

Amanda Pereira Monteiro

**Estudo de Balanceamento de Capacitor  
Flutuante e Regeneração de Potência para  
Inversores Multiníveis Monofásicos  
Baseados em Ponte-H em Cascata**

Campina Grande, Brasil

Fevereiro de 2019

**Amanda Pereira Monteiro**

**Estudo de Balanceamento de Capacitor Flutuante e  
Regeneração de Potência para Inversores Multiníveis  
Monofásicos Baseados em Ponte-H em Cascata**

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

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

Departamento de Engenharia Elétrica

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE

Orientadores: Cursino Brandão Jacobina

Rafael Rocha Matias

Campina Grande, Brasil

Fevereiro de 2019

M775e Monteiro, Amanda Pereira.

Estudo de balanceamento de capacitor flutuante e regeneração de potência para inversores multiníveis monofásicos baseados em ponte-H em cascata / Amanda Pereira Monteiro. – Campina Grande, 2019.

82 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Rafael Rocha Matias".

Referências.

1. *Level Shifted* PWM-LSPWM. 2. Ponte-H em cascata. 3. Inversor multinível. 4. Regeneração de potência. 5. Capacitor flutuante. 6. Regulação de tensão. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Matias, Rafael Rocha. III. Título.

CDU 621.314.5(043)

**"ESTUDO DE BALANCEAMENTO DE CAPACITOR FLUTUANTE E REGENERAÇÃO DE POTÊNCIA PARA INVERSORES MULTINÍVEIS MONOFÁSICOS BASEADOS EM PONTE-H EM CASCATA"**

**AMANDA PEREIRA MONTEIRO**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 26/02/2019**

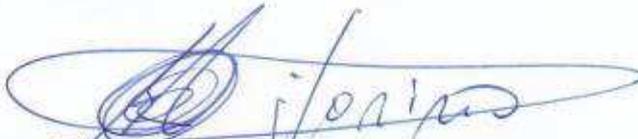


**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG**  
Orientador(a)

**RAFAEL ROCHA MATIAS, D.Sc., UFPI**  
Orientador(a)



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



**MONTIÉ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)

**CAMPINA GRANDE - PB**

# Agradecimentos

Agradeço a Deus por todas as oportunidades que Ele tem me dado.

Aos meus pais e irmão, por todo o amor, apoio e incentivo. Eles nunca mediram esforços para eu ter um bom estudo. Ao meu namorado que, mesmo morando tão distante, é sempre tão companheiro e compreensivo.

Agradeço ao professor Cursino por ter me acolhido e orientado. Ao professor Rafael pelo incentivo e oportunidades que sempre tem me proporcionado.

Por fim, agradeço aos amigos do LEIAM, e, em especial, àqueles que me ajudaram e ensinaram muitas coisas que tive que aprender quando cheguei na UFCG.

# Resumo

O tema desenvolvido consiste no estudo, caracterização e análise de conversores multiníveis monofásicos baseados na topologia Ponte-H em Cascata. São apresentados dois grupos de configurações, cujos barramentos são formados exclusivamente por fontes ou por fontes e capacitor flutuante. Estas configurações podem ter dois ou três conversores associados em série. Na topologia composta apenas por fontes pode haver troca de potência entre os conversores que origina um fluxo bidirecional de potência para alguns valores de índice de modulação e algumas relações de barramento, independente do fator de potência da carga. Considerando isso, estratégias de chaveamento são apresentadas para aplicações em que a operação em modo regenerativo não é permitida, forçando todas as células a ter um fluxo de potência unidirecional e em direção à carga. No decorrer do trabalho, a Ponte-H em cascata e seus diversos casos de barramentos são discutidos e comparados utilizando critérios tais como distribuição de potência em cada célula, perdas nos elementos semicondutores, frequência de chaveamento e distorção harmônica total (THD) da tensão de saída. Em relação à configuração composta por fontes e capacitor, são apresentados dois métodos para regulação da tensão do barramento flutuante empregando redundâncias ou graus de liberdade. A distribuição de potência nas células com barramento capacitivo é analisada de acordo com a técnica de balanceamento de tensão utilizada e de acordo com a variação dos valores de fator de potência e índice de modulação. Além disso, é desenvolvido um controle suave de tensão do capacitor para um inversor de três estágios, de forma que ações de controle suaves são impostas para minimizar *spikes*, *ripple* e THD na tensão de saída do sistema, além de garantir a regulação de tensão do capacitor flutuante. Implementações experimentais e simulações computacionais foram utilizadas para comprovar as considerações apresentadas e mostrar a viabilidade dos sistemas apresentados nesta dissertação.

**Palavras-chave:** *Level Shifted* PWM - LSPWM, Ponte-H em Cascata, Inversor multinível, Regeneração de potência, Capacitor flutuante, Regulação de tensão.

# Abstract

This work consists of the study, characterization, and analysis of single-phase multi-level converters based on Cascaded H-Bridge topology. Two groups of configurations are presented, whose dc-links are formed exclusively by dc-sources or by dc-sources and a floating capacitor. In this work, these configurations may have two or three converters in series. In the configuration composed of only dc-sources, there may be power exchange between the converters, which leads to a bidirectional power flow for some modulation index values and some dc-link voltage ratios, regardless of the load power factor. Considering this, switching strategies are presented for applications where regenerative mode operation is not allowed, forcing all cells to have a unidirectional power flow and towards the load. In this way, Cascaded H-Bridge and its various cases of dc-link voltage ratio are discussed and compared using criteria such as power distribution in each cell, semiconductor power losses, switching frequency and harmonic distortion. In relation to the Cascaded H-Bridge with capacitors, two methods are presented to regulate the floating capacitor voltage by employing redundancies or degrees of freedom. Power distribution in the cells with capacitive dc-link is analyzed according to the voltage balancing technique used and in accordance with the variation of the power factor and modulation index values. In addition, a capacitor voltage control is developed for a three-stage inverter, so that smooth control actions are imposed to minimize spikes, ripple and THD at the output voltage of the system and to ensure voltage regulation of the floating capacitor. Experimental implementations and computational simulations were used to verify the presented considerations and to show the feasibility of the systems presented in this work.

**Keywords:** Level Shifted PWM - LSPWM, Cascaded H-Bridge, Multilevel inverters, Power regeneration, Floating capacitor, Voltage regulation.

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Distribuição de potência na célula A ( $P_A$ ), célula B ( $P_B$ ) e célula C ( $P_C$ ) para as configurações 2CHB e 3CHB. . . . .	21
Tabela 2 – THD da corrente $i_L$ e tensão $v_L$ para as configurações 2CHB e 3CHB. . . . .	22
Tabela 3 – Frequências de chaveamento (Hz) de cada braço e frequência média (Hz) das topologias 2CHB e 3CHB. . . . .	26
Tabela 4 – Perdas por condução ( $P_{cd}$ ), perdas por chaveamento ( $P_{sw}$ ) e perdas totais ( $P_{tot}$ ) para as configurações 2CHB e 3CHB. . . . .	27
Tabela 5 – Parâmetros utilizados nos experimentos. . . . .	32
Tabela 6 – Estados das chaves para a célula A e B, considerando que ( $v_{Ca} : v_{Cb}$ ) : ( $2 : 1$ ) ou ( $v_{Ca} : v_{Cb}$ ) : ( $3 : 1$ ). . . . .	46
Tabela 7 – Condições de carga e descarga de $v_{Cb}$ em função dos estados das chaves ( $q_{gb}, q_{hb}$ ) do conversor B e polaridade da corrente $i_L$ , considerando (a) 7L R-LSPWM. (b) 9L R-LSPWM. . . . .	49
Tabela 8 – LSPWM adequado para cada intervalo de índice de modulação. . . . .	51
Tabela 9 – Distribuição de potência no capacitor flutuante empregando a técnica H-LSPWM. . . . .	56
Tabela 10 – Distribuição de potência no capacitor flutuante empregando a técnica R-LSPWM. . . . .	56
Tabela 11 – Parâmetros utilizados nas simulações. . . . .	64
Tabela 12 – THD da corrente $i_L$ para a configuração 2CHB, considerando 7L e 9L. . . . .	64
Tabela 13 – Frequência de chaveamento (Hz) de cada braço e frequência média (Hz) para a configuração 2CHB-C, considerando o 7L e 9L. . . . .	65
Tabela 14 – Perdas por condução ( $P_{cd}$ ), perdas por chaveamento ( $P_{sw}$ ) e perdas totais ( $P_{tot}$ ) para a configuração 2CHB, considerando 7L e 9L. . . . .	66

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Esquemático original (retirado da patente). (a) Configuração Ponte-H em Cascata. (b) Tensão de saída do inversor. . . . .	4
Figura 2 – Topologias CHB. (a) Configuração 2CHB. (b) Configuração 3CHB. . .	9
Figura 3 – Circuitos equivalentes das topologias (a) 2CHB. (b) 3CHB. . . . .	11
Figura 4 – Disposição das portadoras triangulares, setores correspondentes e possíveis níveis gerados em $v_L$ para: (a) 7L LSPWM. (b) 9L LSPWM - Completo e LSPWM - Pulo de níveis. . . . .	13
Figura 5 – Distribuição de potência no inversor 2CHB-7L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) Reduzir frequência de chaveamento. (b) Minimizar a regeneração de potência. . . . .	16
Figura 6 – Distribuição de potência no inversor 2CHB-9L utilizando: (a) LSPWM completo. (b) Pulo de níveis. . . . .	17
Figura 7 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-9L. . . . .	18
Figura 8 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-15L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) Reduzir frequência de chaveamento. (b) Minimizar a regeneração de potência. . . . .	18
Figura 9 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-21L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) Reduzir frequência de chaveamento. (b) Minimizar a regeneração de potência. (c) Pulo de níveis. . . . .	19
Figura 10 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-27L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) LSPWM completo. (b) Pulo de níveis. . . . .	20
Figura 11 – Tensões de polo do caso 2CHB-7L. (a) Empregando a estratégia para reduzir a comutação das chaves. (b) Empregando a estratégia para minimizar a regeneração. . . . .	23
Figura 12 – Tensões de polo do caso 3CHB-15L. (a) Empregando a estratégia para reduzir a comutação das chaves. (b) Empregando a estratégia para minimizar a regeneração. . . . .	24
Figura 13 – Tensões de polo do caso 3CHB-21L. (a) Empregando a estratégia para reduzir a comutação das chaves. (b) Empregando a estratégia para minimizar a regeneração. (c) Pulo de níveis. . . . .	25
Figura 14 – Tensões de saída $v_L$ para 2CHB-7L. Empregando a estratégia para (a) Reduzir chaveamento. (b) Minimizar a regeneração. . . . .	28

Figura 15	–Tensões de saída $v_L$ para 2CHB-9L. Empregando (a) Completo. (b) Pulo de níveis. . . . .	28
Figura 16	–Tensão de saída $v_L$ para 3CHB-9L. . . . .	29
Figura 17	–Tensões de saída $v_L$ para 3CHB-15L. Empregando a estratégia para (a) Reduzir chaveamento. (b) Minimizar a regeneração. . . . .	29
Figura 18	–Tensões de saída $v_L$ para 3CHB-21L. Empregando a estratégia para (a) Reduzir chaveamento. (b) Minimizar a regeneração. (c) Pulo de níveis. . . . .	30
Figura 19	–Tensões de saída $v_L$ para 3CHB-27L. Empregando (a) PWM completo. (b) Pulo de níveis. . . . .	30
Figura 20	–Plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais. . . . .	31
Figura 21	– <i>Setup</i> simplificado. . . . .	32
Figura 22	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L. Tensão de saída $v_L$ e corrente da carga $i_L$ utilizando a técnica (a) Reduzir o chaveamento. (b) Minimizar regeneração de potência. . . . .	33
Figura 23	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L. Tensão de saída $v_L$ e corrente da carga $i_L$ utilizando a técnica (a) Reduzir o chaveamento. (b) Minimizar regeneração de potência. (c) Pulo de níveis. . . . .	34
Figura 24	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Tensões de polo $v_g$ e $v_h$ da célula (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	35
Figura 25	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Tensões de polo $v_g$ e $v_h$ da célula (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	35
Figura 26	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	36
Figura 27	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	36
Figura 28	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	37
Figura 29	–Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	37

Figura 30	– Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica pulo de níveis. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	38
Figura 31	– Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C. .	39
Figura 32	– Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C.	39
Figura 33	– Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C. .	39
Figura 34	– Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C.	40
Figura 35	– Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica de pulo de níveis. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C. . . . .	40
Figura 36	– Topologias CHB-C. (a) Configuração 2CHB-C. (b) Configuração 3CHB-C.	44
Figura 37	– Disposição das portadoras triangulares, setores correspondentes e possíveis níveis gerados em $v_L$ para: (a) LSPWM de 7 níveis. (b) LSPWM Completo de 9 níveis e suas variações LSPWM <sub>+</sub> e LSPWM <sub>-</sub> . . . . .	50
Figura 38	– Disposição das portadoras, setores correspondentes e níveis de $v_L$ para o LSPWM de 27 níveis. . . . .	52
Figura 39	– Regulação da tensão do capacitor por dupla banda de histerese. . . . .	53
Figura 40	– Resultados de simulação para 7 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	59
Figura 41	– Resultados de simulação para 7 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	59
Figura 42	– Resultados de simulação para 9 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	60
Figura 43	– Resultados de simulação para 9 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	60
Figura 44	– Resultados de simulação para 19 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	61

Figura 45	– Resultados de simulação para 19 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	61
Figura 46	– Resultados de simulação para 21 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	62
Figura 47	– Resultados de simulação para 21 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	62
Figura 48	– Resultados de simulação para 27 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	63
Figura 49	– Resultados de simulação para 27 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor. . . . .	63
Figura 50	– Resultados de simulação. Tensão de saída $v_L$ e corrente de saída $i_L$ empregando H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	66
Figura 51	– Resultados de simulação. Tensão de saída $v_L$ e corrente de saída $i_L$ empregando R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	67
Figura 52	– Resultados de simulação. Tensões de polo utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	67
Figura 53	– Resultados de simulação. Tensões de polo utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L LSPWM. (b) 9L LSPWM. . . . .	68
Figura 54	– Resultados de simulação. Tensões $v_a$ e $v_b$ utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	69
Figura 55	– Resultados de simulação. Tensões $v_a$ e $v_b$ utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	69
Figura 56	– Resultados de simulação. Tensões $v_{Ca}$ e $v_{Cb}$ utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	69
Figura 57	– Resultados de simulação. Tensões $v_{Ca}$ e $v_{Cb}$ utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	69
Figura 58	– Plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais. . . .	70
Figura 59	– <i>Setup</i> simplificado. . . . .	71
Figura 60	– Resultados experimentais. Tensões de polo utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	71
Figura 61	– Resultados experimentais. Tensões de polo utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	71

Figura 62	– Resultados experimentais. Tensões $v_a$ e $v_b$ utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	72
Figura 63	– Resultados experimentais. Tensões $v_a$ e $v_b$ utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	72
Figura 64	– Resultados experimentais. Tensões $v_{Ca}$ e $v_{Cb}$ dos barramentos, tensão da carga $v_L$ e corrente da carga $i_L$ utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	73
Figura 65	– Resultados experimentais. Tensões $v_{Ca}$ e $v_{Cb}$ dos barramentos, tensão da carga $v_L$ e corrente da carga $i_L$ utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	73
Figura 66	– Resultados experimentais. Tensões $v_{Ca}$ e $v_{Cb}$ dos barramentos, tensão da carga $v_L$ e corrente da carga $i_L$ durante um transitório de carga utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	74
Figura 67	– Resultados experimentais. Tensões $v_{Ca}$ e $v_{Cb}$ dos barramentos, tensão da carga $v_L$ e corrente da carga $i_L$ durante um transitório de carga utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L. . . . .	75

# Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
CHB-C	<i>Cascaded H-Bridge with Capacitor</i>
DSP	Processador Digital de Sinais ( <i>Digital Signal Processor</i> )
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada ( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
LSPWM	<i>Level-Shifted PWM</i>
MLI	Inversor Multinível ( <i>Multilevel Inverter</i> )
PWM	Modulação por Largura de Pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
THD	Distorção Harmônica Total ( <i>Total Harmonic Distortion</i> )

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Apresentação do Tema	1
1.2	Revisão Bibliográfica	2
1.3	Objetivos e Contribuição	5
1.4	Produção Científica	6
<b>2</b>	<b>Ponte-H em Cascata sem Regeneração de Potência</b>	<b>7</b>
2.1	Modelo do Sistema	10
2.2	Técnicas PWM	11
2.2.1	Reduzir a frequência de chaveamento	12
2.2.2	Minimizar a regeneração	14
2.2.3	Pulo de níveis	14
2.3	Distribuição de Potência	15
2.4	Características de Operação	20
2.4.1	Distorções Harmônicas	21
2.4.2	Frequência de Chaveamento	23
2.4.3	Perdas nos Semicondutores	24
2.5	Resultados de Simulação	28
2.6	Resultados Experimentais	31
2.7	Conclusão	40
<b>3</b>	<b>Balanceamento de Tensão de Capacitor em Inversores com Ponte-H em Cascata</b>	<b>42</b>
3.1	Modelo do Sistema	44
3.2	Técnicas PWM	45
3.2.1	H-LSPWM	45
3.2.1.1	2CHB	45
3.2.1.2	3CHB	46
3.2.2	R-LSPWM	47
3.2.2.1	Variações do LSPWM de 7 níveis	47
3.2.2.2	Variações do LSPWM de 9 níveis	48
3.2.3	Controle Suave para 27L LSPWM	49
3.3	Fluxo de Potência	53
3.3.1	Análise do método H-LSPWM	54

3.3.2	Análise do método R-LSPWM . . . . .	56
3.3.3	Comparação entre H-LSPWM e R-LSPWM . . . . .	58
3.4	Características de Operação . . . . .	64
3.4.1	Distorções Harmônicas . . . . .	64
3.4.2	Frequência de Chaveamento . . . . .	65
3.4.3	Perdas nos Semicondutores . . . . .	65
3.5	Resultados de Simulação . . . . .	66
3.6	Resultados Experimentais . . . . .	70
3.7	Conclusão . . . . .	74
<b>4</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>77</b>
4.1	Trabalhos Futuros . . . . .	78
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>79</b>

# 1 | Introdução

## 1.1 Apresentação do Tema

Muitos processos industriais têm aumentado continuamente a demanda de energia com o intuito de alcançar taxas de produção mais elevadas, além de eficiência e baixos custos. Devido a isso, a comunidade acadêmica e industrial da eletrônica de potência reagiu a esta demanda de duas formas: o desenvolvimento de elementos semicondutores para alcançar tensões e correntes nominais mais altas (em torno de 8 kV e 6 kA) nas topologias tradicionais; e também o desenvolvimento de novas configurações, com a tecnologia convencional dos elementos semicondutores de média tensão, conhecidos como conversores multiníveis.

A primeira solução já possui circuitos e métodos de controle já consolidados. No entanto, novas tecnologias semicondutoras são caras, além da necessidade da inserção de filtros. A segunda abordagem utiliza os semicondutores tradicionais, mais disseminados e mais baratos, porém com circuitos mais complexos e vários desafios para implementação e controle. Estes desafios se transformam rapidamente em características atrativas, uma vez que esta estrutura permite mais graus de liberdade de controle que podem ser utilizados na conversão de energia em vários aspectos, especialmente em relação à qualidade e eficiência de energia. Este fato impulsionou o desenvolvimento de conversores multiníveis durante as últimas décadas com uma evolução contínua de configurações e métodos de controle.

Devido seu alto desempenho dinâmico, os conversores multiníveis têm se destacado nos cenários industrial e acadêmico como uma das melhores alternativas para conversão de energia em aplicações de altas tensão e potência, cobrindo uma faixa de potência de 1 a 30 MW, e aplicações que exigem alta qualidade de energia. Pesquisas em todo o mundo estão contribuindo a cada dia para melhorar a eficiência, confiabilidade, densidade de potência, simplicidade e custo dos conversores multiníveis, além de ampliarem o leque de aplicações à medida que se tornam mais atraentes e competitivos em relação à topologia convencional.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Inversores multiníveis (*Multilevel Inverters* - MLI) são sistemas de conversão de energia compostos por um arranjo de elementos semicondutores e fontes de tensão que, quando conectados e controlados, sintetizam uma forma de onda da tensão de saída CA com degraus, cuja frequência, amplitude e fase são variáveis e controláveis. Os conversores multiníveis apresentam baixo conteúdo harmônico (formas de ondas mais senoidais) na tensão de saída, baixa interferência eletromagnética, menor derivada de tensão ( $dv/dt$ ) e tensão *commom-mode*, além de alta eficiência, operação em altas tensões e a possibilidade da inserção de fontes renováveis (fotovoltaica e células combustíveis) no sistema multinível (RODRIGUEZ et al., 2009) e (ABU-RUB et al., 2010).

Devido a estas vantagens, quando comparados aos inversores tradicionais de dois níveis, os MLI possuem uma melhor performance, tornando-os uma tecnologia atrativa para a indústria em uma ampla gama de aplicações, tais como como gestão e controle de distribuição de potência; nos transportes (propulsão de navios, tração de trens e aplicações automotivas); indústria petroquímica (bombas, ventiladores, laminadores, misturadores, compressores); geração, conversão e transmissão de energia e muitas outras aplicações (KOURO et al., 2010).

Na literatura, existe quatro topologias clássicas de conversores multiníveis: Capacitor Flutuante (*Flying Capacitor* - FC) (MEYNARD; FOCH, 1992), Ponto Neutro Grampeado a Diodos (*Neutral Point Clamped* - NPC) (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981), Ponte-H em Cascata (*Cascaded H-Bridge* - CHB) (BAKER; BANNISTER, 1975) e Conversor Modular Multinível (*Modular Multilevel Converter* - MMC) (LESNICAR; MARQUARDT, 2003).

Entre estas topologias, Ponte-H em Cascata tem sido largamente utilizada devido sua simplicidade, modularidade, atingir os mais altos níveis de tensão e potência (13,8 kV e 30 MVA) entre o grupo de configurações, além de operar em ocasiões de falha nos semicondutores ou ocorrência de faltas (RODRIGUEZ et al., 2009) e (MALINOWSKI et al., 2010). Entretanto, a desvantagem dessa configuração é o fato de que cada Ponte-H necessita de uma fonte CC isolada, geralmente fornecida por um retificador trifásico alimentado por um transformador, o que aumenta o custo, o volume e a complexidade de implementação (RODRIGUEZ et al., 2009).

Muitos métodos de modulação podem ser empregados nesta topologia. Os mais discutidos na literatura incluem PWM por Deslocamento de Fase (*Phase-Shifted PWM*), PWM por Deslocamento de Nível (*Level-Shifted PWM*), PWM Vetorial e Eliminação Seletiva de Harmônicas (*Selective Harmonic Elimination* - SHE), propostas por (HAMMOND,

1997), (CARRARA et al., 1992), (HOLTZ, 1994) e (TURNBULL, 1964), respectivamente.

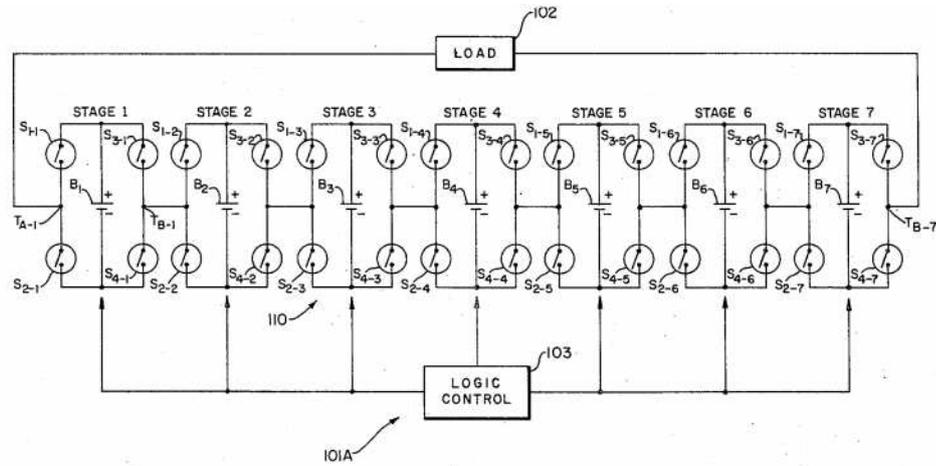
Essa estrutura é formada por uma associação em série de dois ou mais conversores, também conhecidos como células, que geram níveis de tensão e assim aumentam a capacidade máxima tensão de saída do inversor quando combinadas. As Ponte-H em Cascata são divididos em dois grupos, de acordo com a tensão de cada célula. Quando as amplitudes das fontes de tensão são iguais, eles são classificadas como simétricas e geram  $(2k + 1)$  níveis, onde  $k$  é a quantidade de células em série. Caso as amplitudes sejam diferentes, eles são denominados assimétricos. Isso é discutido em (MARIETHOZ; RUFER, 2002).

Comparado aos simétricos, para um mesmo  $k$ , os conversores assimétricos sintetizam tensões com uma maior quantidade de níveis na tensão de saída, e, conseqüentemente, menores distorções harmônicas. Além disso, as células de maior tensão nos conversores assimétricos podem operar com a frequência fundamental da rede (60 Hz), e assim, possuir menores perdas por chaveamento quando comparados aos conversores simétricos (KOURO et al., 2010).

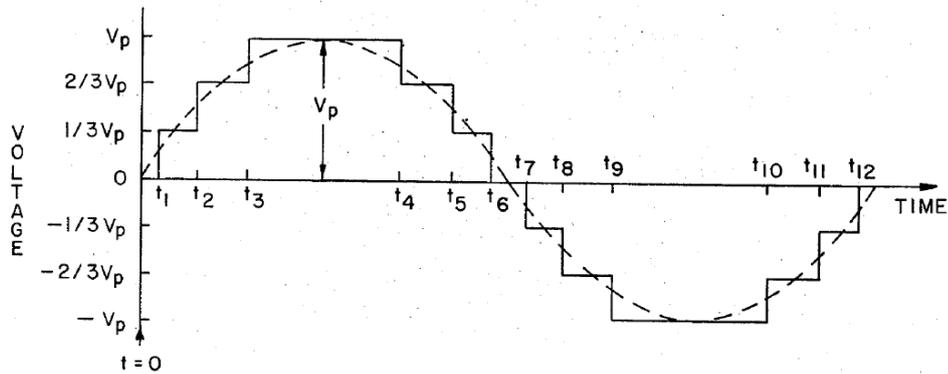
Essa topologia é adequada para aplicações que requerem balanceamento de potência, pois a potência de entrada é distribuída entre os conversores. Toda essas características apresentadas ao longo desta seção são favoráveis em diversas aplicações. No campo das energias renováveis, os conversores integram a fonte renovável de energia com a rede elétrica. Algumas delas podem ser encontradas em (SHARMA; DAS, 2017), (GOPAL; LALWANI; BIRLA, 2017), (ZHANG, 2017), (HUANG; HUANG, 2018) e (NEGASH; MANTHATI, 2016). Essa topologia também é implementada como compensadores síncronos (STATCOM) para controlar o fluxo de potência e regular a tensão da rede, como apresentado em (GE; GAO, 2018), (MUNOZ et al., 2015), (CHEN; CHENG, 2017) e (REDDY et al., 2015). Além disso, são utilizadas como filtros ativos de potência para eliminação de componentes harmônicas, vistos em (XU; HAN, 2012), (CHEN; WANG; LI, 2014), (TUMMAKURI et al., 2017) e (KUMAR; CHANDRAMOULI, 2017), além de outras vastas aplicações que podem ser encontradas na literatura.

(BAKER; BANNISTER, 1975) idealizaram a configuração Ponte-H em Cascata, cuja definição dada pelos próprios autores é um sistema que emprega um número de estágios conectados em cascata, onde cada estágio inclui uma fonte de energia ou um meio de armazenamento de energia e interruptores, que alimenta uma carga com uma tensão quase senoidal, conforme ilustrado no esquemático original apresentado na Fig. 1.

A configuração apresentada na Fig. 1a consiste em um inversor simétrico de sete estágios, que é adaptado para combinar sete fontes de tensão nos barramentos, um por estágio, cuja função é gerar uma corrente senoidal para fluir na carga.



(a)



(b)

Fonte: Retirado de (Baker et al., 1975).

Figura 1 – Esquemático original (retirado da patente). (a) Configuração Ponte-H em Cascata. (b) Tensão de saída do inversor.

Com referência ao primeiro estágio, as duas chaves inferiores  $S_{21}$  e  $S_{41}$  são complementares às chaves  $S_{11}$  e  $S_{31}$ . Uma das chaves superiores deve ficar ligada para transportar corrente do terminal positivo da fonte  $B_1$  para um ou outro dos terminais  $T_{A-1}$  e  $T_{B-1}$ , enquanto uma das chaves inferiores deve estar ligada para transportar corrente do terminal negativo da fonte  $B_1$  para um dos terminais  $T_{A-1}$  e  $T_{B-1}$ . Dessa forma, o terminal positivo da fonte  $B_1$  deve estar conectada ao terminal  $T_{A-1}$  ou  $T_{B-1}$  e ao mesmo tempo o terminal negativo de  $B_1$  deve estar conectada ao terminal de outro estágio  $T_{B-1}$  ou  $T_{A-1}$ , respectivamente.

Considerando que as chaves  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{15}$ ,  $S_{16}$  e  $S_{17}$  estão acionadas, então a diferença de potencial entre os terminais  $T_{A-1}$  e  $T_{B-1}$  é

$$V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + V_5 + V_6 + V_7 \quad (1.1)$$

onde  $V_1, V_2 \dots V_7$  são as tensões geradas pelas fontes  $B_1, B_2 \dots B_7$ , respectivamente. A Fig. 1b apresenta a forma de onda da tensão de saída gerada por uma Ponte-H em Cascata, onde  $V_p$  é a tensão de pico da onda senoidal.

Nas últimas décadas, o interesse em células combustíveis, células solares e dispositivos termoeletrônicos tem crescido bastante. Porém, problemas tem surgido com a utilização desses dispositivos geradores de energia. Por exemplo, uma única unidade geradora fornece, tipicamente, poucos watts de potência, enquanto a carga a ser alimentada requer uma potência na faixa de kW ou MW. Além disso, a maioria desses dispositivos fornecem corrente contínua na saída, enquanto geralmente essas cargas exigem corrente alternada com pouco conteúdo harmônico e tensão quase senoidal.

Portanto, é aparente que qualquer sistema de energia que utilize esses dispositivos devem ser capazes de combinar eficientemente muitos dispositivos individuais, converter corrente contínua em alternada, e além disso, o conversor deve ter uma baixa impedância, com saídas senoidais e com pequena distorção harmônica.

### 1.3 Objetivos e Contribuição

Os principais objetivos deste trabalho de dissertação são caracterizar e analisar topologias de sistemas de inversão monofásicos com dois e três estágios aplicados a sistemas de conversão de energia. São apresentadas configurações convencionais de Ponte-H em Cascata com barramentos formado exclusivamente por fontes, sejam unidirecionais ou bidirecionais; ou barramentos compostos por uma combinação de fontes e capacitores.

Essas configurações compostas exclusivamente por fontes são caracterizadas e discutidas em termos de distribuição de potência, distorção harmônica total (THD) das tensões chaveadas e correntes, frequência de chaveamento e perdas nos elementos semicondutores. Além disso, são discutidas técnicas de chaveamento para reduzir a frequência de chaveamento do conversor, ou tornar o conversor unidirecional, uma vez que a operação regenerativa não é desejada ou até mesmo proibida em algumas aplicações. Apesar desta configuração básica já existir na literatura, as análises feitas aqui podem ser estendidas para outras topologias, de forma que este trabalho é um norte para outros estudos comparativos. Estas análises são feitas considerando diferentes relações de barramento, observando o efeito regenerativo em cada caso e a influência da técnica de chaveamento empregada. Este estudo comparativo ainda não foi encontrado na literatura.

Neste trabalho também foi explorada a substituição de fonte CC por um capacitor flutuante em um dos barramentos em uma configuração de duas Pontes-H em Cascata. Tais capacitores devem ser regulados e, de acordo com a técnica de balanceamento empregada,

a região de operação do inversor se altera. As duas estratégias de regulação de tensão são comparadas em termos de distribuição de potência, THD, frequência média de chaveamento e perdas nos elementos semicondutores. O diferencial deste trabalho em relação aos demais presente na literatura são as análises do funcionamento de cada técnica, os resultados de simulação e resultados experimentais obtidos, de forma que comparações entre desempenhos de cada uma são feitas.

## 1.4 Produção Científica

Como resultado deste trabalho, dois artigos foram publicados em um congresso do IEEE. São eles:

- “Cascaded H-Bridge Inverters Without Power Regeneration”  
**Autores:** Monteiro, A.P; Jacobina, C.B; Freitas, N.B de; Mélo, J.P.R.A.  
**Publicado em:** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, Sept. 2018.
- “Capacitor Voltage Balancing Techniques of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Inverters”  
**Autores:** Monteiro, A.P; Jacobina, C.B; Freitas, N.B de; Mélo, J.P.R.A; Matias, R.R.  
**Publicado em:** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, Sept. 2018.

## 2 Ponte-H em Cascata sem Regeneração de Potência

Este capítulo é dedicado ao grupo de inversores monofásicos que utilizam fontes de tensão em seus barramentos. Duas configurações convencionais são analisadas, de modo que daqui por diante elas serão referenciadas como configuração CHB (de *Cascaded H-Bridge*).

CHB é composta por uma associação em série de inversores monofásicos, ou também chamados células, cuja tensão CC dos barramentos é fornecida por um retificador. Estas células alimentam uma carga com tensão  $v_L$  e corrente  $i_L$ . Essa configuração é dividida em dois grupos, chamados de 2CHB (duas Pontes-H em cascata) e 3CHB (três Pontes-H em cascata). A topologia 2CHB possui dois conversores conectados em série, chamados A e B, cada um deles formado por dois braços, um barramento, quatro chaves IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e seus *drivers* de acionamento, como apresentado na Fig. 2a. Já a configuração 3CHB é composta por três conversores associados em série, denominados A, B e C, onde cada conversor desse é formado pelos mesmos elementos da 2CHB, conforme a Fig. 2b.

Pesquisas recentes têm mostrado que, para alguns intervalos de índice de modulação, o conversor de maior tensão gera mais potência que a exigida pela carga. Dessa forma, as células de menor tensão devem absorver essa potência extra gerada que circula entre os conversores. Na literatura, isso é denominado modo regenerativo ou regeneração de potência e ocorre independente das condições do fator de potência da carga. O modo regenerativo é abordado por (KOURO et al., 2010) e (ABU-RUB et al., 2010). Em inversores de velocidades ajustáveis, o efeito regenerativo pode prejudicar o funcionamento da topologia e em seu sistema de controle (ESPINOSA et al., 2014).

Para evitar o modo regenerativo em um sistema de três estágios, (DIXON et al., 2007) propõe a inserção de retificador semi-controlado de seis pulsos no estágio de maior tensão, um retificador controlado no estágio de média tensão e uma ponte de *Graetz* com resistores dissipadores no estágio de menor tensão. Apesar de ser uma boa alternativa para

evitar a regeneração, este sistema é volumoso, pesado, caro e complexo, principalmente em aplicações trifásicas.

(IMAYAVARAMBAN; WHEELER, 2007) apresenta um método para evitar a regeneração. A estratégia consiste em algoritmos que rastreiam o modo regenerativo, de forma que, resistores são utilizados para dissipar a energia extra que circula no sistema.

(ESPINOSA et al., 2012) apresenta uma técnica para, simultaneamente, evitar a regeneração de potência e minimizar o THD em um sistema inversor de 27 níveis. O método é baseado em encontrar relações ótimas entre as tensões dos barramentos, bem como os ângulos de disparo para cada forma de onda de tensão.

Já (ROTELLA et al., 2009) emprega estratégias de comutação modificada para restringir a potência nas células em um inversor de 27 níveis, utilizando quando necessário a técnica pulo de níveis na célula de média tensão, enquanto um sistema de controle mantém a potência média zero na célula de menor tensão. O objetivo principal é manter a célula de média tensão fornecendo potência para a carga e utilizar um capacitor flutuante para garantir potência média zero na célula de menor tensão para evitar a regeneração de potência.

Em muitos casos de acionamentos de motor são utilizados grandes resistores associados ao sistema, a fim de dissipar a energia circulante no sistema. Estes resistores devem ser classificados para pior caso de operação, resultando no peso extra do equipamento. Caso o modo regenerativo for permitido, então esses resistores poderiam ser removidos, tornando o sistema menor e mais confiável. Na literatura, há exemplos de que o resistor de dissipação e resfriamento associado pode equivaler a mais de 50% do peso e volume do conversor de potência (WHEELER et al., 2012).

O fluxo bidirecional de potência é necessário para o correto funcionamento de algumas tecnologias, tais como sistemas ferroviários (JAGER; HUIZER; POLS, 2014). Entretanto, em algumas aplicações, o modo regenerativo de potência não é desejado ou até mesmo proibido. Nas aplicações aeroespaciais e de telecomunicação (YUAN, 2014) (KOLAR; ZACH, 1997), é desfavorável que os sistemas sejam volumosos e pesados, o que potencialmente pode degradar a confiabilidade do sistema.

Na literatura, a maior parte dos estudos de regeneração de potência são focados em inversores de 27 níveis para aplicações em acionamentos de máquinas. Dessa forma, neste trabalho, são abordados inversores que sintetizam  $n$  níveis na tensão de saída e que lidam com a regeneração de potência. Durante o mesmo período de elaboração deste trabalho de dissertação, (ESPINOSA et al., 2018) desenvolveu análises semelhantes ao presente nesta dissertação, entretanto, seu estudo é limitado em apenas inversores que geram 15 e 27

níveis na tensão de saída.

Conforme mencionado no capítulo anterior, os barramentos podem ser simétricos ou assimétricos. De acordo com a relação estabelecida, uma das H-Bridge tem tensão igual ou maior que a outra. A configuração 2CHB é capaz de sintetizar, no mínimo, 5 níveis, e no máximo 9 níveis, na tensão de saída. Enquanto o sistema 3CHB permite gerar de 7 e até 27 níveis. Algumas relações de barramento estão sujeitas a um fluxo bidirecional de potência, em certos intervalos de índice de modulação. Dessa forma, técnicas de chaveamento são empregadas com o intuito de forçar um fluxo unidirecional do inversor para a carga, evitando o modo regenerativo.

Neste capítulo, vários aspectos referentes a estas configurações mencionadas são analisadas, sendo destacado o modelo do sistema, análise do fluxo de potência, técnica de PWM empregada e as estratégias de chaveamento utilizadas no sistema. As configurações são analisadas e comparadas para várias relações de barramento que geram 5, 7, 9, 15, 21 e 27 níveis na tensão de saída, considerando as estratégias de chaveamento e a sua influência sobre a distribuição de potência em cada célula, a frequência de chaveamento, a distorção harmônica e a perdas nos elementos semicondutores. Resultados de simulação realizados nos *softwares* MATLAB<sup>®</sup> e PSIM<sup>®</sup>, e experimentais serão expostos para validar as estratégias de chaveamento apresentadas e confirmar a aplicabilidade dos inversores CHB.

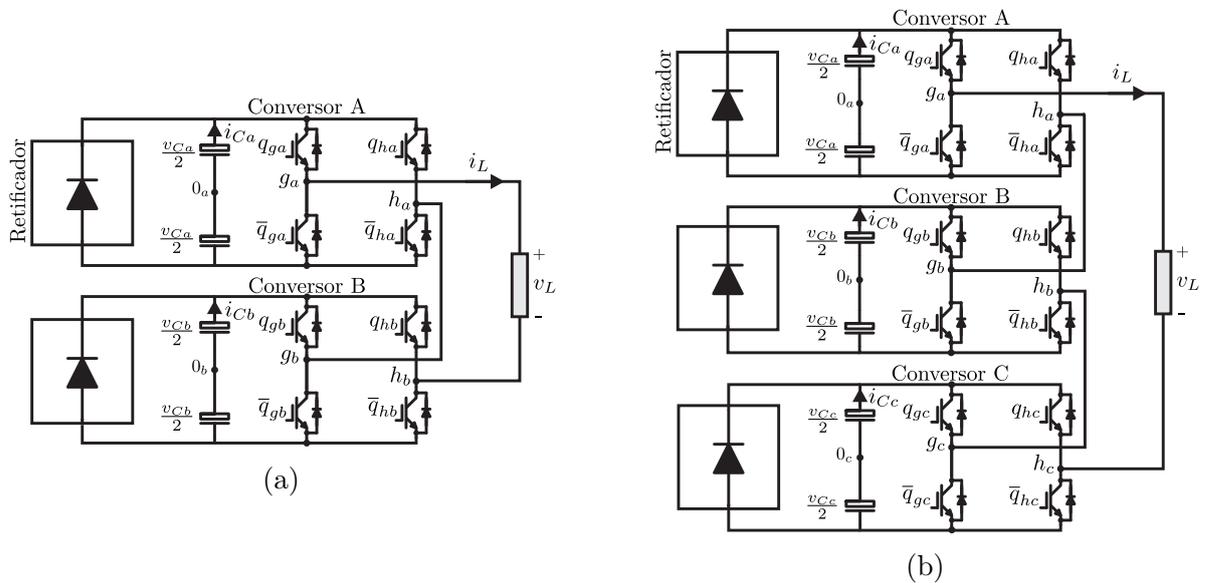


Figura 2 – Topologias CHB. (a) Configuração 2CHB. (b) Configuração 3CHB.

## 2.1 Modelo do Sistema

A modelagem é desenvolvida para ambas topologias, considerando um modelo para configuração 2CHB e outro para 3CHB. As células fornecem potência a uma carga, cuja tensão é representada por  $v_L$  e corrente  $i_L$ . Considerando que  $q_{jm}$  representa o estado das chaves superiores das células, a tensão de polo pode ser calculadas por:

$$v_{jm} = (2q_{jm} - 1) \frac{v_{Cm}}{2} \quad (2.1)$$

onde a tensão de polo  $v_{jm}$  de um conversor é a tensão entre o ponto  $jm$  e ponto médio do barramento CC, sendo  $j = \{g, h\}$ ,  $m = \{a, b, c\}$  e  $v_{Cm} = \{v_{Ca}, v_{Cb}, v_{Cc}\}$ . Os estados das chaves são valores binários, de forma que  $q = 0$  indica que chave não está em condução, e o estado  $q = 1$  indica que o componente está em condução.

A partir das tensões de polo, é possível definir a tensão gerada por cada célula:

$$v_a = v_{ga} - v_{ha} \quad (2.2)$$

$$v_b = v_{gb} - v_{hb} \quad (2.3)$$

$$v_c = v_{gc} - v_{hc} \quad (2.4)$$

onde  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  correspondem às tensões geradas pelos conversores A, B e C, respectivamente. A soma destas variáveis definem a tensão de saída  $v_L$  do inversor:

$$v_L = v_a + v_b, \text{ para 2CHB} \quad (2.5)$$

$$v_L = v_a + v_b + v_c, \text{ para 3CHB} \quad (2.6)$$

Considerando que  $i_{Cm} = \{i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}\}$ , as correntes que circulam pelos barramentos CC podem ser calculadas de acordo com os estados das chaves, como apresentado em (2.7):

$$i_{Cm} = -q_{gm}i_L + q_{hm}i_L \quad (2.7)$$

Deste modo, a partir das equações acima, é possível calcular a potência instantânea processada em cada barramento:

$$p_{inst-m} = i_{Cm}v_{Cm} \quad (2.8)$$

Com o intuito de facilitar o entendimento do modelo do sistema, a Fig. 3 apresenta o circuito equivalente de cada topologia estudada, permitindo a visualização de cada variável definida nesta seção.

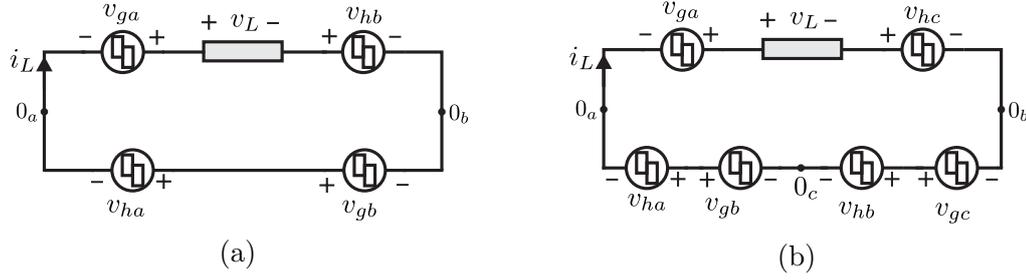


Figura 3 – Circuitos equivalentes das topologias (a) 2CHB. (b) 3CHB.

## 2.2 Técnicas PWM

O índice  $*$  é utilizado para denotar uma variável de referência. A tensão  $v_{Lmax}$ , que indica a máxima tensão que as células podem gerar do lado CA, e sua tensão de referência  $v_{Lmax}^*$ , são definidas de acordo com as Eqs. 2.9 e 2.10, para as topologias 2CHB e 3CHB, respectivamente:

$$v_{Lmax} = v_{Ca} + v_{Cb} \quad v_{Lmax}^* = v_{Ca}^* + v_{Cb}^*. \quad (2.9)$$

$$v_{Lmax} = v_{Ca} + v_{Cb} + v_{Cc} \quad v_{Lmax}^* = v_{Ca}^* + v_{Cb}^* + v_{Cc}^*. \quad (2.10)$$

O índice de modulação ( $m_a$ ), definido em (2.11), é determinado por uma relação entre a amplitude da tensão de saída de referência  $v_L^*$ , dada por  $V_L^*$ , e a máxima tensão de referência  $v_{Lmax}^*$  gerada pelos conversores.

$$m_a = \frac{V_L^*}{v_{Lmax}^*}. \quad (2.11)$$

A técnica PWM empregada é o LSPWM. Esta técnica é uma extensão do PWM bipolar para conversores multiníveis. Considerando um inversor que sintetiza  $n$  níveis na tensão de saída  $v_L$ , cujos níveis de tensão são distribuídos uniformemente, é necessário  $(n - 1)$  portadoras triangulares  $v_\Delta$  deslocadas em nível, com a mesma frequência  $f_\Delta$ , cujas amplitudes pico a pico são dada por:

$$V_{\Delta amp} = \frac{2v_{Lmax}}{(n - 1)} \quad (2.12)$$

Considerando  $p = \{1, 2, \dots, n - 1\}$ , o deslocamento  $V_{\Delta LS}$  da  $p$ -th triangular, em relação a origem, é determinada em (2.13). Essas portadoras  $v_{\Delta p}$  definem um espaço delimitado por dois níveis de tensão adjacentes, chamado setor. Cada setor  $p$  acomoda e garante que as portadoras não sejam sobrepostas.

$$V_{\Delta LS} = \frac{(n - 2p)}{2} V_{\Delta amp} \quad (2.13)$$

Considerando o setor  $p$ , o maior e o menor nível de tensão que delimita essa região é denominado por  $V_{TOPp}$  e  $V_{BOTp}$ , respetivamente. A tensão de referência  $v_{Lmax}^*$  inserida no setor  $p$  é comparada com a portadora  $v_{\Delta p}$ . Dessa forma, os estados de chaveamento  $(q_{ga}, q_{ha}, q_{gb}, q_{hb})$  são gerados. Sintetizando:

$$v_{Lmax} = \begin{cases} V_{TOPk}, & \text{if } v_{Lmax}^* \geq v_{\Delta p} \\ V_{BOTk}, & \text{if } v_{Lmax}^* < v_{\Delta p}. \end{cases} \quad (2.14)$$

Um conversor composto por duas células é capaz de sintetizar até 9 níveis na tensão de saída, dependendo da relação estabelecida entre os barramentos  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$ . Neste capítulo, apenas o PWM da topologia 2CHB é detalhado, uma vez que este PWM apresentado é adaptável para a topologia 3CHB e seus casos. A Fig. 4 apresenta a correspondente distribuição dos níveis, as portadoras triangulares deslocadas em níveis e os setores formados pelas relações de barramento  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 2)$  e  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 3)$ .

A função dos conversores é fornecer potência a carga. Entretanto, em alguns casos, o conversor de maior tensão gera uma potência extra e o conversor de menor tende a absorver esta potência. Isso pode ser evitado através da escolha dos estados de chaveamento que não causam regeneração de potência, seja por meio de redundâncias ou por pulo de níveis. A seguir, são apresentadas três estratégias de chaveamento.

A seleção de estados que **reduzem a frequência de chaveamento** implica redução das perdas, entretanto causa fluxo bidirecional de potência. A estratégia para **minimizar a regeneração de potência** consiste em excluir os estados de chaveamento que causam a regeneração e assim tornar o fluxo de potência unidirecional. Entretanto, quando esta técnica não é suficiente para evitar a regeneração de potência ou quando não há redundâncias disponíveis, é empregada a estratégia **pulo de níveis** para compensar o fluxo de potência bidirecional. A seguir, estas estratégias serão detalhadas.

### 2.2.1 Reduzir a frequência de chaveamento

Esta técnica seleciona os estados das chaves que diminuem a frequência de comutação. Como pode ser observado na Fig 4a, o caso  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 2)$  sintetiza 7 níveis de tensão na saída do inversor. Para os níveis  $\{v_{Lmax}^*/3\}$  e  $\{-v_{Lmax}^*/3\}$ , estados extras de chaveamento são gerados.

Considerando a sequência  $(q_{gb}, q_{hb}, q_{ga}, q_{ha}) = (1, 0, x, x)$  que gera o nível  $\{2v_{Lmax}^*/3\}$ , para reduzir a comutação das chaves (setas pretas), é favorável escolher os estados  $(q_{gb}, q_{hb}, q_{ga}, q_{ha}) = (1, 0, 0, 1)$  para gerar o nível  $\{v_{Lmax}^*/3\}$ , uma vez que apenas uma das chaves do conversor A muda de estado. Dessa forma, a seleção da redundância contri-

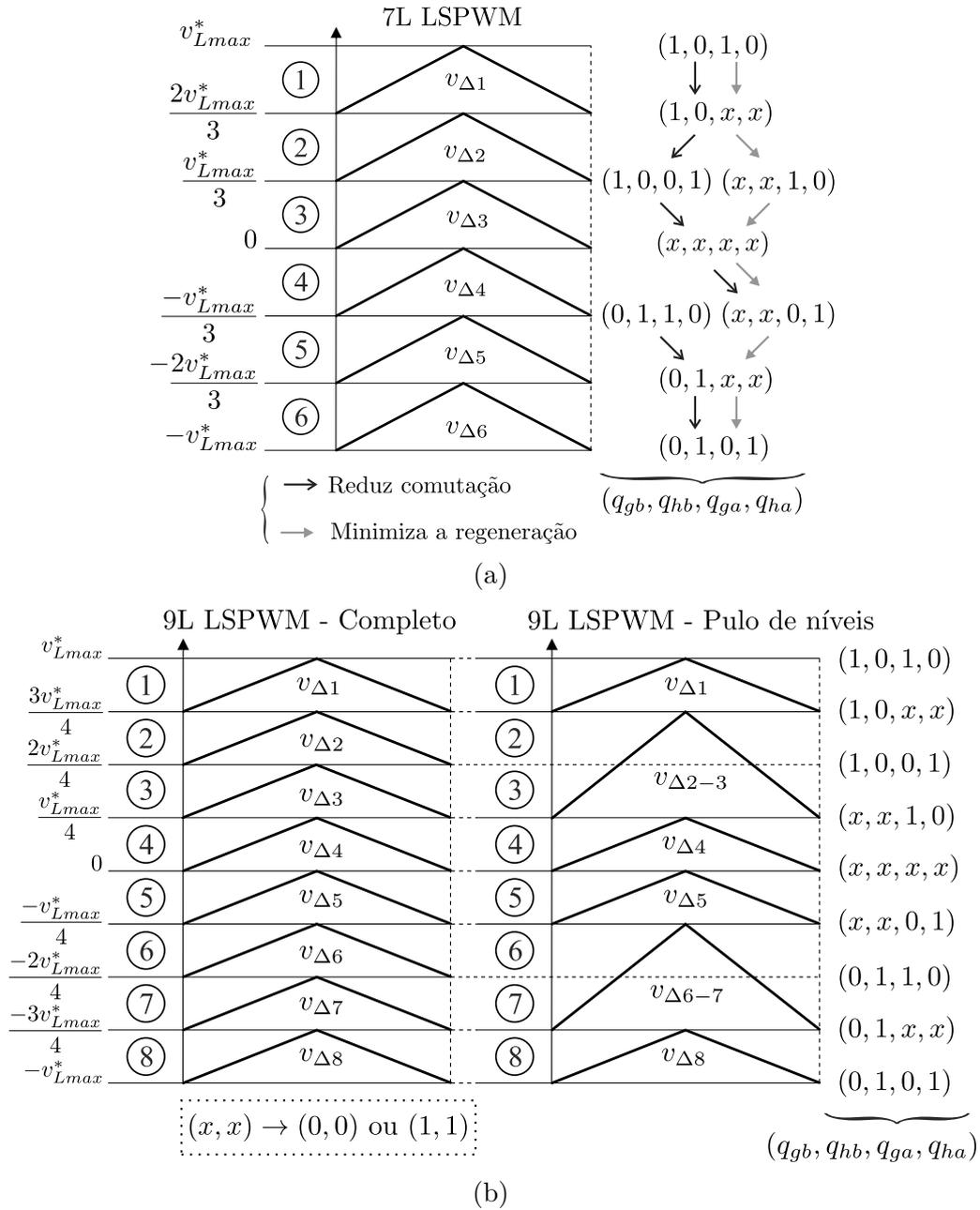


Figura 4 – Disposição das portadoras triangulares, setores correspondentes e possíveis níveis gerados em  $v_L$  para: (a) 7L LSPWM. (b) 9L LSPWM - Completo e LSPWM - Pulo de níveis.

bui para a redução da frequência de chaveamento do sistema. A mesma análise é válida para a escolha de redundâncias que geram o nível  $\{-v_{Lmax}^*/3\}$ .

## 2.2.2 Minimizar a regeneração

Para minimizar a regeneração de potência, as redundâncias são escolhidas de modo que, em um dado instante, apenas um/ambos conversores forneçam potência a carga ou apenas um/ambos conversores absorvam potência da carga (setas cinzas). De acordo com a Fig. 4a, estados extras são gerados para os níveis  $\{v_{Lmax}^*/3\}$  e  $\{-v_{Lmax}^*/3\}$ . Estes estados extras são selecionados ou para reduzir comutação de chaves (tópico anterior) ou minimizar a regeneração de potência.

Para o nível  $\{v_{Lmax}^*/3\}$ , há duas opções de chaveamento:  $(q_{gb}, q_{hb}, q_{ga}, q_{ha}) = (1, 0, 0, 1)$  ou  $(x, x, 1, 0)$ . Sendo o sentido do fluxo de potência em direção a carga negativo ( $-$ ), o estado  $(1, 0, 0, 1)$  indica que o conversor A, de menor tensão, absorve potência da carga. O conversor B, de maior tensão, fornece potência para a carga. Dessa maneira, o fluxo de potência é bidirecional, isto é, há fluxo de potência circulando em direção ao conversor e em direção à carga.

O estado  $(x, x, 1, 0)$  denota que apenas o conversor A gera potência para o sistema, pois o estado  $(x, x)$  do conversor B é indiferente (ambas chaves abertas ou ambas fechadas) do ponto de vista de geração de potência, pois a corrente que circula no sistema não atravessa o barramento do conversor B. Assim, este estado selecionado permite que o fluxo de potência seja unidirecional em direção a carga. A mesma análise é válida para o nível  $\{-v_{Lmax}^*/3\}$ .

Ainda como pode ser notado na Fig. 4a, a possibilidade de chaveamento ilustrada pela seta preta prioriza a redução da frequência de chaveamento, consequentemente as perdas nos semicondutores. Entretanto, neste caso, essa estratégia de chaveamento permite que o conversor forneça e absorva potência. Por outro lado, a estratégia ilustrada pela seta cinza minimiza os efeitos da regeneração de potência no sistema. Observando os estados dos interruptores, nota-se que as células apenas fornecem ou apenas absorvem potência.

## 2.2.3 Pulo de níveis

Com a relação  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 3)$ , é possível sintetizar 9 níveis de tensão na saída uniformemente distribuídos entre  $\{v_{Lmax}^*\}$  e  $\{-v_{Lmax}^*\}$ . O LSPWM padrão é composto por 8 portadoras deslocadas em nível que definem 8 setores, conforme Fig. 4b

Como pode ser notado, existe dois PWMs: um PWM padrão, denominado LSPWM - Completo, e um PWM com a eliminação de alguns níveis de tensão, denominado LSPWM - Pulo de níveis. Para ambos conversores, A e B, não há estados redundantes para serem escolhidos, a não ser  $(x, x)$ , que é indiferente do ponto de vista de geração de potência.

O 9L LSPWM - Completo não é suficiente para minimizar a regeneração de potência,

uma vez que, em certos instantes, o conversor A fornece potência, enquanto o conversor B absorve potência, ou vice-versa. Dessa forma, uma variação do LSPWM - Completo é desenvolvida para contornar esta situação indesejada.

No 9L LSPWM - Pulo de níveis, os estados que provocam a regeneração de potência são excluídos do PWM. Assim, setores 2 e 3 são fundidos, tais como 6 e 7, formando as regiões 2-3 e 6-7, respectivamente. Dessa forma, os níveis  $\{2v_{Lmax}^*/4\}$  e  $\{-2v_{Lmax}^*/4\}$  são eliminados e a técnica garante o fluxo unidirecional em direção à carga.

## 2.3 Distribuição de Potência

Nesta seção, o comportamento do sistema é discutido diante da variação dos valores de índice de modulação. Devido a similaridade de análises, apenas o estudo do fluxo de potência da configuração 2CHB é exibido.

As potências instantâneas dos barramentos dos conversores A e B são definidos pelas equações 2.15 e 2.16, respectivamente:

$$p_{a_{inst}} = v_{Ca} \cdot i_{Ca} \quad (2.15)$$

$$p_{b_{inst}} = v_{Cb} \cdot i_{Cb} \quad (2.16)$$

A partir de 2.9 a 2.11, é possível perceber que, a potência é influenciada pelo índice de modulação. Dessa forma, são feitas simulações em regime permanente dos conversores com o intuito de analisar os limites de operação de cada configuração, considerando vários valores de índice de modulação.

Ambas configurações, juntamente com todos os casos e possíveis estratégias empregadas, foram simulados no *software* MATLAB<sup>®</sup> e PSIM<sup>®</sup>, considerando a amplitude da tensão igual a  $V_L = 311V$ , potência processada pelo sistema  $P_L = 1000W$ , frequência das portadoras triangulares  $f_\Delta = 10kHz$  para todas as simulações. A distribuição de potência nas células foi analisada variando o índice de modulação de  $m_a = 0, 1$  a  $1$ , considerando  $\cos\phi = 1$ .

A seleção da estratégia de chaveamento afeta diretamente na distribuição de potência das células. Nesta subseção, este fator é verificado para ambas configurações, considerando as seguintes relações de barramentos:  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 2)$  - que sintetiza 7 níveis na tensão de saída  $v_L$ ; e  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 3)$  - 9L. Para a configuração 3CHB é considerado  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 1 : 2)$  - 9L;  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 2 : 4)$  - 15L;  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 3 : 6)$  - 21L; e  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 3 : 9)$  - 27L. É importante destacar que, a regeneração de potência afeta as células que geram a menor porção da tensão total do sistema.

Como discutido na seção anterior, a relação de barramento  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 2)$  permite duas opções de chaveamento. Uma delas dá prioridade a direção do fluxo de potência e a outra a redução da frequência de chaveamento dos semicondutores. A Fig. 5 apresenta a distribuição de potência dos conversores de acordo com o método de chaveamento empregado. É importante notar que, sob condições nominais, o conversor B gera cerca de 66,33% da tensão total do sistema, enquanto o conversor A gera em torno de 33,33%.

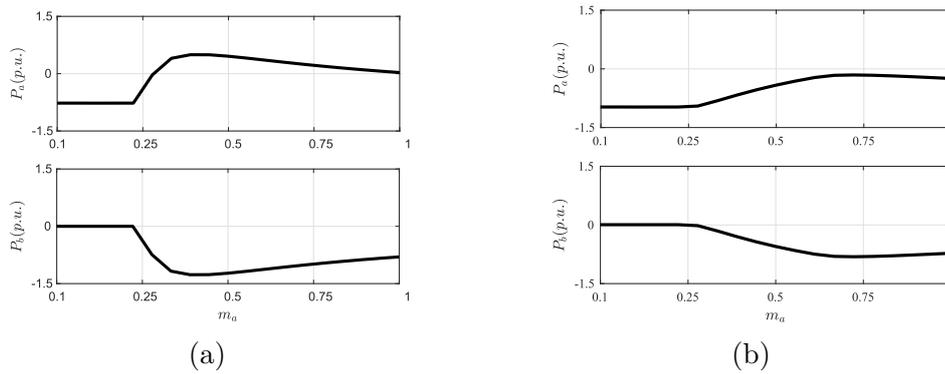


Figura 5 – Distribuição de potência no inversor 2CHB-7L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) Reduzir frequência de chaveamento. (b) Minimizar a regeneração de potência.

A Fig. 5a apresentam a distribuição de potência das células quando a seleção de redundâncias é utilizada para diminuir a frequência de chaveamento. Como pode ser observado, o conversor A, de menor tensão, tem potência positiva no intervalo de índices de modulação igual a  $0,38 \leq m_a \leq 0,92$ , significando que, para este intervalo, o conversor A absorve potência excedente do sistema. Enquanto que, para este mesmo intervalo, o conversor B, de maior tensão, fornece potência à carga, de forma que há um fluxo de potência bidirecional no sistema em certos momentos. Durante o intervalo  $0,1 \leq m_a \leq 0,23$ , o conversor B tem potência nula. Neste intervalo, apenas o conversor A alimenta a carga, de modo que, a partir do índice de modulação 0,3, o conversor B começa a fornecer potência para a carga também.

A Fig. 5b apresenta a distribuição de potência quando a técnica para minimizar a regeneração é empregada. É possível perceber que, em ambas células, não há regeneração de potência. O conversor A, de menor tensão, fornece potência a carga para todos os índices de modulação, estabilizando assim a direção do fluxo de potência. O conversor B gera potência apenas para índices de modulação superiores a 0,36. Para índices de modulação abaixo deste valor, apenas o conversor A alimenta a carga.

Para o caso de 2CHB-9L, devido a ausência de redundâncias, não é possível controlar o fluxo de potência dos conversores utilizando o LSPWM - Completo, pois há

troca de potência gerada por níveis específicos, tais como  $\{2v_{Lmax}^*/4\}$  e  $\{-2v_{Lmax}^*/4\}$ . Isso é claramente apresentado na Fig. 6a, onde o conversor A, que gera 25% da tensão total do sistema, recebe potência para índices de modulação entre  $0,35 \leq m_a \leq 0,75$ . Enquanto isso, o conversor B, que gera 75% da tensão total, sempre fornece potência à carga para índices de modulação superiores a 0,25, como pode ser observado na Fig. 6a.

A regeneração de potência pode ser evitada através do emprego de pulso de níveis, como ilustrado anteriormente na Fig. 4b, cujos estados de chaveamento que produzem regeneração de potência são eliminados do PWM. A distribuição de potência dos conversores A e B é mostrada na Fig. 6b. Utilizando o LSPWM - Pulo de níveis, o conversor A sempre fornece potência para a carga durante todo o intervalo de índice de modulação, enquanto o conversor B alimenta a carga a partir índices de modulação superiores a 0,25.

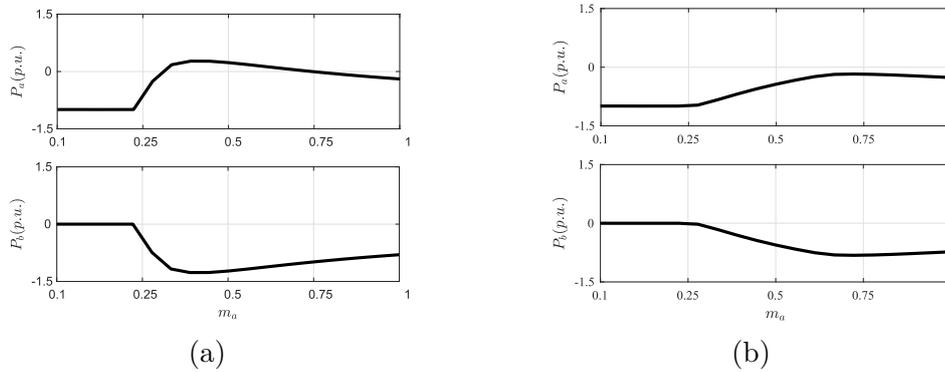


Figura 6 – Distribuição de potência no inversor 2CHB-9L utilizando: (a) LSPWM completo. (b) Pulo de níveis.

O caso 3CHB-9L produz muitos estados redundantes, dos quais são possível selecionar estados que, ao mesmo tempo, não provocam regeneração e que minimizam a frequência de chaveamento. Dessa forma, ambos os casos sempre fornecem potência a carga, para qualquer índice de modulação, como apresentado nas Fig. 7.

Semelhante a 2CHB-7L, o caso 3CHB-15L possui duas opções de chaveamento. A Fig. 8a mostra a distribuição de potências nas células A, B e C, quando é empregada a técnica para reduzir a frequência de comutação das chaves. Os conversores A e B, que geram cerca de 14,4% e 28,5% da tensão total do sistema, respectivamente, recebem potência da carga para um certo intervalo de índice de modulação, enquanto a célula C, que produz cerca de 57,1% de tensão total, fornece potência a carga para todos os índices de modulação. Desta forma, é estabelecido um fluxo de potência bidirecional. Esta relação entre o fluxo de potência e o índice de modulação é dinâmica. Deste modo, a seleção de redundâncias é feita para evitar a troca de potência entre os conversores, e o fluxo de potência torna-se unidirecional em todas as células, como apresentado na Fig. 8b.

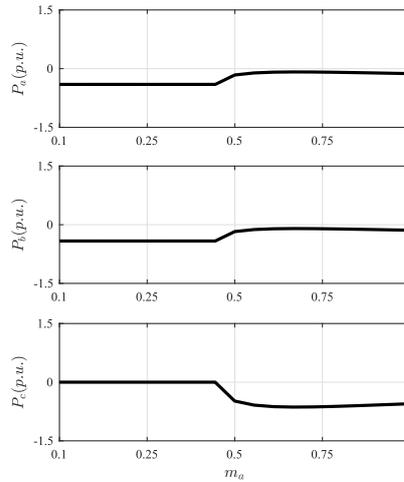


Figura 7 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-9L.

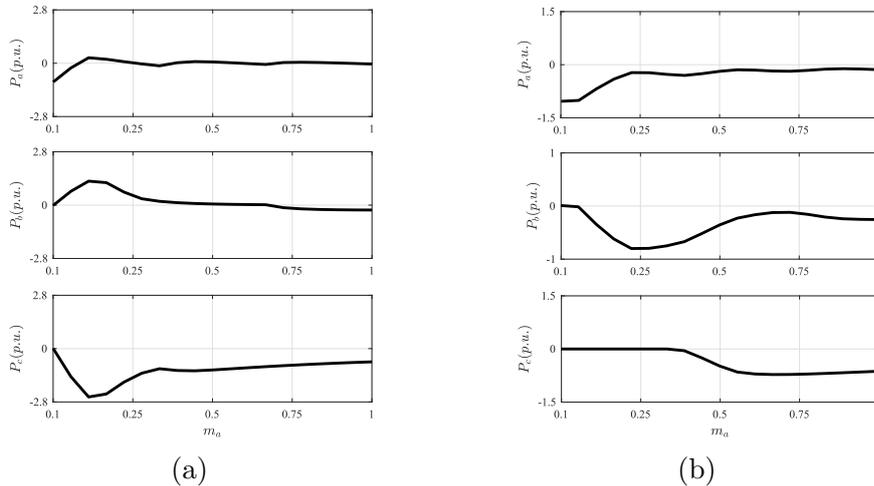


Figura 8 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-15L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) Reduzir frequência de chaveamento. (b) Minimizar a regeneração de potência.

Para o caso 3CHB-21L, existe três possibilidades de chaveamento: reduzir a comutação, minimizar a regeneração e pulo de níveis. Quando se opta por reduzir a comutação das chaves, a frequência média de chaveamento é menor quando comparado com as outras duas técnicas e a distorção harmônica é menor quando comparada à técnica pulo de níveis. Entretanto, o emprego desta estratégia acarreta troca de potência entre os conversores para certos índices de modulação, de forma que os conversores A e B contribuem com o surgimento da regeneração de potência no sistema, como pode ser observado na Fig. 9a.

Apesar da técnica para minimizar a regeneração tenha sido efetiva nos casos 2CHB-7L e 3CHB-15L, o fluxo de potência reverso ainda persiste no conversor A (de menor tensão). Isso pode ser observado nas Fig. 9b. Então, para manter todas as células fornecendo potência para a carga, dentro de todo o intervalo de índice de modulação, é

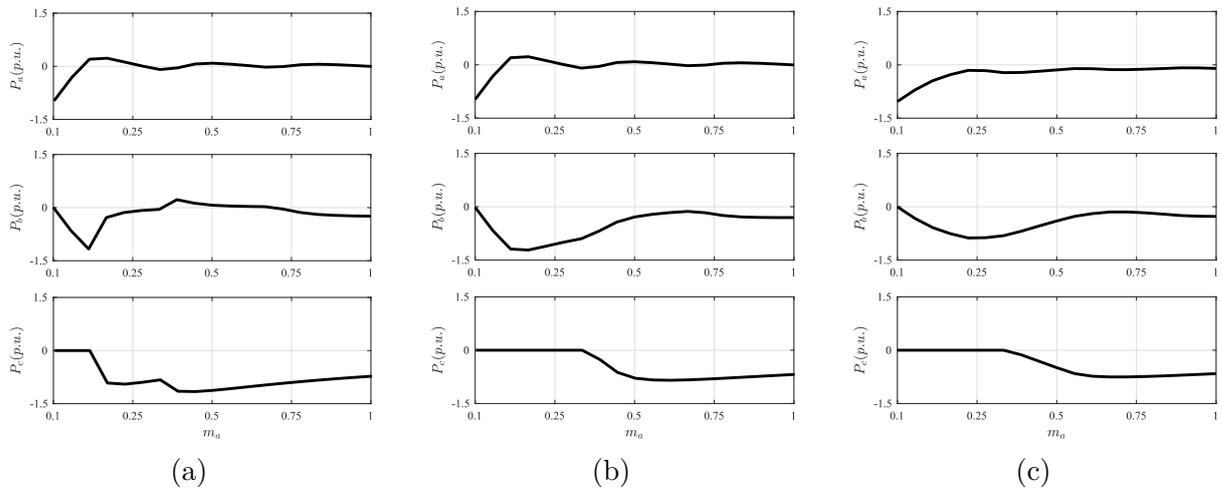


Figura 9 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-21L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) Reduzir frequência de chaveamento. (b) Minimizar a regeneração de potência. (c) Pulo de níveis.

necessário utilizar o pulo de níveis para ignorar os estados que causam regeneração de potência. Nota-se, na Fig. 9c, que quando esta técnica é empregada o fluxo de potência torna-se unidirecional em direção a carga.

O último caso analisado é o 3CHB-27L. Como mencionado anteriormente, esta relação de barramento não produz estados extras de chaveamento para selecionar redundâncias. Ao se empregar o LSPWM - Completo, o conversor A possui uma parcela de potência positiva, como pode ser notado na Fig. 10a, uma vez que esta célula produz apenas  $1/13$  da tensão total do sistema, o que a torna vulnerável à regeneração. Já o conversor B possui fluxo de potência reverso no intervalo de  $0,4 \leq m_a \leq 0,75$ , enquanto o conversor C começa a fornecer potência à carga para índices de modulação superiores a  $0,3$ . Para minimizar a regeneração, o pulo de níveis é utilizado, e então um fluxo unidirecional é estabelecido das fontes para a carga, conforme apresentado nas Figs. 10b. Este método é bastante eficiente do ponto de vista de minimizar a regeneração, por outro lado, o pulo de níveis acarreta no aumento da distorção harmônica.

Os dados de distribuição de potência apresentados acima em forma de gráficos também são mostrados resumidamente na Tabela 1, que apresenta a distribuição de potência para as duas configurações, considerando o fator de potência unitário e índice de modulação igual a  $m_a = 0,6, 0,8$  e  $1$ . É importante notar que, a potência de cada célula está normalizada. As regiões em cinza indicam que, para o determinado índice de modulação, a célula está recebendo a potência extra que circula no sistema. É perceptível que o comportamento da distribuição de potência do conversor se altera para cada estratégia de chaveamento aplicada.

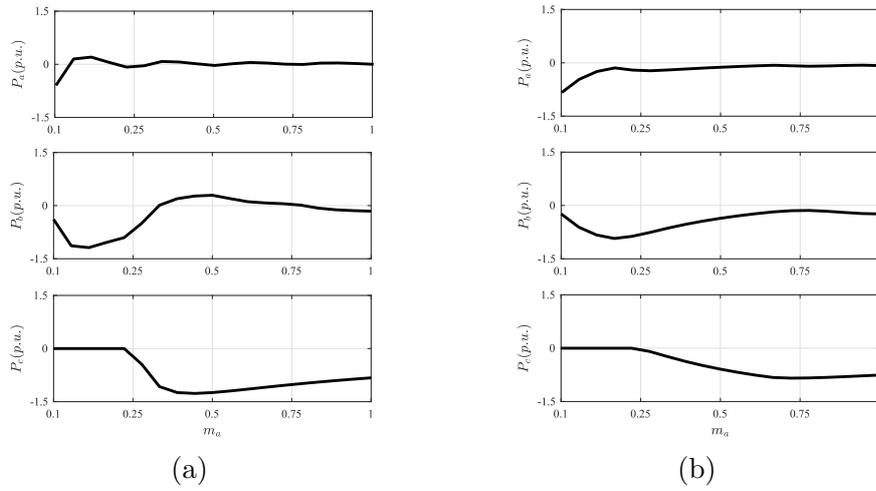


Figura 10 – Distribuição de potência no inversor 3CHB-27L utilizando estratégia de chaveamento para: (a) LSPWM completo. (b) Pulo de níveis.

## 2.4 Características de Operação

Nessa seção, uma análise comparativa das topologias é feita com base nas distorções harmônicas, frequência de chaveamento, e nas perdas nos semicondutores. Ambas configurações, juntamente com todos os casos e possíveis estratégias empregadas, foram simulados no *software* MATLAB<sup>®</sup> e PSIM<sup>®</sup>, considerando a amplitude da tensão igual a  $V_L = 311V$ , potência processada pelo sistema  $P_L = 1000W$ , frequência das portadoras triangulares  $f_\Delta = 10kHz$ , índices de modulação iguais a  $m_a = 0,6, 0,8$  e  $1$ , considerando que, para a cada índice de modulação, a carga foi ajustada para manter a potência constante de  $P_L = 1000W$ .

A seleção da estratégia de chaveamento afeta diretamente no valores de distorção harmônica, frequência de chaveamento e perdas nos dispositivos semicondutores. Nesta seção, estes fatores são verificados para ambas configurações, considerando diferentes relações de barramentos. É importante destacar que, a regeneração de potência afeta as células que geram a menor porção da tensão total do sistema.

As relações de tensão entre os barramentos analisadas são  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 2)$  - que sintetiza 7 níveis na tensão de saída  $v_L$ ; e  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 3)$  - 9L. Para a configuração 3CHB é considerado  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 2 : 4)$  - 15L;  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 3 : 6)$  - 21L; e  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 3 : 9)$  - 27L.

Tabela 1 – Distribuição de potência na célula A ( $P_A$ ), célula B ( $P_B$ ) e célula C ( $P_C$ ) para as configurações 2CHB e 3CHB.

<b>Configuração 2CHB</b>		$m_a = 1$	$m_a = 0,8$	$m_a = 0,6$
7L - Reduz a comutação (1 : 2)	$P_a$	-0,2	-0,03	0,17
	$P_b$	-0,8	-0,97	-1,17
7L - Minimiza a regeneração (1 : 2)	$P_a$	-0,27	-0,18	-0,34
	$P_b$	-0,73	-0,82	-0,66
9L - LSPWM Completo (1 : 3)	$P_a$	-0,11	0,047	0,21
	$P_b$	-0,89	-1,047	-1,21
9L - LSPWM Pulo de níveis (1 : 3)	$P_a$	-0,18	-0,11	-0,27
	$P_b$	-0,82	-0,89	-0,73
<b>Configuração 3CHB</b>		$m_a = 1$	$m_a = 0,8$	$m_a = 0,6$
9L (1 : 1 : 2)	$P_a$	-0,225	-0,18	-0,2
	$P_b$	-0,225	-0,18	-0,2
	$P_c$	-0,55	-0,64	-0,6
15L - Reduz a comutação (1 : 2 : 4)	$P_a$	-0,05	0,03	0,013
	$P_b$	-0,25	-0,18	0,055
	$P_c$	-0,7	-0,85	-0,932
15L - Minimiza a regeneração (1 : 2 : 4)	$P_a$	-0,1	-0,13	-0,11
	$P_b$	-0,2	-0,17	-0,24
	$P_c$	-0,6	-0,7	-0,65
21L - Reduz a comutação (1 : 3 : 6)	$P_a$	-0,04	0,01	0,035
	$P_b$	-0,24	-0,14	0,04
	$P_c$	-0,72	-0,87	-1,075
21L - Minimiza a regeneração (1 : 3 : 6)	$P_a$	-0,02	0,01	0,03
	$P_b$	-0,3	-0,23	-0,2
	$P_c$	-0,68	-0,78	-0,83
21L - LSPWM Pulo de níveis (1 : 3 : 6)	$P_a$	-0,08	-0,1	-0,09
	$P_b$	-0,27	-0,16	-0,26
	$P_c$	-0,65	-0,74	-0,65
27L - LSPWM Completo (1 : 3 : 9)	$P_a$	-0,023	-0,02	-0,003
	$P_b$	-0,15	0,018	0,203
	$P_c$	-0,83	-0,99	-1,2
27L - LSPWM Pulo de níveis (1 : 3 : 9)	$P_a$	-0,05	-0,08	-0,08
	$P_b$	-0,2	-0,09	-0,25
	$P_c$	-0,75	-0,83	-0,67

### 2.4.1 Distorções Harmônicas

As distorções harmônicas são calculadas utilizando o THD das tensões e correntes geradas pelos conversores, sendo dadas por:

$$\text{THD}(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (\gamma_h)^2} \quad (2.17)$$

onde  $\gamma_1$  é a amplitude da fundamental,  $\gamma_h$  é a amplitude da componente harmônica de ordem  $h$  e  $N_h$  é o número de harmônicos considerados ( $N_h = 1000$ ).

A Tabela 2 apresenta as distorções harmônicas da corrente de saída  $i_L$  e da tensão de saída  $v_L$  para as configurações 2CHB e 3CHB.

Tabela 2 – THD da corrente  $i_L$  e tensão  $v_L$  para as configurações 2CHB e 3CHB.

<b>Configuração 2CHB</b>		$m_a = 1$	$m_a = 0,8$	$m_a = 0,6$
7L - Reduz a comutação	$i_L$	0,00548	0,00704	0,00937
	$v_L$	0,181	0,243	0,329
7L - Minimiza a regeneração	$i_L$	0,00548	0,00704	0,00937
	$v_L$	0,181	0,243	0,329
9L - LSPWM - Completo	$i_L$	0,0052	0,00677	0,00927
	$v_L$	0,137	0,172	0,243
9L - LSPWM - Pulo de níveis	$i_L$	0,006	0,0071	0,0105
	$v_L$	0,200	0,280	0,400
<b>Configuração 3CHB</b>		$m_a = 1$	$m_a = 0,8$	$m_a = 0,6$
15L - Reduz a comutação	$i_L$	0,0079	0,0099	0,0135
	$v_L$	0,079	0,106	0,132
15L - Minimiza a regeneração	$i_L$	0,0079	0,0100	0,0137
	$v_L$	0,079	0,106	0,132
21L - Reduz a comutação	$i_L$	0,0077	0,0095	0,0134
	$v_L$	0,056	0,07	0,092
21L - Minimiza a regeneração	$i_L$	0,0077	0,0095	0,0134
	$v_L$	0,056	0,07	0,092
21L - LSPWM - Pulo de níveis	$i_L$	0,0078	0,0099	0,0135
	$v_L$	0,089	0,131	0,162
27L - LSPWM - Completo	$i_L$	0,0075	0,0096	0,0133
	$v_L$	0,043	0,055	0,075
27L - LSPWM - Pulo de níveis	$i_L$	0,0072	0,0096	0,0133
	$v_L$	0,131	0,187	0,328

Para todos os índices de modulação apresentados, as distorções harmônicas de tensão e corrente são maiores nas topologias que sintetizam a menor quantidade de níveis na tensão de saída ou quando a estratégia de pulso de níveis é utilizada. É importante notar que, em todos os casos considerados, as distorções harmônicas são maiores para baixos valores de índices de modulação. Isso ocorre porque a amplitude da tensão de referência é menor e assim os níveis de maior tensão não são modulados. As distorções harmônicas de corrente são praticamente iguais para cada topologia, independente da estratégia PWM utilizada, por exemplo, a técnica de chaveamento utilizada no 7L não modifica a distorção harmônica de corrente, uma vez que sete níveis serão gerados na tensão de saída.

Como pode ser observado, as topologias 2CHB-7L e 3CHB-15L geram as maiores distorções dentre os grupos que possuem duas e três células conectadas em série, respectivamente, uma vez que sintetizam menos níveis quando comparadas as demais

topologias de cada grupo. Ambos os casos e 3CHB-21L, independente da técnica utilizada de reduzir a comutação ou minimizar a regeneração, as distorções harmônicas de corrente são praticamente iguais para os mesmos valores de índice de modulação considerados.

Entre as topologia com duas células em série, 2CHB-9L utilizando o LSPWM completo possui a melhor performance, visto que esta configuração gera um maior número de níveis permitido em uma configuração composta por duas células. Entretanto, a utilização da estratégia de pulo de níveis neste caso proporciona um aumento da distorção harmônica de tensão, uma vez que dois níveis de tensão são pulados, tornando-se equivalente ao 2CHB-7L. A utilização do LSPWM completo em 3CHB-27L possui os menores valores de distorção harmônica de tensão para a topologia 3CHB, uma vez que este é capaz de sintetizar 27 níveis de tensão.

## 2.4.2 Frequência de Chaveamento

A Tabela 3 apresenta a frequência de chaveamento de cada braço e a frequência média das topologias 2CHB e 3CHB. Como pode ser observado, o índice de modulação influencia na frequência de chaveamento de cada braço e também na frequência média. Além disso, as frequências são afetadas pela técnica de chaveamento utilizada.

A Fig. 11 apresenta as tensões de polo de cada braço para a configuração 2CHB-7L, considerando a estratégia para reduzir a frequência de chaveamento [ver Fig. 11a] e minimizar a regeneração [ver Fig. 11b]. Visivelmente as células de maior tensão (curvas inferiores) chaveiam com uma frequência menor que as células de menor tensão (curvas superiores). As duas situações estão apresentadas na Tabela 3. Como pode ser observado, quando a estratégia de reduzir o chaveamento é empregada, as chaves de maior tensão operam à frequência da rede (60 Hz), enquanto que as quando a estratégia de minimizar a regeneração é empregada, as chaves da célula de menor tensão comutam com uma frequência bem maior, aumentando assim a frequência média de chaveamento.

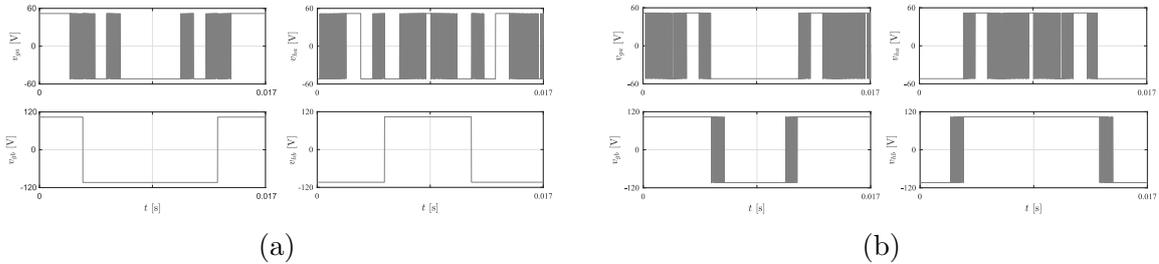


Figura 11 – Tensões de polo do caso 2CHB-7L. (a) Empregando a estratégia para reduzir a comutação das chaves. (b) Empregando a estratégia para minimizar a regeneração.

As Figs. 12 e 13 apresentam as tensões de polo de cada braço para as topologias

3CHB-15L e 3CHB-21L, respectivamente. Como pode ser notado, as chaves ( $q_{ga}, q_{ha}$ ) da célula de menor tensão (curvas superiores) operam em altas frequências, enquanto as chaves ( $q_{gb}, q_{hb}, q_{gc}, q_{hc}$ ) das células de média e maior tensão, respectivamente, operam em média e baixas frequências.

Conforme mencionado anteriormente, 3CHB-15L pode operar sob duas condições de chaveamento. Observando a Tabela 3 e as tensões de polo mostradas na Fig. 12, quando a estratégia de reduzir o chaveamento é empregada [ver Fig. 12a], as células de média e maior tensão comutam a uma frequência bastante inferior quando comparada à estratégia de minimizar a regeneração [ver Fig. 12b].

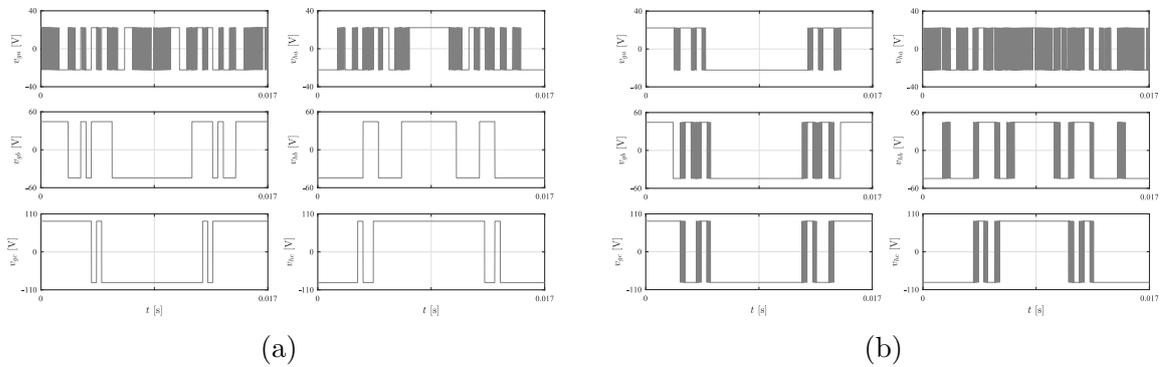


Figura 12 – Tensões de polo do caso 3CHB-15L. (a) Empregando a estratégia para reduzir a comutação das chaves. (b) Empregando a estratégia para minimizar a regeneração.

Em relação ao caso 3CHB-21L, além das duas estratégias comentadas no parágrafo anterior, essa estrutura pode utilizar o pulso de níveis. É importante notar que, nos casos 2CHB-9L, 3CHB-21L e 3CHB-27L, quando o pulso de níveis é aplicado, as frequências dos braços ( $q_{ga}, q_{ha}$ ) comutam a uma frequência média menor quando comparado às demais estratégias de chaveamento que podem ser utilizadas nesses casos, uma vez que alguns níveis adjacentes não serão sintetizados na tensão de saída. Da mesma forma que ( $q_{gb}, q_{hb}, q_{gc}, q_{hc}$ ) comutam com uma frequência maior, pois níveis mais distantes serão chaveados. Isso é claramente explícito na Fig. 13, uma vez que, para as Figs. 13a e 13b, todos os níveis do PWM são gerados, de forma que as chaves da célula de menor tensão comutam com uma maior frequência e as chaves da célula de maior tensão comutam com uma menor frequência para a sintetização de todos os níveis, quando comparadas ao pulso de níveis [ver Fig. 13c].

### 2.4.3 Perdas nos Semicondutores

As perdas nos dispositivos semicondutores são estimadas empregando os módulos térmicos do *software* PSIM<sup>®</sup>, baseado no módulo termal IGBT CM1000HA-24H da

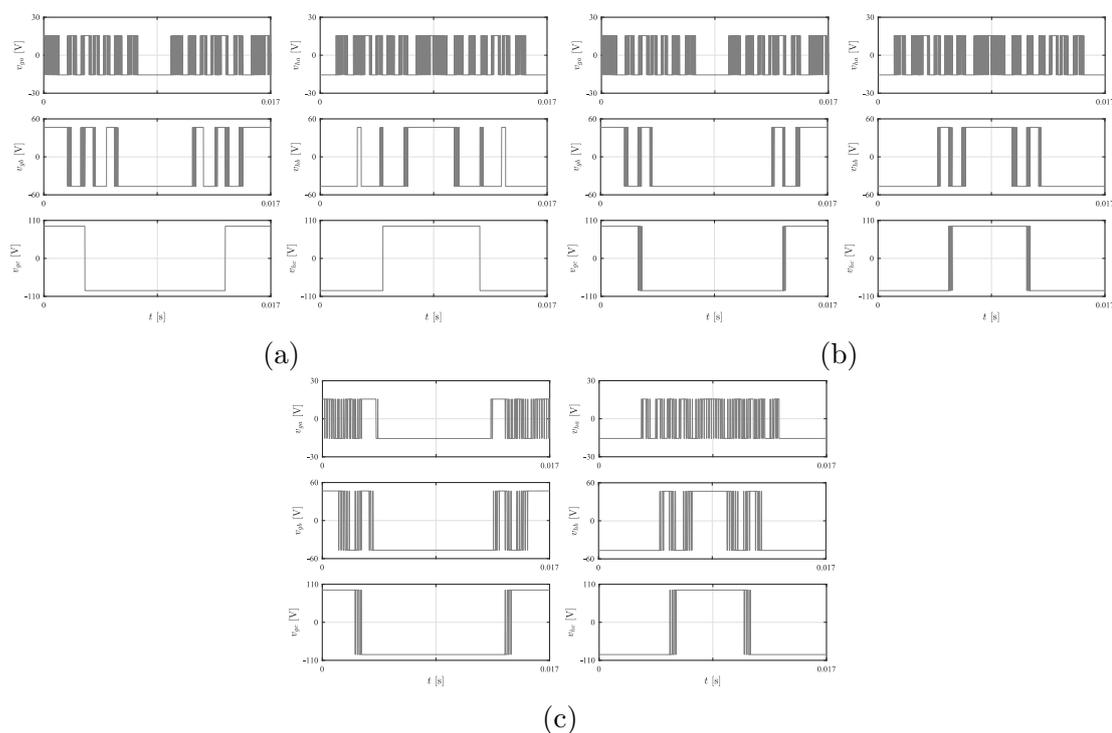


Figura 13 – Tensões de polo do caso 3CHB-21L. (a) Empregando a estratégia para reduzir a comutação das chaves. (b) Empregando a estratégia para minimizar a regeneração. (c) Pulo de níveis.

POWEREX, ajustado conforme os parâmetros de estimação de perdas apresentado por (DIAS et al., 2009). O modelo das perdas incluem perdas por condução ( $P_{cond}$ ) nos diodos e IGBTs; e perdas por chaveamento ( $P_{sw}$ ), que incluem as perdas ao ligar e desligar os IGBTs, e energia para desligar os diodos. A Tabela 4 apresenta os dados obtidos na análise de perdas nos semicondutores das configurações, considerando as mesmas condições das seções anteriores.

Como pode ser observado, as configurações do grupo 2CHB possuem praticamente perdas por condução iguais para índices de modulação iguais, uma vez que esse grupo possui a mesma quantidade de elementos semicondutores no caminho da corrente. A mesma justificativa é válida para os casos do grupo 3CHB.

Para estas configurações, é injustificável compará-las entre si, uma vez que cada um dos casos possui dois ou mais padrões de comutação, o que influencia diretamente nas perdas por chaveamento. Por isso, os padrões de chaveamento serão comparado para o mesmo caso.

Em relação ao caso 2CHB-7L, as perdas por chaveamento são menores quando se utiliza a técnica para reduzir o chaveamento, uma vez que as chaves comutarão a baixa frequência. Esta mesma análise é válida para 3CHB-15L.

Tabela 3 – Frequências de chaveamento (Hz) de cada braço e frequência média (Hz) das topologias 2CHB e 3CHB.

<b>Configuração 2CHB</b>		$m_a$	$f_{ga}$	$f_{ha}$	$f_{gb}$	$f_{hb}$	$f_{gc}$	$f_{hc}$	$f_{med}$
7L Reduzir o chaveamento		1	3720	6540	60	60	-	-	2595
		0,8	5040	5220	60	60	-	-	2595
		0,6	8280	1980	60	60	-	-	2595
7L Minimizar a regeneração		1	4980	4980	1260	1260	-	-	3120
		0,8	5040	4920	1740	1800	-	-	3375
		0,6	4980	4980	3180	3120	-	-	4065
9L Completo		1	5760	5820	780	840	-	-	3300
		0,8	6180	6060	1140	1140	-	-	3630
		0,6	6780	6720	1740	1800	-	-	4260
9L Pulo de níveis		1	5100	4980	1860	1980	-	-	3480
		0,8	5040	5040	2940	2880	-	-	3975
		0,6	5040	4980	3660	3660	-	-	4335
<b>Configuração 3CHB</b>		$m_a$	$f_{ga}$	$f_{ha}$	$f_{gb}$	$f_{hb}$	$f_{gc}$	$f_{hc}$	$f_{med}$
15L Reduz o chaveamento		1	6240	4320	300	180	180	180	1900
		0,8	3660	6780	300	180	180	180	1880
		0,6	5400	5100	240	120	180	180	1870
15L Minimiza a regeneração		1	1680	8340	1980	2400	1380	1260	2840
		0,8	2220	7740	2520	4260	1800	1740	3380
		0,6	2700	7560	3900	2280	3060	3060	3760
21L Reduz o chaveamento		1	6180	6120	1680	1140	60	60	2540
		0,8	7380	7500	3060	2220	60	60	3380
		0,6	6180	6480	2400	720	60	60	2650
21L Minimiza a regeneração		1	6180	6120	1200	1260	300	300	2560
		0,8	7380	7500	2460	2460	420	420	3440
		0,6	6180	6480	1440	1320	840	780	2840
21L Pulo de níveis		1	3960	5820	2460	2460	720	660	2680
		0,8	3660	6420	3480	3540	1020	1020	3190
		0,6	3240	6840	3840	3840	2700	2700	3860
27L Completo		1	6180	6120	1380	1620	300	300	2650
		0,8	6960	7440	2040	2880	360	420	3350
		0,6	7560	7680	4440	1500	540	540	3710
27L Pulo de níveis		1	2400	7620	420	5460	1440	1500	3140
		0,8	1200	8940	660	6660	2100	2100	3610
		0,6	420	9840	900	7500	3300	3300	4210

Para o caso 2CHB-9L e 3CHB-27L, o pulo de níveis influencia nas perdas por chaveamento devido a mudança na frequência de chaveamento de cada braço, uma vez que a célula de maior tensão comutará mais vezes.

Em relação a 3CHB-21L, devido a grande quantidade de redundâncias disponíveis, as frequências de chaveamento dos braços possuem valores próximas para as técnicas de reduzir o chaveamento ou minimizar a regeneração, conseqüentemente, perdas por

chaveamento relativamente iguais. Para a aplicação do pulo de níveis, devido às condições já mencionadas anteriormente, as perdas por chaveamento são maiores.

Tabela 4 – Perdas por condução ( $P_{cd}$ ), perdas por chaveamento ( $P_{sw}$ ) e perdas totais ( $P_{tot}$ ) para as configurações 2CHB e 3CHB.

<b>Configuração 2CHB</b>	$m_a$	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{tot}$ (W)
7L	1	17,41	7,43	24,83
Reduz chaveamento	0,8	21,35	8,90	30,24
	0,6	27,70	10,99	38,69
7L	1	17,46	10,14	27,60
Minimiza regeneração	0,8	21,46	14,34	35,80
	0,6	28,09	25,97	54,06
9L	1	17,33	8,17	25,50
Completo	0,8	21,17	11,05	32,22
	0,6	27,45	18,39	45,84
9L	1	17,43	10,63	28,06
Pulo de níveis	0,8	21,39	17,23	38,62
	0,6	28,11	27,06	55,17
<b>Configuração 3CHB</b>	$m_a$	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{tot}$ (W)
15L	1	25,70	3,84	29,55
Reduz o chaveamento	0,8	31,34	4,58	35,93
	0,6	40,63	5,38	46,01
15L	1	25,86	8,45	34,31
Minimiza a regeneração	0,8	31,76	13,36	45,12
	0,6	41,20	19,79	60,99
21L	1	25,63	4,25	29,88
Reduz o chaveamento	0,8	31,28	8,37	39,65
	0,6	40,50	6,67	47,17
21L	1	25,66	4,66	30,33
Minimiza a regeneração	0,8	31,35	9,28	40,63
	0,6	40,70	9,38	50,08
21L	1	25,82	6,75	32,57
Pulo de níveis	0,8	31,76	10,99	42,75
	0,6	41,19	21,96	63,15
27L	1	25,52	3,89	29,41
Completo	0,8	31,25	6,36	37,60
	0,6	40,31	9,92	50,23
27L	1	25,77	7,95	33,72
Pulo de níveis	0,8	31,66	13,20	44,86
	0,6	41,34	25,08	66,41

## 2.5 Resultados de Simulação

As Figs. 14 a 19 mostram as tensões de saída  $v_L$  e sua tensão de referência  $v_L^*$  para ambas configurações e seus casos. É perceptível que, em certos casos, por exemplo Fig. 14, quando há a possibilidade de se empregar a estratégia de redução da comutação ou minimização da regeneração em um sistema 2CHB-7L, as formas de onda da tensão de saída  $v_L$  são iguais, uma vez que estas técnicas geram a mesma quantidade de níveis. A mesma análise poder feita para o caso 3CHB-15L [ver Fig. 17].

Por outro lado, é visível que, em certos casos, quando não há redundâncias disponíveis ou quando a estratégia de minimizar a regeneração não é totalmente efetiva, a tensão de saída quando se utiliza o LSPWM - Completo tem perfil diferente de quando é empregada a técnica de LSPWM - Pulo de níveis. Estas considerações são válidas para 2CHB-9L [ver Fig. 15], 3CHB-21L [ver Fig.18] e 3CHB-27L [ver Fig. 19].

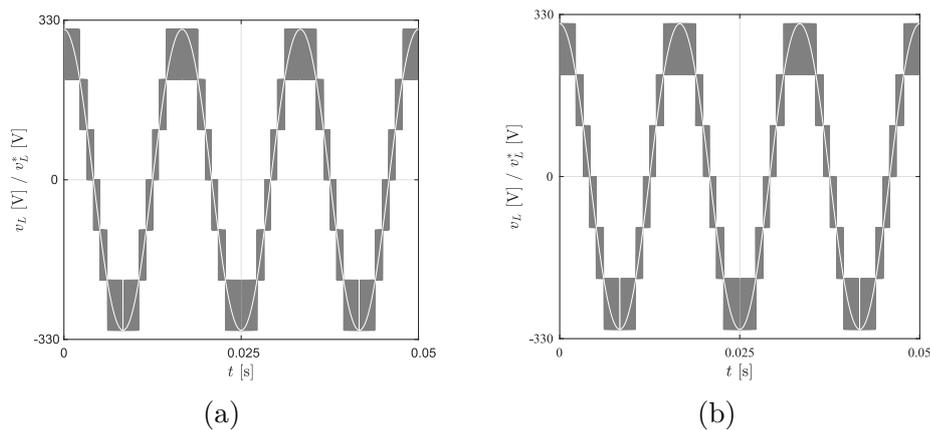


Figura 14 – Tensões de saída  $v_L$  para 2CHB-7L. Empregando a estratégia para (a) Reduzir chaveamento. (b) Minimizar a regeneração.

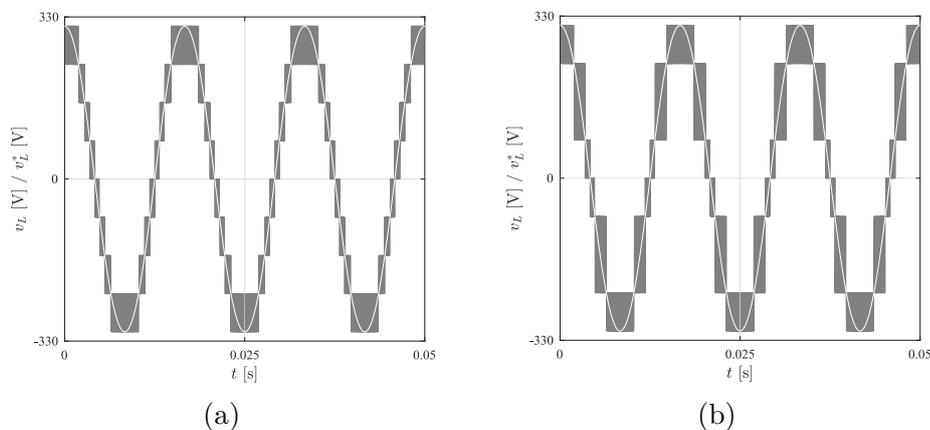


Figura 15 – Tensões de saída  $v_L$  para 2CHB-9L. Empregando (a) Completo. (b) Pulo de níveis.

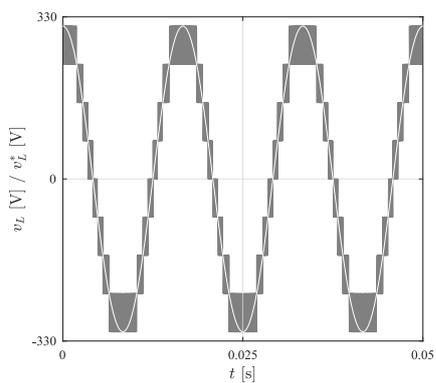


Figura 16 – Tensão de saída  $v_L$  para 3CHB-9L.

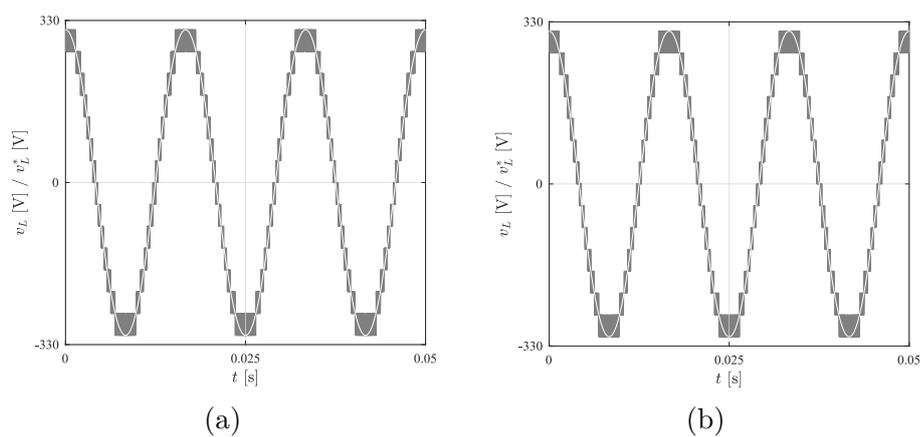


Figura 17 – Tensões de saída  $v_L$  para 3CHB-15L. Empregando a estratégia para (a) Reduzir chaveamento. (b) Minimizar a regeneração.

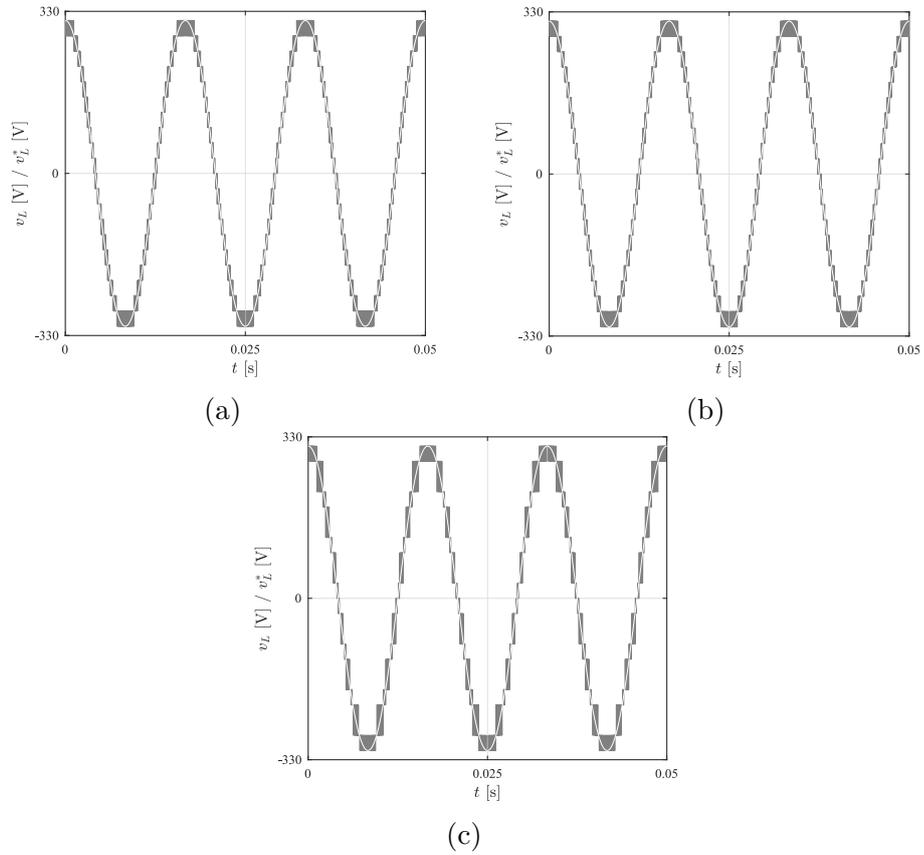


Figura 18 – Tensões de saída  $v_L$  para 3CHB-21L. Empregando a estratégia para (a) Reduzir chaveamento. (b) Minimizar a regeneração. (c) Pulo de níveis.

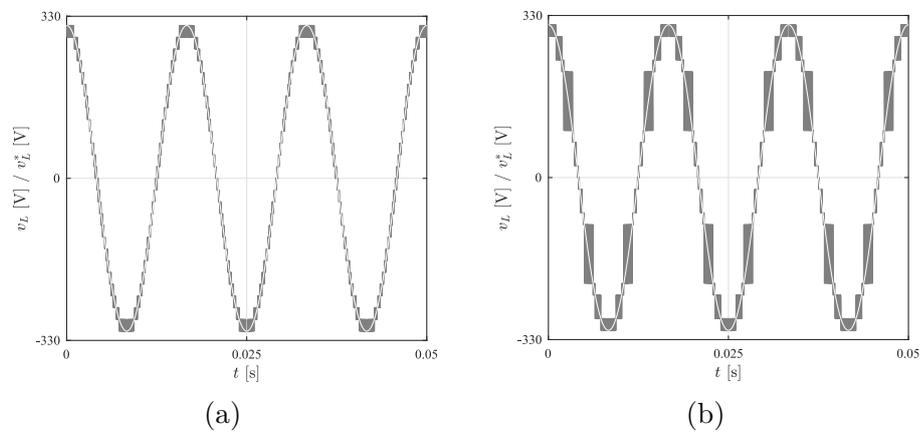


Figura 19 – Tensões de saída  $v_L$  para 3CHB-27L. Empregando (a) PWM completo. (b) Pulo de níveis.

## 2.6 Resultados Experimentais

A plataforma utilizada durante o experimento [ver Fig. 20] foi feita com dispositivos de potência da SEMIKRON. O protótipo é formado por quatro módulos, onde cada um é baseado em chaves do tipo IGBTs (SKM50GB123D) e *drives* dedicados para o acionamento dos mesmos, quatro capacitores, sensores de tensão e corrente, e retificador a diodos. O *software* Code Composer foi utilizado para programar o processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 (situado atrás da bancada) para gerar os sinais de gatilho para as chaves e juntamente com sensores prover medidas das variáveis utilizadas. Na Fig. 20 está apresentado o *setup* experimental com todos os elementos utilizados na montagem do inversor.

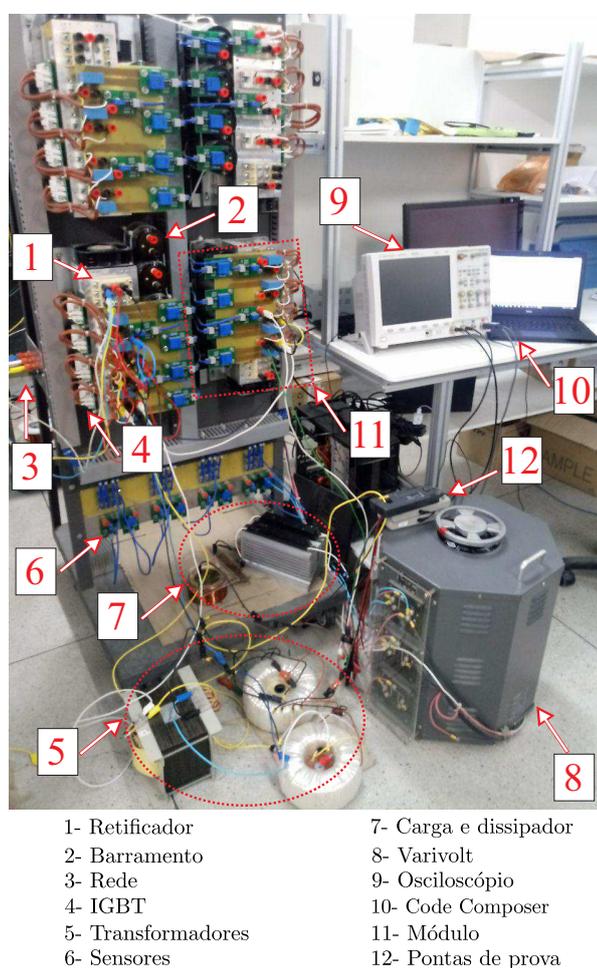


Figura 20 – Plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais.

Como mencionado anteriormente, CHB tem a desvantagem de que cada célula requer uma fonte CC isolada, fornecida por um retificador alimentado por um transformador, do lado CC da configuração. Essa configuração foi montada no laboratório utilizando retificadores unidirecionais, porém não se pôde observar e analisar a regeneração de

potência nas células de menor tensão, uma vez que o retificador utilizado não admite fluxo de potência reverso. Então, foi analisada a viabilidade de se utilizar retificadores bidirecionais, porém a complexidade de implementação do sistema aumentaria.

Em vista destas limitações, optou-se por utilizar uma configuração similar à CHB, de forma que os transformadores são utilizados do lado CA e todas células compartilham um único barramento CC alimentado por apenas um retificador. Os conversores estão conectados em paralelo, de forma que a conexão entre o ponto central de um braço g e h é feita através de um transformador, que impõe a relação de tensão entre os conversores, conforme apresentado na Fig. 21. Essa configuração permitiu verificar o fluxo de potência nas células, como será apresentado a seguir.

O *setup* das configurações implementadas no laboratório é simplificado na Fig. 21. A tensão obtida da rede é variada através do variavolt, de forma que o operador da montagem imponha a tensão desejada no sistema. A relação de espiras dos transformadores são utilizadas para impor a tensão gerada de cada célula do inversor. A tensão CC do barramento é fornecida por retificador.

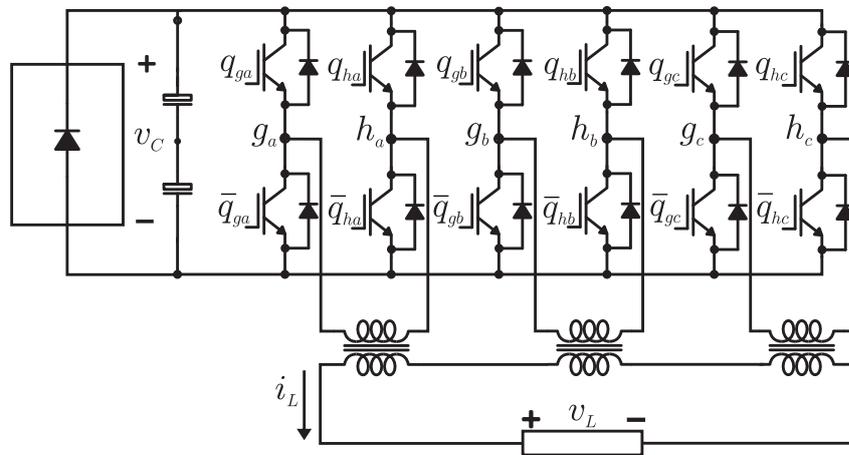


Figura 21 – *Setup* simplificado.

Os resultados experimentais são apresentados nas Figs. de 22 a 30 e foram obtidos com os seguintes parâmetros:

Tabela 5 – Parâmetros utilizados nos experimentos.

Amplitude da tensão $v_L$	$V_L = 95\text{V}$
Índice de modulação	$m_a = 0,99$
Resistência e indutância da carga	$R_L = 25\ \Omega, L_L = 7\ \text{mH}$
Frequência das portadoras	$f_\Delta = 10\ \text{kHz}$
Capacitância do barramento	$C = 9,4\ \text{mF}$

Os resultados apresentados são referentes apenas aos casos 3CHB-15L (empregando as duas estratégias disponíveis) e 3CHB-21L (empregando as três estratégias disponíveis), utilizando as relações de transformação  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 2 : 4)$  e  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 3 : 6)$ , respectivamente. Quando  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 2 : 4)$  é utilizada, as duas técnicas de chaveamento (reduzir frequência de chaveamento e minimizar a regeneração) foram implementadas e seus efeitos foram observados no sistema. Da mesma forma,  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (1 : 3 : 6)$  foi implementada e as três estratégias de chaveamento (reduzir frequência de chaveamento, minimizar a regeneração e pulo de níveis) foram testadas.

A Figs 22 apresenta a tensão de saída  $v_L$  e a corrente de saída  $i_L$  do conversor 3CHB-15L durante 3 ciclos. Percebe-se que para esta topologia,  $v_L$  possui 15 níveis. É importante notar que ambas as técnica de chaveamento utilizadas não alteram o perfil da forma de onda da tensão de saída.

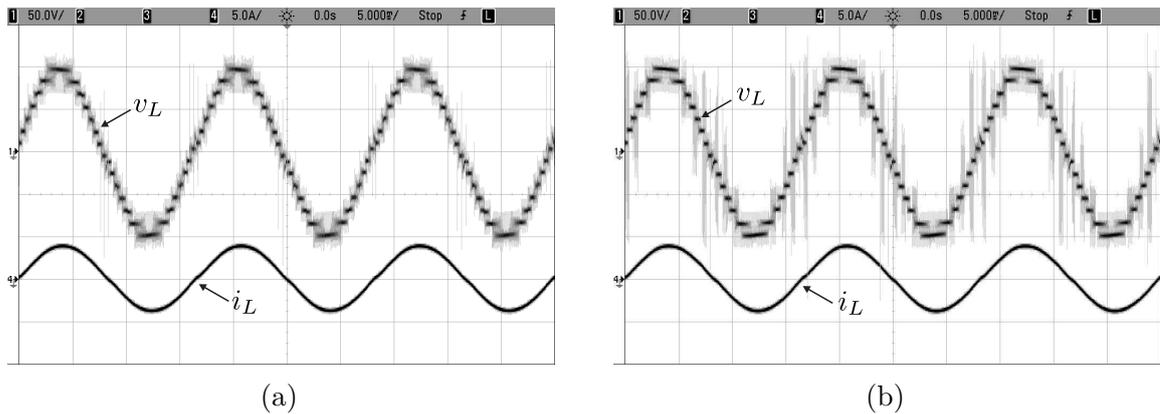


Figura 22 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L. Tensão de saída  $v_L$  e corrente da carga  $i_L$  utilizando a técnica (a) Reduzir o chaveamento. (b) Minimizar regeneração de potência.

A Fig. 23 apresenta a tensão de saída  $v_L$  e a corrente de saída  $i_L$  para o caso 3CHB-21L. Como pode ser observado, quando empregadas as estratégias para minimizar a regeneração e reduzir a frequência de chaveamento, a topologia sintetiza 21 níveis na tensão de saída. Quando a estratégia de pulo de níveis é empregada, a tensão de saída  $v_L$  do conversor é modificada, uma vez que o conversor sintetiza apenas 15 níveis, pois há comutação entre níveis mais distantes para contornar o efeito regenerativo causado por alguns estados. As correntes  $i_L$  têm perfis semelhantes, independente da estratégia utilizada.

Na Fig. 24 são mostradas as tensões de polo  $v_g$  e  $v_h$  de cada célula quando se utiliza a técnica para reduzir a frequência de chaveamento no conversor 3CHB-15L. Enquanto na Fig. 25 são apresentadas as tensões de polo quando se é aplicada a técnica para minimizar a regeneração. É visível que as chaves  $(q_{ga}, q_{ha})$  do conversor de menor tensão A operam a

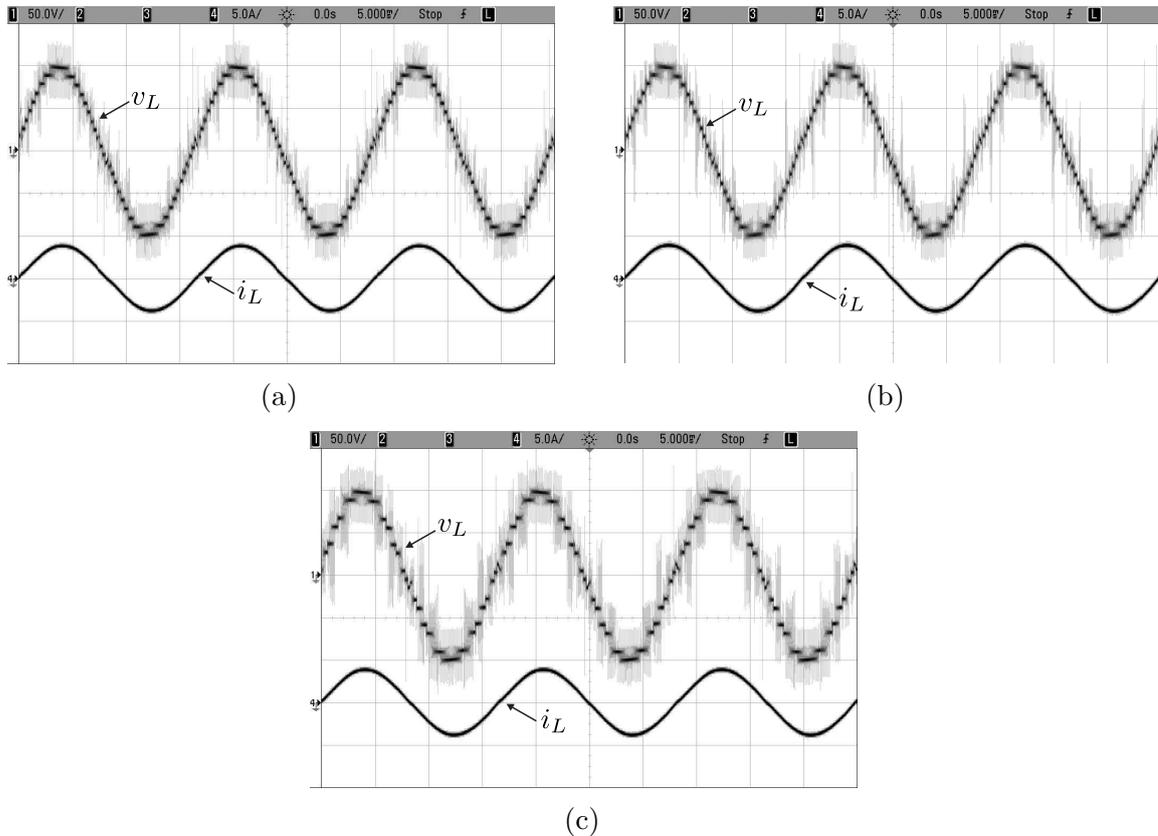
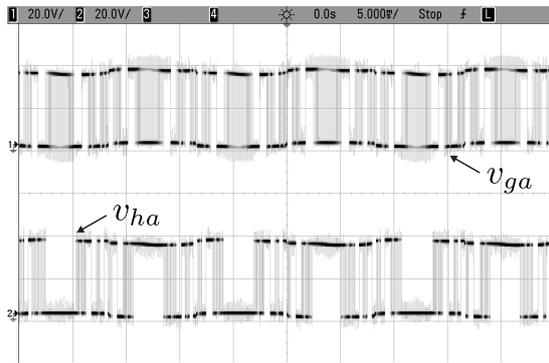


Figura 23 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L. Tensão de saída  $v_L$  e corrente da carga  $i_L$  utilizando a técnica (a) Reduzir o chaveamento. (b) Minimizar regeneração de potência. (c) Pulo de níveis.

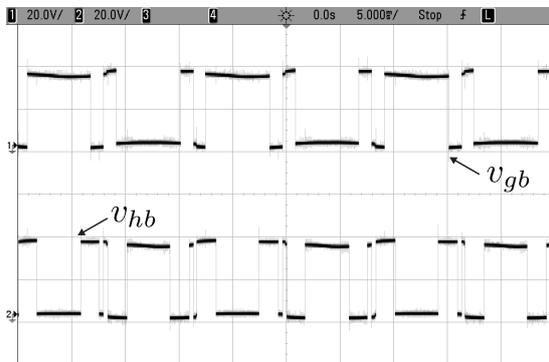
altas frequências, enquanto os elementos semicondutores ( $q_{gc}$ ,  $q_{hc}$ ) do conversor de maior tensão C operam em baixa frequência. De acordo com os resultados mostrados nas Figs. 24 e 25, quando a estratégia para reduzir a comutação é utilizada, a frequência de chaveamento é inferior quando comparada a estratégia para minimizar a regeneração.

A Fig. 26 apresenta as tensões de saída de cada Ponte-H e a corrente de saída para a topologia 3CHB-15L quando se deseja reduzir a frequência de chaveamento. A Fig. 26a mostra a tensão de saída do conversor de menor tensão A. Percebe-se que há instantes em que a tensão de saída é negativa mesmo quando a corrente está no semiciclo positivo, ou seu complementar, resultando em uma potência negativa, ou seja, há um fluxo de potência reverso na célula A. A mesma situação se repete para o conversor B, como apresentado na Fig. 26b. Enquanto o conversor C sempre fornece potência a carga, conforme apresentado na Fig. 26c. Assim, há regeneração de potência nestes instantes.

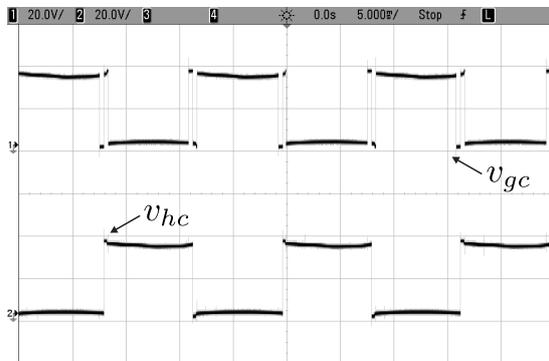
Já na Fig. 27 é apresentada as tensões geradas pelo mesmo sistema 3CHB-15L e suas correntes de saída quando é empregada a estratégia para minimizar a regeneração de potência. Conforme previsto nas simulações, os conversores A e B geram tensões positivas



(a)

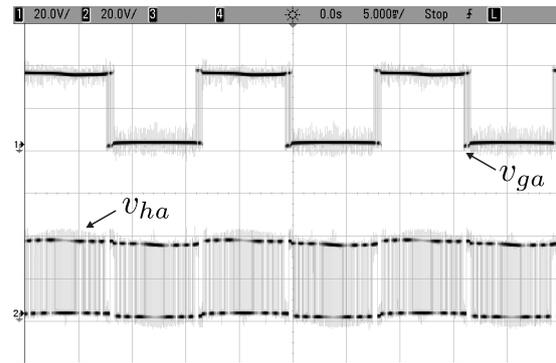


(b)

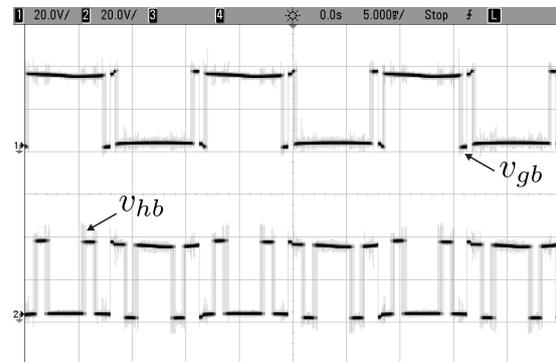


(c)

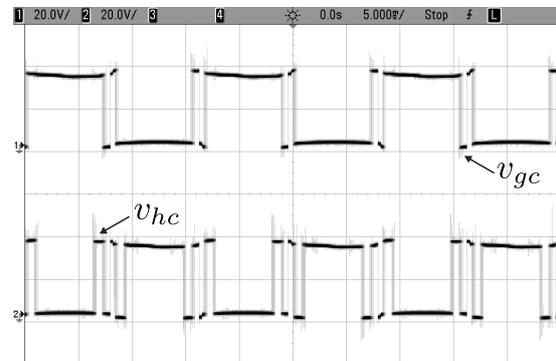
Figura 24 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Tensões de polo  $v_g$  e  $v_h$  da célula (a) A. (b) B. (c) C.



(a)



(b)

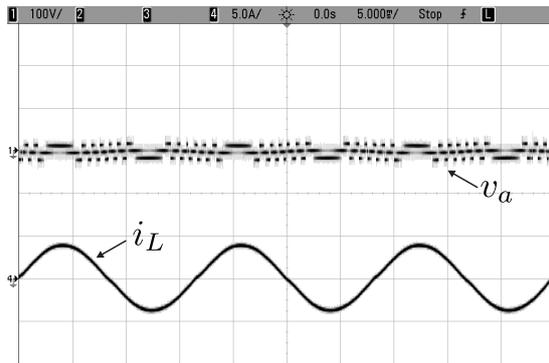


(c)

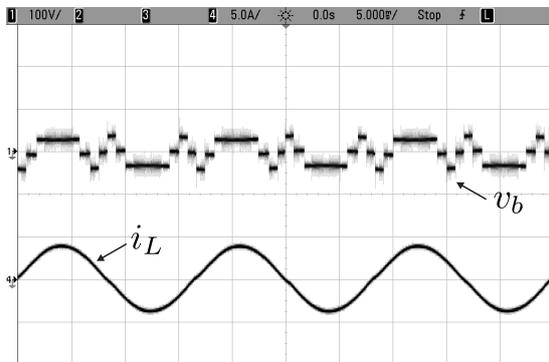
Figura 25 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Tensões de polo  $v_g$  e  $v_h$  da célula (a) A. (b) B. (c) C.

para o semiciclo de corrente positiva e seu complementar, de forma a sempre fornecer potência a carga, conforme comprovado na Fig. 27a.

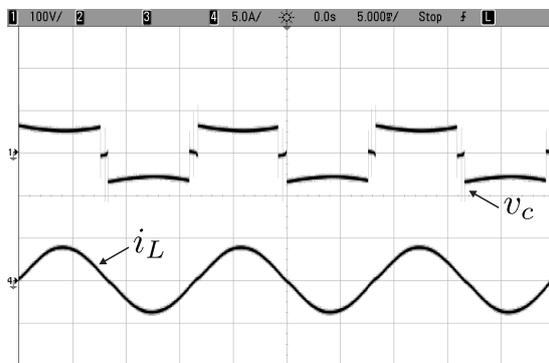
As Figs. 28 a 30 mostram as tensões de saída de cada Ponte-H de um conversor 3CHB-21L. Conforme apresentado nas simulações, quando a estratégia para reduzir a frequência de comutação, os conversores de menor e média tensão, A e B, provocam



(a)

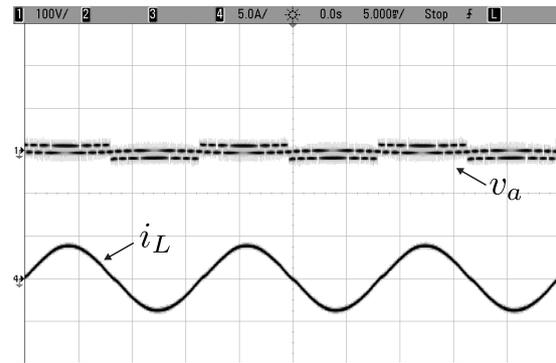


(b)

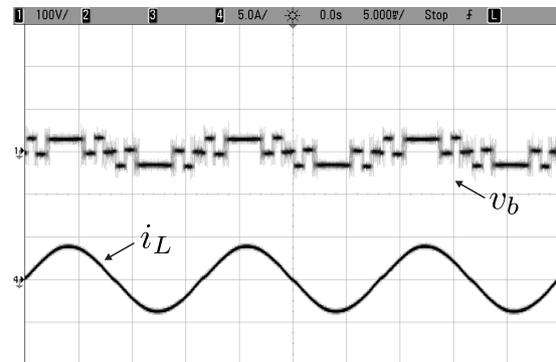


(c)

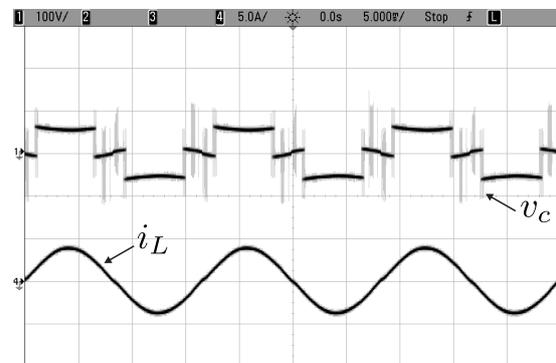
Figura 26 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C.



(a)



(b)

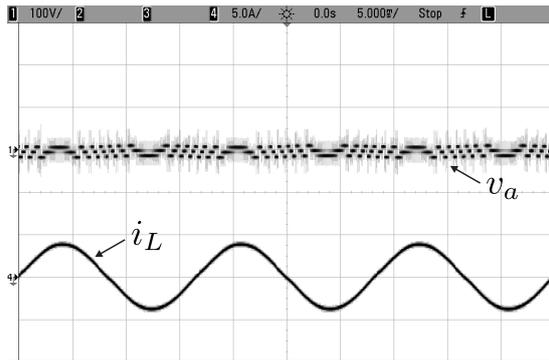


(c)

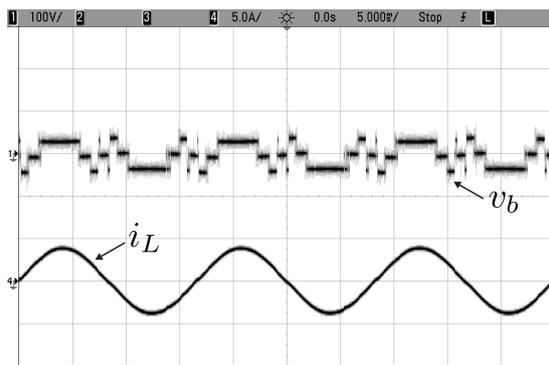
Figura 27 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C.

regeneração de potência, segundo as Figs. 28a e 28b, respectivamente. A Fig. 29 mostra as tensões e corrente geradas por cada célula quando é empregada a técnica para minimizar a regeneração de potência. Diante dos resultados, é perceptível que o conversor A, ainda em alguns instantes, gera tensão negativa para um semiciclo positivo de corrente ou vice e versa, contribuindo assim para o fluxo de potência reverso, enquanto as células B e C não

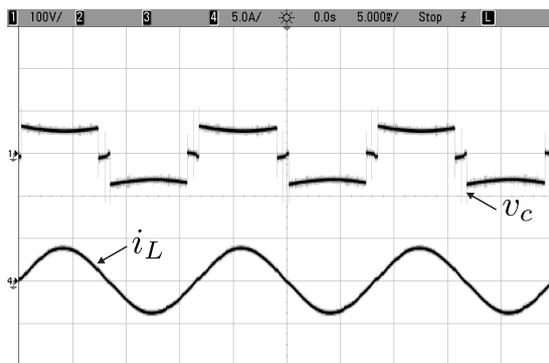
têm regeneração de potência. Para contornar isso, a técnica de pulso de níveis é empregada, de forma que os níveis que causam regeneração de potência são eliminados do LSPWM, conforme Fig. 30. Dessa forma, todas as células geram tensão positiva para um semiciclo de corrente positiva e tensão negativa para corrente no semiciclo negativo, fornecendo sempre potência a carga, como mostrado na Fig. 30 e previsto nas simulações.



(a)

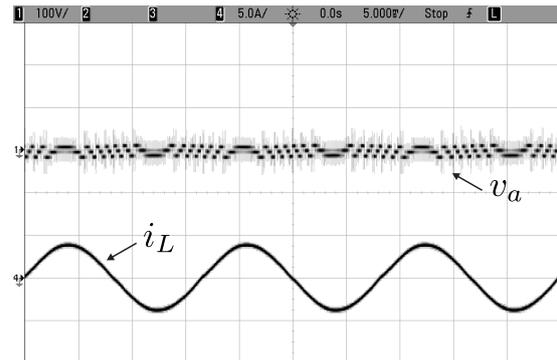


(b)

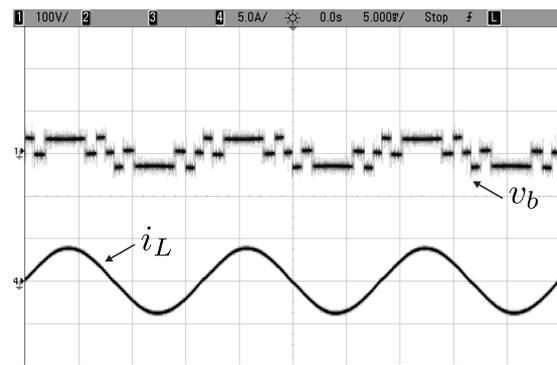


(c)

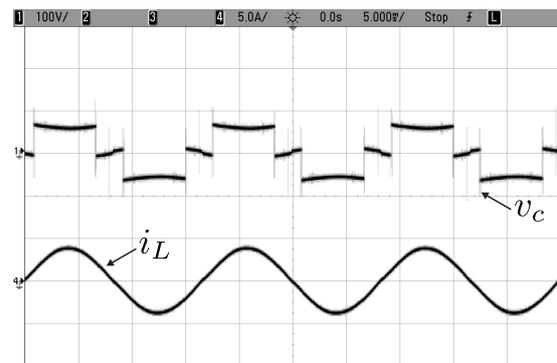
Figura 28 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C.



(a)

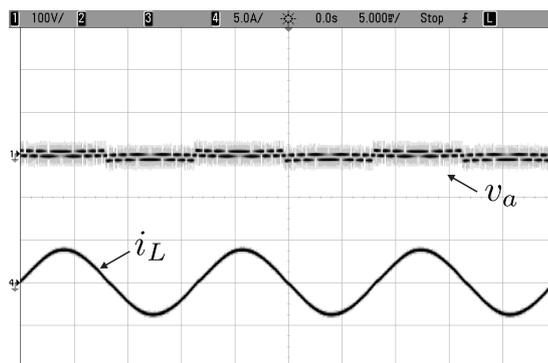


(b)

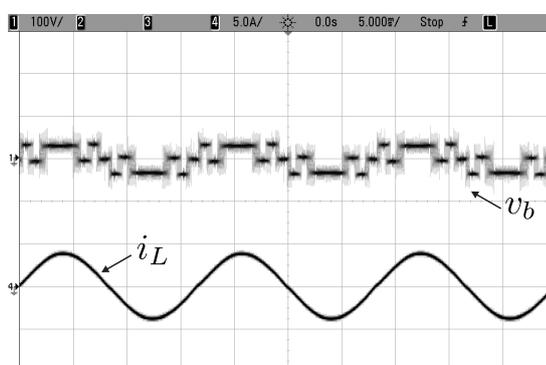


(c)

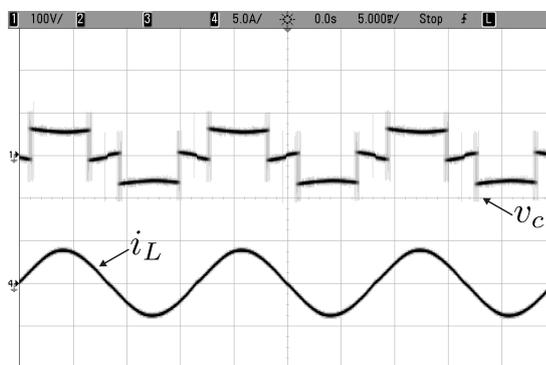
Figura 29 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C.



(a)



(b)



(c)

Figura 30 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica pulso de níveis. Tensão de saída da Ponte-H e corrente da carga (a) A. (b) B. (c) C.

As Figs. 31 a 35 apresentam as potências de cada célula para as configurações 3CHB-15L e 3CHB-21L. Estas potências foram plotadas no *software* MATLAB utilizando os pontos salvos dos resultados experimentais obtidos nas Figs. 26 a 30.

Como pode ser observado, quando a técnica de reduzir o chaveamento é utilizada em um sistema 3CHB-15L, as células A (menor tensão) e B (média tensão) possuem um fluxo de potência negativo, sinal de que há um fluxo reverso no sistema, enquanto que a célula C (maior tensão) sempre está alimentando a carga [ver Fig. 31]. Quando a técnica

de minimizar a regeneração é utilizada, a potência de todas as células é positiva, de forma que elas sempre fornecem potência a carga [ver Fig. 32]. Como pode ser observado, estes resultados são condizentes com os obtidos nas simulações.

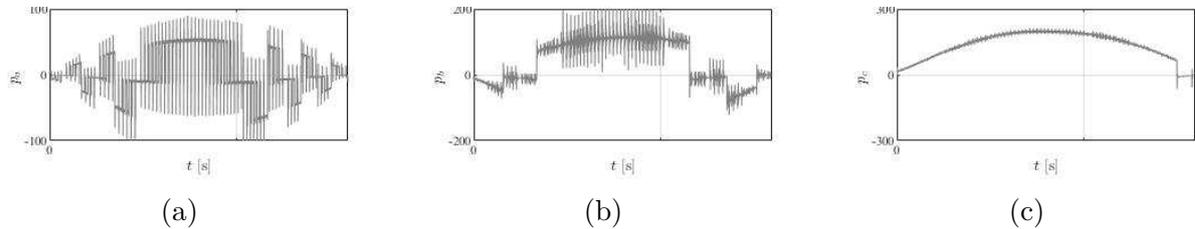


Figura 31 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C.

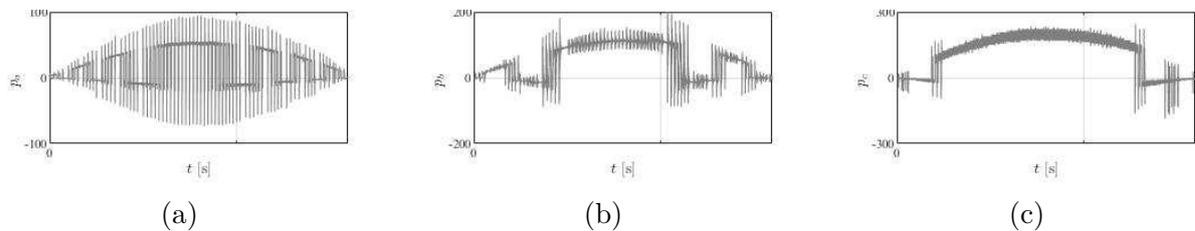


Figura 32 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-15L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C.

As potências também foram obtidas para o sistema 3CHB-21L. Como pode ser visto, a estratégia para reduzir o chaveamento provoca a regeneração de potência nas células A (menor tensão) e B (média tensão) [ver Fig. 33]. Quando a técnica para minimizar a regeneração é utilizada, apenas a célula A possui fluxo de potência bidirecional, enquanto as demais células sempre fornecem potência a carga [ver Fig. 34]. Para contornar o efeito regenerativo, o pulso de níveis é utilizado, de forma que todas as células sempre geram potência para a carga [ver Fig. 35], conforme previsto nas simulações.

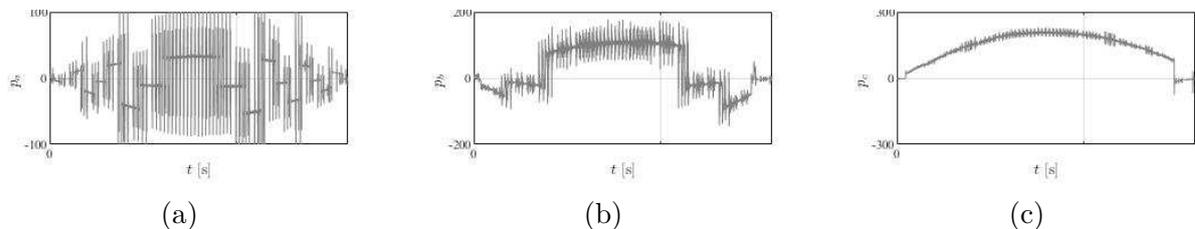


Figura 33 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para reduzir o chaveamento. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C.

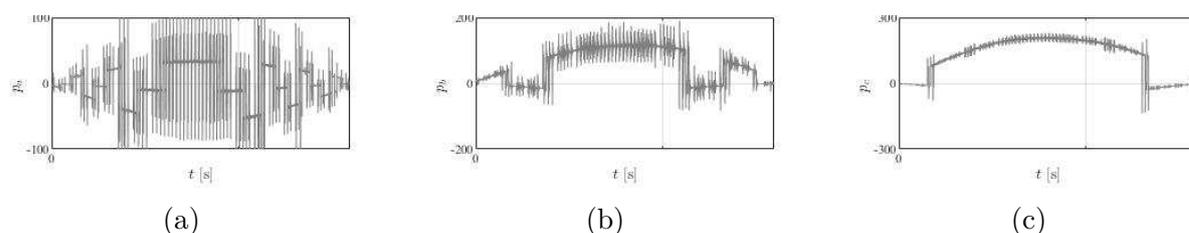


Figura 34 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica para minimizar a regeneração. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C.

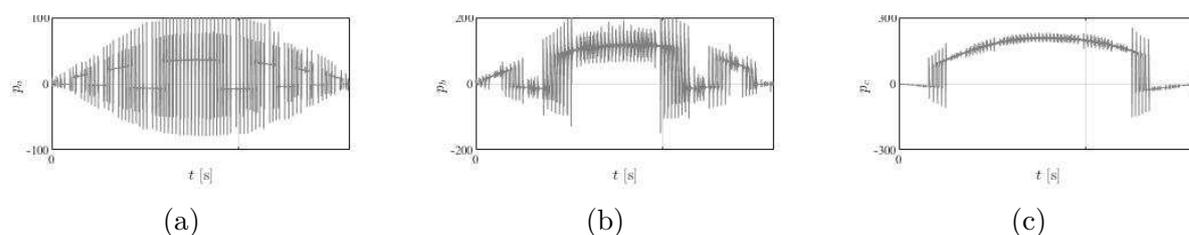


Figura 35 – Resultados experimentais - Configuração 3CHB-21L utilizando a técnica de pulso de níveis. Potência das células (a) A. (b) B. (c) C.

## 2.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas duas configurações de inversores monofásicos do grupo Ponte-H em cascata, subdividas em dois grupos: 2CHB e 3CHB. O primeiro grupo corresponde a duas células conectadas em série, cujos barramentos são compostos por fontes CC, enquanto o segundo grupo é formado por três células com três barramentos também formados por fontes CC. Para ambas topologias, os modelos do sistema, equações dos conversores, a técnicas PWM e as estratégias de chaveamento foram apresentadas e discutidas.

O PWM foi baseado na técnica LSPWM, e dois casos foram apresentados: o LSPWM de 7 níveis e o LSPWM de 9 níveis. De acordo com as redundâncias geradas por cada relação de barramento, ou o LSPWM de 7 níveis ou o LSPWM de 9 níveis deve ser adaptado para a relação de barramento que se deseja operar.

Em algumas condições de operação, o conversor de menor tensão pode ter fluxo de potência bidirecional. Dessa forma, algumas técnicas foram propostas para minimizar a regeneração de potência, e assim forçar todas as células a fornecerem potência para a carga. De acordo com os resultados apresentados, a estratégia de chaveamento empregada afeta algumas características de operação, tais como distribuição de potência, THD, perdas nos elementos semicondutores e frequência de chaveamento.

Além disso, foram apresentados resultados de simulação para ambas configurações e seus diversos casos, e resultados experimentais para 3CHB-15L e 3CHB-21L, onde todas

as estratégias de chaveamento discutidas neste capítulo foram utilizadas. Em alguns casos, é possível manter um baixo THD na tensão de saída e garantir potência fluindo apenas em direção a carga. Entretanto, em alguns casos, tais como 2CHB-9L, 3CHB-21L e 3CHB-27L, é necessário eliminar do PWM os estados que causam regeneração de potência para garantir fluxo de potência unidirecional.

As principais análises e comparações foram feitas com base nos resultados de simulação obtidos. Cada topologia tem uma melhor performance de acordo com o ponto de operação desejado, seja fluxo de potência unidirecional, baixo THD na tensão de saída, baixas perdas nos semicondutores ou baixa frequência de chaveamento. Há casos que conseguem combinar os melhores pontos de operação em uma só configuração, como 3CHB-15L e 3CHB-21L. As considerações teóricas feitas neste capítulo foram validadas por resultados experimentais, de forma a confirmar que, de acordo com a técnica de chaveamento é utilizada, o conversor de menor tensão pode receber potência ou enviar potência a carga.

### 3 | Balanceamento de Tensão de Capacitor em Inversores com Ponte-H em Cascata

Neste capítulo é apresentado o grupo de configurações de inversores em cascata que utilizam capacitor em um de seus barramentos. Duas configurações são analisadas, de modo que daqui por diante elas serão referenciadas por CHB-C (*Cascaded H-Bridge with Capacitor*).

A substituição de uma fonte CC por um capacitor reduz o custo de implementação do sistema, além de não necessitar de transformador e retificador para alimentar o barramento flutuante. Entretanto este capacitor deve ser regulado por técnicas PWM. Além do índice da modulação, esta configuração depende também do fator de potência para controle do capacitor, de forma que a regulação de tensão se torna um desafio. Na literatura, há diversas técnicas desenvolvidas para balanceamento de tensão do capacitor flutuante (VAZQUEZ et al., 2009), (ROUTRAY; SINGH; MAHANTY, 2017) e (AMINI; MOALLEM, 2016).

(VAHEDI et al., 2015) implementam uma CHB modulada por LSPWM, onde um dos barramentos é formado por um capacitor. A tensão do capacitor é regulada através de redundâncias. O índice de modulação utilizado neste sistema ( $m_a = 0,8$ ) garante o balanceamento da tensão e não permite que nenhum nível de tensão seja perdido, de forma a prejudicar a qualidade da tensão de saída. Segundo os autores, a principal desvantagem dessa configuração é a dependência do índice de modulação e do fator de potência da carga para regular a tensão do capacitor, de forma que esse sistema não funciona para altos índices de modulação. Em (VAHEDI et al., 2014) e (PAPPU; GOPAKUMAR, 2016), as redundâncias também são utilizadas para controlar a tensão do capacitor no nível desejado em uma cascata de inversores de 5 níveis.

Um método de balanceamento de tensão do capacitor é apresentado por (SEPAHVAND et al., 2013). Este método, denominado *Phase-Shift Modulation*, consiste em um

deslocamento de fase entre a tensão de saída do conversor de maior tensão e a corrente da carga, de forma que estes deslocamentos tem ações de carga e descarga do capacitor.

(DU et al., 2006) propõem um sistema de duas células em cascata, cujo um dos barramentos é formado por capacitor. A regulação do capacitor é feita através de ângulos de chaveamento, para, simultaneamente, balancear o capacitor e escolher a frequência fundamental de chaveamento para produzir uma tensão de saída senoidal. Apesar de simples, esse método gera *spikes* na tensão de saída além de gerar níveis não constantes de tensão.

(DU et al., 2009) apresentam um método de eliminação da harmônica de frequência fundamental em um inversor de sete níveis, além de apresentar uma forma de estender o intervalo de índice de modulação para qual a tensão do capacitor pode ser regulada, através da injeção de terceira harmônica.

(SEPAHVAND; LIAO; FERDOWSI, 2011) investigam a operação do inversor para cargas resistivas, indutivas e capacitivas, e provam que o balanceamento do capacitor não é possível para qualquer condição de carga. Neste trabalho, a tensão do capacitor é regulada pelos estados redundantes e pela seleção apropriada do ângulo de chaveamento.

Essas configurações são apresentadas na Fig. 36. CHB-C é uma conexão em série de conversores monofásicos, onde um dos barramentos é flutuante. Esse sistema fornece potência a uma carga de tensão  $v_L$  e corrente  $i_L$ . Semelhante à CHB, a CHB-C também é dividida em dois grupos, denominados por 2CHB-C (duas H-Bridges em cascata e um capacitor em um dos barramentos) e 3CHB-C (três H-Bridges em cascata e um capacitor em um dos barramentos).

A configuração 2CHB-C apresenta duas células conectadas em série, A e B. Ambos os conversores são formados por dois braços com duas chaves IGBTs cada. O barramento da célula A é formado por uma fonte de tensão CC fornecida por um retificador. Esta célula é responsável por gerar a maior parte da tensão do sistema. Já a célula B é constituída por um barramento flutuante (ilustrado em cinza na imagem), que gera a menor parcela de tensão do sistema. A configuração 3CHB-C tem as mesmas características da 2CHB-C, exceto que o barramento do conversor C é flutuante, enquanto os barramentos das células A e B são compostos por fontes de tensão CC.

Ambas as configurações mencionadas são analisadas neste capítulo, destacando as estratégias PWM empregadas e as técnicas de controle utilizadas para regular a tensão do barramento flutuante. Os sistemas são comparados em termos de distribuição de potência no capacitor, considerando variações no índice de modulação e no fator de potência; frequência de chaveamento; distorção harmônica de corrente; e perdas nos elementos

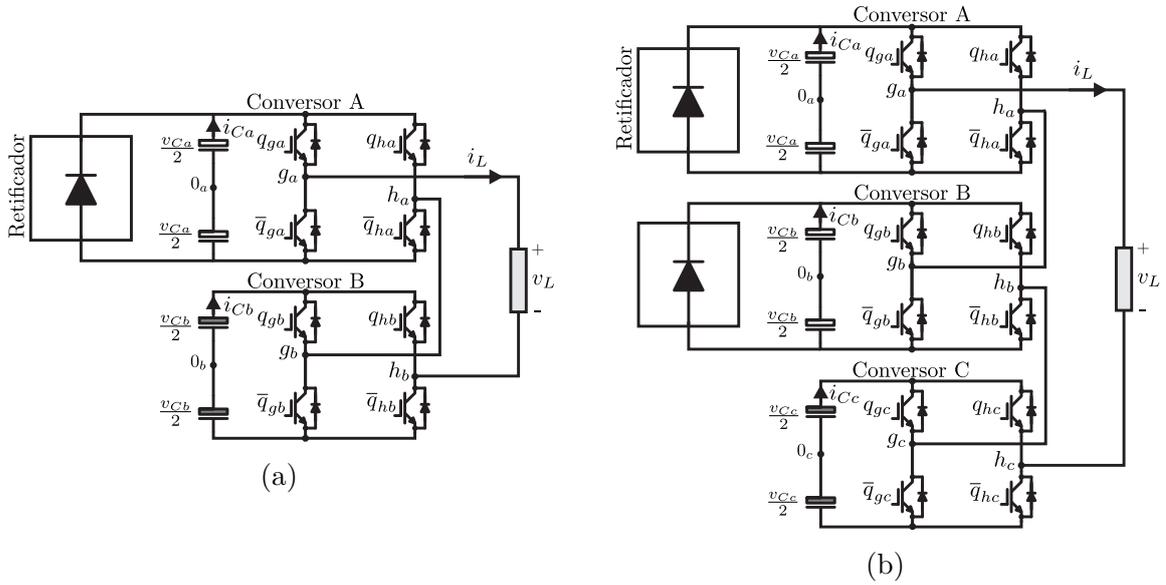


Figura 36 – Topologias CHB-C. (a) Configuração 2CHB-C. (b) Configuração 3CHB-C.

semicondutores.

Dessa forma, utilizando ambas as técnicas de balanceamento de tensão do capacitor, os pontos de operação onde é possível carregar e descarregar o capacitor são determinados. Na literatura, há análises relacionadas à distribuição de potência nas células e o estudo das regiões de operação dos conversores, conforme apresentado em (MOOSAVI et al., 2014) e (VAZQUEZ et al., 2010).

Outros aspectos também são discutidos neste capítulo, incluindo uma estratégia de controle para regular a tensão do capacitor, de forma que, simultaneamente, este tenha uma operação de carga e descarga suaves e um baixo THD na tensão de saída do sistema.

Simulações computacionais foram realizadas nos softwares MATLAB<sup>®</sup> e PSIM<sup>®</sup>. Resultados experimentais serão apresentados para validar as considerações teóricas apresentadas.

### 3.1 Modelo do Sistema

Apesar do acréscimo de um capacitor na topologia CHB-C, esta possui o mesmo modelo do sistema da CHB, conforme apresentado na Fig. 3. Portanto, as mesmas equações apresentadas na seção 2.1 do Capítulo 2 são válidas para os inversores Ponte-H em Cascata com um barramento flutuante.

## 3.2 Técnicas PWM

A técnica PWM de escolha também é o LSPWM. A tensão  $v_{Lmax}$  e sua referência  $v_{Lmax}^*$ , são dadas por (3.1) e (3.2), para as topologias 2CHB-C e 3CHB-C, respectivamente. Vale ressaltar que  $v_{Cb}$ , de (3.1), e  $v_{Cc}$  de (3.2) são tensões do barramento flutuante.

$$v_{Lmax} = v_{Ca} + v_{Cb} \quad v_{Lmax}^* = v_{Ca}^* + v_{Cb}^*. \quad (3.1)$$

$$v_{Lmax} = v_{Ca} + v_{Cb} + v_{Cc} \quad v_{Lmax}^* = v_{Ca}^* + v_{Cb}^* + v_{Cc}^*. \quad (3.2)$$

O princípio de funcionamento do LSPWM comentado no capítulo anterior também é o mesmo quando aplicado em sistemas compostos por capacitor no barramento. Portanto, (2.12), (2.13) e (2.14) são válidas para as configurações apresentadas neste capítulo.

Nesta seção, são apresentadas duas técnicas de balanceamento da tensão do capacitor.

### 3.2.1 H-LSPWM

A técnica Híbrida (H-LSPWM) é baseada na modulação escalar. H-LSPWM utiliza uma variável auxiliar, denominada por  $v_x^*$ , para gerar tensões de referência de cada Ponte-H. A seguir, será apresentado o método para a configuração composta por duas e três células em cascata.

#### 3.2.1.1 2CHB

A partir de (2.5), é estabelecido que a tensão de saída da célula com barramento capacitivo é igual à tensão de referência  $v_x^*$ , como apresentado em (3.3). Dessa forma, (2.5) pode ser reescrita conforme (3.4):

$$v_b^* = v_x^* \quad (3.3)$$

$$v_a^* = v_L^* - v_x^*. \quad (3.4)$$

Os valores máximos e mínimos de  $v_x^*$  podem ser calculados por:

$$v_{x,max}^* = \min\{v_{Cb}^*, v_L^* + v_{Ca}^*\} \quad (3.5)$$

$$v_{x,min}^* = \max\{-v_{Cb}^*, v_L^* - v_{Ca}^*\} \quad (3.6)$$

A partir das Eqs. (3.5) e (3.6), a variável  $v_x^*$  pode ser definida como:

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max}^* + (1 - \mu_x) v_{x,min}^* \quad (3.7)$$

onde  $0 \leq \mu_x \leq 1$ .

A variável  $\mu_x$  é utilizada para regular a tensão do capacitor. Esta variável influencia nas tensões do sistema, e conseqüentemente na potência instantânea gerada por cada barramento. Portanto,  $\mu_x$  permite o controle do capacitor, de forma que pode maximizar ou minimizar a tensão  $v_b^*$ , e conseqüentemente, regular a tensão do capacitor flutuante B.

A tensão de referência de cada célula é gerada a partir da técnica PWM escalar, como apresentado anteriormente. A variável auxiliar  $\mu_x$  é utilizada para aumentar ou diminuir a potência no capacitor flutuante. Se para um ponto específico de operação é possível garantir potências positiva e negativa (condições de carga e descarga, respectivamente) no capacitor, é sinal de que a tensão deste capacitor pode ser regulada.

Um controlador por histerese é utilizado para regular a tensão do barramento flutuante, de forma que se a tensão medida  $v_{cb}$  do barramento flutuante aumentar e ultrapassar o limiar estabelecido pela banda de histerese  $\Delta v_{cb}$ ,  $\mu_x$  recebe o valor 1, de forma que a ação de controle para descarregar o capacitor é acionada. Caso a tensão medida  $v_{cb}$  do barramento flutuante diminua e exceda a banda de histerese,  $\mu_x$  adquire o valor 0 e o capacitor é carregado. A Eq. 3.8 resume o efeito de  $\mu_x$  sobre o capacitor.

$$\text{Condições} = \begin{cases} \mu_x = 1, & \text{if } v_{cb} \geq (1 + \Delta v_{cb})v_{cb}^* \\ \mu_x = 0, & \text{if } v_{cb} < (1 - \Delta v_{cb})v_{cb}^* \end{cases} \quad (3.8)$$

A tensão de referência de cada célula,  $v_a^*$  e  $v_b^*$ , são comparadas com as portadoras triangulares de cada célula para gerar os níveis de tensão, conforme apresentado na Tabela 6. É importante destacar que este método não garante a utilização ótima dos níveis, uma vez que níveis mais distantes são chaveados para sintetizar a tensão de saída.

Tabela 6 – Estados das chaves para a célula A e B, considerando que  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (2 : 1)$  ou  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (3 : 1)$ .

$(q_{ga}, q_{ha})$	Tensão	$(q_{gb}, q_{hb})$	Tensão
[1,0]	$v_{Ca}$	[1,0]	$v_{Cb}$
[0,0][1,1]	0	[0,0][1,1]	0
[0,1]	$-v_{Ca}$	[0,1]	$-v_{Cb}$

### 3.2.1.2 3CHB

Essa configuração possui dois barramentos composto por fontes e um barramento flutuante. O capacitor, nesta configuração, está localizado no conversor C. Considerando que uma variável de referência  $v_z^* = v_a^* + v_b^*$  seja utilizada para representar a soma das

tensões geradas pelas células com barramentos compostos por fontes, a tensão de referência  $v_x^*$  e (2.10) são determinadas conforme as seguintes equações:

$$v_c^* = v_x^* \quad (3.9)$$

$$v_z^* = v_L^* - v_x^*. \quad (3.10)$$

Os valores máximos e mínimos de  $v_x^*$  são dados por (3.11) e (3.12).

$$v_{x,max}^* = \min\{v_{C_c}^*, v_L^* + v_{C_a}^* + v_{C_b}^*\} \quad (3.11)$$

$$v_{x,min}^* = \max\{-v_{C_c}^*, v_L^* - v_{C_a}^* - v_{C_b}^*\} \quad (3.12)$$

Neste caso, semelhante a configuração 2CHB, a variável  $v_x^*$  pode ser definida como:

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max}^* + (1 - \mu_x) v_{x,min}^* \quad (3.13)$$

onde  $0 \leq \mu_x \leq 1$ . Assim,  $\mu_x$  regula a tensão do capacitor flutuante C. A mesma regra estabelecida em (3.8) e os estados de chaveamento apresentados na Tabela 6 são válidos para 3CHB-C, considerando outras relações de barramentos.

### 3.2.2 R-LSPWM

Esta técnica é baseada na seleção das redundâncias (por isso denominada R-LSPWM) dos estados de chaveamento da célula que possui o barramento flutuante. De acordo com a polaridade da corrente que circula no sistema  $i_L$ , as redundâncias são selecionadas para carregar ou descarregar o capacitor. De acordo com a técnica utilizada, a comutação nesta técnica ocorre entre níveis adjacentes para a utilização ótima dos níveis sintetizados ou comuta de padrão de chaveamento de acordo com o controle estabelecido. A seguir, serão apresentados dois padrões de LSPWM para controle da tensão do capacitor.

#### 3.2.2.1 Variações do LSPWM de 7 níveis

Os níveis correspondentes, os possíveis estados de chaveamento, as portadoras triangulares e os setores do LSPWM de 7 níveis é apresentado na Fig. 37a. Como pode ser notado, este LSPWM é composto por 6 portadoras triangulares deslocadas em níveis, que definem 6 setores e sintetizam 7 níveis na tensão de saída  $v_L$ .

Estados extras de comutação são gerados para os níveis  $\{v_{Lmax}^*/3\}$  e  $\{-v_{Lmax}^*/3\}$ . Como pode ser observado, há dois estados de comutação possíveis. Estas redundâncias podem ser utilizadas como ações de controle para carregar e descarregar o capacitor flutuante dentro dos setores 2, 3, 4 e 5.

Uma análise de circuito da configuração 2CHB-C garante que quando  $(q_{gb}, q_{hb}) = (1, 0)$  e a corrente está no semiciclo positivo ( $i_L > 0$ ), o conversor B fornece potência e a tensão do capacitor  $v_{Cb}$  diminui (condição de descarga), enquanto o estado  $(q_{gb}, q_{hb}) = (0, 1)$  absorve potência e a tensão do capacitor  $v_{Cb}$  aumenta (condição de carga). O caso complementar é válido se a corrente está no semiciclo negativo ( $i_L < 0$ ).

A Tabela 7(a) apresenta as redundâncias apropriadas de acordo com a polaridade da corrente e a determinada ação de controle desencadeada. É importante destacar que o sinal (+) significa que  $v_{Cb}$  carrega ao se aplicar os estado correspondente, enquanto o sinal (−) implica descarregamento do mesmo. Um controle de histerese foi implementado para regular a tensão do capacitor.

É importante notar que as ações de controle são fortemente dependentes da polaridade da corrente e da banda de histerese  $\Delta v_{Cb}$  determinada. As ações de carga ou descarga são resumidas em 3.14.

$$\text{Condições} = \begin{cases} \text{Descarga, if } i_L > 0 \text{ e } v_{Cb} > (1 + \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (1, 0) \\ \quad \text{ou } i_L < 0 \text{ e } v_{Cb} < (1 - \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (0, 1) \\ \text{Carga,} & \text{if } i_L > 0 \text{ e } v_{Cb} < (1 - \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (0, 1) \\ \quad \text{ou } i_L < 0 \text{ e } v_{Cb} > (1 + \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (1, 0) \end{cases} \quad (3.14)$$

### 3.2.2.2 Variações do LSPWM de 9 níveis

Somente o LSPWM padrão de 9 níveis não é suficiente para promover as ações de controle necessárias, uma vez que este não oferece redundâncias que permitem manter a tensão  $v_{Cb}$  no valor de referência. Portanto, variações do LSPWM de 9 níveis padrão devem ser desenvolvidas.

A Fig. 37b apresenta o LSPWM de 9 níveis padrão e suas variações. O LSPWM padrão é composto por 8 portadoras deslocadas em níveis, que definem 8 setores e sintetizam 9 níveis na tensão de saída. Como pode ser visto na imagem, este LSPWM de 9 níveis é desmembrado duas variações: um PWM para carga (LSPWM<sub>+</sub>) e outro para descarga (LSPWM<sub>−</sub>) do capacitor. Isto é necessário devido a ausência de redundâncias para que as ações de controle sejam efetivas. Esta técnica utiliza o pulso de níveis para garantir temporariamente potência positiva ou negativa para regular a tensão do capacitor.

No LSPWM<sub>+</sub>, os setores 1 e 2, 3 e 4, 5 e 6, e 7 e 8 são combinados, formando os setores 1-2, 3-4, 5-6 e 7-8, respectivamente. Assim, os estados  $(q_{ga}, q_{ha}, q_{gb}, q_{hb}) = (1, 0, x, x), (x, x, 1, 0), (x, x, 0, 1)$  e  $(0, 1, x, x)$  são eliminados do PWM, uma vez que eles

Tabela 7 – Condições de carga e descarga de  $v_{Cb}$  em função dos estados das chaves  $(q_{gb}, q_{hb})$  do conversor B e polaridade da corrente  $i_L$ , considerando (a) 7L R-LSPWM. (b) 9L R-LSPWM.

(a) 7L R-LSPWM		(b) 9L R-LSPWM	
$(q_{gb}, q_{hb}) : i_L$	$v_{Cb}$	$(q_{gb}, q_{hb}) : i_L \times v_L^*$	$v_{Cb}$
$(1,0) : i_L < 0$	+	$(1,0) : i_L \times v_L^* < 0$	+ (LSPWM <sub>L+</sub> )
$(1,0) : i_L > 0$	-	$(1,0) : i_L \times v_L^* > 0$	- (LSPWM <sub>L-</sub> )
$(0,1) : i_L < 0$	-	$(0,1) : i_L \times v_L^* < 0$	- (LSPWM <sub>L-</sub> )
$(0,1) : i_L > 0$	+	$(0,1) : i_L \times v_L^* > 0$	+ (LSPWM <sub>L+</sub> )

contribuem para a descarrega do capacitor. Portanto, com a exclusão destes estados de chaveamento, a ação de carregamento é maximizada.

Da mesma forma, no LSPWM<sub>-</sub> os setores 2 e 3, 6 e 7 são agrupados e formam as regiões 2-3 e 6-7, respectivamente. Os estados  $(q_{ga}, q_{ha}, q_{gb}, q_{hb}) = (1, 0, 0, 1)$  e  $(0, 1, 0, 1)$  são removidos do PWM e o efeito de descarga é potencializado.

Como pode ser observado, o LSPWM<sub>+</sub> e LSPWM<sub>-</sub> requerem pulso de níveis para selecionar as redundâncias que ajudam na carga e descarga do capacitor. As ações de carga e descarga são resumidas em 3.15, de acordo com a polaridade da corrente e de acordo com o controle por histerese. Caso não ocorrerem as ações que identificam o LSPWM<sub>+</sub> e LSPWM<sub>-</sub>, o LSPWM Completo será executado.

$$\text{Condições} = \begin{cases} \text{LSPWML-}, & \text{if } i_L > 0 \text{ e } v_{Cb} > (1 + \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (1, 0) \\ & \text{ou } i_L < 0 \text{ e } v_{Cb} < (1 - \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (0, 1) \\ \text{LSPWML+}, & \text{elseif } i_L > 0 \text{ e } v_{Cb} < (1 - \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (0, 1) \\ & \text{ou } i_L < 0 \text{ e } v_{Cb} > (1 + \Delta v_{Cb})v_{Cb}^* \rightarrow (1, 0) \\ \text{LSPWM Completo}, & \text{else} \end{cases} \quad (3.15)$$

### 3.2.3 Controle Suave para 27L LSPWM

Um sistema de controle é necessário para manter a tensão do capacitor no nível desejado. Dessa forma, dentro de uma margem de erro admissível devido ao *ripple* de tensão, é essencial que  $v_{Cb} = v_{Cb}^*$  (para a configuração 2CHB-C) e  $v_{Cc} = v_{Cc}^*$  (para a configuração 3CHB-C). Nesta seção, será proposta uma estratégia de controle para um sistema monofásico composto de três conversores cuja tensão de saída é formada por 27 níveis, ou seja,  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (9 : 3 : 1)$  (3CHB-C-27L).

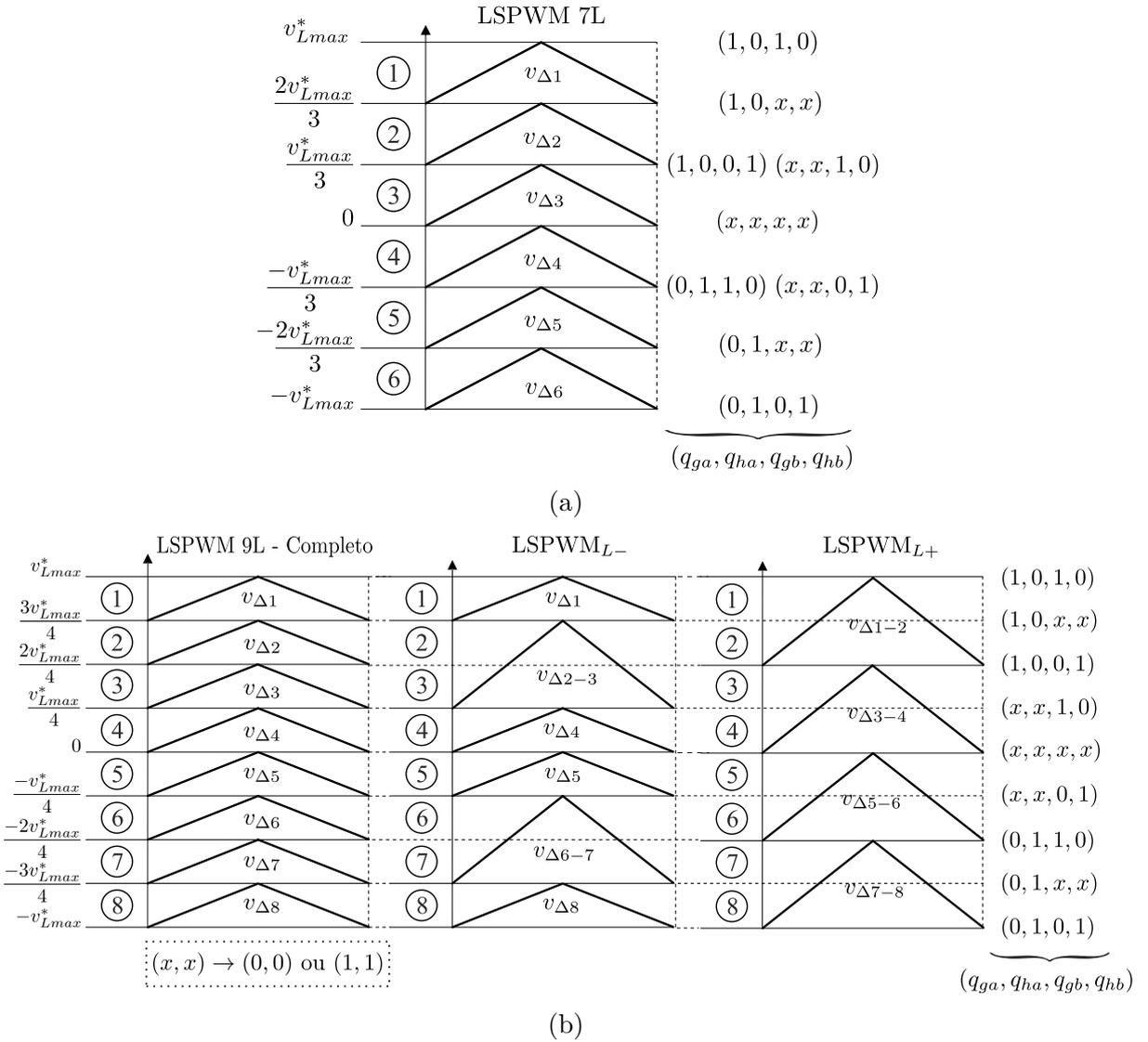


Figura 37 – Disposição das portadoras triangulares, setores correspondentes e possíveis níveis gerados em  $v_L$  para: (a) LSPWM de 7 níveis. (b) LSPWM Completo de 9 níveis e suas variações LSPWM<sub>+</sub> e LSPWM<sub>-</sub>.

Similar ao LSPWM apresentado na Fig. 37b, este PWM de 27 níveis é dividido em dois, de modo que redundâncias sejam escolhidas para carregar (LSPWM<sub>+</sub>) e descarregar (LSPWM<sub>-</sub>) o capacitor de forma efetiva. As ações de controle apresentadas na Tabela 7(b) para 9 níveis são também válidas para 27 níveis.

O LSPWM<sub>+</sub> é formado por 18 portadoras deslocadas em níveis que definem 19 níveis e o LSPWM<sub>-</sub> é composto de 16 portadoras deslocadas em níveis que definem 17 níveis, conforme apresentado na Fig. 38. A partir deste padrão, as portadoras são desagregadas para que mais níveis sejam criados. Então, padrões modificados de (27, 25, 23, 21, 19) níveis podem ser gerados para o carregamento do capacitor e padrões modificados de

(27, 25, 23, 21) níveis podem ser gerados para descarregamento do capacitor.

O controle por histerese é implementado para determinar o LSPWM ideal para operação de carga e descarga suave do capacitor. Para cada intervalo de índice de modulação, há um LSPWM adequado para operar sob tais condições de operação. O padrão modificado selecionado é aquele cuja potência é mais próxima de zero. Assim, ações de controle suaves são empregadas, de forma que *spikes* e *ripple* na tensão de saída são minimizados e a regulação da tensão do capacitor é garantida. O THD também influencia na escolha do LSPWM adequado, uma vez que a quantidade de níveis afeta diretamente na forma de onda da tensão de saída.

O controlador é composto por uma dupla banda de histerese, onde a tensão  $v_{Cc}$  deve estar contida. As bandas de histerese são denominadas de banda de histerese interna ( $\Delta_{in}v_{Cc}$ ) e banda de histerese externa ( $\Delta_{out}v_{Cc}$ ), conforme ilustrado na Fig. 39. Assim, se uma ação de controle é imposta no capacitor e o mesmo não desempenhar tal comando, uma ação de controle mais forte é imposta para garantir a regulação de tensão do capacitor. Em resumo, a banda de histerese externa funciona como limite de operação para o balanço de tensão do capacitor para que um controle mais severo seja utilizado caso a banda de histerese interna falhar na execução do comando.

A Tabela 8 apresenta qual LSPWM deve ser empregado para cada intervalo de índice de modulação. Como pode ser observado, há duas opções de LSPWM para ser utilizado. Para regular a tensão do capacitor, a primeira opção é utilizada caso  $v_{Cc}$  ultrapasse  $\Delta_{in}v_{Cc}$ . Caso este limite não seja suficiente,  $\Delta_{out}v_{Cc}$  é utilizado como limiar e a segunda opção de LSPWM deve ser empregada para garantir que a tensão do capacitor seja regulada. De forma geral, o efeito que o LSPWM selecionado tem sobre a tensão é em função do índice de modulação.

Tabela 8 – LSPWM adequado para cada intervalo de índice de modulação.

$m_a$	Opção	LSPWM <sub>L+</sub>	LSPWM <sub>L-</sub>
$0,95 \leq m_a \leq 1$	1	21L	27L
	2	19L	25L
$0,85 \leq m_a < 0,95$	1	27L	25L
	2	25L	23L
$0,75 \leq m_a < 0,85$	1	23L	27L
	2	21L	25L
$0,65 \leq m_a < 0,75$	1	27L	23L
	2	25L	22L
$0,6 \leq m_a < 0,65$	1	21L	27L
	2	19L	25L

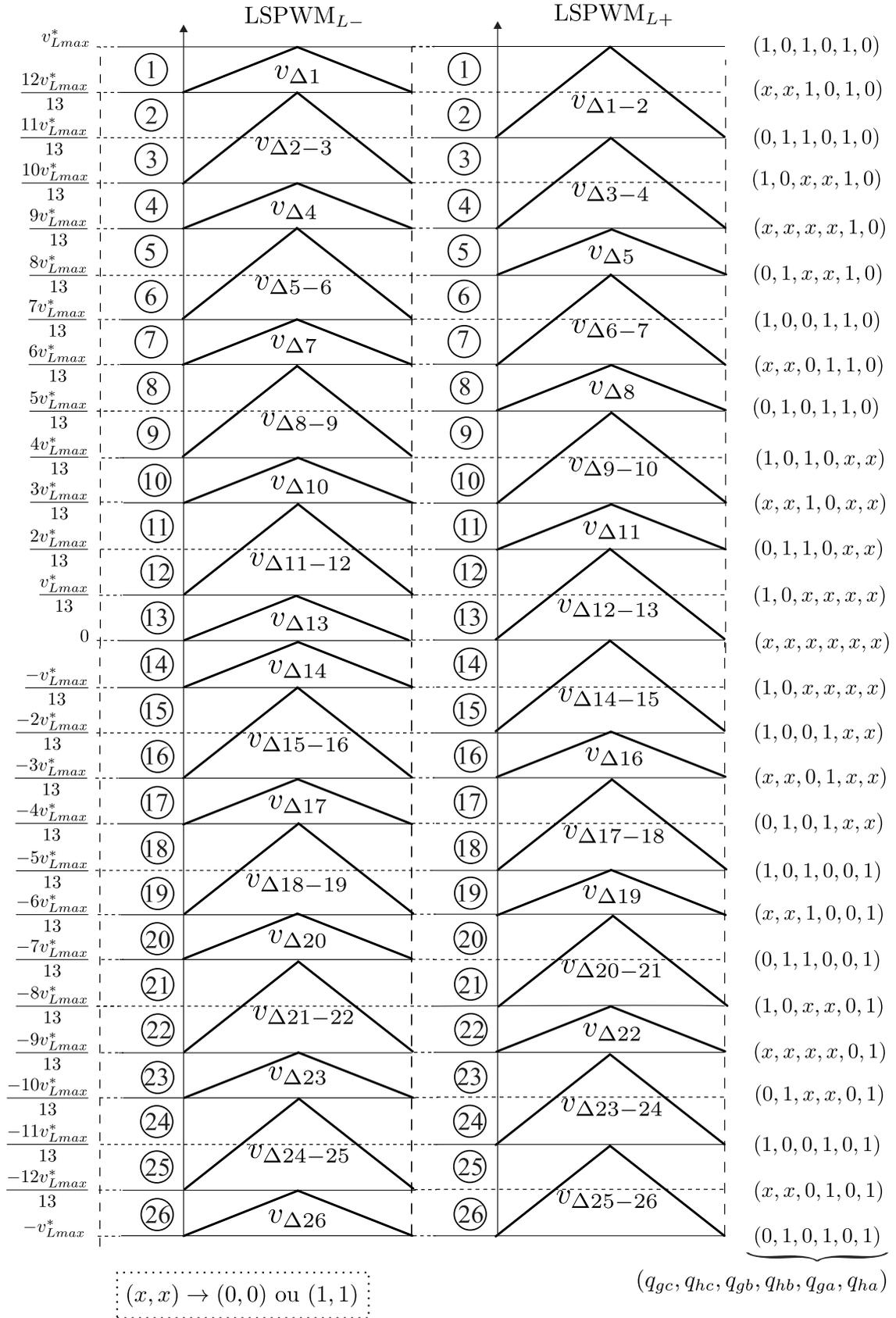


Figura 38 – Disposição das portadoras, setores correspondentes e níveis de  $v_L$  para o LSPWM de 27 níveis.

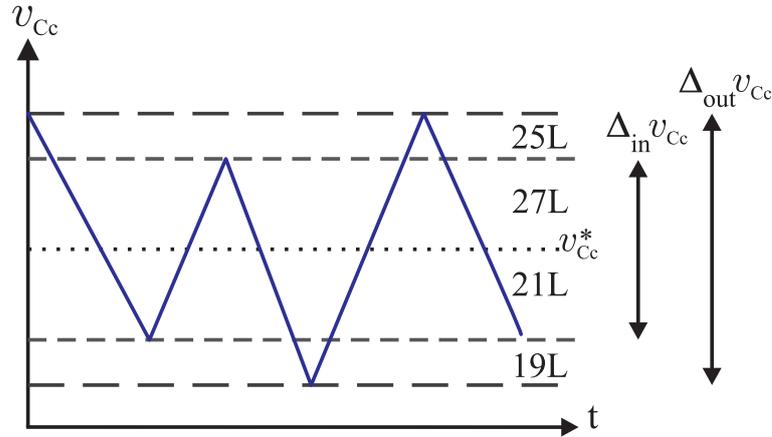


Figura 39 – Regulação da tensão do capacitor por dupla banda de histerese.

Por exemplo, assumindo um índice de modulação igual a 0,9 e considerando que a tensão  $v_{C_c}$  diminua e ultrapasse apenas o limiar inferior de  $\Delta_{in}v_{C_c}$ , o LSPWM<sub>+</sub> de 21 níveis deve ser utilizado para carregar o capacitor. Se a tensão  $v_{C_c}$  continuar a diminuir e exceder o limiar inferior  $\Delta_{out}v_{C_c}$ , o LSPWM<sub>+</sub> de 19 níveis, que produz uma ação de controle mais forte, deve ser empregado para assegurar o carregamento do capacitor. Agora considerando que a tensão  $v_{C_c}$  aumente e ultrapasse apenas o limiar superior  $\Delta_{in}v_{C_c}$ , o LSPWM<sub>-</sub> de 27L será utilizado para descarregar o capacitor, de forma que se esta tensão continuar a aumentar e exceder o limite superior  $\Delta_{out}v_{C_c}$ , o LSPWM<sub>-</sub> de 25 níveis deverá ser utilizado como ação de controle mais forte para assegurar a descarga do capacitor. Este exemplo é ilustrado na Fig. 39.

### 3.3 Fluxo de Potência

Diferentemente dos sistemas que contém exclusivamente fontes em seus barramentos, os inversores que possuem capacitor em algum dos barramentos são dependentes da polaridade da corrente para regular a tensão do capacitor, conforme comentado nas seções anteriores. Devido a similaridade de análises, apenas as equações da configuração 2CHB-C é apresentado. As potências instantâneas dos barramentos dos conversores A e B são definidos pelas equações 3.16 e 3.17, respectivamente:

$$p_{a_{inst}} = v_{Ca} \cdot i_{Ca} \tag{3.16}$$

$$p_{b_{inst}} = v_{Cb} \cdot i_{Cb} \tag{3.17}$$

Dessa forma, são feitas simulações em regime permanente no *software* MATLAB<sup>®</sup> com o intuito de analisar as potências instantâneas e regiões de operação de cada configuração, considerando variações no índice de modulação de  $m_a = 0,1$  a 1, variando o fator

de potência de  $FP=0,1$  a  $1$ , amplitude da tensão de saída igual a  $311,12V$ , frequência das portadoras  $f_{\Delta} = 10$  kHz, e potência da carga constante igual a  $P_L = 1000W$ . Em cada simulação, é averiguado se as redundâncias e os graus de liberdade das estratégias de PWM podem regular a tensão do capacitor flutuante.

Essas regiões de operação são analisadas considerando o fator de potência da carga e o índice de modulação. Estes fatores são verificados para as relações de barramento que geram a maior quantidade de níveis em cada topologia. As relações de barramento analisadas para a configuração 2CHB-C são  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (2 : 1)$ , que gera 7 níveis (7L) na tensão de saída, e  $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (3 : 1) - 9L$ . Para a configuração 3CHB-C são consideradas  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (6 : 2 : 1) - 19L$ ,  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (6 : 3 : 1) - 21L$  e  $(v_{Ca} : v_{Cb} : v_{Cc}) = (9 : 3 : 1) - 27L$ . É importante notar que, a célula de menor tensão contém o barramento flutuante.

Para o método H-LSPWM, uma rotina foi implementada no MATLAB<sup>®</sup>, de forma que a variável  $\mu$  foi pré-definida para a ação de descarregar ou carregar do capacitor flutuante. Então, para cada ação de controle, foi feita uma simulação. Para o caso R-LSPWM, ambas ações de controle foram simuladas de forma simultânea, considerando o sentido da corrente e uma variável *load* para identificar a ação de controle a ser implementada.

Assim, em um período de uma onda senoidal de 60Hz, 167 pontos são lidos, de forma que, a cada  $100\mu$  segundos, é feita a leitura das variáveis elétricas e é determinado o estados das chave.

Os gráficos apresentados nas Figs. 40 a 49 são uma forma de validar as regiões onde é possível carregar e descarregar o capacitor, de acordo com a técnica empregada. Como dito anteriormente, a cada  $100\mu$  segundos, a leitura dos sinais é feita e, dessa forma, a potência é calculada.

Nestas figuras, são mostradas as curvas de potência do barramento flutuante de acordo com a variação do índice de modulação e com a variação do fator de potência.

### 3.3.1 Análise do método H-LSPWM

A Tabela 9 apresenta alguns pontos de operação em que é possível carregar ( $C_+$ ) e descarregar ( $C_-$ ) o capacitor utilizando  $\mu_x$ . Os espaços em cinza significa que a tensão do capacitor não pode ser regulada nesse ponto de operação. É importante notar que as potências estão normalizadas em  $P_L = 1000W$ .

A distribuição de potência da célula que contém o capacitor é apresentada, considerando fator de potência constante [ver Tabela 9(a)], e índice de modulação constante [ver Tabela 9(b)]. Como pode ser observado, é notável a dificuldade de controle quando a célula

que contém o capacitor é responsável por produzir uma porção considerável da tensão total do sistema (casos 7L e 9L) quando os valores de índices de modulação e de fator de potência são altos. Por isso, o capacitor da configuração 3CHB-C pode ser regulado com maior flexibilidade, uma vez que eles geram uma parcela menor da tensão total.

Observando os pontos de operação das configurações 2CHB-C (barramento flutuante na célula B) e 3CHB-C (barramento flutuante na célula C), para certos índice de modulação e fator de potência, a potência no capacitor flutuante é negativa apesar de  $\mu_x$  estar sendo utilizado para aumentar essa potência.

Em relação à topologia 2CHB-C, é observado que a célula B não opera quando o índice de modulação ou o fator de potência é unitário. É necessário que o controle seja capaz de garantir potência média positiva e negativa no capacitor, uma vez que o capacitor não consegue carregar para estes pontos de operação. Para os casos de descarga, é verificado que o capacitor pode ser descarregado em todos os pontos de operação.

Considerando o caso 2CHB-C-7L, pode ser visto na Fig. 40 que a potência média não pode ser positiva para todo o intervalo de índice de modulação e fator de potência. Um dos pontos de que o capacitor não pode ser regulado são  $\langle m_a=1, FP=1 \rangle$  e  $\langle m_a=1, FP=0,8 \rangle$ , apesar do  $\mu_x$  ser utilizado para carregá-lo. Sob condições nominais de operação, a célula A gera cerca de 66,33% da tensão total, enquanto a célula B gera em torno de 33,33% da tensão total. Devido a essa considerável porção de tensão gerada por B, é difícil controlá-lo em todos os pontos de operação.

O caso 2CHB-C-9L atua em uma região de operação maior quando comparada ao caso anterior, uma vez que a célula B pode ser controlada em quase todos os pontos de operação, exceto  $\langle m_a=1, FP=1 \rangle$ , como pode se verificado na Fig. 42. Isso ocorre porque o capacitor flutuante gera apenas 1/4 da tensão total do conversor.

Em relação aos casos 3CHB-C-19L, 3CHB-C-21L e 3CHB-C-27L, é possível carregar e descarregar o capacitor em todos os intervalos de índice de modulação e fator de potência, conforme apresentado nas Figs. 44, 46 e 48, respectivamente. Então,  $\mu_x$  é capaz de aumentar e diminuir a tensão do conversor C em todos os pontos desejados, uma vez que a tensão gerada por este capacitor é de apenas 11%, em (6 : 2 : 1), 10% em (6 : 3 : 1) e 7,5%, em (9 : 3 : 1), da tensão total. Portanto, com o emprego do H-LSPWM, é possível ter total controle do capacitor flutuante desde que ele gere uma pequena parcela da tensão total do sistema.

De forma geral, é garantida a regulação de tensão do capacitor utilizando o H-LSPWM para um sistema composto de  $(k - 2)$  capacitores flutuantes, sendo  $k$  o número de Ponte-H em cascata e considerando que  $k \geq 3$ , para todo intervalo de índice de

modulação e fator de potência. Essa generalização valida que um sistema com estas características utiliza toda a tensão gerada pelo capacitor. Entretanto, se uma quantidade maior de capacitores for utilizada, fora dos padrões estabelecidos na generalização, a região de operação do sistema CHB-C é reduzida e nem toda parcela de tensão gerada pelo capacitores é aproveitada.

Tabela 9 – Distribuição de potência no capacitor flutuante empregando a técnica H-LSPWM.

(a) FP = 1	$m_a$	$C_+$ (W)	$C_-$ (W)
7L	1	-0,159	-0,424
	0,8	0,044	-0,53
	0,6	0,376	-0,707
9L	1	-0,072	-0,318
	0,8	0,138	-0,397
	0,6	0,45	-0,53
19L	1	0,019	-0,141
	0,8	0,171	-0,176
	0,6	0,235	-0,235
21L	1	0,0232	-0,127
	0,8	0,1591	-0,1591
	0,6	0,212	-0,212
27L	1	0,027	-0,0979
	0,8	0,122	-0,122
	0,6	0,163	-0,163
(b) $m_a = 1$	FP	$C_+$ (W)	$C_-$ (W)
7L	1	-0,159	-0,424
	0,8	-0,064	-0,527
	0,6	0,0809	-0,679
9L	1	-0,072	-0,31
	0,8	0,001	-0,397
	0,6	0,121	-0,52
19L	1	0,0199	-0,141
	0,8	0,0536	-0,176
	0,6	0,111	-0,235
21L	1	0,0232	-0,127
	0,8	0,0536	-0,159
	0,6	0,105	-0,212
27L	1	0,027	-0,0979
	0,8	0,0507	-0,122
	0,6	0,0907	-0,1632

Tabela 10 – Distribuição de potência no capacitor flutuante empregando a técnica R-LSPWM.

(a) FP = 1	$m_a$	$C_+$ (W)	$C_-$ (W)
7L	1	-0,167	-0,271
	0,8	0,028	-0,189
	0,6	0,337	-0,337
9L	1	-0,086	-0,188
	0,8	0,11	-0,115
	0,6	0,379	-0,271
19L	1	-0,006	-0,0815
	0,8	0,1074	-0,1074
	0,6	0,1421	-0,1421
21L	1	-0,0003	-0,07
	0,8	0,1004	-0,908
	0,6	0,0917	-0,0746
27L	1	0,0056	-0,0479
	0,8	0,0607	-0,0585
	0,6	0,0952	-0,0969
(b) $m_a = 1$	FP	$C_+$ (W)	$C_-$ (W)
7L	1	-0,167	-0,271
	0,8	-0,112	-0,325
	0,6	-0,0306	-0,407
9L	1	-0,0866	-0,188
	0,8	-0,0472	-0,228
	0,6	0,0211	-0,296
19L	1	-0,006	-0,0815
	0,8	0,0117	-0,099
	0,6	0,041	-0,128
21L	1	-0,0003	-0,0705
	0,8	0,0157	-0,0865
	0,6	0,0419	-0,112
27L	1	0,0056	-0,0479
	0,8	0,0178	-0,06
	0,6	0,0381	-0,0803

### 3.3.2 Análise do método R-LSPWM

A Tabela 10 apresenta as regiões de operação das duas configurações, para um intervalo de índice de modulação e fator de potência de 0,6 a 1. É importante notar que as

áreas em cinza representam os pontos onde não é possível regular a tensão do capacitor através das redundâncias. As regiões de operação são analisadas para fator de potência constante e índice de modulação constante. Assim, é possível notar a influência destes elementos sobre a distribuição de potência.

Em relação a topologia 2CHB-C, para alguns valores de índice de modulação e fator de potência, o capacitor descarrega apesar das redundâncias serem utilizadas para carregá-lo. Como pode ser visto, estas redundâncias não são capazes de garantir potência positiva no capacitor em algumas regiões, porém, elas conseguem descarregar o capacitor em todos os pontos de operação. Isso ocorre, porque, observando a Fig. 37, para o caso 7L, para um alto índice de modulação, os estados que descarregam o capacitor são utilizados no PWM.

A distribuição de potência no capacitor para o caso 2CHB-C-7L está apresentada na Fig. 41. A partir da análise do caso 2CHB-C-7L, é notável que o capacitor não é capaz de manter a potência média zerada para valores iguais a  $\langle m_a=1, FP=1 \rangle$ ,  $\langle m_a=1, FP=0,8 \rangle$ ,  $\langle m_a=1, FP=0,6 \rangle$ . Como mencionado anteriormente, é difícil ter total controle sobre uma célula que gera uma parcela considerável da tensão total do sistema (cerca de 33,33%).

O caso 2CHB-C-9L não consegue carregar o capacitor nos pontos  $\langle m_a=1, FP=1 \rangle$  e  $\langle m_a=1, FP=0,8 \rangle$ , conforme a Fig. 43, uma vez que, para altos valores de índices de modulação e fator de potência, a regulação de tensão do capacitor é difícil. O capacitor descarrega em todas as regiões porque os estados de chaveamento do LSPWM<sub>L-</sub> contribuem para o total descarregamento do mesmo, enquanto que, utilizando altos índices de modulação, os estados mais extremos do LSPWM<sub>L+</sub> são utilizados, contribuindo para a descarga do capacitor.

Para um sistema 3CHB-C, o capacitor flutuante pode ser regulado em todos os pontos de operação quando a técnica H-LSPWM é utilizada. Entretanto, a mesma situação não é válida com o emprego da técnica R-LSPWM. Dessa forma, a generalização comentada na subseção anterior não pode ser estendida para as situações onde o controle é feito pela seleção de redundâncias. Devido a grande quantidade de redundâncias geradas, 3CHB-C-19L utiliza apenas um LSPWM para regular a tensão do capacitor. Este caso opera em quase todos os pontos, exceto  $\langle m_a=1, FP=1 \rangle$ , pois as redundâncias não são capazes de carregar o capacitor em todos os pontos de operação. Isso pode ser verificado na Fig. 45.

Como poder notado, para certos índices de modulação e fator de potência, a potência do barramento flutuante é negativa, mesmo quando as redundâncias são utilizadas para carregá-lo. Semelhante ao 7L e 9L, para um alto índice de modulação, os estados que descarregam o capacitor são utilizados no PWM. Esta mesma explicação é válida para 21L e 27L.

Apesar do caso 3CHB-C-21L ter estados extras de chaveamento, não há redundâncias disponíveis na célula de menor tensão (onde o capacitor está alocado) para controlá-lo. Dessa forma, é necessário o auxílio de dois LSPWMs para regular a tensão. Similar ao 3CHB-C-19L, esse caso também não opera nos pontos  $\langle m_a=1, FP=1 \rangle$ , conforme apresentado na Fig. 47.

Uma vez que, no caso 3CHB-C-27L, a porção de tensão gerada pelo capacitor é pequena, cerca de 7,5% da tensão total, as redundâncias podem controlar o capacitor flutuante através do  $LSPWM_{L+}$  e  $LSPWM_{L-}$  em todo o intervalo de índice de modulação e fator de potência. A distribuição de potência para este caso é apresentada na Fig. 49.

### 3.3.3 Comparação entre H-LSPWM e R-LSPWM

É importante notar que o índice de modulação e o fator de potência (representado por 'FP' nos gráficos) foram variados em um vasto intervalo de valores, ficando mais clara a influência deles sobre a distribuição de potência no capacitor.

De acordo com os dados apresentados nas Tabelas 9 e 10, o capacitor descarrega em todo o intervalo de índice de modulação e fator de potência, independente da técnica empregada. É visível que  $\mu_x$  não garante potência positiva para altos valores de índice de modulação e fator de potência, tampouco a técnica R-LSPWM.

Também pode ser observado que a região de operação diminuiu quando as redundâncias são utilizadas devido aos estados de chaveamento que interferem nas ações de controle. O emprego dos vetores redundantes é uma boa opção para balancear a tensão do capacitor. Entretanto, as redundâncias não são capazes de controlá-lo em todos os pontos de operação e muitas vezes é necessário utilizar níveis de tensão mais distantes.

Os gráficos são ferramentas essenciais nesta análise, pois a partir deles é possível validar as considerações feitas de que operações com altos índices de modulação e fator de potência são difíceis manter total controle sobre o capacitor flutuante. Supondo um sistema que opera com tensão e potência constante, um fator de potência igual a 0,2 (representado por uma linha contínua nos gráficos) possui uma alta corrente, conseqüentemente, as ações de controle impostas são mais fortes, de forma que o barramento flutuante carrega mais ou descarrega mais quando comparado a um sistema que opera com um maior fator de potência. Considerando um sistema que opera com o fator de potência igual a 1 (representado por -x- nos gráficos), a amplitude corrente da corrente é uma menor, conseqüentemente, as ações de controle impostas são mais fracas. A partir dessa análise, é validado de que, para altos valores de fator de potência é difícil balancear a tensão do capacitor devido as fracas ações de controle exercidas sobre ele.

Em relação ao índice de modulação, quanto maior for seu valor, maior será a amplitude da tensão de referência, conseqüentemente, a parcela de tensão do barramento flutuante que deve ser regulada é maior.

Comparando os pontos operacionais dos dois métodos, é verificado que, quando o capacitor é controlado pelas redundâncias, sua região de operação diminui. Isso significa que o sistema fica restringido a operar com menores índices de modulação e fator de potência. Dessa forma, o controle da tensão do capacitor tem uma melhor performance quando é empregado o H-LSPWM, uma vez que a região de operação é maior, conseqüentemente o sistema pode operar com parâmetros mais elevados. Além disso, é um método mais simples de ser implementado.

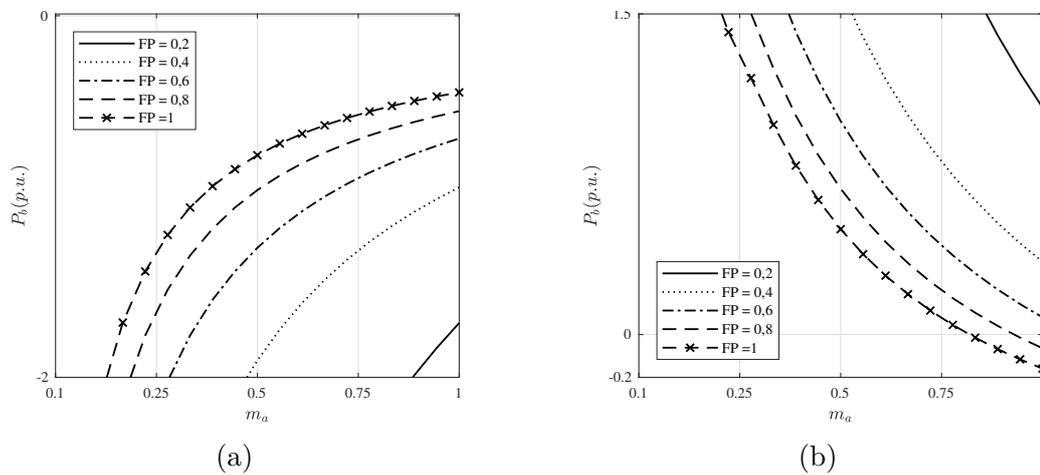


Figura 40 – Resultados de simulação para 7 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

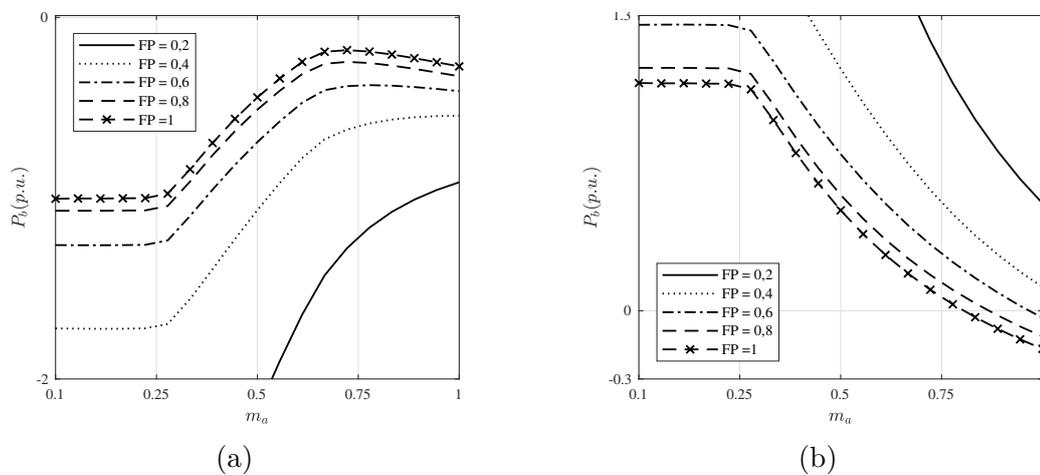


Figura 41 – Resultados de simulação para 7 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

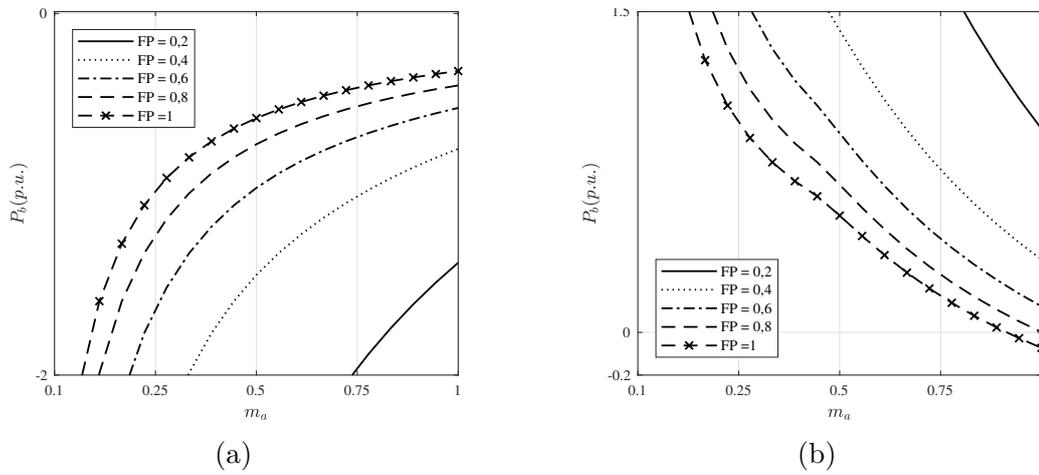


Figura 42 – Resultados de simulação para 9 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

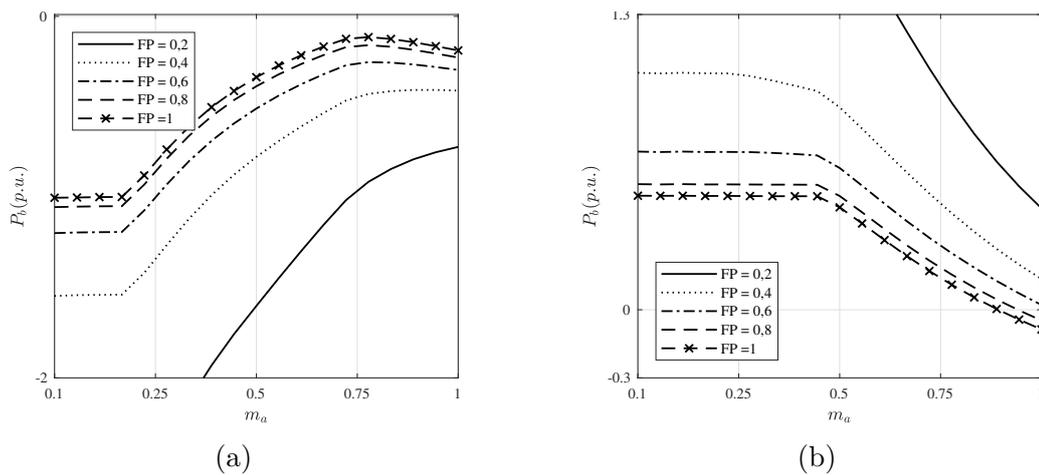


Figura 43 – Resultados de simulação para 9 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula B para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

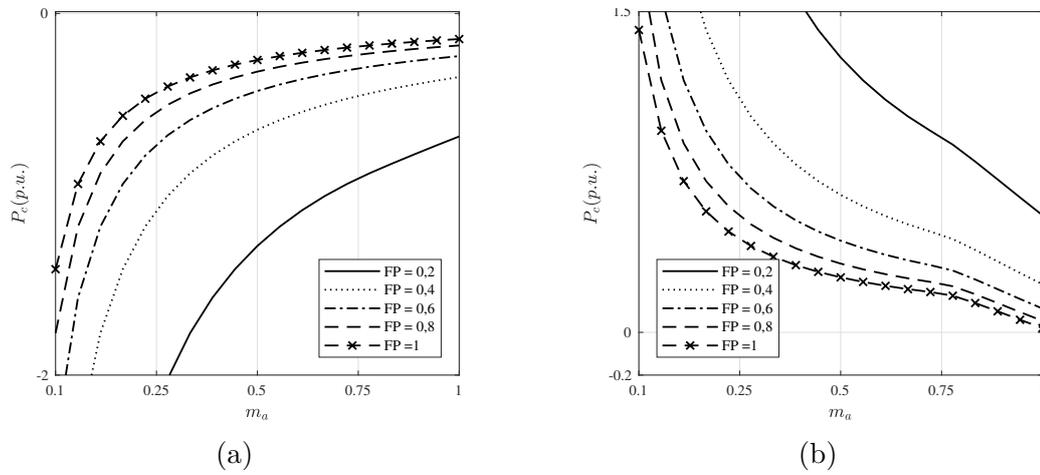


Figura 44 – Resultados de simulação para 19 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

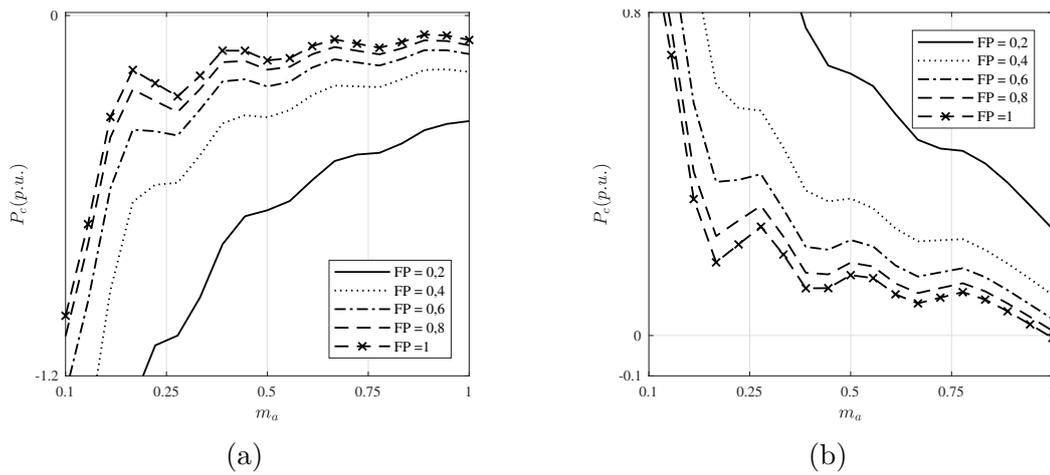


Figura 45 – Resultados de simulação para 19 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

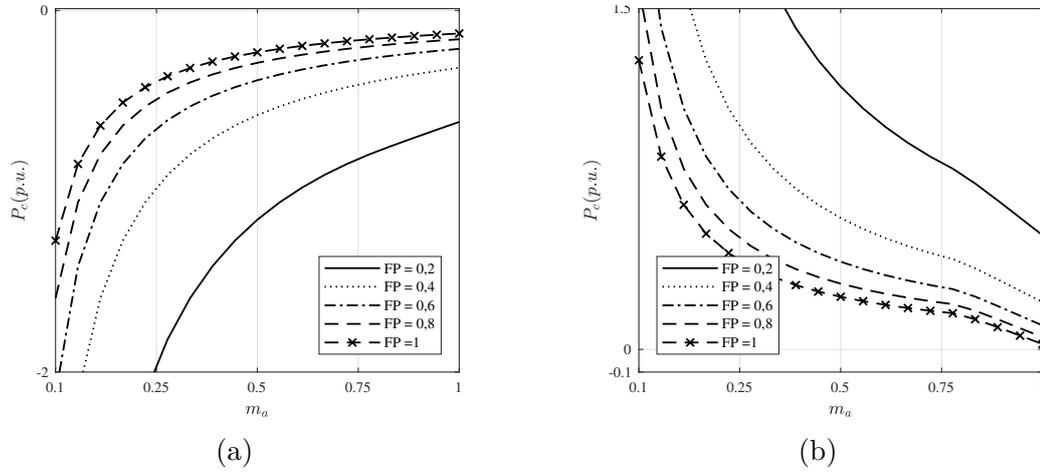


Figura 46 – Resultados de simulação para 21 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

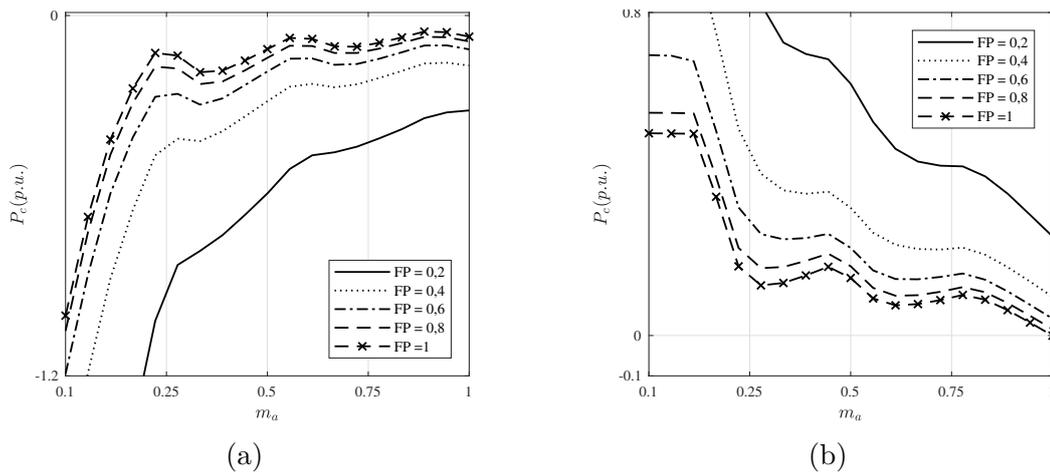


Figura 47 – Resultados de simulação para 21 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

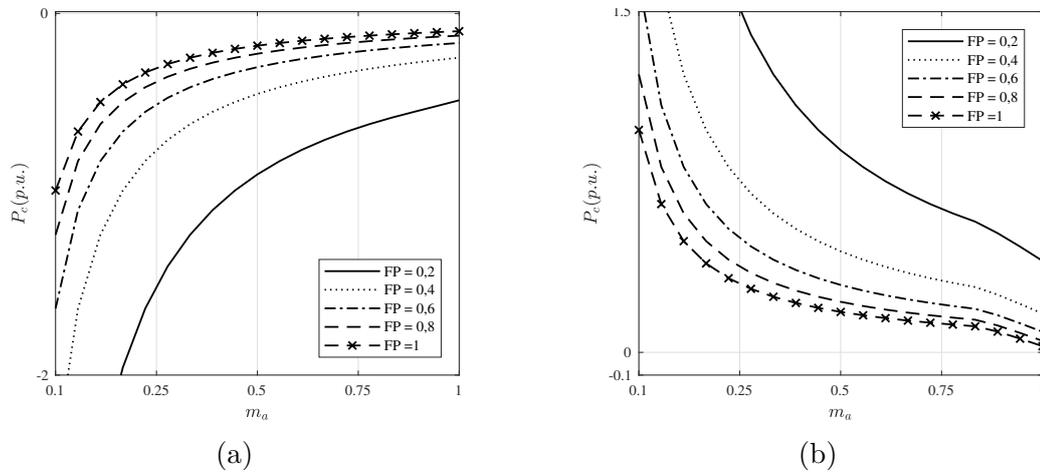


Figura 48 – Resultados de simulação para 27 níveis utilizando H-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

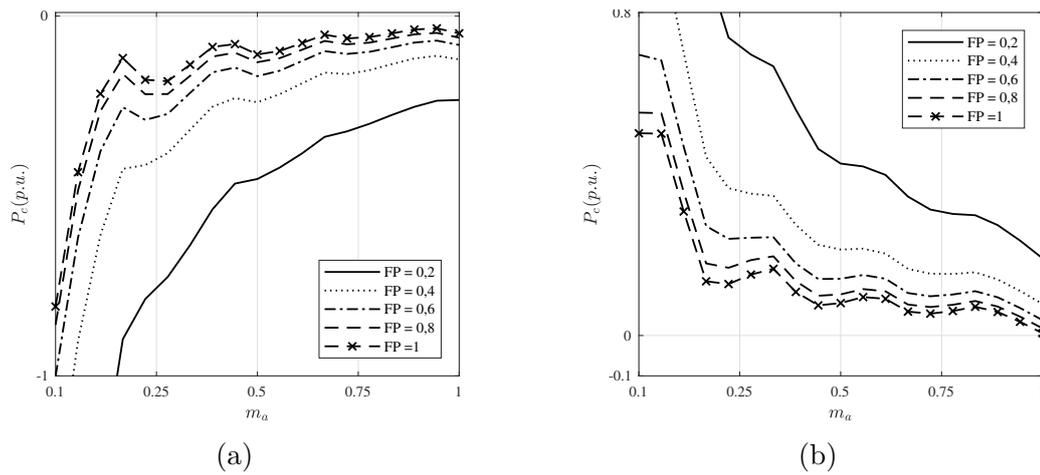


Figura 49 – Resultados de simulação para 27 níveis utilizando R-LSPWM. Distribuição de potência na célula C para (a) Descarga do capacitor. (b) Carga do capacitor.

### 3.4 Características de Operação

Nessa seção, uma análise comparativa das topologias é feita considerando as duas técnicas de regulação de tensão. As comparações são realizadas com base nas distorções harmônicas, frequência de chaveamento e perdas nos semicondutores. As relações de barramento  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (2 : 1)$  e  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (3 : 1)$  e as estratégias discutidas neste capítulo foram simulados no *software* PSIM<sup>®</sup>, considerando os parâmetros listados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros utilizados nas simulações.

Amplitude da tensão $v_L$	$V_L = 220V$
Índice de modulação	7L: $m_a = 0,8$ 9L: $m_a = 0,84$
Resistência e indutância da carga	$R_L = 25 \Omega, L_L = 7 \text{ mH}$
Fator de potência	FP = 0,97
Frequência das portadoras	$f_\Delta = 10 \text{ kHz}$
Capacitância do barramento flutuante	$C_b = 4,7 \text{ mF}$
Tensões de referência dos barramentos:	7L: $v_{Ca}^* = 146,66V$ e $v_{Cb}^* = 73,33V$ 9L: $v_{Ca}^* = 165V$ e $v_{Cb}^* = 65V$
Banda de histerese	$\Delta v_c = 3\%$

Um controle por histerese foi implementado nestas simulações para auxiliar no balanceamento de tensão, considerando a tensão medida no capacitor e as possíveis ações de controle a serem impostas no barramento flutuante.

#### 3.4.1 Distorções Harmônicas

Os valores de distorção harmônica de corrente estão apresentados na Tabela 12. Como pode ser observado, a distorção harmônica de corrente é levemente maior quando a técnica H-LSPWM é utilizada, uma vez que os níveis gerados por esta técnica são mais assimétricos quando comparados à R-LSPWM.

Tabela 12 – THD da corrente  $i_L$  para a configuração 2CHB, considerando 7L e 9L.

7L		9L	
	$i_L$		$i_L$
H-LSPWM	0,017	H-LSPWM	0,018
R-LSPWM	0,013	R-LSPWM	0,012

### 3.4.2 Frequência de Chaveamento

As frequências de chaveamento estão mostradas na Tabela 13 utilizando as duas técnicas de regulação de tensão do barramento flutuante. Como pode ser observado, a frequência média de chaveamento dos braços da célula de menor tensão (célula B) é maior que a frequência média dos braços de maior tensão, uma vez que os braços da célula que contém o barramento flutuante comutam a uma maior frequência para gerarem uma menor tensão.

É importante notar que, as frequências de chaveamento medidas do 7L e 9L neste capítulo são diferentes das frequências medidas para os mesmos casos no capítulo anterior, pois, neste caso, a tensão do barramento flutuante e a corrente influencia fortemente nos padrões de chaveamento escolhidos.

Para o 7L, a frequência média de chaveamento é um pouco maior quando se utiliza a técnica H-LSPWM devido ao chaveamento intrínseco da estratégia. Em relação ao 9L, a frequência média de chaveamento é maior quando se utiliza o R-LSPWM, uma vez que três padrões de chaveamento são utilizados, de forma que cada um deles é utilizado de acordo com a tensão do barramento flutuante.

Tabela 13 – Frequência de chaveamento (Hz) de cada braço e frequência média (Hz) para a configuração 2CHB-C, considerando o 7L e 9L.

<b>7L</b>	$f_{ga}$	$f_{ha}$	$f_{gb}$	$f_{hb}$	$f_{med}$	<b>9L</b>	$f_{ga}$	$f_{ha}$	$f_{gb}$	$f_{hb}$	$f_{med}$
H-LSPWM	1440	5040	3360	5460	3735	H-LSPWM	2040	5040	3060	5040	3795
R-LSPWM	1500	1500	5220	4980	3300	R-LSPWM	2820	1860	9780	3480	4485

### 3.4.3 Perdas nos Semicondutores

O mesmo modelo de perdas comentados no capítulo anterior foi utilizado nas topologias com barramento flutuante. Na Tabela 14 são apresentados os valores das perdas por condução, por chaveamento e totais para as configurações analisadas quando se utiliza as duas técnicas de chaveamento.

Como pode ser observado, independente da técnica utilizada, as perdas por condução apresentam praticamente os mesmos valores para o 7L e 9L, pois possuem a mesma quantidade de elementos semicondutores no caminho da corrente.

A técnica de balanceamento utilizada influencia nas perdas por chaveamento, uma vez que a frequência de cada braço é modificada de acordo com a estratégia empregada. Em relação ao 9L, percebe-se que, apesar da frequência média ser maior para R-LSPWM,

a célula de maior tensão (célula A) comuta com uma frequência menor quando comparada ao método H-LSPWM. Esta mesma explicação é válida para o 7L.

Tabela 14 – Perdas por condução ( $P_{cd}$ ), perdas por chaveamento ( $P_{sw}$ ) e perdas totais ( $P_{tot}$ ) para a configuração 2CHB, considerando 7L e 9L.

7L	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{tot}$ (W)	9L	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{tot}$ (W)
H-LSPWM	16,32	10,49	26,81	H-LSPWM	17,14	11,08	28,22
R-LSPWM	16,37	6,97	23,34	R-LSPWM	17,21	8,28	25,64

### 3.5 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas apenas para a topologia composta de duas Pontes-H em série, considerando o 7L e 9L. Os parâmetros utilizados são os mesmos descritos na Tabela 11. Fig. 50 apresenta as tensão da carga  $v_L$  e a corrente da carga  $i_L$  (ampliadas 8 vezes sua amplitude) aplicando a técnica H-LSPWM para os casos 7L e 9L. Conforme pode ser observado, há assimetrias nas formas de onda apresentadas da tensão de saída  $v_L$ , uma vez que este método não garante a utilização ótima dos níveis de tensão sintetizados.

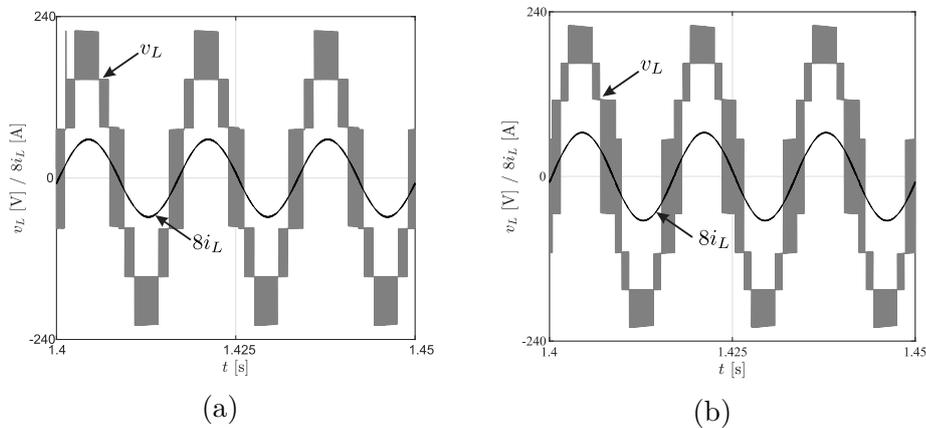


Figura 50 – Resultados de simulação. Tensão de saída  $v_L$  e corrente de saída  $i_L$  empregando H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

Fig. 51 apresenta as mesmas formas de onda quando é utilizada a técnica R-LSPWM. Como pode ser observado, a aplicação do 7L sintetiza sete níveis distintos na tensão de saída [ver Fig. 51a] a partir da comutação apenas entre níveis adjacentes, conforme descrito anteriormente. Enquanto que a Fig. 51b apresenta a tensão de saída gerada pelo 9L. O perfil da sua forma de onda é justificada devido a comutação entre níveis mais distantes, devido as ações de controle impostas para regular a tensão do capacitor, onde alguns níveis são pulados durante um curto momento de tempo pela aplicação do  $LSPWM_{L+}$  e

LSPWM<sub>L-</sub>. As Figs. 52b e 53b apresentam as tensões de polo de cada braço do conversor,

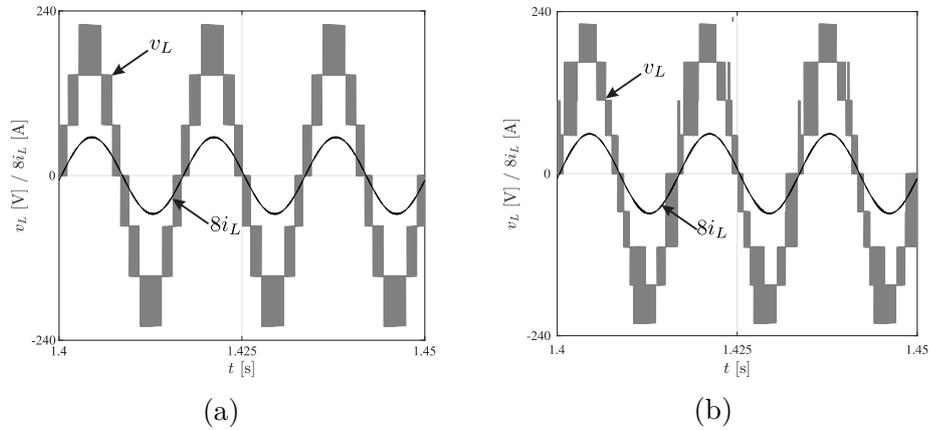


Figura 51 – Resultados de simulação. Tensão de saída  $v_L$  e corrente de saída  $i_L$  empregando R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

utilizando a técnica H-LSPWM e R-LSPWM, respectivamente. Como pode ser observado, de forma geral, os braços  $g_b$  e  $h_b$ , pertencentes à célula que contém o barramento flutuante, chaveiam em altas frequências quando comparados aos demais braços. As formas de onda apresentadas podem ser comparadas com os dados apresentados na Tabela 13.

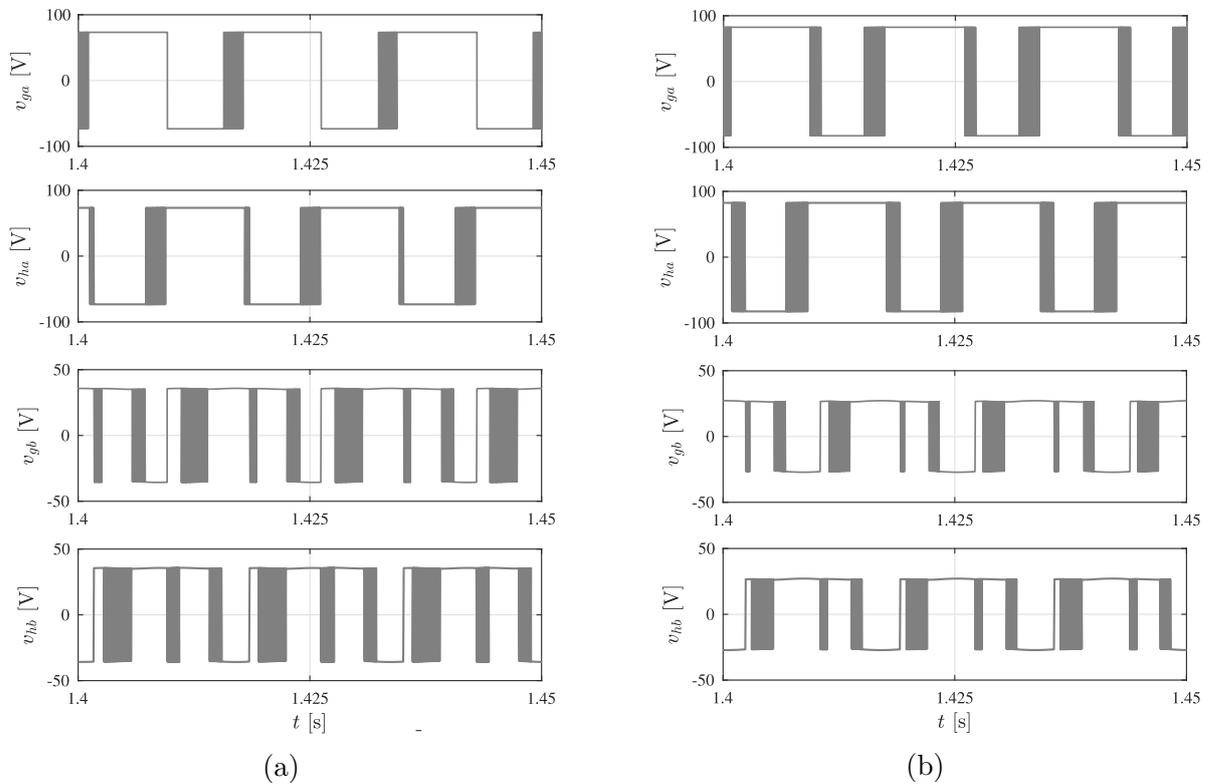


Figura 52 – Resultados de simulação. Tensões de polo utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

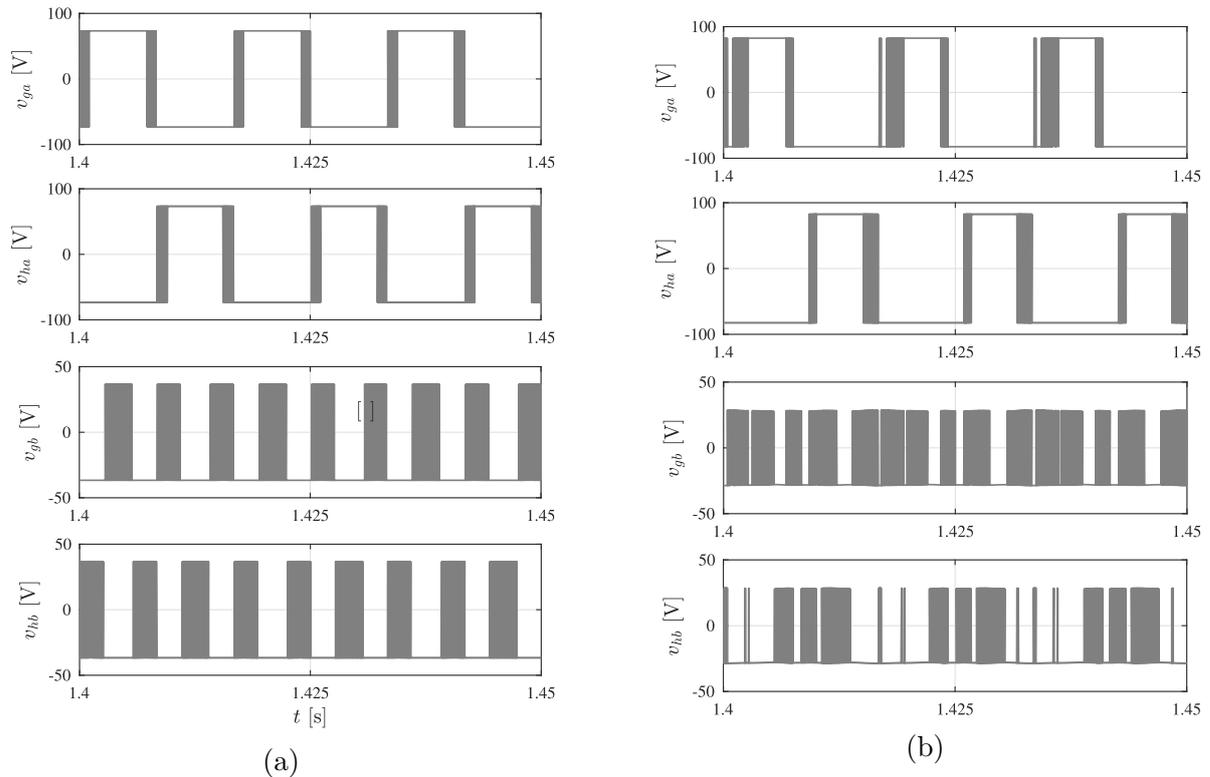


Figura 53 – Resultados de simulação. Tensões de polo utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L LSPWM. (b) 9L LSPWM.

As tensões sintetizadas por cada célula são apresentadas nas Figs. 54 e 55, para as técnicas H-LSPWM e R-LSPWM, respectivamente, considerando o 7L e 9L. Como pode ser observado, cada célula produz três níveis de tensão (zero, positivo e negativo), que, quando somadas, dão origem à tensão de saída  $v_L$ . Entretanto, de acordo com a técnica utilizada, a forma de onda resultante  $v_L$  é modificada. Dessa forma, a fim de regular a tensão do capacitor flutuante, a técnica H-LSPWM fornece as tensões de referência para cada célula de modo que a tensão de saída resultante não é capaz de sintetizar níveis igualmente espaçados, havendo assim uma assimetria [ver Fig. 50].

As Figs. 56 e 57 apresentam a tensão do barramento  $v_{Ca}$  e a tensão do barramento flutuante  $v_{Cb}$  devidamente controlado em seu valor de referência de 73, 33V e 55V, que são os valores necessários para manter a relação de  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (2 : 1)$  e  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (3 : 1)$ , respectivamente.

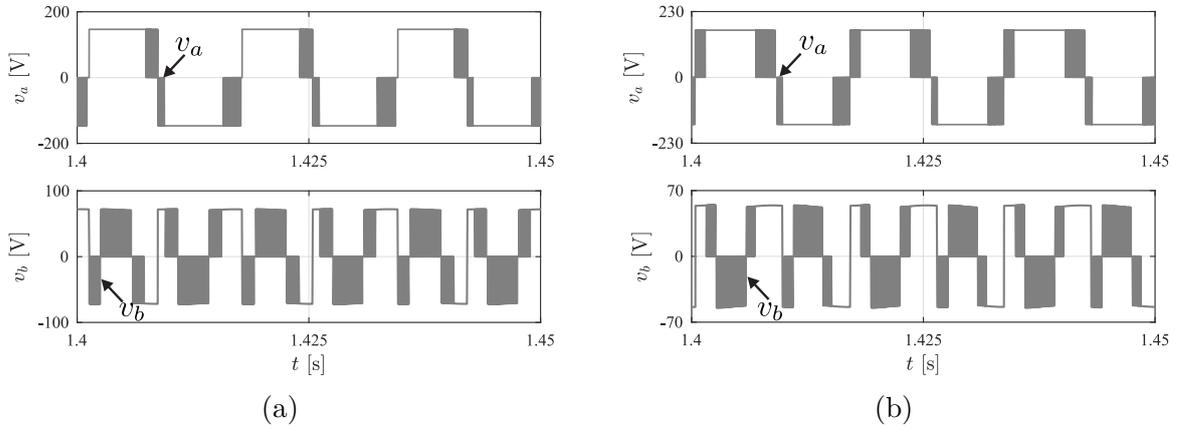


Figura 54 – Resultados de simulação. Tensões  $v_a$  e  $v_b$  utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

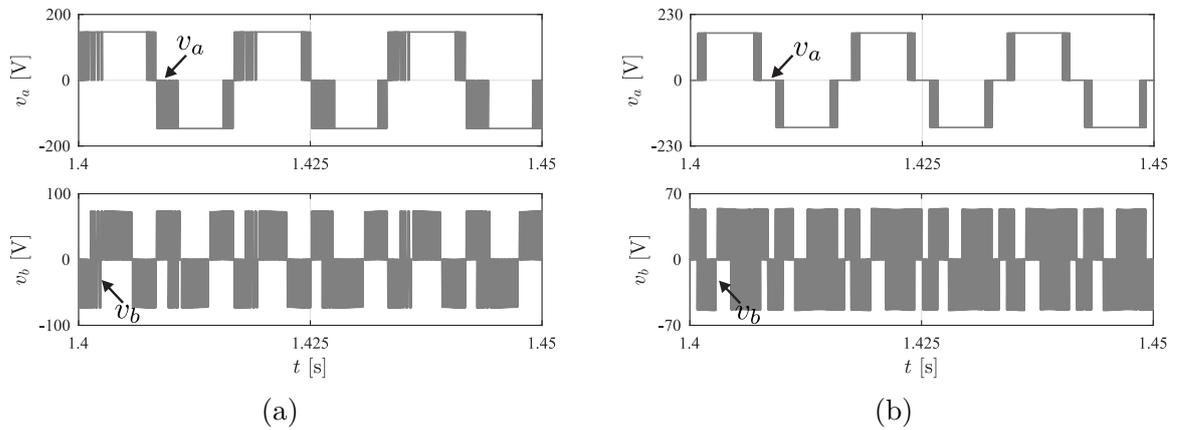


Figura 55 – Resultados de simulação. Tensões  $v_a$  e  $v_b$  utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

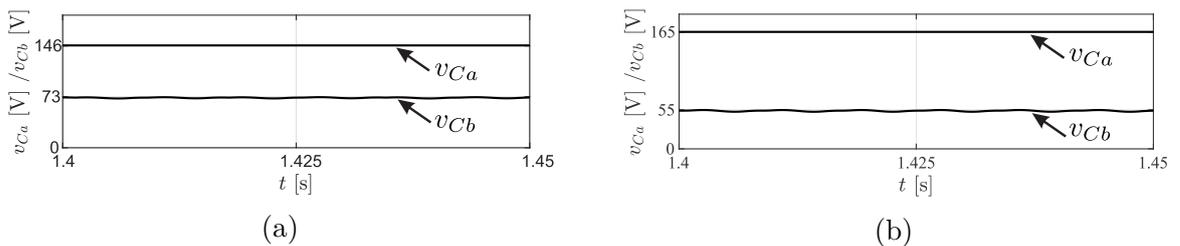


Figura 56 – Resultados de simulação. Tensões  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$  utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

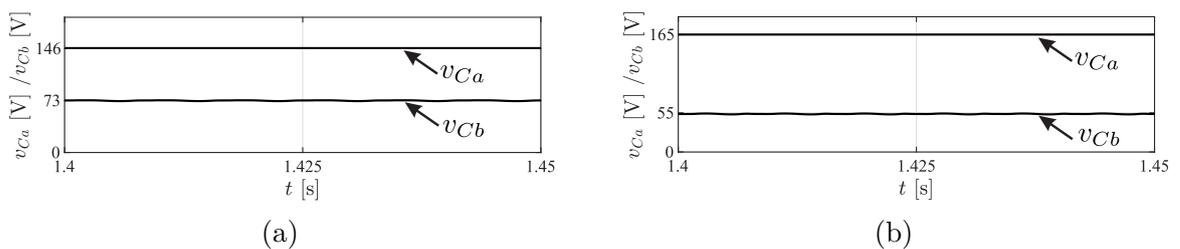
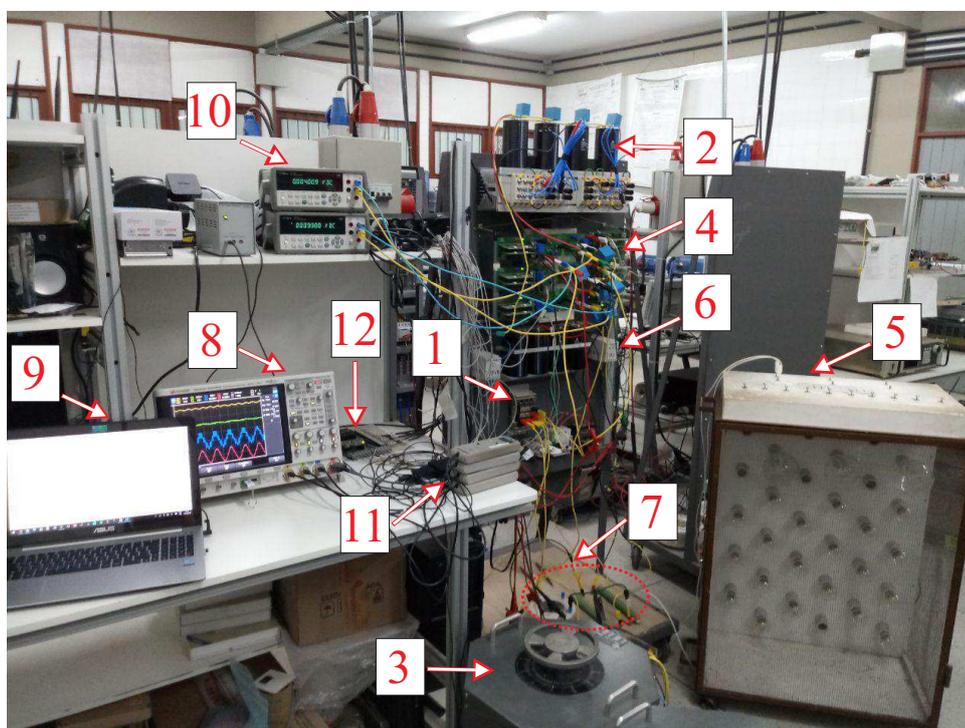


Figura 57 – Resultados de simulação. Tensões  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$  utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

## 3.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir da plataforma experimental apresentada na Fig. 58 formada por dispositivos de potência da SEMIKRON (SK50MLI066) e *drivers* dedicados para o acionamento dos mesmos; dois barramentos capacitivos, retificador e sensores. O *software* Code Composer foi utilizado para programar o processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 para gerar os sinais de gatilho para as chaves e juntamente com sensores (situados atrás da bancada) prover medidas das variáveis utilizadas. Na Fig. 58 está apresentado o *setup* experimental com todos os elementos utilizados na montagem.



- |                            |                     |                  |
|----------------------------|---------------------|------------------|
| 1- Retificador             | 2- Barramentos      | 3- Varivolt      |
| 4- IGBT                    | 5- Carga não linear | 6- Sensores      |
| 7- Carga                   | 8- Osciloscópio     | 9- Code Composer |
| 10- Multímetros de bancada | 11- Pontas de prova | 12- DSP          |

Figura 58 – Plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais.

O *setup* das configurações implementadas no laboratório está simplificado na Fig. 59. A tensão obtida da rede é variada através do autotransformador, de forma que o operador da montagem imponha a tensão desejada no sistema. A tensão CC do barramento A é fornecidas por um retificador e a tensão do barramento flutuante é regulada através da técnica utilizada. Os parâmetros utilizados no experimento estão detalhados na Tabela 11.

Nas Figs. 60 e 61 estão apresentadas as tensões de polo resultantes da utilização

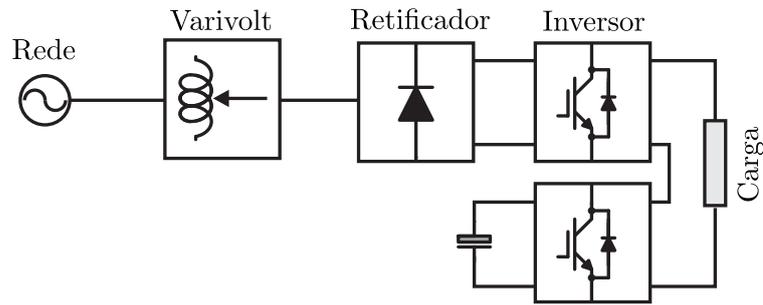


Figura 59 – Setup simplificado.

das técnicas H-LSPWM e R-LSPWM, respectivamente, considerando 7L e 9L. Como pode ser observado, as formas de onda se assemelham às apresentadas nas Figs. 52 e 53.

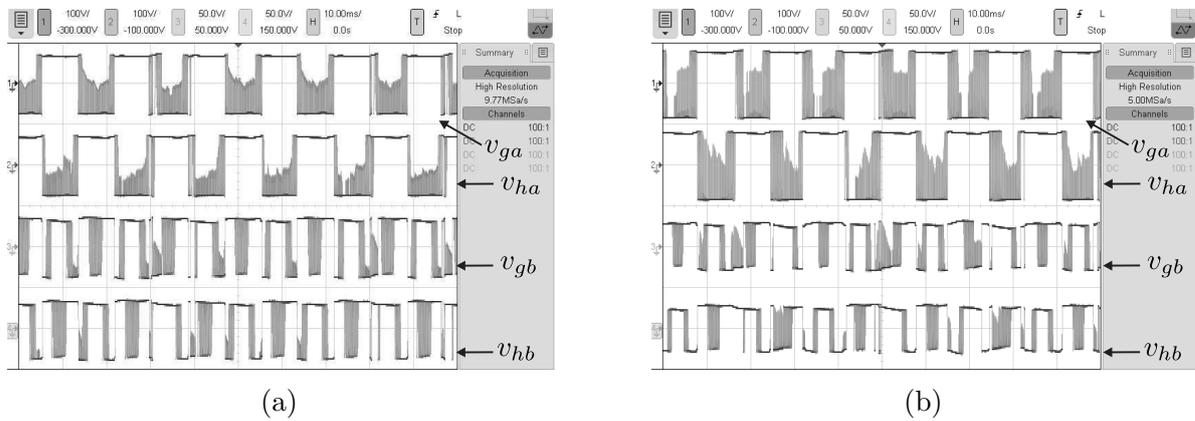


Figura 60 – Resultados experimentais. Tensões de polo utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

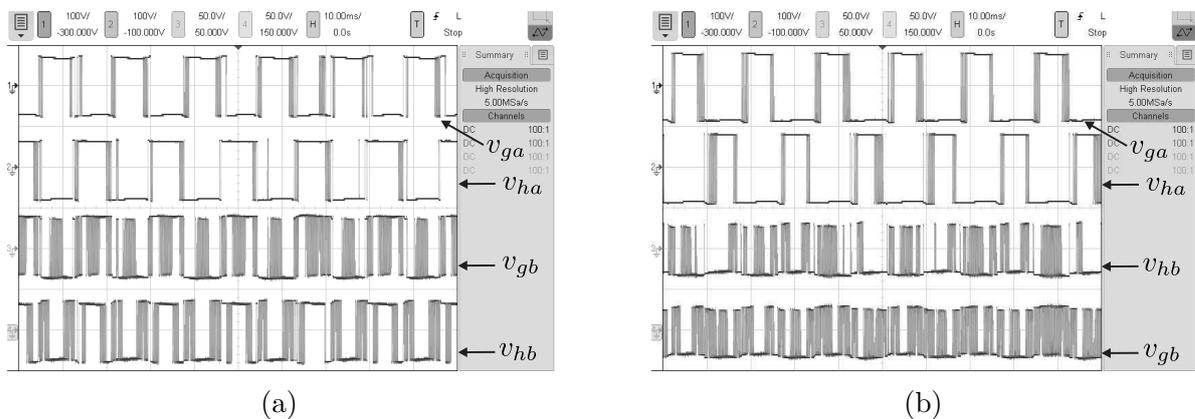


Figura 61 – Resultados experimentais. Tensões de polo utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

Na Figs. 62 e 63 estão apresentadas as tensões de saída  $v_a$  e  $v_b$  de cada célula, utilizando as duas técnicas para o 7L e 9L. Como pode ser notado, a tensão  $v_a$  gerada

experimentalmente pela técnica H-LSPWM [ver Fig. 62] possui um perfil levemente diferenciado das apresentadas quando se utiliza o R-LSPWM [ver Fig. 63], uma vez que as tensões em cada célula são sintetizadas de forma diferente.

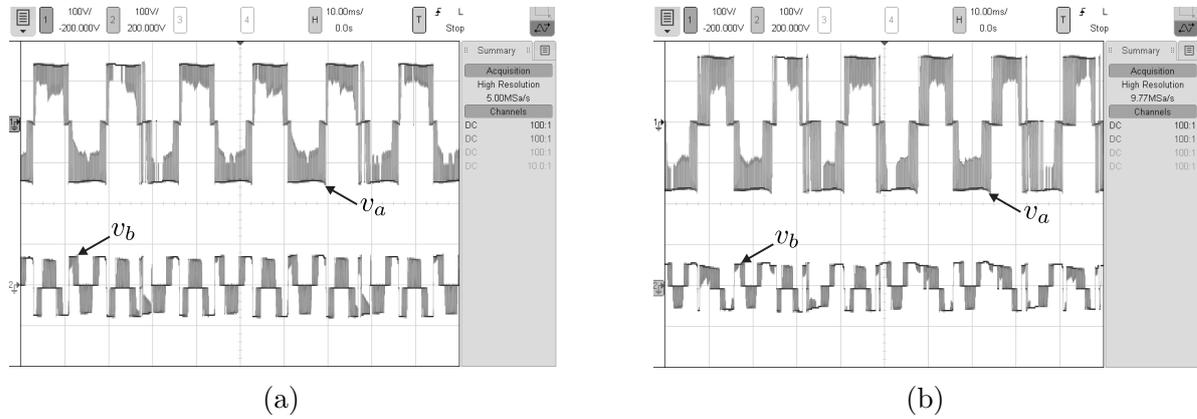


Figura 62 – Resultados experimentais. Tensões  $v_a$  e  $v_b$  utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

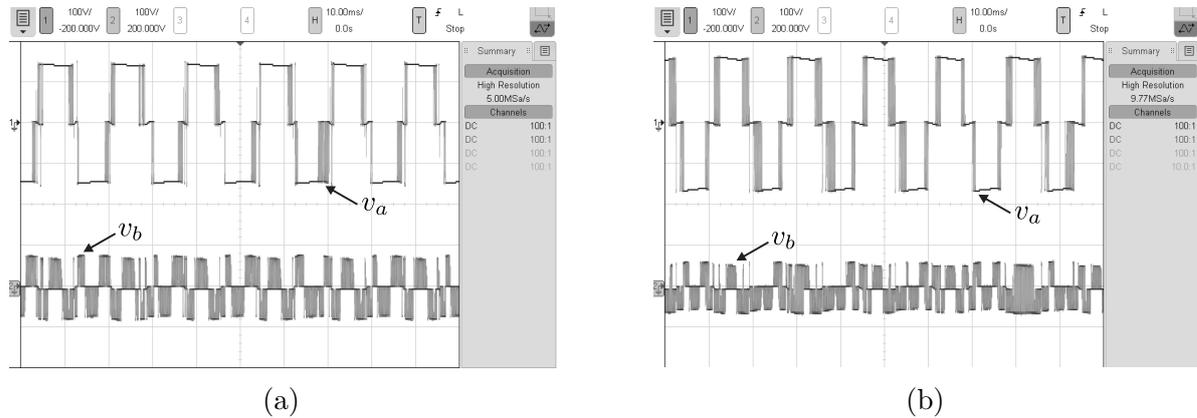


Figura 63 – Resultados experimentais. Tensões  $v_a$  e  $v_b$  utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

Nas Figs. 64 e 65 são mostradas as tensões dos barramentos  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$ , a tensão de saída sintetizada  $v_L$  e a corrente de saída  $i_L$  em regime permanente, utilizando as duas técnicas para o 7L LSPWM e 9L LSPWM.

Como pode ser observado nas Figs. 64, e Figs. 65, as tensões dos barramentos flutuantes estão devidamente controladas em seus valores de referência, em torno de 73V e 55V, que são os valores necessários para manter as relações de  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (2 : 1)$  e  $(v_{Ca} : v_{Cb}) : (3 : 1)$ , respectivamente.

As correntes originadas pela técnica H-LSPWM possuem pequenas distorções em alguns intervalos de tempo devido a comutação intrínseca da técnica. Em relação à técnica

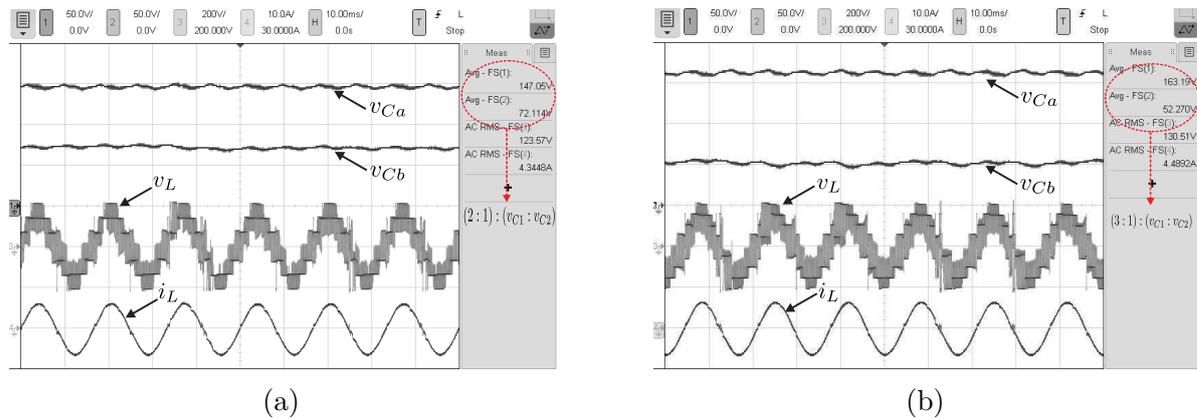


Figura 64 – Resultados experimentais. Tensões  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$  dos barramentos, tensão da carga  $v_L$  e corrente da carga  $i_L$  utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

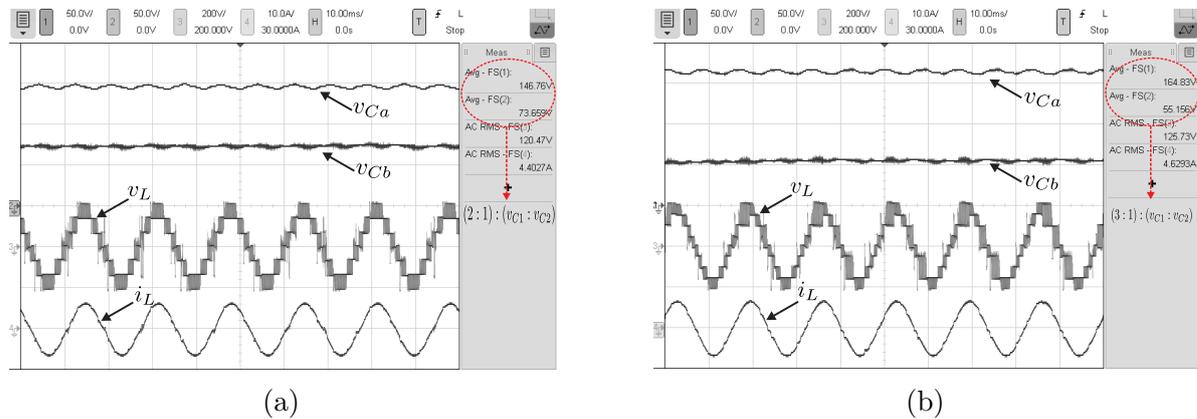


Figura 65 – Resultados experimentais. Tensões  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$  dos barramentos, tensão da carga  $v_L$  e corrente da carga  $i_L$  utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

R-LSPWM, considerando o 7L, as correntes são levemente distorcidas justamente nos níveis que há redundâncias, de forma que o sistema de controle seleciona qual estado de chaveamento utilizar para carga ou descarga do barramento flutuante. De forma similar, a corrente sintetizada para 9L possui distorções devido a mudança do padrão de chaveamento. A forma de onda das correntes também é justificada pelas limitações da bancada utilizada.

É visivelmente explícito que, quando a técnica H-LSPWM é empregada, a forma de onda da tensão de saída  $v_L$  apresenta assimetrias, uma vez que este método não garante a utilização ótima dos níveis de tensão sintetizados. Apesar disso, os níveis de tensão conseguem ser gerados. A forma de onda de tensão  $v_L$  gerada pelo R-LSPWM para o 7L é bastante simétrica, uma vez que, o PWM é composto de seis regiões que comutam entre níveis adjacentes, e, assim, sintetizam sete níveis de tensão igualmente espaçados. No caso particular de 9L gerado por R-LSPWM, em alguns momentos percebe-se que nove níveis distintos são sintetizados, entretanto, em alguns trechos, ocorrem comutações entre níveis

mais distantes da referência devido à estratégia de controle adotada, que altera entre o LSPWM Completo, LSPWM $_{L+}$  e LSPWM $_{L-}$ .

Nas Figuras 66 e 67 são apresentadas as tensões  $v_{Ca}$   $v_{Cb}$  dos barramentos, a tensão de saída sintetizada  $v_L$  e a corrente de saída  $i_L$  antes (figuras à esquerdas), durante (figuras do centro) e depois (figuras à direita) de um transitório de carga, com o auxílio de cargas não lineares, no qual a potência foi variada de 512W para 645W.

Percebe-se que, após o transitório de carga, ambas as tensões de barramento estão devidamente reguladas para ambas as técnicas de controle utilizadas, o que demonstra a validação do sistema de controle. Além disso, a corrente de saída  $i_L$  permaneceu senoidal e os níveis das tensões de saída  $v_L$  não foram afetados. Para todos os transitórios feitos, nota-se que as tensões permaneceram em torno de seus valores de referência, enquanto que a corrente da carga  $i_L$  aumentou, uma vez que potência foi incrementada e a tensão se manteve constante.

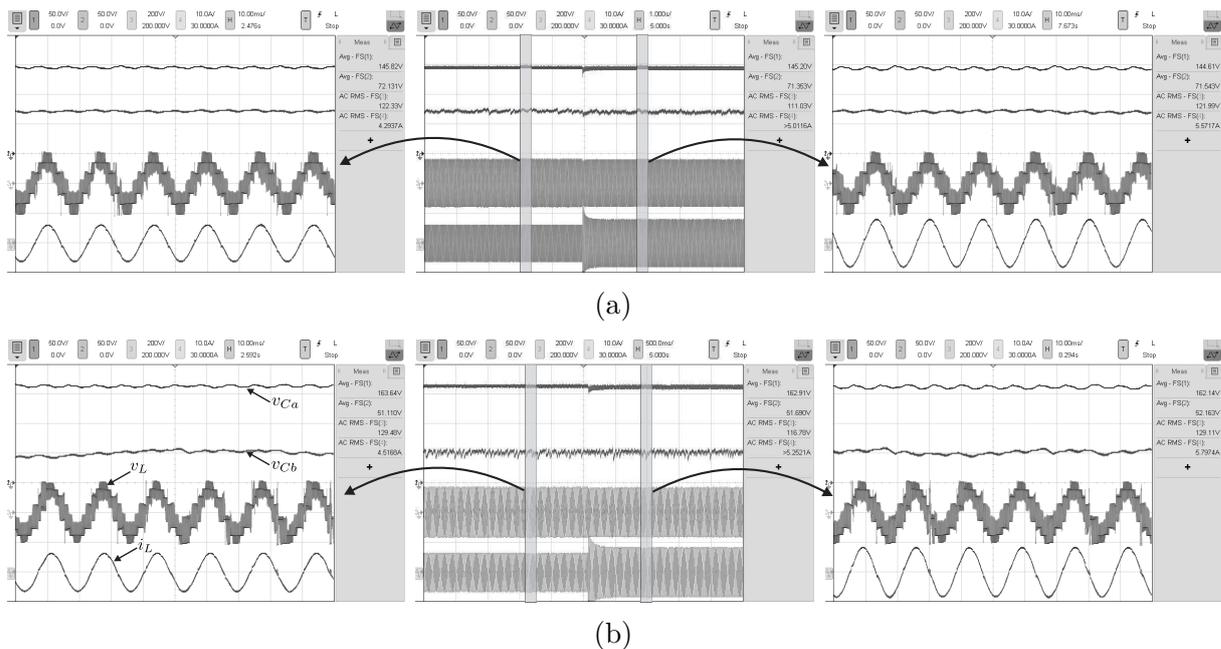


Figura 66 – Resultados experimentais. Tensões  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$  dos barramentos, tensão da carga  $v_L$  e corrente da carga  $i_L$  durante um transitório de carga utilizando a técnica H-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

### 3.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas duas configurações de inversores monofásicos do grupo Ponte-H em cascata, subdivididas em dois grupos: 2CHB-C e 3CHB-C. O primeiro grupo corresponde a duas células conectadas em série, cujos barramentos são compostos

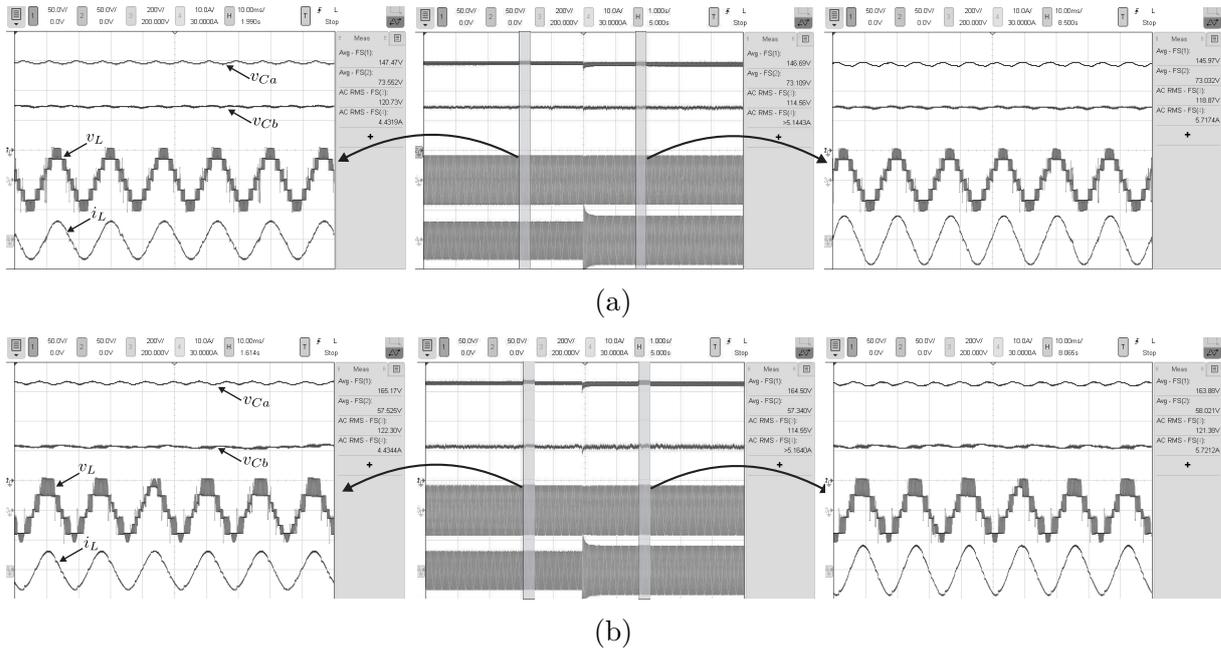


Figura 67 – Resultados experimentais. Tensões  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$  dos barramentos, tensão da carga  $v_L$  e corrente da carga  $i_L$  durante um transitório de carga utilizando a técnica R-LSPWM. (a) 7L. (b) 9L.

por uma fonte CC e outro por um capacitor, enquanto o segundo grupo é formado por três células, onde dois barramentos são formados por fontes CC e um é formado por capacitor. Para ambas topologias, os modelos do sistema, equações dos conversores, a técnicas PWM e a estratégia de controle foram apresentadas e discutidas.

Duas técnicas para regular a tensão do capacitor flutuante foram apresentadas: o H-LSPWM, que utiliza graus de liberdade para controlar o capacitor; e o R-LSPWM, onde as redundâncias são selecionadas para carregar e descarregar o capacitor. O R-LSPWM foi baseado na técnica LSPWM, e dois casos foram apresentados: o R-LSPWM de 7 níveis e o R-LSPWM de 9 níveis. De acordo com as redundâncias geradas por cada relação de barramento, ou o LSPWM de 7 níveis ou o LSPWM de 9 níveis deve ser adaptado para a relação de barramento que se deseja operar.

A distribuição de potência da célula quem contém o capacitor varia de acordo com a estratégia aplicada, afetando as regiões de operação do capacitor flutuante. Esta região de operação também é fortemente influenciada pelo índice de modulação e fator de potência da carga, como comprovado nas seções anteriores por meio de simulações. A partir das análises, pode-se afirmar que a regulação do capacitor é um desafio para altos valores de índice de modulação e fator de potência.

A técnica H-LSPWM apresentou uma melhor performance quando comparada a

R-LSPWM em relação a distribuição de potência. Além do mais, esta técnica é mais simples de ser implementada. Ambas as técnicas podem ser aplicadas em sistemas com mais de um capacitor flutuante nos barramentos. De acordo com a técnica utilizada, o comportamento de cada topologia muda em relação a outras figuras de mérito (THD, perdas nos semicondutores e frequência de chaveamento). Transitórios de carga foram feitos para validar os controles de barramento apresentados.

Um controle de dupla banda de histerese foi proposto para garantir a regular a tensão do capacitor flutuante, de forma que ações de controle impostas ao capacitor minimizam, simultaneamente, *spikes*, *ripples* e o THD na tensão de saída. Então, para cada intervalo de índice de modulação, foi proposto um LSPWM adequado para carga e descarga do capacitor.

Os resultados experimentais serviram para demonstrar o comportamento das configurações estudadas de acordo com a técnica de balanceamento empregada, além de validar o controle utilizado, conforme resultados previstos via simulação computacional.

## 4 | Conclusões

Neste trabalho de dissertação foram analisadas, caracterizadas e estudadas duas topologias de inversores multiníveis monofásicos aplicadas a sistemas de conversão de energia. Foram discutidos métodos de chaveamento dos conversores que já existem na literatura para evitar o efeito regenerativo no sistema. Também foram estudados dois métodos de regulação de tensão de capacitores flutuantes. As topologias e técnicas foram comparadas entre si em termos de distribuição de potência e outras figuras de mérito.

O capítulo 2 foi dedicado aos inversores com duas e três células em cascata com barramentos compostos por fontes CC e células formadas apenas por chaves controladas. Neste capítulo, as equações dos conversores e a técnica de modulação PWM foram apresentadas. Ambas topologias estudadas podem apresentar o efeito regenerativo em sua estrutura, e, dependendo do chaveamento empregado, podem ser unidirecionais ou bidirecionais. Assim, três técnicas de chaveamento foram discutidas e a sua influência sob fluxo de potência do conversor foi analisada para diversas relações de barramentos e índices de modulação. As estratégias estudadas permitem a redução da frequência de chaveamento ou a minimização do efeito regenerativo nos conversores. Os resultados de simulação e experimentais comprovaram o comportamento do fluxo de potência e da frequência de chaveamento diante da estratégia de chaveamento utilizada. Apesar desta configuração básica já existir na literatura, as análises feitas aqui podem ser estendidas para outras topologias, de forma que este trabalho seja um norte para outros estudos comparativos.

No capítulo 3 foram estudadas topologias e técnicas de balanceamento de tensão de capacitores flutuantes em inversores em cascata com duas e três células, sendo uma delas composta por barramento flutuante. As equações do sistema, duas técnicas para regulação da tensão do barramento flutuante foram apresentadas. A partir da distribuição de potência apresentada, pode-se notar que a regulação de tensão do barramento flutuante é fortemente influenciado pelo índice de modulação e fator de potência, de forma que há algumas regiões em que ele é inoperante. Ambas as técnicas mostraram-se aptas para controlar o barramento flutuante. O diferencial deste trabalho em relação aos demais presentes na

literatura são as análises do funcionamento de cada técnica, os resultados de simulação e resultados experimentais obtidos, de forma que comparações entre a performance de cada uma seja feita.

Com isto, este trabalho contribuiu para um estudo de casos do efeito regenerativo em uma topologia clássica de conversores multiníveis, e as possíveis soluções para contornar este efeito, podendo servir como alternativa para outras configurações. Além disso, este trabalho demonstrou a influência do índice de modulação e fator de potência na regulação de tensão de capacitor flutuante, e ainda apresentou estratégias PWM e estratégias de controle de tensão de barramento flutuante que eventualmente podem ser aplicada à outras topologias.

## 4.1 Trabalhos Futuros

Como continuação deste trabalho, as próximas atividades serão a escrita dos artigos publicados no congresso ECCE 2018 para a revista IEEE Transactions on Industry Applications; e o estudo, caracterização e generalização de células unidirecionais em cascata com número de chaves reduzido.

Os estudos de topologias formadas apenas por chaves controladas e os métodos utilizados para regulação de tensão de capacitores flutuantes feitos nesta dissertação serão aplicados nas primeiras atividades do doutorado, que consiste no desenvolvimento de novas topologias de conversores multiníveis em cascata com um número de chaves controladas reduzido (permitindo a redução de custo, complexidade de controle e volume) e com um único barramento com carga em sua estrutura, sendo os demais barramentos flutuantes (promovendo uma maior flexibilidade em termos de aplicações).

# Referências

- ABU-RUB, H. et al. Medium-voltage multilevel converters. state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 7.
- AMINI, J.; MOALLEM, M. A capacitor voltage balancing method for cascaded h-bridge multilevel inverters with application to facts. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2016. p. 6447–6452. Citado na página 42.
- BAKER, R.; BANNISTER, L. Electric power converter. us patent 3 867 643. *Electric Power Converter. US Patent*, 1975. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 3.
- CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: A theoretical analysis. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 7, n. 3, p. 497–505, 1992. Citado na página 3.
- CHEN, H.-C.; CHENG, P.-T. A dc bus voltage balancing technique for the cascaded h-bridge statcom with improved reliability under grid faults. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 53, n. 2, p. 1263–1270, 2017. Citado na página 3.
- CHEN, Z.; WANG, Z.; LI, M. A hybrid cascade h-bridge seven-level converter for active power filter. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2014. p. 1041–1047. Citado na página 3.
- DIAS, J. A. et al. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction. In: IEEE. *Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian*. [S.l.], 2009. p. 1155–1162. Citado na página 25.
- DIXON, J. et al. High-power machine drive, using nonredundant 27-level inverters and active front end rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 22, n. 6, p. 2527–2533, 2007. Citado na página 7.
- DU, Z. et al. A cascade multilevel inverter using a single dc source. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE*. [S.l.], 2006. p. 5–pp. Citado na página 43.
- DU, Z. et al. Fundamental frequency switching strategies of a seven-level hybrid cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 25–33, 2009. Citado na página 43.
- ESPINOSA, E. et al. A novel modulation technique for asymmetric multi-cell inverters of 27-level without regeneration. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 123–128. Citado na página 8.
- ESPINOSA, E. et al. A comparative analysis in asymmetric inverters non-regenerative. In: IEEE. *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*. [S.l.], 2018. p. 1–7. Citado na página 8.

- ESPINOSA, E. E. et al. A new modulation method for a 13-level asymmetric inverter toward minimum thd. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 50, n. 3, p. 1924–1933, 2014. Citado na página 7.
- GE, X.; GAO, F. Flexible third harmonic voltage control of low capacitance cascaded h-bridge statcom. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 3, p. 1884–1889, 2018. Citado na página 3.
- GOPAL, Y.; LALWANI, M.; BIRLA, D. Genetic algorithm based cascaded h-bridge multilevel inverters for pv system with mppt technique. In: IEEE. *Information, Communication, Instrumentation and Control (ICICIC), 2017 International Conference on*. [S.l.], 2017. p. 1–6. Citado na página 3.
- HAMMOND, P. W. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 33, n. 1, p. 202–208, 1997. Citado na página 3.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 82, n. 8, p. 1194–1214, 1994. Citado na página 3.
- HUANG, Q.; HUANG, A. Q. Feedforward proportional carrier-based pwm for cascaded h-bridge pv inverter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, 2018. Citado na página 3.
- IMAYAVARAMBAN, M.; WHEELER, P. W. Avoiding regeneration with a matrix converter drive. In: IEEE. *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 2007. p. 2529–2534. Citado na página 8.
- JAGER, W. de; HUIZER, M.; POLS, E. H. van der. Implementation of an active regeneration unit in a traction substation. In: IEEE. *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.], 2014. p. 1–9. Citado na página 8.
- KOLAR, J. W.; ZACH, F. C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 44, n. 4, p. 456–467, 1997. Citado na página 8.
- KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 2, 3 e 7.
- KUMAR, B. J.; CHANDRAMOULI, A. Modeling and simulation of nine-level cascaded h-bridge inverter based shunt active power filter for single-phase distribution system. In: IEEE. *Inventive Computing and Informatics (ICICI), International Conference on*. [S.l.], 2017. p. 675–680. Citado na página 3.
- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: IEEE. *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*. [S.l.], 2003. v. 3, p. 6–pp. Citado na página 2.
- MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, 2010. Citado na página 2.

MARIETHOZ, S.; RUFER, A. Design and control of asymmetrical multi-level inverters. In: IEEE. *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. [S.l.], 2002. v. 1, p. 840–845. Citado na página 3.

MEYNARD, T.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE*. [S.l.], 1992. p. 397–403. Citado na página 2.

MOOSAVI, M. et al. A voltage balancing strategy with extended operating region for cascaded h-bridge converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 9, p. 5044–5053, 2014. Citado na página 44.

MUNOZ, J. et al. Review of current control techniques for a cascaded h-bridge statcom. In: IEEE. *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 3085–3090. Citado na página 3.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 5, p. 518–523, 1981. Citado na página 2.

NEGASH, M. F.; MANTHATI, U. B. Development of 7-level cascaded h-bridge inverter topology for pv applications. In: IEEE. *Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1847–1852. Citado na página 3.

PAPPU, R. K.; GOPAKUMAR, K. An improvised algorithm for capacitor voltage balancing of symmetrically cascaded floating capacitor h-bridge inverter. In: IEEE. *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2016. p. 3241–3246. Citado na página 42.

REDDY, C. L. et al. A five level cascaded h-bridge multilevel statcom. In: IEEE. *Microelectronics and Electronics (PrimeAsia), 2015 IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in*. [S.l.], 2015. p. 36–41. Citado na página 3.

RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, 2009. Citado na página 2.

ROTELLA, M. et al. Pwm method to eliminate power sources in a nonredundant 27-level inverter for machine drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 1, p. 194–201, 2009. Citado na página 8.

ROUTRAY, A.; SINGH, R.; MAHANTY, R. Ga optimized she pwm hybrid cascaded h-bridge multilevel inverter with capacitor voltage balancing. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017 IEEE*. [S.l.], 2017. p. 714–721. Citado na página 42.

SEPAHVAND, H.; LIAO, J.; FERDOWSI, M. Investigation on capacitor voltage regulation in cascaded h-bridge multilevel converters with fundamental frequency switching. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 58, n. 11, p. 5102–5111, 2011. Citado na página 43.

- SEPAHVAND, H. et al. Capacitor voltage regulation in single-dc-source cascaded h-bridge multilevel converters using phase-shift modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 9, p. 3619–3626, 2013. Citado na página 42.
- SHARMA, R.; DAS, A. Per phase power balancing in grid connected cascaded h-bridge multilevel converter for solar pv application. In: IEEE. *Computer Applications In Electrical Engineering-Recent Advances (CERA), 2017 6th International Conference on*. [S.l.], 2017. p. 433–438. Citado na página 3.
- TUMMAKURI, V. et al. Grid connected five level cascaded h bridge inverter as shunt active power filter. In: IEEE. *Power Electronics Conference (NPEC), 2017 National*. [S.l.], 2017. p. 60–65. Citado na página 3.
- TURNBULL, F. Selected harmonic reduction in static dc/ac inverters. *IEEE Transactions on communication and Electronics*, IEEE, v. 83, n. 73, p. 374–378, 1964. Citado na página 3.
- VAHEDI, H. et al. Cascaded multilevel inverter with multicarrier pwm technique and voltage balancing feature. In: IEEE. *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.], 2014. p. 2155–2160. Citado na página 42.
- VAHEDI, H. et al. Single-dc-source 7-level chb inverter with multicarrier level-shifted pwm. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2015. p. 004328–004333. Citado na página 42.
- VAZQUEZ, S. et al. Analysis of the power balance in the cells of a multilevel cascaded h-bridge converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 7, p. 2287–2296, 2010. Citado na página 44.
- VAZQUEZ, S. et al. Dc-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single dc source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 7, p. 2513–2521, 2009. Citado na página 42.
- WHEELER, P. et al. Regeneration of energy onto an aircraft electrical power system from an electro-mechanical actuator. In: IEEE. *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*. [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 8.
- XU, L.; HAN, Y. Effective controller design for the cascaded h-bridge multilevel active power filter (apf) for power quality compensation in distribution utilities. In: IEEE. *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific*. [S.l.], 2012. p. 1–4. Citado na página 3.
- YUAN, X. Three-level non-regenerative rectifiers with reduced number of devices for aerospace applications. In: IEEE. *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.], 2014. p. 1–10. Citado na página 8.
- ZHANG, Q. Control of pv battery hybrid system using cascaded h bridge converter. In: IEEE. *Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia), 2017 IEEE 3rd International*. [S.l.], 2017. p. 2008–2012. Citado na página 3.