experimentais para validar a topologia proposta.
- **Capítulo 3**: Apresenta as topologias propostas de filtros ativos de potência série, descrevendo os modelos dos conversores, as estratégias de controle e a modulação por largura de pulso. Apresentam-se também análises comparativas com a topologia de referência e resultados de simulação e experimentais para validar as topologias propostas.
- **Capítulo 4**: Apresenta as conclusões desta dissertação e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

# Filtro Ativo de Potência Híbrido *Shunt* Trifásico a Quatro Fios Baseado em Estrutura Grampeada em Cascata de Conversores de Meia Ponte e Trifásico

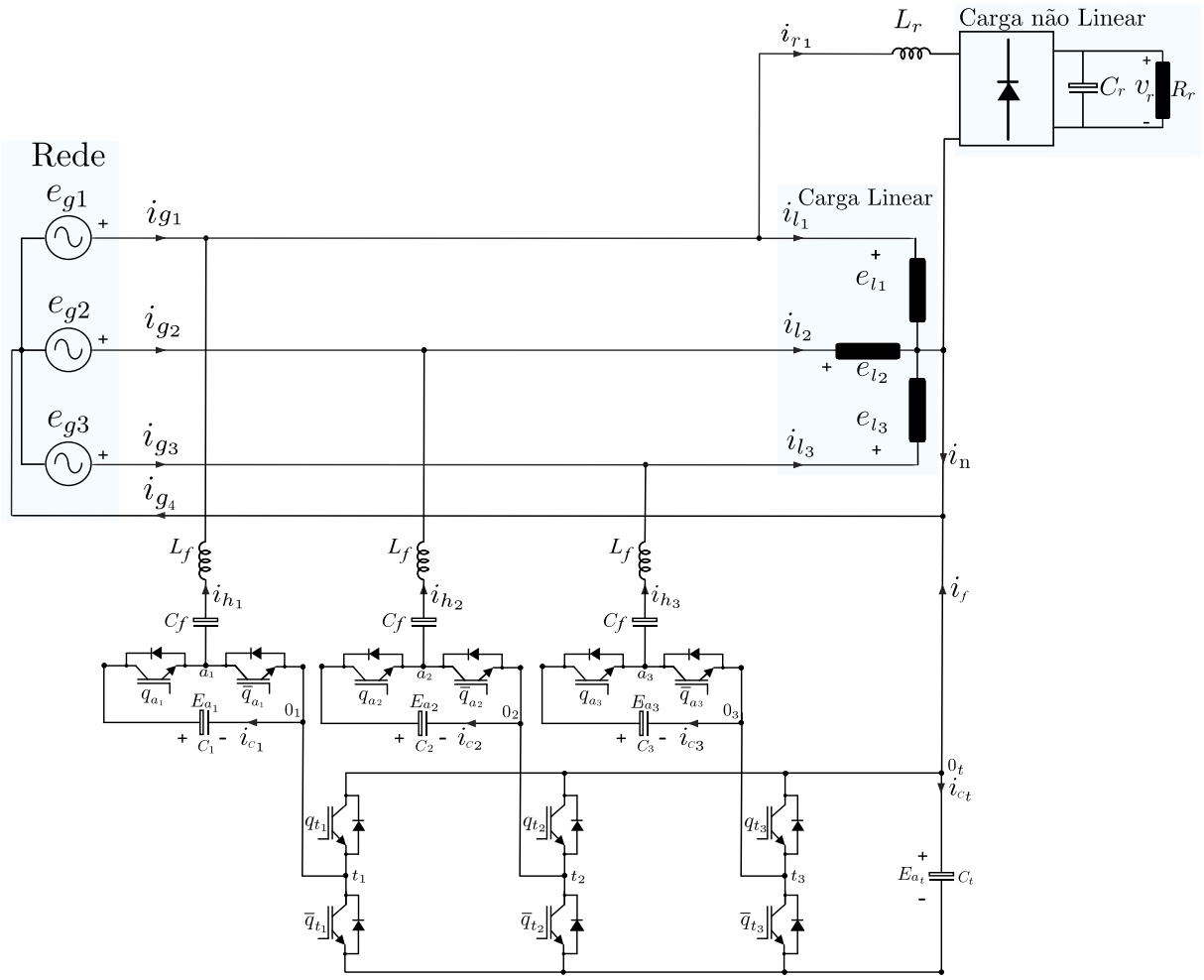
## 2.1 Introdução

Neste capítulo, propõe-se um filtro ativo de potência híbrido *shunt* trifásico a quatro fios, denominado 6LH-SHAPF, ilustrado na Figura 2.1. A topologia proposta é derivada do conversor 10L-SHAPF da Figura 1.15 e é composta por conversores de meia ponte grampeados em cascata com um conversor trifásico grampeado. Essa estrutura é destinada à compensação de harmônicos de corrente provenientes de cargas não lineares, à correção do fator de potência e ao equilíbrio das correntes da rede.

Embora o conversor 10L-SHAPF apresente desempenho satisfatório na compensação de distúrbios de qualidade da energia elétrica, sua implementação requer um elevado número de dispositivos semicondutores. Essa característica resulta em maiores perdas de potência, aumento do custo do conversor e maior complexidade da estratégia de modulação e do sistema de controle. Com o objetivo de superar essas limitações, a topologia proposta aplica a técnica de grampeamento ao conversor 10L-SHAPF, detalhado no Apêndice A, tanto no conversor trifásico quanto nas células em ponte H.

A aplicação dessa técnica permite substituir cada ponte H por um conversor em meia ponte grampeado e eliminar o quarto braço do conversor trifásico, resultando na

Figura 2.1 – Conversor 6LH-SHAPF proposto.




redução de quatro braços e, consequentemente, de oito chaves semicondutoras. Além da redução do número de componentes, que contribui para a diminuição das perdas de potência, o conversor proposto apresenta uma estratégia de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês, *Pulse Width Modulation*) mais simples, bem como uma estratégia de controle com menor complexidade em comparação à topologia 10L-SHAPF.

Entretanto, a substituição das pontes H por conversores em meia ponte grampeados reduz a tensão máxima sintetizada por cada célula. Dessa forma, para manter a mesma capacidade de compensação da topologia antes do grampeamento, torna-se necessário elevar a tensão dos barramentos CC dos conversores em meia ponte grampeados. Esse aumento da tensão dos barramentos implica maior esforço sobre os dispositivos semicondutores e pode elevar a potência processada pelo conversor.

Para contornar essa limitação, a topologia proposta utiliza uma estrutura híbrida composta por um filtro passivo do tipo LC conectado em série com o conversor ativo. Conforme apresentado anteriormente, essa configuração permite reduzir a tensão mínima requerida nos barramentos CC e, consequentemente, diminuir a potência processada pelo

conversor, mantendo a capacidade de compensação dos distúrbios da rede elétrica.

Além da apresentação da topologia proposta, este capítulo descreve o projeto dos capacitores dos conversores em meia ponte grampeados. Também são obtidos os modelos das plantas empregados no projeto dos controladores, conforme apresentado no Apêndice B. O projeto dos indutores e dos capacitores dos filtros passivos pode ser realizado seguindo o mesmo procedimento descrito no Apêndice C.

Além disso, são apresentados o modelo do conversor, a estratégia de modulação por largura de pulso e a estratégia de controle empregada. É realizada uma análise para determinação da tensão mínima dos barramentos CC e apresentada uma comparação entre a topologia proposta e o conversor 10L-SHAPF, considerando o número de componentes, a tensão mínima dos barramentos CC, as perdas de potência e a distorção harmônica.

Por fim, os resultados de simulação e experimentais são apresentados com o objetivo de validar a topologia proposta.

## 2.2 Modelo do conversor

Para a obtenção do modelo do conversor proposto, considera-se que os dispositivos semicondutores são ideais e que a fonte trifásica é equilibrada. Dessa forma, obtém-se o circuito equivalente da topologia proposta, ilustrado na Figura 2.2.

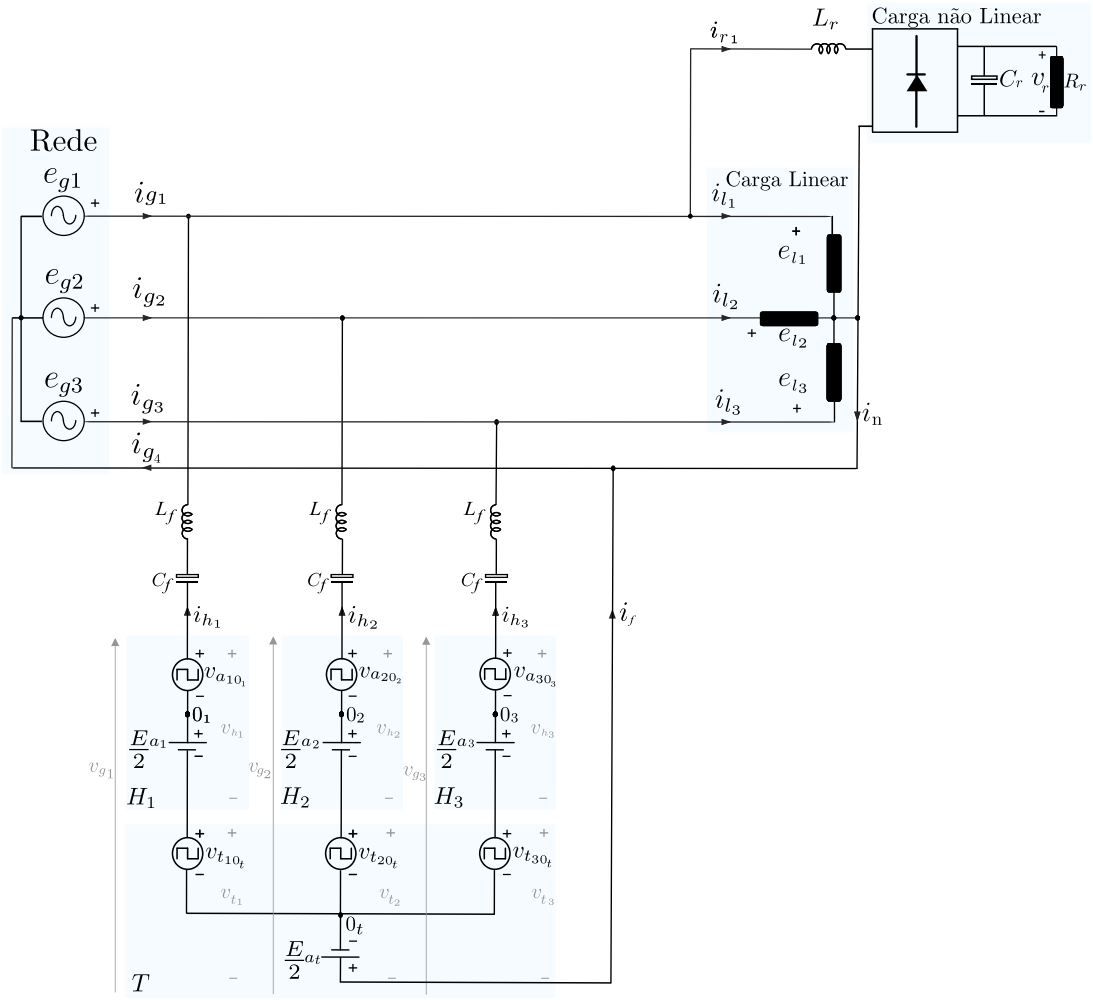
A estrutura é composta por uma rede elétrica trifásica, representada por $e_{g_j}$, e pelas tensões na carga, $e_{l_j}$ e $v_r$. O sistema possui seis braços, cada um constituído por dois dispositivos semicondutores, além de quatro barramentos CC: três associados às células em meia ponte grampeada ($C_1$, $C_2$ e $C_3$) e um associado ao conversor trifásico grampeado ($C_t$). As capacitâncias são iguais para todos os conversores. Além disso, os barramentos operam com a mesma tensão, ou seja,

$$E_{a_j} = E_{a_t} = E. \tag{2.1}$$

O 6LH-SHAPF é conectado à rede elétrica por meio de um filtro de saída, composto por $L_f$ e $C_f$. Os conversores em meia ponte grampeados ($H_j$) são representados pelas tensões de polo $v_{a_{j0j}}$ e por uma fonte de tensão contínua de valor $E_{a_j}/2$, decorrente do grampeamento dos conversores. De forma análoga, o conversor trifásico grampeado ($T$) é representado pelas tensões de polo $v_{t_{j0t}}$ e por uma fonte de tensão contínua de valor $E_{a_t}/2$, proveniente do grampeamento do quarto braço do conversor.

São consideradas duas cargas no sistema: uma carga linear trifásica indutiva desequilibrada a quatro fios e uma carga não linear, representada por um retificador monofásico em ponte completa não controlado, composto por um capacitor de filtro $C_r$,

Figura 2.2 – Circuito equivalente da topologia 6LH-SHAPF.




uma carga resistiva $R_r$ e um indutor de entrada $L_r$. A carga não linear é descrita no Apêndice D.

As chaves semicondutoras que compõem a estrutura são representadas por $q_{x_j}$ e $\overline{q}_{x_j}$, em que $j = \{1, 2, 3\}$ representa as fases do sistema e $x = \{a, t\}$ identifica, respectivamente, os conversores $H_j$ e $T$ . A variável $q_{x_j}$ representa o estado da chave superior de cada braço do conversor, enquanto $\overline{q}_{x_j}$ representa o estado da chave complementar. Quando $q_{x_j} = 1$, a chave superior encontra-se em condução e a chave complementar permanece bloqueada, ou seja, $\overline{q}_{x_j} = 0$. De forma análoga, quando $q_{x_j} = 0$, a chave superior encontra-se bloqueada e a chave complementar entra em condução, resultando em $\overline{q}_{x_j} = 1$.

As correntes $i_{g_j}$, $i_{l_j}$, $i_{h_j}$ e $i_{r_1}$ correspondem, respectivamente, às correntes da rede, da carga linear, do conversor e da carga não linear. As correntes $i_{c_j}$ representam as correntes nos capacitores $C_j$, que dependem do estado das chaves $q_{a_j}$, sendo determinadas por

$$i_{c_j} = i_{h_j} q_{a_j} = C_j \frac{dE_{a_j}}{dt}. \tag{2.2}$$

De forma semelhante, a corrente no barramento CC do conversor trifásico grampeado é

dada por

$$i_{c_t} = -\sum_{j=1}^{3} i_{h_j} q_{t_j} - i_f = C_t \frac{dE_{a_t}}{dt}. \tag{2.3}$$

As tensões geradas pelos conversores $H_j$ e $T$ são dadas, respectivamente, por

$$v_{h_j} = v_{a_{j0j}} + \frac{E_{a_j}}{2}, \tag{2.4}$$

$$v_{t_j} = v_{t_{j0t}} - \frac{E_{a_t}}{2}. \tag{2.5}$$

As tensões de polo $v_{a_{j0j}}$ e $v_{t_{j0t}}$ podem ser escritas, de forma geral, como

$$v_{x_{j0}} = (2q_{x_j} - 1)\frac{E}{2}. \tag{2.6}$$

Substituindo a equação anterior nas Equações (2.4) e (2.5), obtêm-se

$$v_{h_j} = q_{a_j} E, \tag{2.7}$$

$$v_{t_j} = (q_{t_j} - 1)E. \tag{2.8}$$

A partir do circuito equivalente da topologia e da aplicação das Leis de Kirchhoff, obtém-se a equação dinâmica de cada fase,

$$e_{g_j} + R_f i_{h_j} + L_f \frac{di_{h_j}}{dt} + \frac{1}{C_f}\int i_{h_j}\, dt - v_{h_j} - v_{t_j} = 0. \tag{2.9}$$

em que $R_f$ representa a resistência parasita do indutor do filtro. Observa-se que as fontes de tensão contínua resultantes do grampeamento dos conversores se anulam mutuamente, uma vez que possuem o mesmo módulo e sinais opostos.

A relação entre as correntes da fase 1 é dada por

$$i_{g_1} = i_{r_1} + i_{l_1} - i_{h_1}. \tag{2.10}$$

Essa expressão é válida apenas para a fase 1, pois a carga não linear está conectada a essa fase. Para as demais fases, a relação entre as correntes é dada por

$$i_{g_j} = i_{l_j} - i_{h_j}, \tag{2.11}$$

para $j \neq 1$. A corrente no condutor neutro da carga é dada por

$$i_n = \sum_{j=1}^{3} i_{l_j}. \tag{2.12}$$

Define-se a tensão sintetizada pelo conversor em cada fase como

$$v_{g_j} = e_{g_j} + R_f i_{h_j} + L_f \frac{di_{h_j}}{dt} + \frac{1}{C_f}\int i_{h_j}\, dt. \tag{2.13}$$

Assim, a Equação (2.9) pode ser reescrita como

$$v_{g_j} = v_{h_j} + v_{t_j}. \tag{2.14}$$

Como as tensões $v_{h_j}$ e $v_{t_j}$ são limitadas pela tensão do barramento CC, conclui-se, a partir das Equações (2.7), (2.8) e (2.14), que a tensão sintetizada pelo conversor satisfaz a restrição

$$|v_{g_j}| \leq E. \tag{2.15}$$

## 2.3 Modulação por largura de pulso (PWM)

Os sinais de controle para os dispositivos semicondutores, responsáveis pela correta síntese das tensões médias, são gerados por meio da técnica de modulação por largura de pulso (PWM) escalar. Neste ponto, o símbolo $*$ indica que as variáveis correspondem aos valores de referência. A partir da Equação (2.14), as tensões de referência geradas pelos conversores são definidas como:

$$v^*_{g_j} = v^*_{h_j} + v^*_{t_j}. \tag{2.16}$$

A Equação (2.16) resulta em três equações lineares com seis variáveis. Considerando que as tensões $v^*_{g_1}$, $v^*_{g_2}$ e $v^*_{g_3}$ são fornecidas pelo controlador, três variáveis auxiliares, denotadas por $\mu^*_{g_j}$, podem ser introduzidas e definidas como

$$\mu^*_{g_j} = v^*_{h_j}. \tag{2.17}$$

Essas variáveis podem ser livremente definidas, desde que respeitem os limites de tensão impostos pelos conversores. Assim, substituindo a Equação (2.17) na Equação (2.16), obtém-se

$$v^*_{g_j} - \mu^*_{g_j} = v^*_{t_j}. \tag{2.18}$$

As tensões $v^*_{h_j}$ são limitadas ao intervalo $[0, E]$, enquanto as tensões $v^*_{t_j}$ são limitadas ao intervalo $[-E, 0]$. Portanto, as variáveis auxiliares são determinadas da seguinte forma:

$$\mu^*_{g_j\max} = \min\left[E^* + v^*_{g_j}, E^*\right] \tag{2.19}$$

$$\mu^*_{g_j\min} = \max\left[0, v^*_{g_j}\right] \tag{2.20}$$

Nessas expressões, as funções *min* e *max* fornecem, respectivamente, os menores e os maiores valores entre seus argumentos. As variáveis $\mu^*_{g_j}$ podem ser selecionadas dentro desse intervalo, de modo que

$$\mu^*_{g_j} = \mu^*_{x_j}\mu^*_{g_j\max} + (1 - \mu^*_{x_j})\mu^*_{g_j\min}. \tag{2.21}$$

em que $\mu^*_{x_j}$ pode variar entre 0 e 1 e é determinada pelo sistema de controle. Além disso, essas variáveis são utilizadas no controle de tensão dos barramentos dos conversores $H_j$. Uma vez definidas as variáveis $\mu^*_{g_j}$, as tensões $v^*_{h_j}$ são obtidas por meio da Equação (2.17). Ademais, as tensões $v^*_{t_j}$ são determinadas a partir da Equação (2.18). Com todas as tensões de referência definidas, estas são comparadas com um sinal triangular de alta frequência (portadora) para a geração dos sinais de comando dos dispositivos semicondutores.

## 2.4 Projeto dos capacitores dos conversores em meia ponte grampeados

Nesta seção, é apresentado o dimensionamento da capacitância dos barramentos CC das células em meia ponte grampeadas com base na máxima ondulação de tensão em regime permanente. Considera-se a fase 1 para o projeto. No entanto, o procedimento pode ser aplicado às demais fases. A tensão nos capacitores apresenta uma oscilação na frequência fundamental da rede. Considerando a Equação (2.2) e que, em regime permanente, a corrente do conversor na fase 1 é dada por

$$i_{h1} = I_H \sin(\omega t), \tag{2.22}$$

a variação da tensão no capacitor durante um semiciclo da frequência fundamental é dada por

$$\Delta E_{a_1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{T/2} I_H \sin(\omega t) q_{a_1}\, dt. \tag{2.23}$$

O pior caso ocorre quando $q_{a_1} = 1$ durante todo o semiciclo da rede, fazendo com que toda a corrente do conversor circule pelo capacitor e produza a máxima ondulação de tensão. Nessa condição, a capacitância mínima é dada por

$$C_{1_{\min}} = \frac{I_H}{\pi f \Delta E_{a_{\max}}}. \tag{2.24}$$

A Equação (2.24) representa uma condição de pior caso, pois considera que toda a corrente do conversor circula pelo capacitor durante um semiciclo da rede. Na prática, o PWM reduz esse intervalo de condução, resultando em uma ondulação de tensão inferior à estimada por essa equação. Assim, a capacitância obtida assegura que a ondulação máxima especificada seja atendida.

## 2.5 Carga e descarga dos barramentos CC

As tensões $v_{h_j}$ pertencem ao intervalo de 0 a $E$, dependendo dos estados de chaveamento, conforme apresentado na Tabela 2.1. De acordo com a convenção passiva

Tabela 2.1 – Estados da chave $q_{a_j}$ e tensões $v_{a_{j0j}}$ e $v_{h_j}$.

| $q_{a_j}$ | $v_{a_{j0j}}$ | $v_{h_j}$ |
|---|---|---|
| 0 | $-E/2$ | 0 |
| 1 | $E/2$ | $E$ |

e com base no circuito equivalente, a potência instantânea nesses conversores é dada pela Equação (2.25). A possibilidade de variação do sinal dessa potência indica que as tensões dos barramentos CC podem ser reguladas. Assim, para $p_j > 0$, os capacitores são carregados, enquanto, para $p_j < 0$, os capacitores são descarregados.

$$p_j = -v_{h_j}\, i_{h_j}. \tag{2.25}$$

Como as tensões $v_{h_j}$ são maiores que zero, a única forma de alterar o sinal de $p_j$ é por meio das correntes $i_{h_j}$. Além disso, a partir da Equação (2.25), observa-se que, quando $v_{h_j} = 0$, a potência instantânea também é nula. Portanto, não há atuação sobre as tensões dos barramentos CC, isto é, não ocorre carga nem descarga dos capacitores.

As tensões $v_{h_j}$ são determinadas pelo fator $\mu^*_{x_j}$, conforme as Equações (2.21) e (2.17). Conclui-se, portanto, que esse fator influencia diretamente o processo de carga e descarga dos capacitores, bem como as correntes do filtro. A Tabela 2.2 apresenta essa análise de forma resumida.

Tabela 2.2 – Influência do sentido da corrente $i_{h_j}$ na potência dos barramentos CC.

| $i_{h_j}$ | **Potência** $p_j$ | **Efeito nos capacitores** |
|---|---|---|
| $> 0$ | $p_j < 0$ | Descarga |
| $< 0$ | $p_j > 0$ | Carga |

De acordo com a Tabela 2.2, quando as correntes $i_{h_j}$ assumem valores negativos, ocorre o processo de carga dos barramentos CC. Por outro lado, quando essas correntes assumem valores positivos, ocorre o processo de descarga dos barramentos. Em situações nas quais seja necessário carregar ou descarregar os barramentos CC, mas a polaridade instantânea da corrente não seja favorável a esse processo, a estratégia de controle atua de modo a minimizar esse efeito, impondo potência nula ao conversor.

## 2.6 Tensão mínima dos barramentos CC

Nesta seção, é determinada a equação que define a tensão mínima dos barramentos CC. Em regime permanente, a tensão necessária para que o conversor imponha as correntes de compensação é dada por

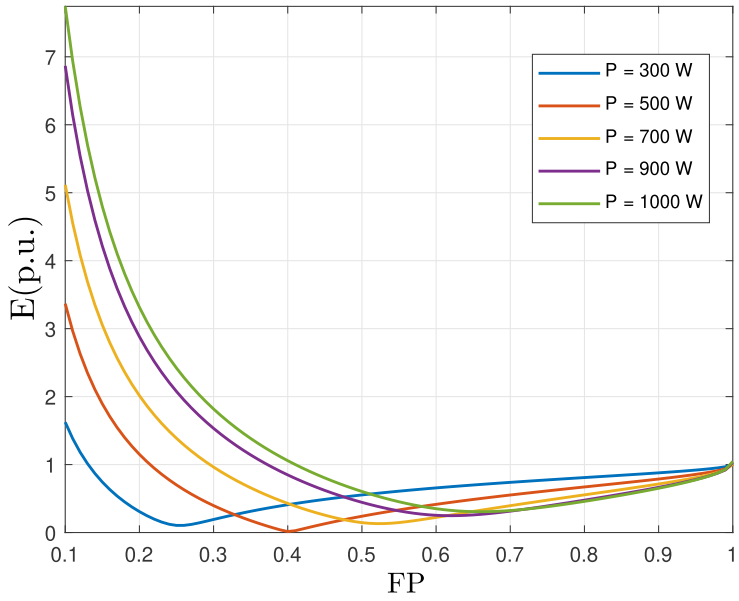
$$\bar{V}_{g_j} = \bar{E}_{g_j} + \bar{I}_{h_j}(R_f + j(X_l - X_c)), \tag{2.26}$$

em que $X_l = \omega L_f$, $X_c = 1/(\omega C_f)$ e $\omega = 2\pi f$. Combinando as Equações (2.26) e (2.15), obtém-se a tensão mínima do barramento CC para cada fase,

$$E \geq \left| \bar{E}_{g_j} + \bar{I}_{h_j}(R_f + j(X_l - X_c)) \right|. \tag{2.27}$$

Observa-se, a partir da Equação (2.27), que a tensão mínima do barramento CC depende da tensão da rede e da corrente de compensação, estando, portanto, relacionada às características da carga. A influência dessas características pode ser avaliada por meio da variação da potência ativa e do fator de potência. A Figura 2.3 ilustra a tensão mínima dos barramentos CC para diferentes condições de operação, considerando a carga linear. A mesma análise pode ser estendida à carga não linear. Observa-se que a tensão mínima aumenta à medida que o fator de potência diminui e também cresce com o aumento da potência ativa da carga. Além disso, como a carga é desequilibrada, essa análise deve ser realizada individualmente para cada fase. Como o conversor opera de forma simétrica, a tensão dos barramentos CC deve ser igual ou superior ao maior valor de tensão mínima obtido entre as três fases.

Figura 2.3 – Tensão mínima dos barramentos CC para diferentes valores de potência ativa e fator de potência.

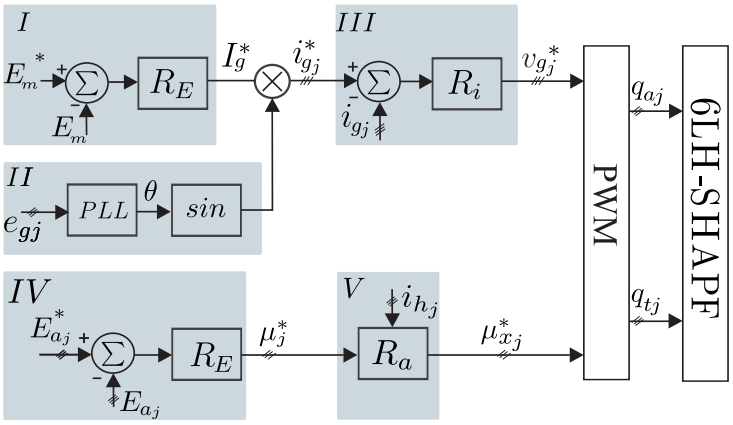



## 2.7 Estratégia de controle

A estratégia de controle desenvolvida foi apresentada em (MACIEL et al., 2015). O diagrama de controle do conversor proposto é ilustrado na Figura 2.4 e está dividido em cinco partes, denominadas *I*, *II*, *III*, *IV* e *V*.

Na parte *I*, o erro entre a tensão média dos barramentos medida $E_m$ e sua referência $E_m^*$ é processado por um controlador proporcional-integral (PI), denotado por $R_E$. A função

Figura 2.4 – Diagrama de controle da topologia proposta.




de transferência do controlador PI, no domínio da frequência, é dada por

$$R_E(s) = k_{pC} + \frac{k_{iC}}{s}. \tag{2.28}$$

em que $k_{pC}$ e $k_{iC}$ são os ganhos do controlador. Esse controlador fornece a amplitude da corrente de referência da rede, $I_g^*$.

Na parte *II*, a malha de captura de fase (PLL, do inglês, *Phase-Locked Loop*) é responsável por detectar o ângulo de fase $\theta$ da sequência positiva das tensões da rede, bem como por gerar correntes instantâneas da rede sincronizadas com as tensões $e_{g_j}$. Isso possibilita a compensação da potência reativa da carga e a obtenção de fator de potência unitário. As correntes sincronizadas são definidas por

$$i_{g_j}^* = I_g^* \sin\left[\theta + (1-j)\frac{2\pi}{3}\right]. \tag{2.29}$$

Na parte *III*, os controladores proporcionais-ressonantes (PR), denotados por $R_i$, recebem os erros de corrente $(i_{g_j}^* - i_{g_j})$ e geram as tensões de referência $v_{g_j}^*$. A função de transferência não ideal desses controladores é apresentada em (TEODORESCU et al., 2006), e definida conforme Equação (2.30).

$$R_i(s) = k_{pi} + \frac{2k_{ii}\omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + (n\omega_0)^2}, \tag{2.30}$$

em que $\omega_o = 2\pi f$, com $f = 60\,\text{Hz}$, corresponde à frequência fundamental da rede elétrica, $\omega_b$ define a largura de banda do termo ressonante, enquanto $k_{pi}$ e $k_{ii}$ são os ganhos do controlador. Além disso, $n$ representa a ordem das harmônicas geradas pela carga não linear.

Para a correta síntese das tensões $v_{g_j}^*$, é necessário sintonizar os controladores ressonantes em cada frequência harmônica, todos atuando sobre o mesmo erro de corrente. As saídas desses controladores são somadas para obter a tensão de referência $v_{g_j}^*$.

Na parte *IV*, o controle das tensões dos barramentos CC das células em meia ponte grampeada é realizado individualmente por meio de controladores PI ($R_E$), os

quais recebem o erro entre a tensão medida $E_{a_j}$ e sua referência $E^*_{a_j}$. A saída de cada controlador $R_E$ é processada de modo que $\mu^*_j$ permaneça no intervalo entre 0 e 1. A função de transferência desses controladores é a mesma apresentada na Equação (2.28).

Na parte *V*, o bloco $R_a$ é responsável por medir as correntes do conversor por meio dos sensores de corrente e por verificar sua polaridade, isto é, se $i_{h_j}$ é positiva ($i_{h_j} > 0$) ou negativa ($i_{h_j} < 0$). Durante o processo de carga dos capacitores, as variáveis $\mu^*_{x_j}$ recebem o valor da saída do controlador PI, ou seja, $\mu^*_{x_j} = \mu^*_j$. Durante o processo de descarga dos capacitores, $\mu^*_{x_j}$ recebe o valor complementar da saída do controlador, ou seja, $\mu^*_{x_j} = 1 - \mu^*_j$.

Nos casos em que seja necessário carregar ou descarregar os barramentos CC, mas a polaridade instantânea da corrente não seja favorável a esse processo, as variáveis $\mu^*_j$ são definidas de modo a anular a potência da célula. Dessa forma, evita-se que o sistema atue de maneira contrária ao objetivo de controle, como, por exemplo, descarregar o barramento quando se deseja carregá-lo.

Uma vez definidas as variáveis $\mu^*_{x_j}$, esses valores são utilizados na Equação (2.21) para determinar as variáveis $\mu^*_{g_j}$.

Por fim, com todas as tensões de polo de referência definidas, esses valores são comparados com um sinal triangular de alta frequência (bloco PWM), a fim de gerar os sinais de chaveamento dos dispositivos semicondutores, isto é, $q_{a_j}$ e $q_{t_j}$.

## 2.8 Modelo das plantas

Nesta seção, são obtidos os modelos das plantas de corrente e de tensão, os quais são utilizados no projeto dos controladores, conforme apresentado no Apêndice B.

### 2.8.1 Planta de corrente

A planta utilizada no controle de corrente pode ser obtida a partir da Equação (2.13). Considerando a tensão da rede como uma perturbação e aplicando a Transformada de Laplace, obtém-se

$$\frac{I_g(s)}{V_g(s)} = G_i(s) = \frac{C_f\, s}{L_f C_f\, s^2 + R_f C_f\, s + 1}. \tag{2.31}$$

Essa planta descreve a dinâmica da corrente da rede em função da tensão aplicada pelo conversor.

### 2.8.2 Planta de tensão

Nesta subseção, obtém-se o modelo de pequenos sinais da dinâmica da tensão média dos barramentos CC. Conforme a estratégia de controle, a amplitude da corrente de referência da rede é determinada pelo controlador PI a partir do erro entre a tensão

média dos barramentos,

$$E_m = \frac{E_{a_1} + E_{a_2} + E_{a_3} + E_{a_t}}{4}, \tag{2.32}$$

e seu valor de referência. Assim, torna-se necessário determinar a função de transferência que relaciona $E_m$ à amplitude da corrente da rede.

O modelo é obtido a partir do balanço de potência do conversor. Considerando uma rede trifásica equilibrada operando com fator de potência unitário, a potência fornecida pela rede é dada por

$$P_g = \frac{3}{2} E_g I_g. \tag{2.33}$$

A energia armazenada nos quatro capacitores dos barramentos CC é

$$W_{bar} = 2CE_m^2, \tag{2.34}$$

assumindo que todos os capacitores possuem a mesma capacitância e que as tensões dos barramentos são iguais. Derivando essa expressão, obtém-se a potência armazenada nos barramentos,

$$P_{bar} = 4CE_m \frac{dE_m}{dt}. \tag{2.35}$$

Desprezando as perdas nos conversores, a conservação de energia resulta em

$$P_g = P_{bar} + P_L, \tag{2.36}$$

em que $P_L$ é a potência da carga. Substituindo as expressões anteriores, obtém-se

$$4CE_m \frac{dE_m}{dt} = \frac{3}{2} E_g I_g - P_L. \tag{2.37}$$

Como a Equação (2.37) é não linear, realiza-se sua linearização em torno do ponto de operação, considerando

$$E_m = E_{m0} + \widetilde{e}_m, \tag{2.38}$$

$$I_g = I_{g0} + \widetilde{i}_g, \tag{2.39}$$

$$P_L = P_{L0} + \widetilde{p}_L. \tag{2.40}$$

Substituindo essas expressões na equação anterior, separando os termos de regime permanente e desprezando os termos de segunda ordem, obtém-se o modelo linearizado. Além disso, para o projeto do controlador, a potência da carga é considerada uma perturbação externa, isto é, $\widetilde{p}_L = 0$, resultando em

$$4CE_{m0} \frac{d\widetilde{e}_m}{dt} = \frac{3}{2} E_g \widetilde{i}_g. \tag{2.41}$$

Aplicando a Transformada de Laplace, obtém-se

$$4CE_{m0}s\widetilde{E}_m(s) = \frac{3}{2}E_g\widetilde{I}_g(s), \tag{2.42}$$

e, consequentemente, a função de transferência de pequenos sinais que relaciona a tensão média dos barramentos CC à amplitude da corrente da rede,

$$G_v(s) = \frac{\widetilde{E}_m(s)}{\widetilde{I}_g(s)} = \frac{3E_g}{8CE_{m0}s}. \tag{2.43}$$

## 2.9 Resultados

Esta seção apresenta os resultados de simulação e experimentais em malha fechada, os quais validam o conversor 6LH-SHAPF proposto. Nos testes experimentais, foram utilizados dispositivos de potência da SEMIKRON, sendo empregados IGBTs SKM50GB123D, *drivers* SKH23 e um DSP TMS320F28335. A Tabela 2.3 apresenta os parâmetros utilizados tanto nas simulações quanto nos experimentos.

Tabela 2.3 – Parâmetros considerados para os resultados de simulação e experimentais.

| **Parâmetro** | **Descrição** | **Valor** |
|---|---|---|
| $E_g$ | Tensão da rede (rms) | 110 V |
| $V_l$ | Tensão da carga (rms) | 110 V |
| $f_{sw}$ | Frequência de chaveamento | 10 kHz |
| $f_g/f_l$ | Frequência da rede e da carga | 60/60 Hz |
| $E$ | Tensões dos barramentos CC | 120/180 V |
| $C$ | Capacitâncias dos barramentos CC | 2,2 mF |
| $L_f$ | Indutância do filtro passivo | 7 mH |
| $C_f$ | Capacitância do filtro passivo | 200 $\mu$F |
| $L_1$ | Indutância da carga | 21 mH |
| $L_2$ | Indutância da carga | 33 mH |
| $L_3$ | Indutância da carga | 33 mH |
| $R_1$ | Resistência da carga | 7,5 $\Omega$ |
| $R_2$ | Resistência da carga | 15 $\Omega$ |
| $R_3$ | Resistência da carga | 15 $\Omega$ |
| $P$ | Potência da carga linear | 1719 W |
| $Fp$ | Fator de potência da carga | 0,73 indutivo |
| $C_r$ | Capacitância do filtro do retificador | 40 $\mu$F |
| $L_r$ | Indutância do filtro do retificador | 5 mH |
| $R_r$ | Resistência da carga do retificador | 22,5 $\Omega$ |
| | **Ganhos dos Controladores** | |
| $k_{pC}$ | Ganho proporcional de $R_E = R_C$ | 0,5 |
| $k_{iC}$ | Ganho integral de $R_E = R_C$ | 15,0 |
| $k_{pi}$ | Ganho proporcional de $R_i$ | 5,0 |
| $k_{ii}$ | Ganho integral de $R_i$ | 1000,0 |

### 2.9.1 Resultados de simulação

Primeiramente, são apresentados os resultados para o sistema operando apenas com a carga linear. Posteriormente, é analisada a conexão da carga não linear, correspondente a um retificador monofásico, cuja conexão é apresentada na Figura 2.1.

Os resultados de simulação para a operação com carga linear são apresentados nas Figuras 2.5 e 2.6. A Figura 2.5(a) mostra que a corrente da rede ($i_g$) permanece em fase com a tensão da rede ($e_g$), evidenciando a correção do fator de potência para a unidade. Dessa forma, o conversor é responsável por fornecer toda a potência reativa requerida pela carga. Além disso, a Figura 2.5(b) mostra que as correntes da rede permanecem equilibradas, enquanto a Figura 2.5(c) evidencia que as tensões dos barramentos CC permanecem reguladas em torno do valor de referência de 120 V, validando a estratégia de controle proposta para o balanceamento individual das tensões dos capacitores.

A Figura 2.6 ilustra as correntes do sistema. Observa-se que as correntes da carga são desequilibradas, conforme mostrado na Figura 2.6(b), enquanto as correntes da rede permanecem equilibradas (Figura 2.6(a)), comprovando a compensação do desequilíbrio pelo conversor. As correntes fornecidas pelo conversor são apresentadas na Figura 2.6(c).

As Figuras 2.7 e 2.8 ilustram os resultados obtidos com a conexão da carga não linear em $t = 0{,}7$ s. A Figura 2.7(a) apresenta as tensões dos barramentos CC. Nesse caso, a tensão de referência foi ajustada para 180 V, correspondente ao valor mínimo necessário para a operação simultânea com as cargas linear e não linear. Observa-se que, após o transitório, as tensões retornam ao valor de referência, evidenciando a capacidade do sistema de controlar os barramentos CC e rejeitar perturbações provocadas pela variação da carga.

A Figura 2.7(b) ilustra que, após a conexão da carga não linear, a amplitude das correntes da rede aumenta, uma vez que a rede passa a fornecer potência para ambas as cargas. As correntes do conversor, ilustradas na Figura 2.7(c), também sofrem alterações, com destaque para a corrente da fase 1. Antes da conexão da carga não linear, o conversor fornece apenas potência reativa. No entanto, após o transitório, passa a compensar simultaneamente as componentes reativas e harmônicas introduzidas pelo retificador. A corrente da carga não linear é apresentada na Figura 2.7(d).

Após o transitório, o sistema atinge novamente o regime permanente, conforme ilustrado na Figura 2.8. Verifica-se que as tensões dos barramentos CC permanecem reguladas, enquanto as correntes da rede continuam equilibradas e praticamente senoidais, demonstrando que a estratégia de controle mantém seu desempenho mesmo após a conexão da carga não linear.

Os resultados obtidos validam a topologia proposta, uma vez que o sistema mantém o fator de potência unitário, equilibra as correntes da rede, compensa os componentes

harmônicos introduzidos pela carga não linear e regula as tensões dos barramentos CC mesmo durante variações de carga. Esses resultados evidenciam a eficácia da estratégia de controle e a melhoria da qualidade da energia fornecida pela rede.

Figura 2.5 – Resultados de simulação do conversor operando com carga linear. (a) Tensão e corrente da rede na fase 1. (b) Correntes da rede. (c) Tensões dos barramentos CC.

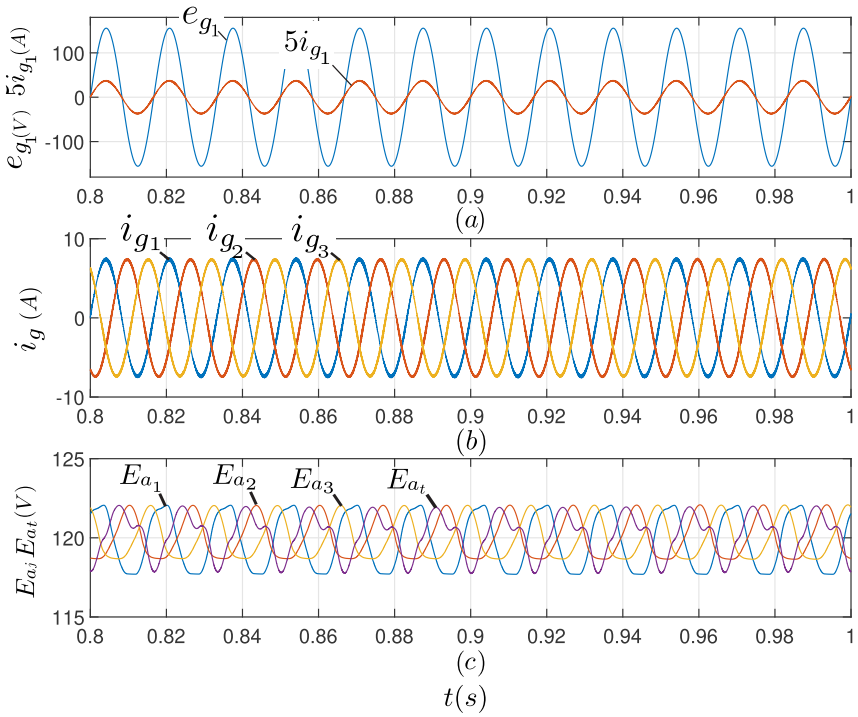



Figura 2.6 – Resultados de simulação do conversor operando com carga linear. (a) Correntes da rede. (b) Correntes da carga. (c) Correntes do conversor.

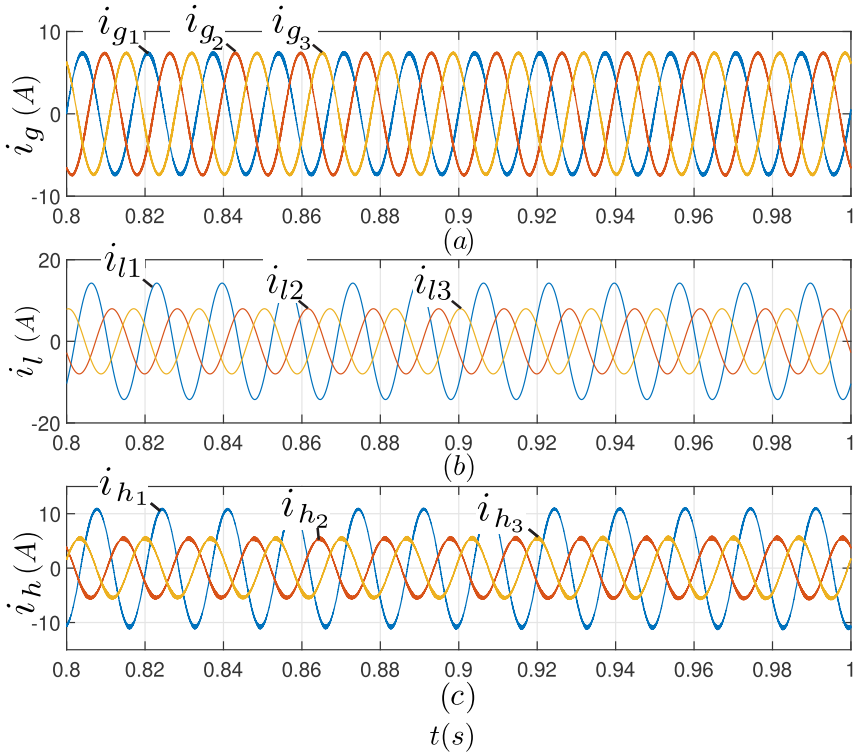


Figura 2.7 – Resultados de simulação durante a conexão da carga não linear. (a) Tensões dos barramentos CC. (b) Correntes da rede. (c) Correntes do conversor. (d) Corrente da carga não linear.

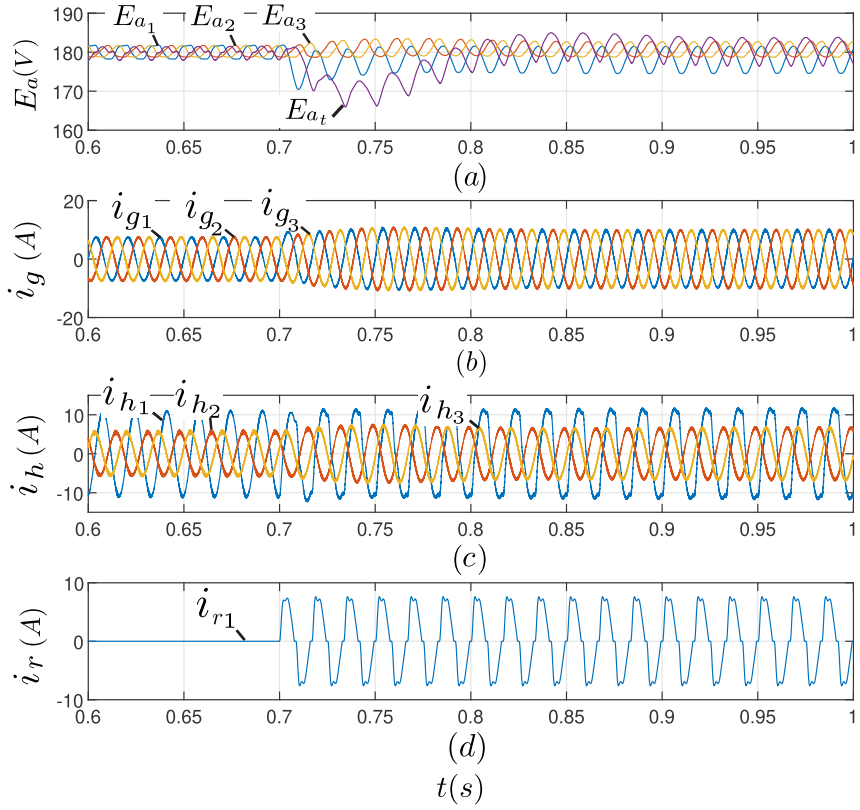
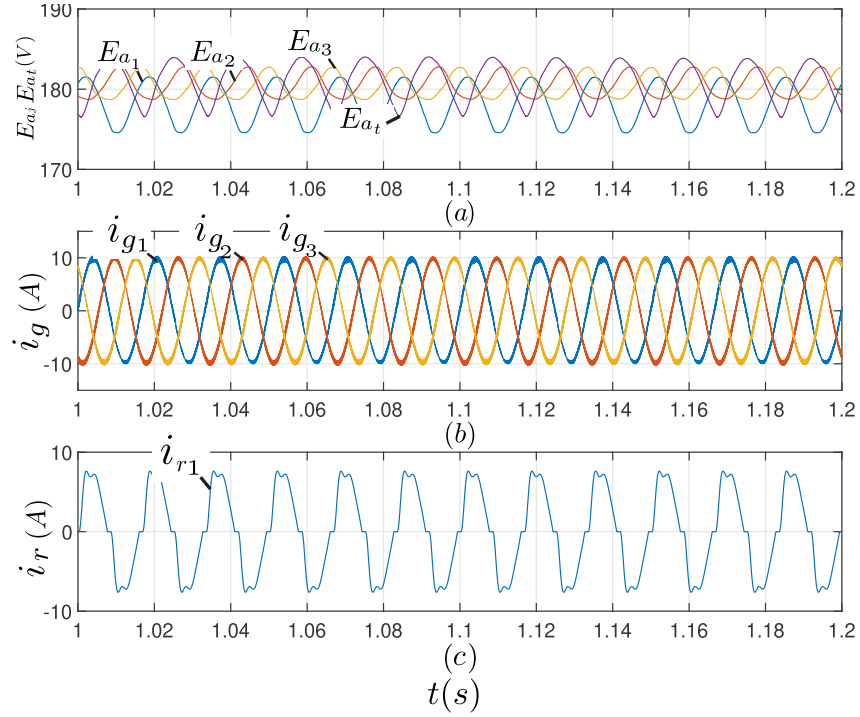


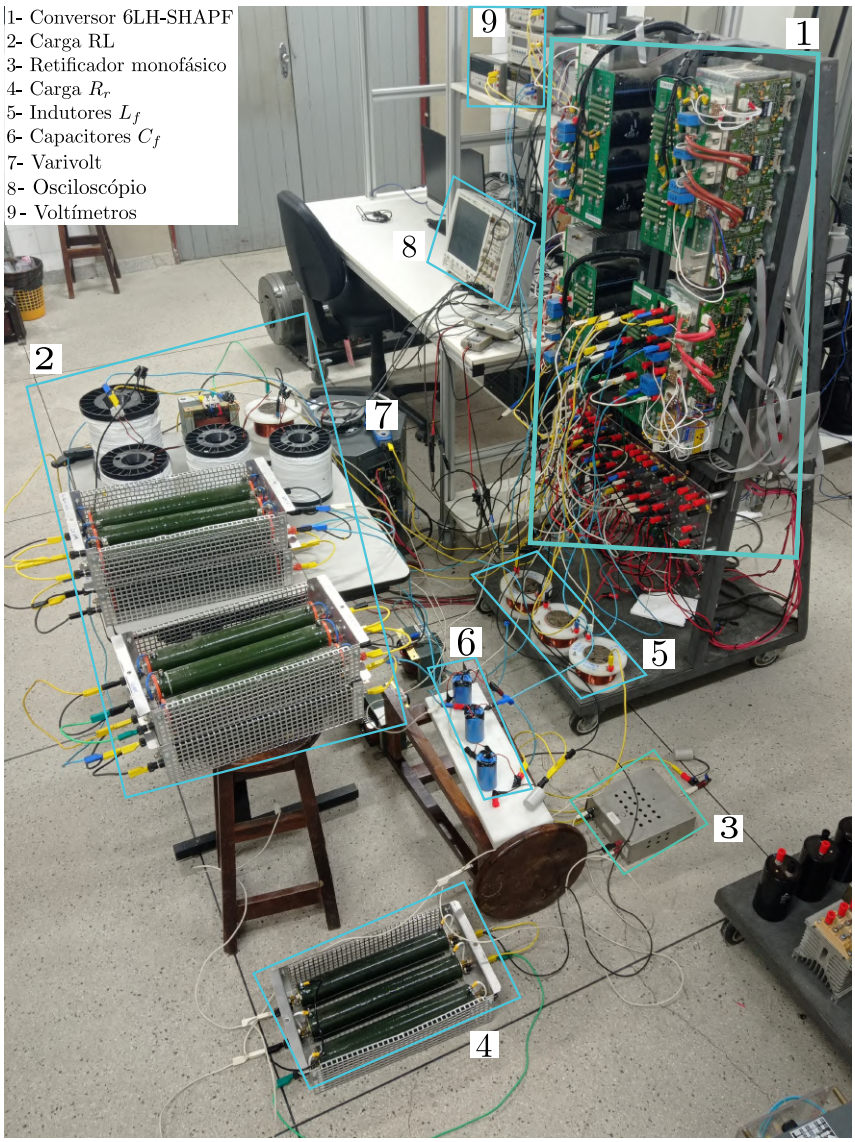

Figura 2.8 – Resultados de simulação em regime permanente após a conexão da carga não linear. (a) Tensões dos barramentos CC. (b) Correntes da rede. (c) Corrente da carga não linear.



### 2.9.2 Resultados experimentais

A Figura 2.9 apresenta a montagem experimental realizada em laboratório para a obtenção dos resultados, destacando os principais componentes utilizados. Os resultados

Figura 2.9 – Bancada experimental para o conversor 6LH-SHAPF.




experimentais são apresentados nas Figuras 2.10– 2.16. As Figuras 2.10– 2.13 correspondem à operação do conversor com carga linear, enquanto as Figuras 2.14– 2.16 apresentam os resultados obtidos após a conexão da carga não linear.

A Figura 2.10 apresenta a tensão da rede na fase 1 e as correntes da rede. Observa-se que a corrente da fase 1 permanece em fase com a tensão da rede, evidenciando a correção do fator de potência para a unidade. Além disso, as correntes da rede permanecem equilibradas. A Figura 2.11 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente da fase 1, da corrente da rede na fase 2 e da corrente da carga linear na fase 1.

As formas de onda da tensão do barramento CC da fase 2, da corrente do conversor

na fase 1 e das correntes da rede nas fases 1 e 2 são apresentadas na Figura 2.12. Observa-se que a tensão do barramento CC permanece devidamente regulada. Esse comportamento também é verificado na Figura 2.13, que apresenta as tensões dos barramentos CC das fases 1 e 2 e as respectivas correntes da rede, confirmando a eficácia da estratégia de controle tanto na regulação das tensões dos barramentos CC quanto no equilíbrio das correntes da rede.

A Figura 2.14 apresenta o transitório decorrente da conexão da carga não linear. Observa-se que a tensão do barramento CC da fase 1 sofre uma pequena oscilação durante o transitório, retornando rapidamente ao valor de referência. Também é possível verificar o aumento da amplitude das correntes da rede, uma vez que esta passa a fornecer potência para ambas as cargas. Entretanto, mesmo após a conexão da carga não linear, as correntes da rede permanecem praticamente senoidais e equilibradas.

Após o transitório, o sistema retorna ao regime permanente, conforme ilustrado na Figura 2.15. Verifica-se que a tensão do barramento CC permanece regulada e que as correntes da rede continuam equilibradas. Por fim, a Figura 2.16 apresenta as tensões dos barramentos CC da fase 1 e do conversor trifásico, bem como a corrente do retificador e a corrente da rede na fase 1. Observa-se que a corrente da rede permanece praticamente senoidal, evidenciando que o conversor compensa as componentes harmônicas produzidas pela carga não linear.

Com base nesses resultados, comprova-se a eficácia e a viabilidade da topologia proposta. O conversor mantém o fator de potência unitário, equilibra as correntes da rede, regula as tensões dos barramentos CC e compensa as componentes harmônicas introduzidas pela carga não linear.

Figura 2.10 – Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensão da rede da fase 1 e correntes da rede.

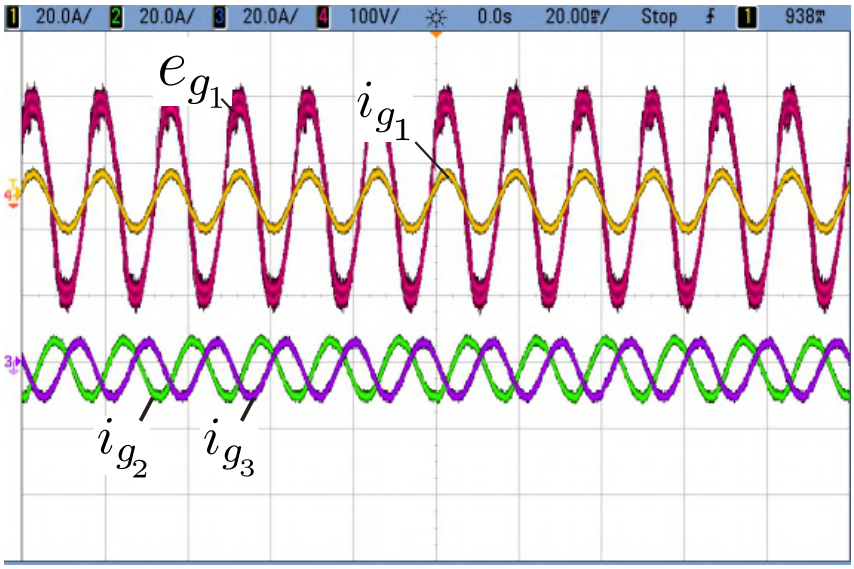


Figura 2.11 – Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensão e corrente da fase 1, corrente da rede na fase 2 e corrente da carga linear na fase 1.

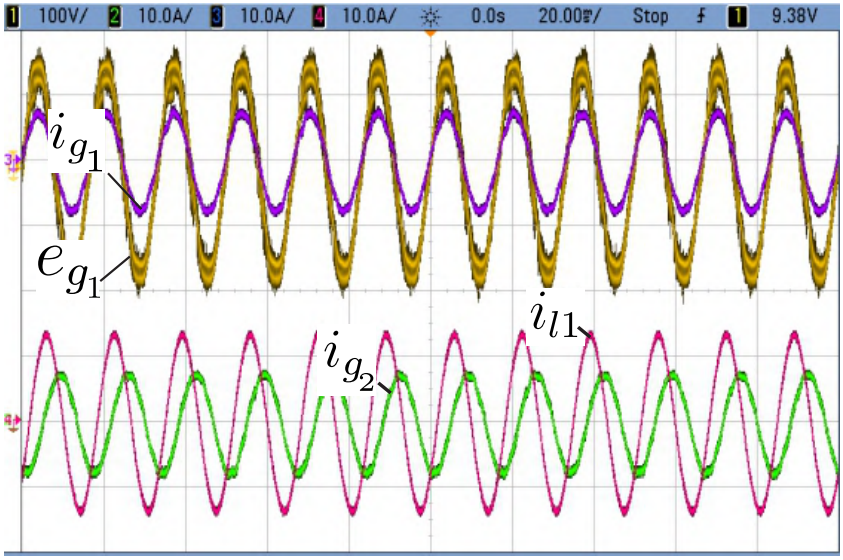



Figura 2.12 – Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensão do barramento CC da fase 2, corrente do conversor na fase 1 e correntes da rede nas fases 1 e 2.

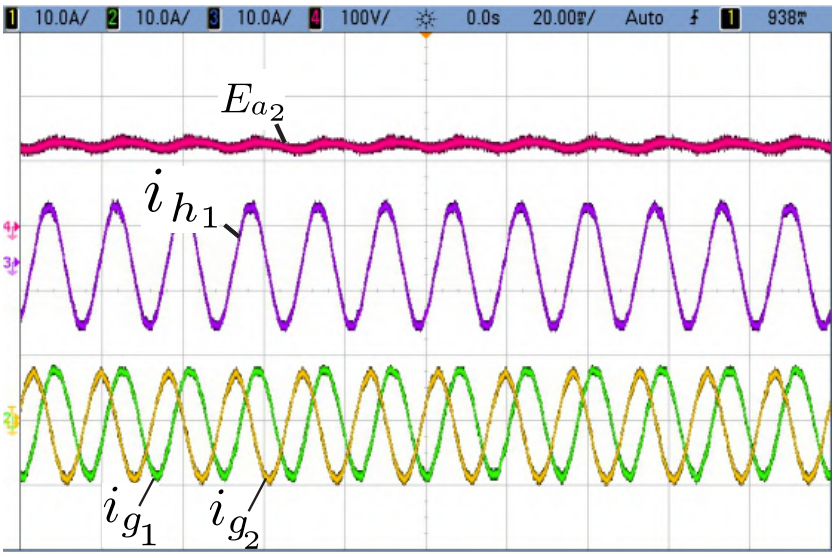


Figura 2.13 – Resultados experimentais do conversor operando em regime permanente com carga linear. Tensões dos barramentos CC das fases 1 e 2 e correntes da rede nas fases 1 e 2.

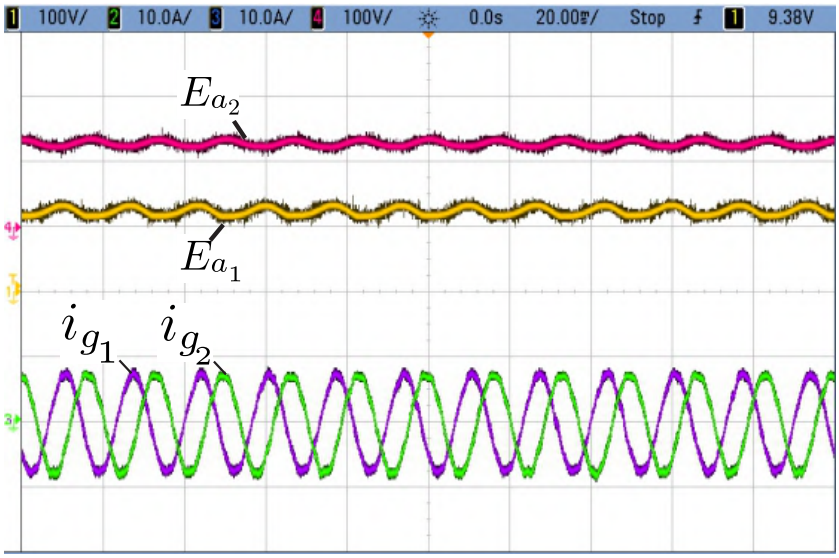



Figura 2.14 – Resultados experimentais durante o transitório de conexão da carga não linear. Tensão do barramento CC da fase 1, corrente do retificador e correntes da rede nas fases 1 e 2.

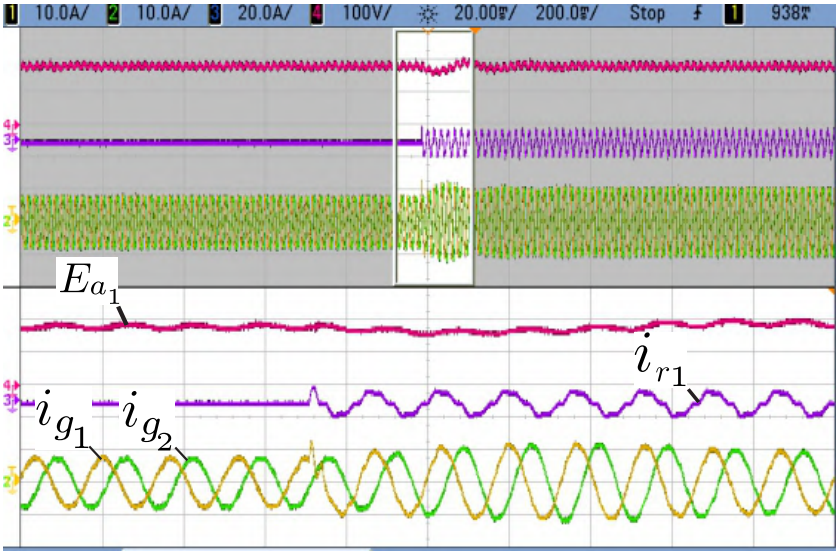


Figura 2.15 – Resultados experimentais em regime permanente com cargas linear e não linear. Tensão do barramento CC da fase 1, corrente do retificador e correntes da rede nas fases 1 e 2.

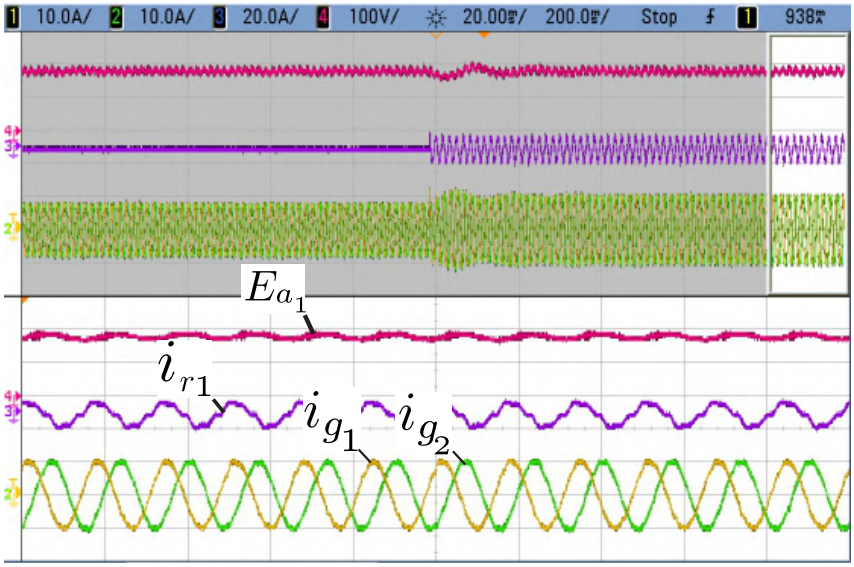
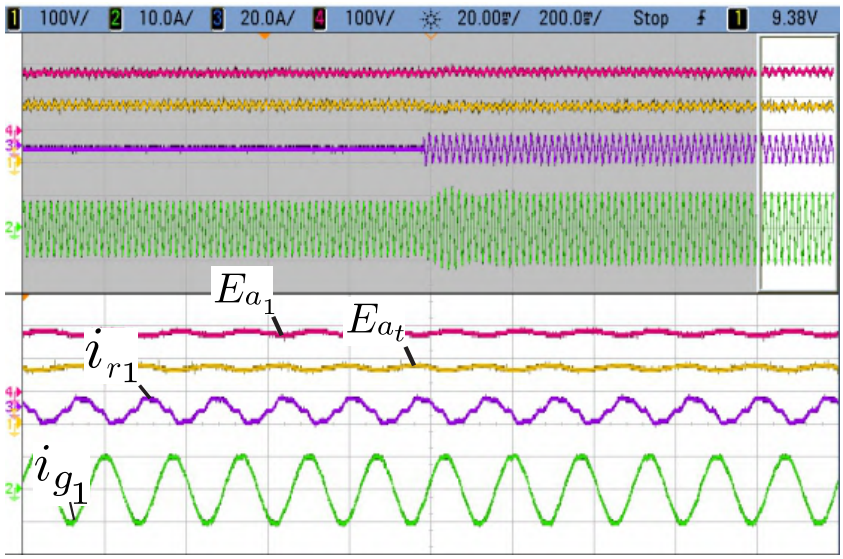



Figura 2.16 – Resultados experimentais em regime permanente com cargas linear e não linear. Tensões dos barramentos CC da fase 1 e do conversor trifásico, corrente do retificador e corrente da rede na fase 1.



## 2.10 Comparação entre as topologias 10L-SHAPF e 6LH-SHAPF

Esta seção apresenta uma análise comparativa entre a topologia 10L-SHAPF e a topologia proposta. A comparação considera o número de componentes, a tensão mínima requerida pelos barramentos CC, as perdas nos dispositivos semicondutores e a distorção harmônica total (THD) das correntes da rede. As análises das perdas nos semicondutores e da THD foram obtidas por meio de simulações realizadas no *software* PSIM, utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 2.3.

### 2.10.1 Número de componentes e tensão mínima do barramento CC

A Tabela 2.4 apresenta uma comparação entre as topologias 10L-SHAPF e 6LH-SHAPF quanto ao número de componentes e à tensão mínima requerida pelos barramentos CC. Para a análise da tensão mínima, considera-se a tensão total do conversor, isto é, a soma da tensão do conversor em cascata e da tensão do barramento CC do conversor trifásico. Além disso, utiliza-se como tensão base o valor de pico da tensão da rede.

Observa-se que a topologia 6LH-SHAPF requer apenas 12 IGBTs, enquanto a topologia 10L-SHAPF utiliza 20 dispositivos, representando uma redução de 40% no número de semicondutores. De forma semelhante, o número de capacitores dos barramentos CC é reduzido de oito para quatro, simplificando a estrutura do conversor, reduzindo o volume ocupado pelos barramentos CC e diminuindo a complexidade do sistema.

Embora a redução do número de braços normalmente resulte em um aumento da tensão mínima requerida pelos barramentos CC, a utilização da estrutura híbrida permite reduzir essa tensão. Dessa forma, a tensão mínima total necessária é reduzida para 2,31 p.u., valor inferior aos 2,89 p.u. requeridos pela topologia 10L-SHAPF. Assim, além da redução significativa no número de componentes, a topologia proposta também apresenta uma redução na tensão total dos barramentos CC.

Tabela 2.4 – Comparação do número de componentes e da tensão mínima do barramento CC.

| **Topologia** | **10L-SHAPF** | **6LH-SHAPF** |
|---|---|---|
| Nº de IGBTs | 20 | 12 |
| Nº de capacitores dos barramentos | 8 | 4 |
| Tensão mínima dos barramentos CC (p.u.) | 2,89 | 2,31 |

### 2.10.2 Perdas de potência nos semicondutores

As perdas nos semicondutores foram estimadas utilizando o módulo térmico do PSIM, considerando o mesmo módulo IGBT para ambas as topologias, de modo a ga-

rantir uma comparação equivalente. O dispositivo utilizado foi o módulo SEMIKRON SKM200GB125D, composto por uma meia ponte de IGBTs com tensão nominal de 1200 V e corrente nominal de 150 A. O cálculo das perdas inclui tanto as perdas por condução quanto as perdas por chaveamento dos IGBTs e de seus diodos em antiparalelo.

Para cada conversor, a perda total nos semicondutores é obtida pela soma das perdas por condução e por chaveamento de todos os dispositivos semicondutores, conforme

$$P_T = \sum_{k=1}^{N} \left( P_{cond,k} + P_{sw,k} \right), \tag{2.44}$$

em que $N$ representa o número total de dispositivos semicondutores, enquanto $P_{cond,k}$ e $P_{sw,k}$ correspondem, respectivamente, às perdas por condução e por chaveamento do $k$-ésimo dispositivo.

As topologias foram avaliadas sob as mesmas condições de operação, alimentando simultaneamente as cargas linear e não linear. Duas condições de comparação foram consideradas. Na primeira condição, ambas as topologias operam com frequência de chaveamento fixa de 10 kHz, permitindo uma comparação direta das perdas sob a mesma frequência de comutação. Na segunda condição, a frequência de chaveamento de cada conversor foi ajustada de modo que ambos apresentassem a mesma THD de 5% nas correntes da rede. Os resultados são apresentados na Tabela 2.5.

Tabela 2.5 – Comparação das perdas nos semicondutores para as topologias analisadas.

| **Topologia** | $f_{sw}$ (10 kHz) | | | THD (5%) | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $P_{cond}$ (W) | $P_{sw}$ (W) | $P_T$ (W) | $P_{cond}$ (W) | $P_{sw}$ (W) | $P_T$ (W) |
| 6LH-SHAPF | 33,07 | 67,32 | 100,39 | 34,08 | 36,27 | 70,35 |
| 10L-SHAPF | 58,38 | 134,07 | 192,45 | 60,64 | 67,02 | 127,66 |

Observa-se inicialmente que, para a frequência fixa de 10 kHz, a topologia 6LH-SHAPF apresenta redução tanto nas perdas por condução quanto nas perdas por chaveamento. As perdas totais são reduzidas de 192,45 W para 100,39 W. Essa redução está diretamente relacionada à simplificação estrutural da topologia proposta, que emprega um número menor de dispositivos semicondutores.

Na segunda condição de comparação, observa-se uma redução das perdas por chaveamento em ambas as topologias, uma vez que a diminuição da frequência de chaveamento reduz diretamente essa parcela das perdas. Ainda assim, a topologia 6LH-SHAPF mantém perdas totais inferiores às da topologia 10L-SHAPF, reduzindo-as de 127,66 W para 70,35 W, evidenciando sua maior eficiência para manter a mesma THD nas correntes da rede.

Além disso, mesmo operando com frequências distintas, as perdas por condução permanecem praticamente inalteradas em relação à primeira condição. Essa parcela das

perdas depende da corrente conduzida e das características dos dispositivos semicondutores. Assim, a principal redução observada decorre das perdas por chaveamento.

Esses resultados evidenciam que, para um mesmo desempenho em termos da qualidade da corrente da rede, a topologia proposta apresenta maior eficiência em relação à topologia 10L-SHAPF.

### 2.10.3 Análise da distorção harmônica

A distorção harmônica total das correntes é definida por

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{N} I_n^2}}{I_1} \times 100, \tag{2.45}$$

em que $I_n$ representa o valor eficaz da componente harmônica de ordem $n$, $I_1$ corresponde ao valor eficaz da componente fundamental da corrente e $N$ representa a maior ordem harmônica considerada.

A Tabela 2.6 apresenta os valores de THD das correntes da rede obtidos para ambas as topologias. Observa-se que a topologia 10L-SHAPF apresenta uma THD de 2,70%, enquanto a topologia 6LH-SHAPF apresenta uma THD de 3,25%. A corrente da carga não linear apresenta uma THD de 17,2%.

Tabela 2.6 – THD das correntes da rede e da corrente da carga não linear.

| Topologia | THD de $i_{g_j}$ (%) | THD de $i_{r_1}$ (%) |
|---|---|---|
| 6LH-SHAPF | 3,25 | 17,2 |
| 10L-SHAPF | 2,70 | 17,2 |

Embora a topologia proposta apresente um pequeno aumento na distorção harmônica, ela ainda atende às determinações das normas de qualidade de energia, mantendo a THD abaixo de 5%. Esse aumento era esperado, uma vez que a simplificação da estrutura reduz o número de níveis efetivos de tensão produzidos pelo conversor, tornando a tensão sintetizada menos próxima da forma de onda senoidal ideal. Entretanto, a diferença observada é pequena, demonstrando que a redução do número de componentes e das perdas é obtida com um impacto pouco expressivo sobre a qualidade das correntes da rede.

## 2.11 Conclusão

Este capítulo propôs um filtro ativo de potência *shunt* híbrido trifásico a quatro fios, baseado em uma estrutura de conversores em meia ponte grampeados em cascata com conversor trifásico grampeado. Foram apresentados o modelo do conversor, a modulação por largura de pulso e a estratégia de controle, os quais apresentam menor complexidade

em relação àqueles empregados na topologia 10L-SHAPF. Além disso, foi apresentada a análise para determinar a tensão mínima dos barramentos CC, bem como os resultados de simulação e experimentais e uma análise comparativa com a topologia de referência.

Os resultados obtidos demonstraram que a utilização da estrutura híbrida permite reduzir a tensão mínima requerida pelos barramentos CC, compensando o aumento esperado dessa tensão decorrente da redução do número de braços do conversor. Em comparação com a topologia 10L-SHAPF, a 6LH-SHAPF reduz o número de semicondutores e de capacitores dos barramentos CC, contribuindo para a simplificação da estrutura e para a redução da complexidade do sistema.

A análise comparativa das perdas nos semicondutores mostrou que a topologia proposta apresenta menores perdas totais, evidenciando maior eficiência do conversor. Além disso, mesmo quando ambas as topologias operam com a mesma THD das correntes da rede, a 6LH-SHAPF mantém perdas inferiores. Esse resultado evidencia que a redução das perdas está associada às características da topologia proposta, e não à redução da qualidade das correntes da rede, uma vez que ambas apresentam o mesmo nível de THD.

Embora a topologia proposta apresente uma THD ligeiramente superior à da 10L-SHAPF, os resultados permanecem dentro dos limites estabelecidos pelas normas, mantendo a THD abaixo de 5%. Dessa forma, a 6LH-SHAPF constitui uma alternativa atrativa à topologia de referência, pois combina redução do número de componentes, menor tensão requerida pelos barramentos CC, menores perdas de potência e desempenho satisfatório em termos de qualidade das correntes da rede.

Capítulo 3

# Filtros Ativos de Potência Série Trifásicos sem Transformador Baseados em Conexões de Extremidade Aberta

## 3.1 Introdução

Neste capítulo são propostas duas topologias de filtros ativos série trifásicos a quatro fios sem transformador, baseadas em conexões de extremidade aberta (*open-end*). Ambas as topologias são projetadas para compensar harmônicos de tensão provenientes da rede elétrica, bem como afundamentos e elevações de tensão, tanto equilibrados quanto desequilibrados, sem a necessidade de transformadores de baixa frequência para a conexão com o sistema ou de fontes de tensão contínua isoladas para a alimentação do barramento CC. Além disso, em comparação com a topologia convencional, denominada 2L-SAPF, as topologias propostas utilizam uma estratégia de controle independente do fator de potência da carga e não requerem saltos de fase na tensão da carga para o seu correto funcionamento.

A primeira topologia, denominada 6L-SAPF, realiza a conexão do quarto fio por meio do barramento CC com capacitores divididos e utiliza chaves bidirecionais para a conexão do conversor em paralelo com a rede. A segunda topologia, denominada 7L-SAPF, emprega um braço adicional para a conexão do quarto fio, eliminando a necessidade de capacitores divididos. Ademais, a topologia 7L-SAPF não faz uso de chaves bidirecionais.

Este capítulo também apresenta o modelo dos conversores das topologias propostas, a estratégia de controle e a técnica de modulação por largura de pulso. Além disso, são

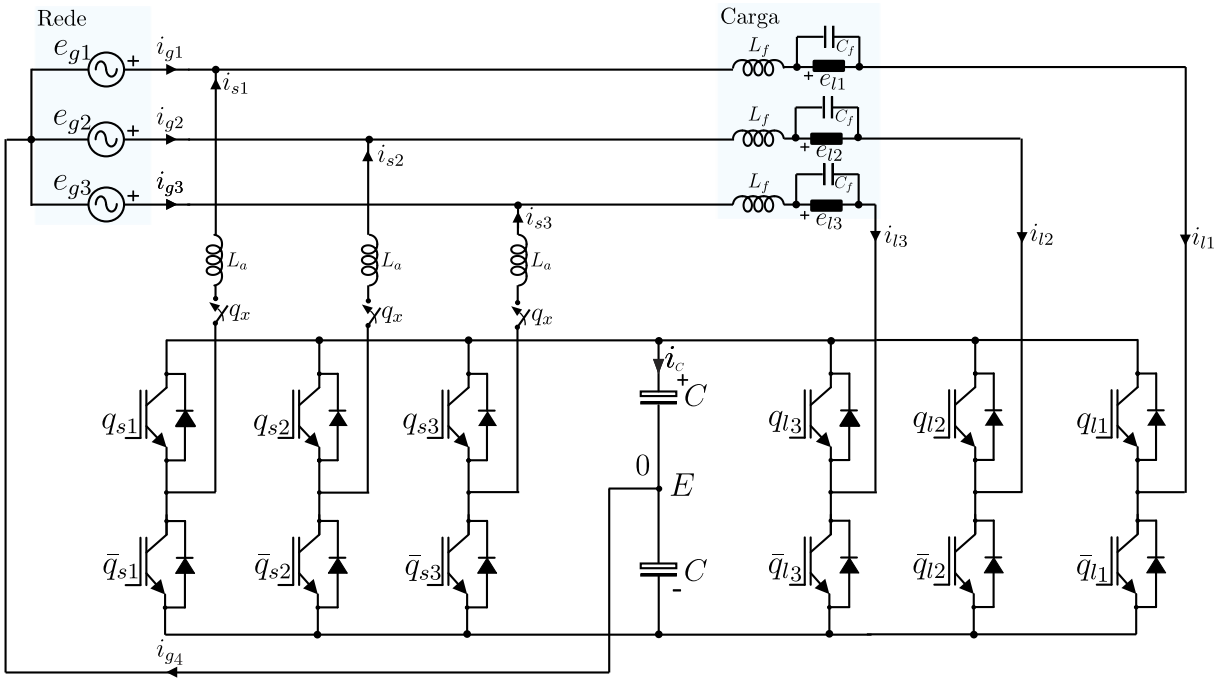
obtidos os modelos das plantas utilizados no projeto dos controladores de corrente e de tensão dos barramentos CC de ambas as topologias, conforme apresentado no Apêndice B.

Por fim, é realizada uma análise comparativa entre as topologias 2L-SAPF, 6L-SAPF e 7L-SAPF, considerando aspectos como restrições operacionais, número de componentes, tensão mínima requerida pelos barramentos CC, distorção harmônica e perdas de potência. Os resultados de simulação e experimentais validam a viabilidade e a eficácia das topologias propostas. Inicialmente, é analisada a topologia 6L-SAPF e, posteriormente, a topologia 7L-SAPF.

## 3.2 Topologia 6L-SAPF

A topologia 6L-SAPF proposta é apresentada na Figura 3.1. Nas subseções seguintes, são descritas sua estrutura, a modelagem do conversor, a técnica de modulação por largura de pulso, a estratégia de controle utilizada e os resultados de simulação e experimentais obtidos para essa topologia.

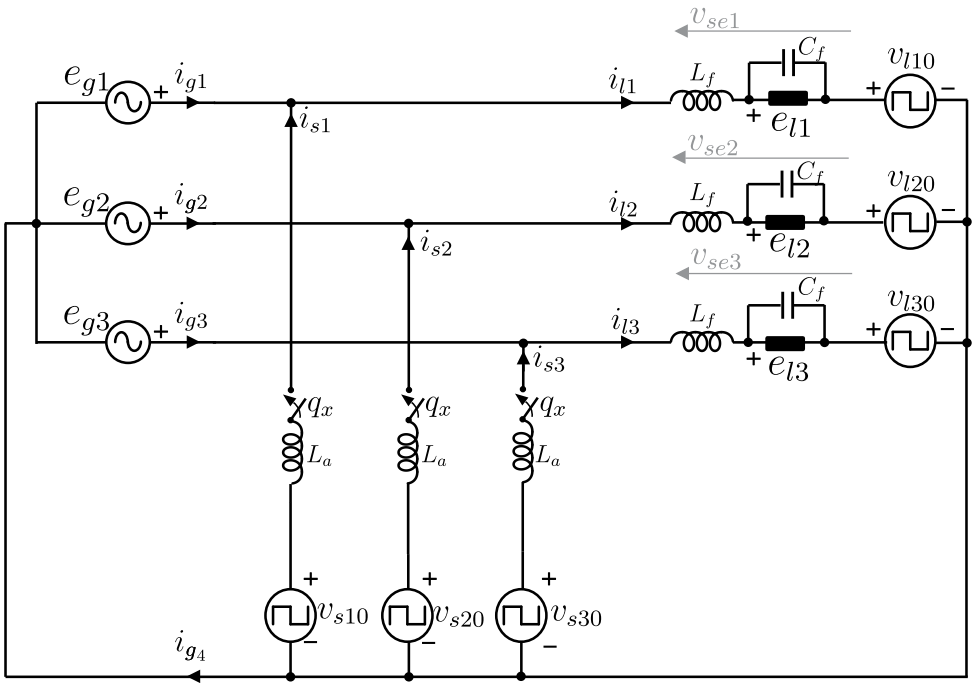
Figura 3.1 – Topologia proposta 6L-SAPF.




### 3.2.1 Modelo do conversor

Para a obtenção do modelo do conversor proposto, considera-se que os dispositivos semicondutores são ideais e que a rede trifásica é equilibrada. Nessas condições, o circuito equivalente da topologia 6L-SAPF é apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Circuito equivalente da topologia 6L-SAPF.




A topologia é composta por seis braços, sendo o quarto fio conectado ao ponto médio do barramento CC. A estrutura é formada pela rede trifásica ($e_{g_j}$), pelas tensões da carga ($e_{l_j}$), por dois capacitores que constituem o barramento CC com tensão total $E$, pelos filtros ($L_a$, $L_f$ e $C_f$), pelas chaves $q_{sj}$–$\overline{q}_{sj}$ e $q_{lj}$–$\overline{q}_{lj}$, com $j = \{1, 2, 3\}$, Além das chaves bidirecionais $q_x$, que podem operar em dois estados, aberto e fechado. Em condições nominais de operação e durante afundamentos de tensão da rede, as chaves permanecem fechadas. Por outro lado, durante elevações de tensão, as chaves são abertas, permitindo que a tensão do barramento CC seja elevada até atingir o valor correspondente ao dobro da amplitude da tensão da rede. Após atingir essa condição, as chaves são novamente fechadas, restabelecendo a operação normal e o controle da corrente.

As tensões sintetizadas pelo conversor série são representadas por $v_{sej}$, enquanto $i_{gj}$, $i_{lj}$ e $i_{sj}$ correspondem, respectivamente, às correntes da rede, da carga e do conversor em paralelo.

A corrente do barramento CC, $i_c$, é determinada pelos estados das chaves $q_{sj}$ e $q_{lj}$, bem como pelas correntes do conversor em paralelo e da carga, sendo expressa por

$$i_c = \sum_{j=1}^{3} (q_{lj} i_{lj} - q_{sj} i_{sj}) = C \frac{dE}{dt}, \tag{3.1}$$

em que $C$ representa a capacitância do barramento CC e $E$ corresponde à sua tensão instantânea.

A seguir, é desenvolvida a modelagem do conversor, com o objetivo de obter as equações que descrevem sua dinâmica, as tensões sintetizadas pelos conversores série e paralelo e as relações entre as correntes do sistema. Como o circuito equivalente depende

do estado da chave bidirecional $q_x$, torna-se necessário estabelecer um conjunto de equações para as duas condições de operação, ou seja, com a chave aberta e com a chave fechada.

#### 3.2.1.1 Equações para $q_x$ fechada

Aplicando as Leis de Kirchhoff ao circuito equivalente da Figura 3.2, obtém-se

$$e_{gj} + L_a \frac{di_{sj}}{dt} = v_{sj0}. \tag{3.2}$$

As tensões sintetizadas pelo conversor em paralelo são definidas por

$$v_{shj} = e_{gj} + L_a \frac{di_{sj}}{dt}. \tag{3.3}$$

Substituindo a Equação (3.3) na Equação (3.2), obtém-se

$$v_{shj} = v_{sj0}, \tag{3.4}$$

evidenciando que as tensões geradas pelo conversor em paralelo dependem exclusivamente das tensões de polo.

As tensões sintetizadas pelo conversor série e as relações entre as correntes do conversor são dadas por

$$v_{sej} = e_{gj} - v_{lj0}, \tag{3.5}$$

$$i_{gj} = i_{lj} - i_{sj}, \tag{3.6}$$

$$i_{g4} = i_{g1} + i_{g2} + i_{g3}. \tag{3.7}$$

As tensões de polo, representadas por $v_{sj0}$ e $v_{lj0}$, são definidas por

$$v_{wj0} = (2q_{wj} - 1)\,\frac{E}{2}, \tag{3.8}$$

em que $q_{wj}$ é uma variável binária que representa o estado das chaves ($q_{wj} = 1$ para chave fechada e $q_{wj} = 0$ para chave aberta), com $w = \{s, l\}$.

#### 3.2.1.2 Equações para $q_x$ aberta

Aplicando novamente as Leis de Kirchhoff ao circuito equivalente da Figura 3.2, as equações que descrevem o conversor quando a chave $q_x$ se encontra no estado aberto são definidas como:

$$v_{sej} = e_{gj} - v_{lj0}. \tag{3.9}$$

$$i_{gj} = i_{lj}. \tag{3.10}$$

$$i_{g4} = i_{g1} + i_{g2} + i_{g3}. \tag{3.11}$$

### 3.2.2 Modulação por largura de pulso (PWM)

Os sinais de chaveamento do conversor são gerados por meio da técnica de Modulação por largura de pulso escalar.

#### 3.2.2.1 Condições nominais e afundamentos de tensão

Nessa condição, as chaves $q_x$ permanecem fechadas. Considerando que o símbolo $*$ indica valores de referência, as tensões de polo de referência podem ser obtidas a partir das Equações (3.4) e (3.5), resultando em

$$v^*_{sj0} = v^*_{shj}. \tag{3.12}$$

$$v^*_{lj0} = e_{gj} - v^*_{sej}. \tag{3.13}$$

Nessas condições, o sistema é descrito pelas Equações (3.12) e (3.13), formando um sistema linear composto por seis equações e seis incógnitas. As tensões $e_{gj}$ são impostas pela rede elétrica, enquanto $v^*_{shj}$ e $v^*_{sej}$ correspondem, respectivamente, às tensões de referência dos conversores em paralelo e série.

#### 3.2.2.2 Condição de elevação de tensão

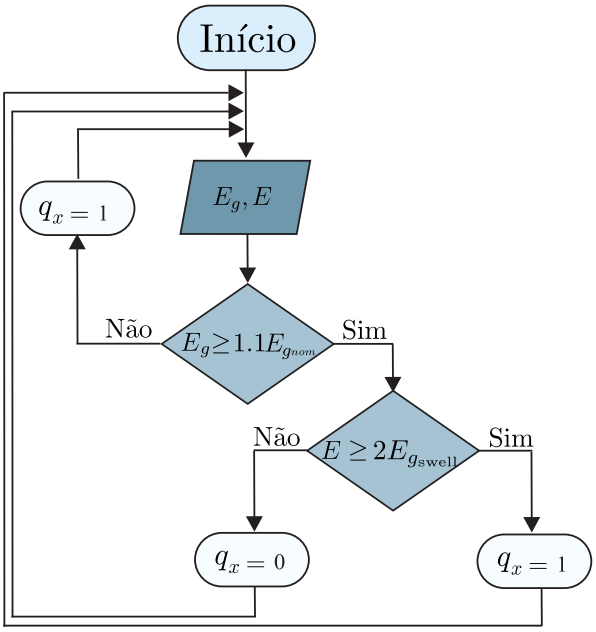
Nessa condição, as chaves $q_x$ são abertas. Durante as condições de elevação de tensão da rede, as tensões de polo de referência do conversor série são definidas de acordo com a Equação (3.14), garantindo a compensação da tensão na carga ao longo de todo o distúrbio.

$$v^*_{lj0} = e_{gj} - v^*_{sej}. \tag{3.14}$$

A Figura 3.3 apresenta o fluxograma de operação da chave $q_x$, baseado no monitoramento da tensão da rede ($E_g$) e da tensão do barramento CC ($E$). Quando a tensão da rede atinge um valor maior ou igual a 10% da tensão nominal $E_{nom}$, é verificada a condição da tensão do barramento CC, ou seja, se a tensão do barramento CC é maior ou igual a duas vezes o valor atual da tensão da rede durante a elevação de tensão ($E_{g_{swell}}$). A partir dessa condição, é determinada a ação de controle a ser realizada, ou seja, se a chave $q_x$ deve ser aberta ou fechada. Caso essa condição não seja satisfeita, a ação de controle abre as chaves bidirecionais, fazendo com que a tensão do barramento CC se eleve. Quando a tensão do barramento CC atingir duas vezes o valor da tensão da rede, a ação de controle fecha novamente as chaves $q_x$, restabelecendo o controle.

Após a obtenção das tensões de referência, estas são comparadas com um sinal triangular de alta frequência, gerando os sinais de chaveamento dos dispositivos semicondutores.

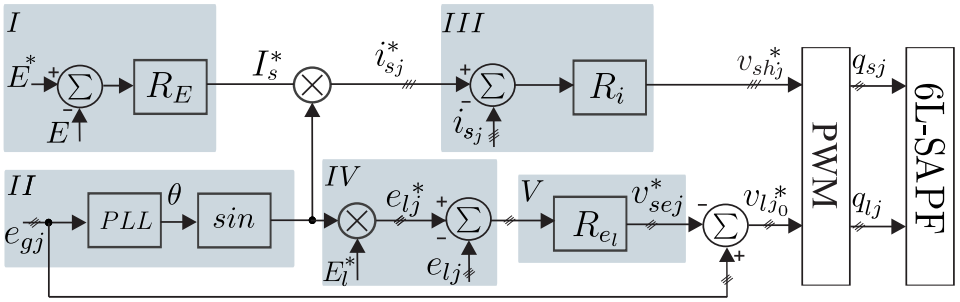
Figura 3.3 – Fluxograma de operação da chave $q_x$.




### 3.2.3 Estratégia de controle

O diagrama de controle do conversor proposto é apresentado na Figura 3.4 e está dividido em cinco partes, denominadas *I*, *II*, *III*, *IV* e *V*.

Figura 3.4 – Diagrama de controle da topologia proposta.




Na parte *I*, a tensão do barramento CC ($E$) é regulada por um controlador PI convencional, representado pelo bloco $R_E$. Esse controlador processa o erro entre a tensão de referência e a tensão medida ($E^* - E$), fornecendo a amplitude de referência das correntes do conversor em paralelo ($I_s^*$). Sua função de transferência é dada por

$$R_E(s) = k_{pC} + \frac{k_{iC}}{s}, \tag{3.15}$$

em que $k_{pC}$ e $k_{iC}$ são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

Na parte *II*, um sistema de sincronização de fase (PLL) é utilizado para estimar o ângulo da componente de sequência positiva da tensão da rede, $\theta$. A partir desse ângulo e da amplitude de referência $I_s^*$, são geradas as correntes de referência do conversor em paralelo, responsáveis por fornecer a potência ativa necessária para a regulação da tensão

do barramento CC e para compensar as perdas do conversor,

$$i_{sj}^{*} = I_{s}^{*} \sin\left[\theta + (1-j)\frac{2\pi}{3}\right]. \tag{3.16}$$

Na parte *III*, os controladores proporcional-ressonantes (PR), representados pelo bloco $R_i$, processam o erro de corrente $(i_{sj}^{*} - i_{sj})$ para gerar as tensões de referência do conversor em paralelo, $v_{shj}^{*}$, que correspondem às tensões de polo $v_{sj0}^{*}$. A função de transferência desses controladores é dada por

$$R_i(s) = k_{pi} + \frac{2k_{ii}\omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + \omega_0^2}, \tag{3.17}$$

em que $\omega_0 = 2\pi f_0$, sendo $f_0 = 60$ Hz a frequência fundamental da rede elétrica.

Na parte *IV*, o ângulo da tensão da rede $\theta$ e a amplitude de referência da tensão da carga $(E_l^{*})$ são utilizados para gerar as tensões instantâneas de referência da carga,

$$e_{lj}^{*} = E_{l}^{*} \sin\left[\theta + (1-j)\frac{2\pi}{3}\right]. \tag{3.18}$$

Na parte *V*, o controlador PR representado pelo bloco $R_{el}$ processa o erro entre a tensão de referência e a tensão medida da carga $(e_{lj}^{*} - e_{lj})$, gerando a tensão de referência que deve ser sintetizada pelo conversor série. Posteriormente, de acordo com a Equação (3.14), essa tensão é subtraída da tensão da rede para determinar as tensões de polo de referência do conversor série, $v_{lj0}^{*}$. A função de transferência do controlador $R_{el}$ é idêntica à apresentada na Equação (3.17).

Por fim, as tensões de referência dos conversores série e em paralelo são comparadas com um sinal triangular de alta frequência no bloco PWM, gerando os sinais de chaveamento dos dispositivos semicondutores, isto é, $q_{sj}$ e $q_{lj}$.

## 3.3 Resultados

Esta seção apresenta os resultados de simulação e experimentais em malha fechada, com o objetivo de validar a topologia 6L-SAPF. Para os testes experimentais, foram utilizados módulos IGBT SKM50GB123D e *drivers* SKH23, ambos da SEMIKRON, além do DSP TMS320F28335. Os parâmetros empregados nas simulações e nos experimentos são apresentados na Tabela 3.1.

### 3.3.1 Resultados de simulação

Os resultados de simulação da topologia proposta foram obtidos no ambiente PSIM, utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 3.1. As simulações foram realizadas em malha fechada com o objetivo de avaliar o desempenho do conversor sob diferentes condições

Tabela 3.1 – Parâmetros considerados para os resultados de simulação e experimentais

| **Parâmetro** | **Descrição** | **Valor** |
|---|---|---|
| $E_{g_{nom}}$ | Tensão da rede (rms) | 110 V |
| $E_l$ | Tensão da carga (rms) | 110 V |
| $f_{sw}$ | Frequência de chaveamento | 10 kHz |
| $f_g/f_l$ | Frequência da rede e carga | 60/60 Hz |
| $E$ | Tensão do barramento CC | 320 V |
| $C$ | Capacitância do barramento | 4,4 mF |
| $L_f$ | Indutância do filtro | 2 mH |
| $L_a$ | Indutância do filtro | 5 mH |
| $R_1$ | Resistência da carga | 15 Ω |
| $R_2$ | Resistência da carga | 7,5 Ω |
| $R_3$ | Resistência da carga | 22,5 Ω |
| $L_1$ | Indutância da carga | 7 mH |
| $L_2$ | Indutância da carga | 7 mH |
| $L_3$ | Indutância da carga | 7 mH |
| $P$ | Potência da carga | 2750 W |
| $Fp$ | Fator de potência | 0,97 Indutivo |
| $C_f$ | Capacitância do filtro | 20 $\mu$F |
| | **Ganhos dos Controladores** | |
| $k_{pC}$ | Ganho proporcional de $R_E$=$R_{el}$ | 0,2 |
| $k_{iC}$ | Ganho integral de $R_E$=$R_{el}$ | 20,0 |
| $k_{pi}$ | Ganho proporcional de $R_i$ | 5,0 |
| $k_{ii}$ | Ganho integral de $R_i$ | 1000,0 |

de operação. Inicialmente, foi analisada a compensação de distorções harmônicas na tensão da rede. Posteriormente, o sistema foi submetido a condições nominais, afundamentos e elevações de tensão, tanto equilibrados quanto desequilibrados. Por fim, foi aplicado um degrau de carga para verificar a independência do conversor em relação ao fator de potência da carga.

A Figura 3.5 ilustra os resultados obtidos para a compensação das distorções harmônicas de tensão. Na Figura 3.5(a), observa-se que as tensões da rede apresentam componentes harmônicas, resultando em uma THD de 35,50%. O espectro de frequência correspondente, mostrado na Figura 3.5(b), evidencia as componentes harmônicas de quinta e sétima ordens, com amplitudes de 50 V e 15 V, respectivamente. Após a atuação do filtro, as tensões aplicadas à carga tornam-se praticamente senoidais, conforme ilustrado na Figura 3.5(c), reduzindo a THD para 3,10%. O espectro de frequência das tensões da carga, apresentado na Figura 3.5(d), confirma a compensação das componentes harmônicas, permanecendo predominantemente a componente fundamental. Esses resultados demonstram a eficácia do conversor na compensação das distorções harmônicas da tensão da rede, proporcionando uma alimentação de melhor qualidade para a carga.

A Figura 3.6 apresenta o sistema operando em condição nominal ($t < 0{,}6$ s) e

durante um afundamento equilibrado de tensão de 30% ($t > 0{,}6$ s). A Figura 3.6(a) ilustra as tensões da rede e do barramento CC, evidenciando a redução das tensões da rede durante o distúrbio. Entretanto, conforme observado na Figura 3.6(b), as tensões da carga permanecem praticamente inalteradas, demonstrando a capacidade do conversor em compensar o afundamento de tensão. A Figura 3.6(c) apresenta a corrente da fase 1 do conversor em paralelo. Em condições nominais, essa corrente possui baixa amplitude, sendo responsável apenas pela regulação do barramento CC e pela compensação das perdas do conversor. Durante o afundamento de tensão, sua amplitude aumenta para manter a potência de entrada do conversor.

A Figura 3.7 apresenta os resultados para uma elevação equilibrada de tensão de 70%, aplicada em $t > 0{,}6$ s. As formas de onda das tensões da rede e do barramento CC são apresentadas na Figura 3.7(a), enquanto as tensões da carga são mostradas na Figura 3.7(b). A corrente da fase 1 do conversor em paralelo é ilustrada na Figura 3.7(c). Observa-se que, ao detectar a elevação de tensão, a chave $q_x$ é aberta, e o barramento CC aumenta sua tensão até atingir o valor necessário para a compensação do distúrbio. Após esse processo, a chave bidirecional é novamente fechada e o controle normal do conversor é restabelecido. Durante todo o distúrbio, as tensões da carga permanecem reguladas.

O desempenho do conversor sob uma condição de elevação desequilibrada de tensão é apresentado na Figura 3.8. Nesse caso, as fases 1, 2 e 3 sofrem elevações de 70%, 50% e 30%, respectivamente. Embora o distúrbio seja desequilibrado, observa-se pela Figura 3.8(b) que as tensões da carga permanecem em seus valores nominais, comprovando a capacidade da topologia em compensar esse tipo de distúrbio.

Por fim, o conversor foi submetido a um degrau de carga, alterando-se o fator de potência da carga para 0,6 indutivo e sua potência para 3 kW. Os resultados são apresentados na Figura 3.9. Observa-se que as tensões da carga permanecem praticamente inalteradas após a variação da carga, enquanto as correntes da carga aumentam seus valores. Esses resultados demonstram que o conversor proposto opera de forma independente do fator de potência da carga.

Figura 3.5 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de distorção harmônica na tensão da rede. (a) Tensões da rede com THD de 35,50% e tensão do barramento CC. (b) Espectro de frequência das tensões da rede. (c) Tensões da carga com THD de 3,10%. (d) Espectro de frequência das tensões da carga.

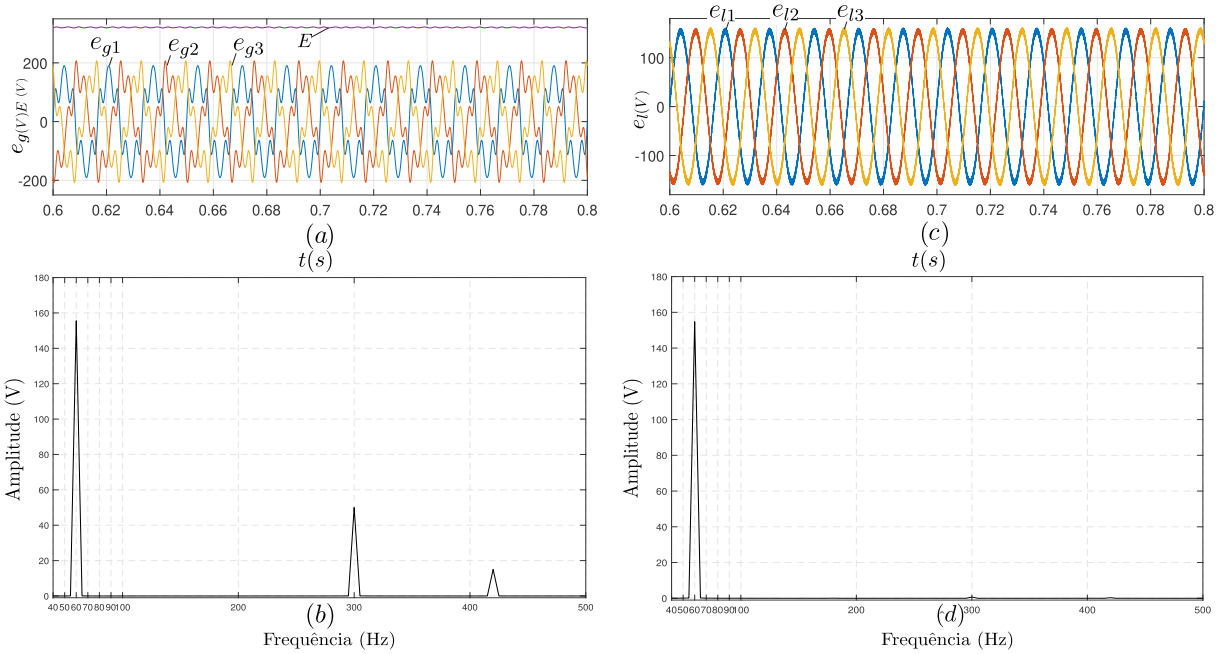



Figura 3.6 – Conversor operando sob condição nominal e afundamento equilibrado de tensão de 30%. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões da carga. (c) Corrente da fase 1 do conversor em paralelo.

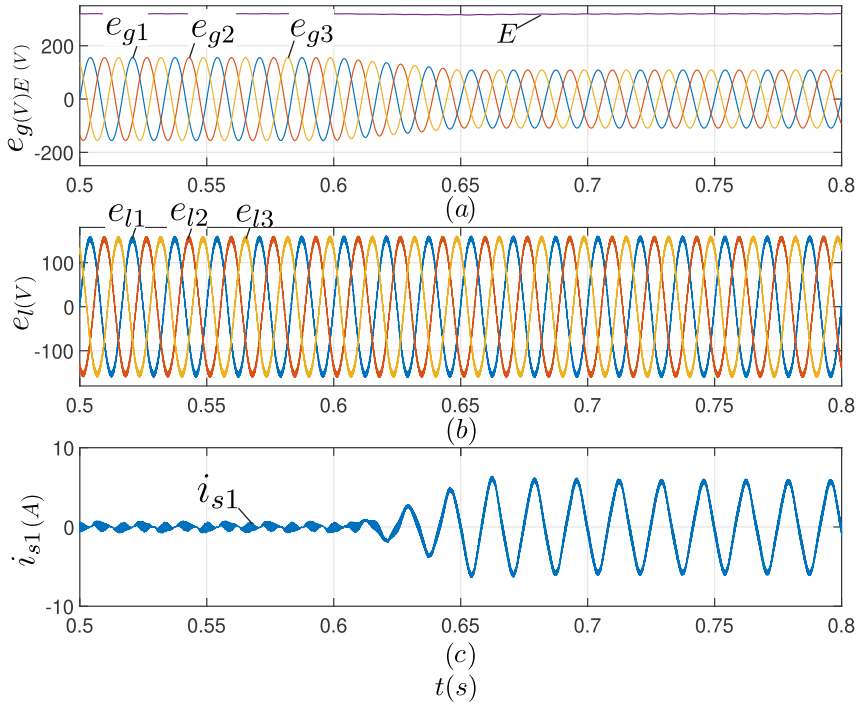


Figura 3.7 – Conversor operando sob elevação equilibrada de tensão de 70%. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões da carga. (c) Corrente da fase 1 do conversor em paralelo.

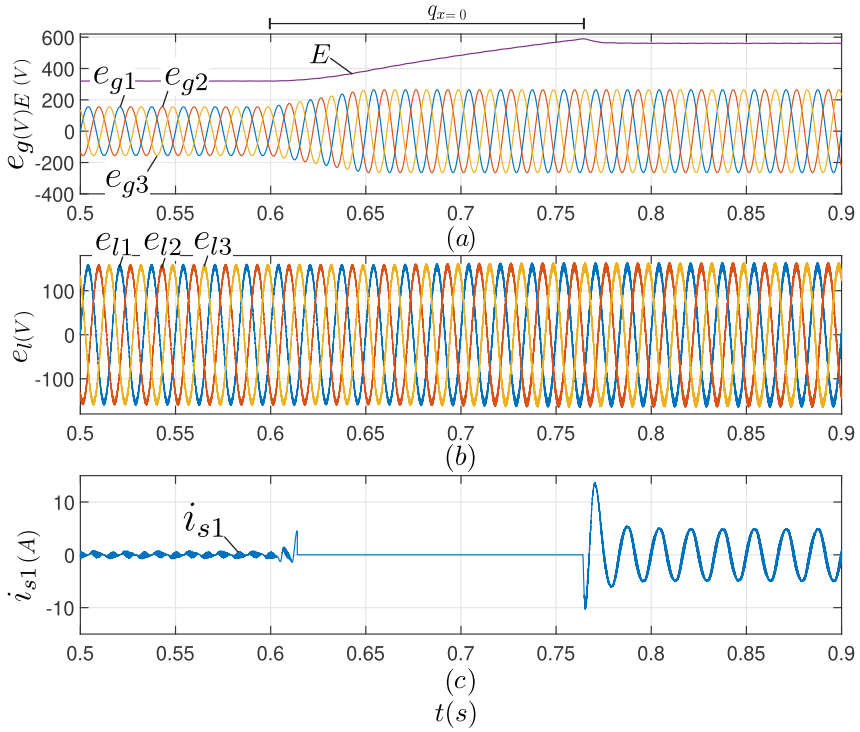



Figura 3.8 – Conversor operando sob elevação desequilibrada de tensão. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões da carga. (c) Corrente da fase 1 do conversor em paralelo.

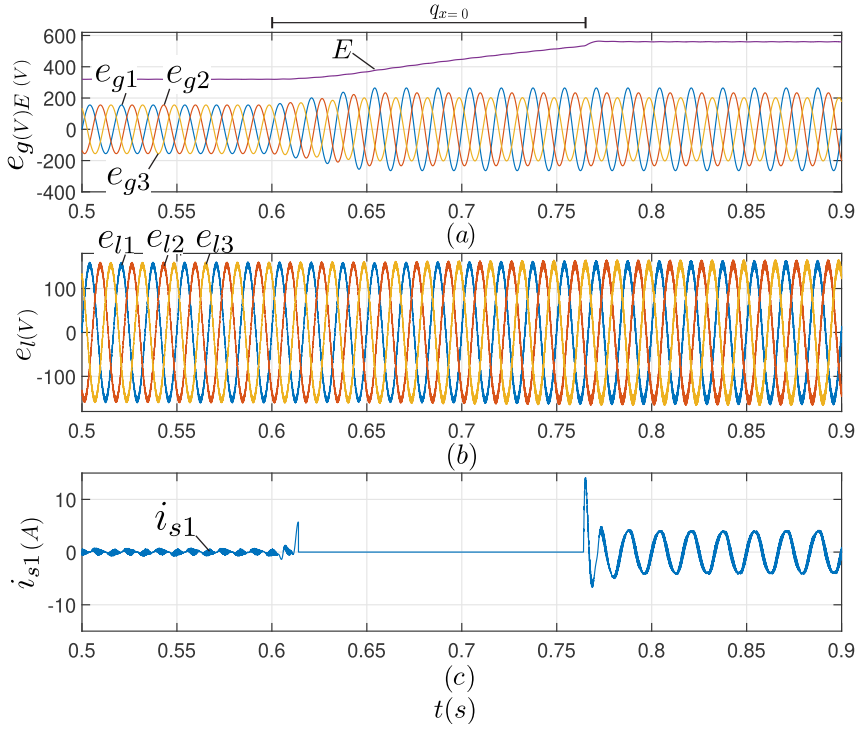
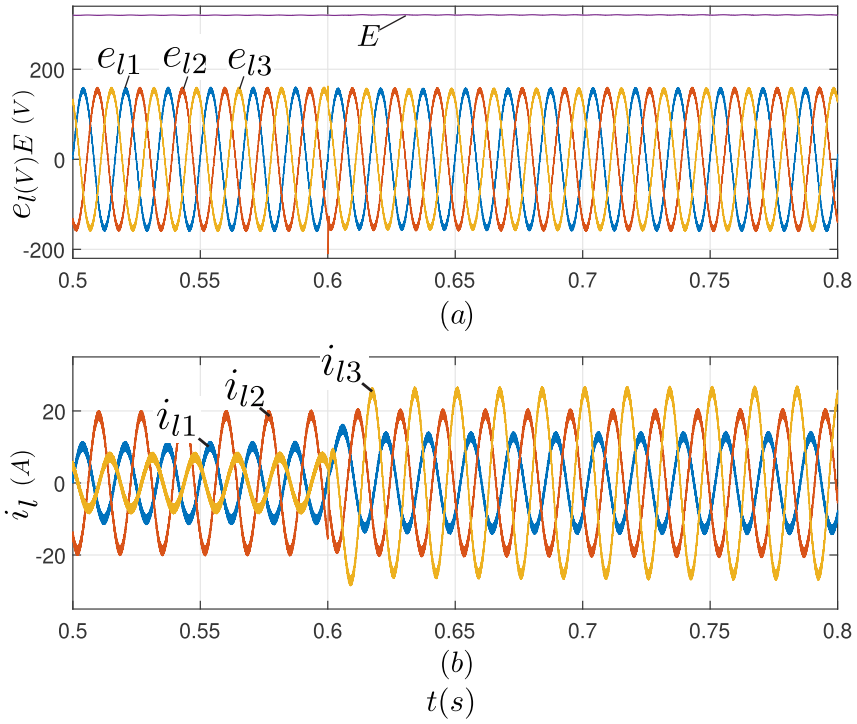


Figura 3.9 – Resultados de simulação para o degrau de carga. (a) Tensões da carga. (b) Correntes da carga.



### 3.3.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais da topologia proposta são apresentados nas Figuras 3.10–3.13.

A Figura 3.10 apresenta as formas de onda da tensão da rede na fase 1 , das tensões da carga nas fases 1 e 3 e da corrente da fase 1 do conversor em paralelo, sob condições nominais de operação. Conforme esperado, a corrente do conversor em paralelo apresenta baixa amplitude nessa condição. Além disso, observa-se que as tensões da carga permanecem em seus valores nominais.

A Figura 3.11 apresenta o comportamento do sistema durante o transitório provocado por um afundamento de tensão de 30%. Na sequência, a Figura 3.12 ilustra as mesmas grandezas após a estabilização do distúrbio. Observa-se que, mesmo durante e após o afundamento de tensão, as tensões da carga permanecem reguladas em seus valores nominais, evidenciando a capacidade do conversor série em compensar o distúrbio. Além disso, verifica-se o aumento da corrente do conversor em paralelo durante o afundamento, conforme esperado.

Por fim, a Figura 3.13 apresenta o comportamento do sistema durante um degrau de carga. Observa-se que, após a mudança da potência e do fator de potência da carga, as tensões da carga permanecem praticamente inalteradas. Esse resultado demonstra que a topologia proposta opera de forma independente do fator de potência da carga.

De forma geral, os resultados experimentais demonstram que a topologia proposta é capaz de manter as tensões da carga reguladas mesmo sob diferentes condições de operação, incluindo distúrbios de tensão e variações de carga. Dessa forma, o conversor garante o fornecimento adequado de energia elétrica aos equipamentos conectados ao sistema.

Figura 3.10 – Resultado experimental da topologia proposta operando em condições nominais. Tensão da rede na fase 1, corrente do conversor em paralelo na fase 1 e tensões da carga nas fases 1 e 3.

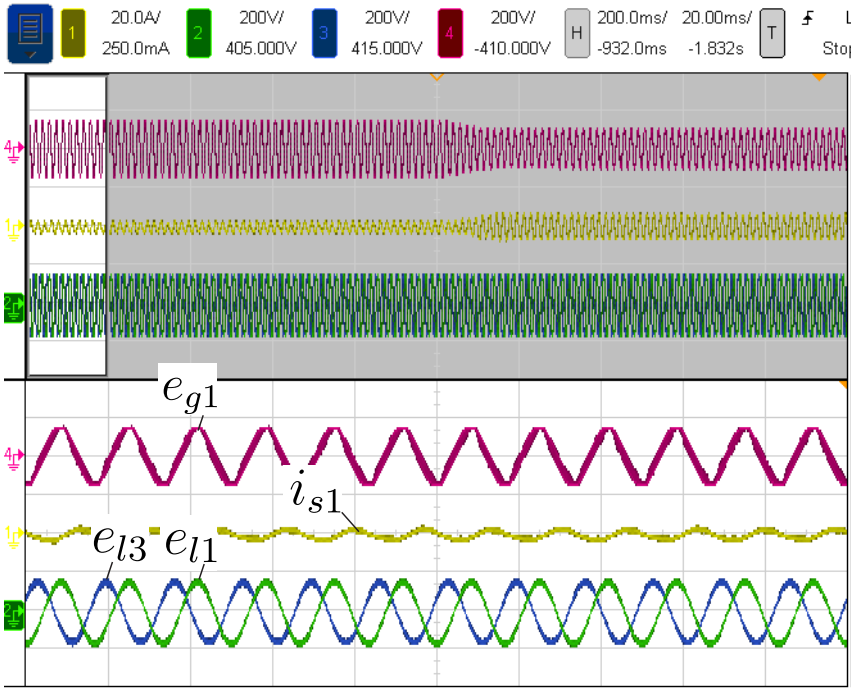



Figura 3.11 – Resultado experimental da topologia proposta operando durante um afundamento de tensão de 30%. Tensão da rede na fase 1, corrente do conversor em paralelo na fase 1 e tensões da carga nas fases 1 e 3.

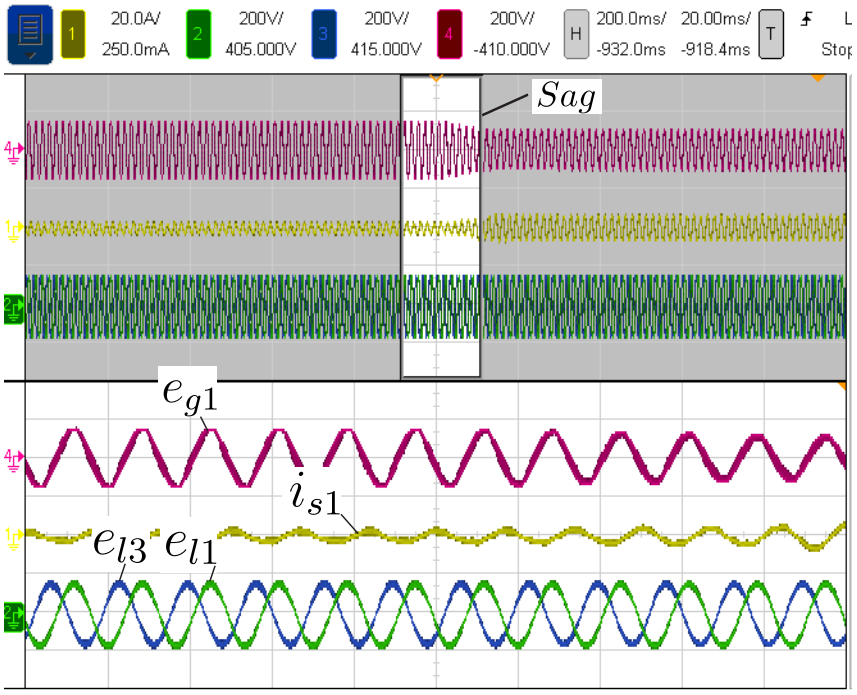


Figura 3.12 – Resultado experimental da topologia proposta operando após um afundamento de tensão de 30%. Tensão da rede na fase 1, corrente do conversor em paralelo na fase 1 e tensões da carga nas fases 1 e 3.

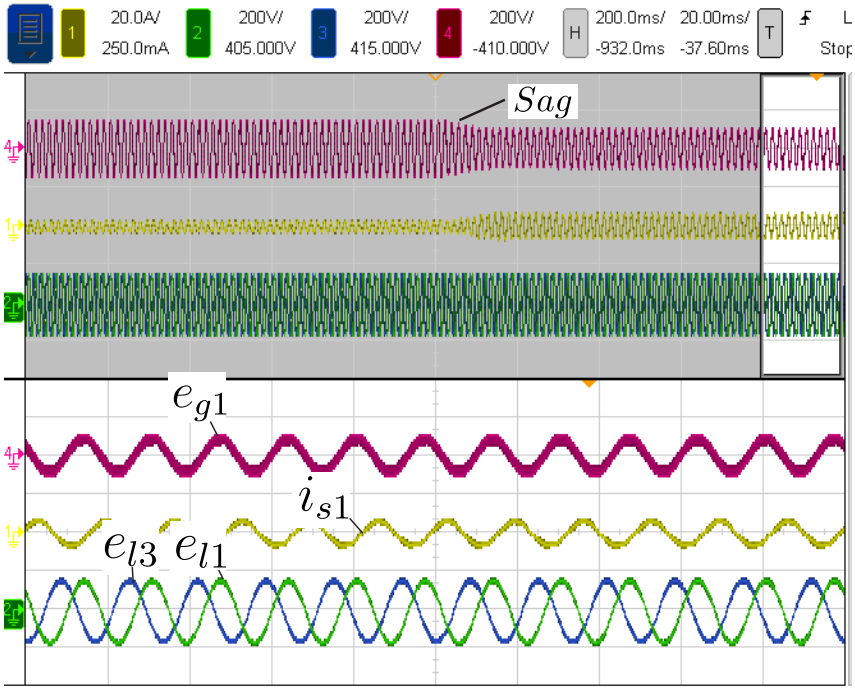
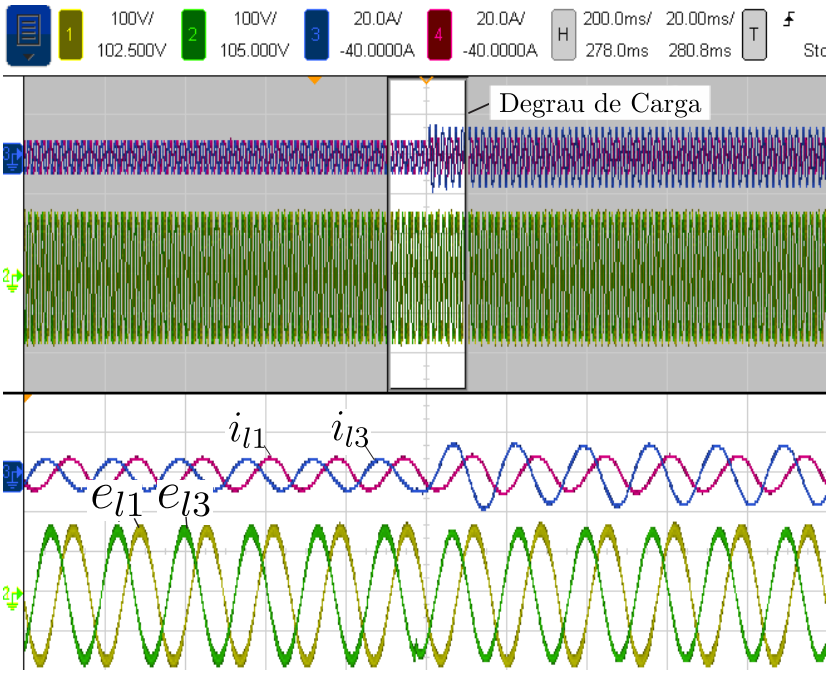



Figura 3.13 – Resultado experimental da topologia proposta operando sob degrau de carga.

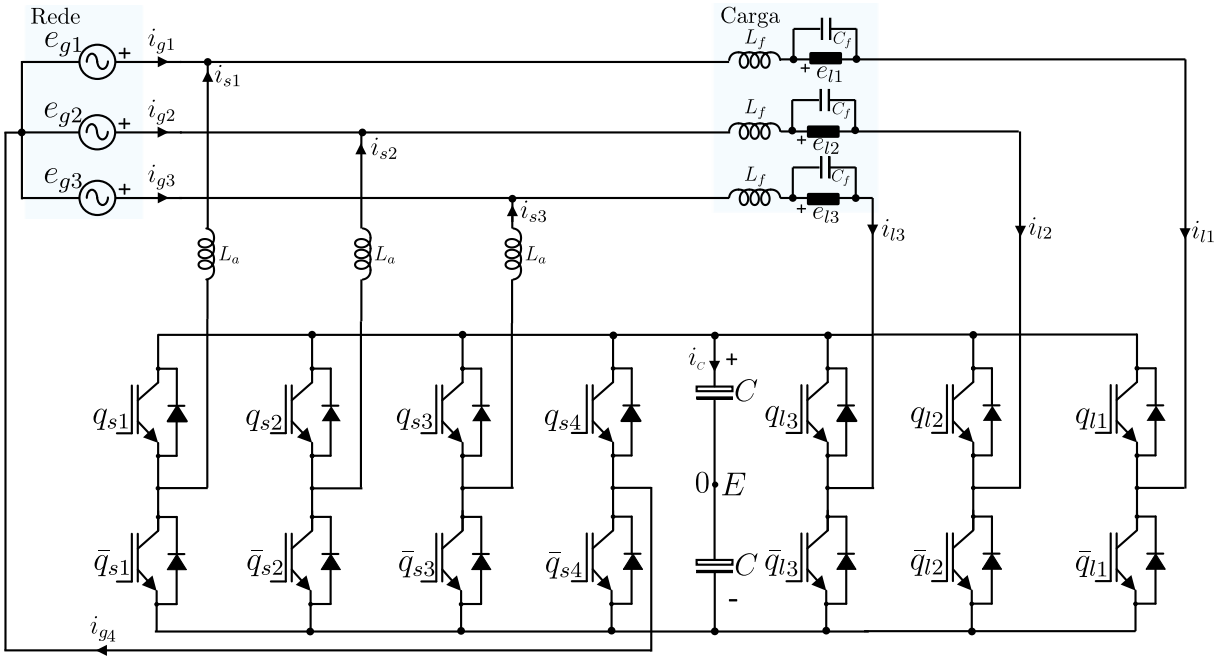


## 3.4 Topologia 7L-SAPF

A topologia 7L-SAPF proposta é apresentada na Figura 3.14. Diferentemente da topologia 6L-SAPF, a conexão do quarto fio é realizada por meio de um braço adicional ($q_{s4}$), eliminando a necessidade de utilizar capacitores divididos no barramento CC. Dessa forma, evita-se a circulação de correntes de sequência zero pelos capacitores do barramento, problema inerente à conexão do quarto fio no ponto médio do barramento CC.

Além disso, a topologia 7L-SAPF não utiliza chaves bidirecionais no conversor em paralelo, resultando em uma estrutura mais simples. Nas subseções seguintes, são apresentados o modelo do conversor, o PWM e a estratégia de controle. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar o desempenho e a viabilidade da topologia proposta.

Figura 3.14 – Topologia proposta 7L-SAPF.

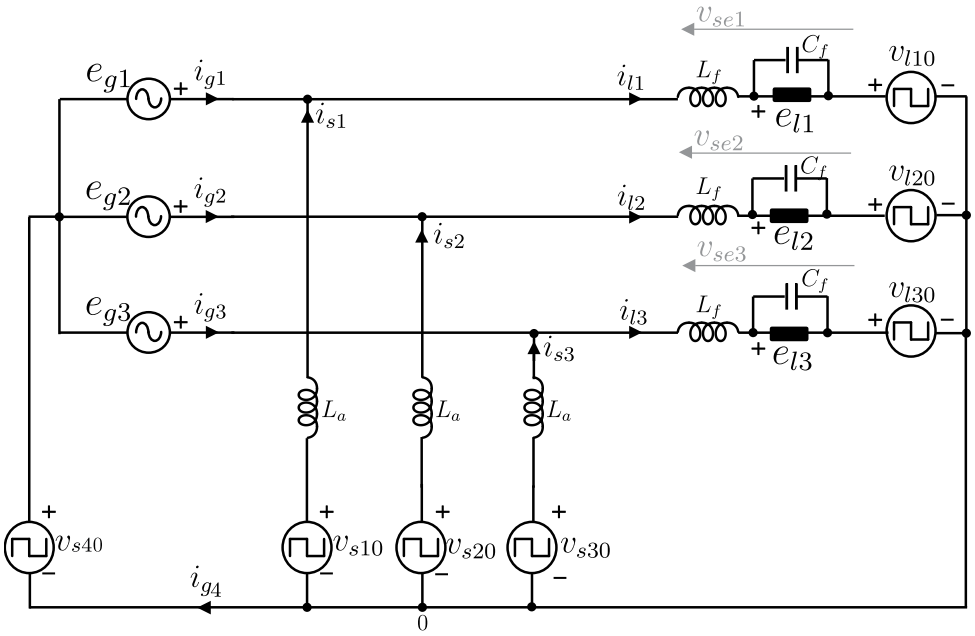



### 3.4.1 Modelo do conversor

O circuito equivalente da topologia 7L-SAPF é apresentado na Figura 3.15. A estrutura é composta por uma rede trifásica, pelas tensões da rede e da carga ($e_{gj}$ e $e_{lj}$), por um barramento CC com tensão total $E$, pelos filtros ($L_a$, $L_f$ e $C_f$) e pelas chaves $q_{sj}$-$\overline{q}_{sj}$ e $q_{lj}$-$\overline{q}_{lj}$, com $j = \{1, 2, 3\}$. As grandezas $v_{sj0}$, $v_{lj0}$ e $v_{s40}$ representam as tensões de polo do conversor.

A partir desse circuito, podem ser determinadas as tensões geradas pelos conversores em paralelo ($v_{shj}$) e série ($v_{sej}$), bem como as relações entre as correntes do sistema. As

Figura 3.15 – Circuito equivalente da topologia 7L-SAPF.




correntes $i_{gj}$, $i_{lj}$ e $i_{sj}$ correspondem, respectivamente, às correntes da rede, da carga e do conversor em paralelo, enquanto $i_{g4}$ representa a corrente que circula pelo quarto fio.

A corrente do barramento CC, $i_c$, depende dos estados de chaveamento das chaves $q_{sj}$, $q_{lj}$ e $q_{s4}$, bem como das correntes do conversor em paralelo, da carga e do quarto fio, sendo expressa por

$$i_c = \sum_{j=1}^{3} (q_{lj} i_{lj} - q_{sj} i_{sj}) - q_{s4} i_{g4} = C \frac{dE}{dt}, \tag{3.19}$$

em que $C$ é a capacitância do barramento CC e $E$ representa sua tensão instantânea.

Com base no circuito equivalente, são obtidas as equações que descrevem o comportamento do conversor. Aplicando as Leis de Kirchhoff, obtém-se

$$e_{gj} + L_a \frac{di_{sj}}{dt} = v_{sj0} - v_{s40}. \tag{3.20}$$

Como

$$e_{gj} + L_a \frac{di_{sj}}{dt} = v_{shj}, \tag{3.21}$$

a Equação (3.20) pode ser reescrita como

$$v_{shj} = v_{sj0} - v_{s40}. \tag{3.22}$$

As tensões geradas pelo conversor série e as relações entre as correntes são dadas por

$$v_{sej} = e_{gj} - v_{lj0} + v_{s40}. \tag{3.23}$$

$$i_{gj} = i_{lj} - i_{sj}. \tag{3.24}$$

$$i_{g4} = i_{g1} + i_{g2} + i_{g3}. \tag{3.25}$$

### 3.4.2 Modulação por largura de pulso

Os sinais de chaveamento do conversor são gerados por meio de uma técnica de modulação por largura de pulso escalar com injeção de terceira harmônica. Considerando que o símbolo $*$ indica valores de referência, as tensões de polo de referência podem ser obtidas a partir das Equações (3.22) e (3.23), resultando em

$$v^*_{sj0} = v^*_{shj} + v^*_{s40}, \tag{3.26}$$

$$v^*_{lj0} = e_{gj} - v^*_{sej} + v^*_{s40}. \tag{3.27}$$

As Equações (3.26) e (3.27) formam um sistema linear composto por seis equações e sete incógnitas. Dessa forma, a tensão $v^*_{s40}$ pode ser escolhida livremente, desde que respeite os limites de tensão impostos pelo conversor. Assim, seus valores máximo ($v^*_{s4M}$) e mínimo ($v^*_{s4m}$) são determinados por

$$v^*_{s4M} = \frac{E^*}{2} - \max\left(v^*_{sh1}, v^*_{sh2}, v^*_{sh3}, u^*_{l1}, u^*_{l2}, u^*_{l3}\right), \tag{3.28}$$

$$v^*_{s4m} = -\frac{E^*}{2} - \min\left(v^*_{sh1}, v^*_{sh2}, v^*_{sh3}, u^*_{l1}, u^*_{l2}, u^*_{l3}\right), \tag{3.29}$$

em que

$$u^*_{lj} = e_{gj} - v^*_{sej}. \tag{3.30}$$

Conhecidos esses limites, a tensão $v^*_{s40}$ é calculada por

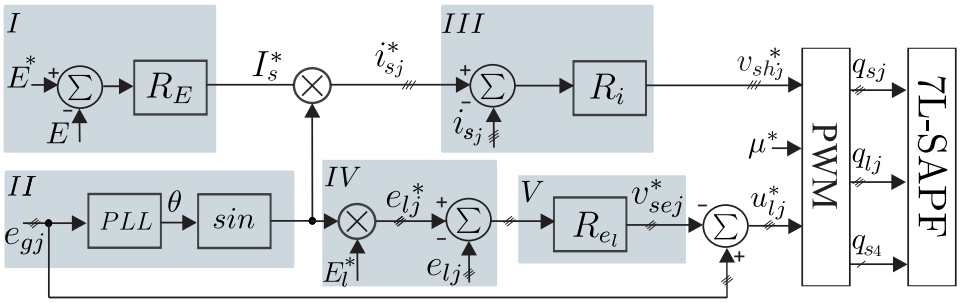
$$v^*_{s40} = \mu^* v^*_{s4M} + (1 - \mu^*)\, v^*_{s4m}. \tag{3.31}$$

Neste trabalho, utilizou-se $\mu^* = 0{,}5$, uma vez que esse valor minimiza a distorção harmônica das tensões sintetizadas pelo conversor. Após a determinação de $v^*_{s40}$, as tensões de polo são obtidas por meio das Equações (3.26) e (3.27). Por fim, as tensões de referência são comparadas com um sinal triangular de alta frequência para gerar os sinais de chaveamento dos dispositivos semicondutores.

### 3.4.3 Estratégia de controle

Nesta seção, a estratégia de controle da topologia proposta é analisada. O diagrama de controle é apresentado na Figura 3.16 e é dividido em cinco partes, denotadas por *I, II, III, IV* e *V*.

Figura 3.16 – Diagrama de controle da topologia proposta.




Antes de apresentar o diagrama de controle, é importante destacar que a topologia 6L-SAPF utiliza chaves bidirecionais para desconectar o conversor em paralelo durante condições de elevação de tensão da rede, como visto anteriormente. Diante disso, a utilização dessas chaves aumenta o custo e a complexidade de implementação do sistema.

Na topologia 7L-SAPF proposta, as chaves bidirecionais são eliminadas. Diante disso, utilizou-se uma estratégia de controle capaz de elevar a tensão do barramento CC durante condições de elevação de tensão, garantindo que o conversor série disponha da tensão necessária para compensar o distúrbio.

Essa estratégia é implementada na Parte $I$ do diagrama de controle. A tensão do barramento CC ($E$) é regulada por um controlador PI convencional, representado pelo bloco $R_E$. Em condições nominais de operação e durante afundamentos de tensão, a referência é mantida constante, $E^* = E^*_{\text{nom}} = 320$ V. O controlador processa o erro $(E^* - E)$ e fornece a amplitude de referência das correntes do conversor em paralelo ($I^*_s$).

O fluxograma desse procedimento é apresentado na Figura 3.17. Durante elevações de tensão, a referência do barramento CC é ajustada para seguir uma rampa crescente ($E^*_{\text{ramp}}$), iniciada quando o valor eficaz da tensão da rede satisfaz $E_g \geq 1{,}1E_{g\text{rated}}$. A rampa é mantida até que a tensão do barramento CC atinja o dobro da amplitude de pico da tensão da rede ($2A_g$), garantindo tensão suficiente para a compensação do distúrbio. Quando a tensão da rede retorna ao valor nominal, ou seja, quando a tensão da rede for menor que 10% da tensão nominal, uma rampa decrescente é aplicada, retornando o sistema gradualmente ao ponto de operação nominal.

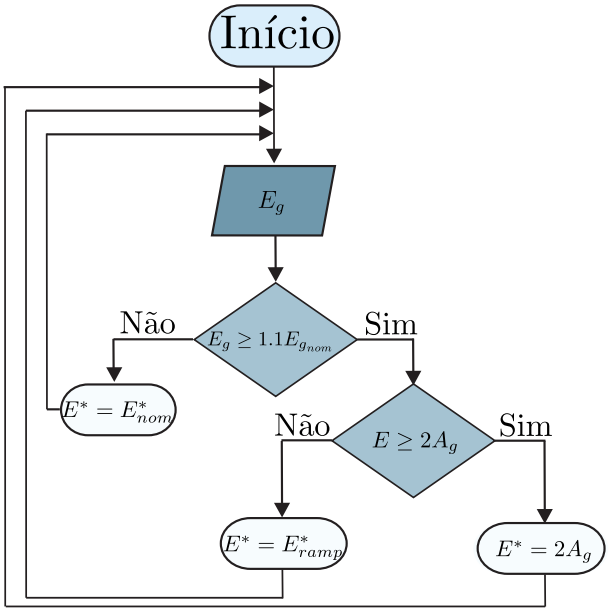
Considerando a tensão nominal da rede $E_{g_{\text{nom}}} = 110$ V, a amplitude de pico é dada por

$$A_{\text{nom}} = 110\sqrt{2}. \tag{3.32}$$

A amplitude instantânea da tensão da rede é estimada por

$$A_g = E_g\sqrt{2}, \tag{3.33}$$

Figura 3.17 – Fluxograma da operação da referência de tensão do barramento CC.




permitindo calcular o nível de elevação de tensão em p.u. por meio de

$$\Delta v_{\text{swell}} = \max\left(0, \frac{A_g - A_{\text{nom}}}{A_{\text{nom}}}\right). \tag{3.34}$$

O incremento da rampa é definido como

$$k_{\text{ramp}} = K_{\text{step}} \Delta v_{\text{swell}}, \tag{3.35}$$

em que $K_{\text{step}}$ é um ganho de ajuste dado em volts por passo de controle, sendo considerado 1 neste trabalho. Dessa forma, quanto maior a elevação de tensão, maior será a taxa de variação da rampa, proporcionando uma adaptação dinâmica aos diferentes níveis do distúrbio. A atualização da referência é realizada por

$$E^*_{\text{ramp}}[k+1] = \min\left(E^*_{\text{ramp}}[k] \pm k_{\text{ramp}}, 2A_g\right). \tag{3.36}$$

As Partes *II*, *III*, *IV* e *V* operam de forma análoga às da topologia 6L-SAPF. Entretanto, nesta topologia, as tensões de referência do conversor série são subtraídas das tensões da rede, resultando nas variáveis intermediárias $u^*_{lj}$, definidas pela Equação (3.30).

Finalmente, todas as tensões de referência são comparadas com um sinal triangular de alta frequência no bloco PWM, gerando os sinais de chaveamento dos dispositivos semicondutores, ou seja, $q_{sj}$, $q_{lj}$ e $q_{s4}$.

## 3.5 Resultados

Esta seção apresenta os resultados de simulação e experimentais em malha fechada, com o objetivo de validar a topologia 7L-SAPF proposta. Para os testes experimentais,

foram utilizados módulos IGBT SKM50GB123D e *drivers* SKH23, ambos da SEMIKRON, além do DSP TMS320F28335. Os parâmetros empregados nas simulações e nos experimentos são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros considerados para os resultados de simulação e experimentais.

| **Parâmetro** | **Descrição** | **Valor** |
|---|---|---|
| $E_{g_{nom}}$ | Tensão da rede (rms) | 110 V |
| $E_l$ | Tensão da carga (rms) | 110 V |
| $f_{sw}$ | Frequência de chaveamento | 10 kHz |
| $f_g/f_l$ | Frequência da rede e da carga | 60/60 Hz |
| $E^*$ | Referência da tensão do barramento CC | 320 V |
| $C$ | Capacitância do barramento CC | 2,2 mF |
| $L_f$ | Indutância do filtro | 2 mH |
| $C_f$ | Capacitância do filtro | 46 $\mu$F |
| $L_a$ | Indutância *shunt* | 7 mH |
| $R_1$ | Resistência da carga | 15 Ω |
| $R_2$ | Resistência da carga | 22,5 Ω |
| $R_3$ | Resistência da carga | 45 Ω |
| $L_1$ | Indutância da carga | 21 mH |
| $L_2$ | Indutância da carga | 21 mH |
| $L_3$ | Indutância da carga | 21 mH |
| $Fp$ | Fator de potência | 0,93 indutivo |
| $P$ | Potência da carga | 1370 W |
| | **Ganhos dos controladores** | |
| $k_{pC}$ | Ganho proporcional de $R_E$ | 0,8 |
| $k_{iC}$ | Ganho integral de $R_E$ | 22,0 |
| $k_{pi}$ | Ganho proporcional de $R_i$ | 5,0 |
| $k_{ii}$ | Ganho integral de $R_i$ | 1000,0 |

### 3.5.1 Resultados de simulação

A Figura 3.18 apresenta o desempenho do conversor quando a tensão da rede contém distorções harmônicas. Na Figura 3.18(a), observa-se que as tensões da rede apresentam THD de 35,50%, enquanto a Figura 3.18(b) evidencia a presença das componentes harmônicas de quinta e sétima ordens, com amplitudes de 50 V e 15 V, respectivamente. Essas distorções podem comprometer o desempenho e a vida útil dos equipamentos conectados à rede caso não sejam compensadas. Após a atuação do filtro, as tensões aplicadas à carga tornam-se praticamente senoidais, conforme ilustrado na Figura 3.18(c), apresentando THD de apenas 0,83%. O espectro de frequência da Figura 3.18(d) compensação, em que permanece predominantemente a componente fundamental. Esses resultados demonstram que a topologia proposta é capaz de compensar as componentes harmônicas da tensão da rede, garantindo uma alimentação de melhor qualidade para a carga.

A Figura 3.19 apresenta o sistema operando em condições nominais ($t < 0{,}6\,\text{s}$) e

durante um afundamento equilibrado de tensão de 50% ($t > 0{,}6\,\text{s}$). Pela Figura 3.19(a), observa-se a redução das tensões da rede, enquanto a tensão do barramento CC permanece regulada em seu valor de referência. As tensões na carga, apresentadas na Figura 3.19(b), permanecem praticamente inalteradas durante todo distúrbio, comprovando a capacidade do conversor em compensar o afundamento de tensão. A Figura 3.19(c) ilustra a corrente do conversor em paralelo na fase 1. Em condições nominais, essa corrente apresenta baixa amplitude, pois é responsável apenas por compensar as perdas e manter a tensão do barramento CC. Durante o afundamento, sua amplitude aumenta para manter a potência de entrada do conversor.

O desempenho da topologia sob uma elevação equilibrada de tensão de 70% é apresentado na Figura 3.20. Conforme mostrado na Figura 3.20(a), ao detectar a elevação, a estratégia de controle eleva gradualmente a referência da tensão do barramento CC até atingir o valor necessário para compensar a elevação da tensão da rede. Após atingir essa condição, a tensão do barramento estabiliza-se no novo valor de referência. Apesar do distúrbio, observa-se na Figura 3.20(b) que as tensões da carga permanecem em seus valores nominais, comprovando a eficácia da estratégia proposta.

A Figura 3.21 apresenta os resultados para o conversor operando sob distúrbios desequilibrados, nos quais a fase 1 sofre uma elevação de tensão de 70%, enquanto as fases 2 e 3 são submetidas a afundamentos de 30% e 50%, respectivamente. Mesmo sob essa condição, observa-se pela Figura 3.21(b) que as tensões da carga permanecem em seus valores de referência, evidenciando a capacidade da topologia em compensar distúrbios desequilibrados.

Por fim, a Figura 3.22 apresenta o comportamento do sistema durante uma condição de elevação de tensão seguida do retorno da rede ao seu valor nominal. Observa-se que a estratégia de controle reduz gradualmente a referência da tensão do barramento CC, permitindo que o sistema retorne ao ponto de operação nominal. Durante todo o transitório, as tensões da carga permanecem reguladas, demonstrando que o conversor mantém seu desempenho tanto durante a elevação quanto ao retorno das condições nominais.

Os resultados obtidos comprovam a viabilidade da topologia proposta, demonstrando sua capacidade de compensar afundamentos e elevações de tensão, tanto equilibrados quanto desequilibrados, além de compensar as distorções harmônicas da rede e manter a tensão do barramento CC regulada, assegurando o correto funcionamento das cargas conectadas.

Figura 3.18 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de distorção harmônica nas tensões da rede. (a) Tensões da rede com THD de 35,50% e tensão do barramento CC. (b) Espectro de frequência das tensões da rede. (c) Tensões da carga após a compensação, com THD de 0,83%. (d) Espectro de frequência das tensões da carga.

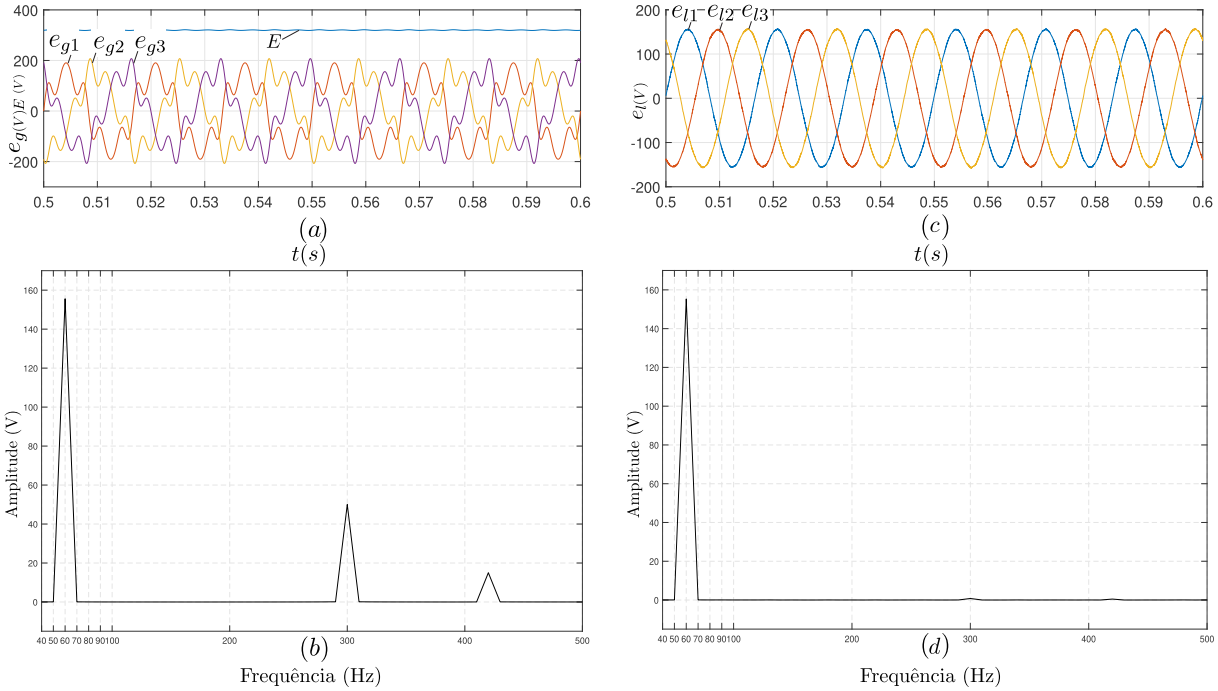



Figura 3.19 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições nominais e de afundamento de tensão. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões na carga. (c) Corrente no conversor em paralelo na fase 1.

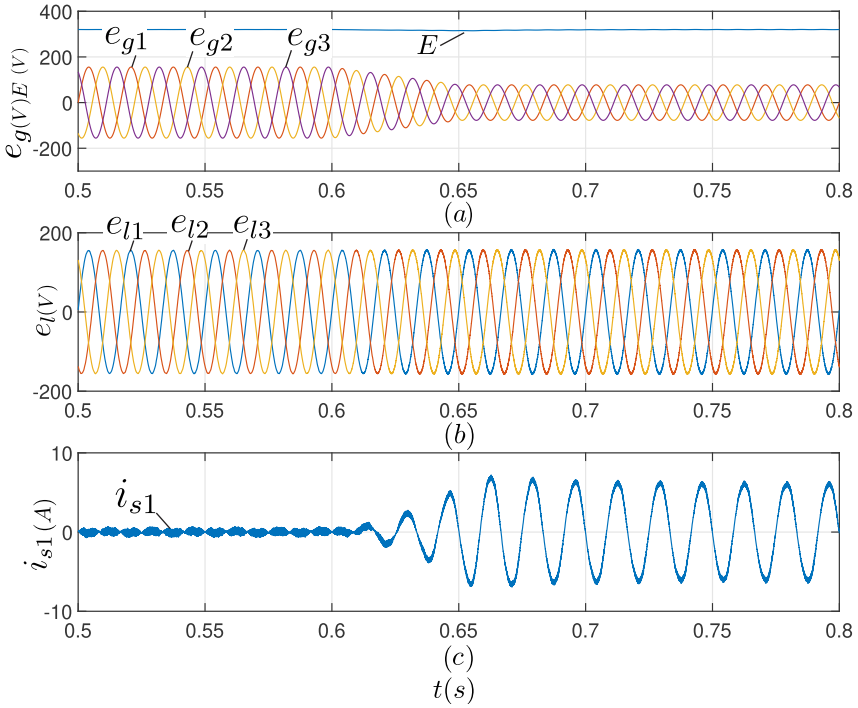


Figura 3.20 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de elevação das tensões da rede. (a) Tensões da rede e do barramento CC. (b) Tensões na carga.

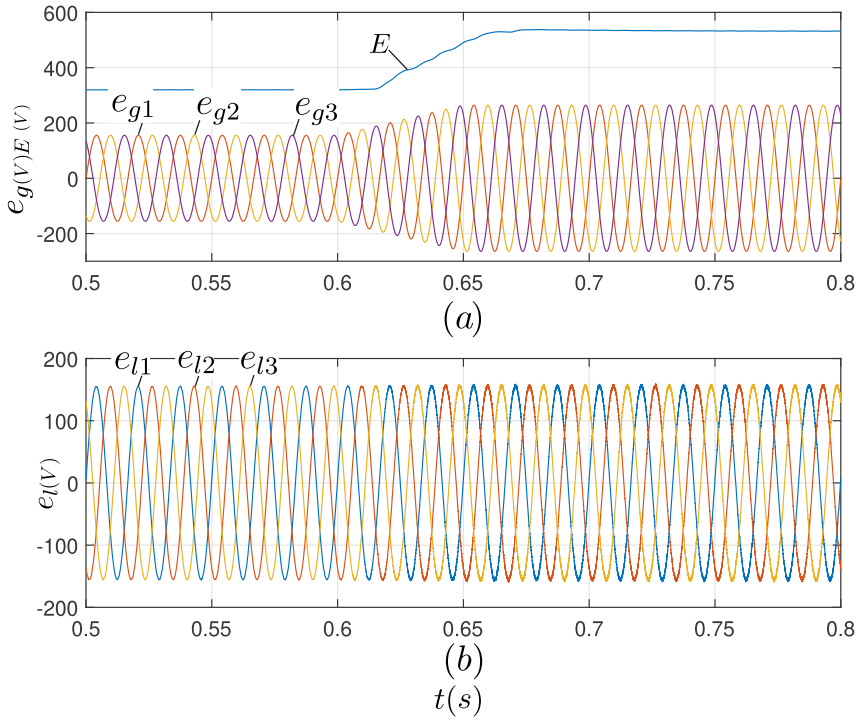



Figura 3.21 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de distúrbios desequilibrados nas tensões da rede. (a) Tensões da rede e tensão do barramento CC. (b) Tensões na carga.

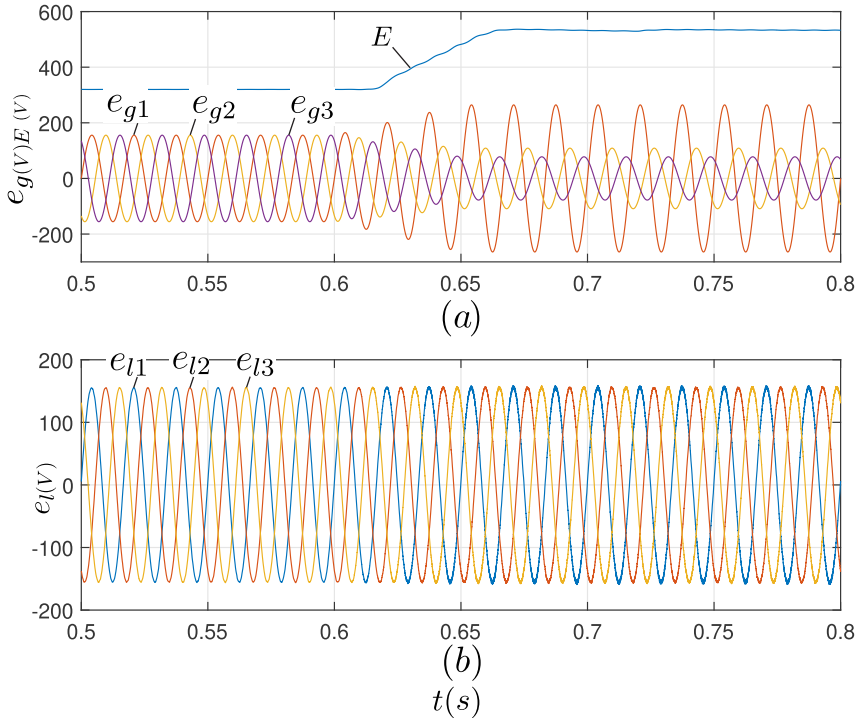
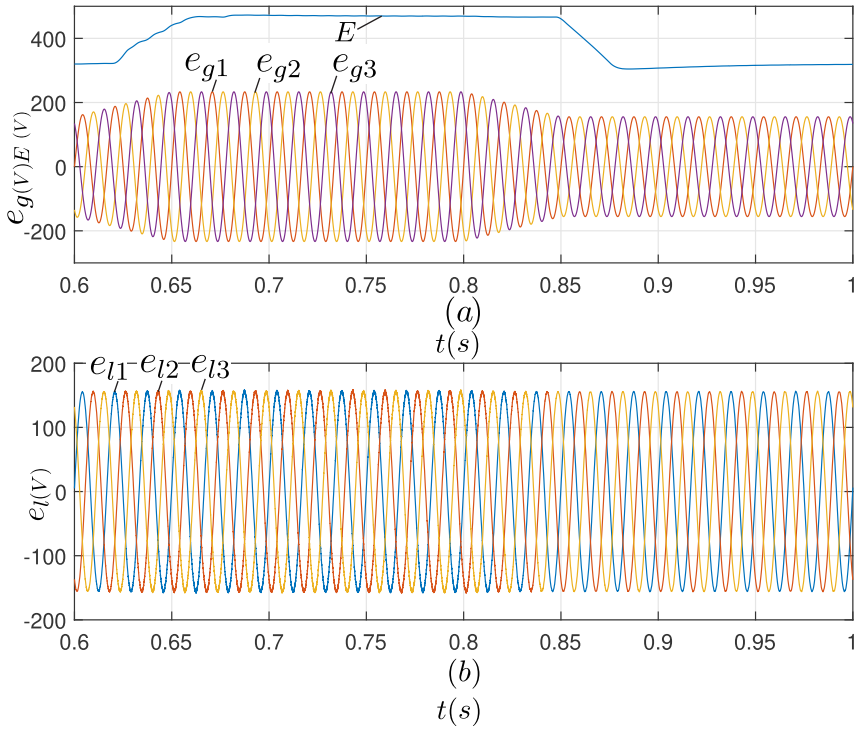


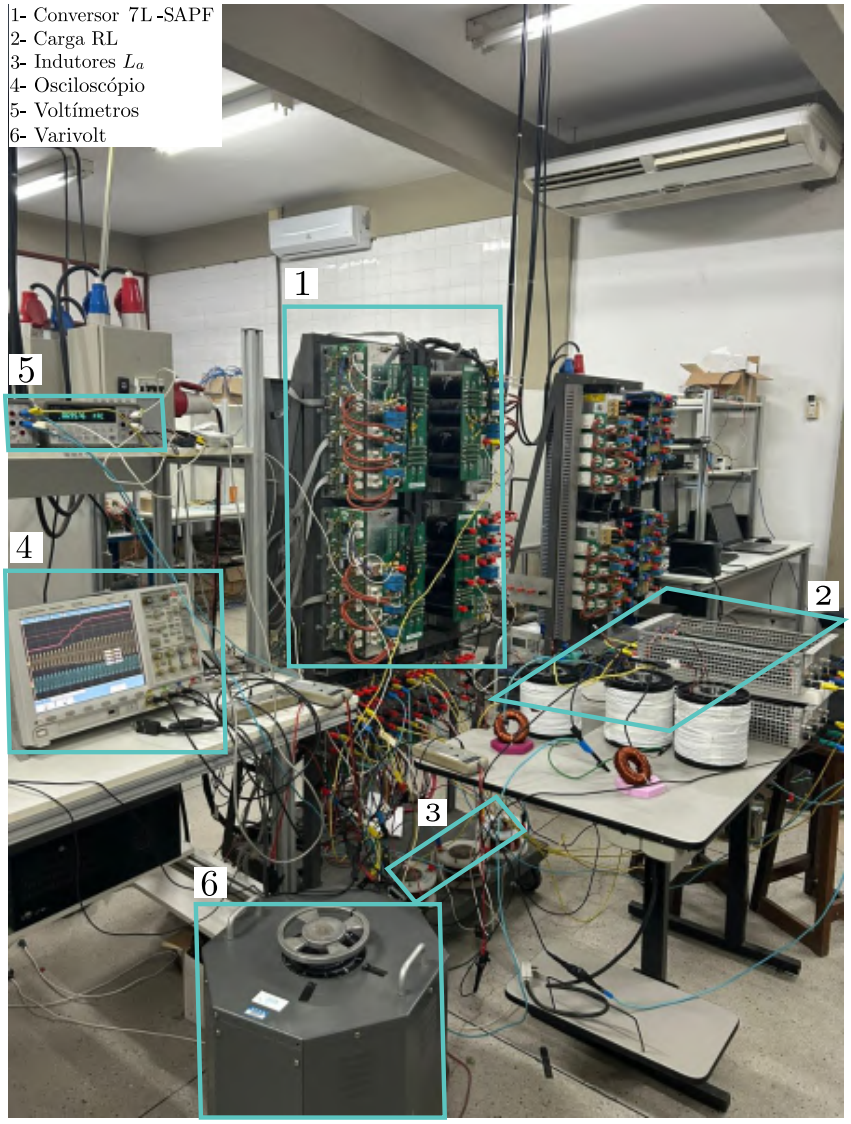
Figura 3.22 – Resultados de simulação do conversor operando sob condições de elevação de tensão e retorno à condição nominal. (a) Tensões da rede e tensão do barramento CC. (b) Tensões na carga.



### 3.5.2 Resultados experimentais

A Figura 3.23 apresenta a montagem experimental realizada em laboratório para a obtenção dos resultados, destacando os principais componentes utilizados.

Figura 3.23 – Bancada experimental para o conversor 7L-SAPF.




Os resultados experimentais são apresentados nas Figuras 3.24–3.30. A Figura 3.24 ilustra o conversor operando em condições nominais, apresentando as formas de onda da tensão da rede na fase 1, das tensões na carga nas fases 1 e 3 e da corrente do conversor em paralelo na fase 1. Observa-se que as tensões da carga permanecem em seus valores nominais e que a corrente do conversor em paralelo apresenta baixa amplitude, conforme esperado.

A Figura 3.25 apresenta o comportamento do sistema durante o transitório provocado por um afundamento de tensão de 50%. Observa-se que a amplitude da corrente do conversor em paralelo aumenta para manter a potência de entrada do conversor. Apesar

do distúrbio, as tensões da carga permanecem praticamente inalteradas, evidenciando a capacidade do conversor em compensar o distúrbio.

A Figura 3.26 apresenta as formas de onda da tensão da rede na fase 1, da tensão do barramento CC e das tensões da carga durante o mesmo transitório de afundamento. Observa-se que a tensão do barramento CC permanece devidamente regulada, demonstrando a eficácia da estratégia de controle proposta.

Na Figura 3.27, o conversor opera em regime permanente sob o afundamento de tensão. Observa-se que a tensão do barramento CC continua regulada em seu valor de referência e que as tensões da carga permanecem em seus valores nominais, confirmando a capacidade do sistema em manter a compensação durante todo o distúrbio.

A Figura 3.28 ilustra o comportamento do conversor durante o transitório de uma elevação de tensão de 70%. São apresentadas a tensão da rede na fase 1, as tensões da carga nas fases 1 e 3 e a tensão do barramento CC. Observa-se que, ao detectar a elevação de tensão, a estratégia de controle aumenta gradualmente a tensão do barramento CC, conforme discutido anteriormente, permitindo que o conversor mantenha a compensação da tensão na carga.

A Figura 3.29 apresenta o sistema em regime permanente sob a mesma condição de elevação de tensão. Observa-se que a tensão do barramento CC permanece estabilizada no novo valor de referência e que as tensões da carga continuam reguladas em seus valores de referência.

Por fim, a Figura 3.30 ilustra o retorno da rede às condições nominais. Verifica-se que a estratégia de controle reduz gradualmente a tensão do barramento CC até seu valor nominal definido previamente, mantendo as tensões da carga praticamente inalteradas durante todo o transitório.

Os resultados experimentais confirmam os resultados obtidos por simulação e demonstram a eficácia da topologia proposta. Em todas as condições analisadas, as tensões da carga permaneceram reguladas, enquanto a tensão do barramento CC foi corretamente controlada, comprovando a capacidade do conversor em compensar afundamentos e elevações de tensão sem comprometer a qualidade da energia fornecida à carga.

Figura 3.24 – Resultado experimental da topologia proposta operando em condições nominais. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e corrente no conversor em paralelo na fase 1.

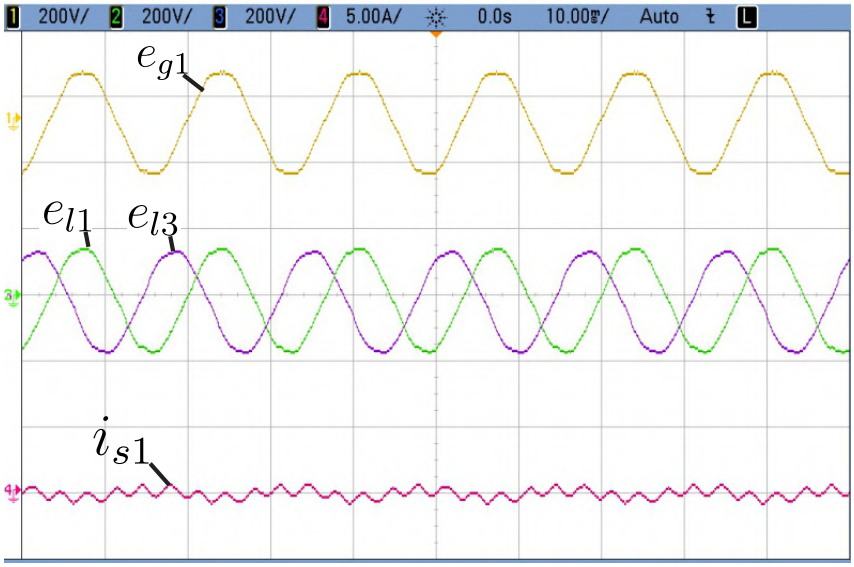



Figura 3.25 – Resultado experimental da topologia proposta operando sob transitório de afundamento de 50%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e corrente no conversor em paralelo na fase 1.

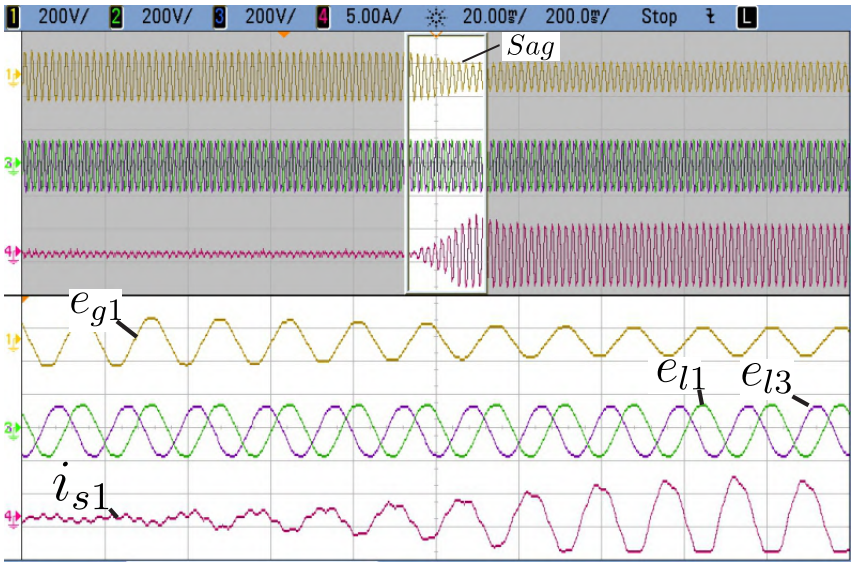


Figura 3.26 – Resultado experimental da topologia proposta durante o transitório de afundamento de 50%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC.

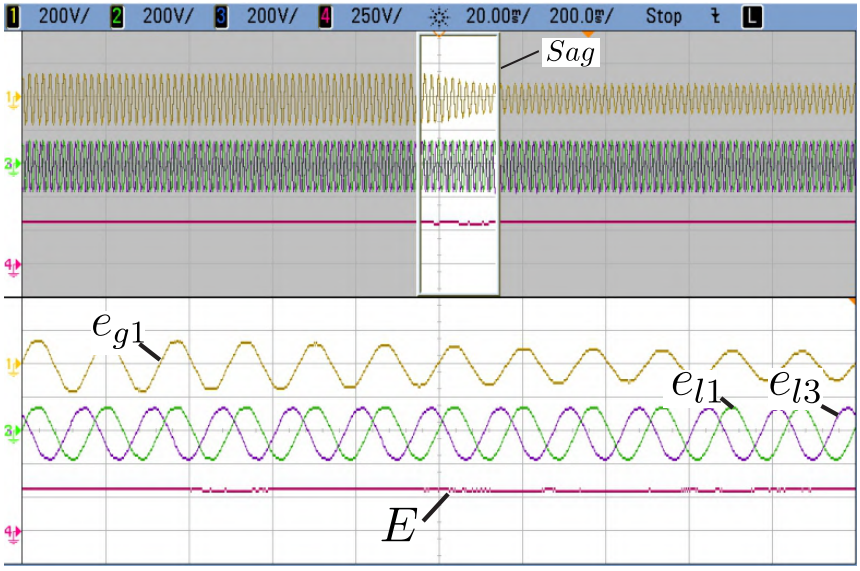



Figura 3.27 – Resultado experimental da topologia proposta operando em regime permanente sob afundamento de 50%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC.

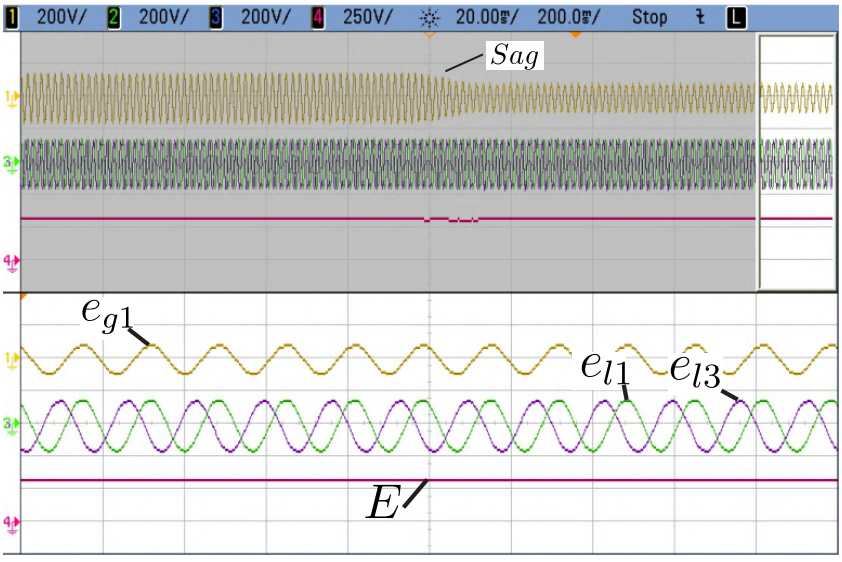


Figura 3.28 – Resultado experimental da topologia proposta operando sob transitório de elevação de tensão de 70%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC.

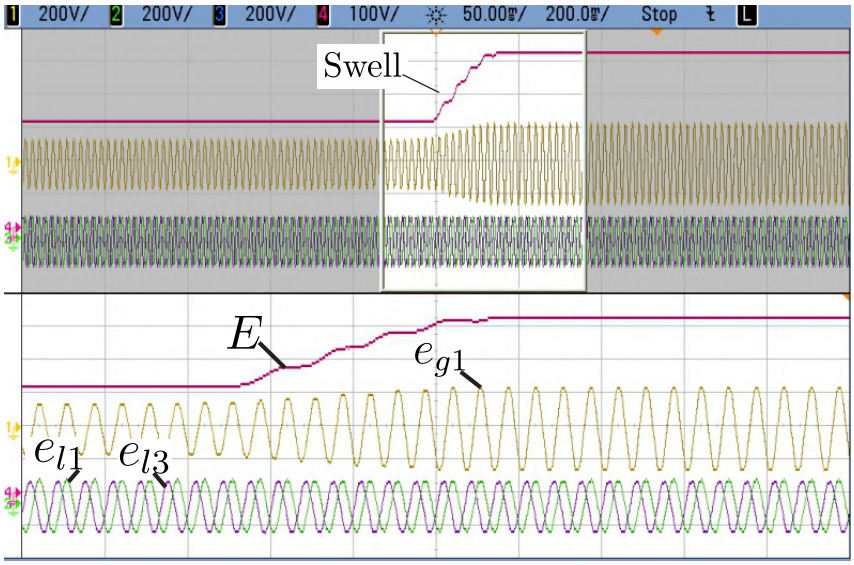



Figura 3.29 – Resultado experimental da topologia proposta operando em regime permanente sob elevação de tensão de 70%. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC.

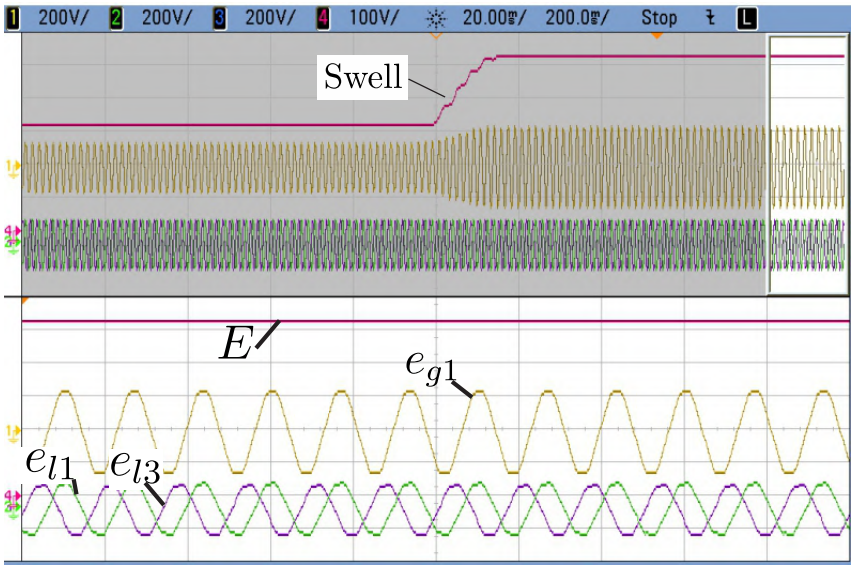
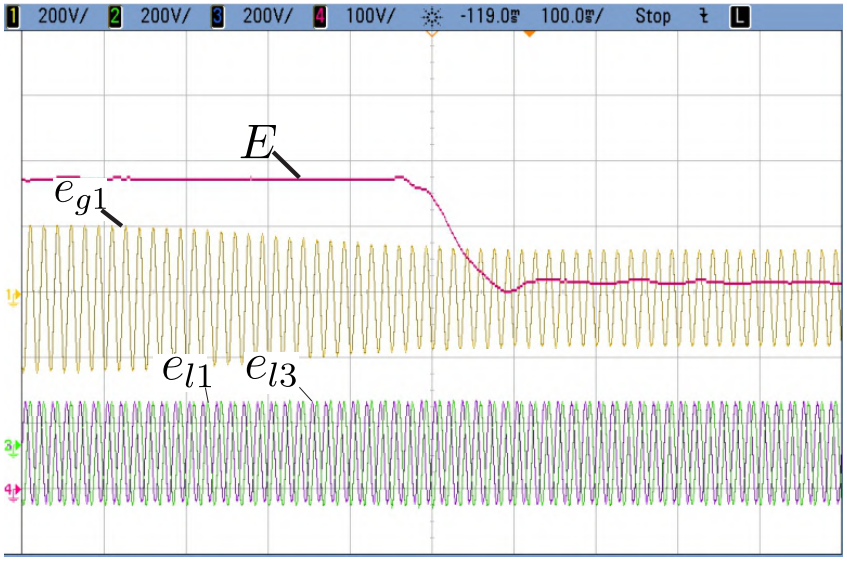


Figura 3.30 – Resultado experimental da topologia proposta durante o retorno às condições nominais. Tensão da rede na fase 1, tensões nas cargas nas fases 1 e 3 e tensão do barramento CC.



## 3.6 Modelos das plantas dos conversores 6L/7L-SAPF

Esta seção destina-se à determinação das plantas das topologias 6L-SAPF e 7L-SAPF utilizadas no projeto dos controladores, conforme apresentado no Apêndice B.

### 3.6.1 Planta de corrente

A planta utilizada no controle de corrente pode ser obtida a partir das Equações (3.3) e (3.21). Considerando a tensão da rede como uma perturbação e que $R_a$ é a resistência intrínseca do indutor, a aplicação da Transformada de Laplace nas equações resulta em

$$G_i(s) = \frac{I_s(s)}{V_{sh}(s)} = \frac{1}{R_a + sL_a}. \tag{3.37}$$

### 3.6.2 Planta de tensão

A planta de tensão é obtida a partir do balanço de potência. O barramento é compartilhado entre o conversor em paralelo e o conversor série. Além disso, considera-se um resistor $R_p$ conectado em paralelo ao barramento CC para representar as perdas do sistema.

Assumindo uma rede trifásica equilibrada operando com fator de potência unitário, a potência fornecida pelo conversor em paralelo, a potência dissipada no resistor de perdas e a potência armazenada no capacitor do barramento são dadas, respectivamente, por

$$P_{in} = \frac{3}{2} E_g I_s, \tag{3.38}$$

$$P_p = \frac{E^2}{R_p}, \tag{3.39}$$

$$P_{cap} = CE\frac{dE}{dt}. \tag{3.40}$$

Sabe-se que:

$$P_{in} = P_{cap} + P_p + P_{serie}, \tag{3.41}$$

em que $P_{serie}$ representa a potência processada pelo conversor série.

Substituindo as expressões anteriores, resulta

$$\frac{3}{2} E_g I_s = CE\frac{dE}{dt} + \frac{E^2}{R_p} + P_{serie}. \tag{3.42}$$

A equação acima é não linear. Aplicando o procedimento de linearização por pequenos sinais em torno do ponto de operação $(E_0, I_{s0}, P_{serie0})$ e considerando a potência processada pelo conversor série como uma perturbação externa ($\widetilde{p}_{serie} = 0$), obtém-se a

função de transferência entre a tensão do barramento CC e a amplitude da corrente de referência do conversor em paralelo:

$$G_v(s) = \frac{\widetilde{E}(s)}{\widetilde{I}_s(s)} = \frac{\frac{3}{2}E_g}{CE_0 s + \frac{2E_0}{R_p}}. \tag{3.43}$$

Essa função de transferência é utilizada no projeto do controlador da tensão do barramento CC para ambas as topologias propostas.

## 3.7 Comparação entre as topologias propostas e 2L-SAPF

Esta seção apresenta uma análise comparativa entre as topologias 2L-SAPF, 6L-SAPF e a 7L-SAPF, considerando o número de componentes, a tensão mínima do barramento CC, as perdas nos dispositivos semicondutores e a distorção harmônica total (THD) da tensão da carga. As comparações referentes à THD e às perdas nos semicondutores foram realizadas por meio de simulações no PSIM, utilizando os parâmetros listados na Tabela 3.3. Foram utilizados diferentes parâmetros de carga, pois o 2L-SAPF não é capaz de compensar os distúrbios para o fator de potência definido pelos parâmetros da Tabela 3.2. Todos os demais parâmetros do sistema são idênticos aos apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.3 – Parâmetros da carga utilizados na comparação entre as topologias.

| **Parâmetro** | **Descrição** | **Valor** |
|---|---|---|
| $R_1$ | Resistência da carga | 8,5 Ω |
| $R_2$ | Resistência da carga | 10 Ω |
| $R_3$ | Resistência da carga | 12 Ω |
| $L_1$ | Indutância da carga | 30 mH |
| $L_2$ | Indutância da carga | 35 mH |
| $L_3$ | Indutância da carga | 42 mH |
| $fp$ | Fator de potência | 0,6 indutivo |

### 3.7.1 Restrições de operação

Nas topologias propostas 6L-SAPF e 7L-SAPF, as tensões de referência $v_{sh}^*$ e $v_{se}^*$ somente podem ser sintetizadas corretamente se a tensão do barramento CC atender a (3.44).

$$E = \sqrt{V_{sh}^2 + V_{se}^2 - 2V_{sh}V_{se}\cos(\phi)}. \tag{3.44}$$

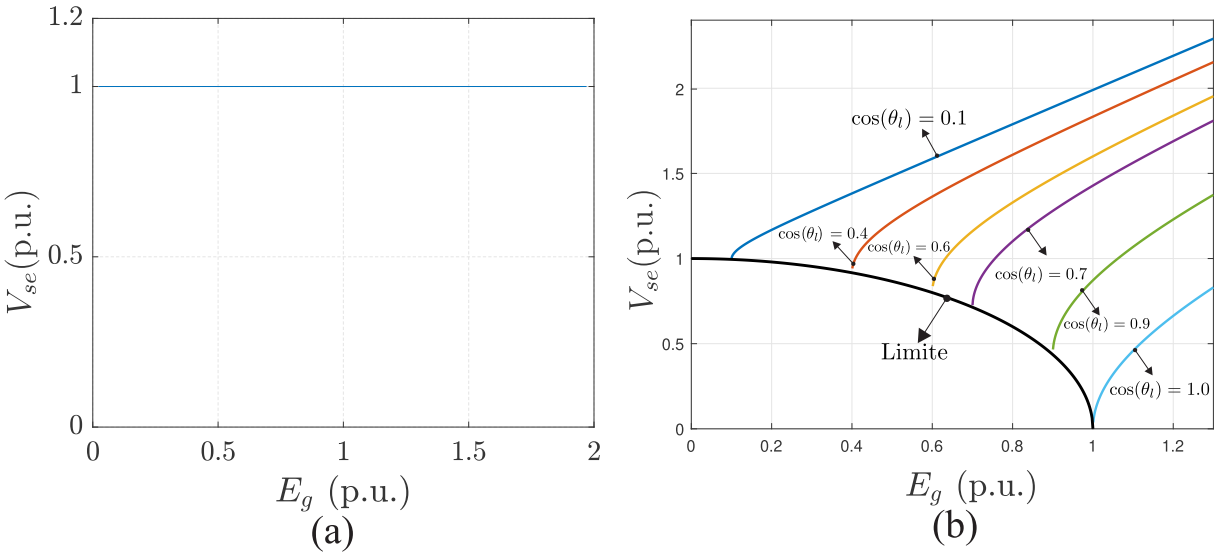
O ângulo de fase $\phi$ corresponde ao ângulo entre $v_{sh}^*$ e $v_{se}^*$. A Fig. 3.31(a) apresenta o comportamento do lado série dos conversores 6L/7L-SAPF. Pode-se inferir que a tensão

do conversor série permanece constante e igual a 1 p.u., o que significa que ela não depende do fator de potência da carga.

A topologia 2L-SAPF, operando sem uma fonte fixa no barramento CC, isto é, utilizando injeção mínima de energia ou controle em quadratura, apresenta algumas limitações, especialmente em relação à compensação de afundamentos de tensão. A Equação (3.45) define a tensão do conversor série para qualquer fator de potência da carga $\theta_l$. Diante disso, é possível obter o gráfico que descreve o comportamento da tensão gerada pelo conversor série para diferentes valores de fator de potência, mantendo $E_l$ igual a 1 p.u. (Fig. 3.31(b)). Durante distúrbios de afundamento de tensão, a topologia depende do fator de potência da carga para operar adequadamente e perde sua capacidade de compensação série quando o fator de potência é unitário. Durante distúrbios de elevação de tensão, a topologia apresenta menos restrições para valores de fator de potência mais próximos de zero. Há também uma região limite que define a condição adequada de operação da topologia, ou seja, abaixo dessa região, o sistema é incapaz de compensar qualquer distúrbio. Assim, os conversores 6L/7L-SAPF tornam-se mais adequados para aplicações práticas devido à sua ampla aplicabilidade e à sua independência em relação ao fator de potência da carga.

$$V_{se} = E_l \sin(\theta_l) - \sqrt{E_g^2 - [E_l \cos(\theta_l)]^2}. \tag{3.45}$$

Figura 3.31 – Tensão requerida pelo conversor série. (a) Topologias propostas. (b) 2L-SAPF.



### 3.7.2 Número de componentes e tensão mínima do barramento CC

A Tabela 3.4 compara as topologias 7L-SAPF, 6L-SAPF e o 2L-SAPF, em termos do número de componentes e da tensão mínima do barramento CC requerida pelo conversor série para sintetizar a tensão de compensação sob os distúrbios avaliados na rede.

De acordo com os resultados da tabela, o 7L-SAPF requer 14 IGBTs, enquanto o 6L-SAPF e o 2L-SAPF requerem 12 IGBTs. Esse aumento é consequência do braço adicional do conversor introduzido na estrutura. Entretanto, esse braço adicional fornece um grau de liberdade extra para a síntese de tensão, permitindo que o conversor alcance a tensão de compensação requerida com uma tensão reduzida no barramento CC, quando comparado ao 2L-SAPF convencional.

Outra característica relevante da topologia 7L-SAPF é a redução no número de capacitores do barramento CC. Enquanto o 6L-SAPF e o 2L-SAPF requerem dois e três capacitores, respectivamente, o 7L-SAPF proposto utiliza apenas um capacitor. Isso simplifica a estrutura do barramento CC e evita o uso de múltiplos grupos de capacitores divididos.

Em relação à tensão mínima do barramento CC, o 7L-SAPF requer apenas 1,0 p.u., o mesmo valor requerido pelo 6L-SAPF. Em contrapartida, o 2L-SAPF convencional requer 1,25 p.u. para gerar a tensão de compensação necessária.

Tabela 3.4 – Comparação do número de componentes e da tensão mínima do barramento CC. 1 p.u. = $E^* = 320\,\mathrm{V}$.

| **Topologia** | **7L-SAPF** | **6L-SAPF** | **2L-SAPF** |
|---|---|---|---|
| Nº de IGBTs | 14 | 12 | 12 |
| Nº de capacitores do barramento CC | 1 | 2 | 3 |
| Tensão do barramento CC (p.u.) | 1,0 | 1,0 | 1,25 |

### 3.7.3 Análise da distorção harmônica (THD)

A distorção harmônica total das tensões é definida por

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{N} V_n^2}}{V_1} \times 100, \tag{3.46}$$

em que $V_n$ representa o valor eficaz da componente harmônica de ordem $n$, $V_1$ corresponde ao valor eficaz da componente fundamental da tensão e $N$ representa a maior ordem harmônica considerada.

O desempenho harmônico das topologias avaliadas foi analisado sob operação nominal da tensão da rede, bem como sob condições de afundamento de tensão de 30% e elevação de tensão de 30%. Os valores de THD obtidos para a tensão da carga são

apresentados na Tabela 3.5. Observa-se que o conversor 7L-SAPF apresenta a menor THD entre as topologias avaliadas para todas as condições de operação.

Em comparação com o 2L-SAPF, a topologia 7L-SAPF reduz a THD da tensão da carga de 4,39% para 0,38% sob operação nominal, de 4,20% para 0,78% sob afundamento de tensão e de 4,13% para 1,10% sob elevação de tensão. Esses resultados demonstram que o conversor 7L-SAPF melhora a qualidade da tensão compensada da carga, especialmente sob operação nominal, condição na qual a redução da THD é mais pronunciada.

Esse melhor desempenho harmônico pode ser atribuído a dois fatores principais. Primeiro, a topologia 7L-SAPF reduz a ondulação da tensão do barramento CC, o que melhora diretamente a qualidade da tensão sintetizada pelo conversor série. Segundo, de acordo com a Equação (3.23), a componente de tensão $v_{s40}$ contribui para a tensão de compensação série, aumentando a capacidade de síntese de tensão do conversor e melhorando a qualidade da forma de onda resultante.

A topologia 6L-SAPF também foi capaz de reduzir a distorção harmônica das tensões da carga em todos os cenários de operação, quando comparada à topologia 2L-SAPF. A topologia 6L-SAPF apresentou menor THD na condição de afundamento de tensão e maior THD na condição de elevação de tensão.

Tabela 3.5 – THD da tensão da carga (%) sob diferentes condições de operação.

| **Topologia** | **Condição** | THD de $e_l$ (%) |
|---|---|---|
| **7L-SAPF** | Elevação | 1,10 |
| | Nominal | 0,38 |
| | Afundamento | 0,78 |
| **6L-SAPF** | Elevação | 3,65 |
| | Nominal | 2,88 |
| | Afundamento | 2,44 |
| **2L-SAPF** | Elevação | 4,13 |
| | Nominal | 4,39 |
| | Afundamento | 4,20 |

### 3.7.4 Perdas de potência nos semicondutores

As perdas nos semicondutores dos conversores avaliados foram estimadas utilizando o módulo térmico do PSIM, considerando o mesmo módulo IGBT para todas as topologias, de modo a garantir uma comparação equivalente. O dispositivo utilizado foi o SEMIKRON SKM200GB125D, um módulo IGBT em meia-ponte de 1200 V e 150 A. O cálculo das perdas inclui tanto as perdas por condução quanto as perdas por chaveamento dos IGBTs e de seus diodos em antiparalelo.

Para cada conversor, a perda total nos semicondutores é obtida pela soma das

perdas por condução e por chaveamento de todos os dispositivos semicondutores, conforme:

$$P_T = \sum_{k=1}^{N} \left( P_{\text{cond},k} + P_{\text{sw},k} \right), \tag{3.47}$$

em que $N$ é o número total de chaves semicondutoras, enquanto $P_{\text{cond},k}$ e $P_{\text{sw},k}$ representam, respectivamente, as perdas por condução e por chaveamento associadas ao $k$-ésimo dispositivo.

O 7L-SAPF, o 2L-SAPF e o 6L-SAPF foram avaliados sob condição nominal da tensão da rede, bem como sob condições de afundamento de tensão de 30% e elevação de tensão de 30%. A frequência de chaveamento foi definida em 10 kHz para todos os casos. Os resultados obtidos são resumidos na Tabela 3.6.

Em todas as condições de operação para todas as topologias, observa-se que as perdas por chaveamento representam a maior parcela das perdas totais nos semicondutores. Para a condição nominal, o 6L-SAPF apresenta as menores perdas totais, com 92,51 W, seguido pelo 7L-SAPF, com 118,98 W, e pelo 2L-SAPF, com 149,28 W. Sob afundamento de tensão, a mesma tendência é observada, com perdas de 120,26 W, 142,72 W e 159,22 W para as topologias 6L-SAPF, 7L-SAPF e 2L-SAPF, respectivamente. Entretanto, durante a operação sob elevação de tensão, o comportamento se altera, sendo o 2L-SAPF a topologia com menores perdas totais (141,39 W), seguido pelo 6L-SAPF (143,17 W) e pelo 7L-SAPF (169,55 W).

O aumento das perdas na topologia 7L-SAPF em relação à 6L-SAPF está relacionado principalmente à presença do braço adicional na topologia 7L-SAPF. Entretanto, esse aumento está associado ao grau de liberdade extra fornecido pela estrutura 7L-SAPF, o qual amplia a faixa de operação do filtro ativo série.

Quando comparado ao 2L-SAPF, que representa a estrutura de referência, o 7L-SAPF apresenta menores perdas nas condições nominal e de afundamento de tensão. Na condição nominal, as perdas totais são reduzidas de 149,28 W para 118,98 W. Sob afundamento de tensão, a redução ocorre de 159,22 W para 142,72 W. Por outro lado, durante a compensação de elevação de tensão, o 7L-SAPF apresenta perdas superiores às demais topologias. Nesse caso, as perdas aumentam para 169,55 W, enquanto o 6L-SAPF e o 2L-SAPF apresentam valores próximos.

Vale destacar que todas as topologias foram comparadas utilizando a mesma frequência de chaveamento. Conforme apresentado na análise de distorção harmônica, o 7L-SAPF apresenta menor THD na tensão da carga em comparação com as outras topologias quando operando a 10 kHz. Dessa forma, em uma implementação prática, essa característica pode ser explorada para reduzir a frequência de chaveamento do conversor, mantendo uma qualidade de tensão equivalente à obtida pelas topologias 2L-SAPF e 6L-SAPF. Como as perdas por chaveamento representam a maior parcela das perdas

totais, essa estratégia pode contribuir para uma redução adicional das perdas do 7L-SAPF, aumentando sua competitividade em aplicações práticas.

Tabela 3.6 – Perdas de potência nos semicondutores para frequência de chaveamento de 10 kHz.

| **Topologia** | **Condição** | $P_{\text{cond}}$ (W) | $P_{\text{sw}}$ (W) | $P_T$ (W) |
|---|---|---|---|---|
| **7L-SAPF** | Elevação | 17,34 | 152,21 | 169,55 |
| | Nominal | 15,74 | 103,24 | 118,98 |
| | Afundamento | 19,44 | 123,28 | 142,72 |
| **6L-SAPF** | Elevação | 16,11 | 127,06 | 143,17 |
| | Nominal | 14,50 | 78,01 | 92,51 |
| | Afundamento | 18,16 | 102,10 | 120,26 |
| **2L-SAPF** | Elevação | 14,98 | 126,41 | 141,39 |
| | Nominal | 18,44 | 130,84 | 149,28 |
| | Afundamento | 22,93 | 136,29 | 159,22 |

## 3.8 Conclusão

Este capítulo apresentou duas topologias de filtro ativo série sem transformador baseadas na conexão de extremidade aberta para a compensação de distúrbios de tensão equilibrados e desequilibrados. Foram apresentados o modelo do conversor, a modulação por largura de pulso, a estratégia de controle, as restrições de operação, bem como os resultados de simulação, experimentais e as análises comparativas entre as topologias propostas e o conversor convencional.

As topologias propostas não requerem transformadores série de baixa frequência, o que contribui para a redução do tamanho, do peso e do custo do sistema de compensação. Além disso, os conversores operam de forma independente do fator de potência da carga, não requerem uma fonte CC fixa no barramento CC e evitam saltos de fase nas tensões da carga durante a compensação dos distúrbios.

Em comparação com o 2L-SAPF convencional, as topologias propostas reduzem a tensão mínima requerida no barramento CC e utilizam um menor número de capacitores nos barramentos, simplificando a estrutura de armazenamento de energia do conversor. O conversor 7L-SAPF emprega um braço adicional em relação ao 6L-SAPF, aumentando o número de dispositivos semicondutores. Em contrapartida, esse grau de liberdade adicional elimina a necessidade de capacitores divididos no barramento CC e amplia a capacidade de síntese da tensão de compensação do conversor.

A análise comparativa das perdas nos semicondutores mostrou que o 6L-SAPF apresentou as menores perdas nas condições nominais de operação e de afundamento de tensão, enquanto, na condição de elevação de tensão, o 2L-SAPF apresentou perdas ligeiramente inferiores às do 6L-SAPF. Embora o 7L-SAPF apresente perdas superiores às do 6L-SAPF devido ao braço adicional do conversor, seu desempenho permanece competitivo em relação ao 2L-SAPF, apresentando perdas inferiores nas condições nominal e de afundamento de tensão. Ressalta-se que essa comparação foi realizada utilizando a mesma frequência de chaveamento para todas as topologias.

Em relação ao desempenho harmônico, o 6L-SAPF reduziu a distorção harmônica total da tensão da carga em todos os cenários de operação quando comparado ao 2L-SAPF. Entretanto, o 7L-SAPF apresentou a menor THD da tensão da carga entre todas as topologias avaliadas, tanto em condição nominal quanto sob afundamento e elevação de tensão. Essa superioridade no desempenho harmônico indica que, em uma implementação prática, a frequência de chaveamento do conversor 7L-SAPF pode ser reduzida, mantendo uma qualidade de tensão equivalente à das demais topologias e, consequentemente, reduzindo as perdas por chaveamento.

Capítulo 4

# Conclusões e Trabalhos Futuros

## 4.1 Conclusões Gerais

Este trabalho propôs topologias de filtros ativos de potência *shunt* híbrido e série trifásicos a quatro fios, com o objetivo de compensar distúrbios presentes na rede elétrica e, consequentemente, melhorar a qualidade da energia elétrica. Para ambas as topologias, foram apresentados os modelos dos conversores, as estratégias de controle e de modulação por largura de pulso. Além disso, foram realizadas análises comparativas e validações por meio de resultados de simulação e experimentais, que comprovaram a eficácia e a viabilidade das topologias propostas.

No Capítulo 2, foi proposta uma topologia de filtro ativo de potência híbrido *shunt* trifásico a quatro fios baseado em uma estrutura grampeada em cascata de conversores de meia ponte e trifásico. Foi desenvolvida uma estratégia de controle para as tensões dos barramentos CC. A topologia foi validada por meio de resultados de simulação e experimentais, demonstrando sua capacidade de compensar as correntes harmônicas produzidas por cargas não lineares, corrigir o fator de potência e equilibrar as correntes da rede. Também foi realizada uma análise para determinar a tensão mínima requerida nos barramentos CC. As topologias foram comparadas quanto ao número de componentes, à tensão mínima do barramento CC, à distorção harmônica total das correntes da rede e às perdas nos semicondutores. A estrutura proposta apresentou desempenho superior ao da topologia de referência em termos de tensão mínima nos barramentos CC, perdas nos semicondutores e número de componentes. No entanto, apresentou uma maior THD em relação a topologia de referência.

No Capítulo 3, foram propostas duas topologias de filtro ativo de potência série trifásico sem transformador baseadas em conexões de extremidade aberta. A tensão do barramento CC, responsável pelo fornecimento de energia ao conversor, foi regulada por

meio de um controlador PI. As topologias foram validadas por meio de resultados de simulação e experimentais, demonstrando sua capacidade de compensar tensões harmônicas da rede elétrica e distúrbios de amplitude de tensão equilibrados e desequilibrados, mantendo a tensão da carga regulada. Além disso, foi realizada uma análise comparativa entre as topologias propostas e a estrutura de referência, considerando o número de componentes, a tensão mínima requerida no barramento CC, a distorção harmônica total da tensão da carga e as perdas nos semicondutores. As topologias propostas apresentam um menor número de capacitores nos barramentos CC e uma menor tensão no barramento CC em relação à topologia de referência. Além disso, as topologias propostas apresentam menores valores de THD da tensão da carga em relação à topologia de referência. Com relação às perdas de potência, a topologia 6L-SAPF é mais vantajosa em condições nominais e durante afundamentos de tensão, apresentando menores perdas em relação às demais topologias. Entretanto, durante elevações de tensão, a topologia 6L-SAPF apresenta perdas ligeiramente superiores às da topologia de referência. A topologia 7L-SAPF apresenta maiores perdas em todos os cenários em relação à topologia 6L-SAPF. No entanto, em condições nominais e durante afundamentos de tensão, apresenta menores perdas em relação à topologia de referência.

## 4.2 Trabalhos Futuros

Como continuidade deste trabalho, podem ser desenvolvidos os seguintes itens:

1. Investigar uma modificação nas topologias 6L-SAPF e 7L-SAPF que substitua o conversor trifásico em paralelo por um retificador monofásico. Essa alteração poderá reduzir o número de braços do conversor, diminuindo o custo de implementação, a quantidade de dispositivos semicondutores e as perdas de potência. Também se pode investigar a redução da frequência de chaveamento do conversor 7L-SAPF.

2. Realizar o projeto do capacitor do barramento CC para as topologias 6L/7L-SAPF, relacionando a capacitância à duração do transitório e à ondulação da tensão.

3. Desenvolver estratégias de controle e PWM para a topologia 6LH-SHAPF com o objetivo de reduzir a ondulação das tensões nos barramentos CC, melhorando o desempenho dinâmico do sistema e a qualidade da compensação.

# Referências

ABDALLA, I. I.; RAO, K. S. R.; PERUMAL, N. Cascaded multilevel inverter based shunt active power filter in four-wire distribution system. In: *2011 National Postgraduate Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. Citado na página 24.

AFFOLTER, R.; CONNELL, B. Experience with a dynamic voltage restorer for a critical manufacturing facility. In: IEEE. *2003 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (IEEE Cat. No. 03CH37495)*. [S.l.], 2003. v. 3, p. 937–939. Citado na página 10.

AHMED, H. F. et al. An isolated three-phase ac–ac converter with bipolar output voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 71, n. 9, p. 10050–10063, 2024. Citado na página 16.

AHMED, H. F. et al. A high-frequency isolated multilevel cascaded-type bipolar direct pwm ac–ac converter for utility voltage compensation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 3188–3201, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 14.

AIMUN, R.; MANJULA, M. Power quality enhancement through voltage sag mitigation using dynamic voltage restorer in distribution system. In: *2026 International Conference on Electric Power and Renewable Energy (EPREC)*. [S.l.: s.n.], 2026. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 11.

AKAGI, H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 26.

AKAGI, H. et al. Generalized theory of the instantaneous reactive power and its application. *The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan. B*, The Institute of Electrical Engineers of Japan, v. 103, n. 7, p. 483–490, 1983. Citado na página 21.

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, 1984. Citado na página 21.

ALI, Z. M. et al. Complexities of power quality and harmonic-induced overheating in modern power grids studies: Challenges and solutions. *IEEE Access*, v. 12, p. 151554–151597, 2024. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 5.

ANAWADE, S. B.; KALE, A. A. Series active power filter (sapf) for power quality improvement. In: IEEE. *2022 Interdisciplinary Research in Technology and Management (IRTM)*. [S.l.], 2022. p. 1–9. Citado na página 14.

ANINDYA, M. S.; ZARO, F.; POPESCU, M. Power quality improvement using active power filters in industrial systems. *RESWARA: Jurnal Riset Ilmu Teknik*, v. 3, n. 2, p. 44–50, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 5.

ANSAL, V.; RAVIKUMAR, K.; PARTHIBAN, P. Transformerless dynamic voltage restorer for voltage sag mitigation. In: IEEE. *2016 Biennial International Conference on*

*Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*. [S.l.], 2016. p. 1–4. Citado na página 17.

ANSARI, M. K.; TAK, N.; CHATTOPADHYAY, S. K. Shunt active power filter using asymmetric cascaded multilevel converter. In: *2024 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.: s.n.], 2024. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.

ARROZY, J. et al. Active dc-link for three-phase shunt active power filter. In: *2025 Energy Conversion Congress  Expo Europe (ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2025. p. 1–6. Citado na página 2.

ASSIS, J. R. de et al. Estratégia de controle baseada em componentes de sequência aplicada a um sistema fv-dvr: Faltas assimétricas. *Eletrônica de Potência*, v. 29, p. e202433–e202433, 2024. Citado na página 2.

BAGI, S. M.; KUDCHI, F. N.; BAGEWADI, S. Power quality improvement using a shunt active power filter for grid connected photovoltaic generation system. In: IEEE. *2020 IEEE Bangalore Humanitarian Technology Conference (B-HTC)*. [S.l.], 2020. p. 1–4. Citado na página 5.

BETT, N. K.; MAINA, C. C.; HINGA, P. K. New approach for design of shunt active power filter for power quality improvement in a three phase three wire system. In: IEEE. *2020 IEEE PES/IAS PowerAfrica*. [S.l.], 2020. p. 1–4. Citado 3 vezes nas páginas 2, 5 e 20.

BEZERRA, T. M. et al. Predictive control applied to three-phase four-wire shunt active power filters: An innovative approach. In: IEEE. *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*. [S.l.], 2023. p. 1–7. Citado na página 5.

BEZERRA, T. M. et al. Optimized predictive control applied to three-phase four-wire shunt active power filters. *IEEE Access*, IEEE, v. 13, p. 218010–218024, 2025. Citado na página 23.

BIN, L.; MINYONG, T. Control method of the three-phase four-leg shunt active power filter. *Energy Procedia*, Elsevier, v. 14, p. 1825–1830, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

BISWAS, S. D. et al. Power quality improvement with hybrid shunt active power filter. In: *2023 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 3.

BISWAS, S. D. et al. Enhanced power quality with 15-level reduced switch count multi-level inverter based shunt active power filter. *Results in Engineering*, Elsevier, p. 106543, 2025. Citado na página 3.

BOONCHIAM, P.; MITHULANANTHAN, N. Dynamic control strategy in medium voltage dvr for mitigating voltage sags/swells. In: IEEE. *2006 International Conference on Power System Technology*. [S.l.], 2006. p. 1–5. Citado na página 10.

BUDI, S. S. K.; KIRANMAYI, R. Sinusoidal subtraction methods for enhanced multilevel shunt active power filter for nonlinear loads. In: *2024 3rd International Conference for Advancement in Technology (ICONAT)*. [S.l.: s.n.], 2024. p. 1–6. Citado na página 24.

BUŁA, D. et al. Control strategy of 1 kv hybrid active power filter for mining applications. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 16, p. 4994, 2021. Citado na página 27.

CARDOSO, J. T. et al. Ac-dc-ac power conversion systems for applications as unified power quality conditioners. Universidade Federal de Campina Grande, 2024. Citado na página 4.

CARLOS, G. A. de A. et al. Cascaded open-end winding transformer based dvr. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 2, p. 1490–1501, 2018. Citado na página 3.

CARLOS, G. A. de A. et al. Dynamic voltage restorer based on three-phase inverters cascaded through an open-end winding transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 1, p. 188–199, 2015. Citado na página 3.

CHAUHAN, A.; THAKUR, R. Power quality improvement using passive & active filters. *Int. J. Eng. Trends Technol*, v. 36, n. 3, p. 130–136, 2016. Citado na página 2.

CHEBABHI, A. et al. Sliding mode controller for four leg shunt active power filter to eliminating zero sequence current, compensating harmonics and reactive power with fixed switching frequency. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, v. 12, n. 2, p. 205–218, 2015. Citado na página 21.

CHELLAMMAL, N.; GURRAM, R.; PRASAD, K. N. V. Realization of three phase cascaded h-bridge multi-level inverter as shunt active filter. In: *2011 International Conference on Energy, Automation and Signal*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. Citado na página 24.

CHEN, Y.-K. et al. Compensation of voltage sags and swells using dynamic voltage restorer based on bi-directional h-bridge ac/ac converter. *processes*, MDPI, v. 9, n. 9, p. 1541, 2021. Citado na página 7.

CHOI, S.; LI, B.; VILATHGAMUWA, D. Dynamic voltage restoration with minimum energy injection. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 15, n. 1, p. 51–57, 2000. Citado na página 10.

CHOI, W.-H. et al. Analysis of dc-link voltage controls in three-phase four-wire hybrid active power filters. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 28, n. 5, p. 2180–2191, 2012. Citado na página 26.

CHOUDHURY, S. et al. Multilevel inverter: A survey on classical and advanced topologies, control schemes, applications to power system and future prospects. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 18, p. 5773, 2021. Citado na página 23.

CUNHA, M. F.; JACOBINA, C. B.; FREITAS, N. B. de. Grid-connected induction motor using a floating dc-link converter under unbalanced voltage sag. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 57, n. 2, p. 1609–1618, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.

CUNILL, J.; SAINZ, L.; MESAS, J. Neutral conductor current in three-phase networks with compact fluorescent lamps. *Electric power systems research*, Elsevier, v. 103, p. 70–77, 2013. Citado na página 1.

DARAMUKKALA, P.; MOHANTY, K. B. A robust adaptive filter based shunt hybrid active power filter using predictive current control. In: *2024 IEEE International Conference on Interdisciplinary Approaches in Technology and Management for Social Innovation (IATMSI)*. [S.l.: s.n.], 2024. v. 2, p. 1–6. Citado na página 26.

DASH, D.; SADHU, P. *A Review on the Use of Active Power Filter for Grid-Connected Renewable Energy Conversion Systems. Processes, 11 (5), 1467*. 2023. Citado na página 109.

DEMIRDELEN, T. et al. Review of hybrid active power filter topologies and controllers. In: IEEE. *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. [S.l.], 2013. p. 587–592. Citado na página 27.

DEMIRDELEN, T.; KAYAALP, R.; TUMAY, M. A modular cascaded multilevel inverter based shunt hybrid active power filter for selective harmonic and reactive power compensation under distorted/unbalanced grid voltage conditions. *Engineering, Technology & Applied Science Research*, v. 6, n. 5, p. 1133–1138, 2016. Citado na página 26.

DHARMARAJ, A.; ARUMUGAM, K. Transformerless dynamic voltage restorer based on switched capacitor multi level inverter and interleaved boost converter. In: IEEE. *2023 International Conference on Smart Systems for applications in Electrical Sciences (ICSSES)*. [S.l.], 2023. p. 1–6. Citado na página 18.

DISTRIBUIÇÃO, P. de. Módulo 8–qualidade da energia elétrica. *Agência Nacional de Energia Elétrica–ANEEL*, 2010. Citado na página 6.

DONGDONG, C.; GUOZHU, C. A new control strategy and compensation method on hybrid system of combining apf with shunt capacitors. In: *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 26.

DU, X.; ZHAO, C.; XU, J. The use of the hybrid active power filter in lcc-hvdc considering the delay-dependent stability. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 37, n. 1, p. 664–673, 2022. Citado na página 3.

EL-RAHMAN, B. A. et al. Performance analysis of active power filter controllers for harmonics mitigation in power systems. *Journal of Advanced Engineering Trends*, Minia University, Faculty of Engineering, v. 39, n. 1, p. 77–88, 2020. Citado na página 20.

ELTAMALY, A. M. et al. Enhancement of power system quality using pi control technique with dvr for mitigation voltage sag. In: IEEE. *2018 twentieth international middle east power systems conference (MEPCON)*. [S.l.], 2018. p. 116–121. Citado na página 1.

GAICEANU, M. et al. Comparison of direct and indirect control strategies applied to active power filter prototypes. *Energies*, v. 18, n. 23, 2025. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/18/23/6337>. Citado na página 21.

GHALY, A. E. et al. Hybrid active power filter using a filter-less extraction technique. In: *2022 11th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 452–454. Citado na página 26.

GOHARRIZI, A. Y. et al. Three-phase hfl-dvr with independently controlled phases. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 27, n. 4, p. 1706–1718, 2011. Citado na página 15.

HAJJEJ, M. et al. Power quality improvement in nonlinear lighting load applications using shunt active power filter control. *IEEE Access*, IEEE, v. 14, p. 45600–45617, 2026. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 23.

HASSAN, Z.; YADAV, G. Reactive power compensation and limiting harmonic current using shunt active power filter. *Int. Journal of Trend in Scientific Research and Development*, v. 2, p. 50–54, 2018. Citado na página 20.

HERMAN, L.; KNEZ, K.; BLAŽIČ, B. Design and performance evaluation of a hybrid active power filter controller. *Energies*, MDPI, v. 17, n. 11, p. 2492, 2024. Citado na página 26.

ITAL, A. V.; BORAKHADE, S. A. Compensation of voltage sags and swells by using dynamic voltage restorer (dvr). In: *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1515–1519. Citado na página 7.

JADEJA, R. et al. Compensation of harmonics in neutral current using active power filter for three phase four wire system. *Gazi University Journal of Science*, Gazi University, v. 31, n. 3, p. 846–861, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 21.

JALIL, M.; AMIRI, A. An effective structure of three-phase parallel hybrid active power filter to accurate harmonic elimination. In: *2020 15th International Conference on Protection and Automation of Power Systems (IPAPS)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 123–129. Citado na página 2.

JAMLAAY, M. Three phase series active power filter based adaptive linear neuron (adaline) to overcome voltage harmonics in power systems. *International Journal of Science, Technology & Management*, v. 5, n. 1, p. 242–248, 2024. Citado na página 14.

JAVADI, A.; BLANCHETTE, H. F.; AL-HADDAD, K. A novel transformerless hybrid series active filter. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 5312–5317. Citado na página 17.

JAVADI, A. et al. Series active conditionners for reliable smart grid: A comprehensive review. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 6320–6327. Citado na página 9.

JIMICHI, T.; FUJITA, H.; AKAGI, H. A dynamic voltage restorer equipped with a high-frequency isolated dc–dc converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 1, p. 169–175, 2011. Citado na página 14.

JÚNIOR, S. C. S.; JACOBINA, C. B.; FABRICIO, E. L. L. Four-wire active power filter based on asymmetric cascaded h-bridges. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 59, n. 6, p. 6941–6951, 2023. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 25.

KALYAN, K.; RAO, M. S.; GAWRE, S. Improvement of power quality using series active power filter (sapf). In: IEEE. *2020 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*. [S.l.], 2020. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 14.

KANASE, D. B.; JADHAV, H. Three-phase distribution static compensator for power quality improvement. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, Springer, v. 103, n. 5, p. 1809–1826, 2022. Citado na página 1.

KARBASFOROOSHAN, M.-S.; MONFARED, M. Adaptive predictive deadbeat current control of single-phase multi-tuned shunt hybrid active power filters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 39, n. 1, p. 446–454, 2024. Citado na página 27.

KAUR, J.; BATH, S. K. Harmonic distortion in power systems due to electronic control and renewable energy integration: a comprehensive review. *Discover Electronics*, Springer, v. 2, n. 1, p. 67, 2025. Citado na página 5.

KAVIYA, V.; KIRUBAKARAN, V. Studies on mitigating power quality issues using pv: Transformerless dynamic voltage restorer system with modified marine predator algorithm. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, Springer, v. 106, n. 1, p. 407–424, 2025. Citado na página 17.

KHAN, A. A. et al. New type high-frequency transformer isolated cascaded ac-ac converter for dvr to compensate sag or swell in voltage. In: *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 16.

KHERGADE, A. V. et al. Harmonics reduction of adjustable speed drive using transistor clamped h-bridge inverter based dvr with enhanced capacitor voltage balancing. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 56, n. 6, p. 6744–6755, 2020. Citado na página 5.

KISWANTONO, A.; PRASETYO, E. et al. Mitigation voltage sag/swell and harmonics using dvr supplied by bes and pv system. In: IEEE. *2018 Electrical Power, Electronics, Communications, Controls and Informatics Seminar (EECCIS)*. [S.l.], 2018. p. 36–41. Citado na página 8.

KONUHOVA, M. Modeling of induction motor response to voltage sags with re-acceleration analysis. *Energies*, MDPI, v. 18, n. 21, p. 5682, 2025. Citado na página 7.

KUMAR, B. J.; CHANDRAMOULI, A. Modeling and simulation of nine-level cascaded h-bridge inverter based shunt active power filter for single-phase distribution system. In: IEEE. *2017 International Conference on Inventive Computing and Informatics (ICICI)*. [S.l.], 2017. p. 675–680. Citado na página 24.

KUNCORO, M.; GARNIWA, I. Dvr to voltage sag mitigation due to induction motor starting and 3 phase fault. In: IEEE. *2018 5th International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)*. [S.l.], 2018. p. 73–78. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 7.

LE, H. et al. Predictive current control of a new four-level voltage source inverter. In: IEEE. *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.], 2022. p. 1–5. Citado na página 109.

LEE, H.; SHON, J. Non-integral ac capacitor voltage calculation method for shunt hybrid active power filter. *IEEE Access*, v. 11, p. 67968–67978, 2023. Citado na página 26.

LENG, S. et al. Smart grid connection of an induction motor using a three-phase floating h-bridge system as a series compensator. *IEEE transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 10, p. 7053–7064, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

LI, B.; CHOI, S.; VILATHGAMUWA, D. Transformerless dynamic voltage restorer. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 149, p. 263–273, 2002. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/doi/abs/10.1049/ip-gtd%3A20020212>. Citado na página 17.

LI, H.; LV, C.; ZHANG, Y. Research on new characteristics of power quality in distribution network. In: *2019 IEEE International Conference on Power, Intelligent Computing and Systems (ICPICS)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 6–10. Citado na página 1.

LI, J.; CHOI, S.; VILATHGAMUWA, D. Design of a series compensator for enhancing power quality during the starting of an induction motor. In: *2005 International Power Engineering Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1–516. Citado na página 7.

LI, Z. et al. Improved strategy for dynamic voltage restorers considering voltage sag duration. In: *2020 Chinese Automation Congress (CAC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 4679–4684. Citado na página 7.

LIKHITHA, R. et al. Power quality improvement using active power filter. In: IEEE. *2025 6th International Conference for Emerging Technology (INCET)*. [S.l.], 2025. p. 1–5. Citado na página 21.

LIQIAO, W. et al. Study on shunt active power filter based on cascade multilevel converters. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 3512–3516 Vol.5. Citado na página 24.

LIU, C. et al. Fault location of voltage sag based on optimal allocation of monitors. In: *2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 726–730. Citado na página 7.

LIU, D. et al. Model predictive control for three-phase, four-leg dynamic voltage restorer. *Energies*, MDPI, v. 17, n. 22, p. 5622, 2024. Citado na página 12.

MACIEL, A. M. et al. Three-phase four-wire shunt active power filter with the interconnection of single-phase and three-phase converters. In: IEEE. *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2015. p. 6423–6430. Citado na página 38.

MADHUBABU, T. et al. Reduction of harmonics to improve power quality in distribution lines using a series active power filter. In: *2023 7th International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 123–128. Citado na página 14.

MAHMOUD, M. O.; MAMDOUH, W.; KHALIL, H. Power system distortion mitigation by using series active power filter. *International Journal of Industry and Sustainable Development*, Ministry of Military Production, Egyptian Academy for Engineering & Advanced . . . , v. 1, n. 2, p. 36–48, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 20.

MAREI, M. I.; ELTANTAWY, A. B.; EL-SATTAR, A. A. An energy optimized control scheme for a transformerless dvr. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 83, n. 1, p. 110–118, 2012. Citado na página 17.

MICHALEC, Ł. et al. Impact of harmonic currents of nonlinear loads on power quality of a low voltage network–review and case study. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 12, p. 3665, 2021. Citado na página 5.

MOGHASSEMI, A.; PADMANABAN, S. Dynamic voltage restorer (dvr): A comprehensive review of topologies, power converters, control methods, and modified configurations. *Energies*, v. 13, n. 16, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/16/4152>. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 11.

MOHAMED, M. et al. Improved control approaches for dynamic voltage restoration in doubly fed induction generator-based wind turbines. *IEEE Access*, v. 14, p. 10245–10261, 2026. Citado na página 11.

MONTEIRO, A. P. et al. Single-phase cascaded h-bridge inverters without power regeneration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 56, n. 6, p. 6565–6575, 2020. Citado na página 122.

MONTOYA, F. G. et al. Power quality: Scientific collaboration networks and research trends. *Energies*, MDPI, v. 11, n. 8, p. 2067, 2018. Citado na página 1.

MOSEPELE, B.; SAMIKANNU, R.; AMUHAYA, L. A structural review on reduced switch count and hybrid multilevel inverters. *Frontiers in Energy Research*, Frontiers Media SA, v. 12, p. 1396149, 2024. Citado na página 122.

MUNEER, V.; BHATTACHARYA, A.; GUPTA, C. P. Eight switch chb based three-phase shunt active filter. In: IEEE. *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.], 2018. p. 1–6. Citado na página 26.

MUSARRAT, M. N. et al. Event-triggered smc-based frt approach for dfig-based wind turbines equipped with dvr with high-frequency isolation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 11, n. 3, p. 2661–2671, 2023. Citado na página 14.

NAFTAHI, K. et al. Three-phase four-wire shunt active power filter based on the hybrid automaton control with instantaneous reactive power theory. *IFAC-PapersOnLine*, Elsevier, v. 55, n. 12, p. 532–537, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

NALLA, L.; MISHRA, M. K.; GHOSH, A. Sliding mode control of a four-leg dynamic voltage restorer in a natural reference frame. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, v. 4, n. 3, p. 919–927, 2023. Citado na página 12.

NAVARRO, J. E. C. et al. Simulation of voltage sag characteristics in power systems. *Tecnura*, v. 17, p. 12–25, 2013. Citado na página 7.

NDEKE, C. B.; ADONIS, M.; ALMAKTOOF, A. Basic circuit model of voltage source converters: Methodology and modeling. *AppliedMath*, MDPI, v. 4, n. 3, p. 889–907, 2024. Citado na página 111.

NETO, R. et al. Attenuation of zero sequence voltage using a conventional three-wire dynamic voltage restorer. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 5, p. 1247, 2021. Citado na página 12.

NIA, M. S. S. et al. Analysis of skin effect in high frequency isolation transformers. In: *2019 North American Power Symposium (NAPS)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado na página 16.

NIA, M. S. S. et al. Analysis of various transformer structures for high frequency isolation applications. In: *2019 North American Power Symposium (NAPS)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado na página 16.

NIELSEN, J. et al. Control and testing of a dynamic voltage restorer (dvr) at medium voltage level. In: *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.* [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1248–1253 vol.3. Citado na página 10.

NISHAD, D.; TIWARI, A.; KHALID, S. Advanced control strategies for enhanced harmonic mitigation with series active filters. In: . [S.l.: s.n.], 2025. p. 59–70. Citado na página 13.

NOMAN, A. M. A novel modified delta-connected chb multilevel inverter with improved line–line voltage levels. *Electronics*, MDPI, v. 14, n. 9, p. 1711, 2025. Citado na página 25.

NOMAN, A. M. et al. Hybrid mli topology using open-end windings for active power filter applications. *Energies*, MDPI, v. 15, n. 17, p. 6434, 2022. Citado na página 3.

NV, V. K.; T, G. A comprehensive survey on reduced switch count multilevel inverter topologies and modulation techniques. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, Springer, v. 10, n. 1, p. 3, 2023. Citado na página 3.

OBIORA, G.; ALAYANDE, A.; OMEJE, O. Hybrid filter topologies for harmonic suppression: Review and future directions. *FUOYE Journal of Engineering and Technology*, v. 11, p. 57–64, 04 2026. Citado na página 26.

PARIHAR, V. et al. Series active power filter for power quality improvement. *Engineering World*, v. 6, p. 234–239, 12 2024. Citado na página 14.

PATIL, S. S.; METRI, R. Power quality improvement using shunt active power filter. In: IEEE. *2017 International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI)*. [S.l.], 2017. p. 152–156. Citado na página 5.

PATRA, J. et al. A novel approach of voltage sag data analysis stochastically: study, representation, and detection of region of vulnerability. *Sustainability*, MDPI, v. 15, n. 5, p. 4345, 2023. Citado na página 7.

PATRICK, U. A.; OSHEVIRE, P. Mitigating effects of voltage deviation on delsuth health care facility utilizing dynamic voltage restorer (dvr). *Journal of Engineering Studies and Research*, v. 28, n. 3, p. 93–100, 2022. Citado na página 11.

PINTO, J. et al. Transformerless series active power filter to compensate voltage disturbances. In: IEEE. *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 17.

POPESCU, M. et al. Improving power quality by a four-wire shunt active power filter: A case study. *Energies*, v. 14, n. 7, 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/7/1951>. Citado na página 23.

POPESCU, M. et al. Adaptive control of dc voltage in three-phase three-wire shunt active power filters systems. *Energies*, MDPI, v. 13, n. 12, p. 3147, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

POPESCU, M. et al. Shunt active power filters in three-phase, three-wire systems: A topical review. *Energies*, MDPI, v. 17, n. 12, p. 2867, 2024. Citado na página 24.

PRASAD, M.; AKELLA, A. Comparison of voltage swell characteristics in power distribution system. *International Journal of Electrical and Electronics Research*, v. 4, p. 67–73, 2016. Citado na página 8.

PUHAN, P. S. et al. Power quality analysis of a distribution system using a novel shunt hybrid filter. In: *2025 International Conference on Sustainable Energy Technologies and Computational Intelligence (SETCOM)*. [S.l.: s.n.], 2025. p. 1–6. Citado na página 26.

PUTYNKOWSKI, G. et al. Influence of voltage sags on the continuity of the operation and lifespan of single-phase industrial robots. *Coatings*, MDPI, v. 11, n. 10, p. 1229, 2021. Citado na página 7.

RADZI, M. Z. M.; ISMAIL, B.; AZIZAN, M. M. Impact of nonlinear and unbalanced loads on neutral conductors in three-phase systems: Modelling and simulation analysis. *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, v. 21, n. 2, 2025. Citado na página 5.

RAJKUMAR, K.; PARTHIBAN, P.; LOKESH, N. Real-time implementation of transformerless dynamic voltage restorer based on t-type multilevel inverter with reduced switch count. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Wiley Online Library, v. 30, n. 4, p. e12301, 2020. Citado na página 18.

RAVIKUMAR, A.; MOHAN, N.; SOMAN, K. Performance enhancement of a series active power filter using kalman filter based neural network control strategy. In: IEEE. *2018 International conference on advances in computing, communications and informatics (ICACCI)*. [S.l.], 2018. p. 1702–1706. Citado na página 13.

RAY, S.; GUPTA, N.; GUPTA, R. A. A novel non-linear control for three-phase five-level cascaded h-bridge inverter based shunt active power filter. *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, De Gruyter, v. 19, n. 5, p. 20180052, 2018. Citado na página 24.

RIBEIRO, E. R.; BARBI, I. Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 21, n. 5, p. 1394–1402, 2006. Citado na página 13.

RUILIN, P.; YUEGEN, Z. Sliding mode control strategy of dynamic voltage restorer. In: IEEE. *2005 International Conference on Industrial Electronics and Control Applications*. [S.l.], 2005. p. 3–pp. Citado na página 10.

SAIF, B. et al. Quasi-modified-newton method-based selective harmonic elimination in cascaded h bridge inverters. *Scientific reports*, Nature Publishing Group UK London, v. 14, n. 1, p. 24552, 2024. Citado na página 3.

SALEH, K.; MAHMOUD, O. Asymmetrical four-wire cascaded h-bridge multi-level inverter based shunt active power filter supplied by a photovoltaic source. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, v. 12, n. 3, p. 1673, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 24.

SANTOS, A. T. S. S. et al. Three-phase four-wire shunt active power filter based on cascaded half-bridge converters. In: *2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2025. p. 1–6. Citado na página 26.

SANTOS, E. C. dos; CARLOS, G. A. d. A.; JACOBINA, C. B. Dvr with open-end winding transformer. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1329–1334. Citado na página 3.

SANTOS, N. et al. High frequency transformers for solid-state transformer applications. *Applied Sciences*, MDPI, v. 13, n. 12, p. 7262, 2023. Citado na página 16.

SAVRUN, M. M. et al. Isolated h-bridge dc–dc converter integrated transformerless dvr for power quality improvement. *IET Power Electronics*, Wiley Online Library, v. 13, n. 5, p. 920–926, 2020. Citado na página 13.

SEERSHAK, M. et al. Power quality improvement using zsi-dvr. In: IEEE. *2022 International Conference on Futuristic Technologies in Control Systems & Renewable Energy (ICFCR)*. [S.l.], 2022. p. 1–6. Citado na página 3.

SHAH, M. S. et al. A review on the state of the art of dynamic voltage restorer: topologies, operational modes, compensation methods, and control algorithms. *Engineering Research Express*, IOP Publishing, v. 6, n. 1, p. 012302, 2024. Citado na página 11.

SHUFIAN, A. et al. Fuzzy logic-controlled three-phase dynamic voltage restorer for enhancing voltage stabilization and power quality. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 166, p. 110517, 2025. Citado na página 9.

SILVEIRA, R. et al. Analysis of three-phase four-wire shunt active power filter topologies implemented using single-phase full-bridge inverters. In: *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'17)*. [S.l.: s.n.], 2017. v. 1, n. 15, p. 591–596. Citado na página 2.

SIMBOLON, B. M. T. L.; RAJAGUKGUK, A. Simulation and analysis of the use of dynamic voltage resoster (dvr) on the power line against the effect of voltage sag and voltage swell. In: IEEE. *2024 4th International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICon EEI)*. [S.l.], 2024. p. 22–27. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 8.

SINGHANIYA, P. et al. Enhancement of power quality using srf controlled dvr in electrical distribution system. In: *2025 9th International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)*. [S.l.: s.n.], 2025. p. 1507–1512. Citado na página 11.

SOOMRO, A. H. et al. Dynamic voltage restorer—a comprehensive review. *Energy Reports*, Elsevier, v. 7, p. 6786–6805, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 10.

SOU, W.-K.; MARTINS, R. P.; LAM, C.-S. Finite-set simplified model predictive control for thyristor-controlled lc-coupling hybrid active power filter. In: *IECON 2025 – 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2025. p. 1–5. Citado na página 3.

SREE, H.; MOHAN, N. Voltage sag mitigation using a high-frequency-link cycloconverter-based dvr. In: IEEE. *2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies*. [S.l.], 2000. v. 1, p. 344–349. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 15.

SREENIVASARAO, D.; AGARWAL, P.; DAS, B. Neutral current compensation in three-phase, four-wire systems: A review. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 86, p. 170–180, 2012. Citado na página 1.

TAK, N.; CHATTOPADHYAY, S. K. Evaluation of high-resolution cascaded multilevel inverter topologies for renewable energy applications. In: *2023 IEEE IAS Global Conference on Renewable Energy and Hydrogen Technologies (GlobConHT)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–7. Citado na página 122.

TAO, S. et al. Fault location estimation based on voltage sag information of pqms. In: *2015 IEEE Power  Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. Citado na página 7.

TEJA, M. et al. A novel technique for dvr to mitigate voltage sag issue in distribution system. In: IEEE. *2023 International Conference on Computational Intelligence for Information, Security and Communication Applications (CIISCA)*. [S.l.], 2023. p. 92–96. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 2.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006. Citado na página 39.

THONGSAN, T.; CHATCHANAYUENYONG, T. A simple and fast voltage disturbance detection and voltage reference generation approach for dynamic voltage restorer (dvr) to compensate unbalanced voltage sag and swell in three-phase system: Simulation and experimental testing. *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, v. 21, n. 1, p. 248611–248611, 2023. Citado na página 12.

TOKIĆ, A.; UGLEŠIĆ, I. Power quality problems due to transformer inrush current. *Journal of Energy: Energija*, Hrvatska elektroprivreda dd, v. 59, n. 1-4, p. 0–0, 2010. Citado na página 7.

TYAGI, M.; KHAN, M.; GUPTA, S. A comprehensive study of voltage swell and sag in power distribution systems: Characteristics, causes, effects, and mitigation strategies. *Journal of Electrical Systems*, p. 960–972, 2024. Citado na página 8.

UWAGBOE, J. O.; SAHA, A. K. A comprehensive review of multilevel inverter topologies and control strategies for grid-connected photovoltaic battery energy storage systems integrating active power filter. *IEEE Access*, IEEE, 2025. Citado na página 23.

V, A. A. A. et al. Dynamic voltage restorer for power quality enhancement using dsp controller. In: *2024 10th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*. [S.l.: s.n.], 2024. p. 1–7. Citado na página 1.

VADI, S.; COLAK, I.; BAYINDIR, R. A sliding mode controller for the detection of voltage problems in dynamic voltage restorers. In: *2024 13th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. [S.l.: s.n.], 2024. p. 1349–1354. Citado na página 9.

VENUGOPAL, A.; ROBERT, F. Finite element study of core materials of a planar transformer and comparison of its electromagnetic properties with a high frequency transformer. *Journal of Engineering Science & Technology Review*, v. 16, n. 3, 2023. Citado na página 16.

VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. Curitiba, PR: Appris Editora, 2019. ISBN 978-85-473-3793-6. Citado 2 vezes nas páginas 111 e 112.

WANG, L.; WU, W. Shunt active power filter with sample time staggered space vector modulation based cascade multilevel converters. In: *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1–5. Citado na página 24.

WANG, T. et al. A novel grid-connected inverter filtering method using series active power filter based on magnetic flux compensation. In: IEEE. *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.], 2020. p. 863–866. Citado na página 2.

WOODLEY, N.; MORGAN, L.; SUNDARAM, A. Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, p. 1181–1186, 1999. Citado na página 9.

XIA, T. et al. A novel transformer-less dynamic voltage restorer based on modified anpc for low-voltage distribution network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–13, 2026. Citado na página 13.

XIA, W.; KANG, J. Stability of lcl-filtered grid-connected inverters with capacitor current feedback active damping considering controller time delays. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, SGEPRI, v. 5, n. 4, p. 584–598, 2017. Citado na página 112.

YUAN, X. Ultimate generalized multilevel converter topology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 8, p. 8634–8639, 2021. Citado na página 122.

YUSUF, N. I. et al. Power quality improvement using three phase three wire shunt active power filter. In: IEEE. *2024 International Conference on Electrical Electronics and Computing Technologies (ICEECT)*. [S.l.], 2024. v. 1, p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 22.

ZHAN, C.; ARULAMPALAM, A.; JENKINS, N. Four-wire dynamic voltage restorer based on a three-dimensional voltage space vector pwm algorithm. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 4, p. 1093–1102, 2003. Citado na página 12.

ZHANG, H. et al. Ac voltage compensation and dc voltage balance on cascaded h-bridge converter for dynamic voltage restorer. In: *2024 21st International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. [S.l.: s.n.], 2024. p. 179–184. Citado na página 3.

ÇAKAR, M. F. et al. Comparative performance analysis of harmonic control array and pr+notch controllers in single-phase series active power filters. In: *2025 16th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. [S.l.: s.n.], 2025. p. 1–5. Citado na página 2.

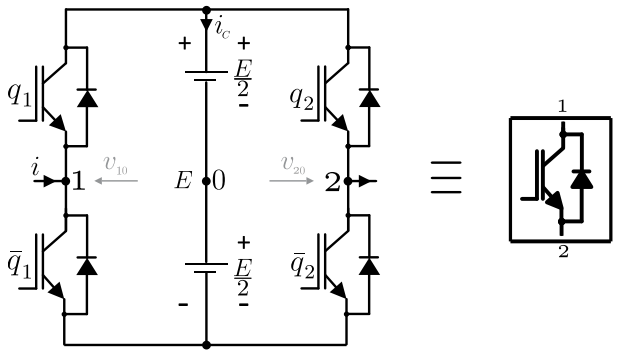
APÊNDICE A

# Inversores Fonte de Tensão

Conversores estáticos CC–CA, também conhecidos como inversores, em especial os inversores fonte de tensão, são amplamente utilizados na indústria, apresentando elevada participação de mercado e aplicação em diferentes áreas, como acionamentos elétricos, sistemas de energia renovável e qualidade de energia (LE et al., 2022). Dentre essas aplicações, destacam-se os sistemas fotovoltaicos, os sistemas de geração eólica e os sistemas de compensação de distúrbios de tensão e corrente, tais como compensadores série e *shunt* (DASH; SADHU, 2023).

A Figura A.1 ilustra a topologia monofásica de um inversor em ponte completa e sua representação simplificada, composta por um barramento CC, dois braços e quatro chaves semicondutoras. Cada braço contém duas chaves ($q_j$ e $\bar{q}_j$, com $j = 1, 2$), sendo que a chave inferior opera de forma complementar à chave superior. Ou seja, quando a chave superior está ativada, a chave inferior permanece desligada, evitando a condução simultânea das chaves e, consequentemente, prevenindo curto-circuito no barramento. A

Figura A.1 – Inversor Monofásico Ponte Completa e sua representação simplificada.




partir dessa Figura, é possível determinar as tensões de polo $v_{10}$ e $v_{20}$, que correspondem, respectivamente, à tensão entre o ponto médio do braço 1 e o ponto médio do barramento (0), e à tensão entre o ponto médio do braço 2 e o ponto 0. Nesse contexto, as Equações (A.1)

e (A.2) definem essas tensões, as quais dependem da tensão total do barramento $E$. A Equação (A.3) define a tensão de saída do inversor, $v_{12}$. A corrente do barramento ($i_c$) depende da corrente de entrada ($i$) e dos estados das chaves, conforme indicado na Equação (A.4).

$$v_{10} = (2q_1 - 1)\frac{E}{2}. \tag{A.1}$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1)\frac{E}{2}. \tag{A.2}$$

$$v_{12} = v_{10} - v_{20}. \tag{A.3}$$

$$i_c = i(q_1 - q_2). \tag{A.4}$$

Uma técnica de grampeamento pode ser aplicada à topologia apresentada na Figura A.2. Essa técnica consiste em manter a chave $q_2$ desativada, de modo que sua chave complementar permaneça ativada, resultando na topologia ilustrada na Figura A.2(a). Consequentemente, pela Equação (A.2), a tensão $v_{20}$ será fixada em $-\frac{E}{2}$. Com isso, a tensão $v_{12}$ passa a depender apenas dos valores instantâneos da tensão $v_{10}$. É importante notar que, com esse grampeamento, torna-se possível utilizar apenas um único elemento armazenador de energia. A Tabela A.1 apresenta os estados das chaves do braço 1, a tensão de polo correspondente e a tensão de saída do inversor. A forma de onda da tensão $v_{12}$ é ilustrada na Figura A.2(b). Observa-se que essa tensão não apresenta valores negativos, variando entre 0 e o valor da tensão total do barramento, $E$. Além disso, devido ao grampeamento, surge um nível médio equivalente à metade da tensão $E$ na tensão gerada pelo conversor.

Figura A.2 – Inversor Grampeado. (a) Estrutura grampeada. (b) Forma de onda da tensão de saída $v_{12}$.

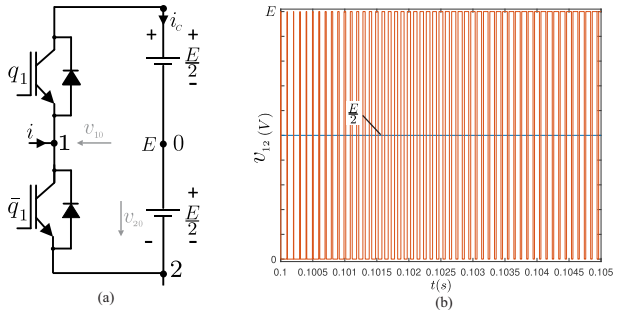
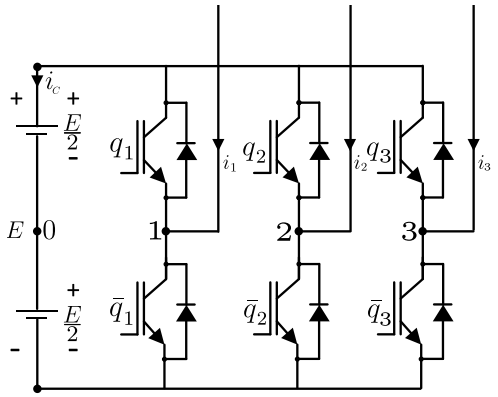



Tabela A.1 – Estados da chave $q_1$ e tensões $v_{10}$ e $v_{12}$

| $q_1$ | $v_{10}$ | $v_{12}$ |
|---|---|---|
| 0 | -E/2 | 0 |
| 1 | E/2 | E |

Os inversores fonte de tensão trifásicos de dois níveis constituem topologias amplamente empregadas em aplicações de alta potência, tais como acionamentos de motores elétricos e dispositivos voltados à melhoria da qualidade da energia elétrica. Essa topologia é composta por três braços e seis chaves semicondutoras, sendo capaz de gerar tensões alternadas trifásicas defasadas de 120° entre si a partir de uma fonte de tensão contínua (VITORINO, 2019; NDEKE; ADONIS; ALMAKTOOF, 2024). A Figura A.3 ilustra a topologia do inversor fonte de tensão trifásico de dois níveis.

Figura A.3 – Inversor trifásico de dois níveis.




As equações que descrevem as tensões de polo ($v_{10}$, $v_{20}$ e $v_{30}$) são definidas de forma análoga às equações apresentadas anteriormente para o caso do inversor fonte de tensão monofásico. A corrente no barramento CC do VSI trifásico é dada pela Equação A.5.

$$i_c = q_1 i_1 + q_2 i_2 + q_3 i_3. \tag{A.5}$$

APÊNDICE B

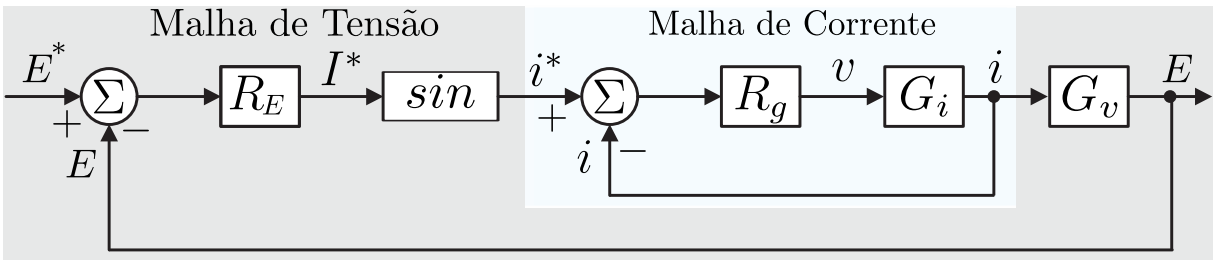
# Projeto dos Controladores

Este apêndice apresenta o projeto dos controladores das topologias propostas por meio da resposta em frequência. O sistema utiliza uma estratégia de controle em cascata, conforme o diagrama simplificado da Figura B.1, composta por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão.

De acordo com (VITORINO, 2019), a frequência de cruzamento da malha de corrente deve ser escolhida aproximadamente uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor, de modo a garantir uma resposta rápida aos transitórios. Por sua vez, a frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser significativamente inferior à da malha de corrente, assegurando o desacoplamento entre as malhas e tornando o controle de tensão mais lento que o controle de corrente. Além disso, recomenda-se uma margem de fase entre 30° e 60°, de forma a garantir estabilidade e um desempenho dinâmico satisfatório (XIA; KANG, 2017).

Na Figura B.1, o bloco $R_E$ representa o controlador proporcional-integral, enquanto o bloco $R_g$ representa os controladores proporcional-ressonantes. Por fim, os blocos $G_i$ e $G_v$ representam as funções de transferência das plantas de corrente e de tensão dos conversores, respectivamente.

Figura B.1 – Diagrama simplificado do sistema de controle em cascata.



# B.1 Topologias 6L/7L-SAPF

Esta seção apresenta o procedimento utilizado para o projeto dos controladores da malha de corrente e de tensão das topologias 6L/7L-SAPF.

## B.1.1 Malha de corrente

Considerando a planta obtida na Equação (3.37) e substituindo $s = j\omega$, tem-se

$$G(j\omega) = \frac{1}{R + j\omega L}. \tag{B.1}$$

Assim, o módulo da planta é

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}. \tag{B.2}$$

A fase da planta é

$$\angle G(j\omega) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right). \tag{B.3}$$

Então, substituindo $s = j\omega$, obtém-se

$$R_g(j\omega) = k_{pi} + \frac{j2k_{ii}\omega_b\omega}{\omega_0^2 - \omega^2 + j2\omega_b\omega}. \tag{B.4}$$

Definindo

$$A = \omega_0^2 - \omega^2 \tag{B.5}$$

e

$$B = 2\omega_b\omega, \tag{B.6}$$

tem-se

$$R_g(j\omega) = k_{pi} + \frac{jk_{ii}B}{A + jB}. \tag{B.7}$$

Multiplicando pelo conjugado do denominador,

$$R_g(j\omega) = k_{pi} + \frac{jk_{ii}B(A - jB)}{A^2 + B^2}. \tag{B.8}$$

Logo,

$$R_g(j\omega) = k_{pi} + \frac{k_{ii}B^2 + jk_{ii}AB}{A^2 + B^2}. \tag{B.9}$$

Portanto,

$$R_g(j\omega) = \left(k_{pi} + \frac{k_{ii}B^2}{A^2 + B^2}\right) + j\left(\frac{k_{ii}AB}{A^2 + B^2}\right). \tag{B.10}$$

Assim, o módulo do controlador é

$$|R_g(j\omega)| = \sqrt{\left(k_{pi} + \frac{k_{ii}B^2}{A^2 + B^2}\right)^2 + \left(\frac{k_{ii}AB}{A^2 + B^2}\right)^2}. \tag{B.11}$$

A fase do controlador é

$$\angle R_g(j\omega) = \tan^{-1}\left[\frac{\frac{k_{ii}AB}{A^2+B^2}}{k_{pi}+\frac{k_{ii}B^2}{A^2+B^2}}\right]. \tag{B.12}$$

O projeto é realizado impondo uma frequência de cruzamento $\omega_c$ e uma margem de fase desejada MF. Na frequência de cruzamento, deve-se satisfazer

$$|R_g(j\omega_c)G(j\omega_c)| = 1. \tag{B.13}$$

Logo,

$$|R_g(j\omega_c)| = \frac{1}{|G(j\omega_c)|}. \tag{B.14}$$

Como

$$|G(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{R^2+(\omega_c L)^2}}, \tag{B.15}$$

tem-se

$$|R_g(j\omega_c)| = \sqrt{R^2+(\omega_c L)^2}. \tag{B.16}$$

Definindo

$$M = \sqrt{R^2+(\omega_c L)^2}, \tag{B.17}$$

obtém-se

$$|R_g(j\omega_c)| = M. \tag{B.18}$$

A condição de fase da malha aberta é

$$\angle R_g(j\omega_c) + \angle G(j\omega_c) = -\pi + MF. \tag{B.19}$$

Portanto,

$$\angle R_g(j\omega_c) = MF - \pi - \angle G(j\omega_c). \tag{B.20}$$

Como

$$\angle G(j\omega_c) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_c L}{R}\right), \tag{B.21}$$

segue que

$$\angle R_g(j\omega_c) = MF - \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c L}{R}\right). \tag{B.22}$$

Definindo

$$\theta = MF - \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c L}{R}\right), \tag{B.23}$$

tem-se

$$R_g(j\omega_c) = M\cos(\theta) + jM\sin(\theta). \tag{B.24}$$

Na frequência $\omega_c$, as variáveis auxiliares tornam-se

$$A = \omega_0^2 - \omega_c^2 \tag{B.25}$$

e

$$B = 2\omega_b\omega_c. \tag{B.26}$$

Como

$$R_g(j\omega_c) = \left(k_{pi} + \frac{k_{ii}B^2}{A^2+B^2}\right) + j\left(\frac{k_{ii}AB}{A^2+B^2}\right), \tag{B.27}$$

comparando as partes real e imaginária, obtém-se

$$M\cos(\theta) = k_{pi} + \frac{k_{ii}B^2}{A^2+B^2} \tag{B.28}$$

e

$$M\sin(\theta) = \frac{k_{ii}AB}{A^2+B^2}. \tag{B.29}$$

Resolvendo as Equações (B.28) e (B.29) obtém-se os ganhos do controlador, ou seja,

$$k_{ii} = \frac{M\sin(\theta)(A^2+B^2)}{AB} \tag{B.30}$$

e

$$k_{pi} = M\cos(\theta) - M\sin(\theta)\frac{B}{A}. \tag{B.31}$$

### B.1.2 Malha de tensão

Considerando a planta definida na Equação (3.43), aplica-se o mesmo procedimento utilizado anteriormente no projeto do controlador PI. Dessa forma, os ganhos do controlador podem ser determinados por:

$$M = \frac{E_o\sqrt{\left(\frac{2}{R_p}\right)^2 + (\omega_c C)^2}}{1,5E_g} \tag{B.32}$$

$$\theta = MF - \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c C R_p}{2}\right) \tag{B.33}$$

$$k_{pC} = M\cos(\theta) \tag{B.34}$$

$$k_{iC} = -\omega_c M\sin(\theta) \tag{B.35}$$

## B.2 Topologia 6LH-SHAPF

O procedimento para o projeto dos controladores da topologia 6LH-SHAPF é o mesmo apresentado anteriormente para as malhas interna e externa.

### B.2.1 Malha de corrente

Considerando a planta definida pela Equação (2.31), os ganhos do controlador da malha de corrente são calculados da seguinte forma:

$$M = \frac{\sqrt{(1 - LC\omega_c^2)^2 + (RC\omega_c)^2}}{\omega_c C} \tag{B.36}$$

$$\theta = MF - \frac{3\pi}{2} + \tan^{-1}\left(\frac{RC\omega_c}{1 - LC\omega_c^2}\right) \tag{B.37}$$

$$A = \omega_0^2 - \omega_c^2 \tag{B.38}$$

$$B = 2\omega_b\omega_c \tag{B.39}$$

$$k_{ii} = \frac{M\sin(\theta)\,(A^2 + B^2)}{AB} \tag{B.40}$$

$$k_{pi} = M\cos(\theta) - M\sin(\theta)\frac{B}{A} \tag{B.41}$$

### B.2.2 Malha de tensão

Considerando a planta definida pela Equação (2.43), os ganhos do controlador da malha de tensão são calculados da seguinte forma:

$$M = \frac{8CE_{m0}\omega_c}{3E_g} \tag{B.42}$$

$$\theta = MF - \frac{\pi}{2} \tag{B.43}$$

$$k_{pC} = M\cos(\theta) \tag{B.44}$$

$$k_{iC} = -\omega_c M\sin(\theta) \tag{B.45}$$

APÊNDICE C

# Projeto dos Filtros Passivos

Este apêndice apresenta o procedimento utilizado para o dimensionamento da indutância e da capacitância dos filtros passivos empregados neste trabalho.

## C.1 Projeto do indutor

O valor mínimo da indutância de filtro pode ser determinado a partir da máxima ondulação de corrente. Durante um período de chaveamento, a tensão no indutor assume dois níveis, um máximo e outro mínimo. Considerando que a tensão média no indutor deve ser nula em regime permanente, obtém-se

$$\int_0^{dT_s} V_{L_{\max}}\, dt + \int_{dT_s}^{T_s} V_{L_{\min}}\, dt = 0. \tag{C.1}$$

Além disso, admite-se que a ondulação $\Delta V$ de tensão no indutor seja dada por

$$\Delta V = V_{L_{\max}} - V_{L_{\min}}. \tag{C.2}$$

Resolvendo a Equação (C.1) e (C.2), obtêm-se as expressões para os valores máximo e mínimo da tensão no indutor em função da razão cíclica,

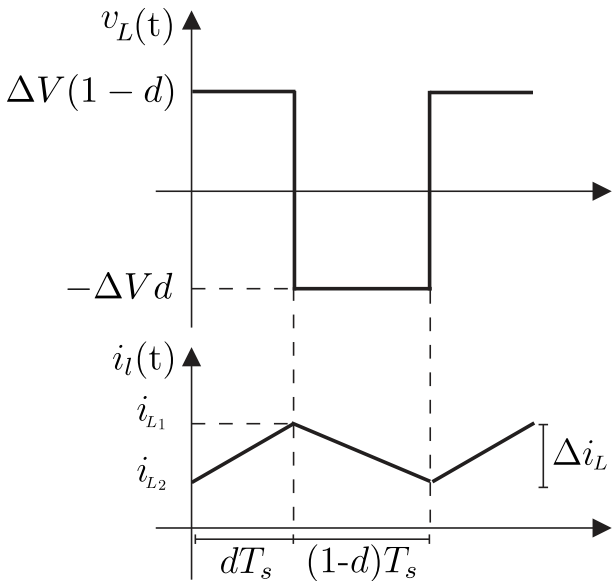
$$V_{L_{\max}} = \Delta V(1-d), \tag{C.3}$$

$$V_{L_{\min}} = -\Delta V d. \tag{C.4}$$

A Figura C.1 ilustra as formas de onda da tensão e da corrente no indutor. Considerando que a ondulação de corrente é definida por

$$\Delta I_L = I_{L_1} - I_{L_2}, \tag{C.5}$$

Figura C.1 – Formas de onda da tensão e da corrente no indutor.




tem-se

$$\Delta I_L = \frac{1}{L}\int_0^{dT_s} \Delta V(1-d)\,dt = \frac{\Delta V(1-d)dT_s}{L}. \tag{C.6}$$

Derivando a Equação (C.6) em relação à razão cíclica $d$ e igualando o resultado a zero, determina-se a condição de máxima ondulação de corrente,

$$\frac{d(\Delta I_L)}{dd} = \frac{\Delta V T_s}{L}(1-2d), \tag{C.7}$$

$$\frac{\Delta V T_s}{L}(1-2d) = 0, \tag{C.8}$$

resultando em

$$d = \frac{1}{2}. \tag{C.9}$$

Substituindo esse valor na Equação (C.6), obtém-se a expressão para a indutância mínima em função da ondulação máxima de corrente,

$$L_{\min} = \frac{\Delta V}{4 f_{sw} \Delta I_{L_{\max}}}. \tag{C.10}$$

## C.2 Projeto do capacitor

O capacitor do filtro, denotado por $C_f$, é dimensionado a partir da frequência de ressonância desejada do filtro LC. Considerando que a indutância $L_f$ já foi previamente definida, a frequência angular de ressonância é dada por

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}, \tag{C.11}$$

Em termos da frequência de ressonância em hertz, obtém-se

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}. \tag{C.12}$$

Isolando a capacitância $C_f$, obtém-se

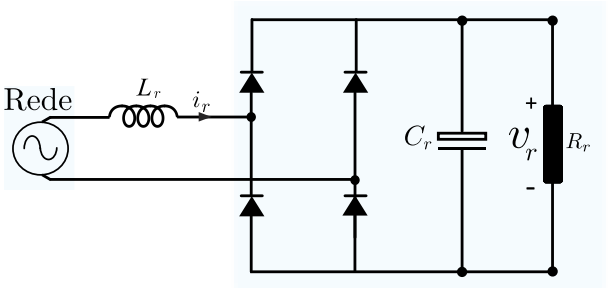
$$C_f = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_f}. \tag{C.13}$$

APÊNDICE D

# Descrição da Carga não Linear

A carga não linear utilizada neste trabalho consiste em um retificador monofásico a diodos em ponte completa, conforme mostrado na Figura D.1.

Figura D.1 – Retificador monofásico a diodos utilizado como carga não linear.



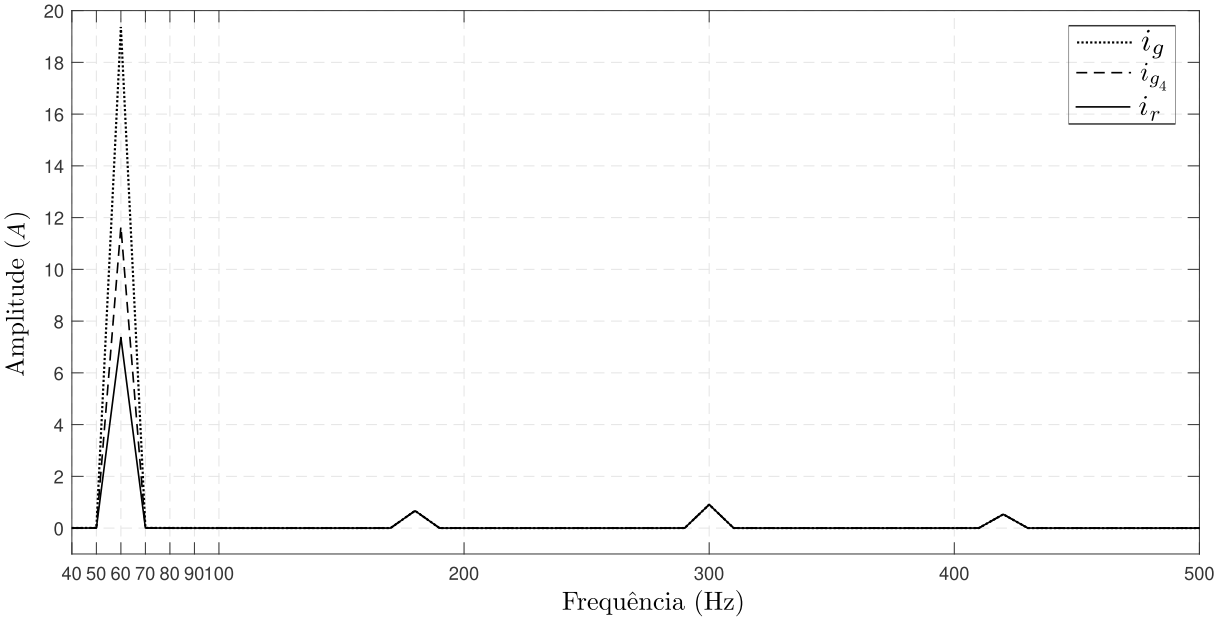

O lado CC do retificador é composto por uma carga resistiva e um capacitor de filtro. Os parâmetros e as características da carga não linear são apresentados na Tabela D.1.

Tabela D.1 – Parâmetros da carga não linear.

| **Parâmetro** | **Descrição** | **Valor** |
|---|---|---|
| $R_r$ | Resistência da carga | 22,5 Ω |
| $L_r$ | Indutância de filtro | 5 mH |
| $C_r$ | Capacitância de filtro | 40 $\mu$F |
| $F_c$ | Fator de crista | 1,44 |
| $V_r$ | Tensão média | 100,84 V |
| $P$ | Potência da carga | 565 W |

A corrente absorvida pela carga não linear, $i_r$, apresenta uma THD de 17,2%. O espectro em frequência dessa corrente é apresentado na Figura D.2. Observa-se a presença das componentes harmônicas de terceira, quinta e sétima ordens, sendo a componente de quinta ordem a de maior amplitude. A componente de terceira ordem também está presente na corrente de neutro devido ao sistema trifásico a quatro fios.

Figura D.2 – Espectro em frequência da corrente da carga não linear, da corrente da rede e do quarto fio.



APÊNDICE E

# Conversores Multiníveis

Conversores multiníveis são topologias capazes de sintetizar uma tensão CA de saída em degraus a partir de uma fonte CC (MONTEIRO et al., 2020). Essas topologias têm se destacado por permitir a utilização de semicondutores de baixa tensão em aplicações de média e alta tensão. Entre suas principais vantagens estão a melhoria da qualidade de energia, devido ao maior número de níveis de tensão na saída, e a redução da distorção harmônica, o que diminui os requisitos de filtragem. Além disso, operam com menores tensões de comutação, aumentando a eficiência e prolongando a vida útil dos dispositivos. Essas características tornam os conversores multiníveis ideais para aplicações como fontes renováveis e acionamentos elétricos (YUAN, 2021; TAK; CHATTOPADHYAY, 2023).

As topologias mais comuns desses conversores incluem os conversores multiníveis em cascata (CHB, do inglês, *Cascaded H-Bridge*), os conversores multiníveis com diodos de grampeamento (NPC, do inglês, *Neutral-Point Clamped*) e os conversores com capacitores flutuantes (FC, do inglês, *Flying Capacitor*). Entre elas, a topologia CHB se destaca por exigir o menor número de componentes, sendo a mais utilizada em aplicações industriais (MOSEPELE; SAMIKANNU; AMUHAYA, 2024). A Figura E.1(a) ilustra uma estrutura CHB composta por duas células ponte H conectadas em cascata. Essa estrutura pode sintetizar até nove níveis de tensão de saída $v_0$, dependendo da relação entre as tensões dos barramentos ($E_1$ e $E_2$). Considerando que as tensões são iguais ($E_1 = E_2 = E$), é possível obter cinco níveis distintos na saída do conversor: $2E,\ E,\ 0,\ -E,\ -2E$, conforme apresentado na Figura E.1(b).

Figura E.1 – Conversor multinível. (a) Exemplo de conversor CHB. (b) Níveis de tensão na saída $v_0$.

