



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

# Conversores Multiníveis em Cascata com Capacitores Flutuantes

**Alan Santana Felinto**

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina  
Prof. D.Sc. Gregory Arthur de Almeida Carlos  
Orientadores

Campina Grande - PB, Brasil

Agosto de 2018



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

# Conversores Multiníveis em Cascata com Capacitores Flutuantes

**Alan Santana Felinto**

*Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento da Energia

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina  
Prof. D.Sc. Gregory Arthur de Almeida Carlos  
Orientadores

Campina Grande - PB, Brasil

Agosto de 2018

F315c

Felinto, Alan Santana.

Conversores multiníveis em cascata com capacitores flutuantes / Alan Santana Felinto. - Campina Grande, 2018.

85 f. : il.

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

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Gregory Arthur de Almeida Carlos".

Referências.

1. Conversores Multiníveis. 2. Capacitores Flutuantes. 3. Controle de Barramentos CC. 4. Retificadores. 5. *Level-shifted* PWM. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Carlos, Gregory Arthur de Almeida. III. Título.

CDU 621.314(043)

**"CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA COM CAPACITORES FLUTUANTES"**

**ALAN SANTANA FELINTO**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 06/08/2018**



**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG**  
**Orientador(a)**

**GREGORY ARTHUR DE ALMEIDA CARLOS, D.Sc., IFAL**  
**Orientador(a)**



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



**TALVANES MENESES OLIVEIRA, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

Aos meus Pais, José e Fátima,  
por sempre terem acreditado em  
mim e investido nos meus sonhos.

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais, José e Fátima, por todo apoio dado por eles em todos esses anos de estudo. Sem o apoio deles eu certamente não teria chegado onde cheguei. Estendo esse agradecimento a toda minha família, que acreditou em mim e me apoiou nos estudos, e à minha namorada Letícia pela compreensão e apoio irrestrito em períodos de longa ausência minha, me dedicando a atividades acadêmicas.

Agradeço imensamente ao professor Cursino pelas orientações, ensinamentos, puxões de orelha e pelas oportunidades abertas no campo acadêmico. Agradecimento também ao professor Gregory, cujo apoio foi fundamental em todas as etapas desse trabalho, orientando e ajudando sempre com muita boa vontade.

Agradeço a todos os professores que fizeram parte da minha formação e que contribuíram para o que eu sou hoje, em especial os professores Alexandre Cunha e Gutemberg Lira.

Agradecimento também aos colegas que contribuíram para esse trabalho, sempre corrigindo com muito zelo meus trabalhos, sanando dúvidas e trabalhando em parceria nos artigos. Meu muito obrigado para João Paulo, Victor e Edgard. Estendo esse agradecimento aos demais colegas de laboratório que fizeram e fazem a convivência nesse meio ter sido sempre agradável.

Por fim, agradeço à CAPES e à COPELE pelo apoio e financiamento.

*Quem não tiver debaixo dos pés da alma a areia de sua terra,  
não resiste aos atritos da sua viagem na vida,  
acaba incolor, inodoro e insípido, parecido com todos.*

*(Câmara Cascudo)*

# Resumo

Neste trabalho, um estudo sobre três topologias de conversores trifásicos multiníveis em cascata é realizado. Nos conversores estudados, algumas células possuem, em seus barramentos CC, capacitores flutuantes, ou seja, tais barramentos não são alimentados por nenhuma fonte nem alimentam qualquer carga. Nos casos dos retificadores, são estudadas duas topologias: um retificador de nove braços, aqui denominado de HY6L, e um retificador com terminais abertos (*open-end*) de seis braços, aqui denominado 6LC. Além disso é analisada uma topologia de compensador série de 9 braços, aqui denominada de 9L-SC. São apresentados o modelo, estratégias de modulação por largura de pulso (PWM) e de controle para os conversores, bem como resultados de simulação e experimentais para fins de validação. São propostas estratégias de controle para as tensões dos capacitores flutuantes em cada topologia, buscando garantir o controle das tensões nos capacitores flutuantes com a mínima alteração na otimização dos níveis da tensão de saída. Além disso, apresentam-se cenários que permitem um melhor aproveitamento da tensão do conversor, reduzindo a limitação no índice de modulação máximo, inerente ao uso de capacitores flutuantes. Tais cenários consideram tensões na rede contendo harmônicos e desbalanceamentos, para o caso dos retificadores. Para o compensador série é apresentada uma técnica de compensação que possibilita aumentar o índice de modulação máximo. Os conversores estudados são comparados com topologias convencionais por meio de figuras de mérito como distorção harmônica total, perdas nos semicondutores e frequência média de chaveamento.

**Palavras-chave:** Conversores multiníveis, Capacitores flutuantes, Controle de barramentos CC, Retificadores, *Level-shifted* PWM.



# Abstract

In this work, three topologies of three-phase multilevel cascaded converters were studied. In the studied converters some cells have floating capacitors on their DC-links, that is, these DC-links are not fed directly by any source and they do not feed any load. In the rectifiers cases, two topologies are studied: a nine-leg rectifier, here named HY6L, and an open-end six-leg rectifier, here named 6LC. Besides, a nine-leg topology of series compensator (here named 9L-SC) is analysed. Converters model, control strategy and pulse-width modulation (PWM) are presented, as also simulation and experimental results for validation purposes. Control strategies for the voltages of floating capacitors are proposed for each topology, aiming to guarantee the voltage regulation with minimum change in the level optimization of the output voltage. Besides, scenarios that allow the converter to increase the maximum modulation index are considered. These scenarios reduce the modulation index limitation that naturally exists when floating capacitors are used. These scenarios consider grid voltage non-sinusoidal or unbalanced for rectifiers. Besides, it is presented a voltage compensation technique that allows increasing the maximum modulation index in series compensator topology. Studied converters are compared with conventional topologies by means of total harmonic distortion (THD), semiconductor losses and average switching frequency.

**Keywords:** Multilevel converters, Floating capacitors, DC-link control, Rectifiers, Level-shifted PWM.

# Índice

Resumo . . . . .	vii
Abstract . . . . .	viii
Índice . . . . .	ix
Índice de Tabelas . . . . .	xii
Índice de Figuras . . . . .	xiv
Glossário . . . . .	xviii
<b>1 INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos . . . . .	2
1.2 Produção Científica . . . . .	2
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .</b>	<b>4</b>
2.1 Retificadores de Potência . . . . .	4
2.2 Compensadores Série . . . . .	5
2.3 Conversores Multiníveis . . . . .	6
2.4 Capacitores Flutuantes . . . . .	8
2.5 Modelo dos Controladores . . . . .	10
2.5.1 PI convencional . . . . .	10
2.5.2 PI ressonante . . . . .	11
<b>3 RETIFICADOR HÍBRIDO DE 9 BRAÇOS . . . . .</b>	<b>12</b>
3.1 Introdução . . . . .	12
3.2 Modelo do Conversor . . . . .	14

---

3.3	Estratégia de PWM . . . . .	15
3.4	Controle . . . . .	17
3.4.1	Mecanismo de controle dos capacitores flutuantes . . . . .	19
3.5	Perdas nos Semicondutores e THD . . . . .	21
3.5.1	Cenário 1 - Tensões da rede sem componentes harmônicos . . . . .	23
3.5.2	Cenário 2 - Tensões da rede com componentes harmônicos . . . . .	25
3.6	Tensão de Modo Comum . . . . .	28
3.7	Resultados de Simulação . . . . .	30
3.8	Resultados experimentais . . . . .	32
3.9	Conclusão . . . . .	35
<b>4</b>	<b>RETIFICADOR EM OPEN-END DE 6 BRAÇOS . . . . .</b>	<b>37</b>
4.1	Introdução . . . . .	37
4.2	Modelo do Conversor . . . . .	38
4.3	Estratégia de PWM . . . . .	40
4.4	Estratégia de Controle . . . . .	41
4.5	Avaliação da THD e Perdas nos Semicondutores . . . . .	43
4.5.1	Cenário 1: Senoidal e balanceado . . . . .	44
4.5.2	Cenário 2: Não-senoidal . . . . .	44
4.5.3	Cenário 3: Desbalanceado . . . . .	46
4.6	Resultados de Simulação . . . . .	47
4.7	Resultados Experimentais . . . . .	49
4.8	Conclusão . . . . .	52
<b>5</b>	<b>COMPENSADOR SÉRIE DE 9 BRAÇOS . . . . .</b>	<b>53</b>
5.1	Introdução . . . . .	53
5.2	Modelo do Conversor . . . . .	55
5.3	Estratégia de PWM . . . . .	56
5.4	Técnicas de Compensação de Tensão . . . . .	57
5.4.1	Compensação em Fase . . . . .	57
5.4.2	Compensação com Energia Zero . . . . .	58
5.5	Estratégia de Controle . . . . .	59
5.6	Análise de Regime Permanente . . . . .	61

---

5.6.1	Operação como Filtro Ativo com Cargas Não-lineares . . . . .	61
5.6.2	Análise da Frequência Média de Chaveamento para o Filtro Ativo . . . . .	63
5.6.3	Desempenho do Algoritmo de Controle vs ângulo do Conversor ( $\beta$ ) . . . . .	64
5.7	Comparações das Topologias . . . . .	65
5.8	Resultados de Simulação . . . . .	66
5.8.1	Operação como DVR . . . . .	66
5.8.2	Operação como Filtro Ativo . . . . .	68
5.9	Resultados Experimentais . . . . .	71
5.10	Conclusão . . . . .	73
<b>6</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>76</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	77
	<b>Referências Bibliográficas . . . . .</b>	<b>79</b>

# Índice de Tabelas

3.1	Ações de controle dos capacitores flutuantes da topologia HY6L para operação como retificador. . . . .	22
3.2	Parâmetros para o cálculo de perdas e THD - HY6L. . . . .	23
3.3	Perdas nos semicondutores (W) e o THD de corrente para cenário senoidal - HY6L. . . . .	24
3.4	Frequência média de chaveamento para cenário senoidal - HY6L. . . . .	25
3.5	Perdas nos semicondutores e THD das correntes para cenário não-senoidal - HY6L. . . . .	27
3.6	Frequência média de chaveamento para cenário não-senoidal - HY6L. . . . .	28
3.7	Parâmetros para resultados de simulação e experimentais - HY6L. . . . .	30
4.1	WTHD para cenário senoidal e balanceado. Frequência de portadoras $F_{\Delta} = 10$ kHz, tensão $V_g = 220$ V RMS e $\mu_{ab} = 0,5 - 6$ LC. . . . .	45
4.2	Perdas nos semicondutores para cenário senoidal e balanceado. Potência total $P = 3$ kW, tensão $V_g = 220$ V RMS e $\mu_{ab} = 0,5 - 6$ LC. . . . .	45
4.3	Frequência de chaveamento média para cenário senoidal e balanceado. Potência total $P = 3$ kW, tensão $V_g = 220$ V RMS e $\mu_{ab} = 0,5 - 6$ LC. . . . .	45
4.4	Perdas nos semicondutores para cenário não-senoidal. Potência total $P = 3$ kW, tensão $V_g = 220$ V RMS e $\mu_{ab} = 0,5 - 6$ LC. . . . .	45
4.5	Frequência de chaveamento média para cenário não-senoidal. Potência total $P = 3$ kW, tensão $V_g = 220$ V RMS, $\mu_{ab} = 0,5$ e $m_a = 1 - 6$ LC. . . . .	46
4.6	Perdas nos semicondutores para cenário desbalanceado. Potência total $P = 3$ kW, tensão $V_g = 220$ V RMS, $\mu_{ab} = 0,5$ e $m_a = 1 - 6$ LC. . . . .	46
4.7	Frequência de chaveamento média para cenário desbalanceado. Potência total $P = 3$ kW, tensão $V_g = 220$ V RMS, $\mu_{ab} = 0,5$ e $m_a = 1 - 6$ LC. . . . .	46

---

5.1	Frequências médias e das portadoras para THD na tensão da carga de 5 % - 9L-SC. . . . .	64
5.2	Parâmetros para resultados de simulação - 9L-SC. . . . .	64
5.3	Tensão reversa e corrente nas chaves das topologias 9L-SC proposta e 3L-SC convencional - 9L-SC. . . . .	66
5.4	Parâmetros para resultados experimentais - 9L-SC. . . . .	71

# Índice de Figuras

2.1	Diagrama unifilar exemplificando a instalação de um compensador série (SC).	6
3.1	Retificador híbrido de 9 braços - HY6L.	13
3.2	Circuito equivalente do conversor HY6L.	15
3.3	implementação do LSPWM. Níveis que a topologia HY6L pode gerar e portadoras a serem utilizadas - HY6L. ( $v_{tri1} - v_{tri5}$ ).	16
3.4	Diagrama de blocos de controle da topologia HY6L.	17
3.5	Algoritmo de controle dos capacitores flutuantes - HY6L.	18
3.6	Tensões de referência das células do conversor HY6L. (a) Braço do conversor T. (b) Pontes-H.	20
3.7	Porcentagem da potência processada pelas pontes-H ( $P_H$ ) versus fator de potência $\mu_{gt}$ para diferentes índices de modulação e fator de potência $pf = 1,0$ - HY6L.	21
3.8	Topologias convencionais de retificadores. (a) NPC4L (b) TP2L.	22
3.9	Tensão de modo comum: Forma de onda de tensão (à esquerda) e seu conteúdo harmônico (meio e direita). (Acima) Topologia HY6L. (ao meio) Topologia NPC4L. (abaixo) topologia TP2L.	29
3.10	Resultado de simulação: Tensões resultantes do conversor $v_{g1}$ e tensão de polo multinível resultante $v_{ht1}$ em diferentes cenários - HY6L.	31
3.11	Resultados de simulação: Tensões resultantes no conversor $v_{g1} - v_{g2}$ e correntes na rede $i_{gj}$ em cenário com 35 % de 5° harmônico nas tensões da rede - HY6L.	31
3.12	Resultados de simulação: cenário não-senoidal com transitório de carga de 240 W para 800 W. (esquerda) Correntes na rede (direita) Tensões de barramento - HY6L.	31

3.13	Resultados experimentais: Tensões resultantes do conversor $v_{g1}$ e tensões multiníveis resultantes $v_{ht1}$ para cenário senoidal e $m_a = 0,63$ - HY6L. . . . .	32
3.14	Resultados experimentais: Tensão de modo comum $v_{g0}$ para para um cenário senoidal e $m_a = 0,63$ - HY6L. . . . .	33
3.15	Resultados experimentais: Tensões de polo $v_{h11}$ , $v_{h12}$ e $v_{t1}$ para cenário senoidal e $m_a = 0,63$ - HY6L. . . . .	33
3.16	Resultados experimentais: Transitório de controle das tensões dos capacitores flutuantes - HY6L. . . . .	33
3.17	Resultados Experimentais: Tensões na rede correntes na carga para $P_l = 280$ W - HY6L. . . . .	34
3.18	Resultados Experimentais: corrente $i_{g1}$ e seu conteúdo harmônico com $P_l = 210$ W - HY6L. . . . .	34
3.19	Resultados experimentais: transitório de carga de 240 W para 320 W - HY6L.	34
3.20	Resultados experimentais: tensões do conversor ( $v_{g1} - v_{g2}$ e $v_{g3} - v_{g1}$ ) e correntes ( $i_{gj}$ ) sob um cenário não-senoidal com $ma = 0,87$ - HY6L. . . . .	35
4.1	Conversor trifásico em <i>open-end</i> de seis braços estudado (6LC). . . . .	38
4.2	Circuito equivalente do conversor 6LC. . . . .	39
4.3	Implementação do LSPWM. Disposição das portadoras triangulares (6LC). . . . .	41
4.4	Diagrama de controle das tensões de barramento do conversor 6LC. . . . .	42
4.5	Resultados de simulação pra tensões na rede senoidais e balanceadas com carga resistiva de 5 kW e $m_a = 0,72$ . (a) Tensão CA resultante do retificador ( $v_{g1}$ ), tensão de polo multinível resultante ( $v_{ba1}$ ) e tensão da rede ( $e_{g1}$ ). (b) Correntes da rede ( $i_{gj}$ ) - 6LC. . . . .	47
4.6	Resultados de simulação pra tensões na rede não-senoidais com carga resistiva de 5 kW e $m_a = 1$ . (a) Tensão CA resultante do retificador ( $v_{g1}$ ), tensão de polo multinível resultante ( $v_{ba1}$ ) e tensão da rede ( $e_{g1}$ ). (b) Correntes da rede ( $i_{gj}$ ) - 6LC. . . . .	48
4.7	Resultados de simulação pra tensões na rede desbalanceadas com carga resistiva de 5 kW e $m_a = 0,72$ (a) Tensões CA resultante do retificador ( $v_{gj}$ ). (b) Tensões na rede ( $e_{gj}$ ). (c) Correntes da rede ( $i_{gj}$ ) - 6LC. . . . .	48



4.8	Resultados de simulação. Transitório de carga de 0,88 kW para 5,25 kW com $m_a = 0,7$ . (a) Tensões de barramento dos conversores B e A ( $v_{cb}$ e $v_{ca}$ ). (b) Correntes ( $i_{gj}$ ). (c) Fator de proporção ( $\mu_{ab}$ ) - 6LC. . . . .	49
4.9	Resultados experimentais. Cenário de regime permanente senoidal e balanceado. (a) Tensões CA resultantes do retificador e tensões de polo ( $v_{gj}$ , $v_{bj0}$ e $v_{aj0}$ ). (b) Correntes ( $i_{gj}$ ). (c) Tensões ( $e_{gj}$ ) e correntes ( $i_{gj}$ ) da rede - 6LC. .	50
4.10	Resultados experimentais. Transitório de carga de 120 W para 150 W. (a) Correntes ( $i_{gj}$ ). (b) tensões de barramento ( $v_{ca}$ e $v_{cb}$ ) - 6LC. . . . .	51
4.11	Resultados experimentais. (a) Tensões num cenário não-senoidal ( $v_{g1}$ , $v_{b10}$ and $v_{a10}$ ). (b) Tensões CA resultantes do retificador para um cenário desbalanceado ( $v_{gj}$ ) - 6LC. . . . .	51
5.1	Compensador série de nove braços proposto - 9L-SC. . . . .	54
5.2	Circuito equivalente ideal da topologia proposta 9L-SC. . . . .	55
5.3	Implementação das portadoras do PWM. Otimização dos níveis (LSPWM) e portadoras alternativas para controle dos capacitores flutuantes (ALPWM) - 9L-SC. . . . .	57
5.4	Diagramas fasoriais do método de compensação em fase. Antes do afundamento (à esquerda) e durante o afundamento (à direita). . . . .	58
5.5	Diagramas fasoriais do método de compensação de energia zero. Antes do afundamento (à esquerda) e durante o afundamento (à direita). . . . .	58
5.6	Diagrama de blocos do controle da configuração proposta 9L-SC atuando como DVR. 1) Compensação em fase. 2) Compensação com energia zero 2.a) Operação em modo de espera 2.b) Operação durante um afundamento de tensão. . . . .	61
5.7	Índice de modulação máximo atingido em função da magnitude de tensão nas correntes (%). Resultados considerados para o conversor gerando apenas conteúdo harmônico - 9L-SC. . . . .	62
5.8	Frequência média de chaveamento em função do índice de modulação (%) para $5^\circ$ , $7^\circ$ , $11^\circ$ e $13^\circ$ harmônicos e $f_{sw} = 10kHz$ . braço $t_1$ do 3L-SC, braço $t_1$ do conversor $T$ e braços das pontes-H da topologia 9L-SC. . . . .	63

5.9	Máximo índice de modulação (MMI) em função do ângulo do conversor com relação à corrente - 9L-SC. . . . .	65
5.10	Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como DVR sob afundamentos de tensão com carga linear e técnica de compensação em fase. Faltas monofásica, bifásica e trifásica. . . . .	67
5.11	Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como DVR sob um afundamento de tensão trifásico simétrico com carga não linear. (a) fator de proporção $\mu_{gt}^*$ . (b) Tensões de barramento das pontes-H $v_{Chj}$ . (c) Correntes na rede $i_{gj}$ . (d) tensões na rede $e_{gj}$ . (e) tensões no conversor $v_{scj}$ . (f) Tensões na carga $v_{lj}$ . . . . .	69
5.12	Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como DVR sob um afundamento de tensão trifásico. Técnica de compensação de energia zero. (a) Tensões de barramento do conversor. (b) tensões na rede. (c) Tensões no conversor. (d) Tensões na carga. . . . .	70
5.13	Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como um filtro ativo série. Tensões na rede (topo). Tensões no DVR (meio). Tensões na carga (abaixo). . . . .	71
5.14	Resultados experimentais para 9L-SC. Implementação do PWM. Sinais do PWM para uma fase. . . . .	72
5.15	Resultados experimentais para a topologia 9L-SC atuado como um DVR. Desempenho dinâmico sob afundamento trifásico com 400 ms de duração. Resultados para fase 1. (esquerda) Tensões do sistema: tensão na rede $v_{g1}$ (no topo), tensão no DVR $v_{s1}$ (no meio), e tensão na carga $v_{l1}$ (abaixo). (direita) Tensões do DVR: tensão no primário $v_{p1}$ e tensão no secundário $v_{s1}$ (abaixo). . . . .	73
5.16	Resultados experimentais para 9L-SC atuando como DVR. Tensões no capacitores flutuantes. Durante a inicialização dos capacitores(esquerda) e durante um afundamento de tensão (à direita). . . . .	73
5.17	Resultados experimentais para 9L-SC atuando como DVR. Desempenho dinâmico durante fundamento de tensão com 200 ms de duração. Tensão na rede $e_{gj}$ (no topo), tensão no DVR $v_{sj}$ (ao meio), e tensão na carga $v_{lj}$ (abaixo). De cima para baixo: Faltas monofásica, bifásica e trifásica. . . . .	74

# Glossário

- HY6L – Retificador de nove braços.
- 6LC – Retificador de seis braços.
- 9L-SC – Compensador série de nove braços.
- AC – *Alternating Current*.
- CA – Corrente Alternada.
- CC – Corrente Contínua.
- DC – *Direct Current*.
- DSP – *Digital Signal Processors*.
- IGBTs – Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).
- LSPWM – *Level-Shifted PWM*.
- PI – Proporcional Integral.
- PWM – *Pulse Width Modulation*.
- WTHD – Distorção Harmônica Total Ponderada (*Weighted Total Harmonic Distortion*).
- THD – Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*).
- DVR – Restaurador dinâmico de tensão (*Dynamic voltage restorer*).

# 1

## INTRODUÇÃO

A crescente demanda por fontes de energia renováveis e o consequente investimento nessas tecnologias gera demandas também na eletrônica de potência, que é a responsável por garantir o processamento da energia na geração através de fontes como a energia solar fotovoltaica e a energia eólica. Além disso, o aumento da sofisticação dos equipamentos industriais desafia engenheiros e pesquisadores a criar conversores capazes de processar cada vez mais potência, com cada vez mais eficiência, ao mesmo tempo que têm que lidar com cargas sensíveis e portanto procurar manter a qualidade da energia em suas instalações elétricas.

Nesse contexto, retificadores controlados tem sido amplamente utilizados em aplicações como carregamento de baterias, fontes de alimentação ininterrupta, e interface com fontes renováveis como eólica e solar fotovoltaica. Tais conversores apresentam vantagens com relação a soluções passivas, como pontes a diodos, por permitirem controle de corrente, correção de fator de potência e boa qualidade das tensões, com baixas distorções harmônicas.

Além disso, a qualidade da energia se tornou um tema de grande relevância na atualidade pelo crescimento dos sistemas de potência. Sistemas de potência interligados convivem com cargas não lineares, que injetam harmônicos na rede, além de que estarem sujeitos a distúrbios como afundamentos ou elevações de tensão, causados por faltas em algum ponto da rede. Nesse contexto, compensadores série surgem como boas opções para proteção de cargas sensíveis, como algumas cargas industriais e equipamentos médicos, contra distúrbios na tensão da rede elétrica.

## 1.1 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo caracterizar e analisar duas topologias de retificador trifásico multinível, aqui denominadas de HY6L e 6LC e uma topologia de compensador série multinível trifásica. Todas elas são compostas por conversores em cascata e possuem capacitores flutuantes em algumas células. São apresentados os modelos dos conversores, técnicas de modulação PWM baseadas em um algoritmo *level-shifted* (LSPWM), estratégias de controle e a avaliação do desempenho dos conversores. O desempenho dos conversores é avaliado a partir de algumas figuras de mérito como THD, WTHD, frequência média de chaveamento e perdas nos semicondutores. Além disso, o desempenho das topologias propostas é comparado com o de topologias convencionais.

Para os retificadores, são propostas estratégias de modo a controlar a tensão nos capacitores flutuantes sem alterar a otimização de níveis do LSPWM, utilizando para tal, apenas a tensão de modo comum. Além disso, são analisados cenários de operação nos quais os conversores operam com uma tensão da fonte CA contendo harmônicos ou desbalanceamentos. Com isso, deseja-se mostrar que em cenários como esses, é possível aumentar a capacidade de geração de tensão do conversor, superando a limitação imposta pelo controle dos capacitores flutuantes.

Para o compensador série, são analisadas técnicas de compensação para operação com mínima tensão e para operação com mínima potência. São apresentadas estratégias de modo a controlar os capacitores flutuantes inclusive em cenários nos quais o conversor compensa faltas assimétricas.

## 1.2 Produção Científica

O conteúdo do presente trabalho resultou na publicação dos seguintes artigos:

1. Investigation of power rectifier under non-sinusoidal input based on hybrid multilevel converter (Felinto, Jacobina, Fabricio, Melo e Mello, 2017).

**Autores:** Alan S. Felinto, Cursino B. Jacobina, Edgard L. L. Fabrício, Victor F. M. B. Melo, João P. R. A. Mello.

**Publicado em:** 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. (ECCE 2017)

2. Power Rectifier Based on Open-end Converter with Floating Capacitor Under Non-Sinusoidal and Unbalanced Input (Felinto, Jacobina, Mello, Carlos e da Silva, 2018).

**Autores:** Alan S. Felinto, Cursino B. Jacobina, João P. R. A. Mello, Gregory A. A. Carlos, Ivan da Silva.

**Publicado em:** 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2018)

# 2

## REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Retificadores de Potência

Conversores estáticos do tipo CA-CC, também conhecidos como retificadores, são usados em diversas aplicações industriais e comerciais, tais como: sistemas de acionamento de máquinas com velocidade variável (ADS), fontes de alimentação ininterrupta (UPS), interface com fontes renováveis como painéis fotovoltaicos (PV) e sistemas de conversão de energia eólica (WECS), sistemas de carregamento de baterias (BESS), carregamento de bateria para carros elétricos, e fontes de energia para sistemas de telecomunicações (Singh, Singh, Chandra, Al-Haddad, Pandey e Kothari, 2004; Singh, Singh, Chandra, Al-Haddad, Pandey e Kothari, 2003).

A topologia clássica de ponte trifásica a diodos é uma solução simples e barata para conversão de energia CA-CC (Kolar e Friedli, 2003; Alexa, Sirbu e Lazar, 2006). No entanto, a energia absorvida da fonte CA tem baixa qualidade por causa de harmônicas injetadas pelo retificador nas tensões e correntes da rede, além do baixo fator de potência desenvolvido (Singh, Singh, Chandra, Al-Haddad, Pandey e Kothari, 2004). Para aplicações onde a qualidade de energia elétrica é relevante, é necessário atender as normas vigentes com uma distorção harmônica total (THD) menor do que 5% na corrente e um fator de potência acima de 95% (Kolar e Friedli, 2011). Visando melhorar o processamento da energia e atender concomitantemente as especificações/normas de projeto, surgiu a necessidade de empregar retificadores trifásicos ativos (i.e., retificadores controlados). Nesse cenário, muitas

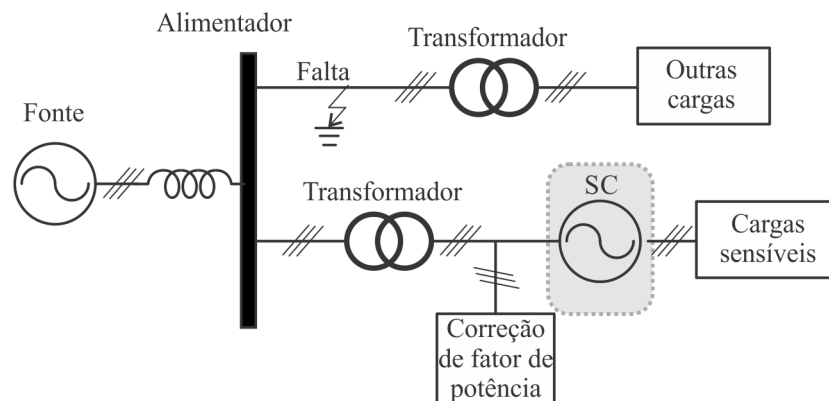
soluções podem ser encontradas na literatura (Hartmann e Fehring, 2012; Alves e Barbi, 2006; Wang, Panda, Lipo e Pan, 2013; Mello, Jacobina e da Silva, 2017). Se o conversor é bidirecional, ele pode permitir não apenas correntes com baixo THD, mas também possibilita correção de fator de potência, melhorando consideravelmente os índices de qualidade da energia absorvida da fonte CA.

## 2.2 Compensadores Série

Ao longo das últimas duas décadas, a qualidade da energia (QE) tem sido apontada como uma grande preocupação nos setores industrial, comercial e residencial (Koval e Hughes, 1997; Elphick, Ciufu, Drury, Perera, Smith e Gosbell, 2016; Bangarraju, Rajagopal e Jayalaxmi, 2014b; Leng, Haque, Perera, Knight e Salmon, 2016; de Almeida Carlos e Jacobina, 2017; Milanovi, Meyer, Ball, Howe, Preece, Bollen, Elphick e Mukalevski, 2014). De fato, quanto mais automatizadas se tornam as instalações, mais vulneráveis elas se tornam a distúrbios de qualidade de energia (Bangarraju, Rajagopal e Jayalaxmi, 2014b). Os principais problemas de QE incluem afundamentos de tensão (*voltage sag*) e distorções harmônicas nas tensões ou correntes, *spikes*, *flickers*, etc. Dentre estes, afundamentos de tensão e distorções harmônicas são os distúrbios mais comuns relatados na literatura (Khadkikar, 2012; Leng, Haque, Perera, Knight e Salmon, 2016; de Almeida Carlos e Jacobina, 2017). Por exemplo, como mencionado em (Leng, Haque, Perera, Knight e Salmon, 2016), nos Estados Unidos, afundamentos de tensão e faltas de energia de curta duração são responsáveis por 92% dos problemas de QE enfrentados por consumidores industriais. Para mitigar tais problemas, dispositivos baseados em eletrônica de potência foram introduzidos. Por exemplo, compensadores série geram tensões em série com a fonte CA, de modo a proteger cargas sensíveis de distúrbios na tensão da rede. Um exemplo de diagrama unifilar da instalação de um compensador série numa rede de distribuição é apresentado na figura 2.1.



Figura 2.1: Diagrama unifilar exemplificando a instalação de um compensador série (SC).



Fonte: o próprio autor.

Pela frequência de ocorrência dos distúrbios, vale destacar dois modos de operação do compensador série.

- Como filtro ativo série, as harmônicas da tensão da rede são compensadas, protegendo a carga de distorções na tensão.
- Como restaurador dinâmico de tensão (DVR), o dispositivo compensa afundamentos ou elevações de tensão na carga. Neste caso, o DVR gera uma tensão em série para que a tensão da carga não sofra queda na sua amplitude, e se necessário evita que haja salto de fase também.

## 2.3 Conversores Multiníveis

Com o aumento das demandas de potências das cargas, as topologias convencionais de dois níveis apresentavam limitações para processar determinados níveis de potência e tensão e/ou corrente. Isto deve-se ao fato de que chaves capazes de processar elevados níveis de tensão [por exemplo, chaves de Carbetto de Silício (SiC)] ainda estão com tecnologia inviável para uso atual. Assim, conversores multiníveis permitem aumentar a capacidade de processamento de tensão e de potência do sistema, ao mesmo tempo que melhoram a qualidade da energia pela geração de tensões multiníveis com baixo THD ponderado (WTHD) e correntes CA com ainda menor THD se comparados com as THDs obtidas com os conversores convencionais de

dois níveis (Krishna e Suresh, 2016; Peng, Qian e Cao, 2010). De fato, sistemas de retificação multiníveis baseados em estruturas multiníveis possuem alta demanda de indústrias para o carregamento de baterias, especialmente para *no-breaks*, veículos elétricos, etc.

Conversores multiníveis, comparados aos convencionais de dois níveis, apresentam algumas vantagens, tais como melhoria da qualidade da tensão chaveada com baixa frequência de chaveamento, baixa interferência eletromagnética, baixo esforço de tensão nas chaves semicondutoras, derivada da tensão reduzida (i.e., baixo  $\frac{dv}{dt}$ ), tensão de modo comum reduzida e alta eficiência (Rajeevan, Sivakumar, Gopakumar, Patel e Abu-Rub, 2013).

Além disso, os conversores multiníveis presentes na literatura, podem ser classificados como: (Nabae, Takahashi e Akagi, 1981; Lai e Peng, 1996; Rodriguez, Lai e Peng, 2002):

- Conversores com Ponto de Neutro Grampeado (NPC);
- Conversores Capacitor Flutuante (FC - *flying capacitor*);
- Conversores Ponte-H em Cascata (CHB).
- Conversores Modulares Multiníveis (MMC).

Cada um deles apresenta vantagens (por exemplo, MMC possuem tolerância a falta) e desvantagens (por exemplo, NPC possuem problemas com os diodos de grampeamento que provocam desbalanceamento no barramentos para células acima de três níveis (Akagi, 2011)). Isso tem levado pesquisadores a investigar opções alternativas de topologias (Peng, Qian e Cao, 2010; Ebrahimi e Karshenas, 2017; Karasani, Borghate, Meshram, Suryawanshi e Sabyasachi, 2017). Nesse contexto, conversores compostos por células em cascata têm sido estudados na literatura (Malinowski, Gopakumar, Rodriguez e Perez, 2010).

Conversores em cascata aumentam a quantidade total de níveis do conversor pela interconexão de células. Além disso esses tipos de conversores ainda podem operar simetricamente ou assimetricamente. Se as tensões de barramento das células em cascata forem iguais, diz-se que o conversor opera simetricamente. Se as tensões de barramento forem diferentes, diz-se que o conversor opera assimetricamente. As tensões de barramento podem ser ajustadas em uma relação de tensão que maximize o número de níveis na tensão de saída do conversor, reduzindo assim as distorções harmônicas geradas nessa tensão. Essa característica permite

que os conversores em cascata possam apresentar um maior número de níveis por chave do que outros tipos de topologia como a NPC.

## 2.4 Capacitores Flutuantes

Uma desvantagem dos conversores em cascata é o elevado número de barramentos CC, visto que cada célula em cascata, em geral, demanda um barramento CC próprio. Para aplicações como inversores e DVRs, conversores em cascata podem demandar um elevado número de fontes CC, a depender do número de células utilizadas. Contudo, fontes CC nem sempre estão facilmente disponíveis ou são economicamente viáveis, o que pode representar uma desvantagem para esse tipo de conversor. Além disso, para aplicações CA-CC, pode-se desejar um retificador multinível que alimente uma única carga CC, o que ocuparia apenas o barramento de uma das células em cascata e as outras células ficariam sem cargas conectadas.

Para superar essa desvantagem, estudos foram realizados nos quais as fontes CC são substituídas por capacitores flutuantes. Nesses casos, as células com capacitores flutuantes tem o objetivo de melhorar a qualidade da tensão chaveada do conversor e aumentar a amplitude da tensão gerada pelo conversor, sem a necessidade de fontes CC adicionais ou de conectar cargas em cada uma das células. Em operações assimétricas, as células com maior tensão de barramento são alimentadas por fontes CC (inversores, DVRs, etc.) ou alimentam cargas CC (retificadores) enquanto que as células de menor tensão possuem capacitores flutuantes em seus barramentos CC (Felinto, da Silva, Jacobina, Mello, de Freitas e de M. L. Marinus, 2016; Rotella, Penailillo, Pereda e Dixon, 2009; Vazquez, Leon, Franquelo, Padilla e Carrasco, 2009; Lu e Corzine, 2007; Du, Ozpineci e Tolbert, 2007; Pereda e Dixon, 2013; Mello, Jacobina e da Silva, 2017; R, Gopakumar, Bobby, Malinowski e Jasinski, 2017).

Naturalmente, estratégias de controle e modulação por largura de pulso (PWM) têm sido desenvolvidas com o intuito de manter as tensões nos capacitores flutuantes rastreado seu valor de referência, de modo que o conversor sintetize de forma satisfatória sua tensão de referência para a estratégia de PWM. É importante salientar que a troca de potência entre os conversores em cascata depende da relação de tensões de barramento considerada.

Adicionalmente, é importante ressaltar que uma vez que não há cargas ou fontes conectadas ao barramento CC das células com capacitores flutuantes, essa células por si só não

processam potência ativa média. A potência ativa processada pela célula é utilizada apenas para compensar as perdas de energia no conversor e permitir o carregamento e descarregamento do capacitor de modo a controlar sua tensão no valor desejado, dentro da margem de tolerância especificada. Dessa característica surge uma limitação. Para aplicações nas quais o conversor processa em grande parte potência ativa, como retificadores controlados ou inversores alimentando cargas com alto fator de potência, para garantir o controle dos capacitores flutuantes, o conversor total deve operar com índice de modulação abaixo do unitário, apresentando um valor limite que depende da topologia considerada, da relação de tensões de barramento entre as células da topologia e da estratégia de regulação da tensão dos capacitores flutuantes aplicada. (Pereda e Dixon, 2013; Mello, Jacobina e da Silva, 2017).

Em geral, aplicam-se modificações na estratégia de PWM para realizar o controle dos capacitores flutuantes. Considerando estratégias de PWM que otimizem a geração de níveis como *level-shifted* PWM ou PWMs vetoriais, esse controle costuma ser realizado de três modos principais:

1. Alteração nos níveis do PWM, "pulando níveis" e assim aumentando a distorção da forma de onda da tensão chaveada (Felinto, da Silva, Jacobina, Mello, de Freitas e de M. L. Marinus, 2016);
2. Utilização de estados de chave redundantes, sem alterar a otimização de níveis do PWM, o que mantém a qualidade da forma de onda da tensão. (Sivakumar, Das, Ramchand, Patel e Gopakumar, 2010) Diz-se que dois estados de chaves diferentes são redundantes, se a aplicação deles gera na tensão de saída o mesmo nível de tensão;
3. Manipulação da tensão de modo comum trifásica. Pode ser realizada utilizando os vetores redundantes, em um PWM vetorial ou manipulando diretamente a tensão de modo comum de referência, utilizando um *level-shifted* PWM. (Mello, Jacobina e da Silva, 2017). Este método também preserva a otimização dos níveis da tensão de saída.

A primeira forma de controle é comum em operações com tensões de barramento assimétricas, pois a assimetria e conseqüente aumento no número de níveis do conversor reduz o

número de redundâncias, o que por vezes impossibilita realizar o controle do segundo modo. O terceiro modo é aplicado nos capítulos 3 e 4, enquanto que o capítulo 5 apresenta um algoritmo do primeiro tipo.

Por fim, é necessário fazer uma distinção para evitar ambiguidades. O termo capacitor flutuante denomina duas coisas distintas em eletrônica de potência, o que pode causar confusão. O termo pode se referir a um tipo de topologia multinível: FC, do inglês *flying capacitor*, e também pode se referir, no contexto de topologias em cascata, aos barramentos CC que não são conectados a cargas ou a fontes e tem suas tensões controladas. Esta segunda aceção, do inglês *floating capacitor*, é o sentido que terá o termo capacitor flutuante durante todo o presente trabalho.

## 2.5 Modelo dos Controladores

Os controles dos barramentos CC e das correntes na rede nas topologias de retificadores analisadas nesse trabalho são realizados por meio de um controle em cascata composto por uma malha externa de controle da tensão do barramento, com um controlador PI convencional, e uma malha interna de corrente com um controlador PI ressonante, similar ao apresentado em (Fabricio, Junior, Jacobina e de Rossiter Correa, 2018) e (Jacobina, Correa, Oliveira, Lima e da Silva, 2001). Portanto, os modelos dos controladores utilizados, bem como os modelos discretos implementados, estão apresentados a seguir.

### 2.5.1 PI convencional

O modelo do controlador é apresentado como em (Fabricio, Junior, Jacobina e de Rossiter Correa, 2018). A função de transferência do PI convencional utilizado está apresentada em (2.1), onde  $K_p$  e  $K_i$  são os ganhos do controlador.

$$R_c = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.1)$$

As equações diferenciais que definem o modelo de espaço de estados do controlador então é dada por 2.2 e 2.3, onde  $\xi_{v_c} = v_c^* - v_c$  representa o erro de tensão de barramento do conversor,  $v_c^*$  é a tensão de barramento de referência e  $v_c$  é a tensão de barramento medida. Além disso, a saída do controlador  $I^*$  é a amplitude de referência para as correntes que se

deseja controlar e  $x_i$  representa o integrador do controlador.

$$\frac{dx_i}{dt} = K_i \xi_{v_c} \quad (2.2)$$

$$I^* = x_i + K_p \xi_{v_c} \quad (2.3)$$

Considerando um período de amostragem  $h$ , as equações discretas para o controlador PI estão descritas em (2.4) e (2.5), onde  $t = 0, 1, 2, \dots$ , representa o tempo discreto.

$$x_i(t) = x_i(t-1) + K_i h \xi_{v_c}(t-1) \quad (2.4)$$

$$I^*(t) = x_i(t) + K_p \xi_{v_c}(t) \quad (2.5)$$

## 2.5.2 PI ressonante

A função de transferência do controlador ressonante considerado, (Fabricio, Junior, Jacobina e de Rossiter Correa, 2018) é dada por (2.6), onde  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$  são os ganhos do controlador, e  $w_n$  é a frequência de ressonância do controlador.

$$R_i = 2 \frac{K_{pi} s^2 + K_{ii} s}{s^2 + (w_n)^2} \quad (2.6)$$

Desse modo, as equações diferenciais que definem o controlador são apresentadas por 2.7 a 2.9, onde  $x_a$  e  $x_b$  são variáveis de estado,  $\xi_i = i_g^* - i_g$  é o erro de corrente, no qual  $i_g^*$  representa a corrente de referência e  $i_g$  a corrente medida. Além disso, a saída do controlador  $v_g^*$  é a tensão de referência para o conversor.

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2K_{ii} \xi_i \quad (2.7)$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -w_n^2 (x_a + 2K_{pi} \xi_i) \quad (2.8)$$

$$v_g^* = x_a + 2K_{pi} \xi_i \quad (2.9)$$

Por fim, as equações de modelo discreto estão apresentadas de 2.10 a 2.12.

$$x_a(t) = \cos(hw_n) x_a(t-1) + \frac{\text{sen}(hw_n)}{hw_n} x_b(t-1) + \left[ \frac{2K_{ii} \text{sen}(hw_n)}{w_n} - (1 - \cos(hw_n)) 2K_{pi} \right] \xi_i(t-1) \quad (2.10)$$

$$x_b(t) = -w_n \text{sen}(hw_n) x_a(t-1) + \cos(hw_n) x_b(t-1) + [(\cos(hw_n) - 1) 2K_{ii} - w_n \text{sen}(hw_n) 2K_{pi}] \xi_i(t-1) \quad (2.11)$$

$$v_g^* = x_a(t) + 2K_{pi} \xi_i(t) \quad (2.12)$$

# 3

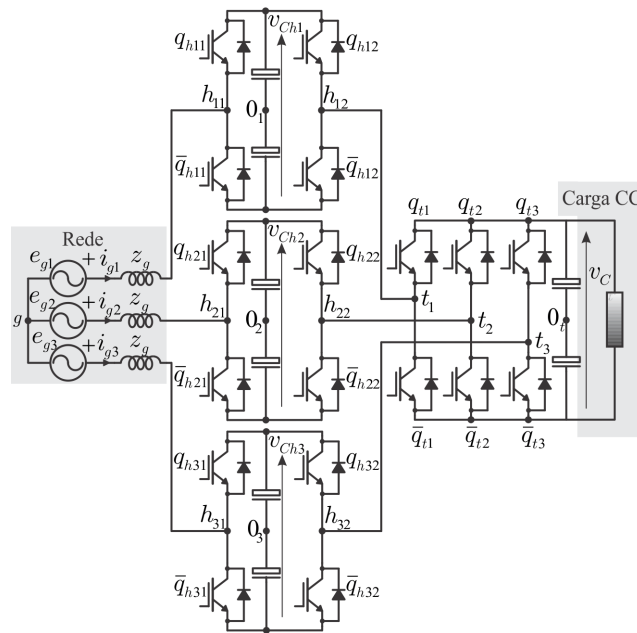
## RETIFICADOR HÍBRIDO DE 9 BRAÇOS

### 3.1 Introdução

Neste capítulo é estudada a operação da topologia de conversor ilustrada na figura 3.1. Esta consiste em uma célula de três braços (aqui denominada conversor T) conectada a uma ponte-H por fase (denominada aqui de conversor H). Seguindo a nomenclatura usada em (Pereda e Dixon, 2013), essa topologia é denominada híbrida por que as células em cascata são compostas por tipos diferentes de conversores. A célula de maior tensão gera dois níveis e as células de menor tensão são conversores pontes-H, que geram 3 níveis.

Esta topologia, operando como inversor para um sistema acionamento de máquinas foi estudada anteriormente em (Weng, Chen, Zhang, Datta, Huang, Garces, Wagoner, Ritter e Rotondo, 2007). Porém, foi proposta a primeira vez em (Liu, Tolbert, Khomfoi, Ozpineci e Du, 2008). Neste caso, a célula de tensão mais alta era alimentada por uma fonte CC externa. Esta topologia foi também estudada em (Jacobina, Melo, Rocha e da Silva, 2014), no qual a tensão dos capacitores era imposta por meio de uma máquina hexafásica e retificadores controlados, e em (Maciel, Jacobina, Melo, dos Santos e Fabricio, 2013), na qual a topologia operava como um filtro ativo paralelo com tensões de barramentos simétricas, compensando correntes harmônicas e potência reativa de modo a manter o fator de potência da rede unitário. Em (Maciel, Jacobina, Melo, dos Santos e Fabricio, 2013), todas as células possuíam

Figura 3.1: Retificador híbrido de 9 braços - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

capacitores flutuantes, mas o seu controle para manter suas tensões nos seus valores de referência difere do apresentado no atual trabalho, pois em (Maciel, Jacobina, Melo, dos Santos e Fabricio, 2013) o conversor processa potência reativa e harmônicos apenas.

Neste trabalho, esta topologia de nove braços (aqui denominada como HY6L) opera como um retificador, conectado a uma rede trifásica, ou qualquer tipo de fonte trifásica, como um gerador, como mostrado na figura 3.1. Desse modo, o barramento CC da célula de maior tensão alimenta cargas CC ou pode ser conectado a um inversor, num sistema de conversão *back-to-back*. As estratégias de controle e PWM são discutidas nas seções a seguir de modo a sintetizar corretamente as tensões médias do conversor e manter a tensão nos capacitores flutuantes no seus valores de referência.

Topologias em cascata que utilizam capacitores flutuantes possuem uma limitação em aplicações com operação retificador. Nessas aplicações, o conversor processa principalmente potência ativa, no entanto, as células cujos barramentos operam como capacitores flutuantes, por si só, são apenas capazes de processar potência reativa ou gerar tensões harmônicas. Para atingir esse requisito, é muito comum que o conversor multinível em cascata resultante com capacitores flutuantes não possa operar na sua total capacidade de geração de tensão, operando com baixo índice de modulação de amplitude (Pereda e Dixon, 2013; Mello, Jacobina



e da Silva, 2017). No entanto, se a rede apresenta tensões com componentes harmônicas, o retificador pode aumentar a amplitude da tensão CA gerada, uma vez que a componente fundamental continua com baixo índice de modulação enquanto que a tensão total (fundamental + harmônicas) pode ultrapassar esse limite e atingir até índice de modulação unitário (Felinto, Jacobina, Fabricio, Melo e Mello, 2017). Desse modo, utilizando esta característica, será mostrado que a topologia discutida opera de forma apropriada mesmo se as tensões da rede apresentarem componentes harmônicas, sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC, uma vez que a parcela harmônica da tensão não gera potência ativa, se as correntes forem mantidas controladas senoidais. Desse modo, o carregamento e descarregamento dos capacitores flutuantes não é afetado. Neste trabalho, a tensão no barramento CC do conversor T é sempre três vezes maior do que a tensão nos barramentos das pontes-H. Essa relação de tensão de barramento foi escolhida pois ela permite que o conversor resultante gere o máximo número de níveis igualmente espaçados entre si, o que garante operação com baixa distorção harmônica total.

## 3.2 Modelo do Conversor

Considerando que as chaves semicondutoras (IGBTs) são ideais, e que a fonte pode ser modelada como uma fonte trifásica equilibrada que pode conter conteúdo harmônico, pode-se deduzir um modelo para o conversor em questão. O circuito equivalente da topologia HY6L está ilustrado na figura 3.2. A partir deste e aplicando a lei de Kirchhoff das malhas, podendo-se deduzir (3.1).

$$v_{gj} = v_{htj} - v_{gt} \quad (3.1)$$

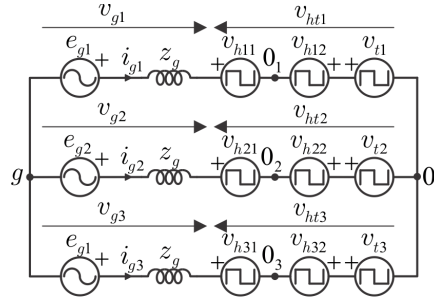
Onde,  $j = 1, 2, 3$ , representa cada uma das três fases do sistema,  $v_{gj}$  são as tensões nos terminais da rede trifásica,  $v_{gj}$  é a tensão entre o neutro da fonte  $g$  e o centro do barramento do conversor T,  $0_t$ , ou seja, a tensão de modo comum.

As tensões de polo multiníveis equivalentes são dadas por (3.2)

$$v_{htj} = v_{hj1} - v_{hj2} + v_{tj}. \quad (3.2)$$

Então, considerando que a tensão da rede é balanceada, isto é,  $v_{g1} + v_{g2} + v_{g3} = 0$ ,  $v_{gt}$  é

Figura 3.2: Circuito equivalente do conversor HY6L.



Fonte: o próprio autor.

dada por

$$v_{gt} = \frac{\sum_{j=1}^3 v_{htj}}{3}. \quad (3.3)$$

Além disso, considerando que os estados das chaves ( $q_{tj}$ ,  $q_{hj1}$ ,  $q_{hj2}$ ) são variáveis binárias, assumindo o valor 0 (zero) para o estado aberto e 1 (um) para o estado fechado, as equações de (3.4) a (3.6) apresentam as tensões de polo do conversor ( $v_{tj}$ ,  $v_{hj1}$  e  $v_{hj2}$ ).

$$v_{tj} = (2q_{tj} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.4)$$

$$v_{hj1} = (2q_{h11} - 1) \frac{v_{Chj}}{2} \quad (3.5)$$

$$v_{hj2} = (2q_{h12} - 1) \frac{v_{Chj}}{2} \quad (3.6)$$

onde  $v_C$  e  $v_{Chj}$  representam as tensões do conversor T e de cada ponte-H, respectivamente.

### 3.3 Estratégia de PWM

A estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) utilizada neste trabalho consiste em determinar as referências de tensão que serão comparadas com portadoras triangulares. Esta técnica gera como saída os sinais de gatilho para comutação das chaves semicondutoras, de modo a gerar de forma correta a tensão média do conversor em cada período do PWM. As tensões de referência nos terminais da rede são  $v_{gj}^*$ , que são obtidas dos controladores de corrente, como discutido na seção 3.4. Baseado no circuito equivalente da figura 3.2 e no modelo do conversor, a referência de tensão para cada fase do conversor é dada por (3.7).

$$v_{htj}^* = v_{gj}^* + v_{gt}^* \quad (3.7)$$

onde  $v_{gt}^*$  é a tensão de modo comum de referência.

De modo a respeitar os limites de geração de tensão do conversor, a tensão  $v_{gt}^*$  deve ser calculada a partir de seus valores máximo e mínimo a partir de (3.8).

$$v_{gt}^* = \mu_{gt} v_{gt \max}^* + (1 - \mu_{gt}) v_{gt \min}^* \quad (3.8)$$

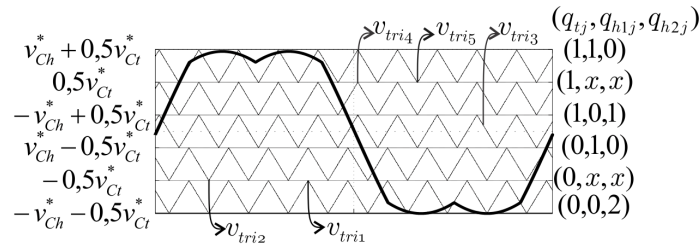
onde  $0 \leq \mu_{gt} \leq 1$ .  $v_{gt \max}^*$  e  $v_{gt \min}^*$  são dados por (3.9) e (3.10) respectivamente.

$$v_{gt \max}^* = v_{Ch}^* + v_{Ct}^*/2 - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.9)$$

$$v_{gt \min}^* = -v_{Ch}^* - v_{Ct}^*/2 - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.10)$$

onde  $v_{Ct}^*$  é a tensão de barramento de referência do conversor T e  $v_{Ch}^*$  é a tensão de barramento de referência para as pontes-H. Este trabalho discute o caso no qual  $v_{Ct}^* = 3v_{Ch}^*$ .

Figura 3.3: implementação do LSPWM. Níveis que a topologia HY6L pode gerar e portadoras a serem utilizadas - HY6L. ( $v_{tri1} - v_{tri5}$ ).



Fonte: o próprio autor.

Uma vez que o conversor pode gerar seis níveis de tensão por fase, as tensões  $v_{htj}^*$  são comparadas com cinco portadoras triangulares como ilustrado na figura 3.3, de acordo com a técnica *level-shifted* PWM (LSPWM), primeiramente discutida em (Carrara, Gardella, Marchesoni, Salutati e Sciutto, 1992). Com essa abordagem, o conversor gera até vinte e um níveis na tensão  $v_{gj}$ .

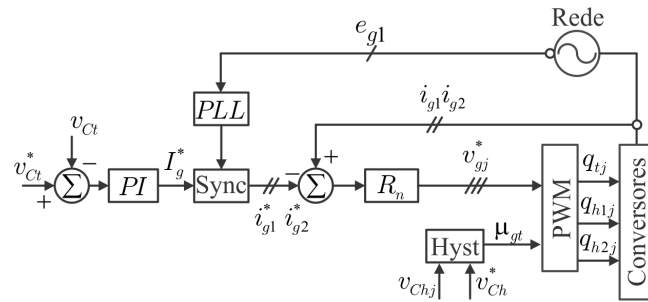
O índice de modulação de amplitude do conversor ( $m_a$ ), é definido por (3.11), onde  $V_g^*$  é o valor de pico das tensões de fase de referência  $v_{gj}^*$ .

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_g^*}{v_C^* + 2v_{Ch}^*}. \quad (3.11)$$

### 3.4 Controle

A figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos do controle da topologia HY6L. O valor da tensão de barramento  $v_{Ct}$  é controlado a partir de um controlador PI convencional. A saída deste controlador é a amplitude de referência  $I_g^*$  para as correntes da rede. As referências instantâneas de corrente  $i_{g1}^*$  e  $i_{g2}^*$  são sincronizadas com as tensões da rede ( $e_{g1}$  and  $e_{g2}$ ), que possuem suas fases detectadas por um PLL (Phase Locked-Loop) apresentado em (Filho, Seixas, Cortizo, Torres e Souza, 2008). As correntes da rede são reguladas por controladores PI ressonantes discutidos em (Jacobina, Correa, Oliveira, Lima e da Silva, 2001), definindo as tensões de referência  $v_{g1}^*$  e  $v_{g2}^*$ . Esses controladores são ajustados na frequência fundamental da rede e em frequências harmônicas. Os controladores ajustados para a frequência fundamental controlam a tensão na carga ( $v_C$ ) enquanto que os controladores ajustados para frequências harmônicas geram uma referência composta de harmônicos de modo a manter as tensões na rede senoidais e balanceadas. É importante notar que apenas as correntes em duas fases devem ser controladas por que se trata de um sistema de três fios, ou seja, a corrente na terceira fase pode ser determinada a partir das correntes nas outras duas fases ( $i_{g3} = -i_{g1} - i_{g2}$ ).

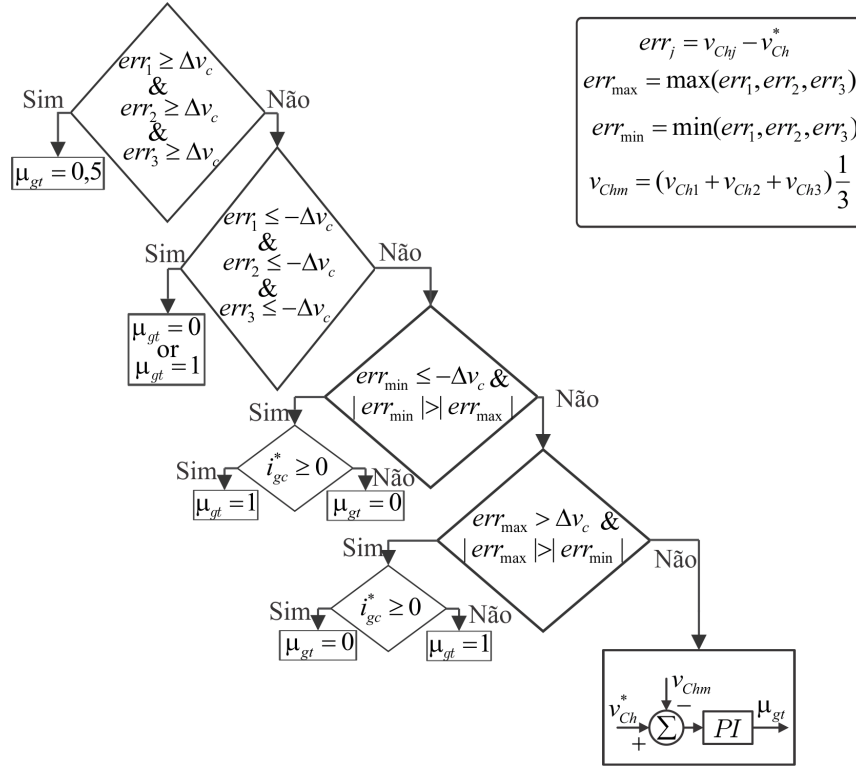
Figura 3.4: Diagrama de blocos de controle da topologia HY6L.



Fonte: o próprio autor.

Para controlar as tensões nos capacitores flutuantes  $v_{Ch1}$ ,  $v_{Ch2}$  and  $v_{Ch3}$ , um algoritmo de histerese com banda de histerese  $\Delta v_c$  é realizado. Este algoritmo é descrito na figura 3.5, onde o símbolo  $\&$  representa o operador lógico and. Esta estratégia de controle utiliza o fator de proporção  $\mu_{gt}$  para manipular  $v_{gt}^*$  de modo a controlar as tensões de barramento dos capacitores flutuantes mantendo a otimização de níveis do LSPWM.

Figura 3.5: Algoritmo de controle dos capacitores flutuantes - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

Inicialmente, os erros de tensão dos barramentos CC são calculados por (3.12).

$$err_j = v_{Chj} - v_{Ch}^* \quad (3.12)$$

Se todos os erros são superiores a  $\Delta v_c$ , o que significa que todos os capacitores flutuantes precisam ser descarregados, então  $\mu_{gt} = 0,5$ . Se todos os erros estão menores do que  $-\Delta v_c$ , o que significa que os três capacitores flutuantes precisam ser descarregados, então  $\mu_{gt} = 0,0$  ou  $\mu_{gt} = 1,0$ . Nos outros casos, o algoritmo busca sempre controlar a tensão de barramento que apresenta o erro com maior módulo ( $err_{max}$  ou  $err_{min}$ ). Nesses casos, varia-se o parâmetro  $\mu_{gt}$  em função da corrente de controle  $i_{gc}$ , que é a corrente que passa pela fase na qual o capacitor flutuante com maior erro de tensão se encontra. Então, se o capacitor flutuante com maior erro de tensão de barramento precisa ser descarregado, é feito  $\mu_{gt} = 1,0$  quando  $i_{gc} \geq 0$  e  $\mu_{gt} = 0,0$  quando  $i_{gc} < 0$ . Por outro lado, se o capacitor flutuante com maior erro de tensão de barramento precisa ser carregado, é feito  $\mu_{gt} = 0,0$  quando  $i_{gc} \geq 0$  e  $\mu_{gt} = 1,0$  quando  $i_{gc} < 0$ . Finalmente, se todos os capacitores flutuantes estão dentro dos limites da histerese, então um controlador PI é implementado, avaliando o erro médio das três tensões,

de modo a encontrar um valor constante para  $\mu_{gt}$  que leve os capacitores a um estado de regime permanente dentro dos seus valores de referência.

Esse algoritmo é igualmente eficaz para uma operação como inversor, ou seja, uma situação na qual o fluxo de potência vá do barramento CC para o lado CA, com uma fonte CC e uma carga CA, por exemplo. Porém, nesse caso, com a inversão no sentido do fluxo de energia, para que o algoritmo funcione de forma apropriada é necessário calcular os erros de forma invertida, ou seja:  $err_j = v_{Ch}^* - v_{Chj}$ .

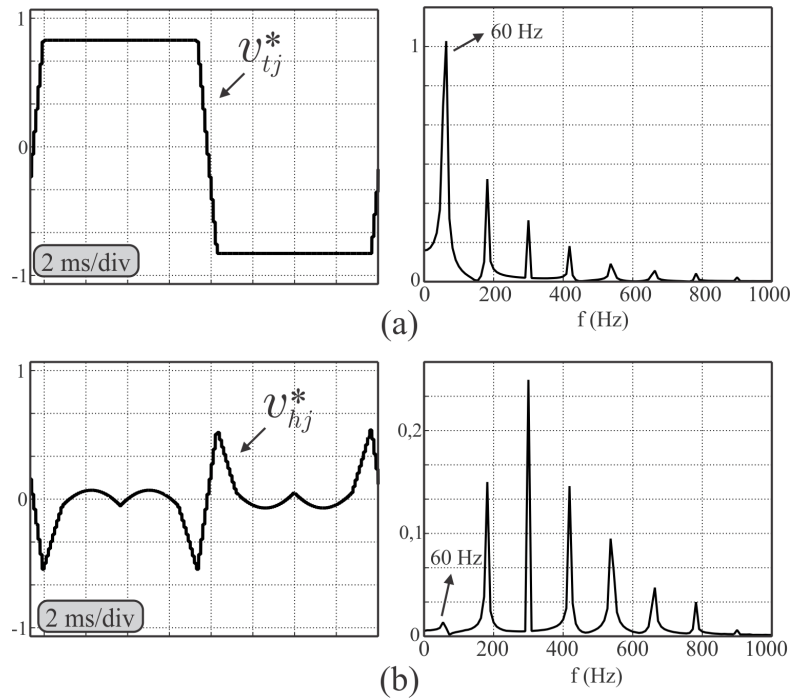
### 3.4.1 Mecanismo de controle dos capacitores flutuantes

O LSPWM distribui a tensão entre os conversores T e as pontes-H. Desse modo, a figura 3.6 apresenta a tensão de referência para uma ponte-H e para um braço do conversor T. A componente fundamental da tensão do conversor resultante é gerada quase que na sua totalidade pelo conversor T, e as pontes-H geram tensões compostas principalmente de conteúdo harmônico e uma componente na frequência fundamental de baixa amplitude. Essa distribuição de tensão faz com que a tensão no conversor resultante possua características multiníveis, com uma melhoria na qualidade da forma de onda da tensão. Apesar de as pontes-H gerarem uma pequena componente fundamental, a interconexão das pontes-H permite ao conversor T gerar uma componente fundamental com tensão maior, aumentando a capacidade de geração de tensão do conversor, se comparado com o conversor T apenas (um conversor trifásico de três braços). Além disso, a pequena componente fundamental presente nas tensões das pontes-H é o suficiente para realizar o carregamento e descarregamento dos capacitores flutuantes. O parâmetro  $\mu_{gt}$  modifica a referência de tensão  $v_{htj}^*$  e portanto afeta a referência de tensão individual das pontes-H, o que torna possível o controle dos capacitores flutuantes.

Desse modo, para elaborar a estratégia de controle, análises de regime permanente foram realizadas de modo a compreender como o parâmetro  $\mu_{gt}$  afeta a distribuição do processamento de potência no conversor, o que implica no carregamento ou descarregamento dos capacitores flutuantes. Essas simulações consideraram uma implementação de LSPWM com otimização de níveis, como apresentado na seção 3.3 e fator de potência  $pf = 1,0$ .

Foi observado que as três pontes-H desenvolvem a mesma potência média quando um

Figura 3.6: Tensões de referência das células do conversor HY6L. (a) Braço do conversor T. (b) Pontes-H.



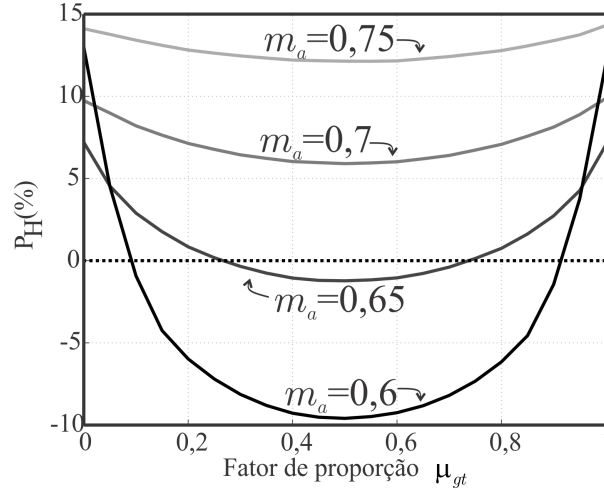
Fonte: o próprio autor.

valor constante de  $\mu_{gt}$  é aplicado. Isso implica que para um  $\mu_{gt}$  constante, ou os três capacitores flutuantes carregam ou os três descarregam. A potência média nas pontes-H ( $P_H$ ) com relação à potência média total processada pelo conversor é mostrada na figura 3.7 em função de  $\mu_{gt}$  para diferentes índices de modulação ( $m_a$ ). Para esta figura, valores positivos de  $P_H$  indicam que os três capacitores flutuantes carregam, enquanto que valores negativos indicam que os três capacitores flutuantes descarregam. Pode-se observar que em todos os casos, para  $\mu_{gt} = 0,5$ , as pontes-H desenvolvem mínima potência e para  $\mu_{gt} = 0,0$  ou  $\mu_{gt} = 1,0$ , máxima potência. Desse modo, para que os capacitores flutuantes possam tanto carregar quanto descarregar,  $P_H$  deve ser capaz de assumir tanto valores positivos quanto negativos, o que ocorre para índices de modulação  $m_a \leq 0,65$ .

Além disso, é possível observar que a potência nas pontes-H varia de forma contínua em função do parâmetro  $\mu_{gt}$ . Desse modo, para índices de modulação menores do que 0,65, há sempre um valor para  $\mu_{gt}$  que faz com que o valor de  $P_H$  seja nulo. Esse valor muda em função do índice de modulação e da potência processada pelo conversor. Para encontrar esse valor para qualquer caso, um controlador PI é implementado quando todos os capacitores

flutuantes não ultrapassam o limite da histerese.

Figura 3.7: Porcentagem da potência processada pelas pontes-H ( $P_H$ ) versus fator de proporção  $\mu_{gt}$  para diferentes índices de modulação e fator de potência  $pf = 1,0$  - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

Além disso, pelas equações (3.7) e (3.8), é observado que é possível aumentar a tensão  $v_{htj}^*$  em uma fase aplicando  $v_{gt}^* = v_{gt \max}^*$  (ou seja,  $\mu_{gt} = 1,0$ ) para corrente positiva na fase na qual se encontra o capacitor flutuante considerado e  $v_{gt}^* = v_{gt \min}^*$  (ou seja,  $\mu_{gt} = 0,0$ ) para corrente negativa. Isso permite alocar máxima potência em uma fase específica do conversor, o que faz os capacitores flutuantes naquela fase carregarem e os capacitores flutuantes das outras fases descarregarem.

É possível ainda reduzir a tensão  $v_{htj}^*$  em uma determinada fase aplicando  $v_{gt}^* = v_{gt \min}^*$  para corrente positiva e  $v_{gt}^* = v_{gt \max}^*$  para corrente negativa. Isso aloca mínima potência em uma fase específica do conversor, o que faz com que o capacitor flutuante naquela fase descarregue e os outros dois carreguem. Assim, a Tabela 3.1 resume as possibilidades para o controle dos capacitores flutuantes.

### 3.5 Perdas nos Semicondutores e THD

Esta seção tem o objetivo de analisar o desempenho do conversor apresentado em termos de perdas nos semicondutores, distorção harmônica total (THD) e frequência média de chaveamento. O conversor híbrido proposto é comparado com duas topologias convencionais,

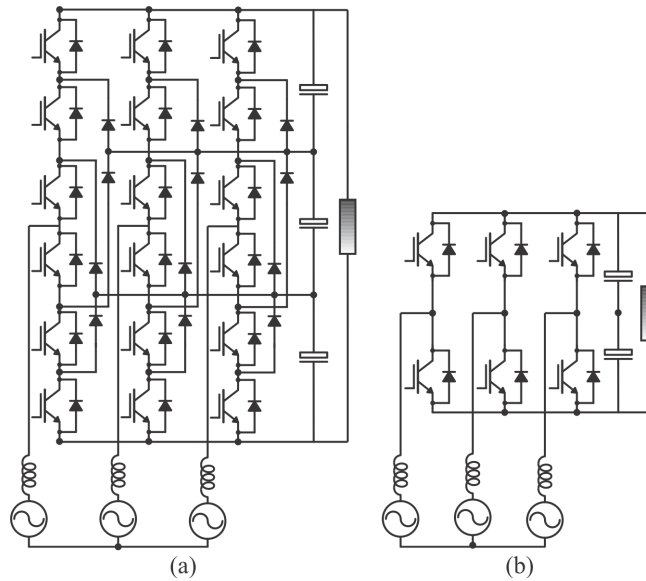


Tabela 3.1: Ações de controle dos capacitores flutuantes da topologia HY6L para operação como retificador.

Ação	Efeito
$\mu_{gt} = 0,5$	Todos os capacitores flutuantes descarregam
$\mu_{gt} = 0,0$ or $\mu_{gt} = 1,0$	Todos os capacitores flutuantes carregam
$\mu_{gt} = 1,0, i_{gj} > 0$	Capacitor flutuante da fase $j$ carrega
$\mu_{gt} = 0,0, i_{gj} < 0$	e os outros dois descarregam
$\mu_{gt} = 0,0, i_{gj} > 0$	Capacitor flutuante da fase $j$ descarrega
$\mu_{gt} = 1,0, i_{gj} < 0$	e os outros dois carregam

apresentadas na figura 3.8. A primeira topologia convencional consiste em um conversor NPC de 4 níveis (denominado de NPC4L) e a segunda é um conversor trifásico de três braços (denominado de TP2L). As simulações foram realizadas utilizando o módulo térmico do software PSIM<sup>®</sup>. Alguns parâmetros são os mesmos para todas as simulações. Eles estão resumidos na Tabela 3.2.

Figura 3.8: Topologias convencionais de retificadores. (a) NPC4L (b) TP2L.



Fonte: o próprio autor.

A distorção harmônica total (THD) foi calculada de modo similar ao apresentado na equação 3.13, onde:  $\gamma_1$  é a componente fundamental do sinal,  $\gamma_u$  é a componente harmônica de ordem  $u$  e  $Nu$  é o número de harmônicas considerado.

$$THD(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{u=2}^{Nu} \gamma_u^2} \quad (3.13)$$

Tabela 3.2: Parâmetros para o cálculo de perdas e THD - HY6L.

Parâmetro	Valor	Descrição
$l_g$	7 mH	Indutor em série
$v_{Chj}$	165,8 V	Tensão de barramento das pontes-H
$v_C$	497,4 V	Tensão na carga
$V_g$	220 V	Tensão eficaz na rede
$P_l$	3 kW	Potência da carga
$f_o$	60 Hz	Frequência fundamental da rede

### 3.5.1 Cenário 1 - Tensões da rede sem componentes harmônicos

Inicialmente, um cenário com tensões senoidais na rede é considerado, no qual os conversores estudados operam nas suas máximas capacidades de geração de tensão, portanto, o conversor HY6L opera com  $m_a = 0,65$  e os conversores convencionais com  $m_a = 1,0$ . Nesse cenário a tensão de barramento dos conversores NPC4L e TP2L é  $v_C = 538,9$  V. Portanto, a tensão de barramento do conversor HY6L é 7,7 % e 71,8 % menor do que nas topologias convencionais, considerando o conversor T e as pontes-H, respectivamente. Um cenário adicional para HY6L é apresentado para  $m_a = 0,60$ , no qual a topologia proposta opera com a mesma tensão de barramento das convencionais. (538,9 V).

Os resultados de perdas e THD para o cenário senoidal está apresentado na Tabela 3.3, onde  $P_{co}$ ,  $P_{sw}$  e  $P_{to}$  representam as perdas por condução, chaveamento e totais, respectivamente. Quando as topologias operam com mesma frequência de portadoras ( $f_s = 10$  kHz) as perdas no HY6L são 28 % menores do que no TP2L e 22 % menores do que no NPC4L. Ainda, o THD de corrente no conversor HY6L é 61,6 % menor do que no TP2L e é o mesmo que para o NPC4L. Agora, considerando o caso no qual ambos os conversores geram a mesma THD de corrente, também ilustrada na Tabela 3.3, a topologia HY6L apresenta perdas 50,5 % menores do que o TP2L e frequência de chaveamento 72 % menor. Ainda para um mesmo valor de THD comparado com o NPC4L, o HY6L apresenta perdas nos semicondutores 5,5 % menores, possuindo uma frequência das portadoras 4,8 % menor.

Considerando a situação na qual as tensões na carga são iguais para as três topologias, ou seja, a topologia proposta opera com  $m_a = 0,6$ , a topologia proposta continua operando com perdas menores do que as duas topologias convencionais. As perdas nessa condição são 1,5 % e 2,0 % maiores do que com  $m_a = 0,65$ . Isso significa que mesmo operando com

mesma tensão de barramento das topologias convencionais e com índice de modulação ainda menor, a topologia estudada ainda se mostra vantajosa com relação às convencionais, mesmo se comparada a uma topologia com mesmo número de chaves controladas como NPC4L.

No que diz respeito às frequências médias de chaveamento, a Tabela 3.4 apresenta os resultados para as três topologias. Nessa Tabela, para as três topologias as frequências estão denominadas  $F_T$ ,  $F_{H1}$  e  $F_{H2}$ . Para a topologia HY6L  $F_T$  se refere à frequência média de chaveamento nos braços do conversor T, enquanto  $F_{H1}$  e  $F_{H2}$  se referem aos dois braços das pontes-H. A topologia NPC4L é simétrica, e portanto, os três braços possuem iguais contribuições de tensão, portanto, não faz sentido identificar os braços com relação à sua frequência média. Nesse sentido, para esta topologia é calculada a média das três frequências médias de chaveamento do conversor.

A maior eficiência do HY6L é justificada pela menor tensão nas suas chaves e menor frequência média de chaveamento, especialmente nas chaves de maior tensão. Apesar da topologia HY6L possuir três vezes mais chaves do que a TP2L (O que aumenta as perdas por condução), suas chaves operam com menor tensão e menor frequência de chaveamento (o que reduz as perdas por chaveamento). Esse aumento das frequências médias de chaveamento pode ser observado, na Tabela 3.4. Além disso, a topologia proposta HY6L apresenta perdas menores do que a topologia NPC4L, que possui número semelhante de componentes.

Tabela 3.3: Perdas nos semicondutores (W) e o THD de corrente para cenário senoidal - HY6L.

$f_s = 10 \text{ kHz}$				
Topologia	$P_{sw}$ (W)	$P_{co}$ (W)	$P_{to}$ (W)	THD (%)
HY6L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	40,74	35,13	75,87	1,79
HY6L ( $v_C = 497,4 \text{ V}$ )	39,32	35,38	74,7	1,76
TP2L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	91,32	12,43	103,75	4,66
NPC4L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	68,95	26,9	95,85	1,76
THD = 5 %				
Topologia	$P_{sw}$ (W)	$P_{co}$ (W)	$P_{to}$ (W)	$f_s$ (kHz)
HY6L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	14,09	35,18	49,27	3,33
HY6L ( $v_C = 497,4 \text{ V}$ )	12,89	35,4	48,29	3,22
TP2L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	85,05	12,43	97,48	9,26
NPC4L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	24,31	26,94	51,25	3,36

Tabela 3.4: Frequência média de chaveamento para cenário senoidal - HY6L.

$f_s = 10 \text{ kHz}$				
Topologia	$f_s$ (kHz)	$F_T$ (kHz)	$F_{H1}$ (kHz)	$F_{H2}$ (kHz)
HY6L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	10	1,24	1,24	9,16
HY6L ( $v_C = 497,4 \text{ V}$ )	10	1,12	4,74	6,04
TP2L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	10	8,72	-	-
NPC4L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	10	3,1	-	-
THD = 5 %				
Topologia	$f_s$ (kHz)	$F_1$ (kHz)	$F_2$ (kHz)	$F_3$ (kHz)
HY6L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	3,33	0,41	0,41	3,08
HY6L ( $v_C = 497,4 \text{ V}$ )	3,22	0,37	1,47	1,98
TP2L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	9,26	8,12	-	-
NPC4L ( $v_C = 538,9 \text{ V}$ )	3,39	1,07	-	-

### 3.5.2 Cenário 2 - Tensões da rede com componentes harmônicos

Neste cenário, a tensão da rede do cenário 1 foi acrescida de 35 % de componentes harmônicas, assim, os três conversores HY6L, TP2L e NPC4L operam com  $m_a = 1$ , utilizando toda a capacidade de geração de tensão. O valor eficaz da componente fundamental das tensões da rede é de 220 V RMS e foram adicionados 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos, separadamente. Estes foram escolhidos por serem as componentes harmônicas com amplitudes mais significantes para aplicações usuais. As componentes foram consideradas separadamente para avaliar o impacto de cada uma no desempenho do conversor, assim sendo, uma aplicação com vários componentes harmônicos representaria um cenário intermediário entre os cenários estudados. A tensão de barramento dos conversores convencionais é  $v_c = 727,5 \text{ V}$ . Desse modo, a tensão de barramento na topologia convencional é 31,6 % (conversor T) e 77,2 % (pontes-H) menor do que nas configurações convencionais.

As perdas no cenário não-senoidal com  $f_s = 10 \text{ kHz}$  estão apresentadas na Tabela 3.5. As perdas com cada uma das quatro componentes harmônicas são aproximadamente as mesmas. As perdas no conversor HY6L são 55,0 % menores do que na TP2L e 43% menores do que na NPC4L. A topologia HY6L apresenta menor THD se comparada com as topologias convencionais. Contudo, a THD varia a depender da harmônica considerada. Todas as topologias apresentam piores desempenhos em termos de THD para harmônicos de maiores frequências.

Os resultados na Tabela 3.5 também comparam as topologias em cenários de mesmo THD. Considerando este cenário, as perdas na HY6L são 77 % e 46 % (com 7°), e são 74 % e 47 % (com 13°) menores do que na TP2L e NPC4L, respectivamente. Para maiores frequências de harmônicas, todas as topologias aumentaram suas frequências das portadoras para atender ao padrão de THD (5 %).

A partir das Tabelas 3.4 e 3.6 é possível observar que a adição de harmônicos fez com que a frequência média de chaveamento aumentasse em 14,7 % para a TP2L. Isto é, a TP2L opera agora com máxima frequência de chaveamento. O desempenho da TP2L é particularmente afetado pela adição de conteúdo harmônico na tensão da rede devido à operação com altas tensão de barramento e frequência de chaveamento. Desse modo a HY6L se torna ainda mais eficiente do que a TP2L.

Tabela 3.5: Perdas nos semicondutores e THD das correntes para cenário não-senoidal - HY6L.

$f_s = 10$ kHz					
Harmônica	Topologia	$P_{sw}$ (W)	$P_{co}$ (W)	$P_{to}$ (W)	THD (%)
5°	HY6L	36,84	35,16	72,0	3,9
	TP2L	163,47	11,93	175,4	9,32
	NPC4L	114,75	25,75	140,5	4,47
7°	HY6L	44,46	35,64	80,1	4,66
	TP2L	166,01	12,07	178,08	9,75
	NPC4L	114,55	25,75	140,3	5,1
11°	HY6L	41,77	35,6	77,37	6,48
	TP2L	166,01	12,07	178,06	10,74
	NPC4L	114,4	25,5	140,15	7,13
13°	HY6L	43,87	35,26	79,13	7,37
	TP2L	163,63	11,98	175,61	11,41
	NPC4L	114,1	25,73	139,84	7,15
THD = 5 %					
Harmônica	Topologia	$P_{sw}$ (W)	$P_{co}$ (W)	$P_{to}$ (W)	$f_s$ (kHz)
5°	HY6L	27,77	35,09	62,86	7,58
	TP2L	313	11,91	324,91	18,88
	NPC4L	101,52	25,76	127,28	8,85
7°	HY6L	41,04	35,66	76,7	9,17
	TP2L	322,4	12,03	334,43	19,23
	NPC4L	117,13	25,75	142,88	10,2
11°	HY6L	53,5	35,57	89,07	12,82
	TP2L	356,06	11,99	368,05	21,28
	NPC4L	161,02	25,73	186,75	14,08
13°	HY6L	64,4	35,3	99,7	14,71
	TP2L	369,46	11,97	381,43	22,22
	NPC4L	160,75	25,73	186,48	14,08

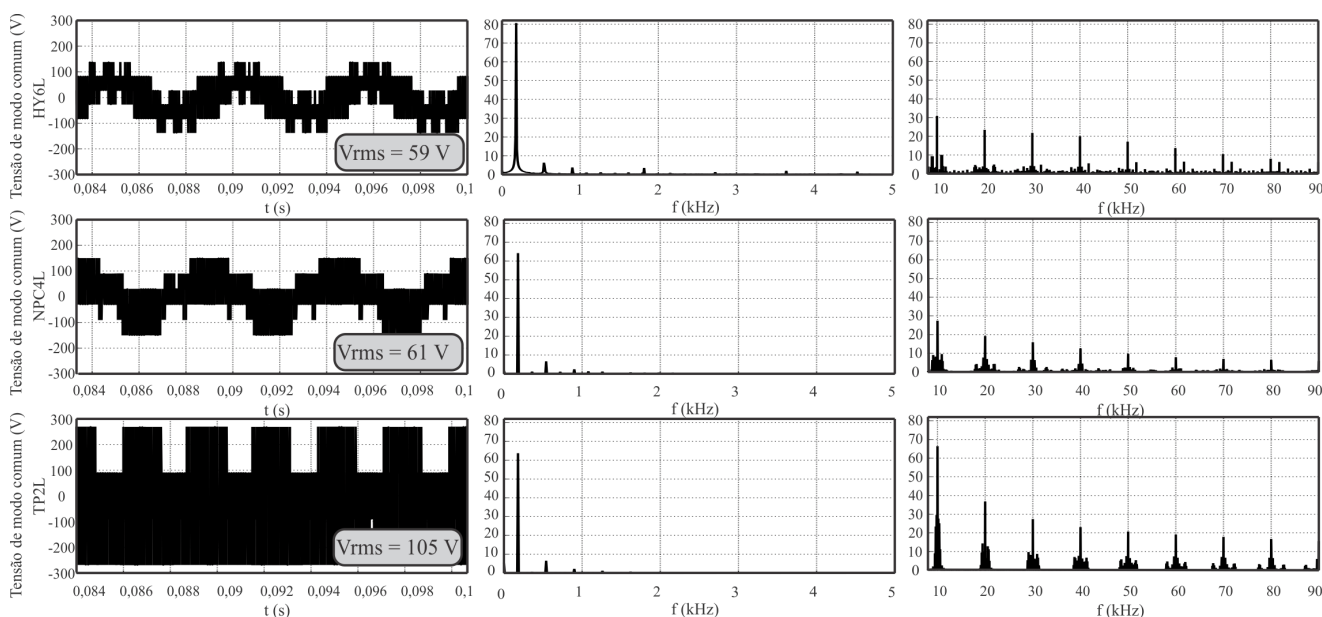
Tabela 3.6: Frequência média de chaveamento para cenário não-senoidal - HY6L.

$f_s = 10 \text{ kHz}$					
Harmônica	Topologia	$f_s$ (kHz)	$F_T$ (kHz)	$F_{H1}$ (kHz)	$F_{H1}$ (kHz)
5°	HY6L	10	0,48	4,42	5,9
	TP2L	10	10	-	-
	NPC4L	10	3,31	-	-
7°	HY6L	10	1,16	5,54	5,32
	TP2L	10	10	-	-
	NPC4L	10	3,3	-	-
11°	HY6L	10	1,0	5,19	5,52
	TP2L	10	10	-	-
	NPC4L	10	3,31	-	-
13°	HY6L	10	1,24	5,36	5,42
	TP2L	10	10	-	-
	NPC4L	10	3,32	-	-
THD = 5 %					
Harmônica	Topologia	$f_s$ (kHz)	$F_T$ (kHz)	$F_{H1}$ (kHz)	$F_{H1}$ (kHz)
5°	HY6L	7,57	0,36	1,47	1,98
	TP2L	18,88	18,88	-	-
	NPC4L	8,85	2,91	-	-
7°	HY6L	9,17	1,1	4,92	5,06
	TP2L	19,23	19,23	-	-
	NPC4L	10,2	3,39	-	-
11°	HY6L	12,82	1,32	6,69	7,12
	TP2L	21,28	21,28	-	-
	NPC4L	14,08	4,65	-	-
13°	HY6L	14,7	1,8	7,91	8,12
	TP2L	22,22	22,22	-	-
	NPC4L	14,08	4,64	-	-

### 3.6 Tensão de Modo Comum

A tensão de modo comum de um conversor pode ser definida como a média dos valores entre as saídas e um ponto específico. No caso em questão considera-se a tensão de modo comum como sendo a tensão entre o neutro da fonte  $g$  e o ponto central do barramento do conversor T. Tal tensão está associada a diversos problemas, como correntes de circulação entre os conversores. As componentes de alta frequência geradas pelo PWM na tensão de modo comum estão associadas ao surgimento de capacitâncias parasitas nos enrolamentos de máquinas (isto é, considerando que a fonte trifásica é uma máquina operando como gerador) (Kalaiselvi e Srinivas, 2015; Maia, Jacobina, de Freitas e da Silva, 2017). Em sistemas foto-

Figura 3.9: Tensão de modo comum: Forma de onda de tensão (à esquerda) e seu conteúdo harmônico (meio e direita). (Acima) Topologia HY6L. (ao meio) Topologia NPC4L. (abaixo) topologia TP2L.



Fonte: o próprio autor.

voltaicos, a tensão de modo comum está associada ao surgimento de capacitâncias parasitas e correntes de fuga entre os painéis fotovoltaicos e o terminal de terra. Nesse sentido, estudos foram realizados no intuito de reduzir a tensão de modo comum de conversores, o que não está entre os principais objetivos desse trabalho.

No entanto, é importante avaliar como a tensão de modo comum se comporta no conversor apresentado para avaliar o impacto da estratégia de PWM utilizada nessa tensão. Algumas simulações foram consideradas para a configuração proposta e para as topologias convencionais. A figura 3.9 ilustra as tensões de modo comum, seus respectivos conteúdos harmônicos e seu valor eficaz.

Nota-se que a topologia proposta HY6L apresenta o menor valor eficaz de tensão de modo comum, o que consiste uma vantagem sobre as topologias convencionais, apresentando um valor eficaz 3 % menor do que na NPC4L e 44 % menor do que na TP2L. Do ponto de vista da composição harmônica, a configuração HY6L apresenta componentes harmônicas de menor amplitude do que em relação à convencional TP2L. Por outro lado, a tensão de modo comum na topologia proposta apresenta picos instantâneos de maior magnitude



em frequências múltiplas da frequência de chaveamento do que na topologia NPC4L, o que consiste uma desvantagem com relação a essa segunda.

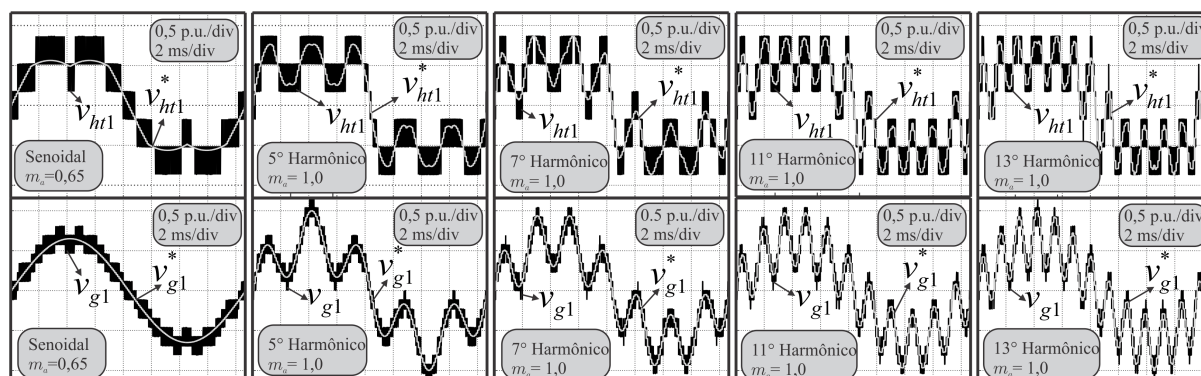
### 3.7 Resultados de Simulação

Resultados experimentais foram obtidos utilizando os softwares PSIM<sup>®</sup> e MATLAB<sup>®</sup> para verificar a viabilidade do sistema. Os parâmetros das simulações estão resumidos na Tabela 3.7. As tensões na rede foram consideradas com 65 % de componente fundamental e 35 % de componentes harmônicos. Na figura 3.10, as tensões de polo multiníveis resultantes  $v_{ht1}$  são mostradas para diferentes cenários. Deve-se notar que nos cenários não-senoidais apresentados, o conversor atinge índice de modulação unitário. O controle das correntes é ilustrado na figura 3.11. Apesar das tensões na rede apresentarem distorções harmônicas, o controle mantém as correntes senoidais. Um transitório de carga de 240 W para 800 W é mostrado na figura 3.12. É importante notar que o controle age de modo a controlar todas as tensões de barramento, e as correntes na rede aumentam sua amplitude para se adequar à nova demanda de potência.

Tabela 3.7: Parâmetros para resultados de simulação e experimentais - HY6L.

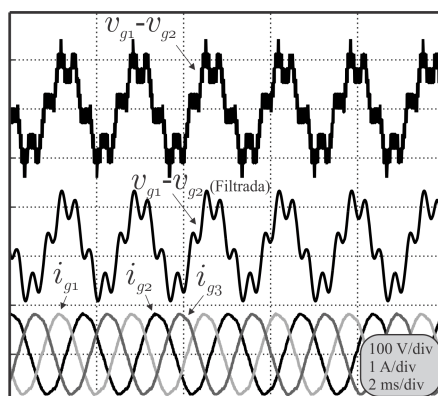
Parâmetro	Valor	Descrição
$l_g$	7 mH	Indutor série
$v_{Chj}$	30 V	Tensão de barramento nas Pontes-H
$v_C$	90 V	Tensão na carga
$f_s$	10 kHz	Frequência das portadoras
$f_o$	60 Hz	Frequência fundamental das tensões da rede
$f_h$	300 Hz	Harmônica nas tensões da rede
$V_g$	36 V	Tensão eficaz da rede

Figura 3.10: Resultado de simulação: Tensões resultantes do conversor  $v_{g1}$  e tensão de polo multinível resultante  $v_{ht1}$  em diferentes cenários - HY6L.



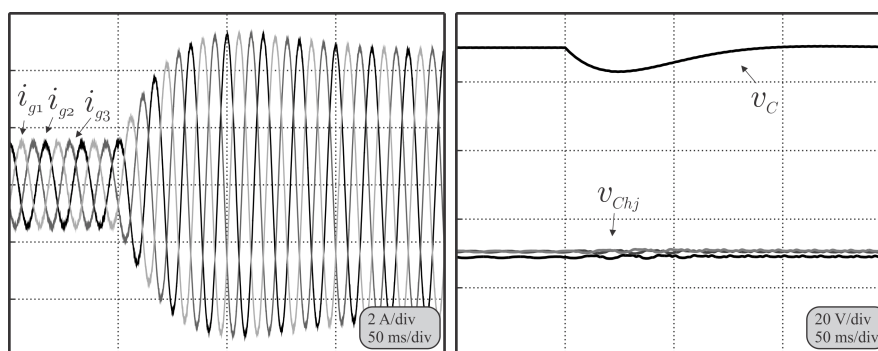
Fonte: o próprio autor.

Figura 3.11: Resultados de simulação: Tensões resultantes no conversor  $v_{g1} - v_{g2}$  e correntes na rede  $i_{gj}$  em cenário com 35 % de 5° harmônico nas tensões da rede - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

Figura 3.12: Resultados de simulação: cenário não-senoidal com transitório de carga de 240 W para 800 W. (esquerda) Correntes na rede (direita) Tensões de barramento - HY6L .

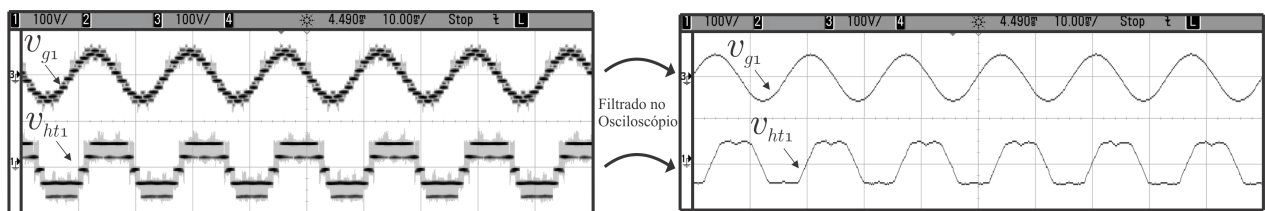


Fonte: o próprio autor.

### 3.8 Resultados experimentais

Esta seção descreve os resultados experimentais da topologia HY6L de modo a validar as análises. Os resultados mostrados foram obtidos a partir da montagem numa bancada experimental, com módulos SEMIKRON IGBT SKM50GB123D e drivers SKHI23. O controle e o PWM foram implementados por um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 e uma interface óptica é responsável por enviar os sinais de gatilho do DSP para os drivers via cabos de fibra ótica. Os parâmetros considerados estão resumidos na Tabela 3.7. Nas figuras de 3.13 a 3.15 é apresentado um cenário senoidal com  $m_a = 0,63$ . A tensão resultante do conversor  $v_{g1}$  e a tensão de polo multinível resultante  $v_{ht1}$  são apresentadas na figura 3.13. A tensão de modo comum  $v_{gt}$  é apresentada na figura 3.14. Nota-se nessa tensão uma assimetria que difere um pouco a curva experimental da curva de simulação (figura 3.9) Isso ocorre devido ao controle dos capacitores flutuantes que estabiliza a o fator de proporção  $\mu_{gt}$  em um valor diferente de 0,5, que geraria uma curva de  $v_{g0}$  com maior simetria. As tensões de polo  $v_{h11}$ ,  $v_{h12}$  e  $v_{t1}$  são mostradas na figura 3.15. Nota-se que a tensão de polo  $v_{t1}$  apresenta baixo chaveamento, como apresentado na seção 3.5. Essa característica também ocorre no cenário não-senoidal, como pode ser observado na subseção 3.5.2.

Figura 3.13: Resultados experimentais: Tensões resultantes do conversor  $v_{g1}$  e tensões multiníveis resultantes  $v_{ht1}$  para cenário senoidal e  $m_a = 0,63$  - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

O controle dos capacitores flutuantes está ilustrado na figura 3.16. A tensão dos capacitores flutuantes são devidamente controladas e o transitório dos capacitores flutuantes dura aproximadamente 1 segundo. Uma vez que as tensões dos capacitores atingem o valor de regime permanente, a oscilação da tensão nos capacitores fica em torno de 8 %.

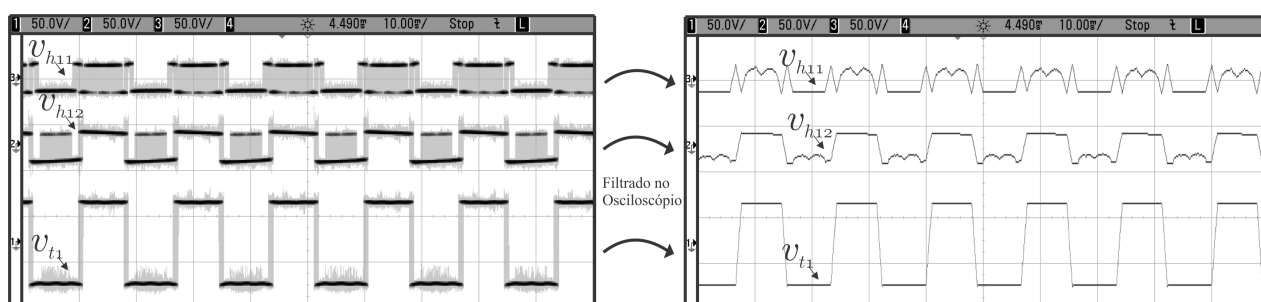
O alto fator de potência da rede garantido pelo conversor pode ser observado na figura 3.17. Adicionalmente, uma THD de 2,42 % pode ser observada na figura 3.18 em um resul-

Figura 3.14: Resultados experimentais: Tensão de modo comum  $v_{g0}$  para para um cenário senoidal e  $m_a = 0,63$  - HY6L.



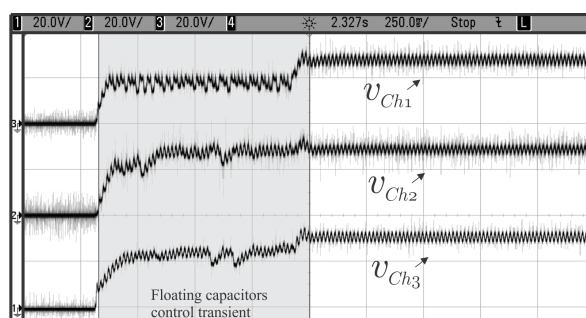
Fonte: o próprio autor.

Figura 3.15: Resultados experimentais: Tensões de polo  $v_{h11}$ ,  $v_{h12}$  e  $v_{t1}$  para cenário senoidal e  $m_a = 0,63$  - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

Figura 3.16: Resultados experimentais: Transitório de controle das tensões dos capacitores flutuantes - HY6L.

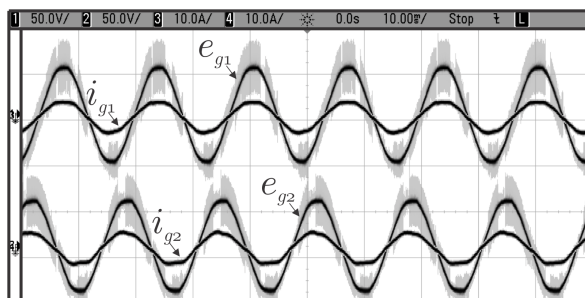


Fonte: o próprio autor.

tado onde a potência na carga é 210 W. Além disso, o controle de corrente pode ser observado na figura 3.19, onde um transitório de carga de 240 W para 320 W é mostrado. De modo similar aos resultados de simulação. A tensão  $v_C$  é controlada e as correntes na rede tem suas amplitudes aumentadas.

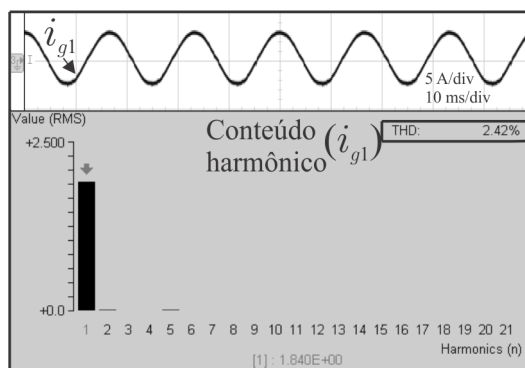
Os resultados da operação do conversor com fonte não-senoidal são apresentados na

Figura 3.17: Resultados Experimentais: Tensões na rede correntes na carga para  $P_l = 280$  W - HY6L.



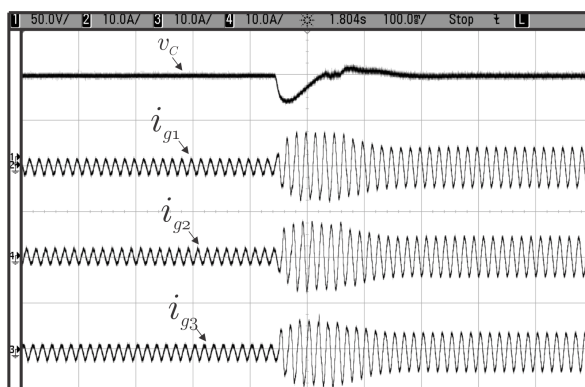
Fonte: o próprio autor.

Figura 3.18: Resultados Experimentais: corrente  $i_{g1}$  e seu conteúdo harmônico com  $P_l = 210$  W - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

Figura 3.19: Resultados experimentais: transitório de carga de 240 W para 320 W - HY6L.

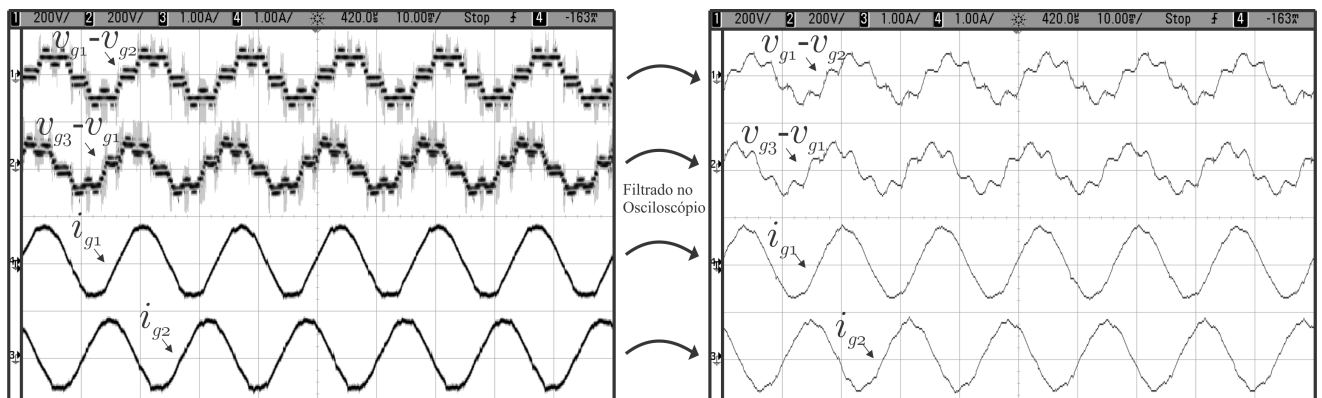


Fonte: o próprio autor.

figura 3.20. A componente fundamental da rede tem uma amplitude de 63 % com relação à capacidade de geração de tensão do conversor com índice de modulação unitário. Além

disso, a rede possui uma componente de quinto harmônico com 24 % de amplitude, fazendo o índice de modulação total  $m_a = 0,87$ . As tensões entre os dois terminais do conversor ( $v_{g1} - v_{g2}$  e  $v_{g3} - v_{g1}$ ) são não senoidais e as correntes permanecem senoidais. Além disso, o controle dos capacitores flutuantes opera para um índice de modulação superior a 0,65, que seria um valor limite em uma operação com tensões na rede senoidais.

Figura 3.20: Resultados experimentais: tensões do conversor ( $v_{g1} - v_{g2}$  e  $v_{g3} - v_{g1}$ ) e correntes ( $i_{gj}$ ) sob um cenário não-senoidal com  $ma = 0,87$  - HY6L.



Fonte: o próprio autor.

### 3.9 Conclusão

Esse capítulo abordou um retificador trifásico de nove braços utilizando capacitores flutuantes. Uma estratégia LSPWM foi apresentada bem como estratégias de controle para as tensões dos barramentos CC e as correntes da rede. Um algoritmo de histerese foi apresentado para controlar os capacitores flutuantes apenas por meio da tensão de modo comum, desse modo, mantendo a otimização dos níveis nas tensões de saída geradas pelo LSPWM.

Num cenário com tensões na rede senoidais, o índice de modulação máximo atingido pelo conversor é  $m_a = 0,65$ . No entanto, foi mostrado que é possível manter os capacitores flutuantes controlados mesmo se as tensões da rede apresentarem harmônicos, e além disso, se esses harmônicos introduzirem uma sobretenção na tensão da fonte, o conversor consegue manter o controle dos barramentos sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento, atingindo um controle para índices de modulação  $m_a > 0,65$ . Desse modo, a máxima tensão atingida pelo conversor aumenta em cenários não-senoidais.

O desempenho da topologia híbrida foi avaliado em termos de THD das correntes, perdas nos semicondutores e frequência média de chaveamento. Essa topologia foi comparada com duas topologias convencionais: TP2L e NPC4L. Dois cenários foram considerados: cenário senoidal e um cenário não-senoidal, onde a tensão da rede era acrescida de harmônicas. As harmônicas consideradas foram 5°, 7°, 11° e 13°. Em cenários com componentes harmônicas de frequência mais alta, os três conversores têm seus desempenhos reduzidos pelo aumento da frequência de chaveamento. No entanto, em todos os cenários a topologia proposta apresenta menores THDs e frequências médias de chaveamento.

A topologia híbrida apresenta um melhor desempenho em todos os cenários. No entanto, a diferença nas perdas e frequências de chaveamento se torna maior em cenários com a presença de harmônicos.

Assim, as principais contribuições desse capítulo são:

- Proposição de um controle para os capacitores flutuantes, que apesar de se tratar de uma operação com relação de tensão de barramento assimétrica, o algoritmo não altera a otimização dos níveis do LSPWM;
- Foi mostrado que quando há a presença de harmônicas na tensão da rede, o conversor é capaz de aumentar sua capacidade de geração de tensão sem a necessidade de aumento da tensão de barramento;
- Adicionalmente, o conversor proposto apresenta um melhor desempenho do que as topologias convencionais em todos os cenários de operação apresentados em termos de THD e perdas nos semicondutores.

# 4

## RETIFICADOR EM OPEN-END DE 6 BRAÇOS

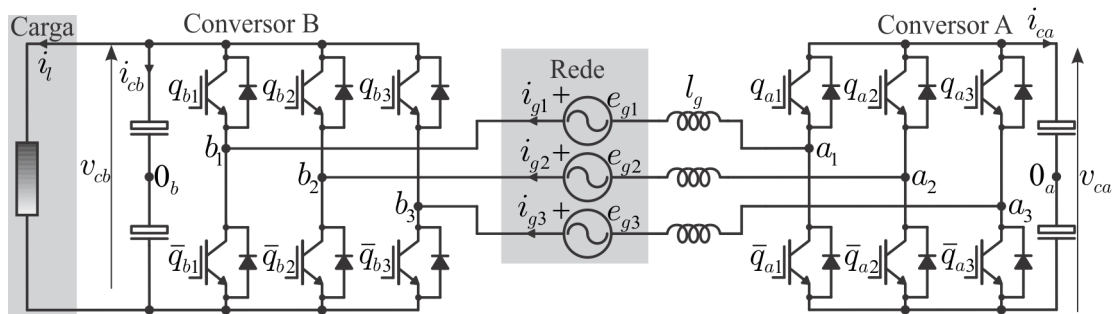
### 4.1 Introdução

Configurações com terminais abertos (*open-end*) são frequentemente encontradas na literatura aplicadas a sistemas de acionamento de máquinas elétricas (Chowdhury, Wheeler, Patel e Gerada, 2016; Lee e Ha, 2015; Ewanchuk, Salmon e Chapelsky, 2013; Rajeevan, Sivakumar, Gopakumar, Patel e Abu-Rub, 2013; Sivakumar, Das, Ramchand, Patel e Gopakumar, 2010). Estas permitem alimentar a máquina com tensões multiníveis usando conversores convencionais de dois níveis sem transformadores de injeção adicionais. Apesar disso, várias fontes CC são necessárias em alguns casos. É possível reduzir o número dessas fontes, do mesmo modo, substituindo algumas por capacitores flutuantes (Chowdhury, Wheeler, Patel e Gerada, 2016; Lee e Ha, 2015; Ewanchuk, Salmon e Chapelsky, 2013; Rajeevan, Sivakumar, Gopakumar, Patel e Abu-Rub, 2013; Sivakumar, Das, Ramchand, Patel e Gopakumar, 2010; Mello, Jacobina e Correa, 2016). Apesar da maior parte das aplicações de topologias em *open-end* ser como inversor, aplicações CA-CC são igualmente possíveis para máquinas operando como geradores, ou mesmo para a rede elétrica como fonte. Neste último caso, a configuração em *open-end* é obtida no enrolamento secundário de um transformador trifásico cujo primário esteja conectado à rede, pois para tais configurações, é necessário ter acesso aos seis terminais da fonte.



Neste capítulo é estudado o conversor trifásico de 6 braços em *open-end* (6LC) apresentado na figura 4.1. O conversor é composto por dois conversores trifásicos de três braços (conversores A e B) conectados em cascata num arranjo em *open-end*. O conversor A possui um capacitor flutuante no seu barramento CC e pode fornecer potência reativa, compensar componentes harmônicas ou de sequência negativa de tensão. Por outro lado, o conversor B processa potência ativa e alimenta uma carga CC através de seu barramento. O controle do capacitor flutuante impõe limitações ao índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) do conversor num cenário senoidal e balanceado. No entanto, em casos onde a fonte CA possui harmônicas e/ou desbalanceamentos (i.e., fontes com baixa QEE) o conversor pode atingir índices de modulação mais altos, utilizando o conversor A para gerar harmônicas de tensão ou componente de sequência negativa.

Figura 4.1: Conversor trifásico em *open-end* de seis braços estudado (6LC).



Fonte: o próprio autor

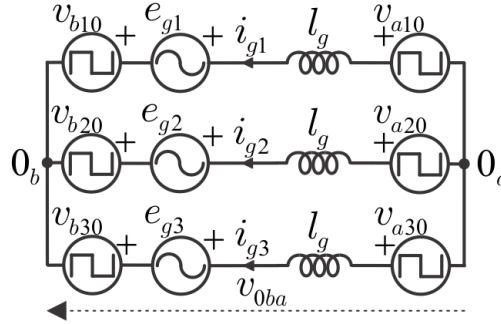
## 4.2 Modelo do Conversor

O modelo do conversor 6LC é descrito nesta seção. O subíndice  $j = 1, 2, 3$  refere-se a cada uma das três fases do sistema. A fonte CA é modelada como uma fonte trifásica com indutores de acoplamento ( $l_g$ ). O modelo do sistema é derivado do circuito equivalente ilustrado na figura 4.2 e aplicando as leis de Kirchhoff. Desse modo, (4.1) expressa a equação diferencial dinâmica para a corrente por fase, onde  $i_{gj}$  são as correntes da rede elétrica,  $v_{bj0}$  e  $v_{aj0}$  são as tensões de polo dos conversores B e A, respectivamente,  $e_{gj}$  são as tensões da fonte CA e  $v_{0ba}$  é a tensão entre os pontos intermediários dos conversores A e B ( $0_a$  e  $0_b$ ), ou

seja, a tensão de modo comum.

$$l_g \frac{di_{gj}}{dt} = v_{bj0} - v_{aj0} - e_{gj} - v_{0ba}. \quad (4.1)$$

Figura 4.2: Circuito equivalente do conversor 6LC.



Fonte: o próprio autor.

Além disso, é importante definir as tensões de polo multiníveis resultantes ( $v_{baj}$ ) e as tensões CA resultantes do retificador ( $v_{gj}$ ). Estas estão mostradas em (4.2) e (4.3).

$$v_{baj} = v_{bj0} - v_{aj0} \quad (4.2)$$

$$v_{gj} = v_{baj} - v_{0ba}. \quad (4.3)$$

Dos estados das chaves (aberto ou fechado) é possível determinar as tensões de polo dos conversores  $v_{bj0}$  e  $v_{aj0}$ . Desse modo, (4.4) e (4.5) representam as tensões de polo, considerando o estado das chaves ( $q_{bj}$  e  $q_{aj}$ ) variáveis binárias com o valor 1 representando o estado fechado e 0 o estado aberto.

$$v_{aj0} = (2q_{aj} - 1) \frac{v_{ca}}{2} \quad (4.4)$$

$$v_{bj0} = (2q_{bj} - 1) \frac{v_{cb}}{2}. \quad (4.5)$$

Onde  $v_{ca}$  e  $v_{cb}$  são as tensões dos barramentos CC dos conversores A e B, respectivamente.

Por fim, considerando uma rede trifásica que pode conter tensões desbalanceadas ou não-senoidais, porém não contém componentes fundamentais de sequência zero, a tensão de modo comum ( $v_{0ba}$ ) é descrita em (4.6).

$$v_{0ba} = \frac{\sum_{j=1}^3 v_{baj}}{3} \quad (4.6)$$

### 4.3 Estratégia de PWM

Esta seção explica a estratégia de PWM utilizada para o retificador 6LC em estudo. Nesta seção o sobrescrito “\*” denota variáveis de referência. Detalhes adicionais da implementação do PWM podem ser encontrados em (da Silva, dos Santos e Jacobina, 2011). É considerada uma estratégia de PWM com uma abordagem *level-shifted* (LSPWM), inicialmente proposta em (Carrara, Gardella, Marchesoni, Salutati e Sciutto, 1992). Nessa abordagem, as tensões de polo multiníveis resultantes ( $v_{baj}^*$ ) são comparadas com portadoras triangulares deslocadas ( $v_{\Delta 1}$ ,  $v_{\Delta 2}$  e  $v_{\Delta 3}$ ), de modo a gerar os sinais de gatilho para que as chaves semicondutoras sintetizem as tensões médias de referência. Um controlador de tensão fornece as referências de tensão para o conversor resultante. De (4.3) é possível obter a expressão para as tensões de referência  $v_{abj}^*$ , mostradas em (4.7).

$$v_{baj}^* = v_{gj}^* + v_{0ba}^* \quad (4.7)$$

onde  $v_{gj}^*$  são as tensões de referência para o retificador resultante determinadas pelo controlador e  $v_{0ba}^*$  é a tensão de modo comum de referência.

Para respeitar os limites de geração de tensão do conversor, a tensão de modo comum de referência ( $v_{0ba}^*$ ) é calculada a partir de um valor máximo ( $v_{0ba \max}^*$ ) e um mínimo ( $v_{0ba \min}^*$ ) por (4.8). Os limites  $v_{0ba \max}^*$  e  $v_{0ba \min}^*$  são definidos por (4.9) e (4.10).

$$v_{0ba}^* = \mu_{ab} v_{0ba \max}^* + (1 - \mu_{ab}) v_{0ba \min}^* \quad (4.8)$$

$$v_{0ba \max}^* = \frac{v_{ca}^*}{2} + \frac{v_{cb}^*}{2} - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.9)$$

$$v_{0ba \min}^* = \frac{-v_{ca}^*}{2} + \frac{-v_{cb}^*}{2} - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.10)$$

onde  $v_{ca}^*$  and  $v_{cb}^*$  são os valores de referência para as tensões de barramento dos conversores A e B. O fator de proporção  $\mu_{ab}$  é definido pelo controlador da tensão de barramento do conversor A e deve satisfazer  $0 \leq \mu_{ab} \leq 1$ .

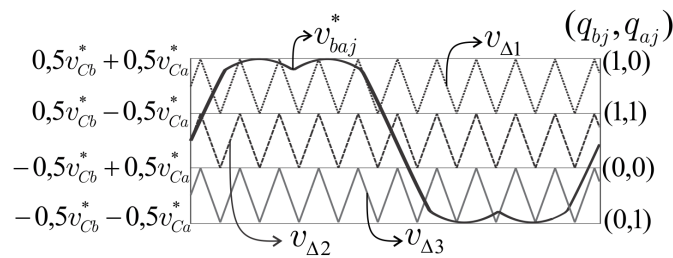
Então, o algoritmo do LSPWM, em sequência, consiste de:

- Adquirir  $v_{gj}^*$  do controlador de tensão;
- Calcular  $v_{0ba \max}^*$  e  $v_{0ba \min}^*$  por (4.9) e (4.10);

- Estabelecer  $\mu_{ab}$  num valor real entre 0 and 1;
- Determinar  $v_{0ba}^*$  por (4.8);
- Determinar  $v_{ba_j}^*$  por (4.7);
- Localizar a referência  $v_{ba_j}^*$  e escolher a portadora correta ( $v_{\Delta 1}$ ,  $v_{\Delta 2}$  ou  $v_{\Delta 3}$ )

A depender da relação de tensões de barramento, o LSPWM pode ter duas ou três portadoras. Operação simétrica ( $v_{ca}^* = v_{cb}^*$ ) requer duas portadoras, pois há uma redundância no nível zero e três níveis disponíveis por fase. Operação assimétrica ( $v_{ca}^* \neq v_{cb}^*$ ) requer três portadoras, sem redundâncias e quatro níveis estão disponíveis por fase. A operação com relação de tensões de barramento 2:1 ( $v_{cb}^* = 2v_{ca}^*$ ) fornece máximo número de níveis simetricamente espaçados, como mostrado na figura 4.3. Portanto, este trabalho considera esta relação.

Figura 4.3: Implementação do LSPWM. Disposição das portadoras triangulares (6LC).



Fonte: o próprio autor.

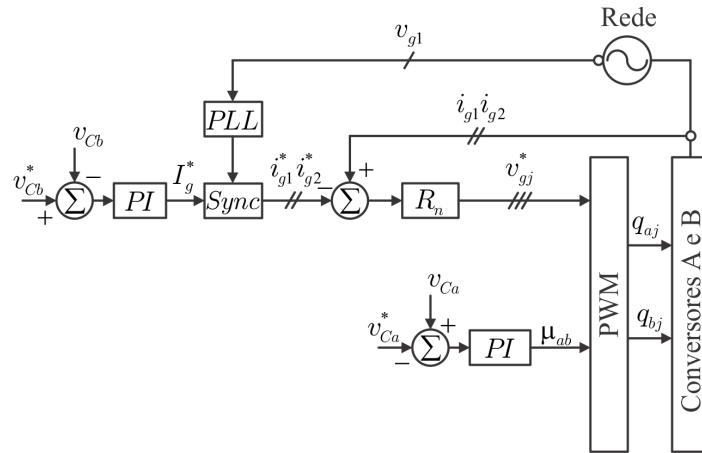
## 4.4 Estratégia de Controle

Esta seção descreve a estratégia de controle para o conversor 6LC. Um diagrama de blocos está ilustrado na figura 4.4. O controle do barramento CC do conversor B é realizado por meio de um controle em cascata. Sendo assim, um controlador PI fornece a amplitude de referência para as correntes ( $I_g^*$ ). A fase das correntes é dada por um PLL de potência (Bloco PLL), cujo modelo está apresentado em (Filho, Seixas, Cortizo, Torres e Souza, 2008), de modo a sincronizar as correntes e as tensões da rede. Desse modo, dois conjuntos de controladores ressonantes ( $R_n$ ), cujo modelo está apresentado em (Jacobina, Correa,

Oliveira, Lima e da Silva, 2001), controlam as correntes CA. As saídas destes controladores são as tensões CA resultantes de referência do retificador ( $v_{g1}^*$  e  $v_{g2}^*$ ). Apenas duas correntes são controladas ( $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ ), por que se trata de um sistema a três fios, ou seja,  $i_{g3} = -i_{g1} - i_{g2}$ . Portanto, para garantir correntes balanceadas  $v_{g3}^* = -v_{g1}^* - v_{g2}^*$ .

A referência de corrente para os controladores  $R_{es}$  deve ser senoidal e balanceada. Além disso, os controladores ressonantes possuem termos sintonizados com frequências harmônicas, de modo a eliminar o conteúdo harmônico da corrente, ainda que fonte de tensão CA possua conteúdo harmônico considerável. Estas características garantem que a corrente do conversor se mantenham senoidais e balanceadas.

Figura 4.4: Diagrama de controle das tensões de barramento do conversor 6LC.



Fonte: o próprio autor.

A tensão de barramento do conversor A é controlada por meio da tensão de modo comum ( $v_{0ab}$ ), que é manipulada pelo fator de proporção  $\mu_{ab}$ . A partir disso, um controlador PI avalia o erro da tensão do barramento ( $v_{ca} - v_{ca}^*$ ) e retorna um valor para  $\mu_{ab}$ . É importante enfatizar que ambos a saída do controlador e seu integrador devem ser limitados para garantir que  $0 \leq \mu_{ab} \leq 0,5$ . Esse controle é possível pois a topologia 6LC possui uma característica similar à do conversor HY6L como ilustrado na figura 3.7.

O controle para a tensão de barramento do conversor A atinge um valor de regime permanente para  $\mu_{ab}$ , levando a um valor aproximadamente constante. Isso, em uma situação de regime permanente gera tensões de polo com pouca distorção e elimina os distúrbios que um controle baseado em banda de histerese causaria nas tensões de barramento. Adi-

cionalmente, o algoritmo de controle da tensão do capacitor flutuante não requer medições adicionais, como medições de corrente. Este requer apenas a medição da tensão de barramento do conversor A ( $v_{ca}$ ). Esta característica permitiria a redução de sensores se a mesma topologia fosse utilizada em aplicações que não requerem medição de corrente, como DVR ou inversor, por exemplo (de Almeida Carlos, dos Santos, Jacobina e Mello, 2016).

Apesar de o capacitor flutuante impor um limite ao índice de modulação de amplitude numa operação senoidal e balanceada, em situações nas quais há tensões na rede com harmônicos ou componente de sequência negativa, o conversor pode operar com índices de modulação mais altos. Por exemplo, considerando uma relação de tensões de barramento de 2:1, o índice de modulação máximo seria  $m_a = 0,72$ . Nesse cenário, se a tensão da rede tivesse, por exemplo 28 % de quinto harmônico somado à amplitude da fundamental, seria possível atingir um índice de modulação  $m_a = 1$ , atingindo uma tensão de maior amplitude sem que seja necessário aumentar as tensões de barramento.

Um cenário com tensões desbalanceadas seria também tolerado pelo conversor proposto. Situações nas quais há componente de sequência negativa nas tensões da rede, aumentando a tensão em uma fase e reduzindo a tensão nas outras fases não perturbariam o controle da tensão do capacitor flutuante, contanto que a tensão de referência não exceda a máxima tensão possível para a topologia.

Estas características são possíveis devido ao controle de corrente, que mantém as correntes senoidais e balanceadas. Desse modo, componentes de sequência negativa e harmônicos de tensão não produzem potência ativa média.

## 4.5 Avaliação da THD e Perdas nos Semicondutores

Para avaliar o desempenho do conversor nos cenários propostos, três parâmetros são apresentados nesta seção: THD, perdas nos semicondutores e frequência de chaveamento média. O conversor 6LC é comparado com o conversor convencional de três braços (TP2L). As perdas nos semicondutores foram obtidas por meio do módulo térmico do *software* PSIM. Para todas as simulações nesta seção foi considerado indutor de acoplamento  $l_g = 7 \text{ mH}$ , a carga é puramente resistiva e tem potência nominal de 3 kW. Os cenários analisados possuem perdas por chaveamento dominantes e as perdas por condução permanecem praticamente

constantes.

#### 4.5.1 Cenário 1: Senoidal e balanceado

Esta seção apresenta resultados considerando uma tensão na rede com valor eficaz de 220 V RMS. Para ambos conversores 6LC e TP2L são consideradas as máximas tensões alcançadas. Portanto, para a topologia 6LC é utilizado  $m_a = 0,72$  e para a convencional é considerado  $m_a = 1,0$ . Na Tabela 4.1, é apresentado o resultado de WTHD. Apesar de estar com índice de modulação mais baixo, a topologia 6LC apresenta WTHD mais baixo em comparação com a TP2L, pois a 6LC, apresenta mais níveis na sua tensão AC resultante. O WTHD foi calculado a partir da equação 4.11, onde:  $\gamma_1$  é a componente fundamental do sinal,  $\gamma_u$  é a componente harmônica de ordem  $u$  e  $Nu$  é o número de harmônicas considerado ( $Nu = 1000$ ).

$$WTHD(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{u=2}^{Nu} \frac{\gamma_u^2}{u}} \quad (4.11)$$

Na Tabela 4.2 são apresentadas as perdas nos semicondutores e o THD das correntes, onde  $F_\Delta$  é a frequência das portadoras triangulares,  $P_{swit}$  são as perdas por chaveamento,  $P_{cond}$  são as perdas por condução e  $P_{tot}$  são as perdas totais. Para uma mesma frequência de portadoras, as perdas no conversor 6LC são 0,03 % maiores do que no TP2L. No entanto, a THD das correntes no 6LC é menor. Para comparar os dois conversores com o mesmo THD de corrente, a frequência das portadoras do conversor 6LC foi reduzida para 3 kHz. Nesta situação, as perdas na topologia 6LC são 49 % menores do que na TP2L.

Apesar do conversor 6LC possuir mais braços, ele possui menores perdas, pois suas chaves estão sujeitas a menores tensões e menores frequências de chaveamento. Além disso, as chaves com maior tensão ( $q_{bj}$ ) possuem as menores frequências de chaveamento. Isso pode ser observado na Tabela 5.1, onde  $F_{qj}$ ,  $F_{qbj}$  e  $F_{qaj}$  são as frequências médias de chaveamento e os subíndices informam a chave considerada.

#### 4.5.2 Cenário 2: Não-senoidal

Neste cenário, a tensão da rede do cenário 1 foi acrescida de 28 % de quinto harmônico. Assim, ambos conversores 6LC e TP2L operam com  $m_a = 1$ . O valor eficaz da componente

Tabela 4.1: WTHD para cenário senoidal e balanceado. Frequência de portadoras  $F_{\Delta} = 10$  kHz, tensão  $V_g = 220$  V RMS e  $\mu_{ab} = 0,5 - 6LC$ .

Topologia	WTHD (%)
TP2L	0,46
6LC	0,13

Tabela 4.2: Perdas nos semicondutores para cenário senoidal e balanceado. Potência total  $P = 3$  kW, tensão  $V_g = 220$  V RMS e  $\mu_{ab} = 0,5 - 6LC$ .

Topologia	$F_{\Delta}$ (kHz)	$P_{swit}$ (W)	$P_{cond}$ (W)	$P_{tot}$ (W)	THD(%)
6LC	10	60,1	23,8	83,9	2,8
TP2L	10	68,9	12,4	81,3	9,3
6LC	3	17,1	23,6	41,2	9,3

Tabela 4.3: Frequência de chaveamento média para cenário senoidal e balanceado. Potência total  $P = 3$  kW, tensão  $V_g = 220$  V RMS e  $\mu_{ab} = 0,5 - 6LC$ .

Topologia	$F_{\Delta}$ (kHz)	$F_{qj}$ (kHz)	$F_{qbj}$ (kHz)	$F_{qaj}$ (kHz)
6LC	10	-	1,73	9,73
TP2L	10	7,06	-	-
6LC	3	-	2,9	0,54

fundamental das tensões da rede é de 220 V RMS. A Tabela 4.4 apresenta as perdas nesse cenário. Para portadoras triangulares com frequência de 10 kHz, o conversor 6LC possui 58 % menos perdas do que o TP2L. Para igualar as THDs das duas topologias, a frequência das portadoras do conversor 6LC foi reduzida para  $F_{\Delta} = 3$  kHz. Neste caso, as perdas no conversor 6LC foram 67 % menores do que no TP2L. Como pode ser visto na Tabela 4.5, a adição de quinto harmônico aumentou a frequência de chaveamento média para o conversor TP2L ao seu máximo (10 kHz) e reduziu a frequência de chaveamento para a topologia 6LC. O aumento nas perdas do conversor TP2L em comparação ao cenário 1 pode ser explicado pelo aumento na sua frequência média de chaveamento.

Tabela 4.4: Perdas nos semicondutores para cenário não-senoidal. Potência total  $P = 3$  kW, tensão  $V_g = 220$  V RMS e  $\mu_{ab} = 0,5 - 6LC$ .

Topologia	$F_{\Delta}$ (kHz)	$P_{swit}$ (W)	$P_{cond}$ (W)	$P_{tot}$ (W)	THD(%)
6LC	10	61,6	23,8	85,4	4,4
TP2L	10	191,7	11,9	203,6	10,0
6LC	6,6	42,5	24,4	66,9	10,0



Tabela 4.5: Frequência de chaveamento média para cenário não-senoidal. Potência total  $P = 3 \text{ kW}$ , tensão  $V_g = 220 \text{ V RMS}$ ,  $\mu_{ab} = 0,5$  e  $m_a = 1$  - 6LC.

Topologia	$F_{\Delta}(\text{kHz})$	$F_{qj}(\text{kHz})$	$F_{qb_j}(\text{kHz})$	$F_{q_{a_j}}(\text{kHz})$
6LC	10	-	1,44	9,73
TP2L	10	10	-	-
6LC	6,6	-	1,03	6,41

### 4.5.3 Cenário 3: Desbalanceado

Neste cenário, as tensões do cenário 1 foram acrescidas de 28 % de componente de sequência negativa, portanto, ambos conversores 6LC and TP2L operam com  $m_a = 1$  para pelo menos uma das fases. O valor eficaz da componente de sequência positiva das tensões da rede é de 220 V RMS. A Tabela 4.6 apresenta as perdas para este cenário. Para portadoras com frequência de 10 kHz, as perdas no conversor 6LC é 54 % menor do que no TP2L. Comparando os conversores com um mesmo THD das correntes, a frequência das portadoras na topologia 6LC é reduzida para  $F_{\Delta} = 6,6 \text{ kHz}$ . Nesse cenário, as perdas no conversor 6LC são 78 % menores do que no TP2L. A frequência de chaveamento nas diferentes fases não varia apesar do desbalanceamento nas tensões geradas. Como no cenário 2, o conversor TP2L possui frequência média de chaveamento no seu valor máximo (10 kHz), enquanto que a frequência de chaveamento não se altera no conversor 6LC [Tabela 4.7]. Isto explica o aumento nas perdas do conversor TP2L em comparação com o cenário 1.

Tabela 4.6: Perdas nos semicondutores para cenário desbalanceado. Potência total  $P = 3 \text{ kW}$ , tensão  $V_g = 220 \text{ V RMS}$ ,  $\mu_{ab} = 0,5$  e  $m_a = 1$  - 6LC.

Topologia	$F_{\Delta}(\text{kHz})$	$P_{swit}(\text{W})$	$P_{cond}(\text{W})$	$P_{tot}(\text{W})$	THD(%)
6LC	10	70,3	23,9	94,2	3,4
TP2L	10	191,8	12,0	203,8	11
6LC	3	21,1	23,7	44,8	11

Tabela 4.7: Frequência de chaveamento média para cenário desbalanceado. Potência total  $P = 3 \text{ kW}$ , tensão  $V_g = 220 \text{ V RMS}$ ,  $\mu_{ab} = 0,5$  e  $m_a = 1$  - 6LC.

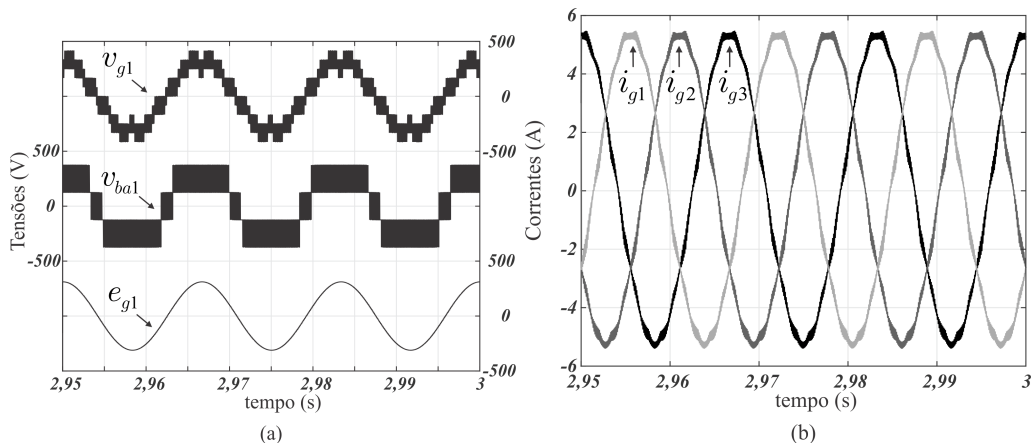
Topologia	$F_{\Delta}(\text{kHz})$	$F_{qj}(\text{kHz})$	$F_{qb_j}(\text{kHz})$	$F_{q_{a_j}}(\text{kHz})$
6LC	10	-	1,43	9,86
TP2L	10	10	-	-
6LC	3	-	0,43	2,91

## 4.6 Resultados de Simulação

Esta seção apresenta os resultados de simulação obtidos para a topologia 6LC. Alguns parâmetros são os mesmo para todas as simulações desta seção. São elas: componente fundamental (60 Hz) da tensão da rede de 220 V RMS, indutor de acoplamento  $l_g = 7 \text{ mH}$ , frequência das portadoras do PWM  $F_\Delta = 10 \text{ kHz}$  e capacitores de barramento de  $9,4 \mu\text{F}$ . Em todas as simulações a carga utilizada foi puramente resistiva.

Simulações de regime permanente são apresentadas na figura 4.5 considerando um cenário senoidal e balanceado. O conversor gera 4 níveis nas tensões  $v_{ba_j}$  e até 13 níveis nas tensões de fase  $v_{g_j}$ . Na figura 4.5(a) são apresentados apenas 11 níveis na tensão  $v_{g1}$  devido ao índice de modulação mais baixo ( $m_a = 0,72$ ).

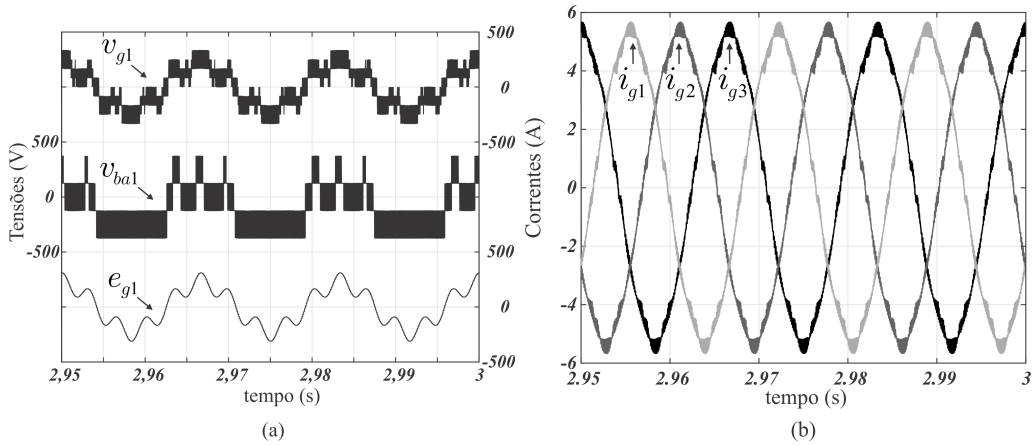
Figura 4.5: Resultados de simulação pra tensões na rede senoidais e balanceadas com carga resistiva de  $5 \text{ kW}$  e  $m_a = 0,72$ . (a) Tensão CA resultante do retificador ( $v_{g1}$ ), tensão de polo multinível resultante ( $v_{ba1}$ ) e tensão da rede ( $e_{g1}$ ). (b) Correntes da rede ( $i_{g_j}$ ) - 6LC.



Fonte: o próprio autor.

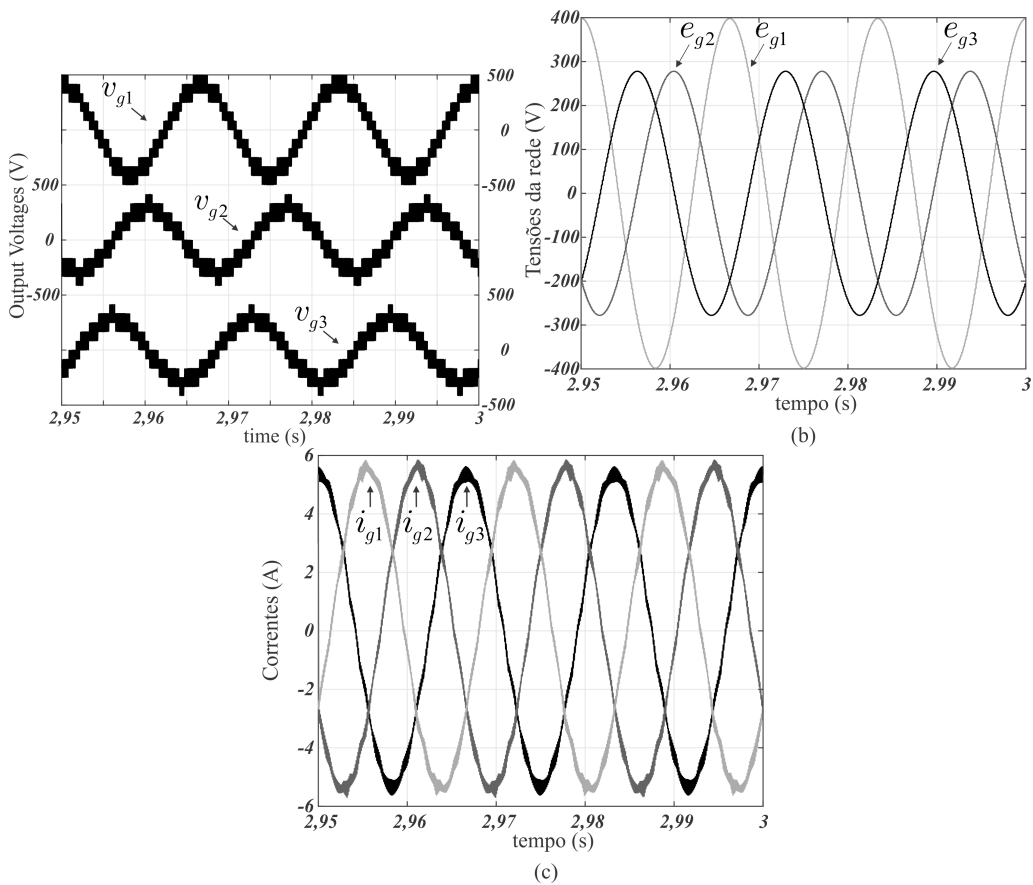
Nas figuras 4.6 e 4.7, resultados de simulação para operação não-senoidal e desbalanceada, respectivamente. A tensão da rede foi adicionada, para o primeiro cenário de 28 % de componente de quinto harmônico e para o segundo, 28 % de componente de sequência negativa. Nestes cenários desbalanceados e não-senoidais, o conversor foi capaz de gerar um a tensão cuja amplitude ( $m_a = 1,0$ ) foi maior do que o limite de geração de tensão num cenário balanceado e senoidal ( $m_a = 0,72$ ). É importante observar que apesar de as tensões da rede apresentarem desbalanceamentos ou harmônicos, o controle mantém as correntes aproximadamente balanceadas e senoidais [Figs. 4.5(b), 4.6(b) e 4.7(c)].

Figura 4.6: Resultados de simulação pra tensões na rede não-senoidais com carga resistiva de 5 kW e  $m_a = 1$ . (a) Tensão CA resultante do retificador ( $v_{g1}$ ), tensão de polo multinível resultante ( $v_{ba1}$ ) e tensão da rede ( $e_{g1}$ ). (b) Correntes da rede ( $i_{gj}$ ) - 6LC.



Fonte: o próprio autor.

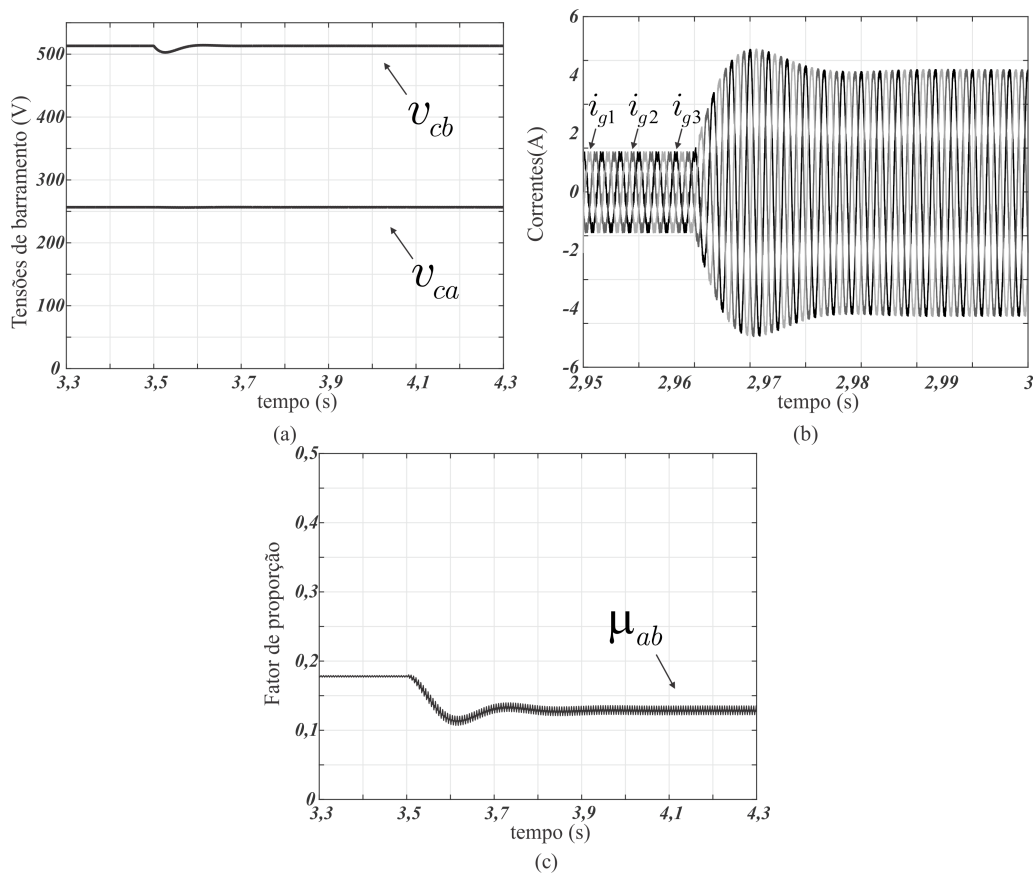
Figura 4.7: Resultados de simulação pra tensões na rede desbalanceadas com carga resistiva de 5 kW e  $m_a = 0,72$  (a) Tensões CA resultante do retificador ( $v_{gj}$ ). (b) Tensões na rede ( $e_{gj}$ ). (c) Correntes da rede ( $i_{gj}$ ) - 6LC.



Fonte: o próprio autor.

Um transitório de carga de 0,88 kW para 5,25 kW é apresentado na figura 4.8. É possível observar a ação dos dois laços de controle para manter as duas tensões de barramento rastreando seus respectivos valores de referência. [figura 4.8(a)]. É válido notar que após o transitório,  $\mu_{ab}$  se estabiliza num valor diferente do anterior [figura 4.8(c)], assim como a amplitude das correntes da rede [figura 4.8(b)], que aumenta para suprir a potência adicional demandada.

Figura 4.8: Resultados de simulação. Transitório de carga de 0,88 kW para 5,25 kW com  $m_a = 0,7$ . (a) Tensões de barramento dos conversores B e A ( $v_{cb}$  e  $v_{ca}$ ). (b) Correntes ( $i_{gj}$ ). (c) Fator de proporção ( $\mu_{ab}$ ) - 6LC.



Fonte: o próprio autor.

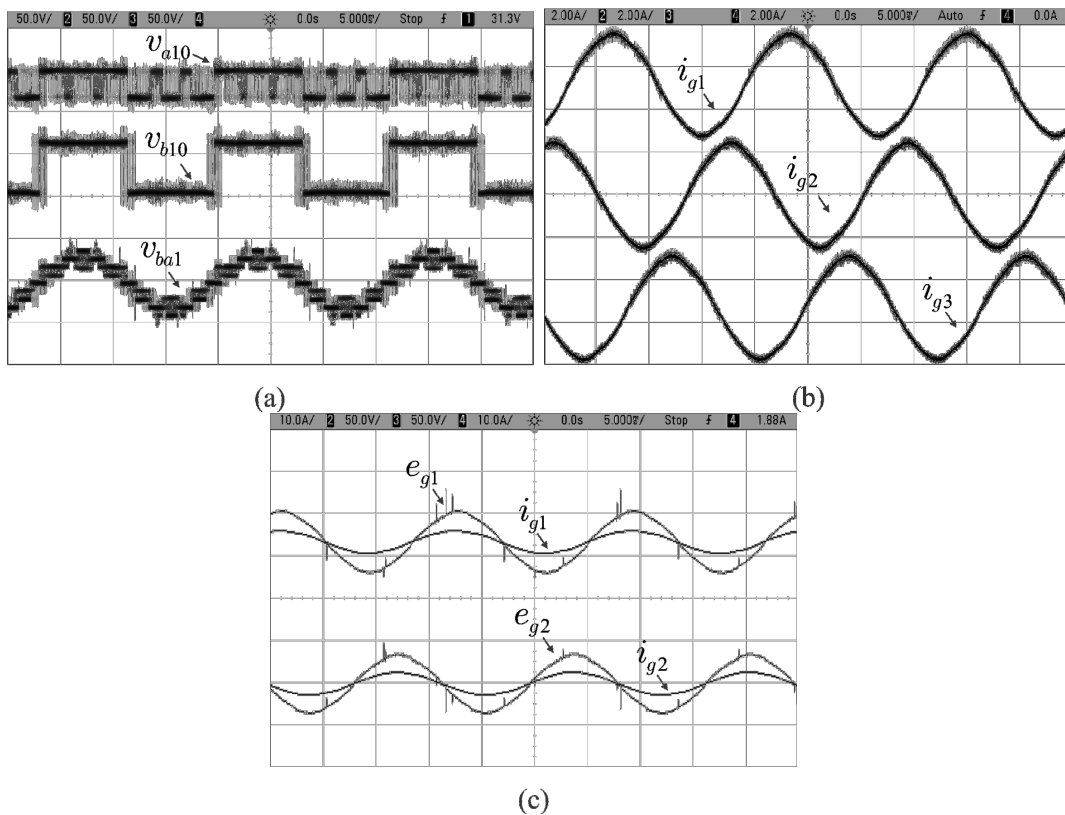
## 4.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando módulos SEMIKRON IGBT SKM50GB 123D e drivers SKHI23. O controle e o PWM foram implementados por um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335. Foram consideradas tensões nos barramentos  $v_{ca}^* = 30$

V e  $v_{cb}^* = 60$  V, índice de modulação  $m_a = 0,68$ , indutor de acoplamento  $l_g = 7$  mH, capacitores de barramento  $C_a = C_b = 2,2$  mF, frequência das portadoras triangulares  $F_\Delta = 10$  kHz e uma carga resistiva com potência de 120 W.

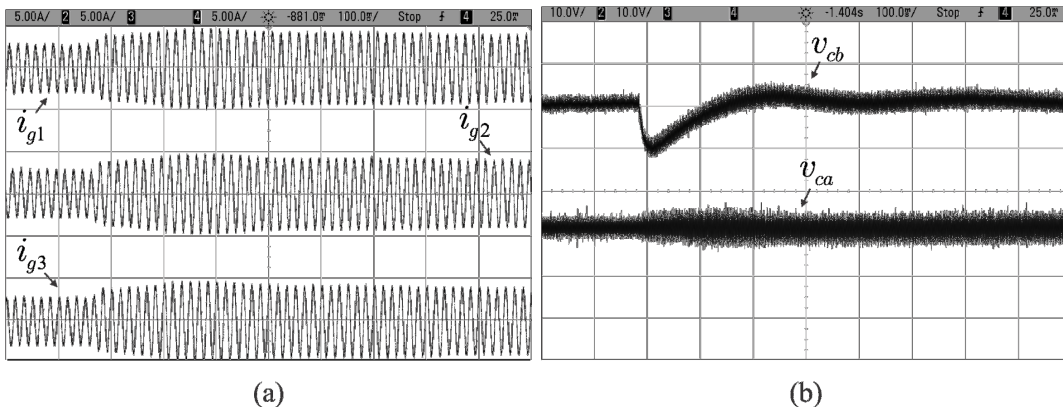
Nas figuras 4.9 e 4.10, as tensões da rede são senoidais e balanceadas. A baixa frequência média de chaveamento do conversor B pode ser observada na figura 4.9(a), onde mostra-se que tais chaves passam a maior parte do tempo grampeadas. Além disso, o alto fator de potência pode ser observado nas figuras 4.9(b) e 4.9(c), mostrando que as correntes e tensões da rede estão sincronizadas e que as correntes apresentam baixa distorção. Um transitório de carga de 120 W para 150 W é apresentado na figura 4.10. Nesta situação, a amplitude das correntes aumenta para fornecer a potência adicional demandada [figura 4.10(a)] e há um decréscimo de 16 % na tensão da carga que é corrigido dentro de 100 ms [figura 4.10(b)].

Figura 4.9: Resultados experimentais. Cenário de regime permanente senoidal e balanceado. (a) Tensões CA resultantes do retificador e tensões de polo ( $v_{gj}$ ,  $v_{bj0}$  e  $v_{aj0}$ ). (b) Correntes ( $i_{gj}$ ). (c) Tensões ( $e_{gj}$ ) e correntes ( $i_{gj}$ ) da rede - 6LC.



Fonte: o próprio autor.

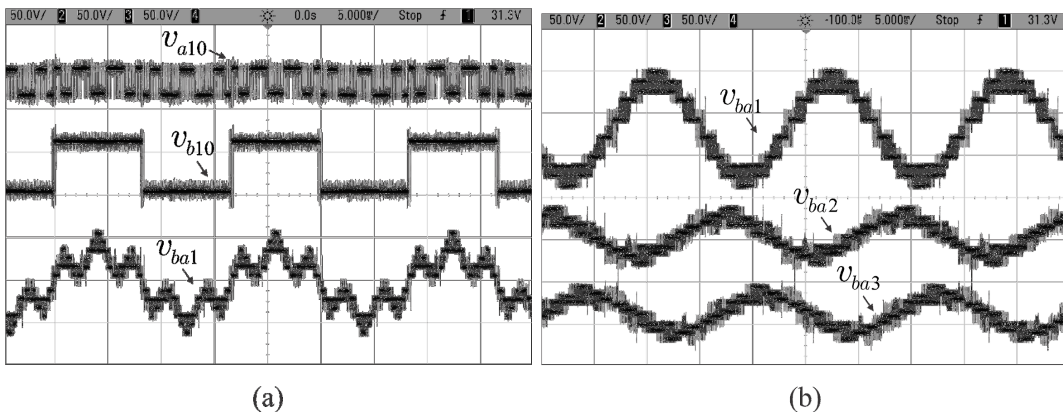
Figura 4.10: Resultados experimentais. Transitório de carga de 120 W para 150 W. (a) Correntes ( $i_{gj}$ ). (b) tensões de barramento ( $v_{ca}$  e  $v_{cb}$ ) - 6LC.



Fonte: o próprio autor.

Adicionalmente, cenários com harmônicos e componente de sequência negativa são apresentados na figura 4.11. O acréscimo de componente de quinto harmônico nas tensões da de referência do conversor não aumentam a frequência de chaveamento do conversor B [figura 4.11(a)]. Além disso, na figura 4.11(b), as tensões  $v_{gj}$  num cenário desbalanceado são apresentadas. Estes dois resultados em especial foram obtidos para validar os sinais de PWM. Foram obtidos com a topologia montada como inversor, com fontes alimentando ambos os barramentos.

Figura 4.11: Resultados experimentais. (a) Tensões num cenário não-senoidal ( $v_{g1}$ ,  $v_{b10}$  and  $v_{a10}$ ). (b) Tensões CA resultantes do retificador para um cenário desbalanceado ( $v_{gj}$ ) - 6LC.



Fonte: o próprio autor.

## 4.8 Conclusão

Neste capítulo foi estudado um conversor trifásico de 6 braços em *open-end*. O conversor trifásico é constituído por dois conversores trifásicos de três braços conectados em cascata em um arranjo em *open-end*.

Foi proposto um controle do capacitor flutuante utilizando um controlador PI e atuando no fator de proporção  $\mu_{ab}$ , de modo a não alterar os níveis do LSPWM, mantendo a otimização da WTHD das tensões. Esse controle além de ter a vantagem de atingir um valor de regime permanente para a variável  $\mu_{ab}$ , não depende de medição de corrente para ser realizado, o que faz da topologia e do controle em questão bons candidatos para uma operação como inversor em malha aberta de corrente.

O índice de modulação máximo do conversor para um cenário com tensões na rede balanceadas e senoidais é  $ma = 0,72$ . No entanto, foi mostrado que para cenários nos quais a tensão da rede contenha componentes harmônicas ou de sequência zero, a tensão de saída do conversor pode ser aumentada sem a necessidade de aumento da tensão de barramento, podendo-se atingir índice de modulação unitário. O fato de o conversor 6LC ser capaz de compensar componentes de sequência negativa advém do fato desse conversor possuir apenas um capacitor flutuante e este se encontrar em uma célula trifásica.

O conversor 6LC teve seu desempenho avaliado com relação à topologia convencional de três braços. Em todas as situações, as perdas foram menores no conversor 6LC com relação à convencional para um mesmo THD de corrente, e o THD foi 56 % menor no conversor 6LC para uma mesma frequência de portadoras triangulares. Essa melhoria de desempenho torna-se ainda mais evidente em cenários não senoidais ou desbalanceados. Nesses cenários há um aumento expressivo na frequência de chaveamento da topologia convencional, e além disso, as chaves do conversor proposto submetidas à maiores frequência de chaveamento possuem tensão 66,7 % menor do que as chaves da topologia convencional, enquanto que a chave de maior tensão tem sua frequência de chaveamento reduzida pela implementação do LSPWM.

# 5

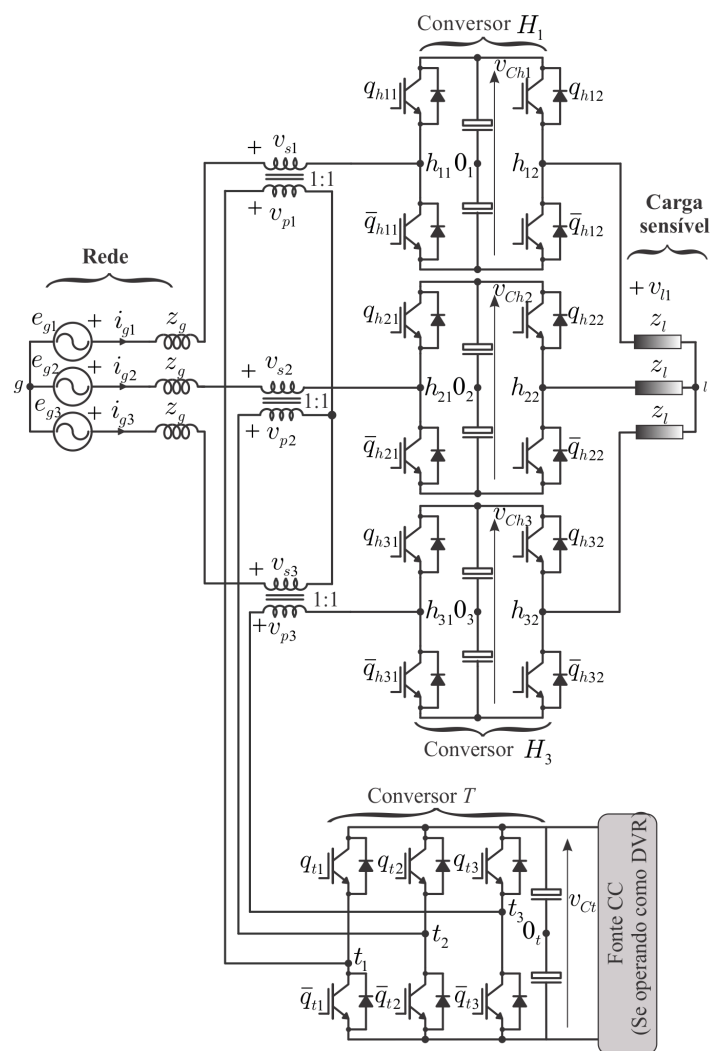
## COMPENSADOR SÉRIE DE 9 BRAÇOS

### 5.1 Introdução

Neste capítulo, é estudado o compensador série de nove braços (9L-SC) apresentado na figura 5.1. Tal compensador é composto por um conversor trifásico de três braços (denominado conversor T) conectado em série com uma ponte-H por fase (nomeada por  $H_1$ ,  $H_2$  e  $H_3$ ), levando a um conversor de nove braços (9L) ligado em série ao sistema de potência. A topologia 9L-SC é adequada para operar como um restaurador dinâmico de tensão (DVR) ou um filtro ativo série de potência. É válido notar que os conversores ponte-H operam com capacitores flutuantes em seus barramentos. Adicionalmente, dependendo do método de compensação, o barramento CC do conversor T pode operar com mínimo consumo de potência ativa de modo a não necessitar de nenhuma fonte externa de energia. De fato, essas características são apresentadas de acordo com outros parâmetros, como por exemplo fator de potência da carga e índice de modulação. Há limites de operação para o índice de modulação de amplitude do conversor para controlar de forma apropriada os capacitores flutuantes. No entanto, são propostas modificações nas portadoras do PWM e no padrão de chaveamento da tensão de saída de modo a permitir a operação em maiores índices de modulação para maiores valores do ângulo entre tensão e corrente no conversor. Essas modificações permitem realizar o controle dos capacitores flutuantes inclusive em cenários com tensões desbalanceadas.



Figura 5.1: Compensador série de nove braços proposto - 9L-SC.



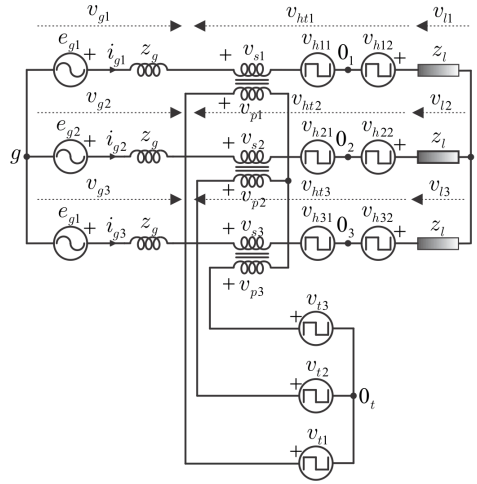
Fonte: o próprio autor.

Os conversores que compõem o compensador podem operar simetricamente (barramentos iguais) ou assimetricamente (barramentos diferentes). No segundo caso, (assimetricamente), a melhor opção em termos de distorção harmônica para nas tensões de saída é obtida considerando uma razão de tensões de barramento entre os conversores  $T$  e  $H$  de 3:1, que significa  $v_{Ct} = 3v_{Ch1} = 3v_{Ch2} = 3v_{Ch3}$ . Tal razão de tensões de barramento garante o número máximo de níveis igualmente espaçados entre si. Desse modo, a qualidade das formas de onda da saída é melhorada, o que permite reduzir o conteúdo harmônico nas tensões e correntes do conversor. A descrição do modelo do conversor, modulação por largura de pulso (PWM), estudos de regime permanente, e estratégias de controle são apresentadas. Simulações e resultados experimentais são apresentados para validação das análises.

## 5.2 Modelo do Conversor

A partir desse ponto,  $j = \{1, 2, 3\}$  denotando cada uma das três fases do sistema. Deve-se notar que cada braço do conversor tem suas tensões de polo dependendo dos estados das chaves. O circuito equivalente da configuração 9L-SC baseado nas tensões de polo é ilustrado na figura 5.2. Desse modo, assumindo relação de espiras dos transformadores 1:1, o que implica  $v_{p1} = v_{s1}$ ,  $v_{p2} = v_{s2}$  e  $v_{p3} = v_{s3}$  e considerando transformadores ideais, (5.1) e (5.2) podem ser derivadas da lei de Kirchhoff das malhas.

Figura 5.2: Circuito equivalente ideal da topologia proposta 9L-SC.



Fonte: o próprio autor.

$$v_{gj} = v_{htj} + v_{lj} - v_{gl} \quad (5.1)$$

$$v_{htj} = v_{hj1} - v_{hj2} + v_{tj} \quad (5.2)$$

onde  $v_{gj}$  são as tensões na rede,  $v_{htj}$  são as tensões de polo multiníveis resultantes.  $v_{lj}$  são as tensões na carga,  $v_{gl}$  é a tensão entre os pontos de neutro  $g$  e  $l$ . As tensões resultantes do conversor de nove braços  $v_{htj}$  são dadas por (5.3). Para uma rede trifásica equilibrada, isto é,  $v_{g1} + v_{g2} + v_{g3} = 0$  e  $v_{l1} + v_{l2} + v_{l3} = 0$ , pode-se deduzir que  $v_{gl}$  pode ser calculado por (5.3).

$$v_{gl} = \frac{\sum_{j=1}^3 v_{htj}}{3}. \quad (5.3)$$

### 5.3 Estratégia de PWM

Alguns passos nas descrições não são detalhados devido a conceitos conhecidos apresentados anteriormente em (da Silva, dos Santos e Jacobina, 2011) e (Felinto, Jacobina, Fabricio, Melo e Mello, 2017). Na estratégia de PWM considerada, as tensões de referência do conversor ( $v_{htj}^*$ ) são comparadas com portadoras triangulares deslocadas de modo a gerar os sinais de gatilho para as chaves de potência objetivando a sintetização das tensões médias do conversor. O controlador de tensão fornece as referências para o PWM do conversor. Baseado no circuito equivalente da figura 5.2 e no modelo do conversor, as tensões de referência do conversor são calculadas por (5.4), onde  $v_{gl}^*$  é a tensão de modo comum de referência e  $v_{scj}^*$  são as tensões de referência do compensador série geradas pelo controlador de tensão. Para respeitar os limites de geração de tensão do conversor, a tensão  $v_{gl}^*$  deve ser normalizada por (5.5), onde  $0 \leq \mu_{gl}^* \leq 1$ .

$$v_{htj}^* = v_{scj}^* + v_{gl}^* \quad (5.4)$$

$$v_{gl}^* = \mu_{gl}^* v_{gl \max}^* + (1 - \mu_{gl}^*) v_{gl \min}^* \quad (5.5)$$

$$v_{gl \max}^* = v_{Ch}^* + \frac{v_{Ct}^*}{2} - \max\{v_{sc1}^*, v_{sc2}^*, v_{sc3}^*\} \quad (5.6)$$

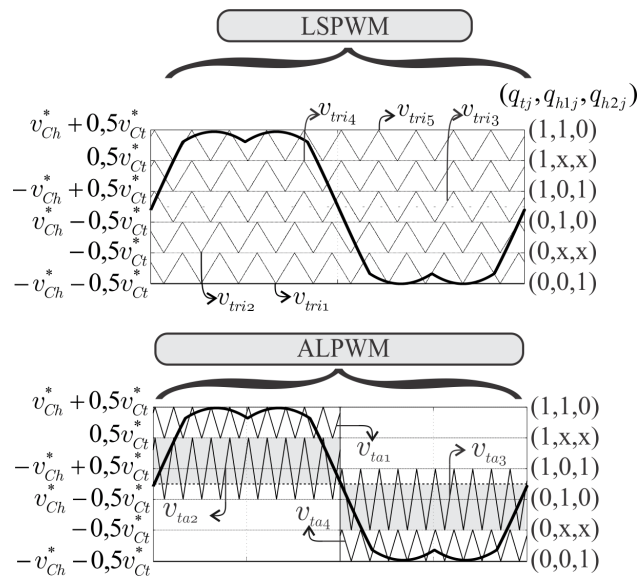
$$v_{gl \min}^* = -v_{Ch}^* - \frac{v_{Ct}^*}{2} - \min\{v_{sc1}^*, v_{sc2}^*, v_{sc3}^*\} \quad (5.7)$$

onde  $v_{Ct}^*$  é a tensão barramento de referência na célula de maior tensão (Conversor T) e  $v_{Ch}^*$  é a tensão de barramento de referência nas pontes-H.

Uma vez que  $v_{scj}^*$  é determinado pelos controladores de tensão, as tensões de referência do PWM ( $v_{htj}^*$ ) são calculadas por (5.4)-(5.7). Desse modo, as tensões  $v_{htj}^*$  são comparadas com portadoras deslocadas, como apresentado na figura 5.3. O conversor gera até seis níveis, ou seja, cinco intervalos de tensão. a otimização dos níveis apresentada no capítulo 2, aqui denominado de LSPWM consiste no chaveamento entre os dois níveis mais próximos à referência em todos os cinco intervalos, comparando a referência com cinco portadoras  $v_{\Delta 1} - v_{\Delta 5}$  (figura 5.3).

Um conjunto alternativo de portadoras (aqui denominado de ALPWM) que são usadas para controlar as tensões dos capacitores flutuantes é apresentado na figura 5.3. Essas portadoras são usadas para pular níveis no LSPWM, isto é, a tensão chaveada do conversor não necessariamente comuta entre os dois níveis mais próximos. Desse modo, as tensões

Figura 5.3: Implementação das portadoras do PWM. Otimização dos níveis (LSPWM) e portadoras alternativas para controle dos capacitores flutuantes (ALPWM) - 9L-SC.



Fonte: o próprio autor.

do conversor chaveiam entre os limites superior e inferior da portadora considerada. As portadoras  $v_{\Delta 1}$  e  $v_{\Delta 5}$  não são modificadas, no entanto,  $v_{t\Delta a1}$  é aplicada para  $0 < v_{htj}^* < 0,5v_{Ct}^*$  e  $v_{t\Delta a2}$  para  $-0,5v_{Ct}^* < v_{htj}^* < 0$ .

## 5.4 Técnicas de Compensação de Tensão

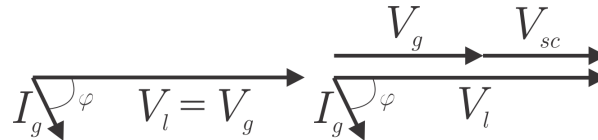
### 5.4.1 Compensação em Fase

Considerando que a topologia em série proposta opera como um DVR, é necessário aplicar uma técnica de compensação, de modo a manter as tensões na carga ( $v_{lj}$ ) nos seus valores de nominais. Diversas técnicas de compensação foram apresentadas na literatura considerando diferentes propósitos (Meyer, Doncker, Li e Blaabjerg, 2008; Sadigh e Smedley, 2012). Os objetivos mais comuns almejados pelas técnicas de compensação são: evitar saltos de fase nas tensões da carga, minimizar a amplitude da tensão aplicada pelo conversor e minimizar da potência ativa demandada na compensação.

A primeira técnica de compensação considerada é a compensação em fase, que consiste em gerar as tensões do conversor em fase com as tensões da rede. Esse método demanda mínima amplitude de tensão pelo conversor. No entanto, este método demanda o máximo

de potência ativa, o que reflete numa maior quantidade de energia armazenada para a compensação. Além disso, se o distúrbio for acompanhado de um salto de fase na tensão da rede, a tensão da carga sofrerá um salto de fase. Um diagrama de fasores considerando essa técnica é mostrado na figura 5.4.

Figura 5.4: Diagramas fasoriais do método de compensação em fase. Antes do afundamento (à esquerda) e durante o afundamento (à direita).

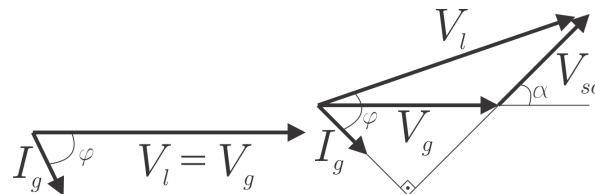


Fonte: o próprio autor.

### 5.4.2 Compensação com Energia Zero

A técnica apresentada nessa subseção objetiva compensar a tensão na carga quando o conversor não é alimentado por uma fonte externa, ou seja, todos os barramentos do conversor operam como capacitores flutuantes e a compensação ocorre com mínima demanda de potência ativa (Galeshi e Iman-Eini, 2016; Al-Hadidi, Gole e Jacobson, 2008). Isso é realizado fazendo com que as tensões do compensador série (Galeshi e Iman-Eini, 2016; Al-Hadidi, Gole e Jacobson, 2008) operem com um ângulo de  $90^\circ$  relativamente às correntes ( $i_{gj}$ ), como ilustrado na figura 5.5.

Figura 5.5: Diagramas fasoriais do método de compensação de energia zero. Antes do afundamento (à esquerda) e durante o afundamento (à direita).



Fonte: o próprio autor.

A figura 5.5 apresenta os diagramas de fasores do sistema antes da falta e durante um afundamento de tensão. Durante um afundamento de tensão, a potência ativa por fase fornecida pela rede ( $P_G$ ) e absorvida pela carga ( $P_L$ ) são as mesmas, considerando que o

compensador série apenas processa potência reativa. Desse modo

$$V_l I_g \cos(\phi) = V_g I_g \cos(90^\circ - \alpha). \quad (5.8)$$

Isolando o ângulo da tensão do compensador  $\alpha$  é possível obter uma primeira aproximação para a fase da tensão do conversor ( $\alpha_i$ ) por 5.9.

$$\alpha_i = \sin^{-1} \left( \frac{V_l \cos(\phi)}{V_g} \right) \quad (5.9)$$

Além disso, a potência reativa na rede ( $Q_G$ ), carga ( $Q_L$ ) e compensador ( $Q_{SC}$ ) deve satisfazer  $Q_L = Q_G + Q_{SC}$ , o que implica que

$$V_l I_g \sin(\phi) = V_g I_g \cos(\alpha) + V_{sc} I_g \quad (5.10)$$

Considerando que o valor de  $\alpha_i$  é determinado por (5.9), (5.11) calcula a amplitude da  $V_{sc}^*$  referência de tensão do compensador série.

$$V_{sc}^* = V_l \sin(\phi) - V_g \cos(\alpha_i) \quad (5.11)$$

Essa técnica de compensação é limitada pelo fator de potência da carga (Al-Hadidi, Gole e Jacobson, 2008). Por exemplo, a equação (5.9) apresenta solução real apenas para  $V_g \geq \cos(\phi)$ , ou seja, quanto menor o fator de potência da carga, maior é máxima amplitude passível de ser compensada com energia zero. No entanto, os padrões de qualidade de energia limitam o fator de potência mínimo de uma instalação elétrica em valores altos. Por exemplo, no Brasil, o fator de potência de uma instalação elétrica não deve ser inferior a 0,92. Uma forma de contornar essa limitação é instalar o DVR à jusante da unidade de correção de fator de potência, como ilustrado na figura 2.1 para proteger uma carga sensível com baixo fator de potência com mínima demanda de energia.

## 5.5 Estratégia de Controle

Nesta seção é descrito como as principais variáveis da configuração proposta são controladas, utilizando estratégias similares às apresentadas para outros tipos de topologias (de Almeida Carlos e Jacobina, 2017; Ribeiro e Barbi, 2006). O diagrama de blocos para a estratégia de controle está apresentada na figura 5.6. Para uma operação como DVR, dois métodos

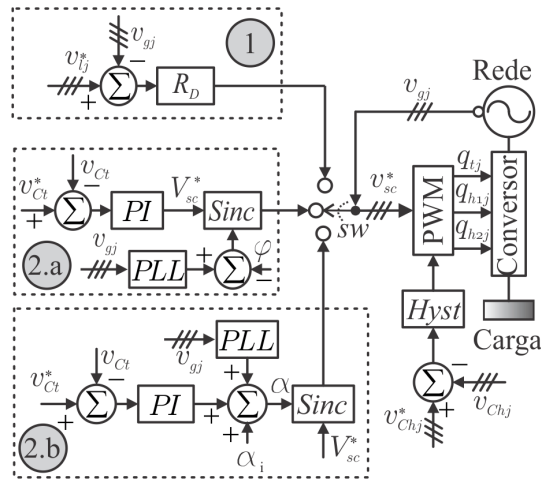
de compensação são considerados. No método de compensação em fase um controlador de tensão (bloco  $R_D$ ), com sinais de entrada  $v_{gj}$  e  $v_{lj}$ , gera as referências de tensão  $v_{glj}^*$ ). Um algoritmo de PLL é considerado para garantir a sincronização entre as tensões da rede ( $v_{gj}$ ) da carga ( $v_{lj}$ ) (Filho, Seixas, Cortizo, Torres e Souza, 2008). Adicionalmente, neste caso, a tensão de barramento  $v_{Ct}$  é garantida por uma fonte CC (baterias ou sistema retificado).

Por outro lado, considerando a técnica de compensação de energia zero, o algoritmo de controle possui duas partes: modo de espera e modo durante o afundamento de tensão. Um PLL captura a fase da tensão da rede (bloco PLL). Quando o DVR está em modo de espera, o conversor gera uma referência trifásica sincronizada com as correntes da rede fazendo a fase do conversor ser igual à fase da rede menos o ângulo do fator de potência da carga  $\alpha = -\phi$ . A amplitude dessas referências ( $V_{sc}^*$ ) é determinada por um controlador PI que avalia o erro da tensão de barramento do conversor T. Esse método permite controlar a tensão do barramento do conversor T gerando uma tensão com amplitude mínima, minimizando o distúrbio na tensão da carga provocado pelo controle no modo de espera. Quando o afundamento de tensão ocorre, uma primeira aproximação da fase da tensão do DVR ( $\alpha_i$ ) é calculada por (5.9) e a amplitude da tensão no conversor é calculada por (5.11). Então, um controlador PI avalia o erro de tensão de barramento do conversor T e determina a fase das tensões do DVR. O ângulo do fator de potência da carga  $\phi$  pode ser determinado por dois PLLs (um para determinar o ângulo de tensão na carga e um para determinar o ângulo de tensão na corrente da carga), ou ele pode ser fixado se o fator de potência da carga for previamente conhecido.

Finalmente, para operação como filtro ativo série, que significa compensação de harmônicos, uma estratégia de controle apropriada pode ser considerada como a apresentada em (Ribeiro e Barbi, 2006; de Almeida Carlos e Jacobina, 2017).

Os capacitores flutuantes das pontes-H são controlados independentemente por meio de um algoritmo de histerese. O algoritmo apresentado no capítulo 2 pode ser utilizado durante faltas trifásicas simétricas, especialmente se o fator de potência da carga for próximo ao unitário. O índice de modulação máximo atingido por esse algoritmo é  $MMI = 0,65$ . No entanto, essa estratégia de controle é incapaz de controlar as tensões de barramento das pontes-H quando o DVR estiver compensando uma falta assimétrica (faltas monofásicas, bifásicas, etc.).

Figura 5.6: Diagrama de blocos do controle da configuração proposta 9L-SC atuando como DVR. 1) Compensação em fase. 2) Compensação com energia zero 2.a) Operação em modo de espera 2.b) Operação durante um afundamento de tensão.



Fonte: o próprio autor.

Para contornar essa limitação, uma outra estratégia de controle é proposta, modificando a implementação do PWM. Dois conjuntos de portadoras são consideradas: O LSPWM com otimização dos níveis (LSPWM) e um conjunto alternativo de portadoras (ALPWM). Nesse caso, o algoritmo de controle também é baseado em uma banda de histerese. Se o capacitor flutuante em uma fase  $j$  precisa ser carregado, ou seja,  $v_{Ch}^* - v_{Chj} > \Delta v_C$ , é aplicado ALPWM para  $i_{gj} v_{htj}^* > 0$  e LSPWM para  $i_{gj} v_{htj}^* < 0$ . Se o capacitor flutuante precisa ser descarregado, ou seja,  $v_{Ch}^* - v_{Chj} < -\Delta v_C$ , é aplicado ALPWM para  $i_{gj} v_{htj}^* < 0$  e LSPWM para  $i_{gj} v_{htj}^* > 0$ . Nesses casos, é considerado  $\mu_{gl}^* = 0,5$ . Essa estratégia permite controlar as tensões dos capacitores flutuantes mesmo durante faltas assimétricas. Além disso, para ângulos entre tensão do conversor e correntes maiores, o conversor possui um aumento no índice de modulação máximo, como será mostrado a seguir.

## 5.6 Análise de Regime Permanente

### 5.6.1 Operação como Filtro Ativo com Cargas Não-lineares

Nessa subseção, o desempenho do controle dos capacitores flutuantes é analisado para uma operação como filtro ativo série (SAPF) em uma operação com uma carga não linear. A operação do conversor com capacitores flutuantes nos barramentos CC das pontes-H possui

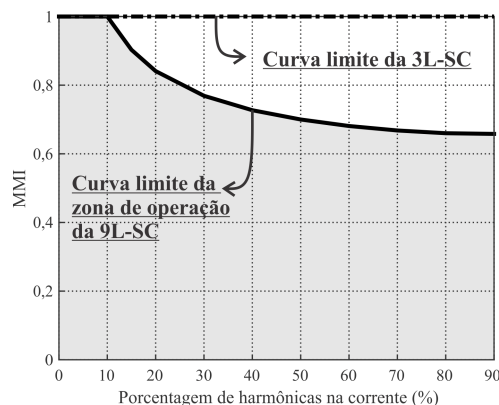


limitações com relação ao máximo índice de modulação atingido pelo conversor, portanto é importante verificar esses limites numa operação com cargas não lineares.

Um resultado de regime permanente é apresentado na figura 5.7. Ela apresenta como o índice de modulação máximo (MMI) da topologia muda em função da variação das harmônicas. Então, para essa análise a tensão do conversor é composta apenas por harmônicas da frequência fundamental da rede ( $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $13^\circ$  e  $17^{th}$  harmônicos). Então, a amplitude nas componentes harmônicas da corrente é variada de 0 a 90 %. O índice de modulação máximo obtido foi o mesmo para todas as ordens de harmônicas observada (vide figura 5.7). Observa-se que para maiores níveis de correntes harmônicas, o MMI é cada vez menor, não ficando abaixo de 0,65. A topologia convencional de três braços (3L-SC) não possui essa restrição de índice de modulação máximo. No entanto, a qualidade da forma de onda da tensão na topologia proposta é melhorada, uma vez que ela gera mais níveis de tensão.

Para a operação com cargas lineares não há limitação no índice de modulação quando o conversor gera apenas harmônicas. Com uma carga não-linear, surgem componentes harmônicas na corrente com a mesma ordem das harmônicas de tensão aplicadas pelo conversor para compensação. Isso impõe limitações para o índice de modulação do conversor, fazendo o MMI menor para cenários com maior porcentagem de harmônicas nas correntes.

Figura 5.7: Índice de modulação máximo atingido em função da magnitude de tensão nas correntes (%). Resultados considerados para o conversor gerando apenas conteúdo harmônico - 9L-SC.

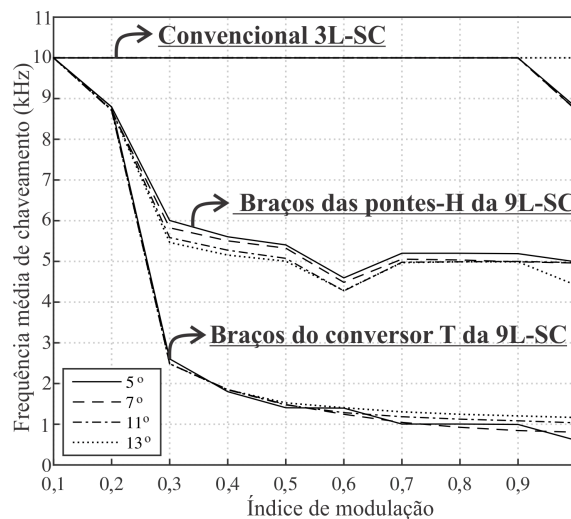


Fonte: o próprio autor.

### 5.6.2 Análise da Frequência Média de Chaveamento para o Filtro Ativo

Considerando o mesmo nível de tensão para a topologia proposta e a convencional, (ou seja, compensador trifásico de três braços (Bangarraju, Rajagopal e Jayalaxmi, 2014a)), é interessante verificar como a frequência média de chaveamento varia em função da variação na amplitude das harmônicas na tensão da rede. Pode-se observar que a configuração proposta apresenta uma menor frequência média de chaveamento em todos os casos se comparado com a frequência média de chaveamento da configuração convencional (figura 5.8), mesmo operando com mesma frequência das portadoras ( $f_{sw} = 10\text{kHz}$ ).

Figura 5.8: Frequência média de chaveamento em função do índice de modulação (%) para 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos e  $f_{sw} = 10\text{kHz}$ . braço  $t_1$  do 3L-SC, braço  $t_1$  do conversor  $T$  e braços das pontes-H da topologia 9L-SC.



Fonte: o próprio autor.

A Tabela 5.1 apresenta a frequência das portadoras e a frequência média do PWM, considerando um THD nas tensões da carga de 5 % para ambos 9L-SC e 3L-SC. A Tabela 5.2 apresenta os parâmetros considerados para tais simulações. A tensão na rede foi considerada com 20 % de 5° e 15 % e 7° harmônicos. Observa-se que para um mesmo THD, a topologia proposta opera com frequência das portadoras ( $f_{sw}$ ) 21 % menor do que no 3L-SC. Além disso, a frequência média de chaveamento na configuração proposta são 55 % e 77 % menores, considerando o conversor T e as pontes-H respectivamente.

Esses resultados permitem perceber que a topologia proposta pode reduzir a frequên-

Tabela 5.1: Frequências médias e das portadoras para THD na tensão da carga de 5 % - 9L-SC.

Topologia	$f_{sw}$ (kHz)	$F_{q_j}$ (kHz)	$F_{q_{tj}}$ (kHz)	$F_{q_{Hj}}$ (kHz)
9L-SC	5,26	-	1,53	3,02
3L-SC	6,67	6,67	-	-

Tabela 5.2: Parâmetros para resultados de simulação - 9L-SC.

Parâmetro	Valor	Descrição
$v_{Chj}$	30 V	tensão de barramento das pontes-H
$v_{Ct}$	90 V	Tensão de barramento do conversor T
$v_C$	98 V	tensão de barramento da convencional 3L-SC
$V_g$	110 V	Valor eficaz da tensão da rede
$P_l$	700 W	potência ativa
$pf$	0,6	fator de potência da carga
$f_o$	60 Hz	frequência fundamental da rede
$C_{dc}$	9,4 mF	capacitores dos barramentos
$l_g$	7 mH	indutores em série
$V_{sag}$	35 %	Amplitude do afundamento de tensão (Operação como DVR)
$V_{har}$	35 %	Amplitude das harmônicas de tensão (Operação como SAPF)

cia das portadoras para desenvolver a mesma THD da convencional, e nessa situação, a frequência média das chaves é bastante reduzida.

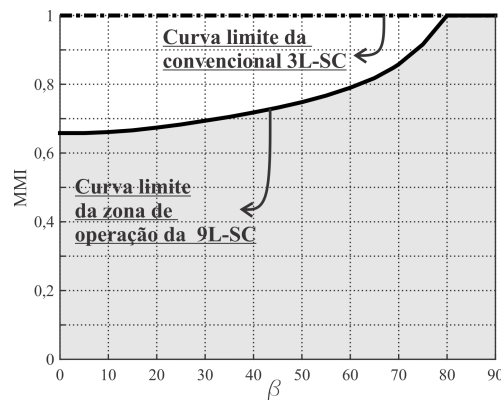
### 5.6.3 Desempenho do Algoritmo de Controle vs ângulo do Conversor ( $\beta$ )

Considerando a operação como DVR, o algoritmo de controle apresentado no capítulo 3 não é afetado pelos diferentes valores de fator de potência ( $pf$ ) ou ângulo do conversor devido a ele apenas atuar diretamente no fator de proporção trifásico. No entanto, se a estratégia de PWM muda, (ou seja, não escolhendo sempre os níveis mais próximos da referência como mostrado na figura 5.3), o conversor pode operar com maior índice de modulação para maiores ângulos entre a tensão do conversor e as correntes da rede.

A figura 5.9 apresenta o máximo índice de modulação (MMI) em função do ângulo entre as tensões do conversor e as correntes ( $\beta$ ), para a topologia estudada utilizando a modificação no PWM e a convencional. Para a topologia proposta 9L-SC pode-se observar que quanto maior o ângulo  $\beta$ , maior o MMI. Para  $\beta \geq 81^\circ$ , pode-se obter índice de modulação unitário. Isso pode ser usado em operações que requerem tensão adicional para compensação, como

nas técnicas de compensação que protegem a carga de saltos de fase ou na compensação com energia zero. O controle proposto é vantajoso para operação com o método de compensação de energia zero, por que nesse caso,  $\beta = 90^\circ$ . Desse modo, a estratégia apresentada pode controlar os capacitores flutuantes das pontes-H com índice de modulação unitário. Além disso, o controle apresentado neste capítulo é capaz de manter as tensões dos capacitores flutuantes durante faltas simétricas e assimétricas.

Figura 5.9: Máximo índice de modulação (MMI) em função do ângulo do conversor com relação à corrente - 9L-SC.



Fonte: o próprio autor.

As modificações no PWM eliminam o benefício de gerar menor distorção harmônica nas tensões de saída do conversor, uma vez que o conversor passa a chavear entre níveis de tensão mais distantes. Para a topologia convencional 3L-SC, não há restrição de MMI, mas deve notar-se que a qualidade das tensões ainda é pior do que o da topologia proposta, uma vez que esta gera mais níveis, mesmo com a modificação no PWM.

## 5.7 Comparações das Topologias

A configuração 9L-SC possui dezoito IGBTs, quatro barramentos CC e três transformadores de isolamento. Apesar de possuir mais componentes do que a topologia convencional 3L-SC, suas chaves operam com tensão de barramento reduzida se comparada com a convencional. Nas seções anteriores foi mostrado que o conversor pode operar com diferentes valores de MMI, e isso é uma limitação a ser considerada no projeto do compensador. Portanto, as tensões de barramento, que determinam as tensões reversas nas chaves dos conversores estão listadas na Tabela 5.3 para as topologias convencional e proposta. Dois cenários são

Tabela 5.3: Tensão reversa e corrente nas chaves das topologias 9L-SC proposta e 3L-SC convencional - 9L-SC.

MMI = 1,0 e $v_{Ct} = 3v_{CHj}$			
Grandeza	$v_C$ (3L-SC)	$v_{Ct}$	$v_{CHj}$
Amplitude	1,0 pu	0,6 pu	0,2 pu
MMI = 0,65 e $v_{Ct} = 3v_{CHj}$			
Grandeza	$v_C$ (3L-SC)	$v_{Ct}$	$v_{CHj}$
Amplitude	1,0 pu	0,92 pu	0,31 pu

apresentados: um cenário com MMI = 0,65 e outro com MMI = 1 (operação de DVR com compensação de energia zero, ou filtro ativo). Pode-se observar que a topologia 9L-SC é ajustada para atingir a mesma amplitude de tensão chaveada da 3L-SC convencional com chaves de menor tensão. Se a relação de espiras do transformador for considerada diferente de 1:1, o conversor pode alterar as tensões dos barramentos mantendo a otimização de níveis, podendo então utilizar-se diferentes tipos de chaves para obter o mesmo perfil de tensão.

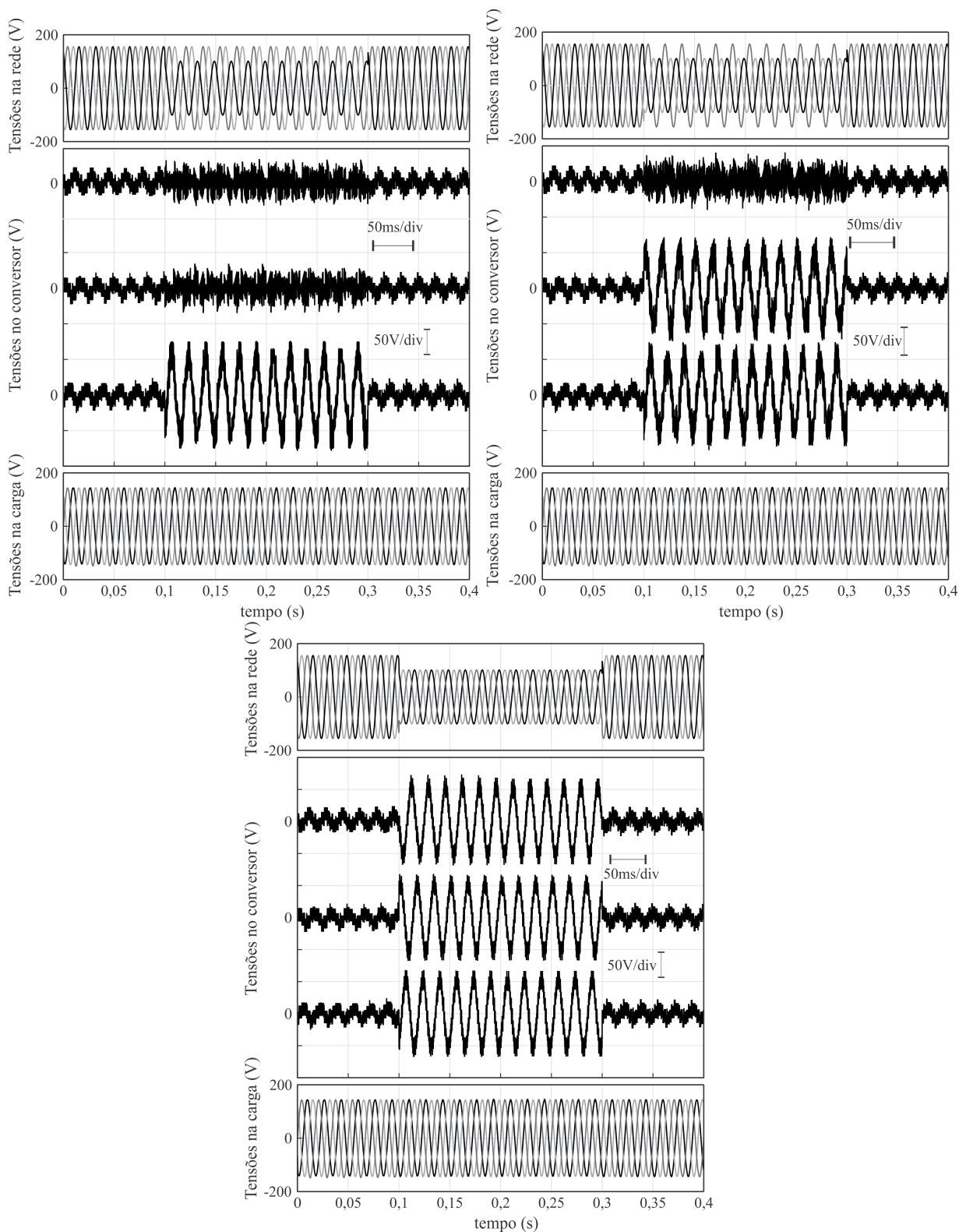
## 5.8 Resultados de Simulação

Nessa seção, resultados de simulação utilizando os softwares MATLAB e PSIM são apresentados com propósitos de validação. Tabela 5.2 resume os parâmetros considerados. Nesse caso, duas possíveis aplicações foram consideradas, um restaurador dinâmico de tensão (DVR) compensando afundamentos e um filtro ativo série compensando harmônicas na tensão da rede.

### 5.8.1 Operação como DVR

A figura 5.10 apresenta o desempenho dinâmico do sistema no qual o 9L-SC opera como um DVR com uma carga linear e aplicando compensação em fase. Nesses conjuntos de curvas, a tensão na rede é mostrada no topo, as tensões do conversor são mostradas ao meio e as tensões na carga são apresentadas abaixo. As tensões do conversor apresentadas não estão filtradas. Além disso, esses resultados confirmam que o controle proposto para os capacitores flutuantes opera tanto para faltas simétricas quanto para faltas assimétricas.

Figura 5.10: Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como DVR sob afundamentos de tensão com carga linear e técnica de compensação em fase. Falta monofásica, bifásica e trifásica.



Fonte: o próprio autor.

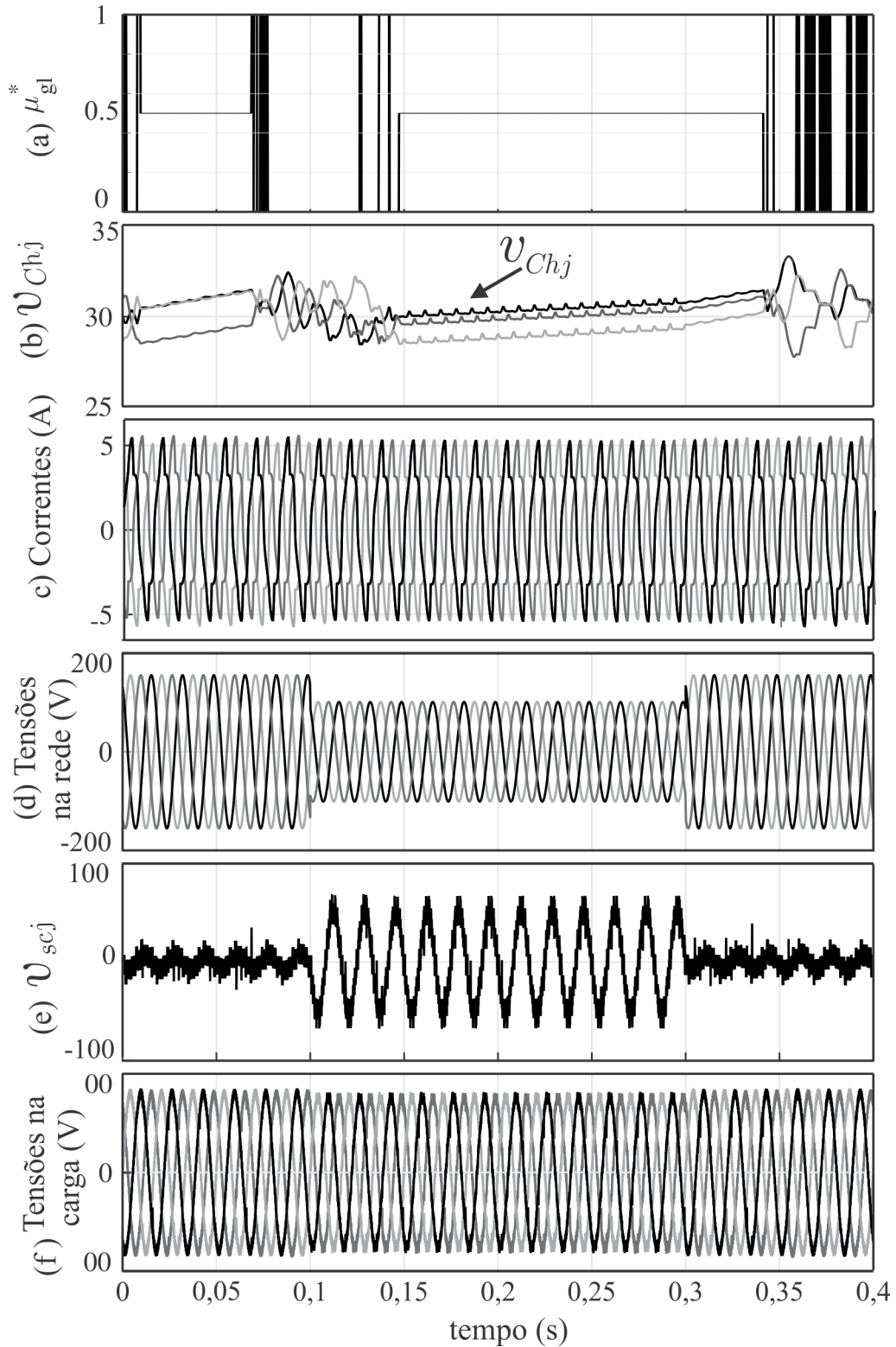
Os resultados nos quais a 9L-SC opera com um DVR, durante uma falta trifásica simétrica com uma carga não-linear estão apresentados na figura 5.11. Nesse caso, o controle dos capacitores flutuantes apresentado no capítulo 3 foi aplicado, no entanto o método de controle apresentado na seção 5.5 funcionaria igualmente, uma vez que ambos os controles agem satisfatoriamente, não sendo afetados pela não linearidade das correntes na operação como DVR. Pode-se observar que as tensões dos capacitores flutuantes se mantêm controladas satisfatoriamente dentro dos seus limites.

A técnica de compensação de energia zero também foi testada. A figura 5.12 apresenta 9L-SC compensando um afundamento de tensão trifásico balanceado. Note-se que nesse caso, a tensão de barramento do conversor T não necessita de fonte de tensão devido à aplicação da técnica de compensação de energia zero. Assim, quando o afundamento de tensão ocorre, o controle do barramento CC do conversor T age satisfatoriamente, de modo que as tensões na carga são mantidas dentro dos seus valores de referência. O controle em modo de espera também foi observado e fixou as tensões dos barramentos CC dentro dos seus valores de referência. Nesse caso, o conversor opera com 0,99 de índice de modulação, demonstrando que a compensação de energia zero com o controle proposto para a tensão dos barramentos das pontes-H torna possível operar com o conversor na sua total capacidade de geração de tensão, o que fornece uma boa qualidade na tensões sintetizadas.

### 5.8.2 Operação como Filtro Ativo

A topologia 9L-SC operando como um filtro ativo série também foi simulada. figura 5.13 mostra as tensões do sistema. As tensões da rede são observadas acima, as tensões do compensador são vistas ao meio enquanto que as tensões na carga são mostradas abaixo. Deve-se notar que as harmônicas de tensão da rede são corretamente compensadas pelo 9L-SC.

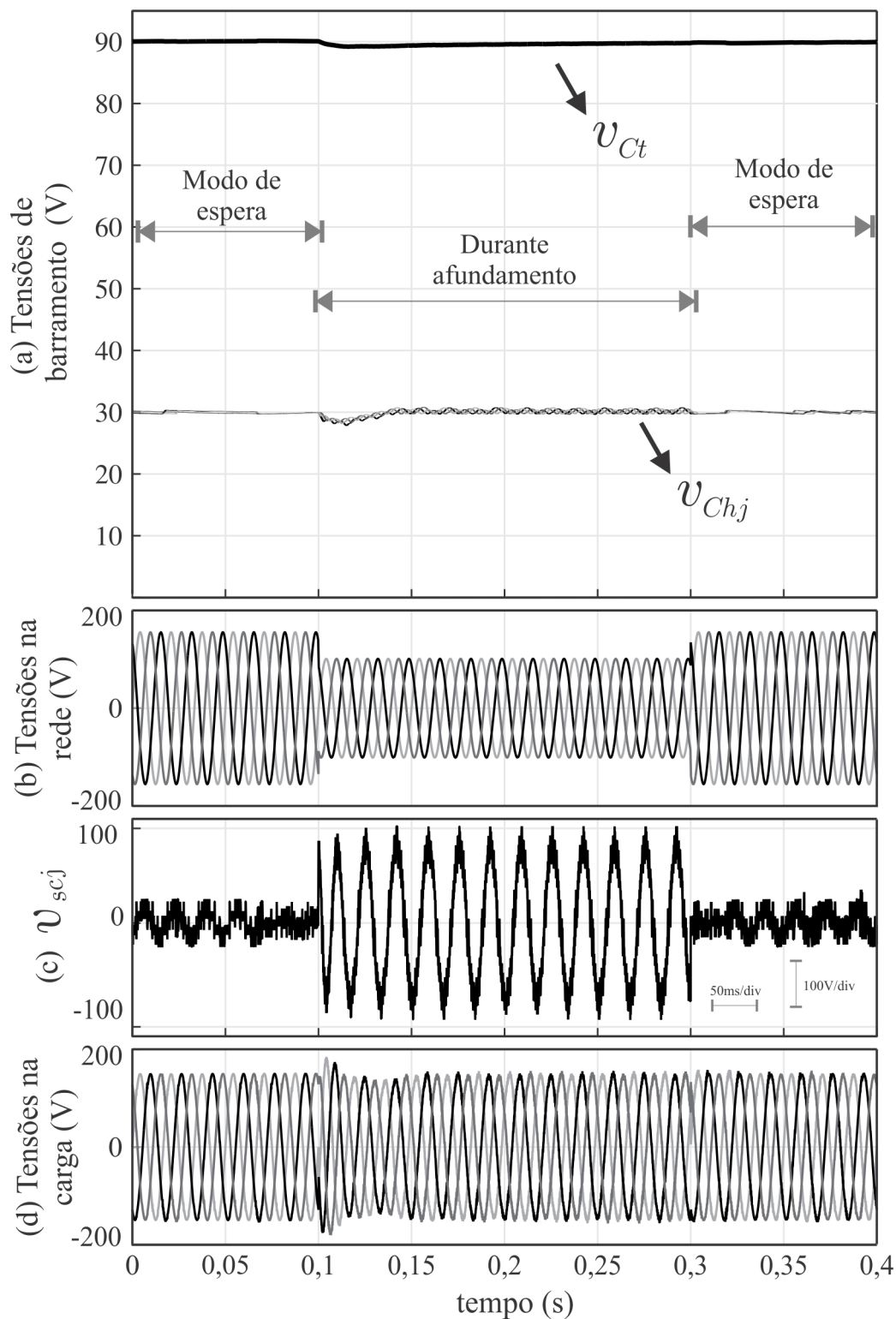
Figura 5.11: Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como DVR sob um afundamento de tensão trifásico simétrico com carga não linear. (a) fator de proporção  $\mu_{gl}^*$ . (b) Tensões de barramento das pontes-H  $v_{Chj}$ . (c) Correntes na rede  $i_{gj}$ . (d) tensões na rede  $e_{gj}$ . (e) tensões no conversor  $v_{scj}$ . (f) Tensões na carga  $v_{lj}$ .



Fonte: o próprio autor.

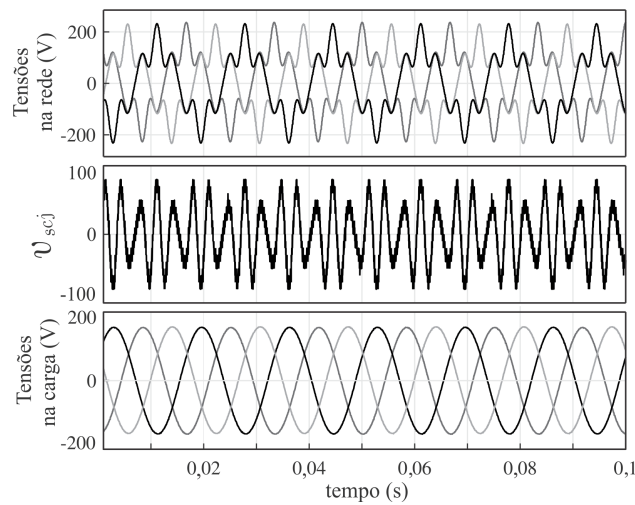


Figura 5.12: Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como DVR sob um afundamento de tensão trifásico. Técnica de compensação de energia zero. (a) Tensões de barramento do conversor. (b) tensões na rede. (c) Tensões no conversor. (d) Tensões na carga.



Fonte: o próprio autor.

Figura 5.13: Resultados de simulação. Configuração 9L-SC atuando como um filtro ativo série. Tensões na rede (topo). Tensões no DVR (meio). Tensões na carga (abaixo).



Fonte: o próprio autor.

## 5.9 Resultados Experimentais

Nesta seção, resultados experimentais são apresentados para fins de validação. Os testes experimentais da configuração 9L-SC foram realizados na bancada experimental descrita nas seções 3.8 e 4.7. Os parâmetros experimentais estão resumidos na Tabela 5.4.

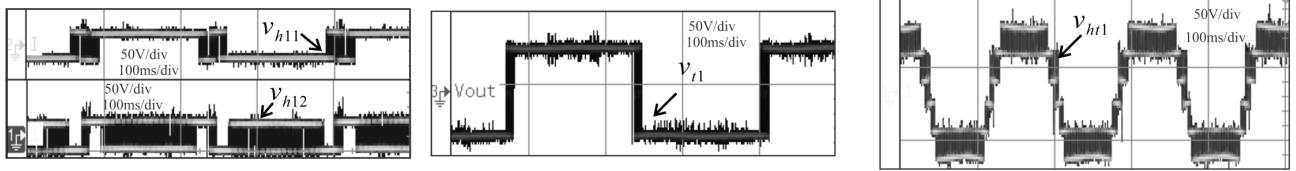
Tabela 5.4: Parâmetros para resultados experimentais - 9L-SC.

Parâmetro	Valor	Descrição
$v_{Chj}$	30 V	tensões no barramento CC das pontes-H
$v_C$	90 V	tensões no barramento CC do conversor T
$V_g$	50 V	Tensão eficaz da rede
$P_l$	100 W	potência ativa da carga
$pf$	1,0	fator de potência da carga
$f_o$	60 Hz	frequência fundamental da rede
$f_s$	10 kHz	frequências as portadoras do PWM
$C_{dc}$	2,2 mF	capacitores dos barramentos
$C_F$	30 $\mu F$	capacitores de filtro

A implementação do PWM foi verificada experimentalmente. Resultados de regime permanente são mostrados na figura 5.14. Pode observar-se que o conversor  $T$  opera com menor frequência de chaveamento e maior tensão de barramento. Tal característica ocorre devido à estratégia de PWM e fornece um bom desempenho do ponto de vista de perdas

nos semicondutores (Leon, Portillo, Vazquez, Padilla, Franquelo e Carrasco, 2008).

Figura 5.14: Resultados experimentais para 9L-SC. Implementação do PWM. Sinais do PWM para uma fase.

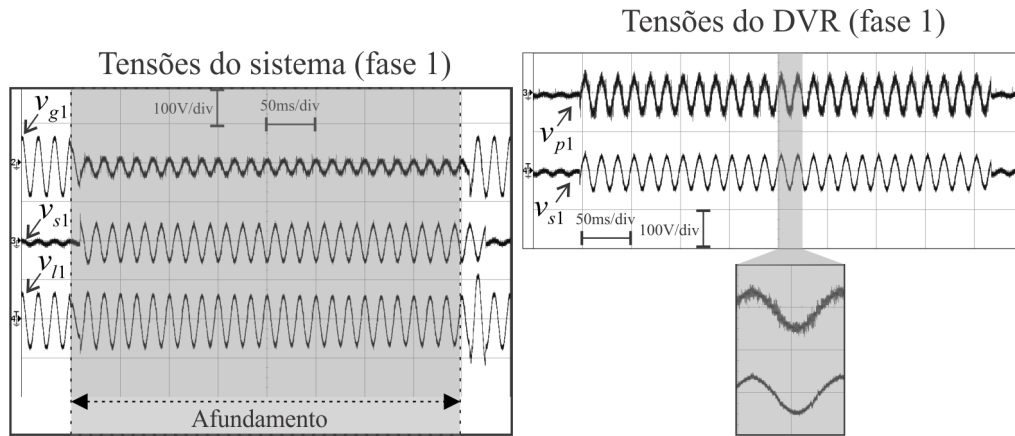


Fonte: o próprio autor.

A topologia 9L-SC operou experimentalmente como um DVR, compensando um afundamento trifásico com 400 ms de duração. O resultado está mostrado nas figuras 5.15 e 5.16. Na figura 5.15 o DVR leva algumas unidades de ms para restaurar as tensões na carga. Um melhor desempenho seria obtido com um algoritmo de detecção de falta mais preciso. Capacitores de filtro foram considerados em paralelo com os enrolamentos secundários dos transformadores para atenuar o chaveamento em altas frequências nas tensões do DVR antes e após o distúrbio. Como observado em outros trabalhos (Nielsen, Newman, Nielsen e Blaabjerg, 2004; Shuai, Yao, Shen, Tu, Jiang e Cheng, 2015; Galeshi e Iman-Eini, 2016), essa opção melhora o desempenho do DVR. Deve-se notar que a carga sensível tem sua tensão corretamente compensada no seu valor de referência. A figura 5.15 mostra as tensões no DVR (i.e.,  $v_{p1}$  e  $v_{s1}$ ) para a fase 1. os resultados para as outras fases são similares. De fato, não há picos nem saturações observadas nas formas de onda. Como mostrado na figura 5.16 tensão  $v_{Ct}$  foi garantida por uma fonte de tensão isolada e as tensões de barramento das pontes-H foram reguladas considerando um algoritmo de histerese descrito anteriormente. Os capacitores são controlados quando o controle por histerese começa a atuar, além de manter a tensão controlada durante o afundamento de tensão.

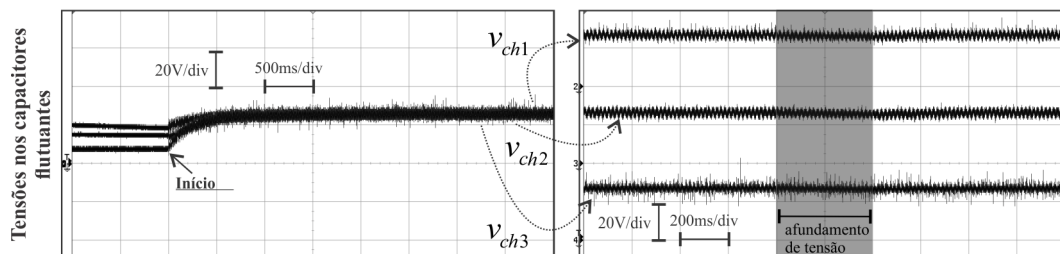
A figura 5.17 apresenta resultados para faltas monofásicas, bifásicas e trifásicas com 200 ms de duração. As tensões nas três fases para fonte, DVR e carga são apresentadas. Em todos os três casos, as tensões da carga são compensadas satisfatoriamente em valores nominais.

Figura 5.15: Resultados experimentais para a topologia 9L-SC atuado como um DVR. Desempenho dinâmico sob afundamento trifásico com 400 ms de duração. Resultados para fase 1. (esquerda) Tensões do sistema: tensão na rede  $v_{g1}$  (no topo), tensão no DVR  $v_{s1}$  (no meio), e tensão na carga  $v_{l1}$  (abaixo). (direita) Tensões do DVR: tensão no primário  $v_{p1}$  e tensão no secundário  $v_{s1}$  (abaixo).



Fonte: o próprio autor.

Figura 5.16: Resultados experimentais para 9L-SC atuando como DVR. Tensões no capacitores flutuantes. Durante a inicialização dos capacitores(esquerda) e durante um afundamento de tensão (à direita).



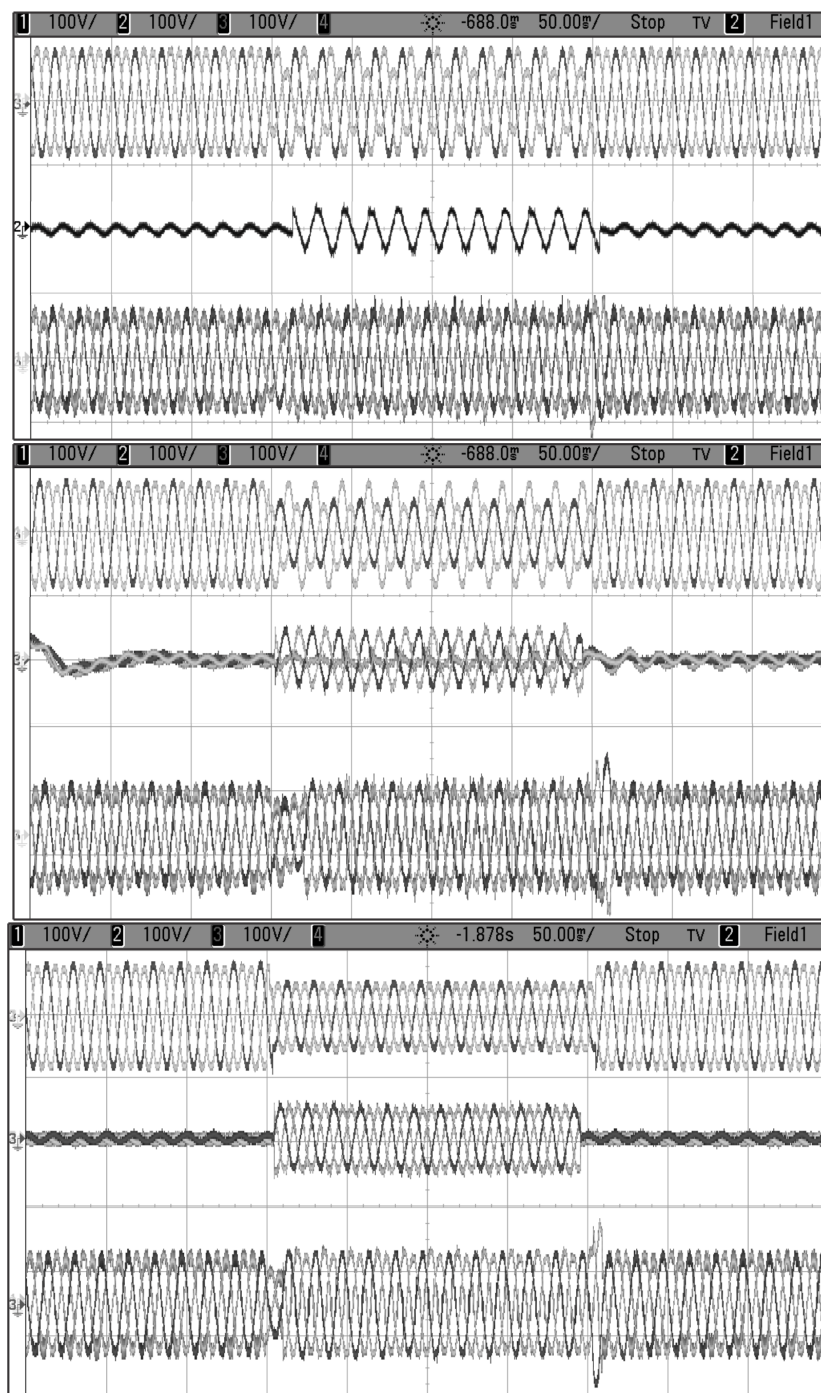
Fonte: o próprio autor.

## 5.10 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um compensador série para compensar distúrbios na tensão da rede. O compensador foi testado operando com DVR e filtro ativo série. A configuração é baseada no conversor de nove braços 9L-SC com três capacitores flutuantes associado a um conversor trifásico de três braços. Estratégias foram apresentadas para controlar todos os barramentos, assim como modulação por largura de pulso .

A estratégia de controle dos capacitores flutuantes apresentada nesse capítulo se destaca

Figura 5.17: Resultados experimentais para 9L-SC atuando como DVR. Desempenho dinâmico durante fundamento de tensão com 200 ms de duração. Tensão na rede  $e_{gj}$  (no topo), tensão no DVR  $v_{sj}$  (ao meio), e tensão na carga  $v_{lj}$  (abaixo). De cima para baixo: Faltas monofásica, bifásica e trifásica.



Fonte: o próprio autor.

com relação às outras apresentadas nesse mesmo trabalho, pois ela permite o controle da tensão nos capacitores flutuantes em situações de compensação de tensões durante faltas

assimétricas, o que os outros algoritmos apresentados não são capazes de realizar. Essa característica é essencial pra viabilizar a operação do conversor como DVR. No entanto essa técnica aumenta a distorção harmônica nas tensões da saída o que inviabiliza sua utilização para cenários senoidais simétricos e com alto fator de potência.

Foi estudada uma técnica de compensação que permite garantir as tensões da carga sem necessidade de grande quantidade de energia armazenada, aqui denominada compensação com energia zero. Com essa técnica de compensação aliada à estratégia de controle apresentada, é possível aumentar o índice de modulação do conversor até a unidade.

Além disso, a topologia proposta foi comparada com uma topologia convencional 3L-SC, sendo ela um compensador série de três braços, cuja tensão é injetada na rede por meio de transformadores de injeção. A topologia proposta apresentou menor frequência de chaveamento para uma mesma frequência de portadoras, e menor frequência de portadoras para um mesmo valor de THD em relação à 3L-SC. Além disso, a topologia convencional apresenta chaves de maior tensão se comparada com a proposta.

# 6

## Conclusão

Neste trabalho foram estudadas duas topologias de retificadores trifásicos e uma topologia de compensador série. Todas elas são baseadas em conversores multiníveis em cascata e possuem capacitores flutuantes. Foram apresentadas estratégias de controle e PWM, bem como resultados de simulação e experimentais para validação dos resultados. Os retificadores foram analisados em diferentes cenários de tensões da rede, sendo eles senoidal, não-senoidal e desbalanceado. O compensador série teve seu funcionamento observado para operação como filtro ativo e DVR e nesse segundo caso, duas técnicas de compensação de tensão foram consideradas. Algoritmos de controle foram propostos para regular os capacitores flutuantes em cada caso.

No capítulo 3, foi apresentado um retificador trifásico baseado em um conversor de nove braços, denominado HY6L. Foi proposto um algoritmo para controlar os capacitores flutuantes manipulando a tensão de modo comum, de modo a não ser necessário alterar a otimização de níveis do LSPWM, o que corrobora para um menor conteúdo harmônico nas tensões do conversor e correntes na rede. Foi mostrado ainda que em cenários nos quais a tensão da rede possui distorções harmônicas consideráveis, o conversor pode atingir níveis mais altos de índice de modulação, já que em um cenário senoidal o índice de modulação máximo é  $ma = 0,65$ . Além disso, o conversor apresentou melhor desempenho em perdas e THD nas correntes para todos os cenários de tensão na rede apresentados. No entanto, o controle dos capacitores flutuantes apresentado nessa seção tem outras limitações. Isto é, em cenários com tensões na rede desbalanceadas, contendo componentes de sequência negativa

e sequência zero, o algoritmo não é eficaz.

No capítulo 4, foi apresentado um retificador trifásico baseado em um conversor de seis braços, denominado 6LC. Para o conversor 6LC foi proposto um controle do capacitor flutuante utilizando um controlador PI e atuando no fator de proporção  $\mu_{ab}$ , de modo a não alterar os níveis do LSPWM, mantendo a otimização do WTHD das tensões. O controle e a topologia apresentados nesse capítulo tem algumas vantagens com relação aos apresentados na seção anterior pois, além de poder aumentar o índice de modulação máximo quando há harmônicas presentes na tensão da rede, esse conversor também é capaz de manter o controle do capacitor flutuante quando está presente na tensão da rede uma componente de sequência negativa, inclusive operando com índice de modulação mais elevado do que o limite  $m_a = 0,72$  em pelo menos uma fase. Contudo para a topologia 6LC, a presença de tensões de sequência negativa também afeta o controle do capacitor flutuante, inviabilizando o seu controle. Além disso, o conversor estudado apresentou um melhor desempenho em termos de THD e perdas nos semicondutores do que a topologia convencional TP2L para todos os casos, especialmente nos cenários desbalanceado e não-senoidal.

No capítulo 5, foi apresentado um compensador série baseado em um conversor de nove braços, denominado 9L-SC. Para esse conversor foi proposto um algoritmo de controle modificando o padrão de níveis do LSPWM. Apesar de aumentar a distorção nas tensões, esse algoritmo permite controlar a tensão nos três capacitores flutuantes mesmo em faltas monofásicas e bifásicas. Além disso, esse algoritmo aumenta o índice de modulação máximo do conversor para ângulos entre corrente e tensão no conversor mais próximos de  $90^\circ$ . Essa característica aliada à técnica de compensação de energia zero considerada, permite que o compensador opere como DVR e compense afundamentos aproveitando toda a capacidade de geração do conversor e sem a necessidade de armazenamento de energia. Além disso, o conversor atuando como filtro ativo apresentou menor distorção harmônica do que a topologia convencional de três braços.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Pode-se considerar para atividades futuras envolvendo o presente trabalho:



- Realizar resultados experimentais completos, considerando casos não-senoidais e desbalanceados da topologia 6LC;
- Realizar resultados experimentais para a técnica de compensação de energia zero para o conversor 9L-SC;
- Analisar as topologias estudadas considerando outras figuras de mérito ou aprofundando as análises;
- Analisar diferentes topologias extendendo para elas os conceitos de controle de capacitores flutuantes apresentados nesse trabalho;
- Propor melhoramentos nas estratégias de controle dos capacitores flutuantes apresentadas ou propor outras técnicas, partindo de diferentes implementações do PWM;
- Estudos e análises detalhadas da tensão de modo comum.

# Referências Bibliográficas

- Akagi, H. (2011) Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc), *IEEE Transactions on Power Electronics*, **26**(11):3119–3130.
- Al-Hadidi, H. K.; Gole, A. M. e Jacobson, D. A. (2008) Minimum power operation of cascade inverter-based dynamic voltage restorer, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **23**(2):889–898.
- Alexa, D.; Sirbu, A. e Lazar, A. (2006) Three-phase rectifier with near sinusoidal input currents and capacitors connected on the ac side, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **53**(5):1612 – 1620.
- de Almeida Carlos, G. A. e Jacobina, C. B. (2017) Series compensator based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(2):1271–1279.
- de Almeida Carlos, G. A.; dos Santos, E. C.; Jacobina, C. B. e Mello, J. P. R. A. (2016) Dynamic voltage restorer based on three-phase inverters cascaded through an open-end winding transformer, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(1):188–199.
- Alves, R. e Barbi, I. (2006) A new hybrid high power factor three-phase unidirectional rectifier, In: *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 1046 – 1051.
- Bangarraju, J.; Rajagopal, V. e Jayalaxmi, A. (2014a) Implementation of three -leg vsc based dvr using irpt control algorithm, In: *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6.
- Bangarraju, J.; Rajagopal, V. e Jayalaxmi, A. (2014b) Neural network control for three-leg vsc based dvr in distribution system, In: *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1–6.

- Carrara, G.; Gardella, S.; Marchesoni, M.; Salutari, R. e Sciutto, G. (1992) A new multilevel pwm method: a theoretical analysis, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **7**(3):497–505.
- Chowdhury, S.; Wheeler, P. W.; Patel, C. e Gerada, C. (2016) A multilevel converter with a floating bridge for open-end winding motor drive applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(9):5366–5375.
- Du, Z.; Ozpineci, B. e Tolbert, L. M. (2007) Modulation extension control of hybrid cascaded h-bridge multilevel converters with 7 level fundamental frequency switching scheme, In: *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, IEEE.
- Ebrahimi, J. e Karshenas, H. R. (2017) A new reduced-component hybrid flying capacitor multicell converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **64**(2):912–921.
- Elphick, S.; Ciufu, P.; Drury, G.; Perera, S.; Smith, V. e Gosbell, V. (2016) Large scale pro-active power quality monitoring: An example from australia, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **PP**(99):1–1.
- Ewanchuk, J.; Salmon, J. e Chapelsky, C. (2013) A method for supply voltage boosting in an open-ended induction machine using a dual inverter system with a floating capacitor bridge, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(3):1348–1357.
- Fabricio, E. L. L.; Junior, S. C. S.; Jacobina, C. B. e de Rossiter Correa, M. B. (2018) Analysis of main topologies of shunt active power filters applied to four-wire systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**(3):2100–2112.
- Felinto, A.; Jacobina, C. B.; Fabricio, E. L. L.; Melo, V. F. M. B. e Mello, J. P. R. A. (2017) Investigation of power rectifier under non-sinusoidal input based on hybrid multilevel converter, In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2779–2786.
- Felinto, A. S.; da Silva, I. R. F. M. P.; Jacobina, C. B.; Mello, J. P. R. A.; de Freitas, I. S. e de M. L. Marinus, N. S. (2016) Stand-alone photovoltaic asymmetrical cascade converter, In: *IEEE Energy Conversion Conference and Expo (ECCE-2016)*, IEEE, IEEE.
- Felinto, A. S.; Jacobina, C. B.; Mello, J. P. R. A.; Carlos, G. A. A. e da Silva, I. (2018) Power rectifier based on open-end converter with floating capacitor under non-sinusoidal and

- unbalanced input, In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3542–3549.
- Filho, R. M. S.; Seixas, P. F.; Cortizo, P. C.; Torres, L. A. B. e Souza, A. F. (2008) Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(8):2923–2932.
- Galeshi, S. e Iman-Eini, H. (2016) Dynamic voltage restorer employing multilevel cascaded h-bridge inverter, *IET Power Electronics*, **9**(11):2196–2204.
- Hartmann, M. e Fehring, R. (2012) Active three-phase rectifier system using a flying converter cell, In: *Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012 IEEE International*, pp. 82 – 89.
- Jacobina, C. B.; Correa, M. R.; Oliveira, T. M.; Lima, A. e da Silva, E. (2001) Current control of unbalanced electrical systems, *Power Electronics, IEEE Transactions*, **48**(3):517–525.
- Jacobina, C. B.; Melo, V. F. M. B.; Rocha, N. e da Silva, E. R. C. (2014) Six-phase machine conversion system with three- and single-phase series converter, *Power Electronics, IEEE Transactions*, **50**(6):3846–3846.
- Kalaiselvi, J. e Srinivas, S. (2015) Bearing Currents and Shaft Voltage Reduction in Dual-Inverter-Fed Open-End Winding Induction Motor With Reduced CMV PWM Methods, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **62**(1):144–152.
- Karasani, R. R.; Borghate, V. B.; Meshram, P. M.; Suryawanshi, H. M. e Sabyasachi, S. (2017) A three-phase hybrid cascaded modular multilevel inverter for renewable energy environment, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(2):1070–1087.
- Khadkikar, V. (2012) Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**(5):2284–2297.
- Kolar, J. e Friedli, T. (2003) A three-phase diode rectifier with low current harmonics, In: *Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 642 – 647.
- Kolar, J. e Friedli, T. (2011) The essence of three-phase pfc rectifier systems, In: *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, pp. 1 – 27.
- Koval, D. O. e Hughes, M. B. (1997) Canadian national power quality survey: frequency

- of industrial and commercial voltage sags, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **33**(3):622–627.
- Krishna, R. A. e Suresh, L. P. (2016) A brief review on multi level inverter topologies, In: *2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (IC-CPCT)*, pp. 1–6.
- Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (1996) Multilevel converters-a new breed of power converters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **32**(3):509–517.
- Lee, Y. e Ha, J. I. (2015) Hybrid modulation of dual inverter for open-end permanent magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**(6):3286–3299.
- Leng, S.; Haque, A. R. N. M. R.; Perera, N.; Knight, A. M. e Salmon, J. (2016) Smart grid connection of an induction motor using a three-phase floating h-bridge system as a series compensator, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(10):7053–7064.
- Leon, J. I.; Portillo, R.; Vazquez, S.; Padilla, J. J.; Franquelo, L. G. e Carrasco, J. M. (2008) Simple unified approach to develop a time-domain modulation strategy for single-phase multilevel converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(9):3239–3248.
- Liu, H.; Tolbert, L. M.; Khomfoi, S.; Ozpineci, B. e Du, Z. (2008) Hybrid cascaded multilevel inverter with pwm control method, In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 162–166, IEEE.
- Lu, S. e Corzine, K. A. (2007) Advanced control and analysis of cascaded multilevel converters based on p-q compensation, *Power Electronics, IEEE Transactions*, **22**(4):1242–1252.
- Maciel, A. M.; Jacobina, C. B.; Melo, V. B.; dos Santos, E. C. e Fabricio, E. L. L. (2013) Three-phase shunt active power filter based on the interconnection of single-phase and three-phase converters, In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1239–1244, IEEE, IEEE.
- Maia, A. C. N.; Jacobina, C. B.; de Freitas, N. B. e da Silva, I. R. F. M. P. (2017) Open-end multilevel six-phase machine drive system with five three-leg converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(3):2271–2281.
- Malinowski, M.; Gopakumar, K.; Rodriguez, J. e Perez, M. A. (2010) A survey on cascaded multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(7):2197–2206.

- Mello, J. P. R. A.; Jacobina, C. B. e Correa, M. B. R. (2016) Three-phase unidirectional rectifiers with open-end source and cascaded floating capacitor hbridges, In: *IEEE Energy Conversion Conference and Expo (ECCE-2016)*, IEEE.
- Mello, J. P. R. A.; Jacobina, C. B. e da Silva, I. R. F. M. P. (2017) Multilevel reduced controlled switches ac/dc power conversion cells, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(3):2233–2244.
- Meyer, C.; Doncker, R. W. D.; Li, Y. W. e Blaabjerg, F. (2008) Optimized control strategy for a medium-voltage dvr - theoretical investigations and experimental results, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(6):2746–2754.
- Milanovi, J. V.; Meyer, J.; Ball, R. F.; Howe, W.; Preece, R.; Bollen, M. H. J.; Elphick, S. e Mukalevski, N. (2014) International industry practice on power-quality monitoring, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **29**(2):934–941.
- Nabae, A.; Takahashi, I. e Akagi, H. (1981) A new neutral-point-clamped pwm inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-17**(5):518–523.
- Nielsen, J. G.; Newman, M.; Nielsen, H. e Blaabjerg, F. (2004) Control and testing of a dynamic voltage restorer (dvr) at medium voltage level, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**(3):806–813.
- Peng, F. Z.; Qian, W. e Cao, D. (2010) Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications, In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 492–501.
- Pereda, J. e Dixon, J. (2013) Cascaded multilevel converters: Optimal asymmetries and floating capacitor control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**:4784–4793.
- R, K. R.; Gopakumar, K.; Boby, M.; Malinowski, M. e Jasinski, M. (2017) A twenty-four sided voltage space vector based im drive with low-order harmonic elimination for the full speed range, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **64**:8437 – 8445.
- Rajeevan, P. P.; Sivakumar, K.; Gopakumar, K.; Patel, C. e Abu-Rub, H. (2013) A nine-level inverter topology for medium-voltage induction motor drive with open-end stator winding, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**(9):3627–3636.
- Ribeiro, E. R. e Barbi, I. (2006) Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **21**(5):1394–1402.

- Rodriguez, J.; Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (2002) Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(4):724–738.
- Rotella, M.; Penailillo, G.; Pereda, J. e Dixon, J. (2009) Pwm method to eliminate power sources in a nonredundant 27-level inverter for machine drive applications, *Power Electronics, IEEE Transactions*, **56**(1):194–201.
- Sadigh, A. K. e Smedley, K. M. (2012) Review of voltage compensation methods in dynamic voltage restorer (dvr), In: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–8.
- Shuai, Z.; Yao, P.; Shen, Z. J.; Tu, C.; Jiang, F. e Cheng, Y. (2015) Design considerations of a fault current limiting dynamic voltage restorer (fcl-dvr), *IEEE Transactions on Smart Grid*, **6**(1):14–25.
- da Silva, E. R. C.; dos Santos, E. C. e Jacobina, B. (2011) Pulsewidth modulation strategies, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, **5**(2):37–45.
- Singh, B.; Singh, B. N.; Chandra, A.; Al-Haddad, K.; Pandey, A. e Kothari, D. P. (2003) A review of single-phase improved power quality ac-dc converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **50**(5):962–981.
- Singh, B.; Singh, B. N.; Chandra, A.; Al-Haddad, K.; Pandey, A. e Kothari, D. P. (2004) A review of three-phase improved power quality ac-dc converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **51**(3):641–660.
- Sivakumar, K.; Das, A.; Ramchand, R.; Patel, C. e Gopakumar, K. (2010) A hybrid multilevel inverter topology for an open-end winding induction-motor drive using two-level inverters in series with a capacitor-fed h-bridge cell, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(11):3707–3714.
- Vazquez, S.; Leon, J.; Franquelo, L.; Padilla, J. e Carrasco, J. (2009) Dc-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converter fed with a single dc source, *Power Electronics, IEEE Transactions*, **56**(7):2513–2521.
- Wang, Y.; Panda, D.; Lipo, T. e Pan, D. (2013) Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(5):2427 – 2436.

---

Weng, H.; Chen, K.; Zhang, J.; Datta, R.; Huang, X.; Garces, L. J.; Wagoner, R.; Ritter, A. M. e Rotondo, P. (2007) A four-level converter with optimized switching patterns for high-speed electric drives, In: *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1585–1691, IEEE.