



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

Sistemas de Conversão de Energia Multiníveis Obtidos Através da Interconexão de Módulos de Conversores Estáticos de Potência de Dois Níveis

Ayslan Caisson Norões Maia

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Orientadores:

Prof. Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.

Prof. Alexandre Cunha Oliveira, Dr. Sc.

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Ayslan Caisson Norões Maia, Março de 2017

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

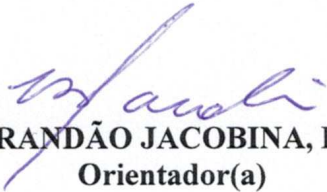
- M217s Maia, Ayslan Caisson Norões.
 Sistemas de conversão de energia multiníveis obtidos através da interconexão de módulos de conversores estáticos de potência de dois níveis / Ayslan Caisson Norões Maia. – Campina Grande, 2017.
 f. 215: color.
- Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2017.
 "Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Alexandre Cunha Oliveira".
 Referências.
1. Conversores Estáticos CC-CA e CA-CC-CA. 2. Conversores Multiníveis. 3. Máquinas Hexafásicas. 4. Estratégias de Controle. 5. Distorção Harmônica. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Oliveira, Alexandre Cunha. III. Título.

CDU 621.314(043)

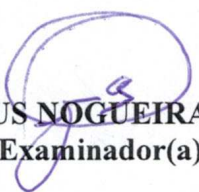
"SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA MULTINÍVEIS OBTIDOS ATRAVÉS DA INTERCONEXÃO DE MÓDULOS DE CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA DE DOIS NÍVEIS"

AYSLAN CAISSON NORÕES MAIA

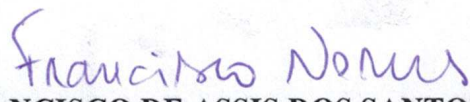
TESE APROVADA EM 22/02/2016

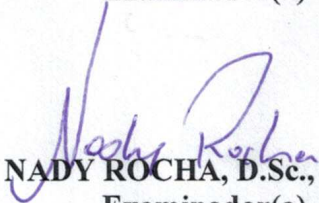

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)

ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Examinador(a)


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


FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, Dr., UFPE
Examinador(a)


NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedico este trabalho aos meus pais e irmãos pelo apoio, incentivo e confiança. À minha noiva pela força, suporte e compreensão. Aos amigos pelo companheirismo.

Resumo

Conversores estáticos constituem um equipamento bastante utilizado em sistemas de potência para controle do fluxo de energia elétrica entre fontes e cargas. Neste contexto, observa-se uma demanda por topologias de conversores que geram formas de onda de alta qualidade e são capazes de alimentar cargas com potências cada vez maiores. Em aplicações de alta potência, encontradas na indústria e em sistemas de potência, o desenvolvimento de uma classe especial de conversores, denominados conversores multiníveis, tem sido amplamente reconhecido como solução viável para superar os limites operacionais dos dispositivos semicondutores. Neste trabalho são desenvolvidas e analisadas estruturas multiníveis do tipo CC-CA aplicadas ao acionamento de máquinas hexafásicas e do tipo CA-CC-CA alimentando cargas monofásicas e trifásicas. Estas topologias são obtidas através da interconexão de módulos de conversores de dois níveis com o propósito de otimizar o sistema: redução de perdas nos dispositivos semicondutores, distorção harmônica dos sinais e esforços de tensão e/ou corrente nas chaves. Para essa investigação foram realizadas análises em regime permanente, onde os limites de operação das estruturas para as condições de controle impostas e o comportamento da componente fundamental de tensão e corrente são avaliados. Além disso, para cada topologia estudada, foram desenvolvidos: modelos dinâmicos, técnicas de modulação PWM, estratégias de controle, resultados de simulações e experimentais. O impacto dessa otimização é quantificado a partir do cálculo da THD e WTHD dos sinais de corrente e tensão gerados pelo conversor e pela estimativa de perdas nos dispositivos semicondutores. Por fim, é feito um estudo comparativo usando conversores convencionais como referência a fim de avaliar o desempenho das topologias propostas.

Palavras-chave: Conversores Estáticos CC-CA e CA-CC-CA, Conversores Multiníveis, Máquinas Hexafásicas, Técnicas PWM, Estratégias de Controle, Distorção Harmônica e Perdas nos Semicondutores.

Abstract

Static converters are a widely used equipment in power systems to control the electrical energy flow between sources and loads. In this context, it is observed a demand for converters topologies that generate high quality waveforms and are capable of supplying loads with ever larger powers. In high power applications such as industrial and power systems, the development of a special class of converters topologies, denominated multilevel converters, has been widely recognized as a viable solution to overcome the operational limits of semiconductor devices. In this work are developed and analyzed multilevel structures of type DC-AC applied to the six-phase machines drives and of type AC-DC-AC feeding single-phase and three-phase loads. These topologies are obtained by interconnecting two-level converters modules in order to optimize the system: reduction of losses in the semiconductor devices, harmonic distortion of the signals and ratings of voltage and/or current in the power switches. For this investigation were performed steady state analyzes, where the operating limits of the structures to the imposed control conditions and the behavior of the fundamental component of voltage and current are evaluated. In addition, for each investigated topology, were developed: dynamic models, PWM techniques, control strategies, simulation results and experimental results. The impact of this optimization is quantified by calculating the THD and WTHD of the current and voltage signals generated by the converter and by estimating losses in the semiconductor devices. Finally, a comparative study is done using conventional converters as reference in order to evaluate the performance of the proposed topologies.

Keywords: DC-AC and AC-DC-AC Static Converters, Multilevel Converters, Six-phase Machines, PWM Techniques, Control Strategies, Harmonic Distortion and Semiconductor Losses.

Índice

Resumo	iii
Abstract	iv
Índice	v
Índice de Tabelas	xi
Índice de Figuras	xiv
Lista de Símbolos	xxiii
Glossário	xxxii
1 Introdução Geral	1
1.1 Conversores Estáticos - Visão Geral	1
1.2 Conversores Multiníveis	3
1.3 Estratégias de Modulação PWM	6
1.4 Acionamento de Máquinas Multifases	8
1.5 Revisão Bibliográfica	10
1.5.1 Conversores CA-CC-CA	10
1.5.2 Conversores CC-CA Aplicados ao Acionamento de Máquinas Hexafásicas	15
1.6 Motivação e Objetivos do Trabalho	19
1.7 Contribuições do Trabalho	21
1.8 Publicações	26
1.9 Organização do Trabalho	26
2 Conversor CA-CC-CA Monofásico - Configuração 5LS	28

2.1	Introdução	28
2.2	Modelo do Sistema	32
2.3	Esforços nas Chaves	34
2.3.1	Corrente do ramo compartilhado	34
2.3.2	Tensões dos barramentos CC	35
2.4	Cálculo das Tensões de Polo de Referência	38
2.4.1	Determinação de v_{gha}^* , v_{lha}^* e v_{hb}^* a partir de v_g^* e v_l^*	38
2.4.2	Determinação das tensões de polo de referência do conversor 'a', $v_{ga0_a}^*$, $v_{ha0_a}^*$ e $v_{la0_a}^*$, a partir de v_{gha}^* e v_{lha}^*	39
2.4.3	Determinação das tensões de polo de referência do conversor 'b', $v_{hb10_b}^*$ e $v_{hb20_b}^*$, a partir de v_{hb}^*	40
2.4.4	Seleção dos parâmetros μ_x , μ_{ya} e μ_{yb}	40
2.5	Estratégia SV-PWM	41
2.6	Estratégia de Controle	48
2.7	Análise de Potência dos Conversores	51
2.7.1	Potências dos barramentos CC	51
2.7.2	Balanceamento dos barramentos CC	52
2.8	Resultados de Simulação	55
2.9	Resultados Experimentais	59
2.10	Conclusões	65
3	Conversores CA-CC-CA Trifásicos	66
3.1	Introdução	66
3.2	Configuração 9LT	66
3.2.1	Modelo do Sistema	67
3.2.2	Tensão dos Barramentos CC	70
3.2.3	Cálculo das Tensões de Polo de Referência	70
3.2.3.1	Determinação de v_{gh}^* a partir de v_{gk}^*	71
3.2.3.2	Determinação de v_{lh}^* a partir de v_{lk}^*	72
3.2.3.3	Determinação de $v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ a partir de v_{ghk}^* e v_{lhk}^*	72
3.2.3.4	Seleção dos parâmetros μ_{gh} , μ_{lh} e μ_{yk}	73
3.2.4	Estratégias PWM	73

3.2.4.1	Estratégia SV-PWM	74
3.2.4.2	Estratégia LS-PWM	77
3.2.5	Estratégia de Controle	79
3.2.6	Análise de Potência dos Conversores	80
3.2.6.1	Potências dos barramentos CC	81
3.2.6.2	Método de balanceamento dos barramentos CC	81
3.3	Configuração 12LT	83
3.3.1	Modelo do Sistema	83
3.3.2	Tensões dos Barramentos CC	87
3.3.3	Cálculo das Tensões de Polo de Referência	89
3.3.3.1	Determinação de v_{g0}^* a partir de v_{gk}^*	90
3.3.3.2	Determinação de v_{l0}^* a partir de v_{lk}^*	90
3.3.3.3	Determinação de v_{ghk}^* , v_{lhk}^* e v_{Hk0}^* a partir de v_{gHk}^* e v_{lHk}^*	91
3.3.3.4	Determinação de $v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ a partir de v_{ghk}^* e v_{lhk}^*	92
3.3.3.5	Seleção dos parâmetros μ_{g0} , μ_{l0} , μ_{xk} e μ_{yk}	92
3.3.4	Estratégias PWM	93
3.3.4.1	Estratégia SV-PWM	93
3.3.4.2	Estratégia LS-PWM	100
3.3.5	Estratégia de Controle	101
3.3.6	Análise de Potência dos Conversores	104
3.3.6.1	Potências dos barramentos CC	104
3.3.6.2	Método de balanceamento dos barramentos CC	106
3.4	Resultados do Sistema	108
3.4.1	Resultados de Simulação	108
3.4.1.1	Configuração 9LT	108
3.4.1.2	Configuração 12LT	112
3.4.2	Resultados Experimentais	116
3.4.2.1	Configuração 9LT	116
3.4.2.2	Configuração 12LT	119
3.5	Conclusões	121

4	Conversores CC-CA Aplicados ao Acionamento de Máquinas Hexafásicas	122
4.1	Introdução	122
4.2	Esforços nas Chaves	122
4.2.1	Correntes dos Ramos Compartilhados	123
4.2.2	Tensões dos Barramentos CC	123
4.3	Configuração 9L-Y	124
4.3.1	Modelo do Sistema	125
4.3.2	Tensão dos Barramentos CC	128
4.3.3	Cálculo das Tensões de Polo de Referência	129
4.3.3.1	Determinação de $v_{0_a h}^*$ a partir de $v_{s a k}^*$	129
4.3.3.2	Determinação de $v_{0_b h}^*$ a partir de $v_{s b k}^*$	130
4.3.3.3	Determinação de $v_{a k 0_k}^*$, $v_{b k 0_k}^*$ e $v_{h k 0_k}^*$ a partir de $v_{a h k}^*$ e $v_{b h k}^*$	130
4.3.3.4	Seleção dos parâmetros $\mu_{0_a h}$, $\mu_{0_b h}$ e $\mu_{y k}$	131
4.3.4	Estratégias PWM	132
4.3.4.1	Estratégia SV-PWM	132
4.3.4.2	Estratégia LS-PWM	136
4.4	Configuração 9L-OEW	137
4.4.1	Modelo do Sistema	138
4.4.2	Tensões dos Barramentos CC	141
4.4.3	Cálculo das Tensões de Polo de Referência	142
4.4.3.1	Determinação de $v_{0_a 0_h}^*$ a partir de $v_{s a k}^*$	143
4.4.3.2	Determinação de $v_{0_b 0_h}^*$ a partir de $v_{s b k}^*$	143
4.4.3.3	Determinação de $v_{a k 0_a}^*$, $v_{b k 0_b}^*$ e $v_{h k 0_h}^*$ a partir de $v_{a h k}^*$ e $v_{b h k}^*$	144
4.4.3.4	Seleção dos parâmetros $\mu_{0_a 0_h}$, $\mu_{0_b 0_h}$ e $\mu_{y k}$	145
4.4.4	Estratégias SV-PWM e LS-PWM	145
4.5	Configuração 15L-OEW	149
4.5.1	Modelo do Sistema	150
4.5.2	Tensões dos Barramentos CC	152
4.5.3	Cálculo das Tensões de Polo de Referência	154
4.5.3.1	Determinação de $v_{0_a h}^*$ a partir de $v_{s a k}^*$	154
4.5.3.2	Determinação de $v_{0_b h}^*$ a partir de $v_{s b k}^*$	155
4.5.3.3	Determinação de $v_{a h k}^*$ e $v_{A k 0_a}^*$ a partir de $v_{a A k}^*$	155

4.5.3.4	Determinação de v_{bhk}^* e $v_{Bk0_b}^*$ a partir de v_{bBk}^*	156
4.5.3.5	Determinação de $v_{ak0_k}^*$, $v_{bk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ a partir de v_{ahk}^* e v_{bhk}^*	156
4.5.3.6	Seleção dos parâmetros $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$, μ_{xak} , μ_{xbk} e μ_{yk}	157
4.5.4	Estratégias PWM	158
4.5.4.1	Estratégia SV-PWM	158
4.5.4.2	Estratégia LS-PWM	162
4.6	Resultados do Sistema	168
4.6.1	Resultados de Simulação	169
4.6.1.1	Configuração 9L-Y	169
4.6.1.2	Configuração 9L-OEW	169
4.6.1.3	Configuração 15L-OEW	172
4.6.2	Resultados Experimentais	172
4.6.2.1	Configuração 9L-Y	174
4.6.2.2	Configuração 9L-OEW	174
4.6.2.3	Configuração 15L-OEW	175
4.7	Conclusões	178
5	Análise das Topologias Estudadas	179
5.1	Introdução	179
5.2	Análise da Distorção Harmônica Total	179
5.2.1	Configurações CA-CC-CA Monofásicas	181
5.2.2	Configurações CA-CC-CA Trifásicas	183
5.2.3	Configurações CC-CA	186
5.3	Análise das Perdas nos Dispositivos Semicondutores	192
5.3.1	Configurações CA-CC-CA Monofásicas	193
5.3.2	Configurações CA-CC-CA Trifásicas	194
5.3.3	Configurações CC-CA	196
5.4	Conclusões	197
6	Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros	200
6.1	Conclusões Gerais	200
6.1.1	Configurações CA-CC-CA	201
6.1.2	Configurações CC-CA	202

6.2 Trabalhos Futuros	204
Agradecimentos	205
Referências Bibliográficas	206

Índice de Tabelas

2.1	Esforço nas chaves da configuração convencional 3LS	29
2.2	Esforço nas chaves da configuração proposta 5LS	29
2.3	Relações de tensão entre os barramentos CC da configuração 5LS	37
2.4	Vetores e tensões geradas no plano v_g x v_l da configuração 5LS com $v_{Cb} = v_{Ca}$	43
2.5	Vetores e tensões geradas no plano v_g x v_l da configuração 5LS com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$	44
2.6	Vetores e tensões geradas no plano v_g x v_l da configuração 5LS com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	45
2.7	Efeitos gerados em v_{Cb} de acordo com os estados das chaves do conversor 'b' (q_{hb1} e q_{hb2}) quando $i_h \geq 0$	53
3.1	Vetores e tensões geradas nos planos v_{ghk} x v_{lhk} da configuração 9LT	75
3.2	Vetor nulo usado e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 9LT	76
3.3	Relações de tensão entre os barramentos CC da configuração 12LT	89
3.4	Vetores e tensões geradas nos planos v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT com $v_{CH} = v_C$	94
3.5	Vetores e tensões geradas nos planos v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT com $v_{CH} = 2v_C$	96
3.6	Vetores e tensões geradas nos planos v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT com $v_{CH} = 3v_C$	96
3.7	Vetores redundantes usados e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 12LT com $v_{CH} = 2v_C$	99
3.8	Efeitos gerados em v_{CH} de acordo com os estados da chave da fase 1 do conversor 'H' (q_{H1}) quando $i_{h1} \geq 0$	107
4.1	Amplitude das correntes dos ramos compartilhados em função de α	123
4.2	Vetores e tensões geradas nos planos v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-Y	132

4.3	Vetor nulo usado e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 9L-Y	135
4.4	Vetores e tensões geradas nos planos v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-OEW com $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$	147
4.5	Vetores e tensões geradas nos planos v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-OEW com $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$	147
4.6	Vetores e tensões geradas nos planos v_{aAk} x v_{bBk} da configuração 15L-OEW com $v_{Cab} = 2v_C$	161
4.7	Vetores redundantes usados e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 15L-OEW com $v_{Cab} = 2v_C$	163
5.1	Limites de distorção harmônica de corrente (percentual em relação a fundamental) segundo a IEEE-519	181
5.2	WTHD(%) da tensão de entrada (v_g) e THD(%) da corrente da rede (i_g) para as topologias CA-CC-CA monofásicas com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$	182
5.3	WTHD(%) das tensões de entrada (v_{gk}) e THD(%) das correntes da rede (i_{gk}) para as topologias CA-CC-CA trifásicas com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$	186
5.4	WTHD(%) das tensões geradas (v_{sak} e v_{sbk}) pelas topologias CC-CA com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$	191
5.5	THD(%) das correntes de fase da máquina (i_{sak} e i_{sbk}) para as topologias CC-CA com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$	191
5.6	Perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA monofásicas operando com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$) - Carga RL de 500W	193
5.7	Perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA monofásicas operando com as mesmas distorções harmônicas (WTHD=0,130% e THD=1,335%) - Carga RL de 500W	194
5.8	Análise de perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA trifásicas operando com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$) - Carga RL de 1,4kW	194

5.9	Perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA trifásicas operando com as mesmas distorções harmônicas (WTHD=0,233% e THD=2,556%) - Carga RL de 1,4kW	195
5.10	Análise de perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CC-CA operando com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$) - MIH de 2kW .	196
5.11	Análise de perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CC-CA operando com mesma WTHD (0,23%) - MIH de 2kW	198

Índice de Figuras

1.1	Classificação dos conversores de alta potência.	4
1.2	Esquema de uma máquina de indução hexafásica formada por dois conjuntos trifásicos deslocados espacialmente de um ângulo α	10
1.3	Configuração típica de um sistema de conversão CA-CC-CA.	11
1.4	Conversores CA-CC-CA monofásicos convencionais de dois níveis. (a) Ponte completa. (b) Braço compartilhado entre a rede e a carga.	12
1.5	Conversores CA-CC-CA trifásicos convencionais de dois níveis. (a) Ponte completa. (b) Braço compartilhado entre a rede e a carga.	13
1.6	Configuração típica de um sistema de conversão CC-CA acionando uma máquina elétrica.	15
1.7	Conversor CC-CA ponte completa hexafásico convencional de dois níveis acionando uma máquina hexafásica enrolamentos ligados em Y.	16
1.8	Conversor CC-CA alimentando uma máquina hexafásica com os enrolamentos em aberto (OEW).	18
1.9	Conversores básicos. (a) Conversor de três braços (3L). (b) Simbologia adotada para o conversor 3L. (c) Conversor ponte H (HB). (d) Simbologia adotada para o conversor HB.	21
1.10	Topologia CA-CC-CA monofásica proposta (5LS).	23
1.11	Topologias CA-CC-CA trifásicas estudadas. (a) 9LT. (b) 12LT.	23
1.12	Topologias CC-CA propostas acionando uma MIH. (a) 9L-Y. (b) 9L-OEW. (c) 15L-OEW.	25
2.1	Conversor CA-CC-CA monofásico convencional (3LS).	28

2.2	Possíveis configurações resultantes da inserção de um conversor ponte H (HB) à topologia 3LS. (a) Conversor HB no lado da rede. (b) Conversor HB no lado da carga. (c) Conversor HB compartilhado entre rede e carga.	30
2.3	Configuração 5LS.	31
2.4	Circuito equivalente simplificado da configuração 5LS.	31
2.5	Diagramas fasoriais de tensões e correntes das configurações 3LS e 5LS. (a) $\theta_l \neq \varphi_l$. (b) $\theta_l = \varphi_l$	34
2.6	Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} (a) Conversor 3LS. (b) Configuração 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (c) Configuração 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (d) Configuração 5LS operando com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	36
2.7	Plano vetorial v_g x v_l da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Cb} = v_{Ca}$).	41
2.8	Plano vetorial v_g x v_l da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC diferentes. (a) $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (b) $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	42
2.9	Níveis gerados das tensões v_g e v_l da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Ca} = v_{Cb}$).	46
2.10	Níveis gerados das tensões v_g e v_l da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC diferentes. (a) $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (b) $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	46
2.11	Vetores da diagonal principal do plano v_g x v_l da configuração 5LS ($v_g = v_l$). (a) Operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (b) Operação com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (c) Operação com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	48
2.12	Sistema de controle proposto para a topologia 5LS. (a) Diagrama de blocos da estratégia. (b) Diagrama de implementação.	49
2.13	Controle da tensão do barramento do conversor 'b' no plano v_g x v_l quando $i_h \geq 0$. (a) Operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (b) Operação com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$	54
2.14	Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'.	55

2.15	Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'.	56
2.16	Resultados de simulação em regime permanente da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'. (d) Corrente da rede. (e) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (f) Tensão na carga. (g) Tensão gerada na entrada.	57
2.17	Resultados de simulação em regime permanente da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'. (d) Corrente da rede. (e) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (f) Tensão na carga. (g) Tensão gerada na entrada.	58
2.18	Resultados de simulação da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$ - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na carga.	60
2.19	Resultados de simulação da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na carga.	61
2.20	Plataforma experimental usada na obtenção de resultados experimentais das configurações CA-CC-CA. (a) Visão geral. (b) Principais componentes	62
2.21	Resultados experimentais em regime permanente da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$	63
2.22	Resultados experimentais da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (a) Tensão gerada na entrada. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Tensões dos barramentos CC.	64
3.1	Configuração 9LT.	67
3.2	Circuito equivalente simplificado da configuração 9LT.	68
3.3	Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} (a) Conversor 5LT. (b) Configuração 9LT.	71

3.4	Planos vetoriais v_{ghk} x v_{lhk} da configuração 9LT.	74
3.5	Níveis gerados das tensões v_{ghk} e v_{lhk} da configuração 9LT.	75
3.6	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 9LT.	78
3.7	Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 9LT.	79
3.8	Diagrama de blocos do sistema de controle proposto para a topologia 9LT.	79
3.9	Fluxograma do método de balanceamento dos barramentos CC da topologia 9LT.	82
3.10	Configuração 12LT.	84
3.11	Circuito equivalente simplificado da configuração 12LT.	85
3.12	Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{ig} (a) Conversor 5LT. (b) Configuração 12LT operando com $v_{CH} = v_C$. (c) Configuração 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (d) Configuração 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$	88
3.13	Planos vetoriais v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{CH} = v_C$).	94
3.14	Planos vetoriais v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT operando com tensões dos barramentos CC diferentes. (a) Operação com $v_{CH} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{CH} = 3v_C$	95
3.15	Níveis gerados das tensões v_{gHk} e v_{lHk} da configuração 12LT operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{CH} = v_C$).	97
3.16	Níveis gerados das tensões v_{gHk} e v_{lHk} da configuração 12LT. (a) Operação com $v_{CH} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{CH} = 3v_C$	97
3.17	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$ - Setores I a IV.	101
3.18	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$ - Setores V a VIII.	102
3.19	Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$	102
3.20	Diagrama de blocos do sistema de controle proposto para a topologia 12LT.	103
3.21	Fluxograma do método de balanceamento dos barramentos CC da topologia 12LT.	106

3.22	Controle da tensão do barramento do conversor 'H' no plano $v_{gHk} \times v_{lHk}$ quando $i_{hk} \geq 0$. (a) Operação com $v_{CH} = v_C$. (b) Operação com $v_{CH} = 2v_C$.	109
3.23	Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 9LT. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão do barramento CC do conversor 3.	110
3.24	Resultados de simulação em regime permanente da topologia 9LT. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão do barramento CC do conversor 3. (e) Correntes da rede. (f) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (g) Tensões na carga. (h) Tensão gerada na entrada.	111
3.25	Resultados de simulação da topologia 9LT - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente na fase 1 da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na fase 1 da carga.	113
3.26	Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão do barramento CC do conversor 3. (e) Tensão do barramento CC do conversor 'H'.	114
3.27	Resultados de simulação em regime permanente da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (a) Tensão do barramento CC do conversor 1. (b) Tensão do barramento CC do conversor 2. (c) Tensão do barramento CC do conversor 3. (d) Tensão do barramento CC do conversor 'H'. (e) Correntes da rede. (f) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (g) Tensões na carga. (h) Tensão gerada na entrada.	115
3.28	Resultados de simulação da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$ - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente na fase 1 da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na fase 1 da carga.	117
3.29	Resultados experimentais em regime permanente da topologia 9LT. (a) Tensão gerada na entrada e correntes da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Tensões na carga.	118

3.30	Resultados experimentais da topologia 9LT - Efeito da variação da carga no sistema. Corrente da carga e tensões dos barramentos CC.	119
3.31	Resultados experimentais da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (a) Tensões dos barramentos CC. (b) Tensões dos barramentos CC e tensão gerada na entrada. (c) Correntes da rede. (d) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (e) Tensão gerada na entrada. (f) Tensões na carga.	120
4.1	Tensões mínimas dos barramentos CC das configurações convencionais em função de α (a) Conversor 6L-Y. (b) Configuração 12L-OEW operando com $v_{Cab} = v_{Ch}$. (c) Configuração 12L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$	125
4.2	Configuração 9L-Y.	126
4.3	Circuito equivalente simplificado da configuração 9L-Y.	127
4.4	Tensão mínima dos barramentos CC da configuração 9L-Y em função de α	129
4.5	Planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-Y.	133
4.6	Níveis gerados das tensões v_{ahk} e v_{bhk} da configuração 9L-Y.	133
4.7	Trajetórias descritas por \mathbf{v}_k^* nos planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-Y para $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ ou 60°	134
4.8	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 9L-Y.	137
4.9	Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 9L-Y.	138
4.10	Configuração 9L-OEW.	139
4.11	Circuito equivalente simplificado da configuração 9L-OEW.	140
4.12	Tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 9L-OEW em função de α (a) Operação com $v_{Cab} = v_{Ch}$. (b) Operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$	142
4.13	Planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-OEW. (a) Operação com $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$	146
4.14	Níveis gerados das tensões v_{ahk} e v_{bhk} da configuração 9L-OEW. (a) Operação com $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$	147
4.15	Configuração 15L-OEW.	149
4.16	Circuito equivalente simplificado da configuração 15L-OEW.	151
4.17	Circuito monofásico equivalente simplificado da configuração 15L-OEW.	151

4.18	Tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 15L-OEW em função de α (a) Operação com $v_{Cab} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 3v_C$	153
4.19	Planos vetoriais v_{aAk} x v_{bBk} da configuração 15L-OEW. (a) Operação com $v_{Cab} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 3v_C$	159
4.20	Níveis gerados das tensões v_{aAk} e v_{bBk} da configuração 15L-OEW.	160
4.21	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores I a IV.	164
4.22	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores V a VIII.	165
4.23	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores IX a XII.	166
4.24	Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores XIII a XVI.	167
4.25	Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$	167
4.26	Resultados de simulação da topologia 9L-Y operando com tensões dos barramentos CC iguais e acionando uma MIH. (a) Tensão estatórica para $\alpha = 0^\circ$. (b) Correntes estatóricas para $\alpha = 0^\circ$. (c) Tensão estatórica para $\alpha = 30^\circ$. (d) Correntes estatóricas para $\alpha = 30^\circ$. (e) Tensão estatórica para $\alpha = 60^\circ$. (f) Correntes estatóricas para $\alpha = 60^\circ$	170
4.27	Resultados de simulação da topologia 9L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$) e acionando uma MIH. (a) Tensão estatórica para $\alpha = 0^\circ$. (b) Correntes estatóricas para $\alpha = 0^\circ$. (c) Tensão estatórica para $\alpha = 30^\circ$. (d) Correntes estatóricas para $\alpha = 30^\circ$. (e) Tensão estatórica para $\alpha = 60^\circ$. (f) Correntes estatóricas para $\alpha = 60^\circ$	171
4.28	Resultados de simulação da topologia 15L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ck}$) e acionando uma MIH. (a) Tensão estatórica para $\alpha = 0^\circ$. (b) Correntes estatóricas para $\alpha = 0^\circ$. (c) Tensão estatórica para $\alpha = 30^\circ$. (d) Correntes estatóricas para $\alpha = 30^\circ$. (e) Tensão estatórica para $\alpha = 60^\circ$. (f) Correntes estatóricas para $\alpha = 60^\circ$	173
4.29	Visão geral da plataforma usada na obtenção de resultados experimental das configurações 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW.	174

4.30	Resultados experimentais da topologia 9L-Y operando com tensões dos barramentos CC iguais e acionando uma MIH com $\alpha = 0^\circ$. (a) Tensão estatórica. (b) Correntes estatóricas.	175
4.31	Resultados experimentais da topologia 9L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ e acionando uma MIH com $\alpha = 0^\circ$. (a) Tensão estatórica. (b) Correntes estatóricas.	176
4.32	Resultados experimentais da topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ e acionando uma MIH com $\alpha = 0^\circ$. (a) Tensões estatóricas. (b) Correntes estatóricas.	177
5.1	Tensão de entrada das topologias CA-CC-CA monofásicas. (a) 3LS. (b) 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (c) 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (d) 5LS operando com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	182
5.2	Corrente da rede das topologias CA-CC-CA monofásicas. (a) 3LS. (b) 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (c) 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (d) 5LS operando com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	183
5.3	Tensões de entrada das topologias CA-CC-CA trifásicas. (a) 5LT. (b) 9LT. (c) 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (d) 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$	184
5.4	Correntes da rede das topologias CA-CC-CA trifásicas. (a) 5LT. (b) 9LT. (c) 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (d) 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$	185
5.5	Tensões geradas das topologias convencionais para $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ e 60° . (a) 6L-Y. (b) 12L-OEW operando com $v_{Cab} = v_{Ch}$. (c) 12L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$	187
5.6	Tensões geradas da topologia 9L-Y operando com tensões dos barramentos CC iguais. (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$	187
5.7	Tensões geradas da topologia 9L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$	187
5.8	Tensões de entrada da topologia 15L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_C$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$	188
5.9	Correntes de fase da máquina da topologia 6L-Y. (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$	188

5.10	Correntes de fase da máquina da topologia 12L-OEW operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Cab} = v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.	188
5.11	Correntes de fase da máquina da topologia 12L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.	189
5.12	Correntes de fase da máquina da topologia 9L-Y. (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.	189
5.13	Correntes de fase da máquina da topologia 9L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.	189
5.14	Correntes de fase da máquina para topologia 15L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_C$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.	190

Lista de Símbolos

- * – Designa, no sistema de controle, uma variável de referência.
- a e b – Subíndices referentes aos enrolamentos trifásicos da máquina hexafásica.
- l – Subíndice indicativo de grandeza da carga.
- g – Subíndice indicativo de grandeza da rede.
- h – Subíndice indicativo de grandeza dos braços compartilhados.
- C_f – Capacitor do filtro da carga.
- dv/dt – Derivada da tensão em relação ao tempo.
- k – Subíndice das variáveis do sistema, $k = 1,2,3$.
- e_g – Tensão da rede elétrica monofásica.
- e_{gk} – Tensões da rede elétrica trifásica.
- e_l – Tensão da carga monofásica.
- e_{lk} – Tensões da carga trifásica.
- e_l^* – Tensão de referência da carga monofásica.
- e_{lk}^* – Tensões de referência da carga trifásica.
- e_{sak} e e_{sbk} – Tensões internas da máquina hexafásica.
- E_l^* – Amplitude das tensões de referência da carga.
- f_{am} – Frequência de amostragem.
- $GEN - i_g$ – Gerador da corrente instantânea i_g da rede monofásica.
- $GEN - i_{gk}$ – Gerador das correntes instantâneas i_{gk} da rede trifásica.

- $GEN - e_l$ – Gerador da tensão instantânea e_l da carga monofásica.
- $GEN - e_{lk}$ – Gerador das tensões instantâneas e_{lk} da carga trifásica.
- i_{cl} – Corrente instantânea no coletor.
- i_C – Corrente do capacitor do barramento CC das topologias com apenas um barramento CC.
- i_{Ca} – Corrente do capacitor do barramento CC do conversor 'a'.
- i_{Cb} – Corrente do capacitor do barramento CC do conversor 'b'.
- i_{CH} – Corrente do capacitor do barramento CC do conversor 'H'.
- i_{Ck} – Correntes dos capacitores dos barramentos CC dos conversores 'k'.
- i_g – Corrente da rede elétrica monofásica.
- i_{gk} – Correntes da rede elétrica trifásica.
- i_g^* – Corrente de referência da rede elétrica monofásica.
- i_{gk}^* – Correntes de referência da rede elétrica trifásica.
- I_g^* – Amplitude das correntes de referência da rede elétrica.
- i_{hk} – Correntes nos braços compartilhados.
- I_h – Amplitude das correntes nos braços compartilhados.
- i_l – Corrente da carga monofásica.
- i_{lk} – Correntes da carga trifásica.
- i_{sak} e i_{sbk} – Correntes estatóricas da máquina hexafásica.
- i_{sak}^* e i_{sbk}^* – Correntes estatóricas de referência da máquina hexafásica.
- k_i – Ganho integral.
- k_p – Ganho proporcional.
- l_l – Indutância do filtro da carga.
- L_l – Indutor do filtro da carga.

l_g	– Indutância do filtro de entrada.
L_g	– Indutor do filtro de entrada.
l_s	– Indutância estatórica da máquina hexafásica.
m	– Índice de modulação.
N	– Número de harmônicos considerados.
p	– Operador correspondente à derivada temporal, d/dt .
px_1 e px_2	– Derivadas temporais das variáveis de estado do controlador de dupla sequência.
P_{cd}	– Perdas por condução.
P_{ch}	– Perdas por chaveamento.
P_{to}	– Perdas totais.
P_l	– Potência da carga trifásica.
p_{Ck}	– Potências instantâneas dos barramentos CC dos conversores 'k'.
p_{Ca}	– Potência instantânea do barramento CC do conversor 'a'.
p_{Cb}	– Potência instantânea do barramento CC do conversor 'b'.
p_{CH}	– Potência instantânea do barramento CC do conversor 'H'.
q_{gk}	– Chaves de potência dos conversores conectados ao lado da rede trifásica.
q_{lk}	– Chaves de potência dos conversores conectados ao lado da carga trifásica.
q_{ak} e q_{Ak}	– Chaves de potência dos conversores conectados aos enrolamentos do conjunto trifásico 'a'.
q_{bk} e q_{Bk}	– Chaves de potência dos conversores conectados aos enrolamentos do conjunto trifásico 'b'.
q_{hk} e q_{Hk}	– Chaves de potência dos braços compartilhados.
R_{Cm}	– Controlador PI do valor médio das tensões dos barramentos CC das topologias CA-CC-CA.
R_{Ca}	– Controlador PI da tensão do barramentos CC do conversor 'a' da topologia 5LS.

R_{C12}	– Controlador PI das tensões dos barramentos CC das topologias CA-CC-CA trifásicas.
R_g	– Controlador de dupla sequência da corrente da rede monofásica.
R_{g12}	– Controlador de dupla sequência das correntes da rede trifásica.
R_l	– Controlador de dupla sequência da tensão da carga monofásica.
R_{l12}	– Controlador de dupla sequência das tensões da carga trifásica.
r_g	– Resistência do filtro indutivo de entrada.
r_l	– Resistência do filtro da carga.
r_s	– Resistência estatórica da máquina hexafásica.
t_{xk}, t_{yk} e t_{zk}	– Tempos de aplicação dos vetores \mathbf{v}_{xk} , \mathbf{v}_{yk} e \mathbf{v}_{zk} .
T	– Período de amostragem da estratégia PWM.
T_j	– Temperatura de junção do IGBT.
\mathbf{v}_k^*	– Vetor de tensão de referência no plano k .
\mathbf{v}_{nk}	– Vetores de tensão no plano k , com $n = 1,2,3\dots$
$\mathbf{v}_{xk}, \mathbf{v}_{yk}$ e \mathbf{v}_{zk}	– Vetores de tensão que formam um setor triangular no plano k .
v_{Cm}	– Valor médio das tensões dos barramentos CC das topologias CA-CC-CA.
v_{Cm}^*	– Valor médio de referência das tensões dos barramentos CC das topologias CA-CC-CA.
v_{Ck}	– Tensões dos barramentos CC dos conversores 'k'.
v_{Ck}^*	– Tensões de referência dos barramentos CC dos conversores 'k'.
v_{Ca}	– Tensão do barramento CC do conversor 'a'.
v_{Ca}^*	– Tensão de referência do barramento CC do conversor 'a'.
v_{Cb}	– Tensão do barramento CC do conversor 'b'.
v_{Cb}^*	– Tensão de referência do barramento CC do conversor 'b'.

- v_{CH} – Tensão do barramento CC do conversor 'H'.
- v_{CH}^* – Tensão de referência do barramento CC do conversor 'H'.
- v_g – Tensão de entrada das topologias CA-CC-CA monofásicas.
- v_{gk} – Tensões de entrada das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_g^* – Tensão de referência de entrada das topologias CA-CC-CA monofásicas.
- v_{gk}^* – Tensões de referência de entrada das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_l – Tensão de saída das topologias CA-CC-CA monofásicas.
- v_{lk} – Tensões de saída das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_l^* – Tensão de referência de saída das topologias CA-CC-CA monofásicas.
- v_{lk}^* – Tensões de referência de saída das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_{ahk} – Tensões entre os braços a_k e h_k das topologias CC-CA.
- v_{ahk}^* – Tensões de referência entre os braços a_k e h_k das topologias CC-CA.
- v_{aAk} – Tensões entre os braços a_k e A_k da topologia 15L-OEW.
- v_{aAk}^* – Tensões de referência entre os braços a_k e A_k da topologia 15L-OEW.
- v_{bhk} – Tensões entre os braços b_k e h_k das topologias CC-CA.
- v_{bhk}^* – Tensões de referência entre os braços b_k e h_k das topologias CC-CA.
- v_{bBk} – Tensões entre os braços b_k e B_k da topologia 15L-OEW.
- v_{bBk}^* – Tensões de referência entre os braços b_k e B_k da topologia 15L-OEW.
- v_{ghk} – Tensões entre os braços g_k e h_k das topologias CA-CC-CA.
- v_{ghk}^* – Tensões de referência entre os braços g_k e h_k das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_{gHk} – Tensões entre os braços g_k e H_k da topologia 12LT.
- v_{gHk}^* – Tensões de referência entre os braços g_k e H_k da topologia 12LT.
- v_{lhk} – Tensões entre os braços l_k e h_k das topologias CA-CC-CA trifásicas.

- v_{lhk}^* – Tensões de referência entre os braços l_k e h_k das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_{lHk} – Tensões entre os braços l_k e H_k da topologia 12LT.
- v_{lHk}^* – Tensões de referência entre os braços l_k e H_k da topologia 12LT.
- v_{gh} – Tensão entre o neutro g e o ponto central h da topologia 9LT.
- v_{gh}^* – Tensão de referência entre o neutro g e o ponto central h da topologia 9LT.
- v_{lh} – Tensão entre o neutro l e o ponto central h da topologia 9LT.
- v_{lh}^* – Tensão de referência entre o neutro l e o ponto central h da topologia 9LT.
- v_{g0} – Tensão entre o neutro g e o ponto central 0 da topologia 12LT.
- v_{g0}^* – Tensão de referência entre o neutro g e o ponto central 0 da topologia 12LT.
- v_{l0} – Tensão entre o neutro l e o ponto central 0 da topologia 12LT.
- v_{l0}^* – Tensão de referência entre o neutro l e o ponto central 0 da topologia 12LT.
- v_{nl} – Tensão entre os neutros n e l das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_{ak0_k} – Tensões de polo dos braços a_k das topologias 9L-Y e 15L-OEW.
- $v_{ak0_k}^*$ – Tensões de referência de polo dos braços a_k das topologias 9L-Y e 15L-OEW.
- v_{ak0_a} – Tensões de polo dos braços a_k da topologia 9L-OEW.
- $v_{ak0_a}^*$ – Tensões de referência de polo dos braços a_k da topologia 9L-OEW.
- v_{Ak0_a} – Tensões de polo dos braços A_k da topologia 15L-OEW.
- $v_{Ak0_a}^*$ – Tensões de referência de polo dos braços A_k da topologia 15L-OEW.
- v_{bk0_k} – Tensões de polo dos braços b_k das topologias 9L-Y e 15L-OEW.
- $v_{bk0_k}^*$ – Tensões de referência de polo dos braços b_k das topologias 9L-Y e 15L-OEW.
- v_{bk0_b} – Tensões de polo dos braços b_k da topologia 9L-OEW.
- $v_{bk0_b}^*$ – Tensões de referência de polo dos braços b_k da topologia 9L-OEW.
- v_{Bk0_a} – Tensões de polo dos braços B_k da topologia 15L-OEW.
- $v_{Bk0_a}^*$ – Tensões de referência de polo dos braços B_k da topologia 15L-OEW.

- v_{gk0_k} – Tensões de polo dos braços g_k das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- $v_{gk0_k}^*$ – Tensões de polo de referência dos braços g_k das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_{lk0_k} – Tensões de polo dos braços l_k das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- $v_{lk0_k}^*$ – Tensões de polo de referência dos braços l_k das topologias CA-CC-CA trifásicas.
- v_{hk0_k} – Tensões de polo dos braços h_k das topologias 9LT, 12LT, 9L-Y e 15L-OEW.
- $v_{hk0_k}^*$ – Tensões de polo de referência dos braços h_k das topologias 9LT, 12LT, 9L-Y e 15L-OEW.
- v_{hk0_h} – Tensões de polo dos braços h_k da topologia 9L-OEW.
- $v_{hk0_h}^*$ – Tensões de referência de polo dos braços h_k da topologia 9L-OEW.
- v_{Hk0} – Tensões de polo dos braços H_k da topologia 12LT.
- v_{Hk0}^* – Tensões de polo de referência dos braços H_k da topologia 12LT.
- $v_{0_a h}$ – Tensão entre os pontos centrais 0_a e h das topologias 9L-Y e 15L-OEW.
- $v_{0_a h}^*$ – Tensão de referência entre os pontos centrais 0_a e h das topologia 9L-Y e 15L-OEW.
- $v_{0_b h}$ – Tensão entre os pontos centrais 0_b e h das topologias 9L-Y e 15L-OEW.
- $v_{0_b h}^*$ – Tensão de referência entre os pontos centrais 0_b e h das topologias 9L-Y e 15L-OEW.
- $v_{0_a 0_h}$ – Tensão entre os pontos centrais 0_a e 0_h da da topologia 9L-OEW.
- $v_{0_a 0_h}^*$ – Tensão de referência entre os pontos centrais 0_a e 0_h da da topologia 9L-OEW.
- $v_{0_b 0_h}$ – Tensão entre os pontos centrais 0_b e 0_h da da topologia 9L-OEW.
- $v_{0_b 0_h}^*$ – Tensão de referência entre os pontos centrais 0_b e 0_h da da topologia 9L-OEW.
- v_{sak} e v_{sbk} – Tensões de fase da máquina hexafásica.
- v_{sak}^* e v_{sbk}^* – Tensões de fase de referência da máquina hexafásica.
- x_1 e x_2 – Variáveis de estado do controlador PI de dupla sequência.

- α – Ângulo entre os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos da máquina hexafásica.
- β_1 – Amplitude da componente fundamental do sinal.
- β_n – Amplitude da componente harmônica do sinal de ordem n .
- δ_g – Ângulo da tensão na fase 1 da rede (e_{g1}).
- θ_l – Ângulo da tensão na fase 1 da carga (e_{l1}).
- φ_l – Ângulo do fator de potência da carga.
- ε_g – Erro da corrente de entrada inserido no controlador de dupla sequência.
- ω_e – Frequência do controlador de dupla sequência.

Glossário

- HB – Módulo conversor ponte H.
- 3L – Módulo conversor de três braços.
- 3LS – Conversor CA-CC-CA monofásico de três braços.
- 4LS – Conversor CA-CC-CA monofásico de quatro braços.
- 5LS – Conversor CA-CC-CA monofásico de cinco braços.
- 5LT – Conversor CA-CC-CA trifásico de cinco braços.
- 6LT – Conversor CA-CC-CA trifásico de seis braços.
- 9LT – Conversor CA-CC-CA trifásico de nove braços.
- 12LT – Conversor CA-CC-CA trifásico de doze braços.
- 6L-Y – Conversor CC-CA de seis braços acionando uma MIH com enrolamentos ligados em Y.
- 9L-Y – Conversor CC-CA de nove braços acionando uma MIH com enrolamentos ligados em Y.
- 9L-OEW – Conversor CC-CA de nove braços acionando uma MIH com enrolamentos abertos.
- 12L-OEW – Conversor CC-CA de doze braços acionando uma MIH com enrolamentos abertos.
- 15L-OEW – Conversor CC-CA de quinze braços acionando uma MIH com enrolamentos abertos.
- CA – Corrente Alternada.
- CB-PWM – *Carrier-Based PWM* (PWM Baseado em Portadoras).

- CC – Corrente Contínua.
- CHB – *Cascaded H-Bridge* (Pontes H em Cascata).
- DSP – *Digital Signal Processor* (Processador Digital de Sinais).
- FC – *Flying Capacitor* (Capacitor Flutuante).
- IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos).
- IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor* (Transistor Bipolar de Porta Isolada).
- LS-PWM – *Level-Shifted PWM* (Técnica PWM em que utiliza-se múltiplas portadoras para os diferentes níveis de tensão).
- MATLAB – *MATrix LABoratory* (Software interativo de alta performance voltado para o cálculo numérico).
- MMC – *Modular Multilevel Converter* (Conversor Multinível Modular).
- MI – Máquina de Indução.
- MIH – Máquina de Indução Hexafásica.
- MIT – Máquina de Indução Trifásica.
- NPC – *Neutral Point Campled* (Conversor de neutro grampeado).
- OEW – *Open-End Winding* (Enrolamentos Abertos).
- PI – Proporcional e Integral.
- PLL – *Phase-Locked Loop* (Malha de Captura de Fase).
- PS-PWM – *Phase-Shifted PWM* (Técnica PWM em que utiliza-se múltiplas portadoras defasadas entre si).
- pu – por unidade.
- PWM – *Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso).
- RMS – *Root Mean Square* (Raíz Média Quadrática).
- SCR – *Silicon Controlled Rectifier* (Retificador Controlado de Silício).

- SPWM – *Sinusoidal PWM* (Técnica PWM escalar em que utiliza-se uma única portadora).
- SV-PWM – *Space Vector PWM* (Técnica PWM baseada na análise de espaços vetoriais).
- THD – *Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total).
- UPS – *Uninterruptible Power Supply* (Fonte de Tensão Ininterrupta).
- VTCD – Variações de Tensão de Curta Duração.
- VTLD – Variações de Tensão de Longa Duração.
- WTHD – *Weight Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total Ponderada).
- Y – Conexão estrela.

1

Introdução Geral

1.1 Conversores Estáticos - Visão Geral

A demanda por energia elétrica no mundo vem aumentando de forma bastante acentuada. A introdução das máquinas elétricas nos sistemas de produção e a disponibilidade de sistemas elétricos de potência tornou a energia elétrica a forma mais importante de energia na vida do homem moderno (BOSE, 1993). A esse cenário mundial, estão associadas exigências cada vez mais rigorosas relacionadas à qualidade do serviço de geração, transmissão e fornecimento da energia elétrica. Deseja-se que a rede elétrica seja capaz de assegurar fornecimento, de forma contínua e com qualidade, de grandezas como amplitude e frequência dos sinais de tensão e corrente. Entre os problemas que afetam as características dos sinais de tensão e corrente e que sinalizam a falta da qualidade da energia, podem-se citar: interrupções, distorções das formas de onda, desequilíbrios, flicker, variações de tensão de curta duração (VTCD), variações de tensão de longa duração (VTLD), variações na frequência e variações no valor eficaz da tensão.

De um modo geral, soluções para os problemas da energia elétrica dependem dos circuitos de eletrônica de potência. As fontes renováveis de energia e ambientalmente corretas, como eólica e solar, necessitam de condicionamento das grandezas envolvidas no processo de conversão. Além disso, grande parte dos equipamentos conectados aos sistemas elétricos, desde pequenos aparelhos eletrônicos a grandes sistemas de acionamento de motores, podem operar com maior eficiência com auxílio da eletrônica de potência.

A eletrônica de potência pode ser entendida como a área da engenharia elétrica dedicada ao estudo do processamento de energia e baseia-se na utilização de dispositivos semicondutores operados em regime de chaveamento (liga/desliga) para realizar o controle do fluxo de energia e a conversão de formas de onda de tensões e correntes entre fontes e cargas. O controle mencionado é realizado por meio de circuitos eletrônicos denominados conversores estáticos, resultantes da associação de dispositivos semicondutores (chaves e diodos de potência) e componentes passivos (resistores, indutores e capacitores). Vários tipos de equipamentos baseados em conversores estáticos vêm sendo largamente utilizados com a finalidade de obter uma melhor qualidade da energia. São exemplos: reguladores de tensão (EFKARPIDIS et al., 2016), fontes de energia ininterrupta (HE et al., 2014), filtros ativos (LEE e HU, 2016), filtros híbridos (DEY e MEKHILEF, 2015), entre outros.

Os conversores estáticos tornam-se cada vez mais populares e são destinados às aplicações diversas dentro dos ambientes industriais, residenciais, comerciais, aeroespaciais e militares. O crescimento da eletrônica de potência provocou um grande desenvolvimento no setor elétrico industrial, sobretudo no acionamento de máquinas elétricas. Recentemente pôde ser observado o desenvolvimento de novos dispositivos com capacidade de suportar correntes e tensões bem mais elevadas, de controle simples e operando com frequência de chaveamento bem maior que os tiristores convencionais desenvolvidos inicialmente como o SCR (KNOTT et al., 2014). Além disso, a evolução da tecnologia computacional e microeletrônica permitiram a implementação de técnicas de controle cada vez mais eficientes.

Na análise dos métodos de se transferir a energia da fonte geradora para a carga consumidora, devem-se levar em consideração vários fatores, como por exemplo as perdas e o custo dos componentes utilizados (AMARAL e CARDOSO, 2008). O processo de 'ligar' e 'desligar' das chaves tem como consequência a inserção de sinais harmônicos que interferem na qualidade da energia elétrica. Assim, outro fator importante no estudo de conversores estáticos é a análise da distorção harmônica total, ou THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*), dos sinais de corrente e a distorção harmônica total ponderada, ou WTHD (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*) dos sinais de tensão de entrada e de saída dos conversores. Outros critérios também úteis no projeto de conversores estáticos são: perdas nos capacitores dos barramentos CC e perdas nos semicondutores (perdas por condução e perdas por chaveamento). Alguns trabalhos vêm sendo propostos a fim de quantificar as

perdas nos semicondutores, através de programas de simulação dinâmica, facilitando seu uso como critério de análise (DIAS et al., 2009; GEBHARDT et al., 2012; GUNTER e FUCHS, 2015; JACOBS e SAAD, 2016), e da análise econômica dos dispositivos utilizados.

As diversas topologias de conversores estáticos que atendem à demanda de diferentes cargas podem ser classificadas segundo o tipo de tensão a ser utilizada, ou seja, se é tensão CC ou tensão CA. Neste trabalho é realizado o estudo e a caracterização de conversores estáticos de potência fonte de tensão do tipo CC-CA aplicados ao acionamento de máquinas hexafásicas e do tipo CA-CC-CA alimentando cargas monofásicas e trifásicas.

1.2 Conversores Multiníveis

Recentemente tem se notado um aumento na exigência dos índices de qualidade de energia elétrica. Além disso, observa-se uma demanda por conversores estáticos com potências cada vez maiores e utilizados na alimentação e acionamento de diversos tipos de cargas. Como exemplos, podem-se citar a utilização dos conversores como filtros ativos na compensação de harmônicos e reativos provindos da rede nos sistemas de potência; a utilização em sistemas de energia baseados em fontes alternativas, tal como solar e eólica; e o acionamento de motores de médio e grande porte (TEODORESCU et al., 2000; AKAGI, 2001).

Como todo dispositivo elétrico/eletrônico, as chaves semicondutoras possuem limites de operação de tensão e de corrente. Em aplicações de alta potência, tais como as encontradas na indústria e sistemas de potência, o desenvolvimento de uma classe especial de conversores, denominados conversores multiníveis, tem sido amplamente reconhecido como solução viável para superar limites de corrente e tensão de conversores compostos por dispositivos semicondutores de baixa potência. Os conversores multiníveis são capazes de gerar formas de onda de alta tensão usando fontes e dispositivos semicondutores de baixa tensão. Adicionalmente, permitem a obtenção de uma tensão de saída multinível que apresenta redução de conteúdo harmônico em relação aos conversores convencionais de dois níveis para uma mesma frequência de chaveamento. Proporcionam, assim, redução do tamanho e custo do filtro de saída e melhoram a resposta dinâmica do sistema (MEYNARD et al., 1997).

Para aplicações de alta potência, é possível usar conversão direta (cicloconversor ou conversor matricial) ou indireta (com barramento CC fonte de corrente ou fonte de tensão),

conforme ilustrado na Figura 1.1. Os conversores multiníveis fonte de tensão são altamente populares em aplicações industriais e, portanto, são alvo de estudo desta tese. Em (NABAE et al., 1981) foi apresentado o inversor de três níveis e, a partir de então, inúmeros estudos vêm sendo catalogados e novas topologias vêm sendo desenvolvidas. Os três tipos de estruturas de conversão multinível fonte de tensão mais conhecidos e estudados na literatura são:

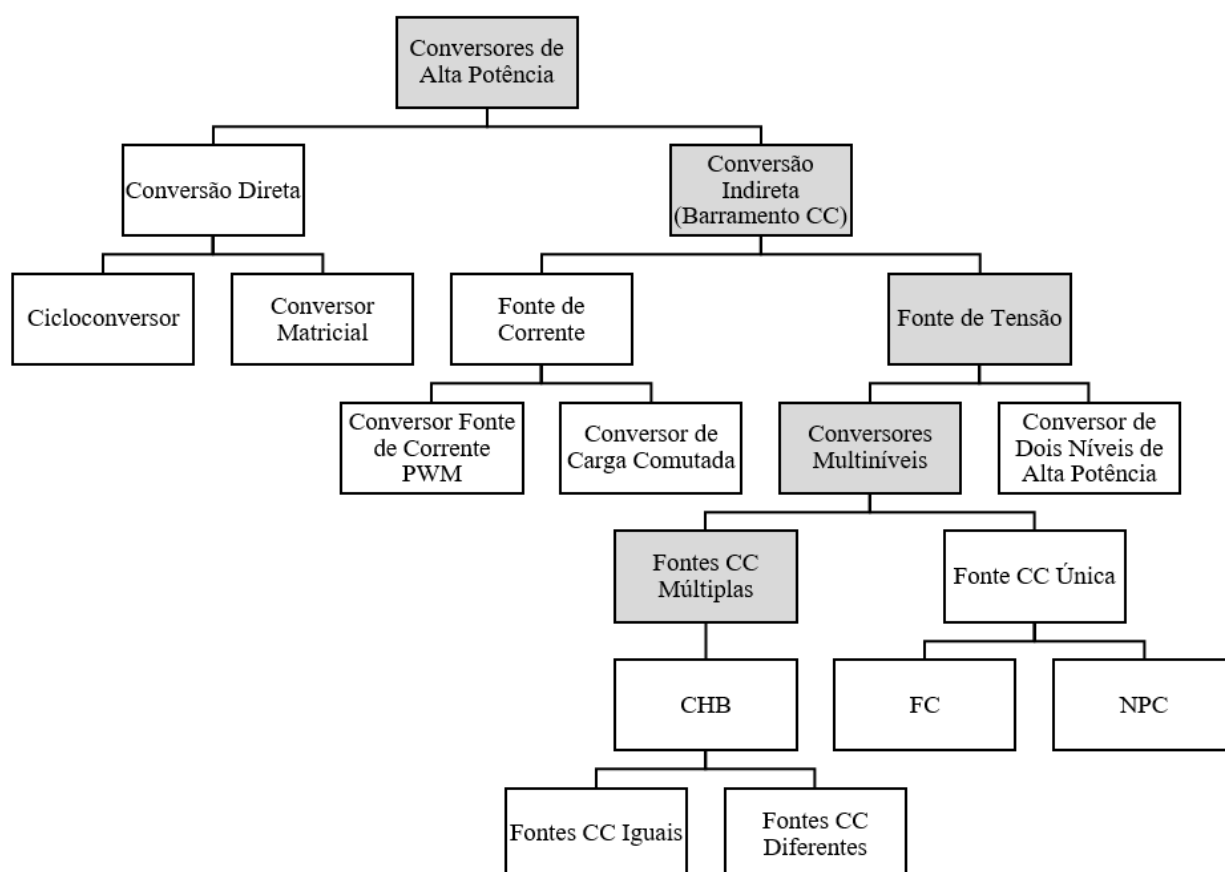


Figura 1.1: Classificação dos conversores de alta potência.

- *Neutral Point Clamped (NPC)* ou *Diode-Clamped*: conversores multiníveis com diodo grampeado (NABAE et al., 1981; TENCONI et al., 1995; BARROS et al., 2013; MCNEILL et al., 2016);
- *Flying Capacitor (FC)* ou *Capacitor-Clamped*: conversores multiníveis com capacitor flutuante (MEYNARD e FOCH, 1992; RODRIGUEZ et al., 2002; CHOI e SAEEDIFARD, 2012; GHIAS et al., 2016);
- *Cascaded H-Bridge (CHB)*: associação de conversores ponte H em série (ADAM et al.,

2013; VALDEZ et al., 2013; ALEENEJAD et al., 2013; MCGRATH et al., 2014).

Na literatura, as seguintes vantagens podem ser encontradas para configurações CHB:

- Sua estrutura modular permite o aumento do número de níveis de forma fácil a partir do aumento do número de módulos ponte H;
- É de fácil manutenção devido à modularidade;
- Necessita de uma menor quantidade de componentes para atingir um mesmo número de níveis quando comparado com as outras classes de estruturas citadas as quais precisam de diodos grampeadores ou capacitores flutuantes;
- Pode se tornar uma topologia tolerante a falhas, já que o conversor pode continuar a operar mesmo quando se retira um braço ou um módulo defeituoso, desde que se reduza a tensão ou corrente de operação do sistema;
- Pode ter fontes do lado CC substituídas por capacitores quando utilizados para a correção de fator de potência ou como filtro ativo;
- A montagem mecânica torna-se bastante simples se forem utilizados módulos de semicondutores para cada braço do conversor.

Em topologias modulares, os conversores que formam a estrutura podem ser associados em série ou paralelo. As ligações série diminuem o esforço de tensão (dv/dt) sobre as chaves de potência, o que resulta em menores perdas por chaveamento se comparados aos conversores convencionais de dois níveis, e geram sinais de tensão com menor conteúdo harmônico (PENG, 2001; XU et al., 2004; CORZINE et al., 2004), sendo geralmente utilizadas para alimentar cargas que exigem elevados valores de tensão. As ligações em paralelo são empregadas quando a carga acionada demanda elevados valores de corrente e faz-se necessário um caminho auxiliar para a circulação de corrente a fim de evitar danos às chaves (TALEBI et al., 2009; JACOBINA et al., 2010a; JACOBINA et al., 2010b). Portanto, a finalidade dessas configurações associadas é aumentar o número de conversores para que o sistema completo possa funcionar com elevados valores de tensão ou corrente e também, com a inserção de redundância, ter mais confiabilidade no sistema (NABAE et al., 1981; MEYNARD et al., 1997; YUAN e BARBI, 2000; MEYNARD et al., 2002).

Na associação de conversores em série, a tensão de saída é dada pela soma das tensões fornecidas por cada conversor. Desta maneira, para a associação de dois módulos ponte H com tensões iguais ($V_1 = V_2 = V$), por exemplo, obtém-se uma tensão de saída com cinco níveis ($-2V; -V; 0; -V; -2V$). Por outro lado, se as tensões dos módulos forem diferentes, ($V_1 = V$) e ($V_2 = 3V$), por exemplo, na saída da estrutura pode ser gerada uma tensão com nove níveis ($-4V; -3V; -2V; -V; 0; V; 2V; 3V; 4V$). Portanto, o desempenho do sistema, do ponto de vista de redução de conteúdo harmônico, pode ser otimizado utilizando módulos conversores operando com diferentes valores de tensão (MANJREKAR e LIPO, 1998; FALAHY et al., 2014). Diferentemente da forma usual de associação de módulos ponte H (ou seja, topologia CHB), nesta tese são desenvolvidas configurações multiníveis a partir da interconexão série de conversores de três braços e conversores ponte H.

1.3 Estratégias de Modulação PWM

Apesar de vários trabalhos abordando retificadores (conversores CA-CC) e inversores (conversores CC-CA) comandados por técnicas PWM (do inglês *Pulse-Width Modulation*) terem sido desenvolvidos desde o surgimento da eletrônica de potência, as primeiras investigações em conversão CA-CC-CA com moduladores PWM foram realizadas por (ZIOGAS et al., 1985; WIECHMANN et al., 1985). Desde então, muito se tem estudado sobre o controle destes conversores. Um número expressivo de trabalhos abordando estratégias PWM foi desenvolvido e o avanço das topologias de conversores e dos sistemas de alto desempenho se confunde com o avanço das técnicas PWM. Desde a modulação seno/triângulo clássica (BOWES, 1975), muito foi desenvolvido neste campo: em (GREEN e BOYS, 1982a) é discutido o projeto de moduladores PWM; em (GREEN e BOYS, 1982b) é discutida uma nova estratégia PWM baseada na escolha do número de pulsos para cada período do sinal de referência; em (HOULDSWORTH e GRANT, 1984) é introduzida uma componente de sequência zero no sinal de referência como forma de aumentar a região de linearidade do PWM; e em (HAMMAN e VAN DER MERWE, 1988) foi feita uma análise dos harmônicos gerados pela modulação seno-triângulo. Em (HANDLEY e BOYS, 1990) foi apresentado o conceito da modulação vetorial, que é baseada na definição de que um sistema trifásico pode ser representado por um único vetor girante. A aplicação deste conceito ao inversor trifásico de dois níveis resulta em um plano com oito vetores, sendo sete diferentes e um

redundante, que podem ser usados para sintetizar um determinado vetor de referência. Este é o chamado método de modulação vetorial. A quantidade de tempo pelo qual cada vetor deve ser aplicado durante um período de amostragem pode ser obtida analiticamente, como mostrado em (VAN DER BROECK et al., 1988; HOLTZ, 1994) para o caso do conversor trifásico. Em (BLASKO, 1996; JACOBINA et al., 2001b) é mostrada a equivalência entre a modulação vetorial e a escalar (seno/triângulo).

Junto com o desenvolvimento de topologias de conversor multinível surgiu o desafio de estender os tradicionais métodos de modulação para o caso multinível. Por um lado, existe a complexidade adicional inerente de ter mais dispositivos eletrônicos de potência para controlar e, por outro lado, a possibilidade de aproveitar os graus de liberdade extras proporcionados pelos estados de chaveamento adicionais gerados por essas topologias. Tais graus de liberdade permitem reduzir a frequência de chaveamento, minimizar a tensão de modo comum ou balancear as tensões dos barramentos CC. Como consequência, vários algoritmos de modulação diferentes foram adaptados ou desenvolvidos dependendo da aplicação e da topologia do conversor, cada um tendo vantagens e inconvenientes específicos (RODRIGUEZ et al., 2007; FRANQUELO et al., 2008; MITTAL et al., 2012).

Três técnicas de modulação multinível são amplamente discutidas na literatura: CB-PWM (do inglês *Carrier-Based PWM*), SV-PWM (do inglês *Space Vector PWM*) e SHE (do inglês *Selective Harmonic Elimination*). No que diz respeito à técnica CB-PWM, LS-PWM (do inglês *Level-Shifted PWM*) (CARRARA et al., 1992) e PS-PWM (do inglês *Phase-Shifted PWM*) (MCGRATH e HOLMES, 2002) são os métodos de modulação mais utilizados na indústria (KOURO et al., 2010; SHI et al., 2013). O elevado número de níveis, vetores de tensão redundantes e vetores de tensão de modo comum gerados pelos conversores multiníveis não são facilmente explorados de forma adequada por estratégias CB-PWM e isso, eventualmente, conduz para utilização de técnicas baseadas em análise vetorial (SV-PWM) na busca de melhor desempenho (ZHOU e WANG, 2002; NHO e YOUN, 2006; DENG et al., 2013; AHMED e BORGHATE, 2014). A técnica SV-PWM oferece a flexibilidade de selecionar padrões de chaveamento PWM ótimos (GUPTA et al., 2008) e de realizar o balanceamento das tensões dos barramentos CC (RODRIGUEZ et al., 2002; HOLTZ e OIKONOMOU, 2007). No entanto, à medida que o número de níveis aumenta, a complexidade dos cálculos cresce drasticamente; assim, cálculos rápidos têm sido geralmente alcançados ao

custo de má precisão (RODRIGUEZ et al., 2002).

Conforme mencionado anteriormente, para um inversor trifásico tradicional de dois níveis, apenas sete diferentes vetores são obtidos (HOLTZ, 1994). Ao adicionar apenas um terceiro nível, como na topologia NPC, dezenove diferentes vetores podem ser gerados. Esta quantidade aumenta excessivamente com o aumento do número de níveis e está em conformidade direta com a qualidade da potência de saída, obtendo-se uma representação mais densa no plano vetorial e proporcionando uma cobertura mais densa do intervalo de amplitude. Uma estratégia SV-PWM relativamente simples e a sua implementação por meio de uma LS-PWM equivalente são desenvolvidas para as topologias investigadas nesta tese.

1.4 Acionamento de Máquinas Multifases

Os modernos sistemas de acionamento elétrico usam dispositivos semicondutores com frequências de chaveamento cada vez mais elevadas, permitindo reduzir o ruído acústico, o tamanho e melhorar o desempenho dinâmico do acionamento. Graças ao rápido desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores e componentes eletrônicos mais rápidos, aliado aos conversores estáticos que possibilitam a operação em velocidade variável e do controle vetorial, a máquina de indução (MI) tem sido cada vez mais usada em sistemas de acionamento de alto desempenho. Conseqüentemente, essas máquinas tornaram-se amplamente usadas na indústria.

Em razão dos sistemas de geração, transmissão, distribuição e fornecimento de energia elétrica serem trifásicos, a aplicação da máquina de indução trifásica (MIT) tornou-se a solução mais natural. Por outro lado, o acionamento feito com inversores removeu a restrição do número de fases da máquina. Isto possibilitou o desenvolvimento de máquinas com número de fases maior que três e desencadeou novos estudos de conversores e controle aplicados às máquinas ditas multifases. Nas máquinas multifases a divisão da potência exigida entre as múltiplas fases pode elevar a capacidade do conversor, tornando-se uma alternativa ao conversor multinível. Um conversor com capacidade limitada, desde que se aumente o número de braços, pode acionar uma máquina multifase de maior potência.

O uso de máquinas multifases fornece um maior grau de liberdade como resultado do maior número de fases, além de diversas vantagens sobre a máquina de indução trifásica

como é amplamente discutido na literatura (GOPAKUMAR et al., 1993; LEVI et al., 2007; LEVI, 2008): i) redução das oscilações de conjugado, ii) redução nas perdas rotóricas da máquina, iii) redução da corrente por fase, iv) redução no conteúdo harmônico da corrente do barramento CC, v) aumento da potência/conjugado por corrente eficaz, para uma máquina de mesmo volume e vi) capacidade de operação sob condições de falta. Outras vantagens estão relacionadas com a melhoria nas características de ruído da máquina e redução nas perdas do estator, o que leva a uma melhor eficiência.

Dentre as máquinas multifases, a máquina de indução de seis fases (hexafásica) vem sendo estudada e aplicada, sobretudo devido às qualidades de suas configurações clássicas (NELSON e KRAUSE, 1974; OJO e DAVIDSON, 2000; BOGLIETTI et al., 2008). Nesta máquina, dois conjuntos de enrolamentos trifásicos (simétricos e com mesmo número de polos) compartilham o mesmo núcleo magnético e estão deslocados espacialmente de um ângulo α . Na Figura 1.2 é apresentado o esquema de uma máquina de indução hexafásica (MIH) composta pelos conjuntos trifásicos 'a' (enrolamentos $a1$, $a2$ e $a3$) e 'b' (enrolamentos $b1$, $b2$ e $b3$). Em sua estrutura mais comum, denominada máquina hexafásica assimétrica, os dois enrolamentos trifásicos estão defasados espacialmente de 30° elétricos um do outro, enquanto na máquina hexafásica simétrica os dois enrolamentos trifásicos estão defasados espacialmente de 60° elétricos um do outro. O acionamento com a máquina de indução hexafásica possui algumas vantagens em relação a um acionamento trifásico convencional, tais como: redução da corrente de fase à metade sem elevar a tensão de fase, redução da amplitude e aumento da frequência de oscilação do conjugado eletromagnético (ABBAS et al., 1984), aumento da confiabilidade e da densidade de corrente.

As MIH's assimétricas são as máquinas multifases mais frequentemente usadas em aplicações industriais. A escolha de uma MIH assimétrica ao invés de uma simétrica é feita devido à existência de sexta harmônica no conjugado causado pelos quinto e sétimo harmônicos das correntes estatóricas das máquinas simétricas (NELSON e KRAUSE, 1974). No entanto, a implementação de uma estratégia PWM adequada, com frequência de chaveamento suficientemente elevada, faz com que MIH's simétricas e assimétricas tenham desempenho semelhante (HADIOUCHE et al., 2000; SINGH et al., 2003; RAZIK et al., 2005). Neste trabalho são desenvolvidos conversores CC-CA para acionar uma MIH com diferentes valores de α (0° , 30° e 60°).

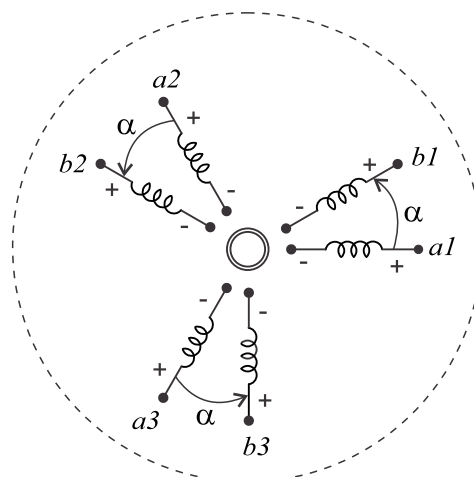


Figura 1.2: Esquema de uma máquina de indução hexafásica formada por dois conjuntos trifásicos deslocados espacialmente de um ângulo α .

1.5 Revisão Bibliográfica

Esta seção apresenta uma revisão dos textos produzidos e publicados na literatura nos últimos anos, que abrangem conversores CA-CC-CA alimentando cargas monofásicas e trifásicas e conversores CC-CA aplicados ao acionamento de máquinas hexafásicas.

1.5.1 Conversores CA-CC-CA

A configuração típica de um sistema de conversão CA-CC-CA pode ser observada na Figura 1.3. Algumas das características esperadas na operação de um conversor CA-CC-CA são: forma de onda senoidal, grande faixa de variação da frequência e da amplitude da tensão de saída, fator de potência da entrada unitário, fluxo bidirecional de potência e velocidade de resposta. Na busca por estas características de operação, várias topologias vêm sendo propostas e muitas estratégias de controle que melhoram o desempenho das topologias já conhecidas vêm sendo desenvolvidas.

A aplicação dos conversores CA-CC-CA tem crescido no setor industrial, principalmente em condicionadores de energia (DAI et al., 2006; BARROS e SILVA, 2008), sistemas de geração (BUSQUETS-MONGE et al., 2008; MALINOWSKI et al., 2009), acionamento de máquinas (CHOMAT e LIPO, 2001; TAO et al., 2011; MELO et al., 2013; JACOBINA et al., 2015), aplicações com tolerância a falta (MA et al., 2007; DOS SANTOS et al., 2011) e UPS (do inglês *uninterrupted power supplies*) (CHOI et al., 2005; PARK et al., 2008;

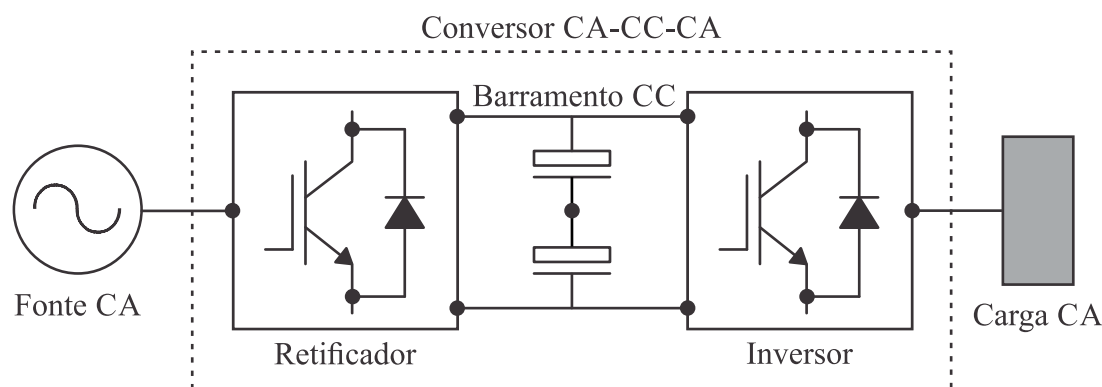


Figura 1.3: Configuração típica de um sistema de conversão CA-CC-CA.

DE AZPEITIA et al., 2008). Comumente estas aplicações apresentam mesma frequência de entrada e saída, permitindo o uso de braço compartilhado entre os dois lados do conversor sem a necessidade de aumentar a tensão do barramento CC. Apesar de possibilitar a redução no número de chaves, o uso de braço compartilhado em conversores CA-CC-CA acopla os dois lados da estrutura, aumentando a complexidade do sistema de controle (LEZANA et al., 2008).

Para aplicações em que a rede e a carga são monofásicas, o conversor CA-CC-CA padrão de dois níveis mostrado na Figura 1.4(a) tem quatro braços (ponte completa), totalizando oito chaves, sendo dois braços no lado CA-CC (alimentado pela rede) e os outros braços no lado CC-CA (alimenta a carga). Alguns trabalhos estudam topologias com número reduzido de chaves para alimentar cargas monofásicas (JACOBINA et al., 2003; JACOBINA et al., 2006a). O conversor de três braços (seis chaves), onde um deles é compartilhado pelo lado da rede e pelo lado da carga, ilustrado na Figura 1.4(b) foi investigado em diversas aplicações (CHOI et al., 2005; WU et al., 2011; QIN et al., 2016). No conversor de três braços, a estratégia PWM não pode ser definida de forma independente para o lado da rede e para o lado da carga. Assim, uma possível abordagem SV-PWM para este conversor consiste em resolver um plano vetorial $v_g \times v_l$ (JACOBINA et al., 2006a). Este plano vetorial é definido de tal modo que as tensões v_g e v_l coincidem com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente.

O conversor trifásico-trifásico padrão de dois níveis apresenta seis braços (ponte completa), totalizando doze chaves, sendo três braços no lado CA-CC (alimentado pela rede) e os outros três braços no lado CC-CA (alimenta a carga), como pode ser observado na Figura

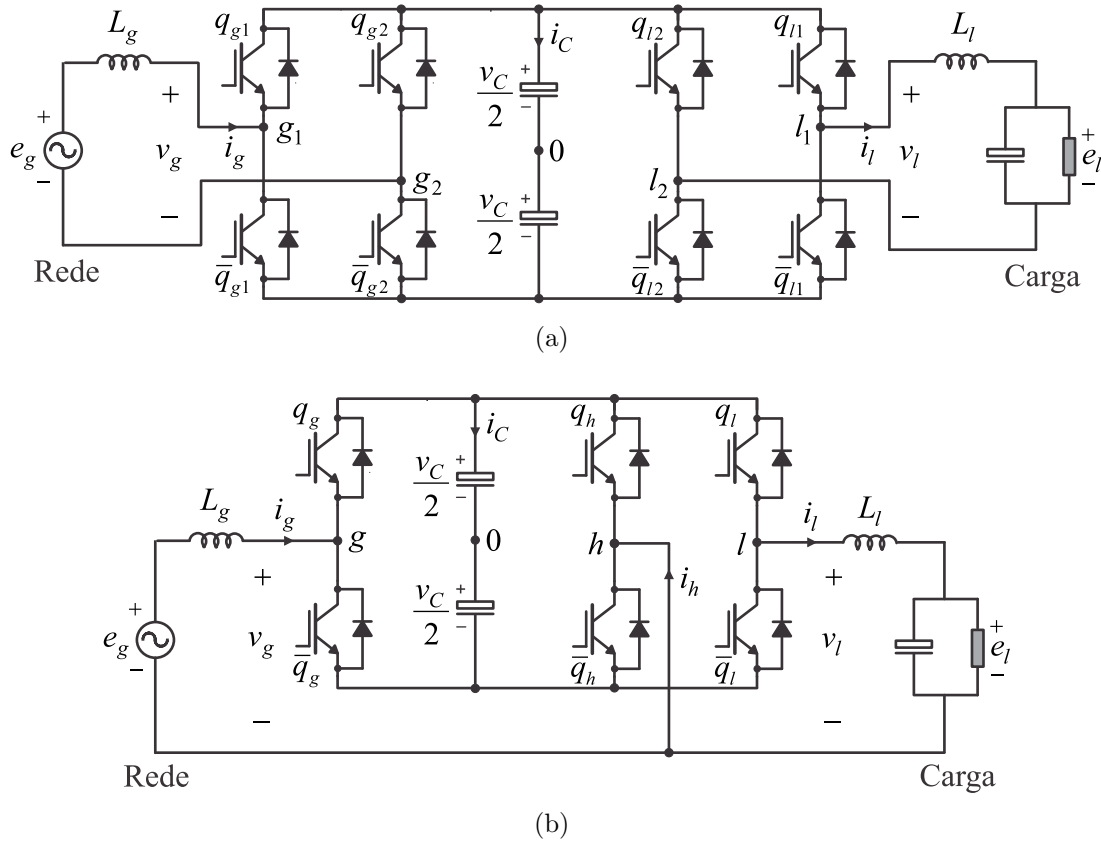


Figura 1.4: Conversores CA-CC-CA monofásicos convencionais de dois níveis. (a) Ponte completa. (b) Braço compartilhado entre a rede e a carga.

1.5(a). A redução do número de chaves também é empregada em conversores trifásicos, conforme mostrado na Figura 1.5(b). Esta topologia é composta por cinco braços, sendo um deles compartilhado entre a rede e a carga, totalizando dez chaves (BOUSCAYROL et al., 2005; JACOBINA et al., 2006b; ZHOU et al., 2016; LI et al., 2016). Os conversores monofásico-monofásico de três braços e trifásico-trifásico de cinco braços são bastante interessantes pois, quando comparados às topologias em ponte completa correspondentes, usam duas chaves a menos e podem gerar menores perdas de potência devido ao compartilhamento de um braço entre a rede e a carga. Assim como na configuração monofásica da Figura 1.4(b), a estratégia PWM não pode ser definida de forma independente para o lado da rede e para o lado da carga no conversor trifásico de cinco braços. A abordagem SV-PWM para este conversor resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões ou em dois planos dependentes (um para entrada e outro para saída), uma vez que a topologia tem quatro tensões independentes v_{g1} , v_{g2} , v_{l1} e v_{l2} (note que $v_{g3} = -v_{g1} - v_{g2}$ e $v_{l3} = -v_{l1} - v_{l2}$).

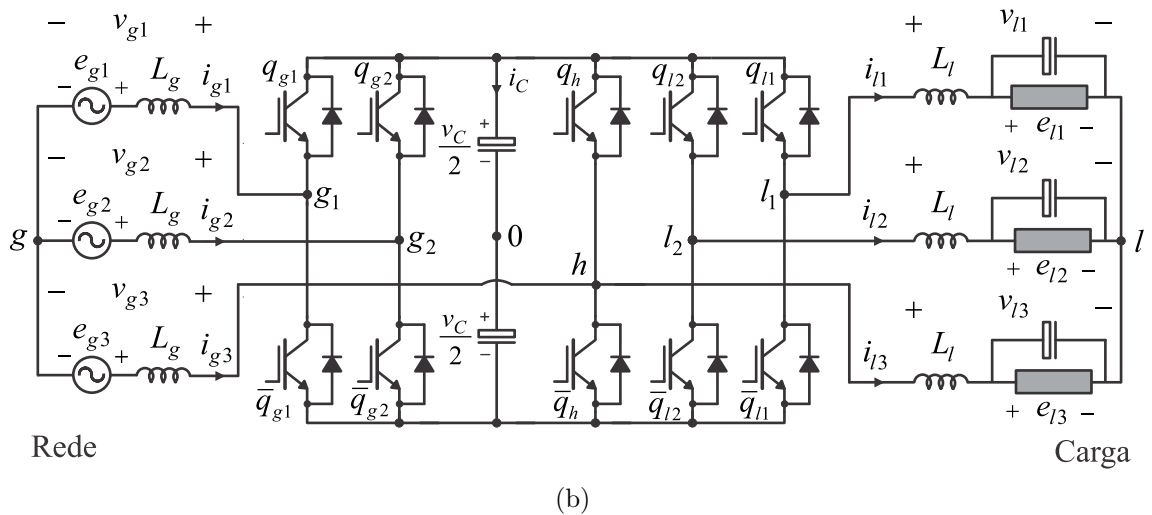
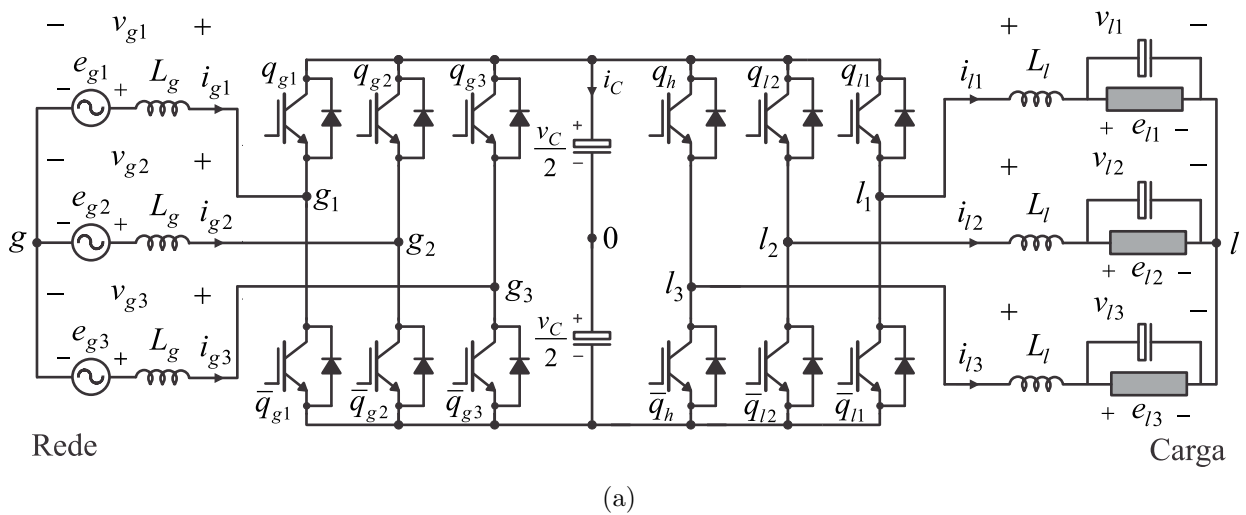


Figura 1.5: Conversores CA-CC-CA trifásicos convencionais de dois níveis. (a) Ponte completa. (b) Braço compartilhado entre a rede e a carga.

Nos últimos anos, as pesquisas relacionadas a conversores CA-CC-CA estão sendo feitas no sentido de se obter topologias que possam alcançar potências cada vez mais elevadas, que gerem tensões com baixa distorção harmônica e que tenham sistema de controle relativamente simples. Além disso, esses conversores devem fornecer correntes de entrada senoidais com fator de potência unitário, e precisam ser eficazes para proteger a carga contra distúrbios de linha. Neste contexto, topologias de conversores multiníveis têm sido bastante exploradas (RODRIGUEZ et al., 2009; KOURO et al., 2010).

Os três principais tipos de conversores CA-CC-CA multiníveis investigados na literatura são: NPC (CALLE et al., 2016; MAZUELA et al., 2016), FC (ANTONIEWICZ et al.,

2012; HASEGAWA et al., 2014) e CHB (ADAM et al., 2013; ALEENEJAD et al., 2013). Vários artigos que comparam as três classes de topologias para aplicações específicas em termos de perdas e da qualidade da tensão de saída foram publicados (FAZEL et al., 2007; KRUG et al., 2007; PAPASTERGIOU et al., 2008). Algumas conclusões destes artigos são de grande relevância e são discutidas a seguir. A topologia NPC de três níveis tornou-se bastante popular devido à simples estrutura do circuito de alimentação do retificador por transformador, com menor número de dispositivos quando se considera tanto o inversor como o retificador, e menor número de capacitores. Embora a estrutura NPC possa ser estendida a um maior número de níveis, são soluções menos atraentes pelo fato de gerar maiores perdas e uma distribuição desigual de perdas nos dispositivos (RODRIGUEZ et al., 2007). Além disso, o equilíbrio de tensão nos capacitores do barramento CC torna-se um grande desafio em configurações NPC de elevado número de níveis (BUSQUETS et al., 2008).

Por outro lado, topologias CHB são adequadas para aplicações de alta potência devido à estrutura modular que permite operação de alta tensão usando semicondutores de baixa tensão clássicos. O elevado número de níveis possibilita a redução da frequência de chaveamento média dos dispositivos, gerando menores perdas (KOURO et al., 2012). No entanto, requer um grande número de fontes CC isoladas, que têm de ser alimentadas a partir de transformadores de isolamento, que são mais caros e volumosos, em comparação com o transformador padrão usado para o NPC. No entanto, esta característica tem sido utilizada para melhorar o fator de potência de entrada deste conversor, reduzindo harmônicos de corrente de entrada.

Embora as configurações FC sejam de estrutura modular, como às CHB, elas têm encontrado menor abrangência industrial em comparação com às NPC e CHB, principalmente porque são necessárias frequências de chaveamento mais elevadas para manter os capacitores devidamente equilibrados (RODRIGUEZ et al., 2007). Estas frequências de chaveamento não são viáveis para aplicações de alta potência, onde geralmente são limitadas em uma faixa de 500-700 Hz. Outro inconveniente desta topologia é que ela requer a inicialização das tensões dos capacitores.

1.5.2 Conversores CC-CA Aplicados ao Acionamento de Máquinas Hexafásicas

Na Figura 1.6 é ilustrada a configuração padrão de um sistema de conversão CC-CA acionando uma máquina de indução hexafásica (MIH). Este sistema é constituído por um retificador com transformador de isolamento, um banco de capacitores no barramento CC, um conversor CC-CA (inversor) e uma MIH.

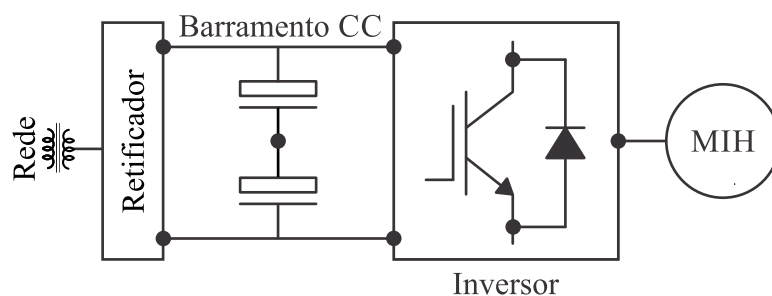


Figura 1.6: Configuração típica de um sistema de conversão CC-CA acionando uma máquina elétrica.

Sistemas de acionamento hexafásicos podem ser realizados com uma grande variedade de topologias de inversores. A configuração em ponte completa hexafásica de dois níveis é a solução convencional, onde seis braços alimentam uma MIH com os dois conjuntos trifásicos ligados em estrela (Y), conforme pode ser visto na Figura 1.7. Nesta estrutura o inversor hexafásico é alimentado por uma fonte CC isolada e os dois neutros da máquina também são isolados. A abordagem SV-PWM para esta configuração resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões ou em dois planos dependentes (CORREA et al., 2003a; CORREA et al., 2003b), uma vez que a máquina tem quatro tensões independentes v_{sa1} , v_{sa2} , v_{sb1} e v_{sb2} (note que $v_{sa3} = -v_{sa1} - v_{sa2}$ e $v_{sb3} = -v_{sb1} - v_{sb2}$).

As tecnologias de inversores multifásicos e multiníveis têm sido amplamente reconhecidas como uma solução viável para superar os limites de corrente e tensão, respectivamente, de conversores convencionais na área de sistemas de acionamento de média tensão e alta potência. Portanto, torna-se evidente que a combinação destas duas tecnologias de inversores é um método eficaz para obter acionamentos com melhor desempenho global e alcançar altos valores de potência a partir de dispositivos limitados tanto em esforço de tensão como de corrente (LEVI et al., 2007; LOPEZ et al., 2008). O aproveitamento destes benefícios dos acionamentos multifásicos-multiníveis requer o desenvolvimento de algoritmos PWM

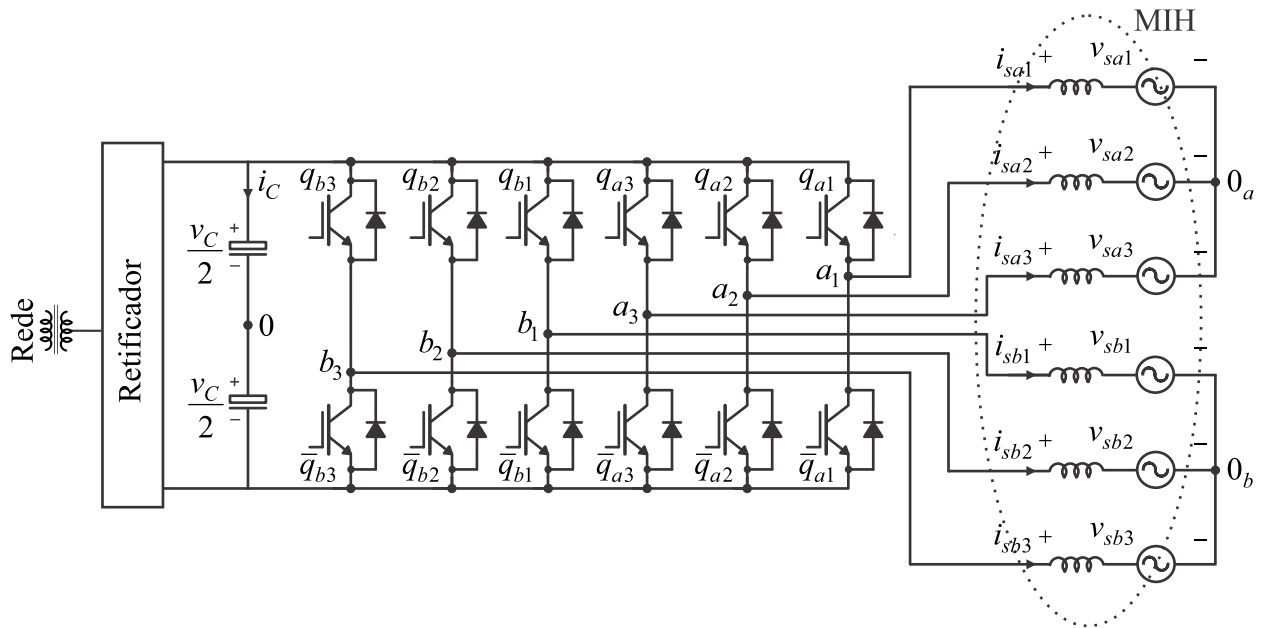


Figura 1.7: Conversor CC-CA ponte completa hexafásico convencional de dois níveis acionando uma máquina hexafásica enrolamentos ligados em Y.

apropriados, tais como estratégias SV-PWM. Por outro lado, nestes acionamentos, o elevado número de estados de chaveamento e vetores de tensão, combinados com a necessidade de considerar um único espaço vetorial multidimensional ou vários planos dependentes para se obter um desempenho ótimo, faz com que métodos SV-PWM sejam difíceis de serem implementados (LOPEZ et al., 2016).

Um acionamento multifásico-multinível pode ser realizado com dois diferentes arranjos de alimentação. O primeiro é baseado em uma configuração tradicional de alimentação de um único lado, em que uma extremidade dos enrolamentos da máquina multifásica é conectada a um inversor multifásico-multinível (tais como NPC, FC ou CHB), enquanto a outra extremidade é conectada em estrela (Y). Este tipo de arranjo foi considerado, por exemplo, em (LU e CORZINE, 2005; GAO e FLETCHER, 2010), onde um inversor NPC de três níveis foi usado para acionar um motor de cinco fases. O segundo possível arranjo para se obter inversão multinível consiste em alimentar a máquina multifásica usando um inversor dual. Nesta configuração, as duas extremidades dos enrolamentos da máquina multifásica são conectadas a inversores de dois níveis, gerando uma tensão de saída semelhante à produzida por um inversor de três níveis. O inversor dual é conectado à máquina sem que haja ligação estrela ou delta, ou seja, há acesso a todos os terminais da máquina e todos eles estão

conectados aos inversores de dois níveis.

As estruturas de acionamento multiníveis que usam inversor dual são conhecidas na literatura como configurações OEW (do inglês *open-end winding*) e estão bem estabelecidas para acionamentos trifásicos. Os acionamentos OEW apresentam alguns benefícios adicionais em relação às topologias multiníveis com alimentação de um único lado (NPC, FC e CHB), podendo-se citar: esquema de alimentação confiável e circuitos de proteção eficazes, reduzido custo do motor e do inversor devido às configurações convencionais de ranhura/enrolamento, e modularidade de toda estrutura de conversão (GRANDI et al., 2010). Adicionalmente, a tolerância a falhas é melhorada, uma vez que, se um dos inversores apresentar uma falha, o sistema pode continuar a operar em potência reduzida com a alimentação sendo feita apenas pelo inversor 'saudável' restante (WANG et al., 2011). Finalmente, comparadas às topologias NPC, estruturas OEW não precisam dos diodos rápidos de grampeamento e estão livres de flutuações do ponto neutro. Em comparação com configurações FC e CHB, acionamentos OEW usam menos capacitores e menos fontes de alimentação isoladas, respectivamente.

Em (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993) foi apresentado pela primeira vez um sistema de acionamento em que uma máquina trifásica foi alimentada com configuração OEW. Este conceito foi estendido para uma máquina multifásica em (MOHAPATRA et al., 2002), onde um conversor CC-CA alimenta uma máquina de indução hexafásica assimétrica (dois enrolamentos trifásicos deslocados a 30°), conforme mostrado na Figura 1.8.

Recentemente, intensificaram-se as pesquisas relacionadas à configuração OEW alimentando máquinas multifásicas (LEVI et al., 2012; BODO et al., 2013; GRANDI et al., 2010; GRANDI et al., 2011; PATKAR et al., 2012; GRANDI et al., 2012; JONES et al., 2013; BODO et al., 2011; AHMED et al., 2014; MELO et al., 2015). Entre os números de fase investigados estão os sistemas de cinco (LEVI et al., 2012; BODO et al., 2013), seis (GRANDI et al., 2010; GRANDI et al., 2011; PATKAR et al., 2012; GRANDI et al., 2012; JONES et al., 2013), sete (BODO et al., 2011; AHMED et al., 2014) e nove (MELO et al., 2015) fases.

Em (PATKAR et al., 2012) é discutida a operação de uma máquina hexafásica simétrica em OEW alimentada por dois inversores hexafásicos convencionais de dois níveis. Nesta configuração são usadas duas fontes de tensão CC iguais e isoladas. Visto que o sistema

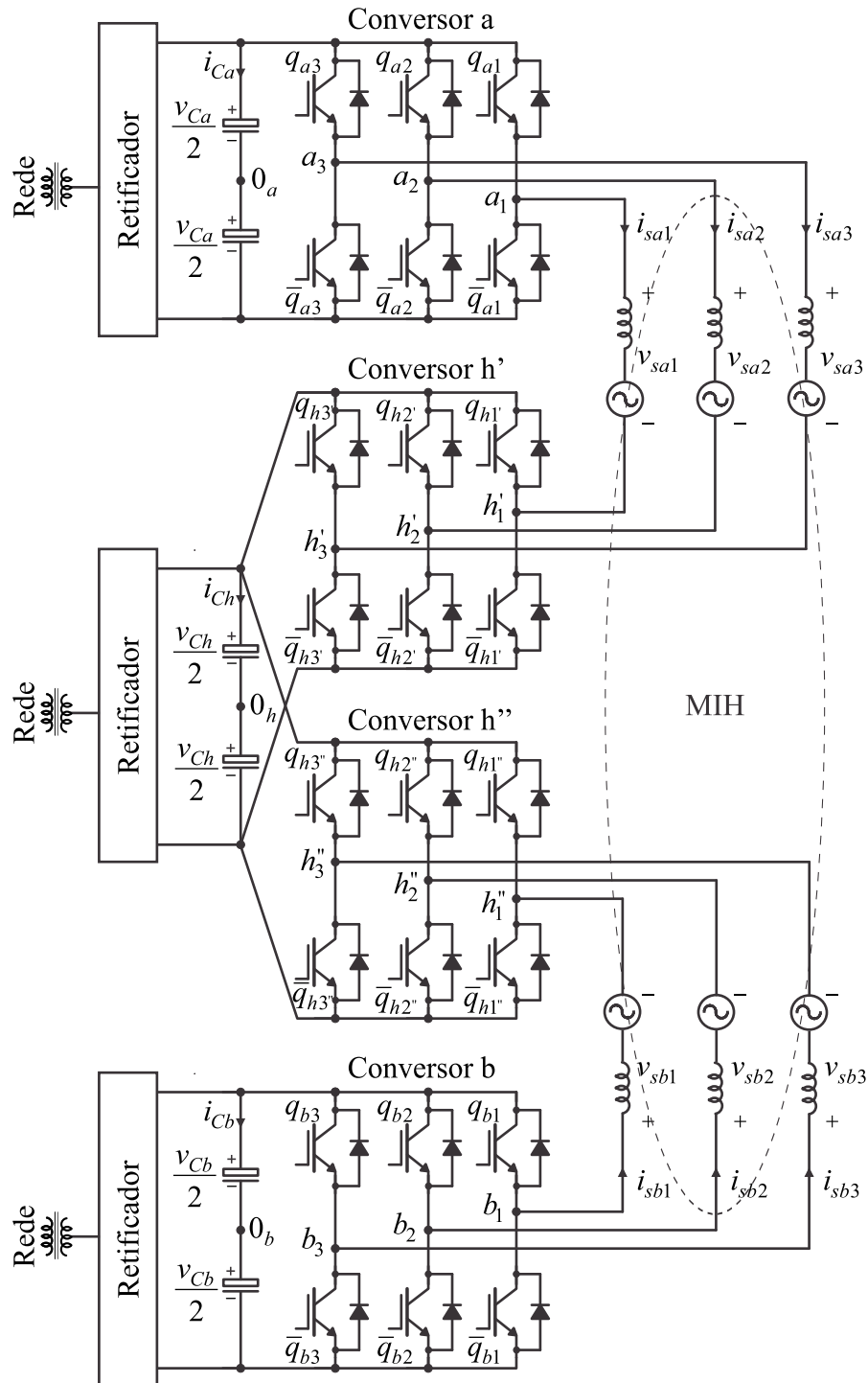


Figura 1.8: Conversor CC-CA alimentando uma máquina hexafásica com os enrolamentos em aberto (OEW).

se comporta como tendo apenas um ponto neutro em vez de dois pontos neutros isolados, o controle PWM torna-se mais complicado quando comparado ao acionamento hexafásico convencional de dois níveis mostrado na Figura 1.7. A técnica SV-PWM para configuração OEW apresentada em (PATKAR et al., 2012) resulta em um único espaço vetorial de cinco

dimensões ou em dois planos e uma reta dependentes, uma vez que a máquina tem cinco tensões independentes v_{sa1} , v_{sa2} , v_{sa3} , v_{sb1} e v_{sb2} (note que $v_{sb3} = -v_{sa1} - v_{sa2} - v_{sa3} - v_{sb1} - v_{sb2}$).

Diferentemente da investigação feita em (PATKAR et al., 2012), no artigo (JONES et al., 2013) foi realizado o acionamento de uma máquina hexafásica assimétrica. Para alimentar a máquina, ambos os trabalhos usaram dois inversores hexafásicos convencionais de dois níveis com fontes de tensão CC iguais e isoladas, o que faz com que os sistemas se comportem como tendo apenas um único ponto neutro. Portanto, a estratégia SV-PWM para configuração OEW acionando uma máquina hexafásica assimétrica apresentada em (JONES et al., 2013) também resulta em um único espaço vetorial de cinco dimensões ou em dois planos e uma reta dependentes.

A configuração OEW que compreende uma máquina hexafásica assimétrica alimentada através de quatro inversores trifásicos de dois níveis isolados é investigada em (GRANDI et al., 2010; GRANDI et al., 2011; GRANDI et al., 2012). Nesta estrutura, apesar da necessidade de quatro fontes CC isoladas, a estratégia SV-PWM é implementada independentemente para os dois enrolamentos trifásicos, usando princípios de PWM trifásico para inversores de três níveis (ou seja, o algoritmo dos três vetores mais próximos (CASADEI et al., 2008)). Portanto, não há necessidade de recorrer a algoritmos PWM multifásicos.

1.6 Motivação e Objetivos do Trabalho

Considerando aplicações de alta potência, o esforço de tensão sobre as chaves de potência dos conversores convencionais de dois níveis discutidos na literatura é alto, podendo inviabilizar o uso destas estruturas por questões relacionadas ao custo ou por não haver chaves disponíveis para o valor de potência desejado. Desta forma, o estudo de topologias resultantes da associação de módulos conversores representa um importante tópico da eletrônica de potência, já que significa uma solução viável para superar limites de corrente e tensão de conversores compostos por dispositivos semicondutores de baixa potência.

O foco deste trabalho é desenvolver e analisar diferentes sistemas de conversão multiníveis do tipo CC-CA aplicados ao acionamento de máquinas hexafásicas e do tipo CA-CC-CA alimentando cargas monofásicas e trifásicas. Os sistemas de conversão propostos nesta tese são obtidos através da interconexão série de módulos de conversores estáticos de dois níveis

com o propósito de otimizar o sistema: redução de perdas nos dispositivos semicondutores, distorção harmônica dos sinais e esforços de tensão nas chaves.

Na investigação destas estruturas foram realizadas análises em regime permanente, onde os limites de operação para as condições de controle impostas e o comportamento da componente fundamental de tensão e corrente são avaliados. Além disso, para cada topologia investigada, foram desenvolvidos: modelos dinâmicos, técnicas de modulação PWM e estratégias de controle.

A operação dos módulos conversores com diferentes valores de tensões nos barramentos CC é explorada no intuito de obter o maior número possível de níveis gerados pelas topologias estudadas, otimizando o sistema do ponto de vista de redução de conteúdo harmônico. A divisão de tensão entre os módulos também pode permitir a redução de perdas de chaveamento, o que é possível colocando o maior valor de tensão no módulo conversor que apresenta menor valor de corrente. O impacto dessa otimização será quantificado a partir do cálculo da THD e WTHD dos sinais de corrente e tensão gerados pelo conversor, respectivamente, e pela estimativa das perdas de chaveamento e condução nos semicondutores. Por fim, é feito um estudo comparativo usando conversores convencionais como referência a fim de avaliar o desempenho das topologias propostas.

Dado que algumas topologias CA-CC-CA investigadas podem apresentar módulos conversores operando com diferentes valores de tensões nos barramentos CC, o controle destas tensões é uma questão crucial, já que todos os barramentos devem operar de forma balanceada. Assim, a estratégia de controle apresenta os seguintes objetivos:

- Regular as tensões dos barramentos CC.
- Obter correntes de entrada senoidais e em fase com as tensões da rede, resultando numa maximização do fator de potência na entrada;
- Regular a amplitude e a frequência das tensões na carga;

1.7 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho, a partir de conversores de três braços (3L) e de conversores ponte H (HB) ilustrados na Figura 1.9, seis possibilidades distintas de estruturas multiníveis são propostas e analisadas, sendo três delas CA-CC-CA (denominadas 5LS, 9LT e 12LT) e as outras três CC-CA aplicadas ao acionamento de máquinas hexafásicas (denominadas 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW). Diferentemente da forma tradicional de obter um sistema de conversão multinível utilizando apenas conversores HB (ou seja, topologia CHB), as estruturas desenvolvidas nesta tese são resultantes da interconexão de conversores 3L e HB.

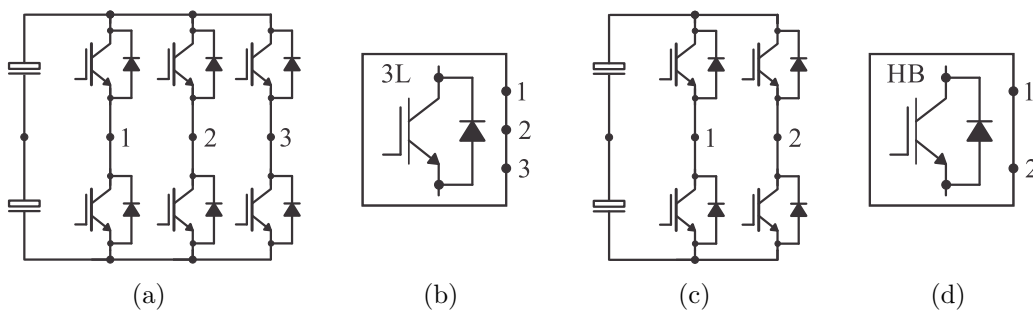


Figura 1.9: Conversores básicos. (a) Conversor de três braços (3L). (b) Simbologia adotada para o conversor 3L. (c) Conversor ponte H (HB). (d) Simbologia adotada para o conversor HB.

As configurações CA-CC-CA são classificadas de acordo com o número de braços e fases do sistema. Como forma de nomear cada configuração CA-CC-CA, foi utilizada a nomenclatura $\eta L\Theta$, onde: ηL , refere-se ao número de braços do conversor ($\eta = 5;9;12$); Θ , indica se o sistema é monofásico ($\Theta=S$) ou trifásico ($\Theta=T$). Já as configurações CC-CA são denominadas de acordo com o número de braços e o tipo de ligação dos enrolamentos da máquina. Foi utilizada a nomenclatura $\eta L-\Phi$ a fim de designar cada configuração CC-CA, onde: ηL , refere-se ao número de braços do conversor ($\eta = 9;15$); Φ , indica se a máquina é usada com os terminais ligados em estrela ($\Phi=Y$) ou com os terminais em aberto ($\Phi=OEW$).

Todas as topologias são novas, com exceção da 9LT, que teve sua versão a quatro fios mostrada em (CHANG et al., 2006). Nesta tese, entre os novos aspectos investigados para a configuração 9LT, destaca-se a realização de uma abordagem do ponto de vista de controle e definição de estratégias PWM, bem como a sua caracterização detalhada.

Conversores conhecidos na literatura e aqui chamados de convencionais, serão utilizados

como base na realização de comparações com a finalidade de avaliar ganhos e perdas no desempenho de cada topologia estudada. Os critérios utilizados nessas comparações são as características de distorção harmônica (THD e WTHD) e as perdas de condução e chaveamento. Na Figura 1.4, ilustraram-se as topologias convencionais CA-CC-CA monofásicas, denominadas 4LS e 3LS. As estruturas convencionais CA-CC-CA trifásicas, designadas 6LT e 5LT, foram apresentadas na Figura 1.5. Nas Figuras 1.7 e 1.8 foram mostradas as topologias convencionais CC-CA, denominadas 6L-Y e 12L-OEW, respectivamente.

A seguir são detalhadas as topologias que serão analisadas neste trabalho: CA-CC-CA monofásicas e trifásicas; e CC-CA aplicadas ao acionamento de máquinas de indução hexafásicas (MIH).

- Topologias CA-CC-CA

1. 3LS: topologia monofásica convencional composta por três braços, um deles é compartilhado entre entrada e saída [Figura 1.4(b)].
2. 5LS: topologia monofásica resultante da adição de um módulo HB ao conversor 3LS. O módulo HB adicional é compartilhado entre entrada e saída [Figura 1.10].
3. 5LT: topologia trifásica convencional composta por cinco braços, um deles é compartilhado entre entrada e saída [Figura 1.5(b)].
4. 9LT: topologia trifásica composta por três módulos 3L monofásicos [Figura 1.11(a)].
5. 12LT: topologia trifásica resultante da adição de um módulo 3L trifásico à topologia 9LT [Figura 1.11(b)].

Comparativamente com o conversor monofásico convencional 3LS, o conversor proposto 5LS permite reduzir o esforço de tensão (dv/dt) sobre as chaves de potência introduzindo um módulo conversor em ponte H (HB) de baixa potência no estágio de baixa corrente, possibilitando a redução de perdas por chaveamento. Além disso, níveis de tensão adicionais são criados, gerando sinais de tensão com menor teor de harmônicos. Uma característica muito importante desta topologia é que, apesar da soma das tensões dos barramentos CC permanecer no mesmo valor das topologias convencionais, o conversor HB, adicional, opera sem fonte de energia no seu barramento CC.

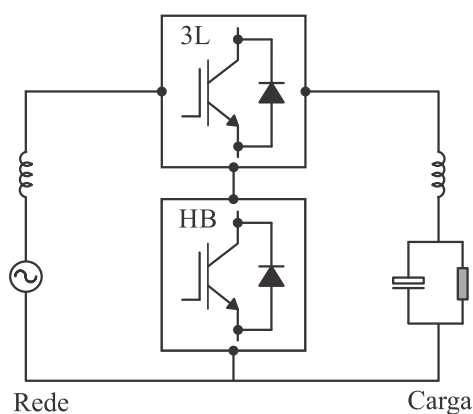


Figura 1.10: Topologia CA-CC-CA monofásica proposta (5LS).

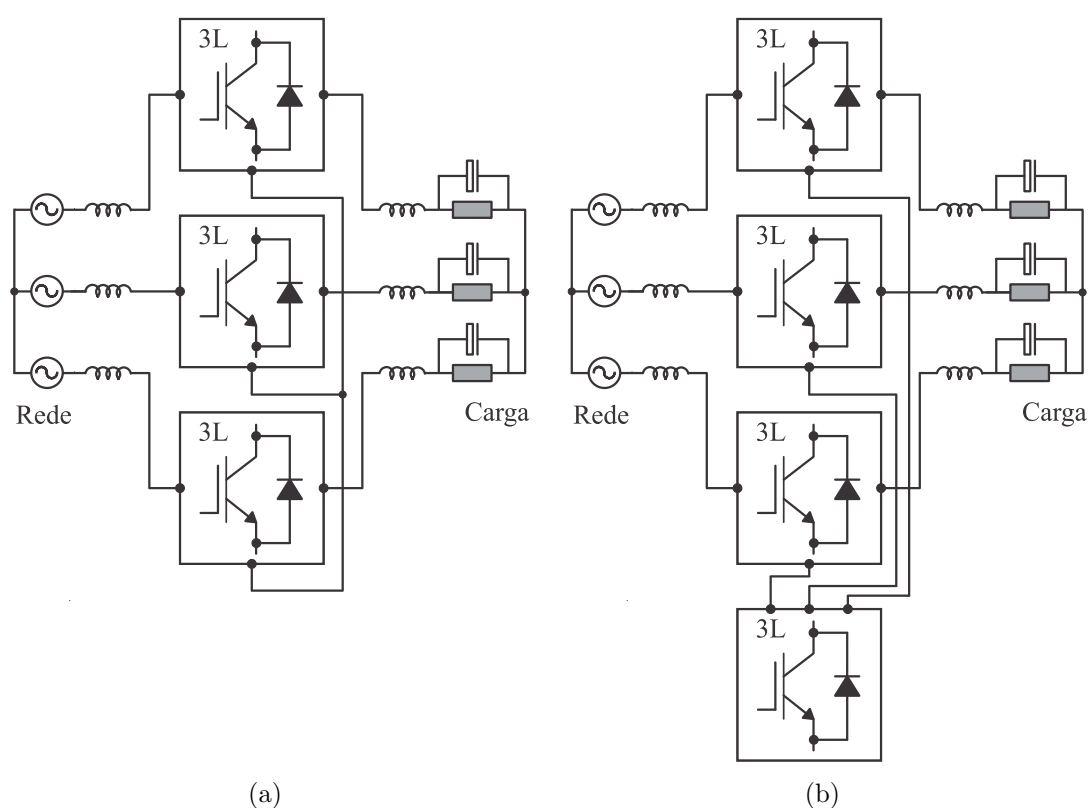


Figura 1.11: Topologias CA-CC-CA trifásicas estudadas. (a) 9LT. (b) 12LT.

Frente ao conversor trifásico convencional 5LT, as topologias 9LT e 12LT permitem reduzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência a partir da utilização de módulos conversores de três braços (3L) conectados em cascata. Comparado com o conversor 9LT, o conversor proposto 12LT também permite reduzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência introduzindo um conversor 3L trifásico compartilhado entre entrada e saída do sistema. A inserção do conversor extra 3L no estágio de baixa corrente

possibilita a redução de perdas por chaveamento. Outrossim, a configuração 12LT gera sinais de tensão com menor teor de harmônicos devido ao maior número de níveis da sua tensão gerada. Outro aspecto relevante da topologia 12LT é que o conversor 3L adicional opera sem fonte de energia no barramento CC.

- Topologias CC-CA Aplicadas ao Acionamento de Máquinas Hexafásicas
 1. 6L-Y: topologia convencional composta por seis braços acionando uma MIH com os dois conjuntos trifásicos ligados em estrela (Y) [Figura 1.7].
 2. 12L-OEW: topologia convencional composta por quatro módulos 3L trifásicos acionando uma MIH com os terminais em aberto (OEW) [Figura 1.8].
 3. 9L-Y: topologia composta por três módulos 3L monofásicos acionando uma MIH com os dois conjuntos trifásicos ligados em estrela (Y) [Figura 1.12(a)].
 4. 9L-OEW: topologia composta por três módulos 3L trifásicos acionando uma MIH com os terminais em aberto (OEW) [Figura 1.12(b)].
 5. 15L-OEW: topologia resultante da adição de dois módulos 3L trifásicos ao conversor 9L-Y. Os dois módulos adicionais são conectados aos terminais da MIH que estavam ligados em estrela, formando uma conexão OEW [Figura 1.12(c)].

As três configurações CC-CA propostas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW), comparadas ao conversor convencional 6L-Y, possibilitam: i) redução das tensões impostas às chaves de potência, ii) diminuição da distorção harmônica e iii) diminuição das perdas de chaveamento. Mesmo usando três braços a menos, a topologia 9L-OEW apresentou comportamento semelhante ao do conversor convencional 12L-OEW, enquanto que a configuração proposta 15L-OEW mostrou melhor desempenho entre todas estruturas CC-CA analisadas.

Além das novas estruturas de conversão desenvolvidas para aplicações de alta potência, outra importante contribuição deste trabalho é a definição de estratégias de modulação PWM. Como mencionando na seção 1.3, os conversores multiníveis fornecem estados de chaveamento adicionais que permitem reduzir a frequência de chaveamento, minimizar a tensão de modo comum ou balancear as tensões dos barramentos CC. Tais benefícios não são facilmente explorados de forma adequada por estratégias CB-PWM e isso, eventualmente,

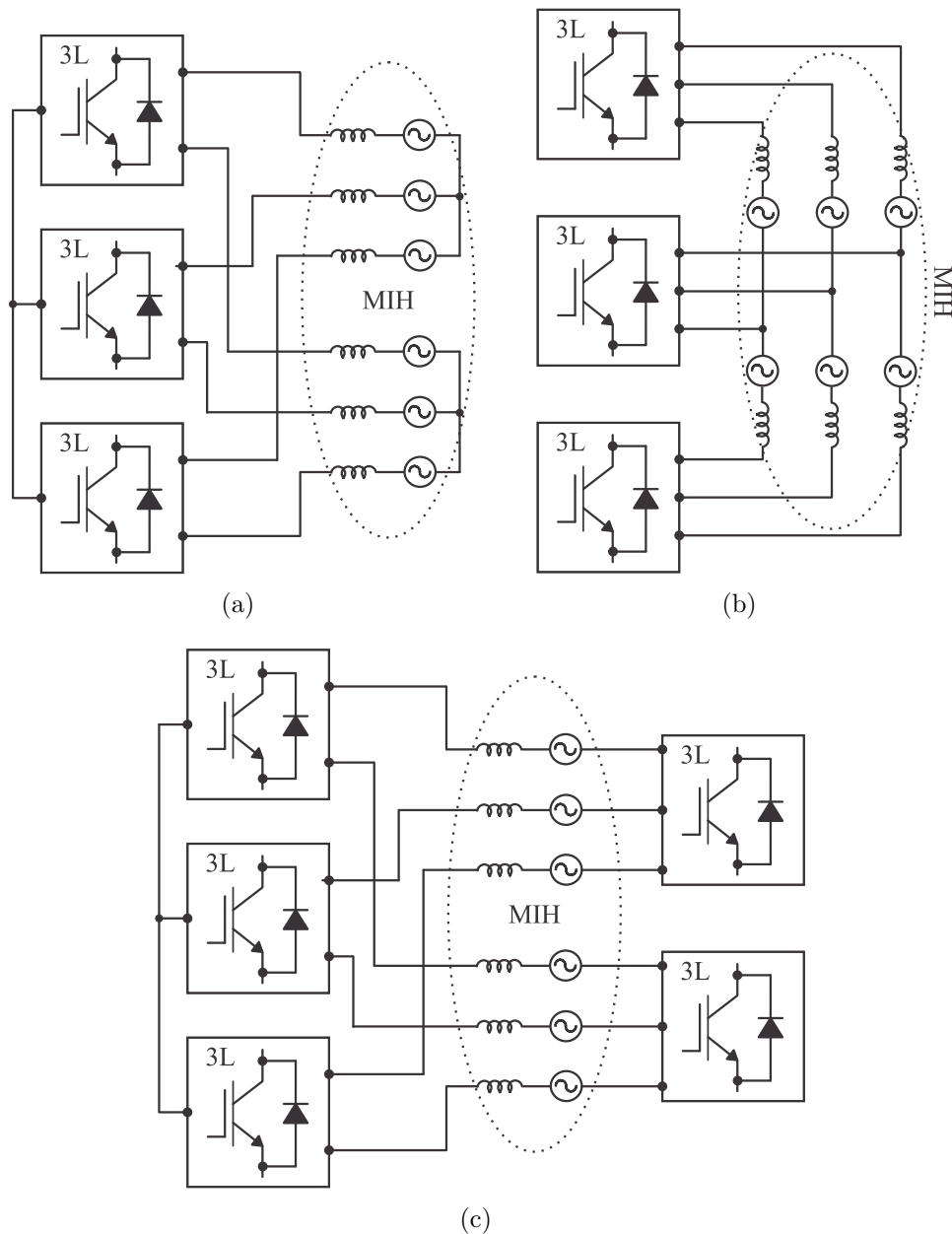


Figura 1.12: Topologias CC-CA propostas acionando uma MIH. (a) 9L-Y. (b) 9L-OEW. (c) 15L-OEW.

conduz para utilização de técnicas baseadas em análise vetorial (SV-PWM) na busca de melhor desempenho. A técnica SV-PWM oferece a flexibilidade de selecionar padrões de chaveamento PWM ótimos e de realizar o balanceamento das tensões dos barramentos CC.

A aplicação da análise vetorial (SV-PWM) nas topologias CA-CC-CA trifásicas e CC-CA hexafásicas investigadas neste trabalho resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões ou em dois planos dependentes, uma vez que essas estruturas têm quatro tensões

independentes. Assim, uma abordagem mais simples que permite a geração de tensões otimizadas a partir de três planos similares e independentes é proposta, ao invés de utilizar as soluções complexas supracitadas. Neste trabalho, as redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores de tensão são selecionadas para minimizar a quantidade de mudanças nos estados das chaves e para diminuir a distorção harmônica das tensões de saída. Adicionalmente, as estratégias SV-PWM desenvolvidas são emuladas a partir de métodos LS-PWM equivalentes, possibilitando uma simples derivação dos tempos de aplicação de vetores de tensão através de portadores triangulares. Estas técnicas PWM têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações de hardware de baixo custo.

Outra importante contribuição é o desenvolvimento de estratégias de controle para as estruturas CA-CC-CA que, associadas com as técnicas SV-PWM, asseguram o controle das tensões dos barramentos CC e permitem otimizar a distorção harmônica do sistema.

1.8 Publicações

A partir deste trabalho e dos desdobramentos de algumas questões relacionadas com o assunto tratado ao longo do texto foram aceitos quatro artigos em revistas do IEEE (MAIA e JACOBINA, 2014; MAIA et al., 2016c; MAIA et al., 2016a; MAIA et al., 2017) e sete artigos em congressos do IEEE (JACOBINA et al., 2013; MAIA e JACOBINA, 2013; MAIA et al., 2014; MAIA et al., 2015a; MAIA et al., 2015b; MAIA et al., 2015c; MAIA et al., 2016b).

1.9 Organização do Trabalho

Neste trabalho são propostas e estudadas topologias de conversores do tipo CA-CC-CA alimentando cargas monofásicas e trifásicas e do tipo CC-CA aplicadas ao acionamento de máquinas hexafásicas. Além do Capítulo 1, o estudo desta tese é organizado nos seguintes capítulos:

No Capítulo 2, faz-se o estudo da configuração CA-CC-CA monofásica 5LS. A análise matemática do circuito, a técnica PWM e a estratégia de controle são desenvolvidas para essa estrutura. São mostrados, ainda, resultados de simulações dinâmicas e resultados expe-

rimentais.

No Capítulo 3 é realizada a análise das configurações CA-CC-CA trifásicas, sendo apresentada para cada topologia a análise matemática do circuito, as técnicas PWM e estratégias de controle desenvolvidas. Resultados de simulações dinâmicas e resultados experimentais são apresentados para todas as estruturas investigadas.

No Capítulo 4 são estudados os conversores CC-CA aplicados ao acionamento de máquinas hexafásicas. O estudo é feito da mesma forma que no Capítulo 3, apresentando o modelo dinâmico de cada conversor e a estratégia PWM desenvolvida. Além disso, São mostrados resultados de simulações e resultados experimentais para as topologias investigadas.

No Capítulo 5 são realizadas análises, para as estruturas estudadas ao longo do trabalho, da distorção harmônica, através do cálculo da THD e WTHD dos sinais de corrente e tensão, e das perdas nos dispositivos semicondutores de potência, a partir da estimativa de perdas por condução, chaveamento e totais. Adicionalmente, apresenta-se um estudo comparativo usando como referência as estruturas convencionais a fim de avaliar o desempenho de cada configuração investigada.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões sobre os estudos realizados neste trabalho. Também são apontados direcionamentos para aprimoramento e estudos futuros sobre os temas abordados no trabalho.

2

Conversor CA-CC-CA Monofásico - Configuração 5LS

2.1 Introdução

O conversor CA-CC-CA monofásico convencional (3LS), ilustrado na Figura 2.1, gera tensões de entrada (v_g) e de saída (v_l) com três níveis. Qualitativamente, os valores da corrente, tensão e potência processadas por cada chave (q_g , q_h e q_l) podem ser classificados em altos, médios ou baixos, como mostrado na Tabela 2.1.

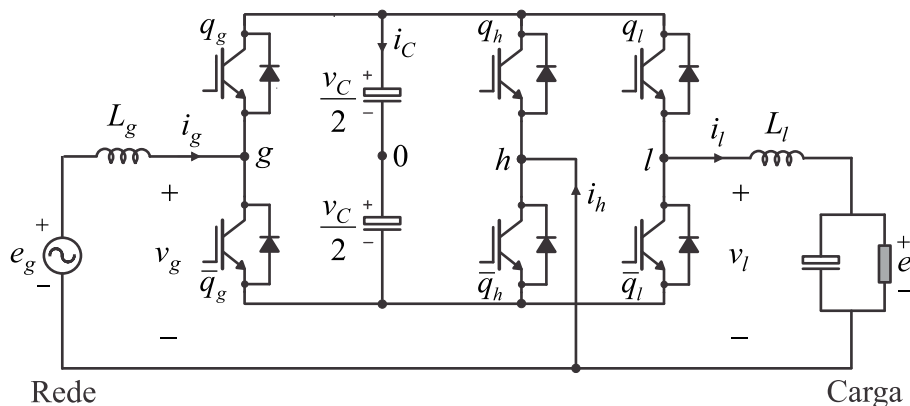


Figura 2.1: Conversor CA-CC-CA monofásico convencional (3LS).

A partir do conversor convencional 3LS (Figura 2.1), busca-se obter uma nova topologia CA-CC-CA monofásica multinível através da adição de um módulo conversor ponte H (HB). Assim, comparado ao conversor 3LS, a configuração resultante será capaz de gerar tensões

Tabela 2.1: Esforço nas chaves da configuração convencional 3LS

Grandeza	q_g	q_h	q_l
tensão	alto	alto	alto
corrente	alto	baixo	alto
potência	alto	médio	alto

com mais níveis e de reduzir a potência processada pelas suas chaves.

É possível considerar três formas diferentes de inserir um conversor ponte H (HB) à topologia 3LS: i) no lado da rede [Figura 2.2(a)], ii) no lado da carga [Figura 2.2(b)] ou iii) compartilhado entre rede e carga [Figura 2.2(c)]. As soluções das Figuras 2.2(a) e 2.2(b) têm algumas desvantagens, tais como: conversor HB colocado em ramo de alta corrente, dificuldade de realizar o controle das tensões dos barramentos CC, uma vez que esses conversores devem operar sem fontes de tensão no barramento CC, e tensões de entrada (v_g) e saída (v_l) da topologia assimétricas, dado que apenas um dos lados da estrutura terá capacidade de gerar tensão (v_g ou v_l) multinível e com maior amplitude.

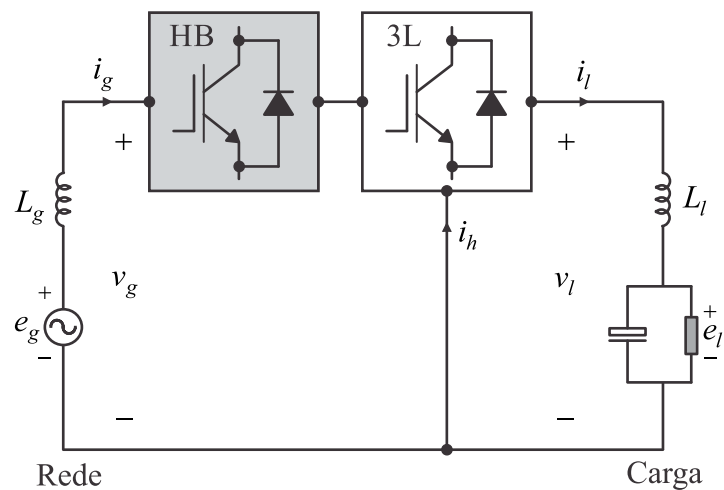
A terceira configuração, mostrada na Figura 2.2(c), é proposta e investigada nesse trabalho. Esta topologia, denominada 5LS, é resultante da associação de um conversor de três braços do tipo 3LS (conversor 'a') com um conversor do tipo HB (conversor 'b'), que é compartilhado entre a rede e a carga, contabilizando cinco braços e dois barramentos CC na estrutura completa, como pode ser observado na Figura 2.3. A configuração proposta possui uma fonte primária de tensão monofásica (rede), uma carga monofásica, indutores de filtro (L_g no lado da rede e L_l no lado da carga) e um capacitor de filtro no lado da carga. O conversor 'a' é formado pelas chaves q_{ga} , \bar{q}_{ga} , q_{ha} , \bar{q}_{ha} , q_{la} e \bar{q}_{la} e o conversor 'b' é formado pelas chaves q_{hb1} , \bar{q}_{hb1} , q_{hb2} e \bar{q}_{hb2} .

Na Tabela 2.2 é apresentada uma análise qualitativa de esforço nas chaves de potência da estrutura 5LS.

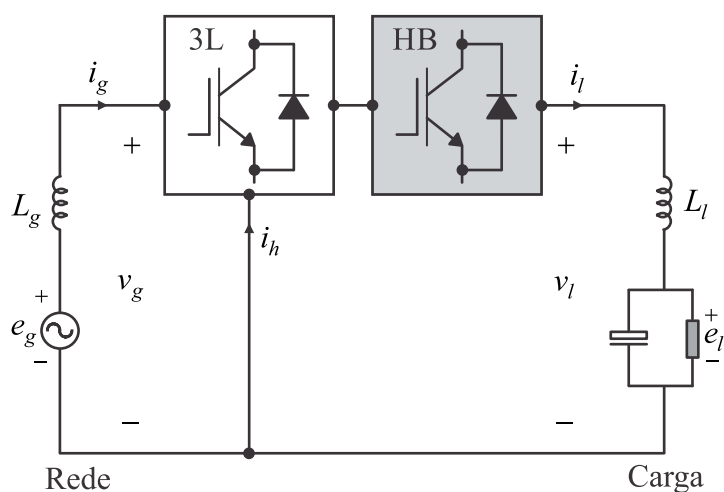
Tabela 2.2: Esforço nas chaves da configuração proposta 5LS

Grandeza	q_{ga}	q_{ha} , q_{hb1} e q_{hb2}	q_{la}
tensão	baixo	baixo	baixo
corrente	alto	baixo	alto
potência	médio	baixo	médio

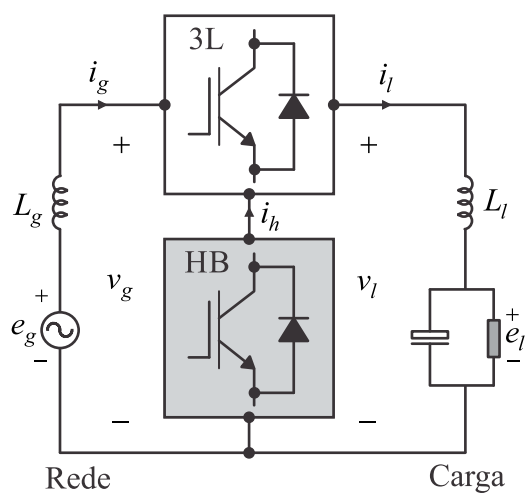
Comparado ao conversor 3LS [Figura 1.4(b)], a configuração proposta, 5LS, permite re-



(a)



(b)



(c)

Figura 2.2: Possíveis configurações resultantes da inserção de um conversor ponte H (HB) à topologia 3LS. (a) Conversor HB no lado da rede. (b) Conversor HB no lado da carga. (c) Conversor HB compartilhado entre rede e carga.

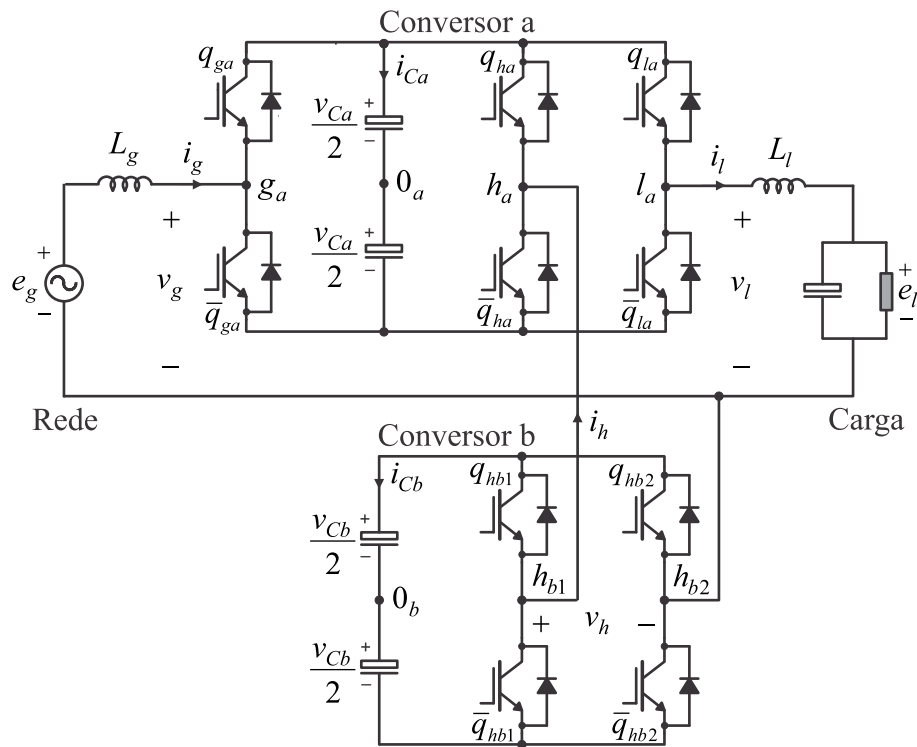


Figura 2.3: Configuração 5LS.

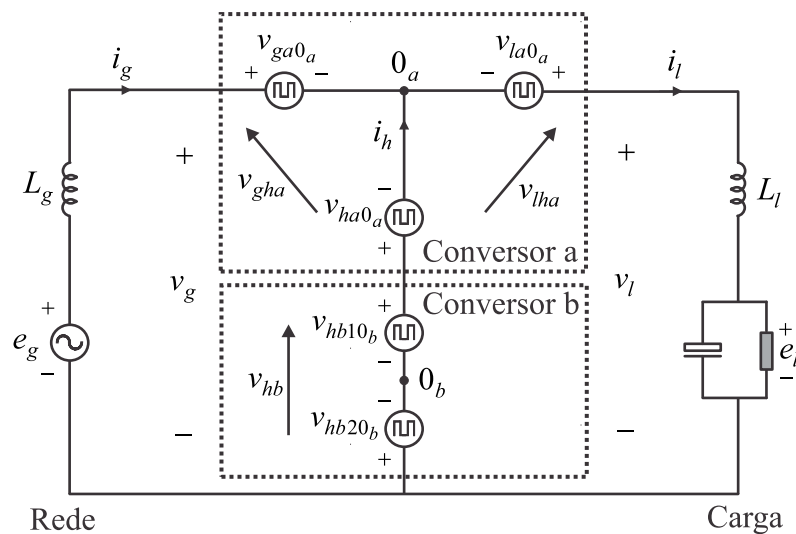


Figura 2.4: Circuito equivalente simplificado da configuração 5LS.

duzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência introduzindo um conversor extra, do tipo HB (conversor 'b'), de baixa potência no ramo de baixa corrente (i_h). Como consequência, proporciona a redução de perdas de chaveamento e permite a criação de níveis de tensão adicionais, gerando sinais de tensão com menor teor de harmônicos.

A possibilidade de operação com a tensão do barramento CC do conversor 'a' diferente

da tensão do barramento CC do conversor 'b', é explorada com a finalidade de maximizar o número de níveis das tensões geradas. O conversor HB adicional opera sem fonte de energia no barramento CC e, portanto, o controle das tensões dos barramentos CC dessa topologia é uma questão crucial, uma vez que todos os barramentos devem operar de forma equilibrada.

Para a configuração 5LS é mostrado seu modelo dinâmico e estabelecida uma estratégia PWM com a finalidade de determinar os estados dos dispositivos de potência que são chaveados a altas frequências. A estratégia de controle para esse conversor garante tensões nos capacitores individualmente controladas, amplitude e frequência das tensões nos terminais da carga constantes. O controle do fator de potência da rede monofásica permite a obtenção de corrente de entrada senoidal em fase com a tensão da rede, resultando numa maximização do fator de potência na entrada. Portanto, a topologia 5LS pode ser aplicada na regulação de tensão de linha, na correção de fator de potência, como UPS e no acionamento de máquinas elétricas monofásicas.

2.2 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia 5LS está ilustrado na Figura 2.3. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 2.4 o modelo de circuito equivalente simplificado considerando cada braço como sendo uma fonte chaveada.

As seguintes equações podem ser obtidas com base na Figura 2.4 e utilizando as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes

$$e_g = z_g i_g + v_g \quad (2.1)$$

$$e_l = -z_l i_l + v_l \quad (2.2)$$

$$i_l = i_g + i_h \quad (2.3)$$

onde $z_g = r_g + pl_g$ e $z_l = r_l + pl_l$ representam as impedância dos indutores L_g e L_l , respectivamente, e $p = d/dt$. Adicionalmente, e_g é a tensão da rede, e_l é a tensão da carga, i_g é a corrente da rede, i_l é a corrente da carga e i_h é a corrente do braço compartilhado.

As tensões geradas na entrada (v_g) e saída (v_l) da topologia são obtidas aplicando a lei

de Kirchhoff das tensões no circuito, como segue

$$v_g = v_{gha} + v_{hb} \quad (2.4)$$

$$v_l = v_{lha} + v_{hb} \quad (2.5)$$

onde

$$v_{gha} = v_{ga0_a} - v_{ha0_a} \quad (2.6)$$

$$v_{lha} = v_{la0_a} - v_{ha0_a} \quad (2.7)$$

$$v_{hb} = v_{hb10_b} - v_{hb20_b}. \quad (2.8)$$

As variáveis v_{ga0_a} , v_{ha0_a} , v_{la0_a} , v_{h10_b} e v_{h20_b} são as tensões de polo da configuração 5LS. Elas são determinadas em função dos estados das chaves da seguinte forma

$$v_{ga0_a} = (2q_{ga} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.9)$$

$$v_{la0_a} = (2q_{la} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.10)$$

$$v_{ha0_a} = (2q_{ha} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.11)$$

$$v_{hb10_b} = (2q_{hb1} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.12)$$

$$v_{hb20_b} = (2q_{hb2} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.13)$$

onde v_{Ca} e v_{Cb} são as tensões dos barramentos CC dos conversores 'a' e 'b', respectivamente. Além disso, q_{ga} , q_{la} , q_{ha} , q_{hb1} e q_{hb2} representam os estados das chaves, definidos por variáveis binárias. Por exemplo, quando $q_{ga} = 1$, a chave q_{ga} se encontra no estado fechado, quando $q_{ga} = 0$, a chave q_{ga} se encontra no estado aberto. Em cada braço, o estado da chave inferior é complementar ao estado da chave superior e vice-versa.

As correntes dos barramentos CC dos conversores a e b (i_{Ca} e i_{Cb}) também podem ser calculadas em função dos estados das chaves, conforme mostrado a seguir

$$i_{Ca} = i_g q_{ga} - i_l q_{la} + i_h q_{ha} \quad (2.14)$$

$$i_{Cb} = -i_h (q_{hb1} + q_{hb2}). \quad (2.15)$$

Do ponto de vista do controle, controladores da corrente da rede (i_g) e da tensão da carga (e_l) definem v_g e v_l , respectivamente.

2.3 Esforços nas Chaves

Em topologias com braço compartilhado, tais como 3LS e 5LS, as tensões de entrada e saída (v_g e v_l , respectivamente) devem ter a mesma frequência ($f_g = f_l$) para maximização da eficiência de conversão. A operação com frequências diferentes nesses conversores implica restrições nos valores de tensão do barramento CC e de corrente do ramo compartilhado. Mesmo que as tensões v_g e v_l tenham mesma frequência, a defasagem entre elas ($\theta_{lg} = \theta_l - \theta_g$) precisa ser considerada para que as tensões necessárias nos barramentos CC dos conversores não precisem ser aumentadas.

2.3.1 Corrente do ramo compartilhado

Tomando o fasor associado à tensão da rede e_g , $\mathbf{e}_g = E_g \cos(\omega t + \delta_g)$ como referência e negligenciando o filtro de saída, os diagramas fasoriais de tensões e correntes das configurações 3LS e 5LS são mostrados na Figura 2.5.

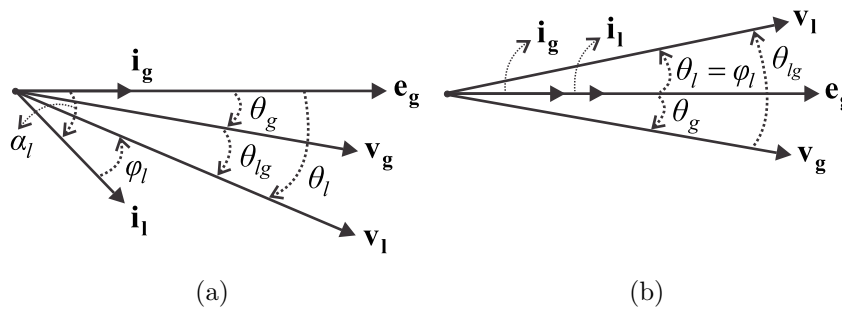


Figura 2.5: Diagramas fasoriais de tensões e correntes das configurações 3LS e 5LS.
 (a) $\theta_l \neq \varphi_l$. (b) $\theta_l = \varphi_l$.

O ângulo θ_{lg} pode ser selecionado com a finalidade de reduzir a corrente do ramo compartilhado, cujos valor instantâneo (i_h) e amplitude (I_h) são dados por

$$i_h = i_l - i_g \quad (2.16)$$

$$I_h = \sqrt{I_l^2 + I_g^2 - 2I_l I_g \cos(\alpha_l)} \quad (2.17)$$

considerando $\alpha_l = \theta_l - \varphi_l$ para o diagrama fasorial da Figura 2.5(a) e onde φ_l é ângulo do fator de potência da carga. Assim, observa-se que I_h é mínimo quando os fasores de correntes \mathbf{i}_l and \mathbf{i}_g estão em fase ($\alpha_l = 0^\circ$), conforme ilustrado na Figura 2.5(b). Esta situação ocorre

impondo $\theta_l = \varphi_l$ ($\theta_{lg} = \varphi_l - \theta_g$). Para cargas fortemente indutivas, ou seja, quando φ_l tem valor alto, a escolha de θ_{lg} para minimizar I_h é limitada de forma que não seja necessário aumentar as tensões dos barramentos CC (conforme mostrado na próxima subseção).

2.3.2 Tensões dos barramentos CC

Os esforços de tensão nas chaves dos conversores são definidos pelas tensões dos seus barramentos CC, que são dimensionadas em função das tensões a serem geradas na entrada (v_g) e saída (v_l) de cada topologia.

No que diz respeito ao conversor convencional 3LS (ver Figura 2.1), a seguinte relação define a tensão mínima do barramento CC ($v_{C_{3LS} \min}$)

$$v_{C_{3LS} \min} = \max\{|v_g|, |v_l|, |v_g - v_l|\}. \quad (2.18)$$

Para a configuração 5LS, os conversores 'a' e 'b' dividem, entre eles, as tensões de entrada e saída devido à conexão série [ver equações (2.4) e (2.5)]. A escolha da relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores 'a' e 'b' é feita a fim de gerar tensões com baixo conteúdo harmônico (isto é, alto número de níveis de tensão) e de tal forma que o maior valor de tensão é colocado no barramento CC do conversor de menor corrente (conversor 'b'), levando a uma redução em perdas de chaveamento. Assim, três casos podem ser considerados para análise: i) $v_{Cb} = v_{Ca}$, ii) $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ e iii) $v_{Cb} = 3v_{Ca}$, com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$. As tensões mínimas $v_{Ca \min}$ e $v_{Cb \min}$ são definidas por

- Caso $v_{Cb} = v_{Ca}$

$$v_{Ca \min} = \max\left\{\frac{|v_g|}{2}, \frac{|v_l|}{2}, |v_g - v_l|\right\} \quad (2.19)$$

$$v_{Cb \min} = \max\left\{\frac{|v_g|}{2}, \frac{|v_l|}{2}\right\} \quad (2.20)$$

- Caso $v_{Cb} = 2v_{Ca}$

$$v_{Ca \min} = \max\left\{\frac{|v_g|}{3}, \frac{|v_l|}{3}, |v_g - v_l|\right\} \quad (2.21)$$

$$v_{Cb \min} = \max\left\{\frac{2|v_g|}{3}, \frac{2|v_l|}{3}\right\} \quad (2.22)$$

- Caso $v_{Cb} = 3v_{Ca}$

$$v_{Ca \min} = \max\left\{\frac{|v_g|}{4}, \frac{|v_l|}{4}, |v_g - v_l|\right\} \quad (2.23)$$

$$v_{Cb \min} = \max\left\{\frac{3|v_g|}{4}, \frac{3|v_l|}{4}\right\}. \quad (2.24)$$

Na Figura 2.6 são apresentadas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC das configurações 3LS e 5LS em função do ângulo θ_{lg} , considerando $|v_g| = |v_l| = 1\text{pu}$ e $-180^\circ \leq \theta_{lg} \leq 180^\circ$.

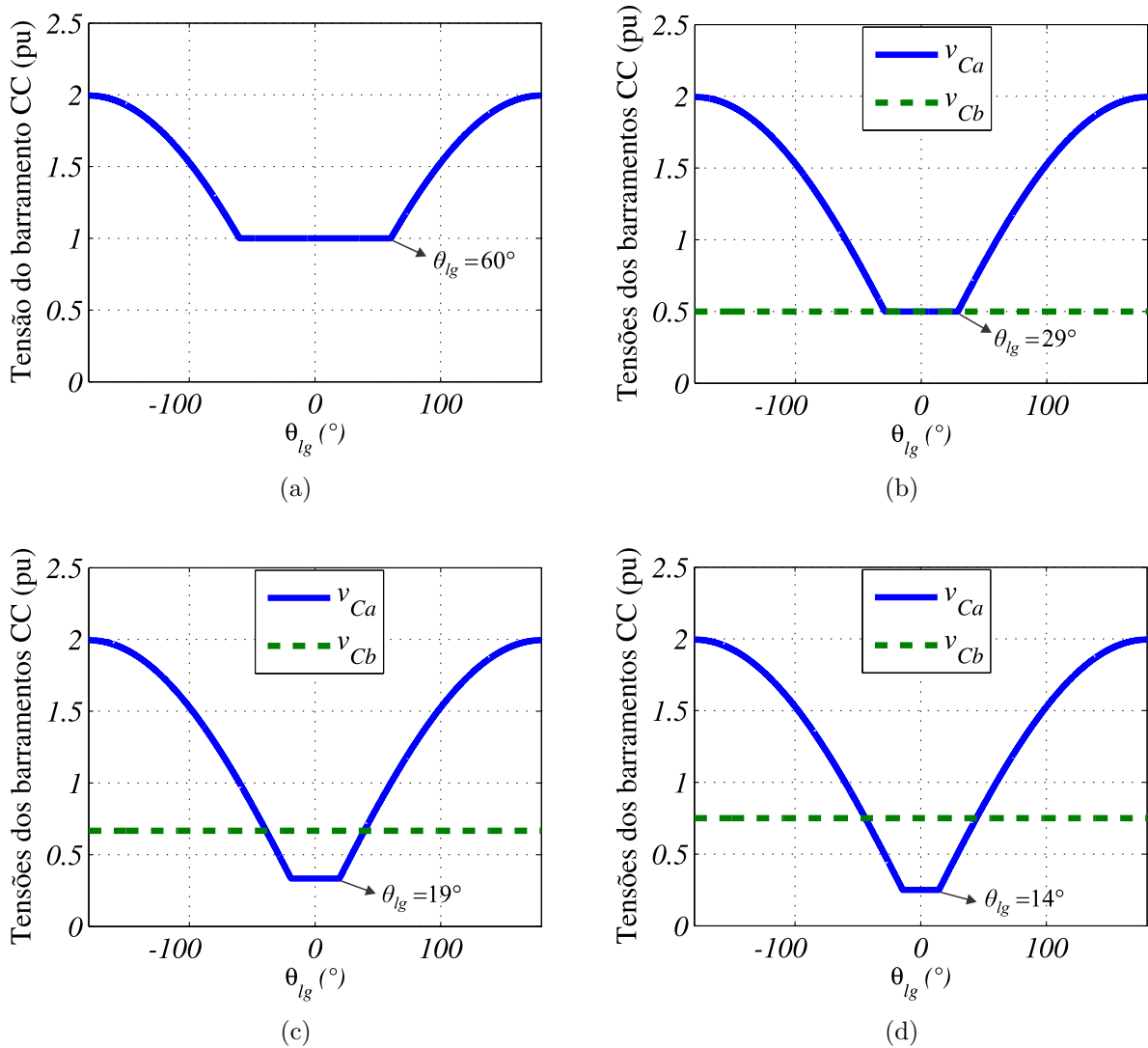


Figura 2.6: Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} (a) Conversor 3LS. (b) Configuração 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (c) Configuração 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (d) Configuração 5LS operando com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$.

Como pode ser observado, para ambas as configurações, v_g e v_l devem estar sincronizadas

para que não seja necessário aumentar as tensões dos barramentos CC. O valor mínimo da tensão do barramento CC do conversor 3LS é mantido em 1pu dentro do intervalo $|\theta_{lg}| \leq 60^\circ$ [ver Figura 2.6(a)]. No caso da configuração 5LS, o intervalo de sincronização para manter a tensão $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ em 1pu é menor em relação ao do conversor 3LS. Além disso, este intervalo diminui à medida que se aumenta v_{Cb} em relação a v_{Ca} , alcançando 29° , 19° e 14° para os casos $v_{Cb} = v_{Ca}$, $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ e $v_{Cb} = 3v_{Ca}$, respectivamente [ver Figuras 2.6(b), 2.6(c) e 2.6(d)].

Na Tabela 2.3, são apresentados o número de níveis de v_g e v_l ; e as tensões dos barramentos CC da configuração 5LS normalizadas em relação ao conversor 3LS ($v_{C_{3LS}}$). Consideraram-se as topologias operando dentro do intervalo de sincronização que garante tensão mínima dos barramentos CC.

Tabela 2.3: Relações de tensão entre os barramentos CC da configuração 5LS

Caso	Número de níveis de v_g e v_l	Tensões dos barramentos CC normalizadas
$v_{Cb} = v_{Ca}$	5	$v_{Ca}/v_{C_{3LS}} = 0.50$
		$v_{Cb}/v_{C_{3LS}} = 0.50$
$v_{Cb} = 2v_{Ca}$	7	$v_{Ca}/v_{C_{3LS}} = 0.33$
		$v_{Cb}/v_{C_{3LS}} = 0.66$
$v_{Cb} = 3v_{Ca}$	9	$v_{Ca}/v_{C_{3LS}} = 0.25$
		$v_{Cb}/v_{C_{3LS}} = 0.75$

Pode-se observar que os conversores da topologia 5LS operam com tensão do barramento CC reduzida em comparação com o conversor 3LS. Por exemplo, no caso $v_{Cb} = 2v_{Ca}$, a tensão do barramento CC do conversor 'a' alcança 33% enquanto que para o conversor 'b' atinge 66% comparados com a tensão do barramento CC necessária para o conversor 3LS. Por conseguinte, os esforços de tensão nas chaves da topologia 5LS são inferiores em comparação com o conversor 5L, permitindo redução de perdas de chaveamento.

A operação com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Cb} = v_{Ca}$) divide igualmente o esforço de tensão nas chaves dos conversores e é mais adequada para aplicações de alta tensão. A operação com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cb} = 2v_{Ca}$ e $v_{Cb} = 3v_{Ca}$) é apropriada para aplicações de baixa e média tensão, quando se deseja aumentar o número de níveis de tensão (o que contribui para reduzir distorção harmônica e perdas nos semicondutores) sem aumentar o número de componentes.

2.4 Cálculo das Tensões de Polo de Referência

Daqui para frente, variáveis de referência são indicadas com um * em seu sobrescrito. O sistema de controle define as tensões de referência de entrada e saída do conversor (v_g^* e v_l^*), que são usadas na determinação das cinco tensões de polo de referência (v_{ga0a}^* , v_{ha0a}^* , v_{la0a}^* , v_{hb10b}^* e v_{hb20b}^*). Portanto, três variáveis auxiliares, denominadas v_x^* , v_{ya}^* e v_{yb}^* devem ser introduzidas. A seguir é mostrado como o cálculo destas variáveis auxiliares é feito.

2.4.1 Determinação de v_{gha}^* , v_{lha}^* e v_{hbb}^* a partir de v_g^* e v_l^*

Através de (2.4) e (2.5), pode-se escrever

$$v_g^* = v_{gha}^* + v_{hb}^* \quad (2.25)$$

$$v_l^* = v_{lha}^* + v_{hb}^*. \quad (2.26)$$

Considerando que as tensões de referência v_g^* e v_l^* são fornecidas pelos controladores da rede e carga, respectivamente, e introduzindo a variável auxiliar v_x^* , as seguintes relações são derivadas

$$v_{gha}^* = v_g^* + v_x^* \quad (2.27)$$

$$v_{lha}^* = v_l^* + v_x^* \quad (2.28)$$

$$-v_{hbb}^* = v_x^*. \quad (2.29)$$

Os limites máximo e mínimo da variável v_x^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{x \min}^* \leq v_x^* \leq v_{x \max}^* \quad (2.30)$$

$$v_{x \max}^* = \min\{v_{xa \max}^*, v_{xb \max}^*\} \quad (2.31)$$

$$v_{x \min}^* = \max\{v_{xa \min}^*, v_{xb \min}^*\} \quad (2.32)$$

onde os limites para o conversor 'a', $v_{xa \max}^*$ e $v_{xa \min}^*$, são dados por

$$v_{xa \max}^* = v_{Ca}^* - \max\{v_g^*, v_l^*\} \quad (2.33)$$

$$v_{xa \min}^* = -v_{Ca}^* - \min\{v_g^*, v_l^*\} \quad (2.34)$$

e os limites para o conversor 'b', $v_{xb \max}^*$ e $v_{xb \min}^*$, são

$$v_{xb \max}^* = v_{Cb}^* \quad (2.35)$$

$$v_{xb \min}^* = -v_{Cb}^*. \quad (2.36)$$

Nestas equações, v_{Ca}^* e v_{Cb}^* são as tensões de referência do barramento CC dos conversores 'a' e 'b', respectivamente. A fim de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro μ_x ($0 \leq \mu_x \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_x^* = \mu_x v_{x \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x \min}^*. \quad (2.37)$$

Após selecionar μ_x , a variável auxiliar v_x^* é calculada e as tensões v_{gha}^* , v_{lha}^* e v_{ha}^* são determinadas usando (2.27)-(2.29).

2.4.2 Determinação das tensões de polo de referência do conversor 'a', $v_{ga0_a}^*$, $v_{ha0_a}^*$ e $v_{la0_a}^*$, a partir de v_{gha}^* e v_{lha}^*

Através de (2.6) e (2.7), pode-se escrever

$$v_{gha}^* = v_{ga0_a}^* - v_{ha0_a}^* \quad (2.38)$$

$$v_{lha}^* = v_{la0_a}^* - v_{ha0_a}^*. \quad (2.39)$$

Introduzindo a variável auxiliar v_{ya}^* , as tensões de polo de referência do conversor 'a' são dadas por

$$v_{ga0_a}^* = v_{gha}^* + v_{ya}^* \quad (2.40)$$

$$v_{la0_a}^* = v_{lha}^* + v_{ya}^* \quad (2.41)$$

$$v_{ha0_a}^* = v_{ya}^*. \quad (2.42)$$

A variável v_{ya}^* pode ser calculada usando o parâmetro μ_{ya} ($0 \leq \mu_{ya} \leq 1$) por meio de

$$v_{ya}^* = \mu_{ya} v_{ya \max}^* + (1 - \mu_{ya}) v_{ya \min}^* \quad (2.43)$$

onde os limites $v_{ya \max}^*$ e $v_{ya \min}^*$ são

$$v_{ya \max}^* = \frac{v_{Ca}^*}{2} - \max\{v_{gha}^*, v_{lha}^*, 0\} \quad (2.44)$$

$$v_{ya \min}^* = -\frac{v_{Ca}^*}{2} - \min\{v_{gha}^*, v_{lha}^*, 0\}. \quad (2.45)$$

Uma vez selecionado o valor do parâmetro μ_{ya} , a variável auxiliar v_{ya}^* é calculada e as tensões de polo de referência do conversor 'a' ($v_{ga0_a}^*$, $v_{ha0_a}^*$ e $v_{la0_a}^*$) são determinadas usando (2.40)-(2.42).

2.4.3 Determinação das tensões de polo de referência do conversor 'b', $v_{hb10_b}^*$ e $v_{hb20_b}^*$, a partir de v_{hb}^*

Usando (2.8), obtém-se

$$v_{hb}^* = v_{h10_b}^* - v_{h20_b}^*. \quad (2.46)$$

Introduzindo a variável auxiliar v_{yb}^* , as tensões de polo de referência do conversor 'b' são dadas por

$$v_{h10_b}^* = v_{hb}^* + v_{yb}^* \quad (2.47)$$

$$v_{h20_b}^* = v_{yb}^*. \quad (2.48)$$

A variável v_{yb}^* é calculada a partir do parâmetro μ_{yb} ($0 \leq \mu_{yb} \leq 1$) por meio de

$$v_{yb}^* = \mu_{yb} v_{yb \max}^* + (1 - \mu_{yb}) v_{yb \min}^* \quad (2.49)$$

onde os limites $v_{yb \max}^*$ e $v_{yb \min}^*$ são

$$v_{yb \max}^* = \frac{v_{Cb}^*}{2} - \max\{v_{hb}^*, 0\} \quad (2.50)$$

$$v_{yb \min}^* = -\frac{v_{Cb}^*}{2} - \min\{v_{hb}^*, 0\}. \quad (2.51)$$

Após escolher o valor do parâmetro μ_{yb} , a variável auxiliar v_{yb}^* é calculada e as tensões de polo de referência do conversor 'b' ($v_{hb10_b}^*$ e $v_{hb20_b}^*$) são determinadas usando (2.47) e (2.48).

2.4.4 Seleção dos parâmetros μ_x , μ_{ya} e μ_{yb}

A seleção dos parâmetros μ_x , μ_{ya} e μ_{yb} afeta a distorção harmônica das tensões geradas e as perdas de chaveamento da topologia 5LS. Adicionalmente, o parâmetro μ_x influencia na distribuição de potência entre os conversores 'a' e 'b' (ver seção 2.7).

Em uma estratégia PWM escalar, os sinais de gatilho das chaves de potência são gerados através da comparação das tensões de polo de referência ($v_{ga0_a}^*$, $v_{ha0_a}^*$, $v_{la0_a}^*$, $v_{hb10_b}^*$ e $v_{hb20_b}^*$) com portadoras triangulares de alta frequência. A otimização desta modulação depende da escolha apropriada de valores para os parâmetros μ_x , μ_{ya} e μ_{yb} , o que não é uma solução trivial.

Neste trabalho é desenvolvida uma técnica SV-PWM (ver próxima seção) que define os estados das chaves a partir de uma simples análise vetorial e permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento, bem como possibilita o balanceamento dos barramentos CC. Esta solução é obtida através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão (equivalente a selecionar valores para μ_x , μ_{ya} e μ_{yb}).

2.5 Estratégia SV-PWM

Apresenta-se, nesta seção, uma estratégia SV-PWM para a configuração proposta 5LS. Três casos de relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores 'a' e 'b' são considerados: i) $v_{Cb} = v_{Ca}$, ii) $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ e iii) $v_{Cb} = 3v_{Ca}$, com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$.

As tensões fornecidas pelo conversor 5LS podem ser mapeadas em um plano vetorial v_g x v_l definido de forma que as tensões v_g e v_l coincidam com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente. Um vetor de tensão neste plano é representado por $\mathbf{v}_n = v_g + iv_l$, com $n=0,1,2,\dots,31$, como mostrado nas Figuras 2.7 e 2.8. Cada triângulo é um setor cujos vértices são vetores de tensão. Todos os vetores, obtidos em função dos estados binários das chaves de potência [$q_{ga}, q_{la}, q_{ha}, q_{hb1}, q_{hb2}$], são apresentados nas Tabelas 2.4, 2.5 e 2.6.

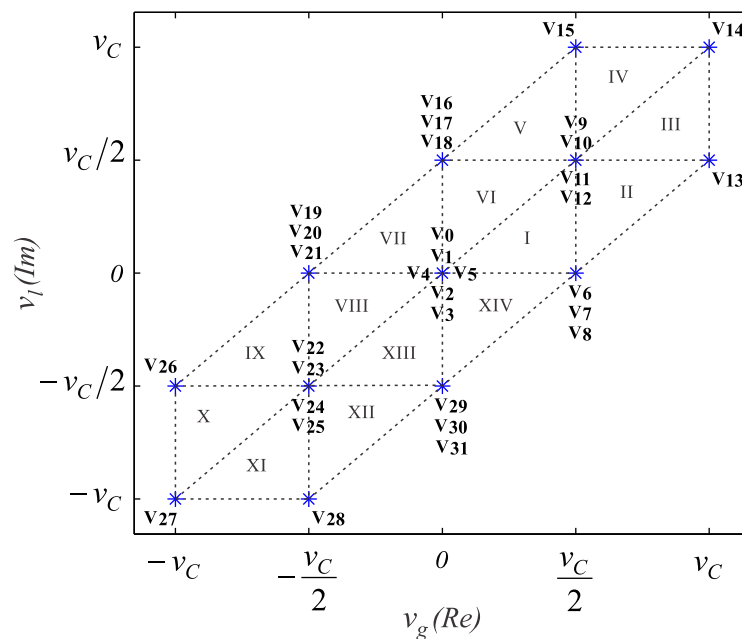
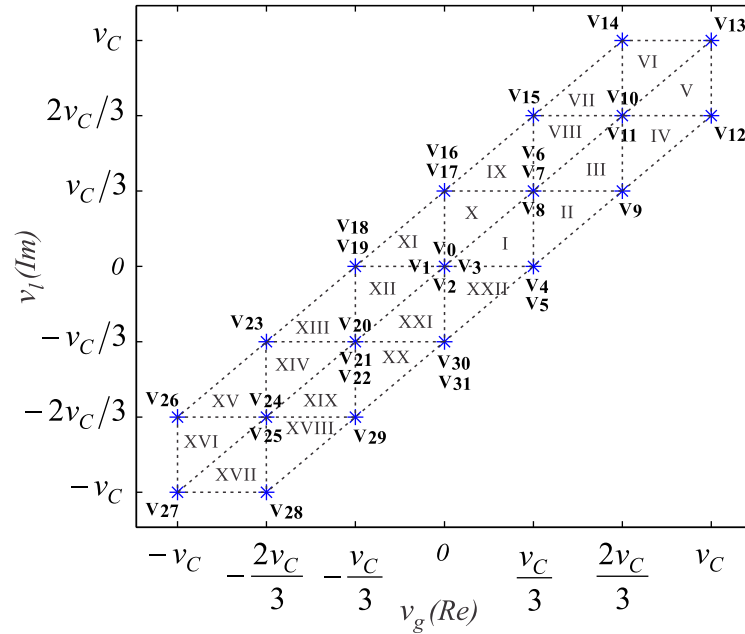
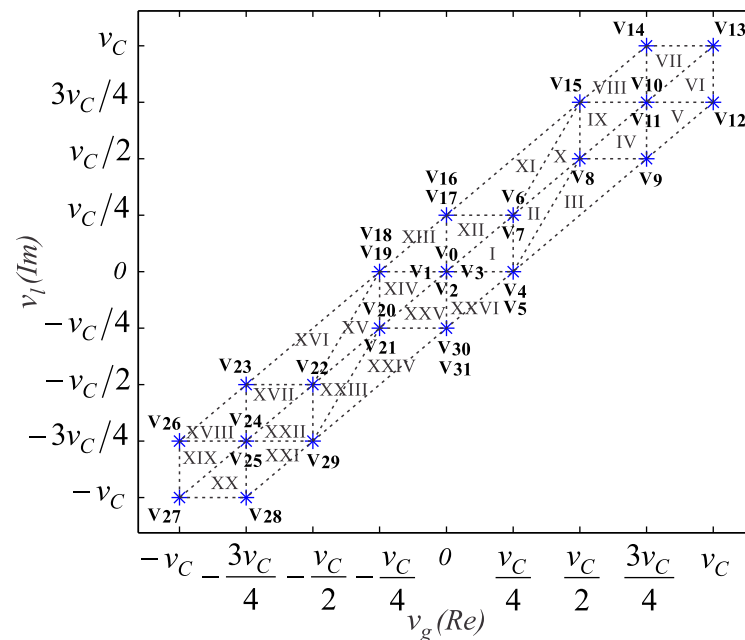


Figura 2.7: Plano vetorial v_g x v_l da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Cb} = v_{Ca}$).



(a)



(b)

Figura 2.8: Plano vetorial $v_g \times v_l$ da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC diferentes. (a) $v_{cb} = 2v_{ca}$. (b) $v_{cb} = 3v_{ca}$.

Existem trinta e duas possíveis combinações de estados das chaves q_{ga} , q_{la} , q_{ha} , q_{hb1} e q_{hb2} resultando em vetores de tensão \mathbf{v}_n . Para operação com tensões dos barramentos CC iguais, estes vetores definem setores de I a XIV (ver Figura 2.7) e as tensões v_g e v_l assumem cinco diferentes valores v_c , $v_c/2$, 0 , $-v_c/2$ ou $-v_c$, como pode ser visto na Figura 2.9.

Tabela 2.4: Vetores e tensões geradas no plano v_g x v_l da configuração 5LS com

$$v_{Cb} = v_{Ca}$$

$[q_{ga}, q_{la}, q_{ha}, q_{hb1}, q_{hb2}]$	\mathbf{v}_n	v_g	v_l
[1,1,1,1,1]	\mathbf{v}_0	0	0
[1,1,1,0,0]	\mathbf{v}_1	0	0
[1,1,0,0,1]	\mathbf{v}_2	0	0
[0,0,1,1,0]	\mathbf{v}_3	0	0
[0,0,0,1,1]	\mathbf{v}_4	0	0
[0,0,0,0,0]	\mathbf{v}_5	0	0
[1,0,1,1,0]	\mathbf{v}_6	$v_C/2$	0
[1,0,0,1,1]	\mathbf{v}_7	$v_C/2$	0
[1,0,0,0,0]	\mathbf{v}_8	$v_C/2$	0
[1,1,1,1,0]	\mathbf{v}_9	$v_C/2$	$v_C/2$
[1,1,0,1,1]	\mathbf{v}_{10}	$v_C/2$	$v_C/2$
[1,1,0,0,0]	\mathbf{v}_{11}	$v_C/2$	$v_C/2$
[0,0,0,1,0]	\mathbf{v}_{12}	$v_C/2$	$v_C/2$
[1,0,0,1,0]	\mathbf{v}_{13}	v_C	$v_C/2$
[1,1,0,1,0]	\mathbf{v}_{14}	v_C	v_C
[0,1,0,1,0]	\mathbf{v}_{15}	$v_C/2$	v_C
[0,1,1,1,0]	\mathbf{v}_{16}	0	$v_C/2$
[0,1,0,1,1]	\mathbf{v}_{17}	0	$v_C/2$
[0,1,0,0,0]	\mathbf{v}_{18}	0	$v_C/2$
[0,1,1,1,1]	\mathbf{v}_{19}	$-v_C/2$	0
[0,1,1,0,0]	\mathbf{v}_{20}	$-v_C/2$	0
[0,1,0,0,1]	\mathbf{v}_{21}	$-v_C/2$	0
[1,1,1,0,1]	\mathbf{v}_{22}	$-v_C/2$	$-v_C/2$
[0,0,1,1,1]	\mathbf{v}_{23}	$-v_C/2$	$-v_C/2$
[0,0,1,0,0]	\mathbf{v}_{24}	$-v_C/2$	$-v_C/2$
[0,0,0,0,1]	\mathbf{v}_{25}	$-v_C/2$	$-v_C/2$
[0,1,1,0,1]	\mathbf{v}_{26}	$-v_C$	$-v_C/2$
[0,0,1,0,1]	\mathbf{v}_{27}	$-v_C$	$-v_C$
[1,0,1,0,1]	\mathbf{v}_{28}	$-v_C/2$	$-v_C$
[1,0,1,1,1]	\mathbf{v}_{29}	0	$-v_C/2$
[1,0,1,0,0]	\mathbf{v}_{30}	0	$-v_C/2$
[1,0,0,0,1]	\mathbf{v}_{31}	0	$-v_C/2$

Considerando a operação com tensões dos barramentos CC diferentes (ver Figura 2.8), as tensões v_g e v_l assumem sete diferentes valores v_C , $2v_C/3$, $v_C/3$, $-v_C/3$, $-2v_C/3$ ou $-v_C$ para o caso em que $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ e assumem nove diferentes valores v_C , $3v_C/4$, $v_C/2$, $v_C/4$, $-v_C/4$, $-v_C/2$, $-3v_C/4$ ou $-v_C$ para operação com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$, conforme mostrado na Figura 2.10.

A estratégia SV-PWM desenvolvida neste trabalho é baseada na síntese de um vetor de tensão de referência a partir de três vetores que definem o setor (VAN DER BROECK

Tabela 2.5: Vetores e tensões geradas no plano v_g x v_l da configuração 5LS com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$

$[q_{ga}, q_{la}, q_{ha}, q_{hb1}, q_{hb2}]$	\mathbf{v}_n	v_g	v_l
[1,1,1,1,1]	\mathbf{v}_0	0	0
[1,1,1,0,0]	\mathbf{v}_1	0	0
[0,0,0,1,1]	\mathbf{v}_2	0	0
[0,0,0,0,0]	\mathbf{v}_3	0	0
[1,0,0,0,0]	\mathbf{v}_4	$v_C/3$	0
[1,0,0,1,1]	\mathbf{v}_5	$v_C/3$	0
[0,0,1,1,0]	\mathbf{v}_6	$v_C/3$	$v_C/3$
[1,1,0,0,0]	\mathbf{v}_7	$v_C/3$	$v_C/3$
[1,1,0,1,1]	\mathbf{v}_8	$v_C/3$	$v_C/3$
[1,0,1,1,0]	\mathbf{v}_9	$2v_C/3$	$v_C/3$
[1,1,1,1,0]	\mathbf{v}_{10}	$2v_C/3$	$2v_C/3$
[0,0,0,1,0]	\mathbf{v}_{11}	$2v_C/3$	$2v_C/3$
[1,0,0,1,0]	\mathbf{v}_{12}	v_C	$2v_C/3$
[1,1,0,1,0]	\mathbf{v}_{13}	v_C	v_C
[0,1,0,1,0]	\mathbf{v}_{14}	$2v_C/3$	v_C
[0,1,1,1,0]	\mathbf{v}_{15}	$v_C/3$	$2v_C/3$
[0,1,0,0,0]	\mathbf{v}_{16}	0	$v_C/3$
[0,1,0,1,1]	\mathbf{v}_{17}	0	$v_C/3$
[0,1,1,0,0]	\mathbf{v}_{18}	$-v_C/3$	0
[0,1,1,1,1]	\mathbf{v}_{19}	$-v_C/3$	0
[0,0,1,0,0]	\mathbf{v}_{20}	$-v_C/3$	$-v_C/3$
[0,0,1,1,1]	\mathbf{v}_{21}	$-v_C/3$	$-v_C/3$
[1,1,0,0,1]	\mathbf{v}_{22}	$-v_C/3$	$-v_C/3$
[0,1,0,0,1]	\mathbf{v}_{23}	$-2v_C/3$	$-v_C/3$
[1,1,1,0,1]	\mathbf{v}_{24}	$-2v_C/3$	$-2v_C/3$
[0,0,0,0,1]	\mathbf{v}_{25}	$-2v_C/3$	$-2v_C/3$
[0,1,1,0,1]	\mathbf{v}_{26}	$-v_C$	$-2v_C/3$
[0,0,1,0,1]	\mathbf{v}_{27}	$-v_C$	$-v_C$
[1,0,1,0,1]	\mathbf{v}_{28}	$-2v_C/3$	$-v_C$
[1,0,0,0,1]	\mathbf{v}_{29}	$-v_C/3$	$-2v_C/3$
[1,0,1,0,0]	\mathbf{v}_{30}	0	$-v_C/3$
[1,0,1,1,1]	\mathbf{v}_{31}	0	$-v_C/3$

et al., 1988). Assumindo que o vetor de referência representado por $\mathbf{v}^* = v_g^* + iv_l^*$ é constante dentro de um período de amostragem de duração T , e que os três vetores que definem o setor são \mathbf{v}_x , \mathbf{v}_y e \mathbf{v}_z , obtêm-se

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_x \frac{t_x}{T} + \mathbf{v}_y \frac{t_y}{T} + \mathbf{v}_z \frac{t_z}{T}. \quad (2.52)$$

Tabela 2.6: Vetores e tensões geradas no plano v_g x v_l da configuração 5LS com

$$v_{Cb} = 3v_{Ca}$$

$[q_{ga}, q_{la}, q_{ha}, q_{hb1}, q_{hb2}]$	\mathbf{v}_n	v_g	v_l
[1,1,1,1,1]	\mathbf{v}_0	0	0
[1,1,1,0,0]	\mathbf{v}_1	0	0
[0,0,0,1,1]	\mathbf{v}_2	0	0
[0,0,0,0,0]	\mathbf{v}_3	0	0
[1,0,0,0,0]	\mathbf{v}_4	$v_C/4$	0
[1,0,0,1,1]	\mathbf{v}_5	$v_C/4$	0
[1,1,0,1,1]	\mathbf{v}_6	$v_C/4$	$v_C/4$
[1,1,0,0,0]	\mathbf{v}_7	$v_C/4$	$v_C/4$
[0,0,1,1,0]	\mathbf{v}_8	$v_C/2$	$v_C/2$
[1,0,1,1,0]	\mathbf{v}_9	$3v_C/4$	$v_C/2$
[1,1,1,1,0]	\mathbf{v}_{10}	$3v_C/4$	$3v_C/4$
[0,0,0,1,0]	\mathbf{v}_{11}	$3v_C/4$	$3v_C/4$
[1,0,0,1,0]	\mathbf{v}_{12}	v_C	$3v_C/4$
[1,1,0,1,0]	\mathbf{v}_{13}	v_C	v_C
[0,1,0,1,0]	\mathbf{v}_{14}	$3v_C/4$	v_C
[0,1,1,1,0]	\mathbf{v}_{15}	$v_C/2$	$3v_C/4$
[0,1,0,0,0]	\mathbf{v}_{16}	0	$v_C/4$
[0,1,0,1,1]	\mathbf{v}_{17}	0	$v_C/4$
[0,1,1,0,0]	\mathbf{v}_{18}	$-v_C/4$	0
[0,1,1,1,1]	\mathbf{v}_{19}	$-v_C/4$	0
[0,0,1,0,0]	\mathbf{v}_{20}	$-v_C/4$	$-v_C/4$
[0,0,1,1,1]	\mathbf{v}_{21}	$-v_C/4$	$-v_C/4$
[1,1,0,0,1]	\mathbf{v}_{22}	$-v_C/2$	$-v_C/2$
[0,1,0,0,1]	\mathbf{v}_{23}	$-3v_C/4$	$-v_C/2$
[1,1,1,0,1]	\mathbf{v}_{24}	$-3v_C/4$	$-3v_C/4$
[0,0,0,0,1]	\mathbf{v}_{25}	$-3v_C/4$	$-3v_C/4$
[0,1,1,0,1]	\mathbf{v}_{26}	$-v_C$	$-3v_C/4$
[0,0,1,0,1]	\mathbf{v}_{27}	$-v_C$	$-v_C$
[1,0,1,0,1]	\mathbf{v}_{28}	$-3v_C/4$	$-v_C$
[1,0,0,0,1]	\mathbf{v}_{29}	$-v_C/2$	$-3v_C/4$
[1,0,1,0,0]	\mathbf{v}_{30}	0	$-v_C/4$
[1,0,1,1,1]	\mathbf{v}_{31}	0	$-v_C/4$

Decompondo (2.52) no eixo real (v_g) e no eixo imaginário (v_l), obtém-se

$$v_g^* = v_{xg} \frac{t_x}{T} + v_{yg} \frac{t_y}{T} + v_{zg} \frac{t_z}{T} \quad (2.53)$$

$$v_l^* = v_{xl} \frac{t_x}{T} + v_{yl} \frac{t_y}{T} + v_{zl} \frac{t_z}{T} \quad (2.54)$$

onde t_x , t_y e t_z são os tempos de aplicação de cada vetor que estão restritos à relação

$$T = t_x + t_y + t_z.$$

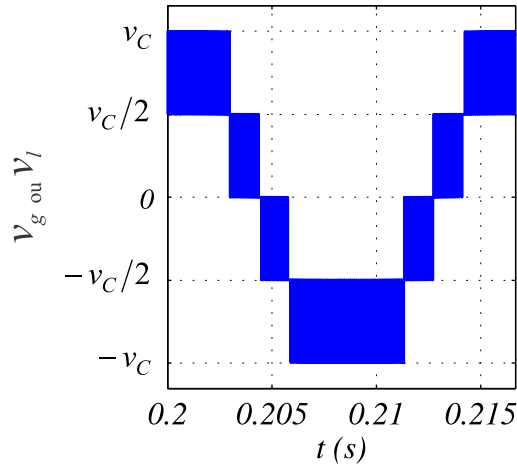


Figura 2.9: Níveis gerados das tensões v_g e v_l da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Ca} = v_{Cb}$).

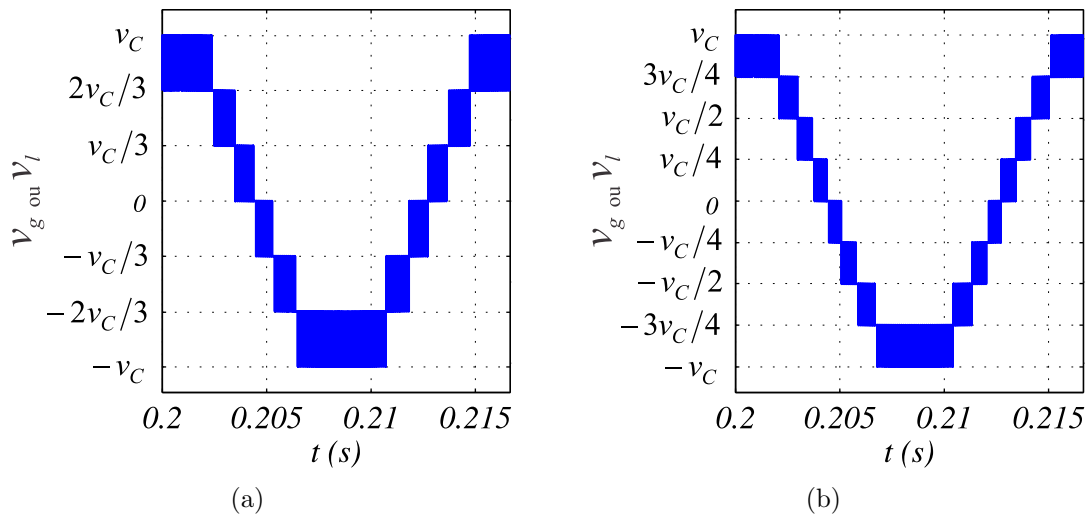


Figura 2.10: Níveis gerados das tensões v_g e v_l da configuração 5LS operando com tensões dos barramentos CC diferentes. (a) $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (b) $v_{Cb} = 3v_{Ca}$.

A trajetória descrita por \mathbf{v}^* no plano vetorial $v_g \times v_l$ para o caso em que $v_g = v_l$ é a diagonal principal, enquanto que para $v_g \neq v_l$ o vetor de referência descreve trajetória passando através dos setores que compõem o plano vetorial. No caso $v_g = v_l$, quando apenas os vetores da diagonal principal são usados, a operação com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$ apresenta melhor desempenho em termos de distorção harmônica das tensões geradas (v_g e v_l) em comparação à operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$ e $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. No entanto, para $v_g \neq v_l$, a operação com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$ usa setores cujos vetores têm componentes v_g ou v_l que não chaveiam entre os dois níveis mais próximos (por exemplo, no setor III da Figura 2.8(b), v_g chaveia entre $v_C/4$ e $3v_C/4$),

o que compromete a distorção harmônica das tensões geradas. Isso não ocorre na operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$ e $v_{Cb} = 2v_{Ca}$, uma vez que todos os setores são formados por vetores com componentes v_g e v_l que sempre chaveiam entre os dois níveis de tensão mais próximos do vetor de referência.

Para cada setor do plano $v_g \times v_l$, existem algumas possibilidades de escolha dos três vetores mais próximos a serem aplicados para sintetizar o vetor de referência \mathbf{v}^* , uma vez que há vetores redundantes (gerados por diferentes combinações de estados das chaves). Por exemplo, para o caso $v_{Cb} = 2v_{Ca}$, o vetor $2v_C/3 + i2v_C/3$ pode ser sintetizado por \mathbf{v}_{10} e \mathbf{v}_{11} (isto é, $[1,1,1,1,0]$ e $[0,0,0,1,0]$) [ver Figura 2.8(a)]. Com a finalidade de reduzir as perdas de chaveamento, as redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores de tensão são selecionadas para minimizar a quantidade de mudanças nos estados das chaves. Por outro lado, alguns vetores redundantes têm diferentes contribuições nas correntes dos barramentos CC i_{Ca} e i_{Cb} , permitindo o controle das tensões v_{Ca} e v_{Cb} (ver seção 2.7.2).

Como forma de ilustrar a escolha dos vetores objetivando redução de perdas de chaveamento, utilizaremos a situação em que $v_g = v_l$, onde somente os vetores presentes na reta da diagonal principal são usados, conforme mostrado na Figura 2.11. Os vetores estão representados em função dos estados binários das chaves de potência, ou seja, $[q_{ga}, q_{la}, q_{ha}, q_{hb1}, q_{hb2}]$. Nesta situação ($v_g = v_l$), apenas dois vetores são suficientes para sintetizar a referência \mathbf{v}^* situada em um determinado trecho na reta. Por exemplo, para operação com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ [ver Figura 2.11(b)], considerando que o vetor de referência está situado no trecho entre os níveis v_C e $2v_C/3$, utilizam-se os vetores $[1,1,0,1,0]$ e $[1,1,1,1,0]$. Desta forma, a chave q_{ha} é a única que apresenta mudança de estado.

Vale ressaltar que a técnica SV-PWM apresentada permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão. Fazendo uma correlação com a técnica PWM escalar, esta solução corresponde à apropriada escolha de valores para os parâmetros μ_x , μ_{ya} e μ_{yb} . Adicionalmente, por meio da estratégia SV-PWM, é possível realizar o balanceamento das tensões dos barramentos CC da topologia 5LS aproveitando-se do fato que existem vetores redundantes com diferentes efeitos nas potências dos conversores 'a' e 'b'. Para o método PWM escalar, o balanceamento das tensões dos barramentos pode ser efetuado a partir do parâmetro μ_x , uma vez que ele

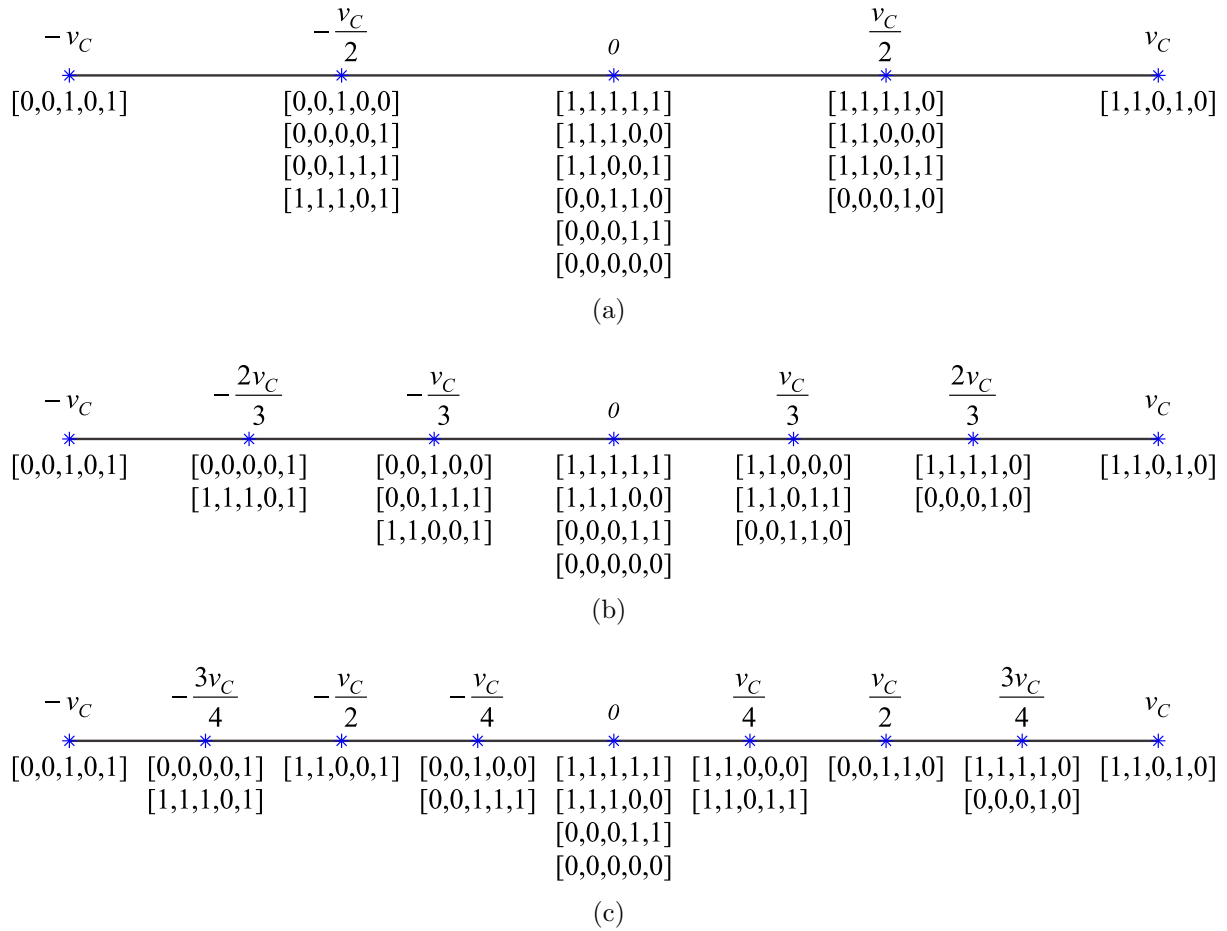
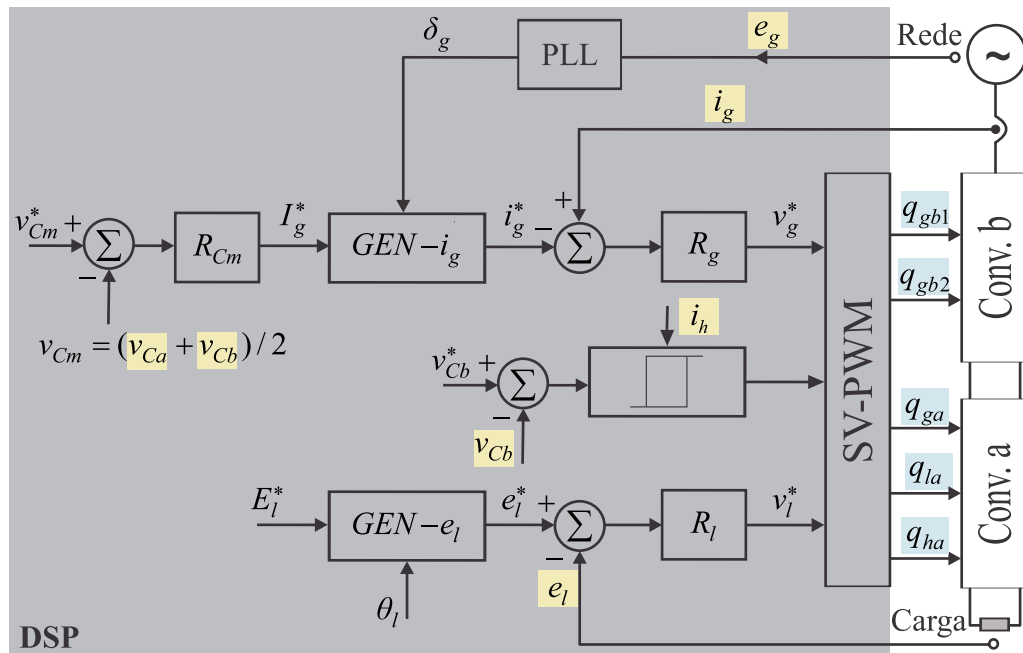


Figura 2.11: Vetores da diagonal principal do plano $v_g \times v_l$ da configuração 5LS ($v_g = v_l$). (a) Operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (b) Operação com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (c) Operação com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$.

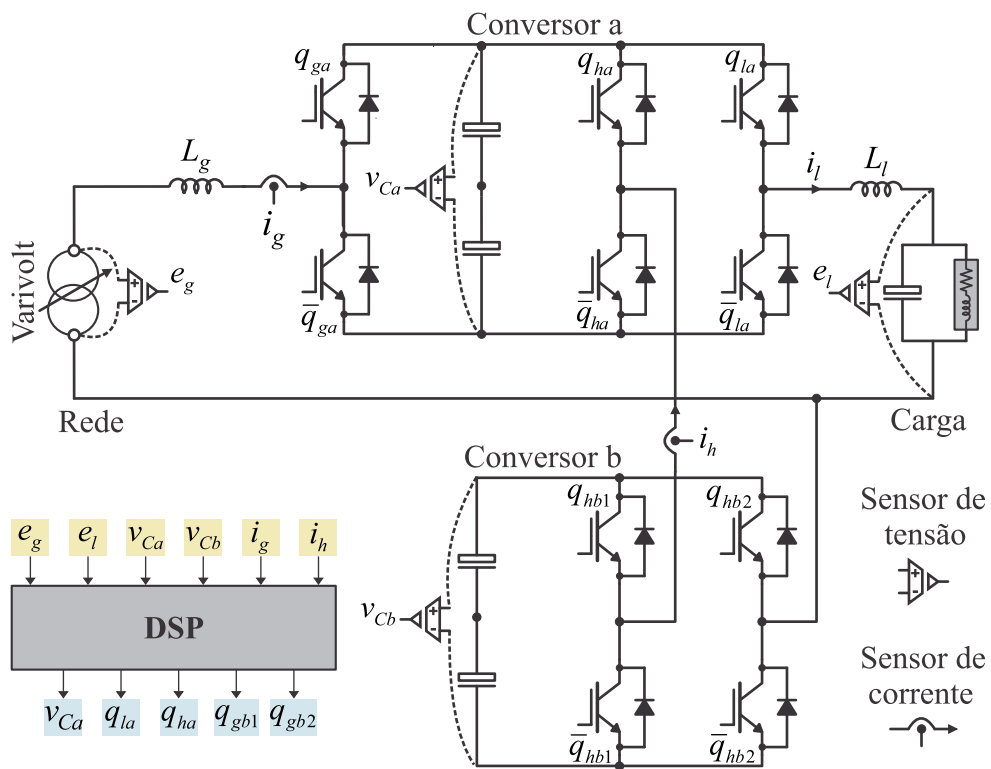
influencia na distribuição de potência entre os conversores da topologia 5LS (ver seção 2.7). No entanto, a utilização de μ_x para este controle faz com que a topologia 5LT não gere tensões otimizadas.

2.6 Estratégia de Controle

O diagrama de blocos do sistema de controle da configuração 5LS é apresentado na Figura 2.12(a). O valor médio das tensões dos barramentos CC, $v_{Cm} = (v_{Ca} + v_{Cb})/2$, é regulado por meio de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{Cm} e descrito em (OGATA, 2003). Este controlador determina a amplitude de referência I_g^* da corrente da rede de alimentação monofásica.



(a)



(b)

Figura 2.12: Sistema de controle proposto para a topologia 5LS. (a) Diagrama de blocos da estratégia. (b) Diagrama de implementação.

O controle do fator de potência da rede é feito a partir da sincronização da corrente instantânea de referência i_g^* com a tensão da rede monofásica e_g . O bloco PLL (do inglês *Phase-Locked-Loop*) detecta o ângulo (δ_g) da tensão da rede e_g . Esta sincronização é representada pelo bloco $GEN - i_g$, que utiliza a amplitude fornecida pelo controlador R_{Cm} e a fase obtida pela PLL para gerar a corrente de referência na entrada do sistema.

A corrente de entrada é controlada por um controlador PI síncrono de dupla sequência (controladores de sequência positiva e negativa) definido em (JACOBINA et al., 2001a), representado no diagrama pelo bloco R_g . Quando a variável que se deseja controlar é senoidal, o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente. Já o controlador de dupla sequência garante o erro nulo para uma variável de natureza alternada que possua frequência igual a ω_e , pois o controlador fornece ganho infinito para sinais de entrada que possuam essa frequência. O modelo contínuo desse controlador é descrito pelas seguintes equações

$$px_1 = x_2 + 2k_i\varepsilon_g \quad (2.55)$$

$$px_2 = -\omega_e^2 x_1 \quad (2.56)$$

$$v_g^* = x_1 + 2k_p\varepsilon_g \quad (2.57)$$

onde x_1 e x_2 são as variáveis de estado do controlador, k_p e k_i são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador, v_g^* é a saída do controlador e $\varepsilon_g = i_g - i_g^*$ é o erro de corrente. Nesse caso, o controle de corrente define a tensão de referência de entrada do conversor, v_g^* , e a frequência do controlador R_g é igual à frequência da rede elétrica. Ao longo deste trabalho, foi utilizada a versão discreta do controlador síncrono de dupla sequência, conforme apresentando em (JACOBINA et al., 2001a).

A tensão instantânea de referência da carga, e_l^* , é obtida a partir de uma amplitude (E_l^*) e um ângulo (θ_l) de referência através do bloco $GEN - e_l$ (similar ao $GEN-i_g$). A regulação da tensão da carga também é realizada por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_l , que define a tensão de referência de saída do conversor, v_l^* . Vale a pena ressaltar que o ângulo θ_l pode ser selecionado a fim de reduzir a corrente no ramo compartilhado (ver subseção 2.3.1).

Além de regular o valor médio das tensões dos barramentos CC (v_{Cm}), é preciso manter v_{Ca} e v_{Cb} iguais aos seus valores de referência. Para esta finalidade, uma estratégia de

regulação de tensão por histerese é usada para regular v_{Cb} . É importante destacar que, como a tensão média dos barramentos já está sendo controlada por um PI convencional, utilizar a técnica de regulação de tensão para controlar v_{Cb} fará, por conseguinte, que v_{Ca} seja controlado. A análise de potência nos conversores da topologia 5LS e o método de balanceamento dos barramentos CC são detalhados na próxima seção.

O diagrama de implementação do sistema é mostrado na Figura 2.12(b). A plataforma experimental é composta por dez chaves de potência (IGBTs), um varivolt, seis sensores e um processador digital de sinais (DSP). As variáveis e_g , e_l , v_{Ca} , v_{Cb} , i_g e i_h são medidas pelos sensores e encaminhadas para o DSP, que executa a estratégia de controle e a técnica SV-PWM para obtenção dos estados das chaves (q_{ga} , q_{la} , q_{ha} , q_{hb1} e q_{hb2}).

2.7 Análise de Potência dos Conversores

Uma das principais limitações de estruturas de conversão multiníveis é o desbalanceamento entre diferentes níveis. Para controlar a tensão do barramento CC de um conversor é preciso regular sua potência. Nesta subseção é apresentado o estudo das potências dos conversores da configuração 5LS, bem como um método que permite balancear as tensões dos barramentos CC.

2.7.1 Potências dos barramentos CC

Os valores instantâneos das potências nos barramentos CC dos conversores 'a' e 'b' (representados por p_{Ca} e p_{Cb} , respectivamente) podem ser expressos em função das tensões de polo, como segue

$$p_{Ca} = i_g(v_{ga0_a} - v_{ha0_a}) - i_l(v_{la0_a} - v_{ha0_a}) \quad (2.58)$$

$$p_{Cb} = -i_h(v_{hb10_b} - v_{hb20_b}). \quad (2.59)$$

Como $v_{gha} = v_{ga0_a} - v_{ha0_a}$, $v_{lha} = v_{la0_a} - v_{ha0_a}$ e $v_{hb} = v_{hb10_b} - v_{hb20_b}$ [ver (2.6)-(2.8)], obtêm-se

$$p_{Ca} = i_g v_{gha} - i_l v_{lha} \quad (2.60)$$

$$p_{Cb} = -i_h v_{hb} \quad (2.61)$$

mas $v_{gha} = v_g - v_{hb}$ e $v_{lha} = v_l - v_{hb}$ [ver (2.4) e (2.5)], logo (2.60) se torna

$$p_{Ca} = i_g v_g - i_l v_l + (i_l - i_g) v_{hb} = i_g v_g - i_l v_l + i_h v_{hb} \quad (2.62)$$

com $i_h = i_l - i_g$ [ver (2.3)].

Por fim, as potências instantâneas p_{Ca} e p_{Cb} podem ser escritas como

$$p_{Ca} = p_{io} + p_v \quad (2.63)$$

$$p_{Cb} = -p_v \quad (2.64)$$

onde

$$p_{io} = i_g v_g - i_l v_l \quad (2.65)$$

$$p_v = i_h v_{hb}. \quad (2.66)$$

As tensões v_g e v_l são definidas pelos controladores R_g e R_l [ver Figura 2.12(a)], respectivamente, enquanto que v_{hb} é determinada pela estratégia PWM escalar e seu valor depende do parâmetro μ_x [ver (2.29) e (2.37)]. Portanto, é possível variar a potência p_v através do parâmetro μ_x , o que permite balancear as tensões dos barramentos CC. Os parâmetros μ_{ya} e μ_{yb} não afetam as potências dos conversores. As potências médias dos barramentos CC dos conversores 'a' e 'b' são representadas por P_{Ca} e P_{Cb} , respectivamente. Para o conversor 'a', quando P_{Ca} é positivo, v_{Ca} aumenta e, quando P_{Ca} é negativo, v_{Ca} diminui. Em se tratando do conversor 'b', a potência média P_{Cb} causa efeito similar na tensão v_{Cb} .

Ressalta-se que o controle das tensões dos barramentos a partir da estratégia PWM escalar (isto é, usando o parâmetro μ_x) faz com que a topologia 5LS não gere tensões v_g e v_l com níveis otimizados. Na próxima subseção é apresentada uma técnica de balanceamento dos barramentos CC por meio da estratégia SV-PWM que garante alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento.

2.7.2 Balanceamento dos barramentos CC

A configuração 5LS apresenta dois barramentos CC cujas tensões (v_{Ca} e v_{Cb}) devem operar de forma balanceada com $v_{Cb} = v_{Ca}$, $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ ou $v_{Cb} = 3v_{Ca}$. Conforme visto na seção anterior, além de regular o valor médio das tensões dos barramentos CC (v_{Cm}), é

necessário controlar individualmente a tensão de um dos dois barramentos CC para garantir que o sistema irá operar adequadamente.

Uma estratégia de regulação de tensão por histerese é usada para regular v_{Cb} . Quando o erro de tensão ($v_{Cb}^* - v_{Cb}$) estiver confinado dentro da banda de histerese, a estratégia SV-PWM é usada para reduzir perdas de chaveamento (ver seção 2.5), caso contrário, uma técnica de balanceamento dos barramentos CC é aplicada até que o erro de tensão volte a zero. Esta técnica é explicada a seguir.

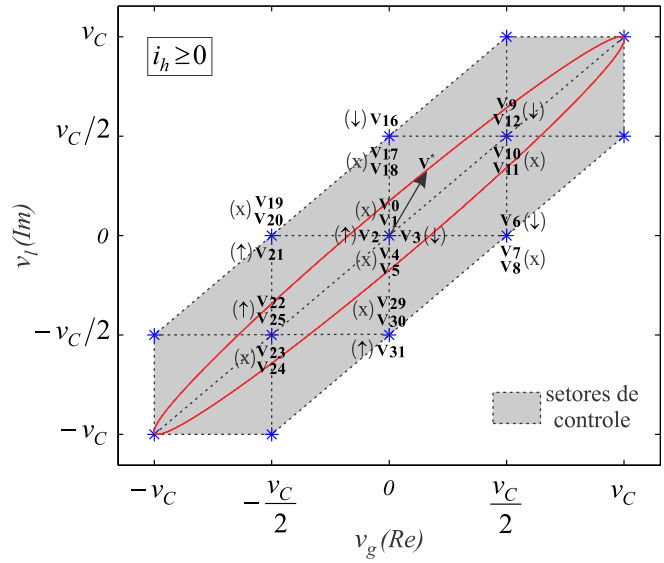
Conforme (2.14) e (2.15), as correntes que fluem através dos barramentos CC dos conversores 'a' e 'b' (i_{Ca} e i_{Cb}) são função dos estados das chaves. Na Tabela 2.7 são apresentados os efeitos gerados em v_{Cb} de acordo com os estados das chaves do conversor 'b' (q_{hb1} and q_{hb2}) quando $i_h \geq 0$. Os efeitos opostos são observados quando $i_h < 0$. Constata-se que, através dos estados da chaves q_{hb1} e q_{hb2} , pode-se manter (x), aumentar (\uparrow) ou diminuir (\downarrow) a tensão v_{Cb} .

Tabela 2.7: Efeitos gerados em v_{Cb} de acordo com os estados das chaves do conversor 'b' (q_{hb1} e q_{hb2}) quando $i_h \geq 0$

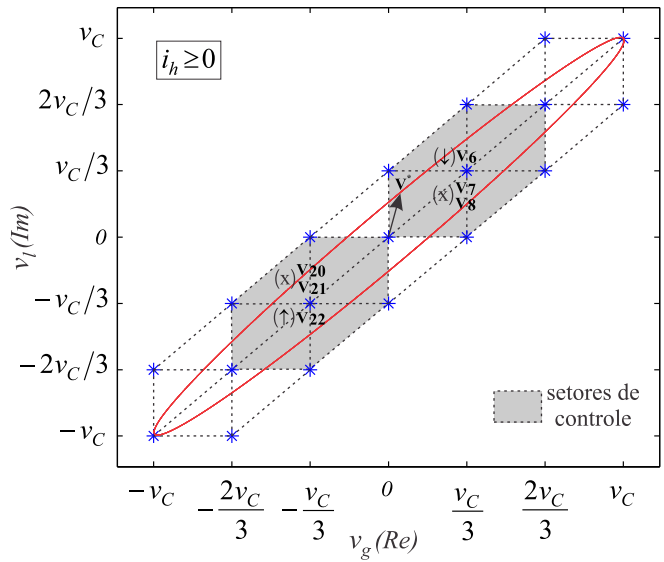
$[q_{hb1}, q_{hb2}]$	i_{Cb}	efeito em v_{Cb}
[0,0]	0	mantém (x)
[0,1]	i_h	aumenta (\uparrow)
[1,0]	$-i_h$	diminui (\downarrow)
[1,1]	0	mantém (x)

Para operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$ ou $v_{Cb} = 2v_{Ca}$, alguns vetores redundantes têm diferentes contribuições nas correntes i_{Ca} e i_{Cb} , possibilitando o balanceamento dos barramentos CC ao mesmo tempo que gera tensões v_g e v_l otimizadas (utilizam-se os vetores que estão nos vértices do setor no qual a referência se encontra). No entanto, quando $v_{Cb} = 3v_{Ca}$, o número de vetores redundantes diminui consideravelmente e não existem redundâncias com diferentes efeitos nas correntes i_{Ca} e i_{Cb} . Neste caso, é necessário utilizar vetores de tensão mais distantes para controlar o fluxo de potência nos barramentos, aumentando a distorção harmônica das tensões geradas.

A técnica de controle da tensão do barramento CC do conversor 'b' está ilustrada na Figura 2.13, onde se observa o plano v_g x v_l contendo somente os vetores redundantes com diferentes contribuições na corrente i_{Cb} quando $i_h \geq 0$ para os casos $v_{Cb} = v_{Ca}$ e $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. Além disso, é mostrada a trajetória descrita pelo vetor de referência \mathbf{v}^* com $\theta_{lg} = 10^\circ$. A



(a)



(b)

Figura 2.13: Controle da tensão do barramento do conversor 'b' no plano v_g x v_l quando $i_h \geq 0$. (a) Operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (b) Operação com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$.

área sombreada destaca os setores em que o controle de v_{Cb} pode ser realizado.

O controle de v_{Cb} consiste em selecionar o vetor redundante a ser usado de acordo com a direção da corrente do ramo compartilhado i_h . Por exemplo, para operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$ [ver Figura 2.13(a)], quando $i_h \geq 0$, se \mathbf{v}_2 for usado, v_{Cb} aumenta. Por outro lado, se \mathbf{v}_3 for usado, v_{Cb} diminui.

2.8 Resultados de Simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação da topologia 5LS obtidos com o programa de simulação MATLAB®. Tanto para os resultados de simulação, como também para os resultados experimentais, a configuração 5LS operou com os seguintes parâmetros: capacitores dos barramentos CC com capacitância $C = 2200\mu\text{F}$, tensões dos barramentos $v_{Cb} = v_{Ca} = 65\text{V}$ e $v_{Cb} = 2v_{Ca} = 87\text{V}$, frequência de amostragem $f_{am} = 10\text{kHz}$, amplitude de tensão da rede elétrica $E_g = 100\text{V}$, carga RL com $E_l = 100\text{V}$ e $\cos(\phi_l) = 0.98$, indutâncias de filtro $l_g = l_l = 7\text{mH}$. A banda de histerese utilizada no controle de v_{Cb} foi $\pm 2\%$.

Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da configuração 5LS (v_{Cm} , v_{Ca} e v_{Cb}) são mostrados nas Figuras 2.14 e 2.15 no intervalo de 0 a 4s.

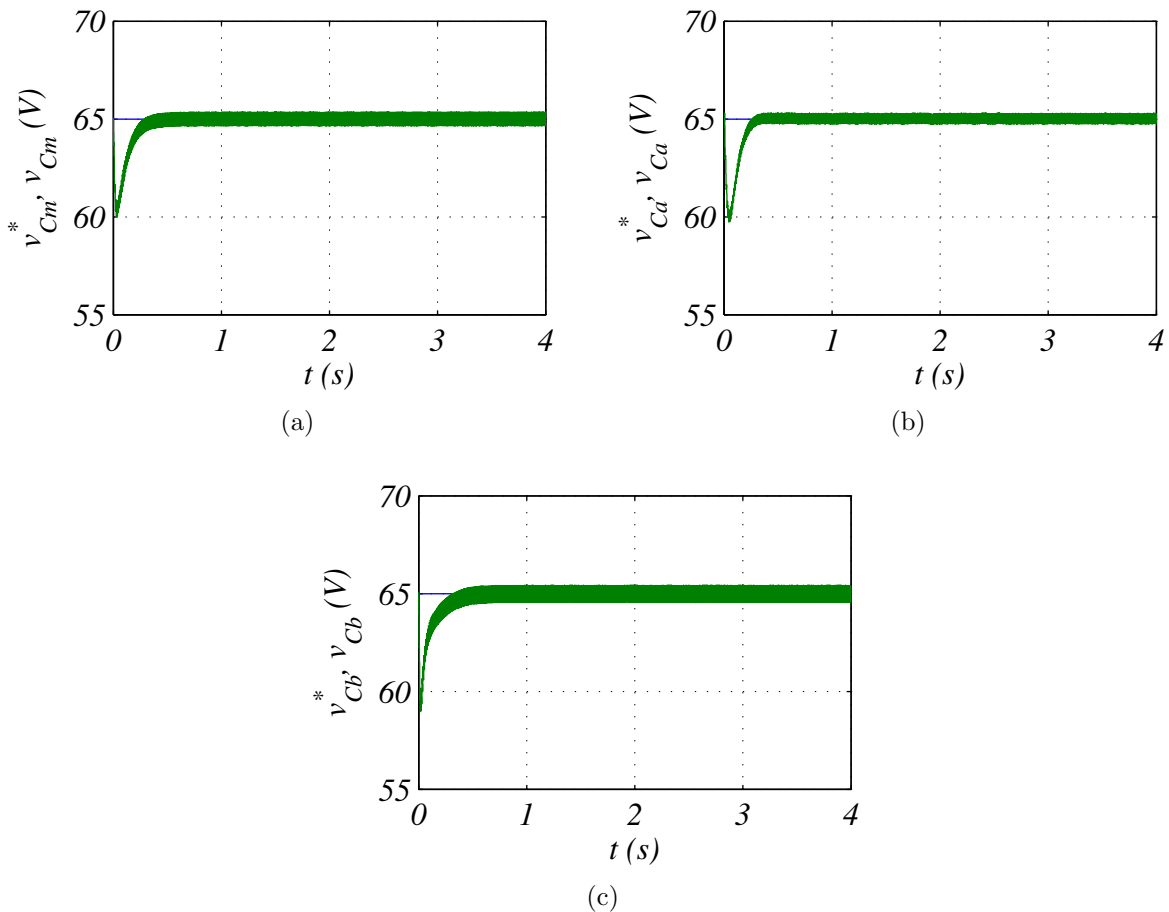


Figura 2.14: Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'.

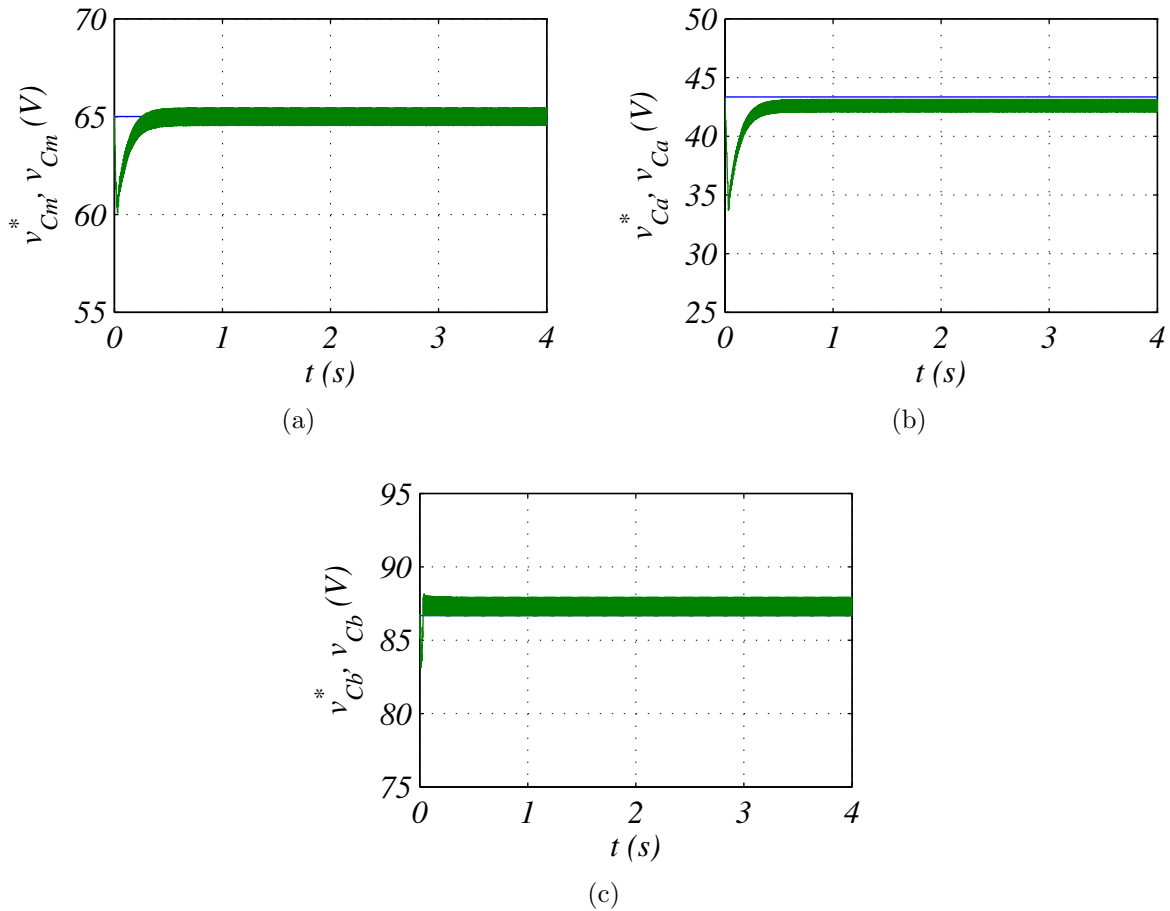


Figura 2.15: Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'.

Nas Figuras 2.16 e 2.17 encontram-se os resultados de simulação em regime permanente (obtidos no intervalo de 1.9 a 2s) referentes a todas as grandezas controladas do sistema e a tensão gerada na entrada da estrutura (v_g). As curvas apresentadas são: tensões nos barramentos CC (v_{Cm} , v_{Ca} e v_{Cb}), corrente da rede (i_g), tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede; tensão da carga (e_l) e tensão na entrada do conversor (v_g). A tensão na saída do conversor (v_l) não é apresentada pois é semelhante à tensão v_g .

Apenas o barramento CC do conversor 'b' teve sua tensão (v_{Cb}) controlada diretamente. De forma complementar, foi feito o controle da tensão média dos barramentos (v_{Cm}). Inicialmente, mostram-se nas Figura 2.16(a) e 2.17(a) o controle da tensão média dos barramentos CC. Nas Figuras 2.16(b), 2.16(c), 2.17(b), 2.17(c) são mostradas as convergências das tensões dos barramentos CC para os valores de referência.

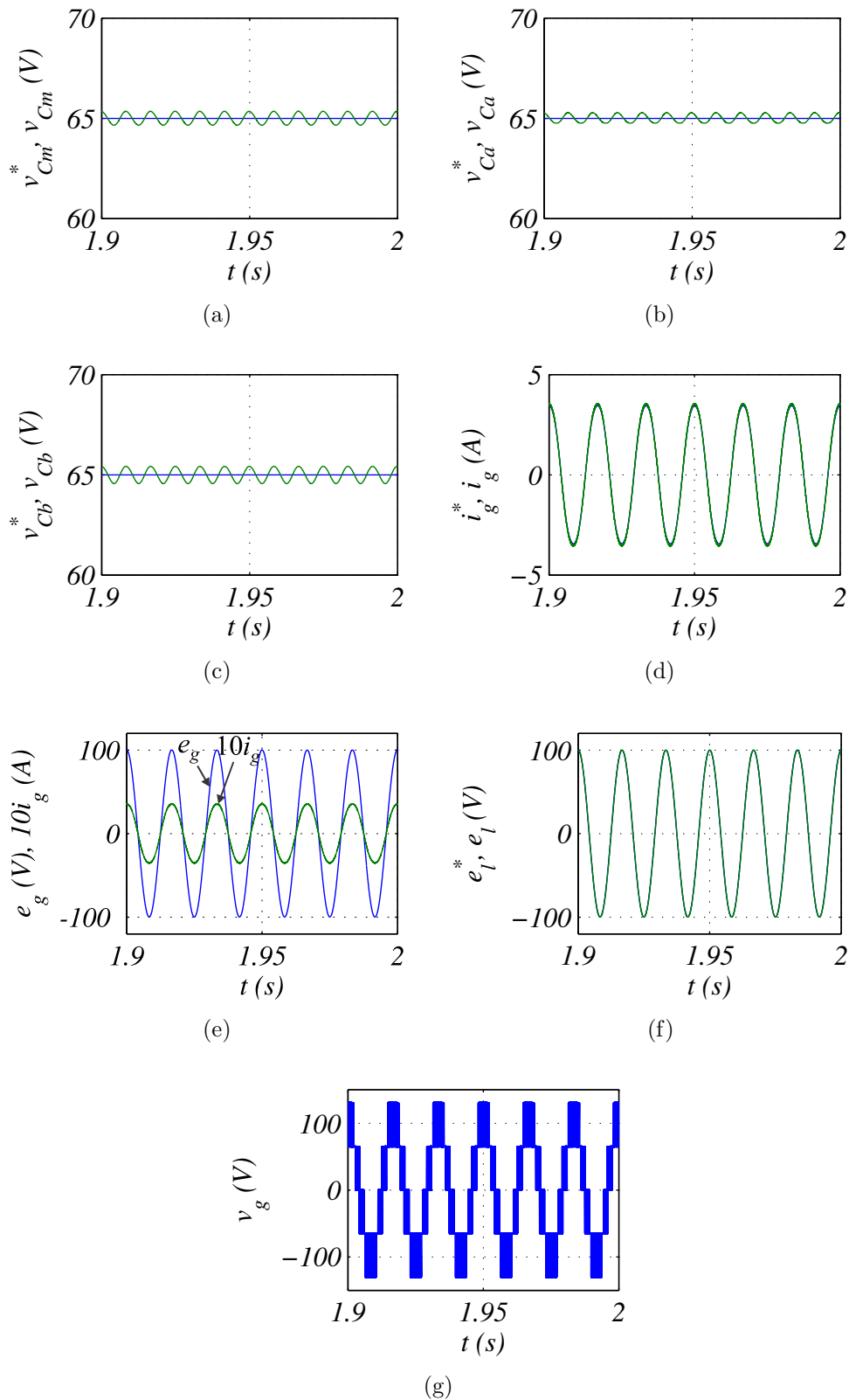


Figura 2.16: Resultados de simulação em regime permanente da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'. (d) Corrente da rede. (e) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (f) Tensão na carga. (g) Tensão gerada na entrada.

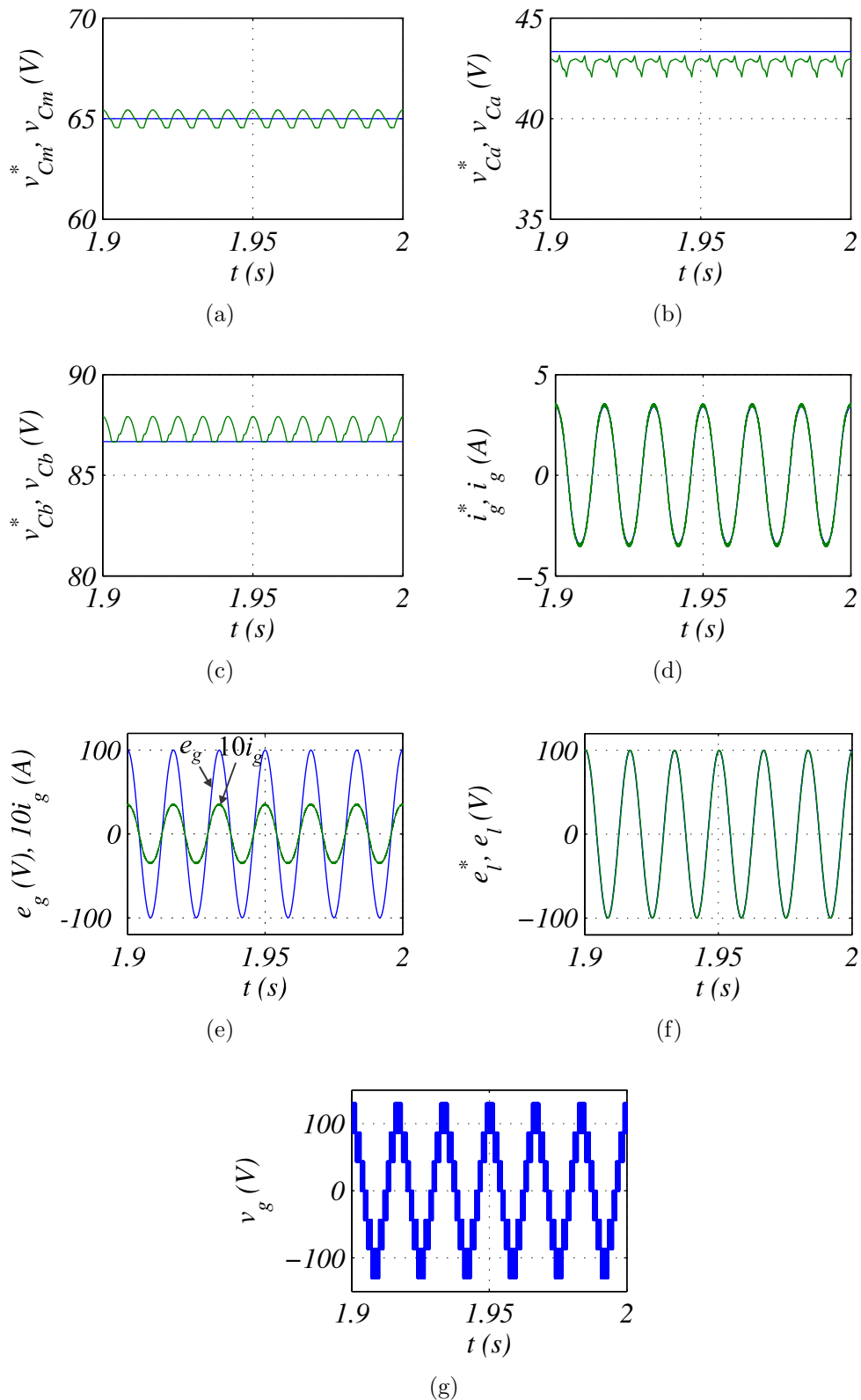


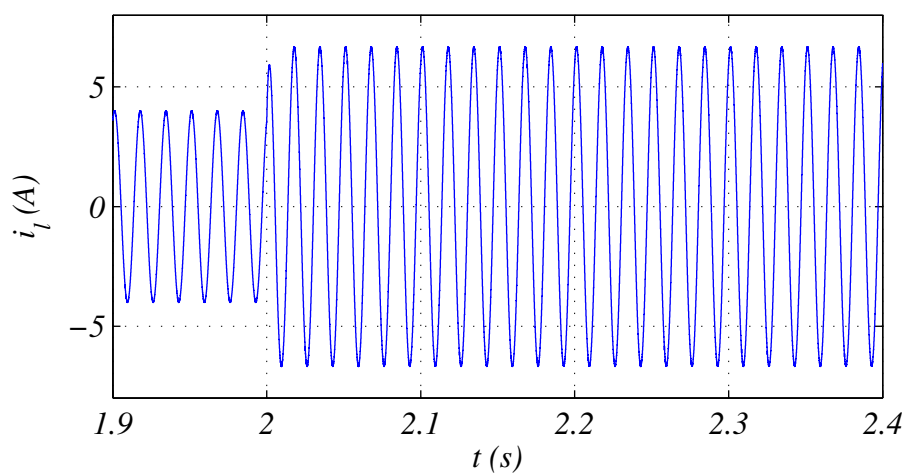
Figura 2.17: Resultados de simulação em regime permanente da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 'a'. (c) Tensão do barramento CC do conversor 'b'. (d) Corrente da rede. (e) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (f) Tensão na carga. (g) Tensão gerada na entrada.

Nas Figuras 2.16(d) e 2.17(d), tem-se a corrente de entrada controlada com amplitude definida pelo controle da tensão média dos barramentos CC. A referência da corrente da rede foi definida para que o fator de potência da entrada tenha valor unitário. Nas Figuras 2.16(e) e 2.17(e), observa-se a corrente de entrada, i_g , em fase com a tensão da rede, e_g . Para uma melhor visualização a corrente i_g foi ampliada em dez vezes. Nas Figuras 2.16(f) e 2.17(f), observa-se o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes. Finalmente, é apresentada nas Figuras 2.16(g) e 2.17(g) a tensão gerada na entrada da estrutura (v_g).

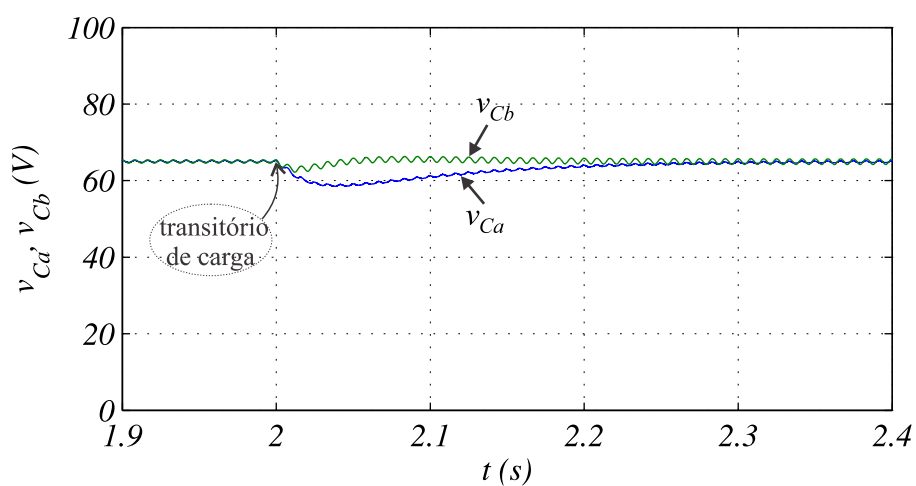
Uma variação na carga é efetuada em $t = 2s$ com a finalidade de avaliar o desempenho do sistema de controle proposto, conforme mostrado nas Figuras 2.18 e 2.19. O transitório de carga foi feito mantendo o fator de potência constante e reduzindo a amplitude da impedância da carga em 40% em relação ao valor inicial, como pode ser visto nas Figuras 2.18(a) e 2.19(a). Nota-se, a partir das Figuras 2.18(b), 2.18(c), 2.19(b) e 2.19(c), que após o transitório as tensões dos barramentos se encontram balanceadas novamente e a tensão na carga permanece constante. Comportamento semelhante é observado quando o transitório consiste no aumento da amplitude da impedância da carga em 40% em relação ao valor inicial. Como a tensão da carga é regulada com amplitude e fase constantes, à medida que a impedância é reduzida, a corrente aumenta. Vale salientar que quando a impedância da carga é altamente reduzida, necessita-se de um elemento de proteção no circuito (fusível ou disjuntor, por exemplo) para interromper a corrente elétrica e evitar que as chaves semicondutoras sejam danificadas.

2.9 Resultados Experimentais

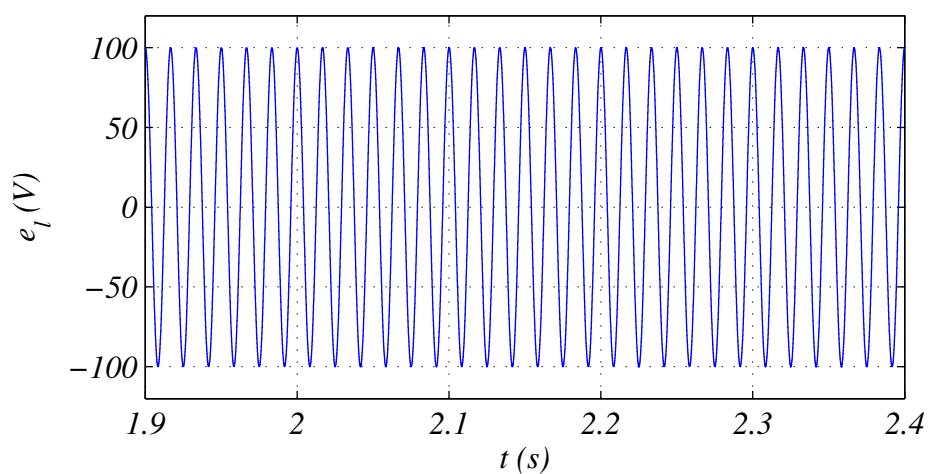
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais da topologia CA-CC-CA monofásica proposta, a fim de validar o seu funcionamento, bem como das estratégias de modulação PWM e de controle propostas. Os resultados experimentais do comportamento dinâmico e em regime permanente dessa estrutura, e das estruturas CA-CC-CA trifásicas estudadas no Capítulo 3, foram obtidos através de uma plataforma de desenvolvimento experimental equipada com quatro conversores de três braços compostos por chaves IGBT da SEMIKRON. Os módulos IGBT são do modelo SKM50GB123D e com drives dedicados (SKHI23). Cada conversor é conectado a um barramento CC com capacitores de $2200\mu F$. Um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 e um conjunto de sensores e placas



(a)



(b)



(c)

Figura 2.18: Resultados de simulação da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$ - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na carga.

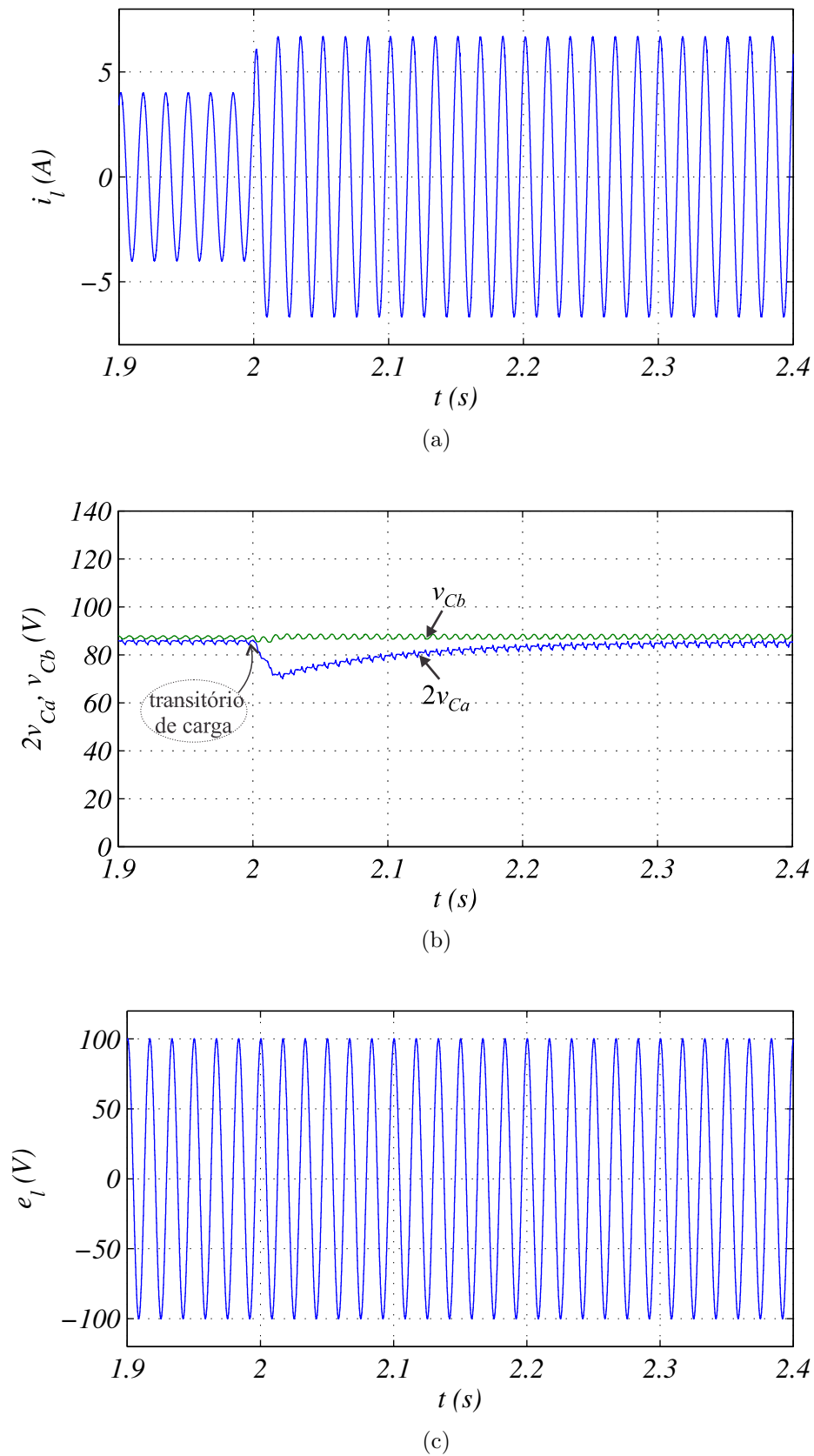
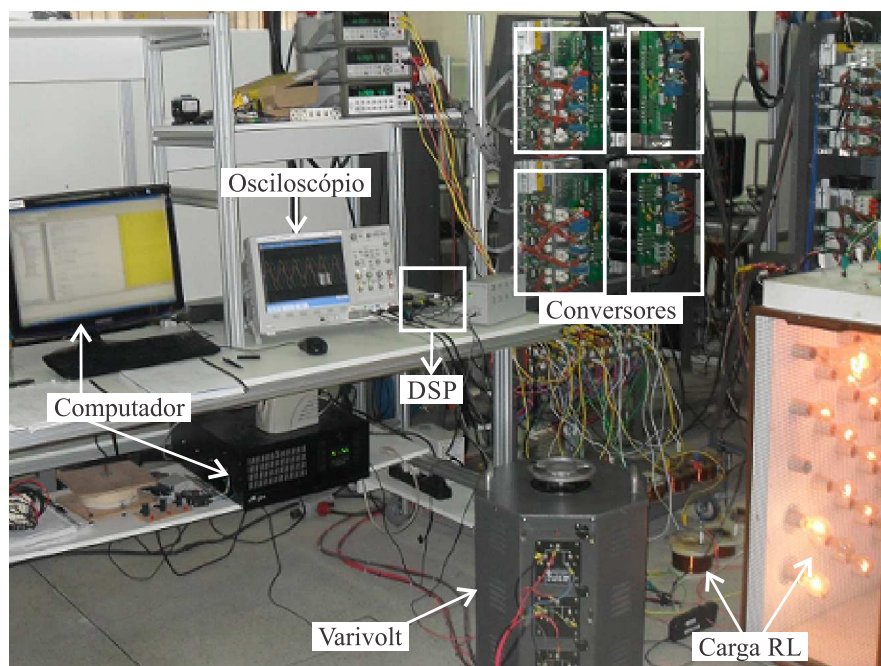
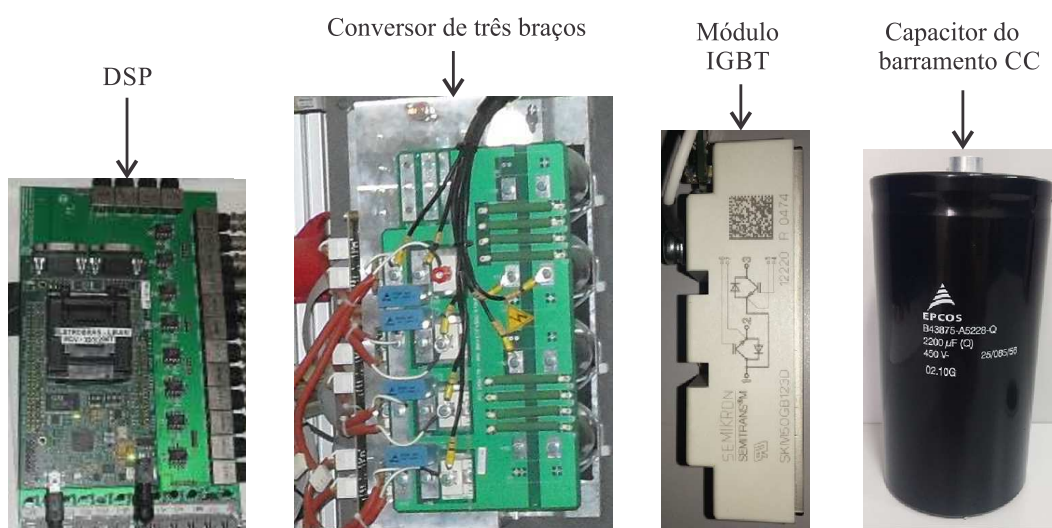


Figura 2.19: Resultados de simulação da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na carga.



(a)



(b)

Figura 2.20: Plataforma experimental usada na obtenção de resultados experimentais das configurações CA-CC-CA. (a) Visão geral. (b) Principais componentes .

são usados para gerar os sinais enviados para acionar as chaves. Uma visão geral da plataforma experimental é ilustrada na Figura 2.20(a), onde alguns dispositivos estão destacados. Os principais componentes do sistema podem ser observados na Figura 2.20(b). A frequência de amostragem usada para a obtenção dos resultados foi de 10kHz.

Os resultados experimentais foram obtidos nas mesmas condições dos resultados de simulação para o caso $v_{Cb} = v_{Ca}$. Na Figura 2.21 são apresentados resultados experimentais da configuração 5LS obtidos em regime permanente. Esta figura do osciloscópio mostra as variáveis controladas do sistema: corrente da rede (i_g), tensão na carga (e_l) e tensões dos barramentos CC (v_{Ca} e v_{Cb}). Consta-se que todas as variáveis são adequadamente controladas.

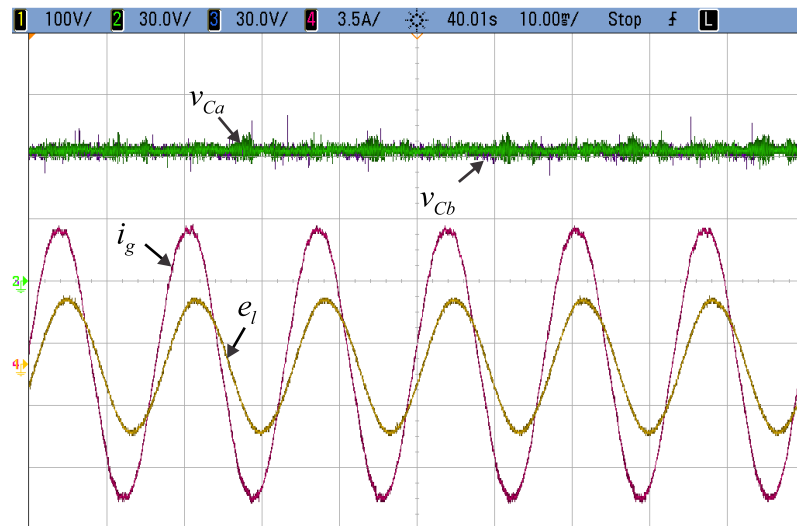
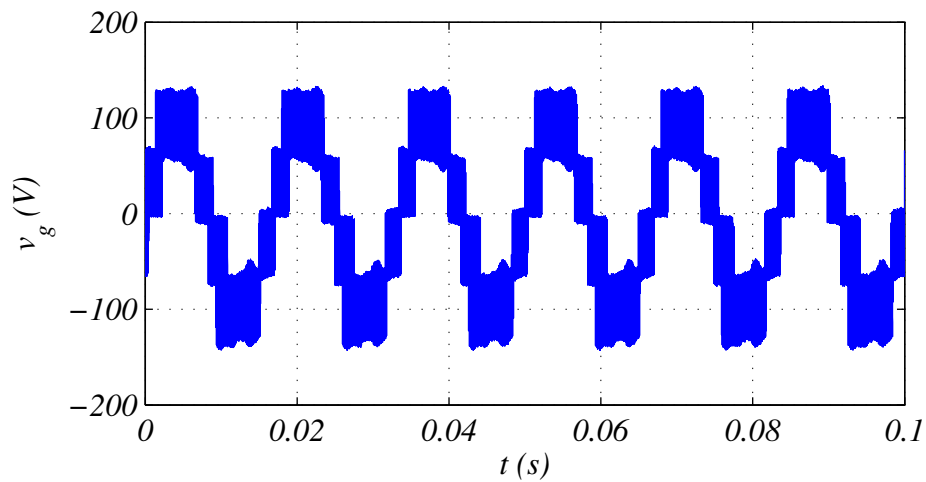
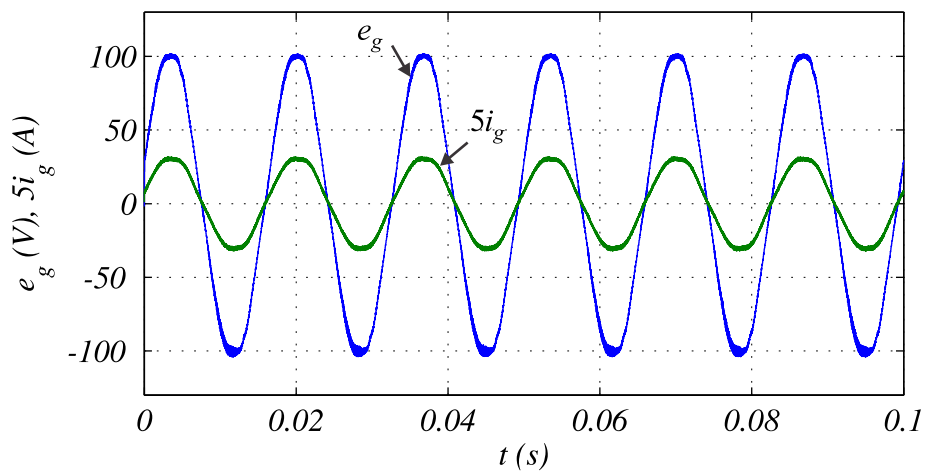


Figura 2.21: Resultados experimentais em regime permanente da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$.

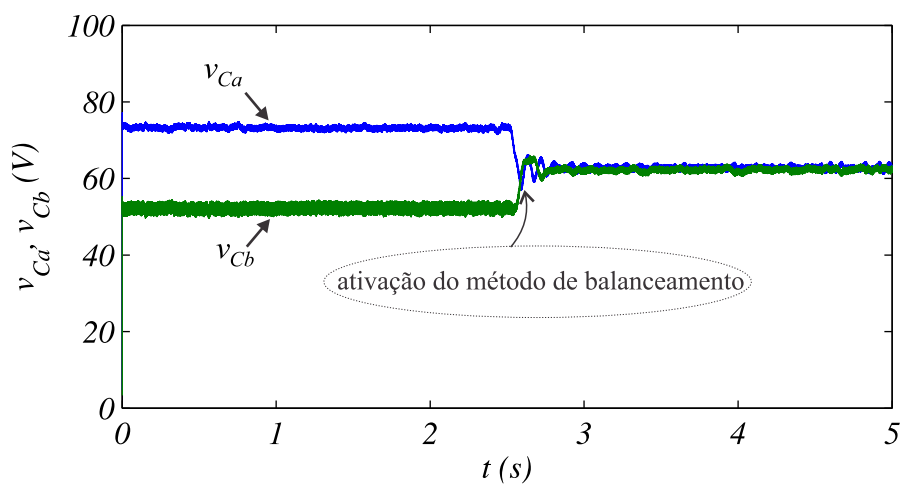
Outros detalhes da operação do sistema podem ser vistos na Figura 2.22 (pontos obtidos do osciloscópio). As curvas mostradas nas Figuras 2.22(a) e 2.22(b) foram obtidas no final do intervalo de tempo das tensões dos barramentos CC ilustradas na Figura 2.22(c). Na Figura 2.22(a) é apresentada a tensão gerada na entrada do conversor (v_g) e na Figura 2.22(b) o controle do fator de potência da rede, onde se observa o sincronismo entre a corrente (i_g) e a tensão (e_g) da rede. As tensões dos barramentos CC (v_{Ca} e v_{Cb}) foram obtidas com o método de balanceamento desativado durante o intervalo $0 \leq t \leq 2.7s$ e ativado durante o intervalo $2.7s < t \leq 5s$. Verifica-se que enquanto o método de balanceamento não está ativo, as tensões dos barramentos CC se encontram desbalanceadas. Após ativação deste método, as tensões v_{Ca} e v_{Cb} atingem o balanceamento.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.22: Resultados experimentais da topologia 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$.
 (a) Tensão gerada na entrada. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Tensões dos barramentos CC.

2.10 Conclusões

Foi analisada, neste capítulo, a topologia CA-CC-CA monofásica 5LS ilustrada na Figura 2.3. Para esta configuração foram apresentadas: equações do modelo dinâmico, estudo de esforço nas chaves, estratégia SV-PWM, estratégia de controle e resultados de simulações e experimentais. Por meio da aplicação da estratégia de modulação PWM e do sistema de controle, ambos propostos, foi possível obter o controle da corrente de entrada com a maximização do fator de potência; a regulação das tensões dos barramentos CC; realizar a divisão do fluxo de potência entre os módulos da topologia; o controle da tensão da carga com amplitude e frequência constantes. Observou-se que os objetivos do sistema de controle foram alcançados. Frente ao conversor 3LS, a configuração 5LS permite reduzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência introduzindo um conversor extra, do tipo HB (conversor 'b'), de baixa potência no ramo de baixa corrente (i_h), possibilitando a redução de perdas por chaveamento. A operação com a tensão do barramento CC do conversor 'a' diferente da tensão do barramento CC do conversor 'b' foi explorada com a finalidade de maximizar o número de níveis das tensões geradas. Esta topologia é comparada de forma quantitativa, no Capítulo 5, com a configuração convencional 3LS em aspectos como distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores.

3

Conversores CA-CC-CA Trifásicos

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias CA-CC-CA trifásicas (9LT e 12LT) constituídas a partir da associação de módulos de três braços (3L). Tais estruturas podem ser aplicadas como reguladores de tensão de linha, dispositivos para correção de fator de potência, UPS e no acionamento de máquinas elétricas trifásicas. Do mesmo modo que no capítulo anterior, para cada uma das configurações, é mostrado seu respectivo modelo dinâmico e são estabelecidas estratégias PWM com o objetivo de determinar os momentos em que as chaves de potência ficam abertas ou fechadas. A estratégia de controle para essas topologias garante tensões nos capacitores individualmente controladas, amplitude e frequência das tensões nos terminais da carga constantes. O controle do fator de potência da rede trifásica permite a obtenção de correntes de entrada senoidais em fase com as tensões da rede, resultando numa maximização do fator de potência na entrada.

3.2 Configuração 9LT

A topologia 9LT é composta por três módulos 3L monofásicos, um em cada fase do sistema, contabilizando nove braços (dezoito chaves) e três barramentos CC na estrutura completa, como pode ser observado na Figura 3.1. Esta topologia possui uma fonte primária de tensão trifásica (rede), uma carga trifásica, indutores de filtro (L_g no lado da rede e L_l

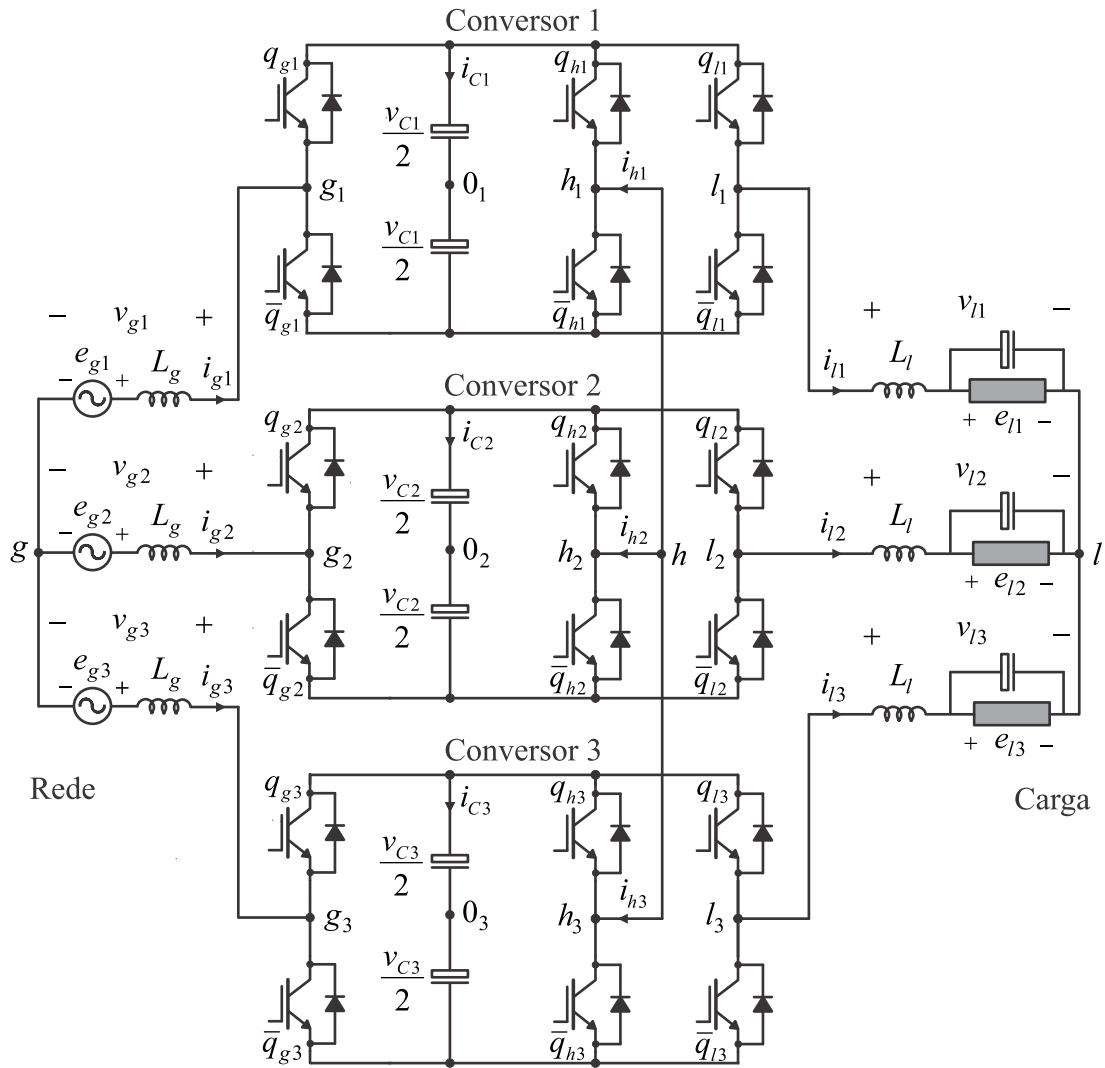


Figura 3.1: Configuração 9LT.

no lado da carga) e capacitores de filtro no lado da carga. Cada um dos três conversores que formam essa estrutura apresenta um braço conectado à entrada, um braço conectado à saída e um braço conectado ao ponto central h . O conversor 1 é formado pelas chaves q_{g1} , \bar{q}_{g1} , q_{h1} , \bar{q}_{h1} , q_{l1} e \bar{q}_{l1} , o conversor 2 é formado pelas chaves q_{g2} , \bar{q}_{g2} , q_{h2} , \bar{q}_{h2} , q_{l2} e \bar{q}_{l2} e o conversor 3 é formado pelas chaves q_{g3} , \bar{q}_{g3} , q_{h3} , \bar{q}_{h3} , q_{l3} e \bar{q}_{l3} .

3.2.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia 9LT está ilustrado na Figura 3.1. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 3.2 o modelo de circuito equivalente simplificado considerando cada braço como sendo uma fonte chaveada.

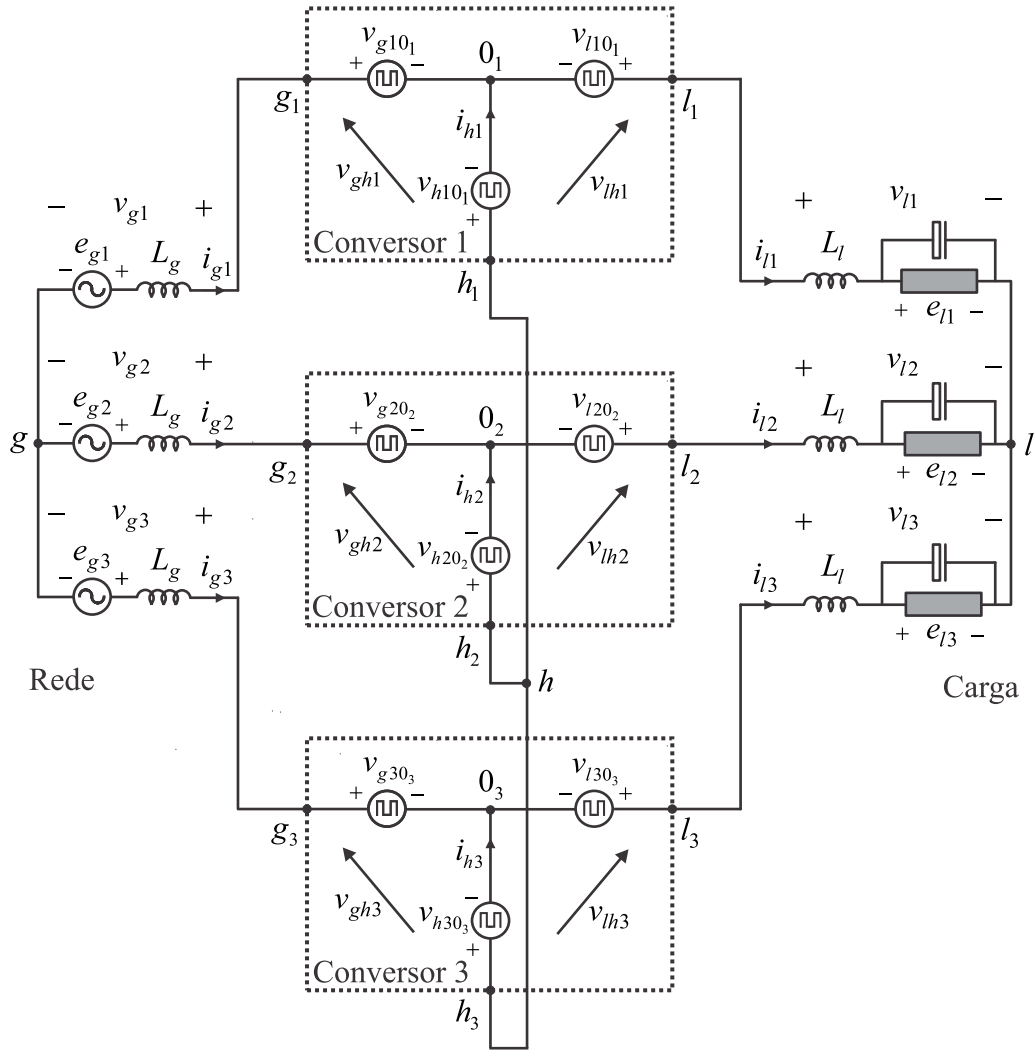


Figura 3.2: Circuito equivalente simplificado da configuração 9LT.

Com base na Figura 3.2 e utilizando as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes, podem-se escrever as seguintes equações com $k = 1, 2$ e 3

$$e_{gk} = z_g i_{gk} + v_{gk} \tag{3.1}$$

$$e_{lk} = -z_l i_{lk} + v_{lk} \tag{3.2}$$

$$i_{lk} = i_{gk} + i_{hk}. \tag{3.3}$$

Nestas equações, e_{gk} são as tensões da rede, e_{lk} são as tensões da carga, i_{gk} são as correntes da rede, i_{lk} são as correntes da carga e i_{hk} são as correntes dos braços compartilhados.

As tensões de entrada (v_{gk}) e saída (v_{lk}) da topologia 9LT são obtidas aplicando a lei de

Kirchhoff das tensões no circuito, como segue

$$v_{gk} = v_{ghk} - v_{gh} \quad (3.4)$$

$$v_{lk} = v_{lhk} - v_{lh} \quad (3.5)$$

onde

$$v_{ghk} = v_{gk0_k} - v_{hk0_k} \quad (3.6)$$

$$v_{lhk} = v_{lk0_k} - v_{hk0_k}. \quad (3.7)$$

Assumindo que o sistema é simétrico, ou seja, $\sum_{k=1}^3 v_{gk} = 0$ e $\sum_{k=1}^3 v_{lk} = 0$, as expressões para as tensões entre os neutros g e l e o ponto central h (v_{gh} e v_{lh}) são

$$v_{gh} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{ghk} \quad (3.8)$$

$$v_{lh} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{lhk}. \quad (3.9)$$

As tensões de polo, v_{gk0_k} , v_{lk0_k} e v_{hk0_k} , são determinadas em função dos estados das chaves da seguinte forma

$$v_{gk0_k} = (2q_{gk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (3.10)$$

$$v_{lk0_k} = (2q_{lk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (3.11)$$

$$v_{hk0_k} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (3.12)$$

onde v_{Ck} são as tensões dos barramentos CC dos conversores e q_{gk} , q_{lk} e q_{hk} são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias. Por exemplo, quando $q_{g1} = 1$, a chave q_{g1} se encontra no estado fechado, quando $q_{g1} = 0$, a chave q_{g1} se encontra no estado aberto. Em cada braço, o estado da chave inferior é complementar ao estado da chave superior e vice-versa.

As correntes dos barramentos CC dos conversores (i_{Ck}) também podem ser calculadas em função dos estados das chaves, conforme mostrado a seguir

$$i_{Ck} = i_{gk}q_{gk} - i_{lk}q_{lk} + i_{hk}q_{hk}. \quad (3.13)$$

Do ponto de vista do controle, controladores das correntes da rede (i_{gk}) e das tensões da carga (e_{lk}) definem v_{gk} e v_{lk} , respectivamente.

3.2.2 Tensão dos Barramentos CC

Conforme mencionado no capítulo anterior, os esforços de tensão nas chaves dos conversores são definidos pelas tensões dos seus barramentos CC, que são dimensionadas em função das tensões a serem geradas na entrada (v_{gk}) e saída (v_{lk}) de cada topologia. Mesmo que as tensões v_{gk} e v_{lk} tenham mesma frequência, a defasagem entre elas ($\theta_{lg} = \theta_l - \theta_g$) precisa ser considerada para que as tensões necessárias nos barramentos CC dos conversores não precisem ser aumentadas.

Em se tratando do conversor convencional 5LT [ver Figura 1.5(b)], a seguinte relação define a tensão mínima do barramento CC ($v_{C_{5LT \min}}$)

$$v_{C_{5LT \min}} = \max\{|v_{gk} - v_{gw}|, |v_{lk} - v_{lw}|, |v_{gl1} - v_{gl3}|, |v_{gl2} - v_{gl3}|, |v_{g1} - v_{l2} - v_{gl3}|, |v_{g2} - v_{l1} - v_{gl3}|\} \quad (3.14)$$

onde $v_{glk} = v_{gk} - v_{lk}$, $k = 1, 2, 3$, $w = 1, 2, 3$ e $w \neq k$.

Para a configuração 9LT, a tensão mínima dos barramentos CC $v_{C \min}$ é definida por

$$v_{C \min} = \max\left\{\frac{|v_{gk} - v_{gw}|}{2}, \frac{|v_{lk} - v_{lw}|}{2}, \frac{|v_{glk} - v_{glw}|}{2}, \frac{|v_{glk} - v_{gw} + v_{lj}|}{3}\right\} \quad (3.15)$$

onde $v_{glw} = v_{gw} - v_{lw}$, $j = 1, 2, 3$ e $j \neq w \neq k$.

Na Figura 3.3 são apresentadas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC das configurações 5LT e 9LT em função do ângulo θ_{lg} , considerando $|v_{gk}| = |v_{lk}| = 1\text{pu}$ e $-180^\circ \leq \theta_{lg} \leq 180^\circ$.

Para ambas as configurações, v_{gk} e v_{lk} devem estar sincronizadas para que não seja necessário aumentar as tensões dos barramentos CC. O valor mínimo da tensão do barramento CC do conversor 5LT é $\sqrt{3}\text{pu}$ apenas quando $\theta_{lg} = 0^\circ$ [ver Figura 3.3(a)]. No caso da configuração 9LT, a tensão mínima de cada barramento CC é $\frac{\sqrt{3}}{2}\text{pu}$ no intervalo de sincronização $|\theta_{lg}| \leq 37^\circ$ [ver Figura 3.3(b)]. Portanto, o esforço de tensão nas chaves da topologia 9LT é metade em comparação ao conversor 5LT. Além disso, para a topologia 9LT, o ângulo θ_{lg} pode ser selecionado de forma a reduzir as correntes dos braços compartilhados (i_{hk}).

3.2.3 Cálculo das Tensões de Polo de Referência

O sistema de controle define quatro tensões de referência independentes v_{g1}^* , v_{g2}^* , v_{l1}^* e v_{l2}^* (note que $v_{g3}^* = -v_{g1}^* - v_{g2}^*$ e $v_{l3}^* = -v_{l1}^* - v_{l2}^*$). As nove tensões de polo de referência da

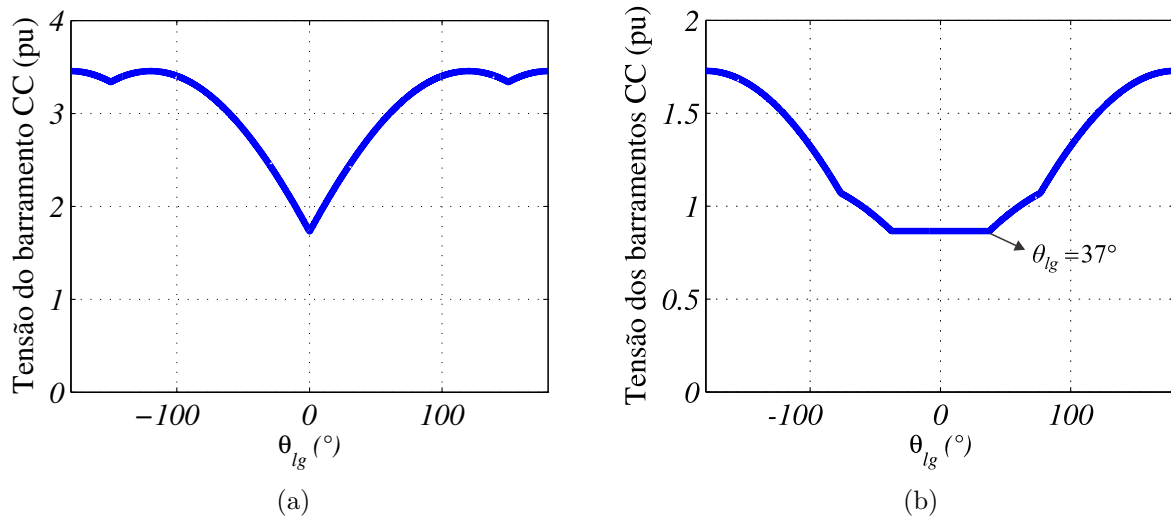


Figura 3.3: Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} (a) Conversor 5LT. (b) Configuração 9LT.

estrutura são determinadas a partir dessas quatro tensões independentes. Portanto, cinco variáveis auxiliares, denominadas v_{gh}^* , v_{lh}^* e v_{yk}^* (com $k = 1, 2$ e 3) devem ser introduzidas. A seguir é mostrado como o cálculo destas variáveis auxiliares é feito.

3.2.3.1 Determinação de v_{gh}^* a partir de v_{gk}^*

Considerando que as tensões de referência v_{gk}^* são fornecidas pelos controladores da rede e introduzindo a variável auxiliar v_{gh}^* , as seguintes relações são derivadas a partir de (3.4)

$$v_{gh1}^* = v_{g1}^* + v_{gh}^* \quad (3.16)$$

$$v_{gh2}^* = v_{g2}^* + v_{gh}^* \quad (3.17)$$

$$v_{gh3}^* = v_{g3}^* + v_{gh}^*. \quad (3.18)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{gh}^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{gh \max}^* = v_C^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.19)$$

$$v_{gh \min}^* = -v_C^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.20)$$

onde $v_C^* = v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^*$ é a tensão de referência dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3. A fim de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro μ_{gh} ($0 \leq \mu_{gh} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{gh}^* = \mu_{gh} v_{gh \max}^* + (1 - \mu_{gh}) v_{gh \min}^*. \quad (3.21)$$

Após selecionar μ_{gh} , a variável auxiliar v_{gh}^* é calculada e as tensões v_{ghk}^* são determinadas usando (3.16)-(3.18).

3.2.3.2 Determinação de v_{lh}^* a partir de v_{lk}^*

Dado que as tensões de referência v_{lk}^* são fornecidas pelos controladores da carga e introduzindo a variável auxiliar v_{lh}^* , as seguintes relações são derivadas a partir de (3.5)

$$v_{lh1}^* = v_{l1}^* + v_{lh}^* \quad (3.22)$$

$$v_{lh2}^* = v_{l2}^* + v_{lh}^* \quad (3.23)$$

$$v_{lh3}^* = v_{l3}^* + v_{lh}^*. \quad (3.24)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{lh}^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{lh \max}^* = v_C^* - \max\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\} \quad (3.25)$$

$$v_{lh \min}^* = -v_C^* - \min\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\}. \quad (3.26)$$

Com o objetivo de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro μ_{lh} ($0 \leq \mu_{lh} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{lh}^* = \mu_{lh} v_{lh \max}^* + (1 - \mu_{lh}) v_{lh \min}^*. \quad (3.27)$$

Após selecionar μ_{lh} , a variável auxiliar v_{lh}^* é calculada e as tensões v_{lhk}^* são determinadas usando (3.22)-(3.24).

3.2.3.3 Determinação de $v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ a partir de v_{ghk}^* e v_{lhk}^*

A partir de (3.6) e (3.7), pode-se escrever

$$v_{ghk}^* = v_{gk0_k}^* - v_{hk0_k}^* \quad (3.28)$$

$$v_{lhk}^* = v_{lk0_k}^* - v_{hk0_k}^*. \quad (3.29)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{yk}^* , as tensões de polo de referência são dadas por

$$v_{gk0_k}^* = v_{ghk}^* + v_{yk}^* \quad (3.30)$$

$$v_{lk0_k}^* = v_{lhk}^* + v_{yk}^* \quad (3.31)$$

$$v_{hk0_k}^* = v_{yk}^*. \quad (3.32)$$

As variáveis v_{yk}^* podem ser calculadas usando os parâmetros μ_{yk} ($0 \leq \mu_{yk} \leq 1$) por meio de

$$v_{yk}^* = \mu_{yk} v_{yk \max}^* + (1 - \mu_{yk}) v_{yk \min}^* \quad (3.33)$$

onde os limites $v_{yk \max}^*$ e $v_{yk \min}^*$ são dados por

$$v_{yk \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{v_{ghk}^*, v_{lhk}^*, 0\} \quad (3.34)$$

$$v_{yk \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{v_{ghk}^*, v_{lhk}^*, 0\}. \quad (3.35)$$

Uma vez selecionados os valores dos parâmetros μ_{yk} , as variáveis auxiliares v_{yk}^* são calculadas e as tensões de polo de referência $v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ são determinadas usando (3.30)-(3.32).

3.2.3.4 Seleção dos parâmetros μ_{gh} , μ_{lh} e μ_{yk}

A seleção dos parâmetros μ_{gh} , μ_{lh} e μ_{yk} afeta a distorção harmônica das tensões geradas e as perdas de chaveamento da topologia 9LT. Adicionalmente, os parâmetros μ_{gh} e μ_{lh} influenciam na distribuição de potência entre os conversores 1, 2 e 3 (ver subseção 3.2.6).

Em uma estratégia PWM escalar, os sinais de gatilho das chaves de potência são gerados através da comparação das tensões de polo de referência ($v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$) com portadoras triangulares de alta frequência. A otimização desta modulação depende da escolha de valores para os parâmetros μ_{gh} , μ_{lh} e μ_{yk} , o que não é uma solução trivial.

Neste trabalho é desenvolvida uma técnica SV-PWM (ver próxima subseção) que define os estados das chaves a partir de uma simples análise vetorial e permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento, bem como possibilita o balanceamento dos barramentos CC. Esta solução é obtida através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão (equivalente a selecionar valores para μ_{gh} , μ_{lh} e μ_{yk}).

3.2.4 Estratégias PWM

Nesta subseção, técnicas SV-PWM e LS-PWM (usada para implementar SV-PWM) são desenvolvidas e aplicadas a estrutura 9LT que opera com as tensões dos barramentos

CC iguais, isto é, $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$. Estas técnicas PWM têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo.

3.2.4.1 Estratégia SV-PWM

A análise vetorial baseada no uso simultâneo de todas as tensões de entrada e saída da topologia (v_{gk} e v_{lk}) resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões, uma vez que a configuração 9LT tem quatro tensões independentes. Uma abordagem mais simples que permite a geração de tensões otimizadas a partir de três planos similares e independentes é proposta neste trabalho, ao invés de utilizar a abordagem vetorial multidimensional que possui elevada complexidade computacional.

As tensões fornecidas pela topologia 9LT podem ser mapeadas em planos vetoriais v_{ghk} x v_{lhk} (ou seja, planos $k = 1, 2, 3$), como mostrado na Figura 3.4. Estes planos vetoriais são definidos de forma que as tensões v_{ghk} e v_{lhk} coincidam com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente. Cada triângulo é um setor cujos vértices são vetores de tensão. Um vetor de tensão no plano k pode ser representado por $\mathbf{v}_{nk} = v_{ghk} + iv_{lhk}$, com $n=0,1,2,\dots,7$. Todos os vetores de tensão, obtidos em função dos estados binários das chaves de potência $[q_{gk}, q_{lk}, q_{hk}]$, são apresentados na Tabela 3.1.

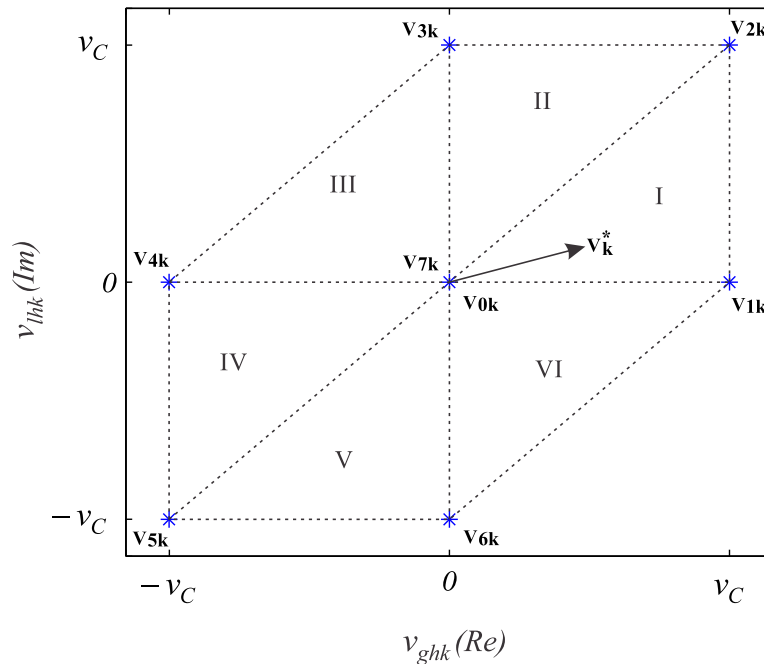
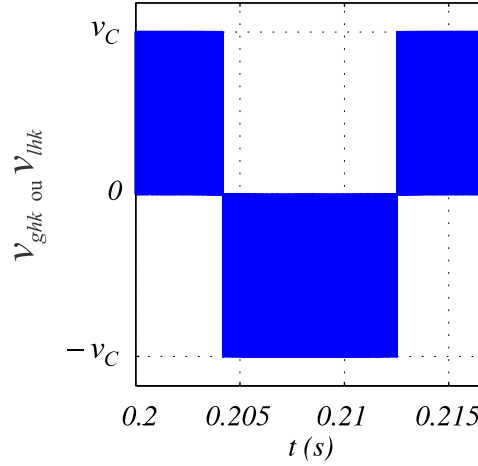


Figura 3.4: Planos vetoriais v_{ghk} x v_{lhk} da configuração 9LT.

Tabela 3.1: Vetores e tensões geradas nos planos v_{ghk} x v_{lhk} da configuração 9LT

$[q_{gk}, q_{lk}, q_{hk}]$	\mathbf{v}_{nk}	v_{ghk}	v_{lhk}
[0,0,0]	\mathbf{v}_{0k}	0	0
[1,0,0]	\mathbf{v}_{1k}	v_C	0
[1,1,0]	\mathbf{v}_{2k}	v_C	v_C
[0,1,0]	\mathbf{v}_{3k}	0	v_C
[0,1,1]	\mathbf{v}_{4k}	$-v_C$	0
[0,0,1]	\mathbf{v}_{5k}	$-v_C$	$-v_C$
[1,0,1]	\mathbf{v}_{6k}	0	$-v_C$
[1,1,1]	\mathbf{v}_{7k}	0	0

Existem oito possíveis combinações de estados das chaves q_{gk} , q_{lk} e q_{hk} resultando em vetores de tensão \mathbf{v}_{nk} que definem setores triangulares I, II, III, IV, V, e VI. As tensões v_{ghk} e v_{lhk} assumem três diferentes valores v_C , 0, ou $-v_C$, conforme mostrado na Figura 3.5.


 Figura 3.5: Níveis gerados das tensões v_{ghk} e v_{lhk} da configuração 9LT.

A estratégia SV-PWM desenvolvida é baseada na síntese de um vetor de tensão de referência a partir de três vetores que definem o setor (VAN DER BROECK et al., 1988). Assumindo que o vetor de referência representado por $\mathbf{v}_k^* = v_{ghk}^* + iv_{lhk}^*$ é constante dentro de um período de amostragem de duração T , e que os três vetores que definem o setor são \mathbf{v}_{xk} , \mathbf{v}_{yk} e \mathbf{v}_{zk} , obtém-se

$$\mathbf{v}_k^* = \mathbf{v}_{xk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{yk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zk} \frac{t_{zk}}{T}. \quad (3.36)$$

Decompondo (3.36) no eixo real (v_{ghk}) e no eixo imaginário (v_{lhk}), obtém-se

$$v_{ghk}^* = v_{xghk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{yghk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zghk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (3.37)$$

$$v_{lhk}^* = v_{xlhk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{ylhk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zlhk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (3.38)$$

onde t_{xk} , t_{yk} e t_{zk} são os tempos de aplicação de cada vetor que estão restritos à relação $T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}$.

Para cada setor dos planos $v_{ghk} \times v_{lhk}$, há duas possibilidades de escolha dos três vetores mais próximos a serem aplicados de forma a sintetizar o vetor de referência \mathbf{v}_k^* , porque há dois vetores nulos comuns a todos os setores (\mathbf{v}_{0k} e \mathbf{v}_{7k}), gerados por diferentes estados das chaves. Somente um dos dois vetores nulos é usado em cada setor. O número de mudanças nos estados das chaves foi um critério levado em consideração na escolha do vetor nulo, permitindo redução nas perdas de chaveamento.

Uma vez escolhidos os três vetores a serem usados, existem múltiplas soluções para a sequência de aplicação dos mesmos. No entanto, apenas uma sequência de aplicação, para cada setor, permite a otimização das tensões de entrada e saída do conversor (v_{gk} e v_{lk}), diminuindo sua distorção harmônica. Caso os vetores não sejam aplicados na sequência adequada, as tensões v_{gk} e v_{lk} apresentarão chaveamentos entre mais de três níveis, o que contribui para o aumento da distorção harmônica.

Considerando que os vetores de tensão são aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$), o vetor nulo usado e a sequência de aplicação dos três vetores de tensão, para cada setor, são mostrados na Tabela 3.2. Por exemplo, quando o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado no setor I, os vetores \mathbf{v}_{0k} , \mathbf{v}_{1k} e \mathbf{v}_{2k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$. Quando \mathbf{v}_k^* está localizado no setor IV, os vetores \mathbf{v}_{4k} , \mathbf{v}_{5k} e \mathbf{v}_{7k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$.

Tabela 3.2: Vetor nulo usado e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 9LT

setor	vetor nulo usado	sequência de aplicação
I	\mathbf{v}_{0k}	$\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$
II	\mathbf{v}_{0k}	$\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$
III	\mathbf{v}_{0k}	$\mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k}$
IV	\mathbf{v}_{7k}	$\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$
V	\mathbf{v}_{7k}	$\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$
VI	\mathbf{v}_{7k}	$\mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k}$

Vale salientar que a técnica SV-PWM apresentada permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento através

da escolha adequada do vetor nulo e da sequência de aplicação dos vetores de tensão. Fazendo uma correlação com a técnica PWM escalar, esta solução corresponde à apropriada escolha de valores para os parâmetros μ_{gk} . Adicionalmente, os parâmetros μ_{gh} e μ_{lh} influenciam na distribuição de potência entre os conversores da topologia 9LT e, portanto, são usados para o balanceamento das tensões dos barramentos CC (ver subseção 3.2.6).

3.2.4.2 Estratégia LS-PWM

Nesta tese, a estratégia SV-PWM é emulada a partir de uma técnica LS-PWM equivalente, possibilitando uma simples derivação dos tempos de aplicação dos vetores de tensão através de portadores triangulares. A técnica LS-PWM desenvolvida para a configuração 9LT está ilustrada na Figura 3.6. Diferentemente da técnica LS-PWM convencional encontrada na literatura, que é baseada em comparações com uma única tensão de referência, a proposta nesta tese é fundamentada na análise de planos vetoriais (comparações com duas tensões de referência simultaneamente). O procedimento usado na obtenção da equivalência entre as técnicas SV-PWM e LS-PWM é mostrado no diagrama de blocos da Figura 3.7.

A estratégia LS-PWM proposta define os estados das chaves de potência através de comparações das tensões de referência v_{ghk}^* e v_{lhk}^* com portadoras triangulares de alta frequência que apresentam mesma fase e diferentes níveis. Como as tensões v_{ghk} e v_{lhk} assumem três níveis (ver Figura 3.5), duas portadoras são necessárias. Uma delas é definida entre os níveis v_C e 0, a outra é definida entre os níveis 0 e $-v_C$. O uso de portadoras triangulares ao invés de dentes de serra permite que os vetores sejam aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$).

Na técnica LS-PWM, de forma similar à SV-PWM, as tensões v_{ghk}^* e v_{lhk}^* são determinadas a partir das tensões de referência de entrada e saída da topologia (v_{gk}^* e v_{lk}^*), conforme apresentado nas subseções 3.2.3.1 e 3.2.3.2. De posse das tensões v_{ghk}^* e v_{lhk}^* , identifica-se o setor do plano v_{ghk} x v_{lhk} (ver Figura 3.4) em que o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado. Uma vez identificado o setor, seleciona-se uma portadora para ser comparada com v_{ghk}^* e outra para ser comparada com v_{lhk}^* (a mesma portadora é usada em alguns setores, por exemplo, nos setores I e II). Essas comparações definem vetores que podem ser usados para gerar v_{ghk} e vetores que podem ser aplicados para gerar v_{lhk} . O algoritmo LS-PWM identifica os vetores (ou o vetor), entre aqueles resultantes das comparações com v_{ghk}^* e v_{lhk}^* ,

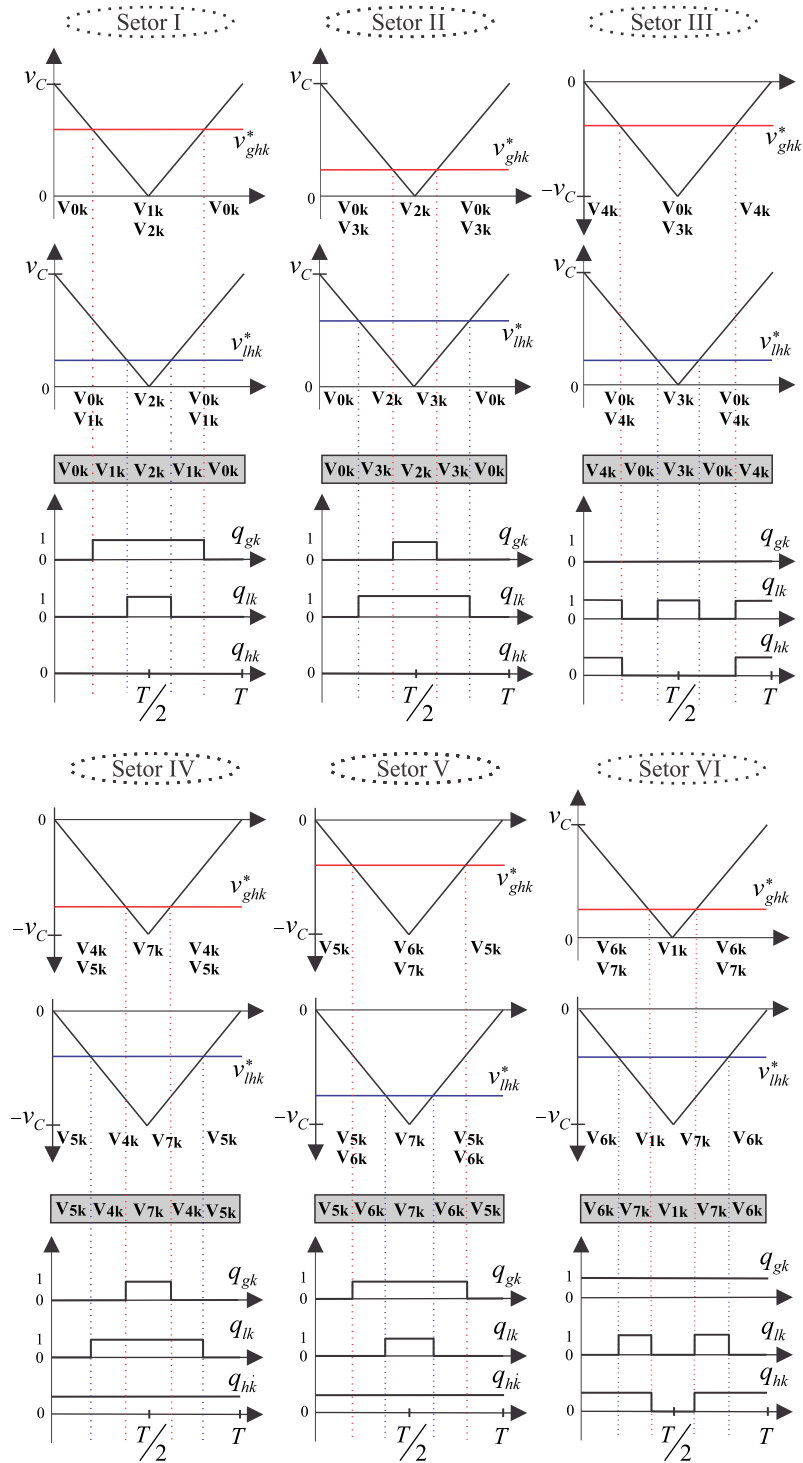


Figura 3.6: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 9LT.

capazes de gerar v_{ghk} e v_{lhk} , simultaneamente. Quando apenas um vetor é identificado, ele é aplicado; caso contrário, quando houver mais de um, o vetor a ser aplicado é selecionado de acordo com a Tabela 3.2. Uma vez escolhido o vetor a ser utilizado, são definidos os estados das chaves q_{gk} , q_{lk} e q_{hk} .

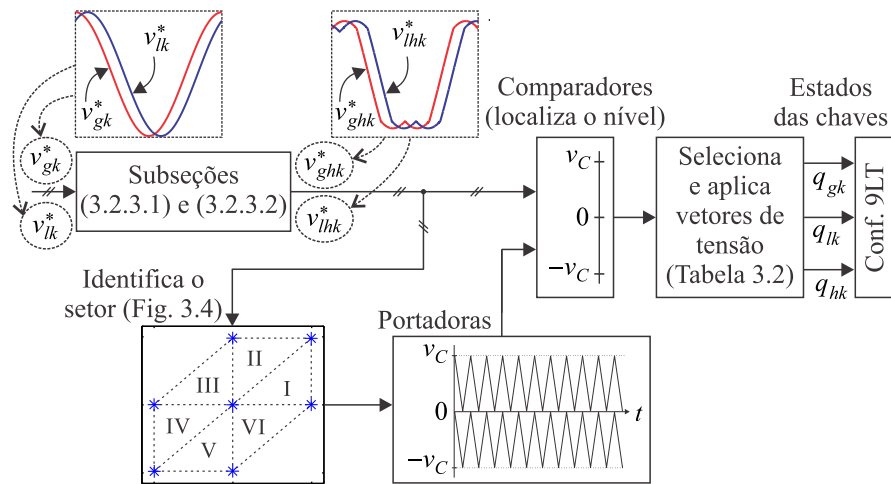


Figura 3.7: Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 9LT.

3.2.5 Estratégia de Controle

O diagrama de blocos do sistema de controle da configuração 9LT é apresentado na Figura 3.8. É possível verificar que o valor médio das tensões dos barramentos CC, $v_{Cm} = (v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})/3$, é regulado através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{Cm} . Esse controlador determina a amplitude de referência I_g^* das correntes da rede de alimentação trifásica.

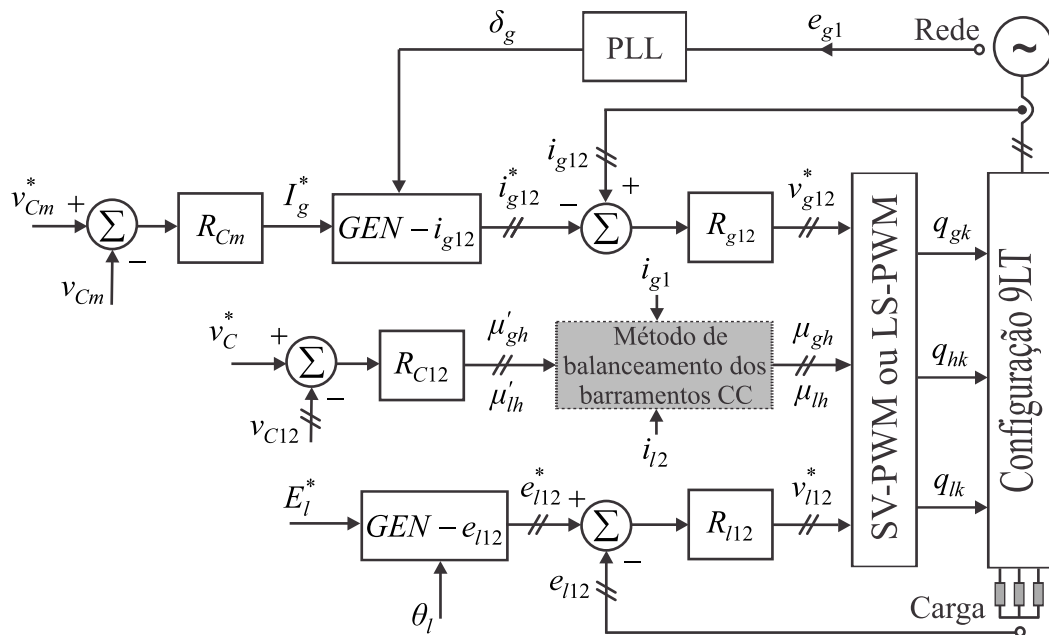


Figura 3.8: Diagrama de blocos do sistema de controle proposto para a topologia 9LT.

O controle do fator de potência da rede é feito a partir de uma sincronização das correntes instantâneas de referência i_{g12}^* (i_{g1}^* e i_{g2}^*) com as tensões da rede trifásica (e_{g1} e e_{g2}). O bloco PLL detecta o ângulo (δ_g) da tensão da rede e_{g1} . A sincronização é representada pelo bloco $GEN - i_{g12}$, que utiliza a amplitude fornecida pelo controlador do valor médio das tensões dos barramentos CC e a fase determinada pela PLL para gerar as correntes de referência na entrada do sistema.

As correntes de entrada são controladas por controladores PI de dupla sequência (controladores de sequência positiva e negativa) definidos em (JACOBINA et al., 2001a), representados no diagrama pelo bloco R_{g12} . O controle de corrente define as tensões de referência de entrada da topologia, v_{g12}^* (v_{g1}^* e v_{g2}^*).

As tensões instantâneas de referência da carga, e_{l12}^* , são obtidas pela definição de uma amplitude (E_l^*) e um ângulo (θ_l) de referência através do bloco $GEN - e_{l12}$ (similar ao $GEN-i_{g12}$). O controle das tensões da carga também é realizado por controladores PI de dupla sequência representados pelo bloco R_{l12} que definem as tensões de referência de saída da estrutura, v_{l12}^* . Vale a pena salientar que o ângulo θ_l pode ser selecionado a fim de reduzir as correntes dos braços compartilhados i_{hk} (ver subseção 2.3.1).

Além de regular o valor médio das tensões dos barramentos CC (v_{Cm}), é preciso manter v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} iguais ao valor de referência v_C^* . Para esta finalidade, uma técnica de controle é usada para regular individualmente v_{C1} e v_{C2} . É importante destacar que, como a tensão média dos barramentos já está sendo controlada por um PI convencional, utilizar a técnica de regulação de tensão para controlar v_{C1} e v_{C2} fará, por conseguinte, que v_{C3} seja controlado. A análise de potência nos conversores da topologia 9LT e o método de balanceamento dos barramentos CC são detalhados na próxima seção.

3.2.6 Análise de Potência dos Conversores

Uma das principais limitações de estruturas de conversão multiníveis é o desbalanceamento entre diferentes níveis. Para controlar a tensão do barramento CC de um conversor é preciso regular sua potência. Nesta subseção é apresentado o estudo das potências dos conversores da configuração 9LT, bem como um método que permite balancear as tensões dos barramentos CC.

3.2.6.1 Potências dos barramentos CC

Os valores instantâneos das potências nos barramentos CC dos conversores k (representados por p_{Ck}) podem ser expressos em função das tensões de polo, como segue

$$p_{Ck} = i_{gk}(v_{gk0_k} - v_{hk0_k}) - i_{lk}(v_{lk0_k} - v_{hk0_k}). \quad (3.39)$$

Como $v_{ghk} = v_{gk0_k} - v_{hk0_k}$ e $v_{lhk} = v_{lk0_k} - v_{hk0_k}$ [ver (3.6) e (3.7)], obtém-se

$$p_{Ck} = i_{gk}v_{ghk} - i_{lk}v_{lhk} \quad (3.40)$$

mas $v_{ghk} = v_{gk} + v_{gh}$ e $v_{lhk} = v_{lk} + v_{lh}$ [ver (3.4) e (3.5)], logo

$$p_{Ck} = i_{gk}(v_{gk} + v_{gh}) - i_{lk}(v_{lk} + v_{lh}) = i_{gk}v_{gk} - i_{lk}v_{lk} + i_{gk}v_{gh} - i_{lk}v_{lh}. \quad (3.41)$$

Por fim, as potências instantâneas p_{Ck} podem ser escritas como

$$p_{Ck} = p_{io_k} + p_{vk} \quad (3.42)$$

onde

$$p_{io_k} = i_{gk}v_{gk} - i_{lk}v_{lk} \quad (3.43)$$

$$p_{vk} = i_{gk}v_{gh} - i_{lk}v_{lh}. \quad (3.44)$$

As tensões v_{gk} e v_{lk} são definidas pelos controladores R_{g12} e R_{l12} (ver Figura 3.8), respectivamente, enquanto que v_{gh} e v_{lh} são determinadas pela estratégia PWM escalar e seus valores dependem dos parâmetros μ_{gh} e μ_{lh} [ver (3.21) e (3.27)], respectivamente. Portanto, é possível variar as potências p_{vk} através dos parâmetros μ_{gh} e μ_{lh} , o que permite balancear as tensões dos barramentos CC. Os parâmetros μ_{yk} não afetam as potências dos conversores. As potências médias dos barramentos CC do conversores k são representadas por P_{Ck} . Quando P_{Ck} é positivo, v_{Ck} aumenta e, quando P_{Ck} é negativo, v_{Ck} diminui.

3.2.6.2 Método de balanceamento dos barramentos CC

A configuração 9LT apresenta três barramentos CC cujas tensões (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) devem operar de forma balanceada com $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$. Além da regulação do valor médio

das tensões dos barramentos CC (v_{Cm}), é necessário controlar individualmente as tensões de dois dos três barramentos CC para assegurar que o sistema irá operar de forma apropriada.

Como solução, as tensões v_{C1} e v_{C2} podem ser controladas através de parâmetros μ'_{gh} e μ'_{lh} , respectivamente. Os parâmetros μ'_{gh} e μ'_{lh} são determinados por controladores PI convencionais, representados por R_{C12} (R_{C1} e R_{C2}), a fim de regular de forma independente as tensões v_{C12} (v_{C1} e v_{C2}) [ver Figura 3.8].

Os parâmetros μ'_{gh} e μ'_{lh} são relacionados com μ_{gh} e μ_{lh} , conforme observado na Figura 3.9. Para o controle de v_{C1} , dependendo do sentido da corrente de entrada do conversor na fase 1, i_{g1} , μ'_{gh} ou seu complemento, $1 - \mu'_{gh}$, é selecionado para realizar o PWM. Se $i_{g1} \geq 0$, μ'_{gh} é selecionado, senão, $1 - \mu'_{gh}$ é usado. Similarmente, para o controle da tensão v_{C2} , a corrente de saída do conversor na fase 2, i_{l2} , é usada. Se $i_{l2} \leq 0$, μ'_{lh} é selecionado, senão, $1 - \mu'_{lh}$ é escolhido. Dessa forma, é possível direcionar potência positiva ou negativa para os conversores, permitindo o balanceamento das tensões dos barramentos CC.

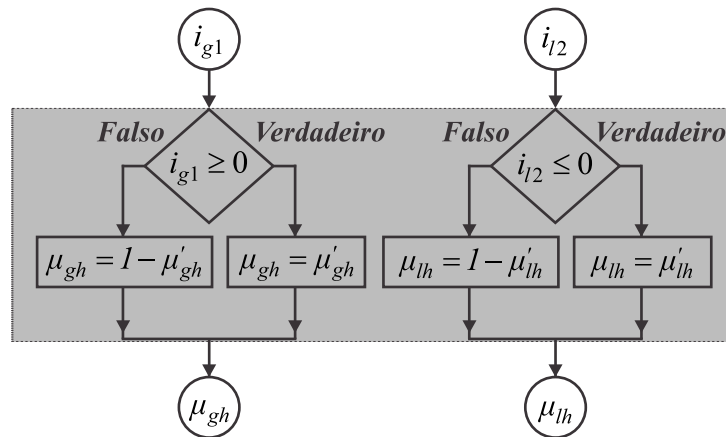


Figura 3.9: Fluxograma do método de balanceamento dos barramentos CC da topologia 9LT.

Uma vez definidos os valores de μ_{gh} , μ_{lh} , v_{gk}^* e v_{lk}^* pelo sistema de controle, as tensões v_{gh}^* e v_{lh}^* podem ser obtidas usando (3.21) e (3.27), respectivamente. De posse de v_{gh}^* e v_{lh}^* , as tensões v_{ghk}^* e v_{lhk}^* são determinadas a partir de (3.16)-(3.18) e (3.22)-(3.24), respectivamente (ver subseção 3.2.3). Essas tensões de referência (v_{ghk}^* e v_{lhk}^*) são usadas para realizar as estratégias SV-PWM e LS-PWM a fim de determinar os estados das chaves q_{gk} , q_{lk} e q_{hk} (ver seção 3.2.4).

3.3 Configuração 12LT

A configuração proposta 12LT é resultante da adição de um módulo 3L trifásico à topologia 9LT, totalizando doze braços (vinte e quatro chaves) e quatro barramentos CC na estrutura completa, como pode ser observado na Figura 3.10. Esta topologia possui uma fonte primária de tensão trifásica (rede), uma carga trifásica, indutores de filtro (L_g no lado da rede e L_l no lado da carga) e capacitores de filtro no lado da carga. Cada fase da estrutura apresenta um conversor 3L onde o primeiro braço é conectado à entrada, o segundo braço é conectado à saída e o terceiro braço é conectado a outro braço do módulo 3L adicional, denominado conversor 'H'. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{g1} , \bar{q}_{g1} , q_{h1} , \bar{q}_{h1} , q_{l1} e \bar{q}_{l1} , o conversor 2 é formado pelas chaves q_{g2} , \bar{q}_{g2} , q_{h2} , \bar{q}_{h2} , q_{l2} e \bar{q}_{l2} , o conversor 3 é formado pelas chaves q_{g3} , \bar{q}_{g3} , q_{h3} , \bar{q}_{h3} , q_{l3} e \bar{q}_{l3} e o conversor 'H' é formado pelas chaves q_{H1} , \bar{q}_{H1} , q_{H2} , \bar{q}_{H2} , q_{H3} e \bar{q}_{H3} .

Conforme será apresentado nesta seção, comparada com a topologia 9LT, a configuração proposta 12LT gera tensões com mais níveis e permite reduzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência introduzindo um conversor extra trifásico de baixa potência (conversor 'H') nos ramos de baixa corrente (i_{hk} , com $k = 1,2,3$). Como consequência, proporciona a redução de perdas de chaveamento e cria níveis de tensão adicionais, gerando sinais de tensão com menor teor de harmônicos.

A possibilidade de operação com a tensão dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3 diferente da tensão do barramento CC do conversor 'H' é explorada com a finalidade de maximizar o número de níveis das tensões geradas. Uma característica bastante importante da estrutura 12LT é que o conversor adicional opera sem fonte de energia no seu barramento CC e, portanto, o controle das tensões dos barramentos CC dessa topologia é uma questão crucial, uma vez que todos os barramentos devem operar de uma forma equilibrada.

3.3.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia 12LT está ilustrado na Figura 3.10. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 3.11 o modelo de circuito equivalente simplificado, trifásico e monofásico, considerando cada braço como sendo uma fonte chaveada.

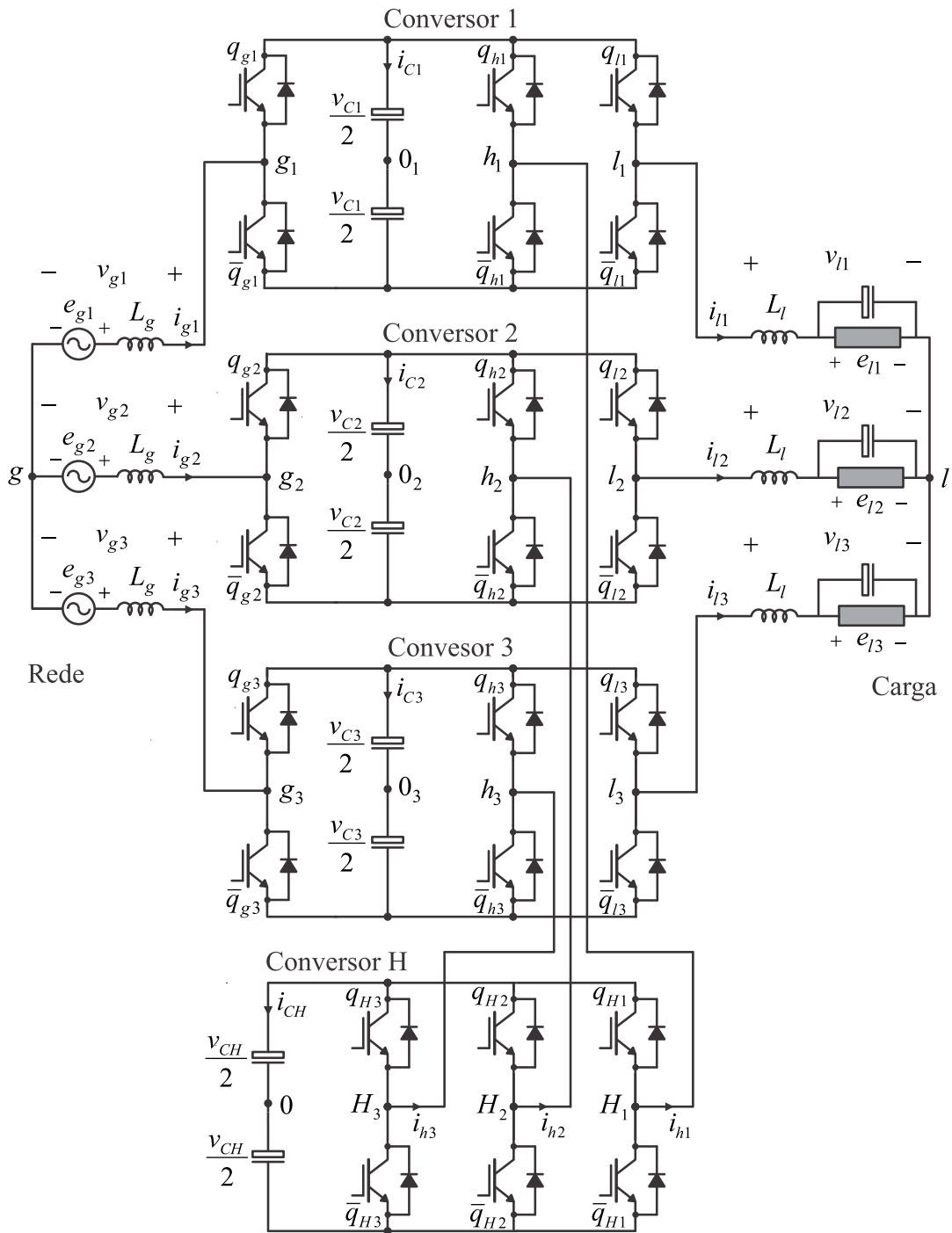


Figura 3.10: Configuração 12LT.

As seguintes equações podem ser derivadas da estrutura 12LT aplicando as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes no seu circuito equivalente apresentado na Figura 3.11

$$e_{gk} = z_g \dot{i}_{gk} + v_{gk} \quad (3.45)$$

$$e_{lk} = -z_l \dot{i}_{lk} + v_{lk} \quad (3.46)$$

$$i_{lk} = i_{gk} + i_{hk} \quad (3.47)$$

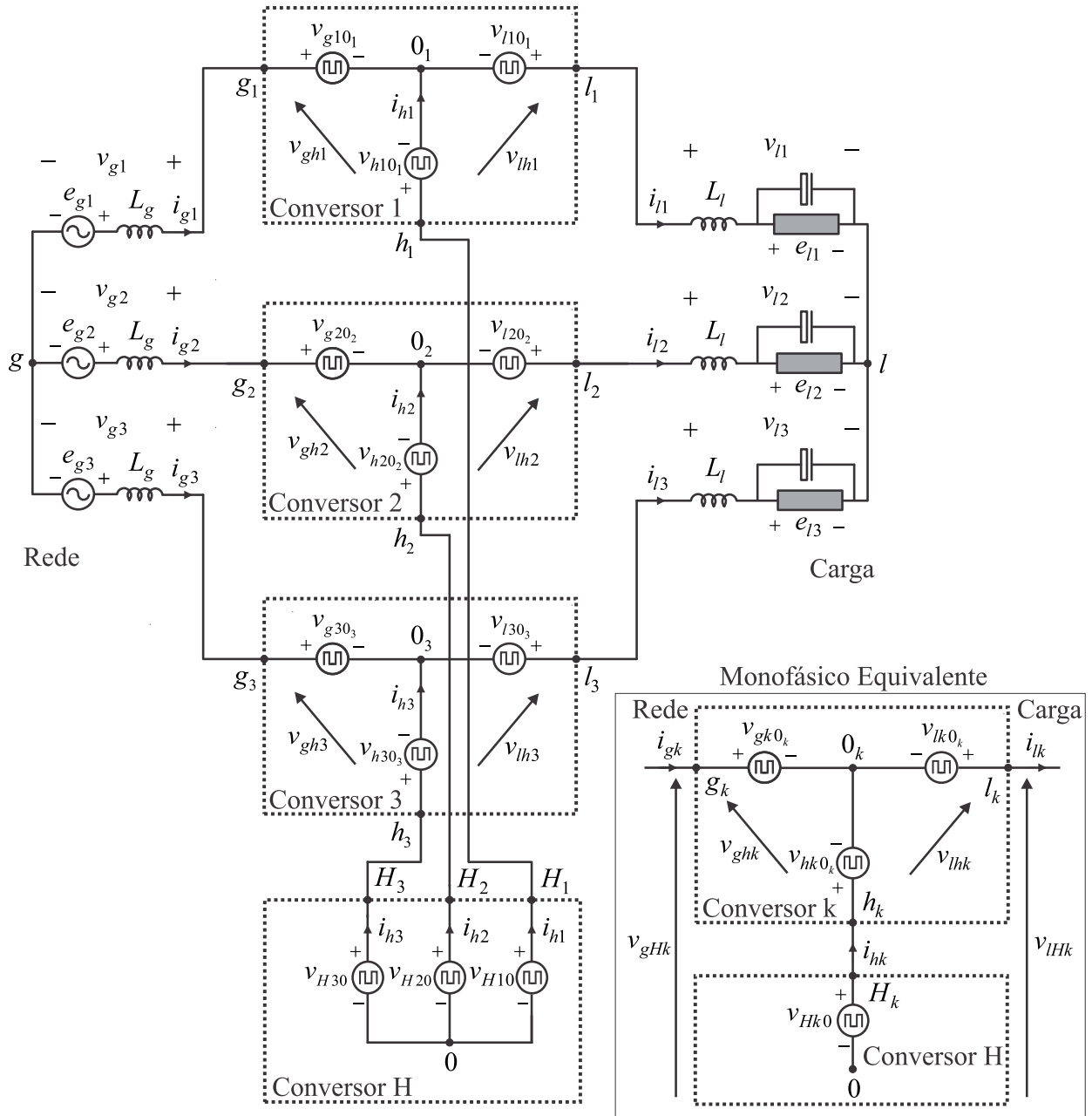


Figura 3.11: Circuito equivalente simplificado da configuração 12LT.

onde $k = 1, 2$ e 3 . Da mesma forma, as tensões de entrada (v_{gk}) e saída (v_{lk}) da topologia 12LT são expressas por

$$v_{gk} = v_{gHk} - v_{g0} \quad (3.48)$$

$$v_{lk} = v_{lHk} - v_{l0} \quad (3.49)$$

onde

$$v_{gHk} = v_{ghk} + v_{Hk0} \quad (3.50)$$

$$v_{lHk} = v_{lhk} + v_{Hk0} \quad (3.51)$$

e

$$v_{ghk} = v_{gk0_k} - v_{hk0_k} \quad (3.52)$$

$$v_{lhk} = v_{lk0_k} - v_{hk0_k}. \quad (3.53)$$

Assumindo que o sistema é simétrico, ou seja, $\sum_{k=1}^3 v_{gk} = 0$ e $\sum_{k=1}^3 v_{lk} = 0$, as expressões para as tensões entre os neutros g e l e o ponto 0, central do barramento CC do conversor 'H', são dadas por

$$v_{g0} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{gHk} \quad (3.54)$$

$$v_{l0} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{lHk}. \quad (3.55)$$

As tensões de polo da estrutura, v_{gk0_k} , v_{lk0_k} , v_{hk0_k} e v_{Hk0} , são determinadas em função dos estados das chaves da seguinte forma

$$v_{gk0_k} = (2q_{gk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (3.56)$$

$$v_{lk0_k} = (2q_{lk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (3.57)$$

$$v_{hk0_k} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (3.58)$$

$$v_{Hk0} = (2q_{Hk} - 1) \frac{v_{CH}}{2} \quad (3.59)$$

onde v_{Ck} e v_{CH} são as tensões dos barramentos CC dos conversores k e 'H', respectivamente, e q_{gk} , q_{lk} , q_{hk} e q_{Hk} são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias.

As correntes dos barramentos CC dos conversores k e 'H' (i_{Ck} e i_{CH}) também podem ser calculadas em função dos estados das chaves, conforme mostrado a seguir

$$i_{Ck} = i_{gk}q_{gk} - i_{lk}q_{lk} + i_{hk}q_{hk}. \quad (3.60)$$

$$i_{CH} = -i_{h1}q_{H1} - i_{h2}q_{H2} - i_{h3}q_{H3}. \quad (3.61)$$

Do ponto de vista do controle, controladores das correntes da rede (i_{gk}) e das tensões da carga (e_{lk}) definem v_{gk} e v_{lk} , respectivamente.

3.3.2 Tensões dos Barramentos CC

Conforme mostrado na seção anterior, a seguinte relação define a tensão mínima do barramento CC do conversor convencional 5LT ($v_{C_{5LT} \min}$)

$$v_{C_{5LT} \min} = \max\{|v_{gk} - v_{gw}|, |v_{lk} - v_{lw}|, |v_{gl1} - v_{gl3}|, |v_{gl2} - v_{gl3}|, |v_{g1} - v_{l2} - v_{gl3}|, |v_{g2} - v_{l1} - v_{gl3}|\} \quad (3.62)$$

onde $v_{glk} = v_{gk} - v_{lk}$, $k = 1, 2, 3$, $w = 1, 2, 3$ e $w \neq k$.

Para a configuração 12LT, os conversores k e H dividem, entre eles, as tensões de entrada e saída devido à conexão série [ver equações (3.50) e (3.51)]. A escolha da relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores k e 'H' é feita a fim de gerar tensões com baixo conteúdo harmônico (isto é, alto número de níveis de tensão) e de tal forma que o maior valor de tensão é colocado no barramento CC do conversor de menor corrente (conversor 'H'), levando a uma redução em perdas de chaveamento. Assim, três casos podem ser considerados para análise: i) $v_{CH} = v_C$, ii) $v_{CH} = 2v_C$ e iii) $v_{CH} = 3v_C$, com $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$. As tensões mínimas $v_{C \min}$ e $v_{CH \min}$ são definidas por

- Caso $v_{CH} = v_C$

$$v_{C \min} = \max\left\{\frac{|v_{gk} - v_{gw}|}{3}, \frac{|v_{lk} - v_{lw}|}{3}, \frac{|v_{glk} - v_{glw}|}{2}, \frac{|v_{glk} - v_{gw} + v_{lj}|}{4}\right\} \quad (3.63)$$

$$v_{CH \min} = \max\left\{\frac{|v_{gk} - v_{gw}|}{3}, \frac{|v_{lk} - v_{lw}|}{3}\right\} \quad (3.64)$$

- Caso $v_{CH} = 2v_C$

$$v_{C \min} = \max\left\{\frac{|v_{gk} - v_{gw}|}{4}, \frac{|v_{lk} - v_{lw}|}{4}, \frac{|v_{glk} - v_{glw}|}{2}, \frac{|v_{glk} - v_{gw} + v_{lj}|}{5}\right\} \quad (3.65)$$

$$v_{CH \min} = \max\left\{\frac{|v_{gk} - v_{gw}|}{2}, \frac{|v_{lk} - v_{lw}|}{2}\right\} \quad (3.66)$$

- Caso $v_{CH} = 3v_C$

$$v_{C \min} = \max\left\{\frac{|v_{gk} - v_{gw}|}{5}, \frac{|v_{lk} - v_{lw}|}{5}, \frac{|v_{glk} - v_{glw}|}{2}, \frac{|v_{glk} - v_{gw} + v_{lj}|}{6}\right\} \quad (3.67)$$

$$v_{CH \min} = \max\left\{\frac{3|v_{gk} - v_{gw}|}{5}, \frac{3|v_{lk} - v_{lw}|}{5}\right\}. \quad (3.68)$$

onde $v_{glw} = v_{gw} - v_{lw}$, $j = 1, 2, 3$ e $j \neq w \neq k$.

Na Figura 3.12 são apresentadas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC das configurações 5LT e 12LT em função do ângulo θ_{lg} , considerando $|v_{gk}| = |v_{lk}| = 1\text{pu}$ e $-180^\circ \leq \theta_{lg} \leq 180^\circ$.

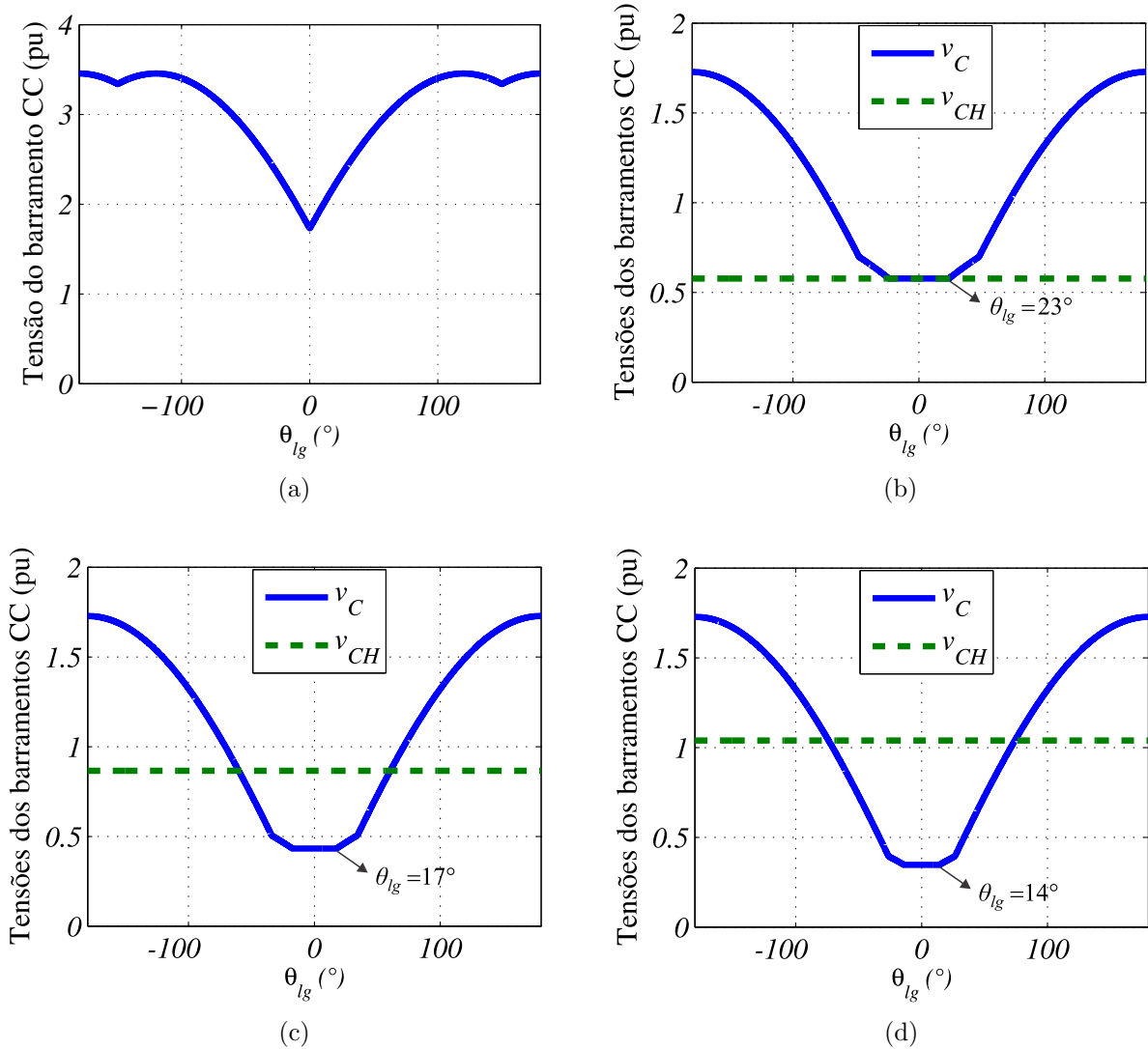


Figura 3.12: Tensões mínimas dos barramentos CC em função de θ_{lg} (a) Conversor 5LT. (b) Configuração 12LT operando com $v_{CH} = v_C$. (c) Configuração 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (d) Configuração 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$.

Como pode ser observado, para ambas as configurações, v_{gk} e v_{lk} devem estar sincronizadas para que não seja necessário aumentar as tensões dos barramentos CC. O valor mínimo da tensão do barramento CC do conversor 5LT é $\sqrt{3}$ pu apenas quando $\theta_{lg} = 0^\circ$ [ver Figura 3.12(a)]. No caso da configuração 12LT, existe um intervalo de sincronização para manter as tensões em um valor mínimo. Este intervalo diminui à medida que se aumenta v_{CH} em relação a v_C , alcançando 23° , 17° e 14° para os casos $v_{CH} = v_C$, $v_{CH} = 2v_C$ e $v_{CH} = 3v_C$, respectivamente [ver Figuras 3.12(b), 3.12(c) e 3.12(d)]. Além disso, para a topologia 12LT, o ângulo θ_{lg} pode ser selecionado de forma a reduzir as correntes dos braços compartilhados

(i_{hk}) .

Na Tabela 3.3, são apresentados o número de níveis de v_{gk} e v_{lk} ; e as tensões dos barramentos CC da configuração 12LT normalizadas em relação ao conversor 5LT ($v_{C_{5LT}}$). Consideraram-se as topologias operando dentro do intervalo de sincronização que garante tensão mínima dos barramentos CC.

Tabela 3.3: Relações de tensão entre os barramentos CC da configuração 12LT

Caso	Número de níveis de v_{gk} e v_{lk}	Tensões dos barramentos CC normalizadas
$v_{CH} = v_C$	13	$v_C/v_{C_{5LT}} = 0.33$
		$v_{CH}/v_{C_{5LT}} = 0.33$
$v_{CH} = 2v_C$	17	$v_C/v_{C_{5LT}} = 0.25$
		$v_{CH}/v_{C_{5LT}} = 0.50$
$v_{CH} = 3v_C$	21	$v_C/v_{C_{5LT}} = 0.20$
		$v_{CH}/v_{C_{5LT}} = 0.60$

Pode-se observar que os conversores da topologia 12LT operam com tensão do barramento CC reduzida em comparação com o conversor 5LT. Por exemplo, no caso $v_{CH} = 2v_C$, a tensão do barramento CC dos conversores 1, 2 e 3 alcançam 25% enquanto que para o conversor 'H' atinge 50% comparados com a tensão do barramento CC necessária para o conversor 5LT. Por conseguinte, os esforços de tensão nas chaves da topologia 12LT são inferiores em comparação com o conversor 5LT, permitindo redução de perdas de chaveamento.

A operação com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{CH} = v_C$) divide igualmente o esforço de tensão nas chaves dos conversores e é mais adequada para aplicações de alta tensão. A operação com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{CH} = 2v_C$ e $v_{CH} = 3v_C$) é apropriada para aplicações de baixa e média tensão, quando se deseja aumentar o número de níveis de tensão (o que contribui para reduzir distorção harmônica e perdas nos semicondutores) sem aumentar o número de componentes.

3.3.3 Cálculo das Tensões de Polo de Referência

O sistema de controle define quatro tensões de referência independentes v_{g1}^* , v_{g2}^* , v_{l1}^* e v_{l2}^* (note que $v_{g3}^* = -v_{g1}^* - v_{g2}^*$ e $v_{l3}^* = -v_{l1}^* - v_{l2}^*$). As doze tensões de polo de referência da estrutura são determinadas a partir dessas quatro tensões independentes. Portanto, oito variáveis auxiliares, denominadas v_{g0}^* , v_{l0}^* , v_{xk}^* e v_{yk}^* (com $k = 1, 2$ e 3) devem ser introduzidas. A seguir é mostrado como o cálculo dessas variáveis auxiliares é realizado.

3.3.3.1 Determinação de v_{g0}^* a partir de v_{gk}^*

Considerando que as tensões de referência v_{gk}^* são fornecidas pelos controladores da rede e introduzindo a variável auxiliar v_{g0}^* , as seguintes relações são derivadas a partir de (3.48)

$$v_{gH1}^* = v_{g1}^* + v_{g0}^* \quad (3.69)$$

$$v_{gH2}^* = v_{g2}^* + v_{g0}^* \quad (3.70)$$

$$v_{gH3}^* = v_{g3}^* + v_{g0}^*. \quad (3.71)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{g0}^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{g0\max}^* = v_{Ct}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.72)$$

$$v_{g0\min}^* = -v_{Ct}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.73)$$

onde $v_{Ct}^* = v_C^* + v_{CH}^*/2$ e $v_C^* = v_{Ck}^*$. As variáveis v_{Ck}^* e v_{CH}^* representam as tensões de referência do barramento CC dos conversores k e 'H', respectivamente. A fim de normalizar a escolha da variável auxiliar v_{g0}^* e satisfazer seus limites, o parâmetro μ_{g0} ($0 \leq \mu_{g0} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{g0}^* = \mu_{g0}v_{g0\max}^* + (1 - \mu_{g0})v_{g0\min}^*. \quad (3.74)$$

Após selecionar μ_{g0} , a variável auxiliar v_{g0}^* é calculada e as tensões v_{gHk}^* são determinadas usando (3.69)-(3.71).

3.3.3.2 Determinação de v_{l0}^* a partir de v_{lk}^*

Dado que as tensões de referência v_{lk}^* são fornecidas pelos controladores da carga e introduzindo a variável auxiliar v_{l0}^* , as seguintes relações são derivadas a partir de (3.49)

$$v_{lH1}^* = v_{l1}^* + v_{l0}^* \quad (3.75)$$

$$v_{lH2}^* = v_{l2}^* + v_{l0}^* \quad (3.76)$$

$$v_{lH3}^* = v_{l3}^* + v_{l0}^*. \quad (3.77)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{l0}^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{l0\max}^* = v_{Ct}^* - \max\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\} \quad (3.78)$$

$$v_{l0\min}^* = -v_{Ct}^* - \min\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\}. \quad (3.79)$$

Com o objetivo de normalizar a escolha da variável auxiliar v_{l0}^* e satisfazer seus limites, o parâmetro μ_{l0} ($0 \leq \mu_{l0} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{l0}^* = \mu_{l0}v_{l0\max}^* + (1 - \mu_{l0})v_{l0\min}^*. \quad (3.80)$$

Após selecionar μ_{l0} , a variável auxiliar v_{l0}^* é calculada e as tensões v_{lHk}^* são determinadas usando (3.75)-(3.77).

3.3.3.3 Determinação de v_{ghk}^* , v_{lhk}^* e v_{Hk0}^* a partir de v_{gHk}^* e v_{lHk}^*

As seguintes relações podem ser obtidas de (3.50) e (3.51)

$$v_{gHk}^* = v_{ghk}^* + v_{Hk0}^* \quad (3.81)$$

$$v_{lHk}^* = v_{lhk}^* + v_{Hk0}^*. \quad (3.82)$$

A partir de (3.81) e introduzindo as variáveis auxiliares v_{xk}^* , podem-se obter as relações

$$v_{ghk}^* = \frac{v_{gHk}^*}{2} + v_{xk}^* \quad (3.83)$$

$$-v_{Hk0}^* = -\frac{v_{gHk}^*}{2} + v_{xk}^* \quad (3.84)$$

onde $v_{xk}^* = (v_{ghk}^* - v_{Hk0}^*)/2$.

Os limites máximo e mínimo de v_{xk}^* são definidos por

$$v_{xk\max}^* = \min\left\{v_C^* - \frac{v_{gHk}^*}{2}, \frac{v_{CH}^*}{2} + \frac{v_{gHk}^*}{2}\right\} \quad (3.85)$$

$$v_{xk\min}^* = \max\left\{-v_C^* - \frac{v_{gHk}^*}{2}, \frac{-v_{CH}^*}{2} + \frac{v_{gHk}^*}{2}\right\}. \quad (3.86)$$

As variáveis v_{xk}^* podem ser calculadas a partir dos parâmetros μ_{xk} ($0 \leq \mu_{xk} \leq 1$) por meio de

$$v_{xk}^* = \mu_{xk}v_{xk\max}^* + (1 - \mu_{xk})v_{xk\min}^*. \quad (3.87)$$

Após escolher os valores de μ_{xk} , as variáveis auxiliares v_{xk}^* são calculadas e as tensões v_{ghk}^* e v_{Hk0}^* são determinadas usando (3.83) e (3.84). De posse de v_{Hk0}^* , as tensões v_{lhk}^* são obtidas através de

$$v_{lhk}^* = v_{lHk}^* - v_{Hk0}^*. \quad (3.88)$$

3.3.3.4 Determinação de $v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ a partir de v_{ghk}^* e v_{lhk}^*

A partir de (3.52) e (3.53), pode-se escrever

$$v_{ghk}^* = v_{gk0_k}^* - v_{hk0_k}^* \quad (3.89)$$

$$v_{lhk}^* = v_{lk0_k}^* - v_{hk0_k}^*. \quad (3.90)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{yk}^* , as tensões de polo de referência são dadas por

$$v_{gk0_k}^* = v_{ghk}^* + v_{yk}^* \quad (3.91)$$

$$v_{lk0_k}^* = v_{lhk}^* + v_{yk}^* \quad (3.92)$$

$$v_{hk0_k}^* = v_{yk}^*. \quad (3.93)$$

As variáveis v_{yk}^* podem ser calculadas usando os parâmetros μ_{yk} ($0 \leq \mu_{yk} \leq 1$) por meio de

$$v_{yk}^* = \mu_{yk} v_{yk \max}^* + (1 - \mu_{yk}) v_{yk \min}^* \quad (3.94)$$

onde os limites $v_{yk \max}^*$ e $v_{yk \min}^*$ são dados por

$$v_{yk \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{v_{ghk}^* v_{lhk}^*, 0\} \quad (3.95)$$

$$v_{yk \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{v_{ghk}^*, v_{lhk}^*, 0\}. \quad (3.96)$$

Uma vez selecionados os valores dos parâmetros μ_{yk} , as variáveis auxiliares v_{yk}^* são calculadas e as tensões de polo de referência $v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ são determinadas usando (3.91)-(3.93).

3.3.3.5 Seleção dos parâmetros μ_{g0} , μ_{l0} , μ_{xk} e μ_{yk}

A seleção dos parâmetros μ_{g0} , μ_{l0} , μ_{xk} e μ_{yk} afeta a distorção harmônica das tensões geradas e as perdas de chaveamento da topologia 12LT. Adicionalmente, os parâmetros μ_{g0} , μ_{l0} e μ_{xk} influenciam na distribuição de potência entre os conversores 1, 2, 3 e 'H' (ver subseção 3.3.6).

Em uma estratégia PWM escalar, os sinais de gatilho das chaves de potência são gerados através da comparação das tensões de polo de referência ($v_{gk0_k}^*$, $v_{lk0_k}^*$, $v_{hk0_k}^*$ e v_{Hk0}^*) com portadoras triangulares de alta frequência. A otimização desta modulação depende da escolha apropriada dos parâmetros μ_{g0} , μ_{l0} , μ_{xk} e μ_{yk} , o que não é uma solução trivial.

Neste trabalho é desenvolvida uma técnica SV-PWM (ver próxima subseção) que define os estados das chaves a partir de uma simples análise vetorial e permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento, bem como possibilita o balanceamento dos barramentos CC. Esta solução é obtida através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão (equivalente a selecionar valores para μ_{g0} , μ_{l0} , μ_{xk} e μ_{yk}).

3.3.4 Estratégias PWM

Nesta subseção, técnicas SV-PWM e LS-PWM (usada para implementar SV-PWM) são desenvolvidas e aplicadas a topologia 12LT. As duas estratégias PWM têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo. Três casos de relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores k e 'H' podem ser analisados: i) $v_{CH} = v_C$, ii) $v_{CH} = 2v_C$ e iii) $v_{CH} = 3v_C$, com $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$ e $v_{Ct} = v_C + v_{CH}/2$.

3.3.4.1 Estratégia SV-PWM

De modo semelhante à configuração 9LT, a topologia 12LT também apresenta quatro tensões independentes a serem geradas. Portanto, a análise vetorial baseada no uso simultâneo de todas as tensões de entrada e saída da topologia (v_{gk} e v_{lk}) resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões. Uma abordagem mais simples que permite a geração de tensões otimizadas a partir de três planos similares e independentes é proposta neste trabalho, ao invés de utilizar a abordagem vetorial multidimensional que possui elevada complexidade computacional.

As tensões fornecidas pela estrutura 12LT podem ser mapeadas em planos vetoriais v_{gHk} x v_{lHk} (ou seja, planos $k = 1, 2, 3$), como mostrado nas Figuras 3.13 e 3.14. Estes planos vetoriais são definidos de forma que as tensões v_{gHk} e v_{lHk} coincidam com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente. Cada triângulo é um setor cujos vértices são vetores de tensão. Um vetor de tensão no plano k pode ser representado por $\mathbf{v}_{nk} = v_{gHk} + iv_{lHk}$, com $n=0,1,2,\dots,15$. Todos os vetores de tensão, obtidos em função dos estados binários das chaves de potência $[q_{gk}, q_{lk}, q_{hk}, q_{Hk}]$, são apresentados nas Tabelas 3.4, 3.5 e 3.6.

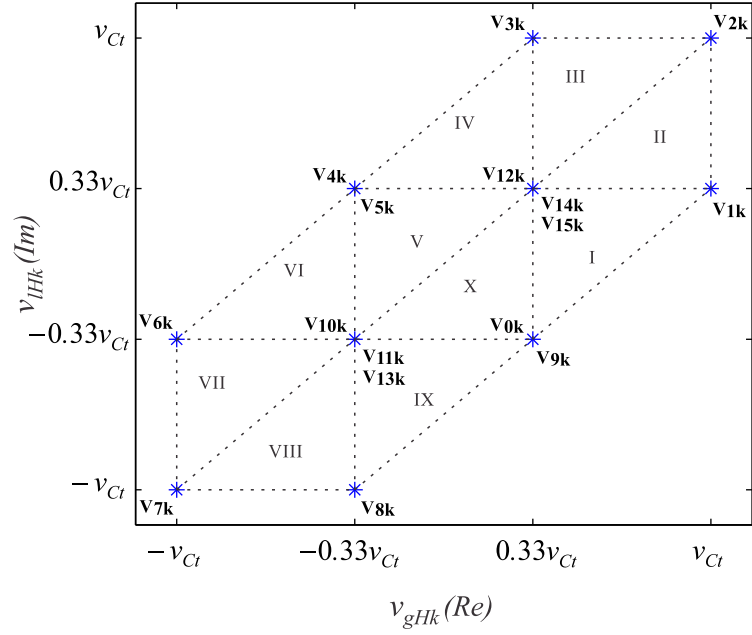
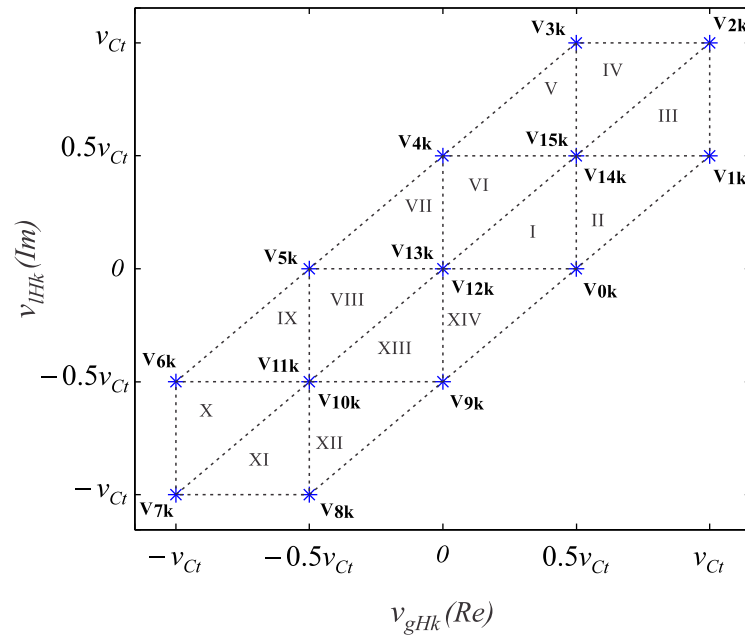


Figura 3.13: Planos vetoriais v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{CH} = v_C$).

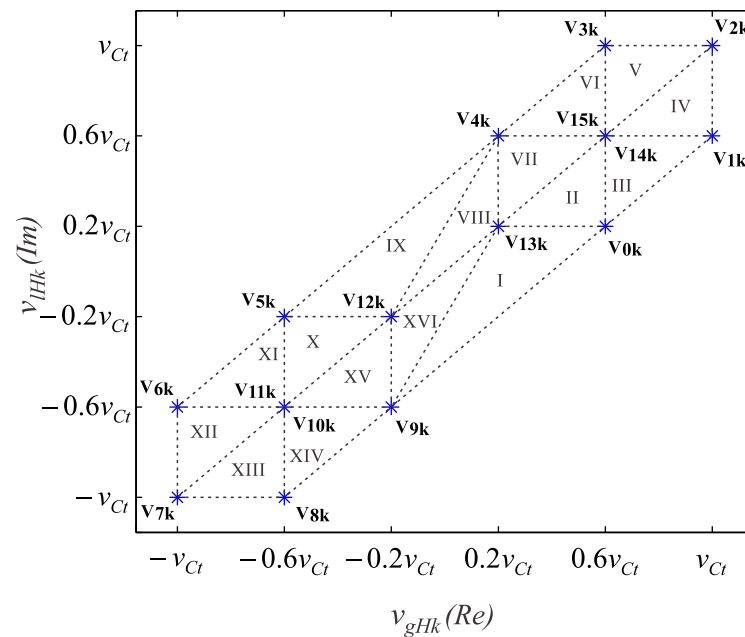
Tabela 3.4: Vetores e tensões geradas nos planos v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT com $v_{CH} = v_C$

$[q_{gk}, q_{lk}, q_{hk}, q_{Hk}]$	\mathbf{V}_{nk}	v_{gHk}	v_{lHk}
[1,0,1,1]	\mathbf{V}_{0k}	$0.33v_{Ct}$	$-0.33v_{Ct}$
[1,0,0,1]	\mathbf{V}_{1k}	v_{Ct}	$0.33v_{Ct}$
[1,1,0,1]	\mathbf{V}_{2k}	v_{Ct}	v_{Ct}
[0,1,0,1]	\mathbf{V}_{3k}	$0.33v_{Ct}$	v_{Ct}
[0,1,1,1]	\mathbf{V}_{4k}	$-0.33v_{Ct}$	$0.33v_{Ct}$
[0,1,0,0]	\mathbf{V}_{5k}	$-0.33v_{Ct}$	$0.33v_{Ct}$
[0,1,1,0]	\mathbf{V}_{6k}	$-v_{Ct}$	$-0.33v_{Ct}$
[0,0,1,0]	\mathbf{V}_{7k}	$-v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,1,0]	\mathbf{V}_{8k}	$-0.33v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,0,0]	\mathbf{V}_{9k}	$0.33v_{Ct}$	$-0.33v_{Ct}$
[1,1,1,0]	\mathbf{V}_{10k}	$-0.33v_{Ct}$	$-0.33v_{Ct}$
[0,0,0,0]	\mathbf{V}_{11k}	$-0.33v_{Ct}$	$-0.33v_{Ct}$
[1,1,0,0]	\mathbf{V}_{12k}	$0.33v_{Ct}$	$0.33v_{Ct}$
[0,0,1,1]	\mathbf{V}_{13k}	$-0.33v_{Ct}$	$-0.33v_{Ct}$
[1,1,1,1]	\mathbf{V}_{14k}	$0.33v_{Ct}$	$0.33v_{Ct}$
[0,0,0,1]	\mathbf{V}_{15k}	$0.33v_{Ct}$	$0.33v_{Ct}$

Existem dezesseis possíveis combinações de estados das chaves q_{gk} , q_{lk} , q_{hk} e q_{Hk} resultando em vetores de tensão \mathbf{v}_n . Para operação com $v_{CH} = v_C$, estes vetores definem setores de I a X (ver Figura 3.13) e as tensões v_{gHk} e v_{lHk} assumem quatro diferentes valores v_{Ct} , $0.33v_{Ct}$, $-0.33v_{Ct}$ ou $-v_{Ct}$, como pode ser visto na Figura 3.15.



(a)



(b)

Figura 3.14: Planos vetoriais v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT operando com tensões dos barramentos CC diferentes. (a) Operação com $v_{CH} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{CH} = 3v_C$.

Considerando a operação com tensões dos barramentos CC diferentes (ver Figura 3.14), os vetores de tensão \mathbf{v}_{nk} definem setores de I a XIV para operação com $v_{CH} = 2v_C$ [Figura 3.14(a)] e setores de I a XVI para operação com $v_{CH} = 3v_C$ [Figura 3.14(b)]. No primeiro

Tabela 3.5: Vetores e tensões geradas nos planos v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT com $v_{CH} = 2v_C$

$[q_{gk}, q_{lk}, q_{hk}, q_{Hk}]$	\mathbf{V}_{nk}	v_{gHk}	v_{lHk}
[1,0,1,1]	\mathbf{V}_{0k}	$0.5v_{Ct}$	0
[1,0,0,1]	\mathbf{V}_{1k}	v_{Ct}	$0.5v_{Ct}$
[1,1,0,1]	\mathbf{V}_{2k}	v_{Ct}	v_{Ct}
[0,1,0,1]	\mathbf{V}_{3k}	$0.5v_{Ct}$	v_{Ct}
[0,1,1,1]	\mathbf{V}_{4k}	0	$0.5v_{Ct}$
[0,1,0,0]	\mathbf{V}_{5k}	$-0.5v_{Ct}$	0
[0,1,1,0]	\mathbf{V}_{6k}	$-v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[0,0,1,0]	\mathbf{V}_{7k}	$-v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,1,0]	\mathbf{V}_{8k}	$-0.5v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,0,0]	\mathbf{V}_{9k}	0	$-0.5v_{Ct}$
[1,1,1,0]	\mathbf{V}_{10k}	$-0.5v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[0,0,0,0]	\mathbf{V}_{11k}	$-0.5v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[1,1,0,0]	\mathbf{V}_{12k}	0	0
[0,0,1,1]	\mathbf{V}_{13k}	0	0
[1,1,1,1]	\mathbf{V}_{14k}	$0.5v_{Ct}$	$0.5v_{Ct}$
[0,0,0,1]	\mathbf{V}_{15k}	$0.5v_{Ct}$	$0.5v_{Ct}$

Tabela 3.6: Vetores e tensões geradas nos planos v_{gHk} x v_{lHk} da configuração 12LT com $v_{CH} = 3v_C$

$[q_{gk}, q_{lk}, q_{hk}, q_{Hk}]$	\mathbf{V}_{nk}	v_{gHk}	v_{lHk}
[1,0,1,1]	\mathbf{V}_{0k}	$0.6v_{Ct}$	$0.2v_{Ct}$
[1,0,0,1]	\mathbf{V}_{1k}	v_{Ct}	$0.6v_{Ct}$
[1,1,0,1]	\mathbf{V}_{2k}	v_{Ct}	v_{Ct}
[0,1,0,1]	\mathbf{V}_{3k}	$0.6v_{Ct}$	v_{Ct}
[0,1,1,1]	\mathbf{V}_{4k}	$0.2v_{Ct}$	$0.6v_{Ct}$
[0,1,0,0]	\mathbf{V}_{5k}	$-0.6v_{Ct}$	$-0.2v_{Ct}$
[0,1,1,0]	\mathbf{V}_{6k}	$-v_{Ct}$	$-0.6v_{Ct}$
[0,0,1,0]	\mathbf{V}_{7k}	$-v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,1,0]	\mathbf{V}_{8k}	$-0.6v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,0,0]	\mathbf{V}_{9k}	$-0.2v_{Ct}$	$-0.6v_{Ct}$
[1,1,1,0]	\mathbf{V}_{10k}	$-0.6v_{Ct}$	$-0.6v_{Ct}$
[0,0,0,0]	\mathbf{V}_{11k}	$-0.6v_{Ct}$	$-0.6v_{Ct}$
[1,1,0,0]	\mathbf{V}_{12k}	$-0.2v_{Ct}$	$-0.2v_{Ct}$
[0,0,1,1]	\mathbf{V}_{13k}	$0.2v_{Ct}$	$0.2v_{Ct}$
[1,1,1,1]	\mathbf{V}_{14k}	$0.6v_{Ct}$	$0.6v_{Ct}$
[0,0,0,1]	\mathbf{V}_{15k}	$0.6v_{Ct}$	$0.6v_{Ct}$

caso as tensões v_{gHk} e v_{lHk} assumem cinco diferentes valores v_{Ct} , $0.5v_{Ct}$, 0, $-0.5v_{Ct}$ ou $-v_{Ct}$, enquanto que no segundo caso assumem seis diferentes valores v_{Ct} , $0.6v_{Ct}$, $0.2v_{Ct}$, $-0.2v_{Ct}$, $-0.6v_{Ct}$ ou $-v_{Ct}$, conforme mostrado na Figura 3.16.

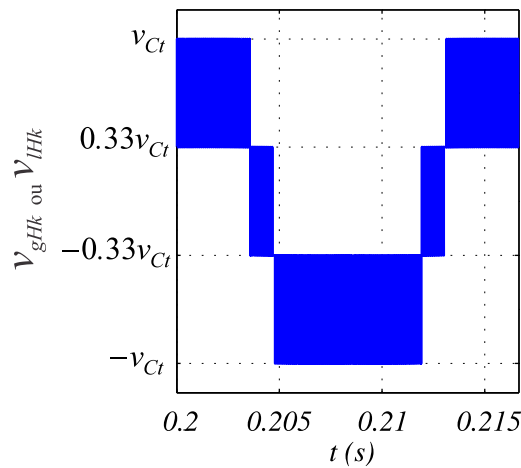


Figura 3.15: Níveis gerados das tensões v_{gHk} e v_{lHk} da configuração 12LT operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{CH} = v_C$).

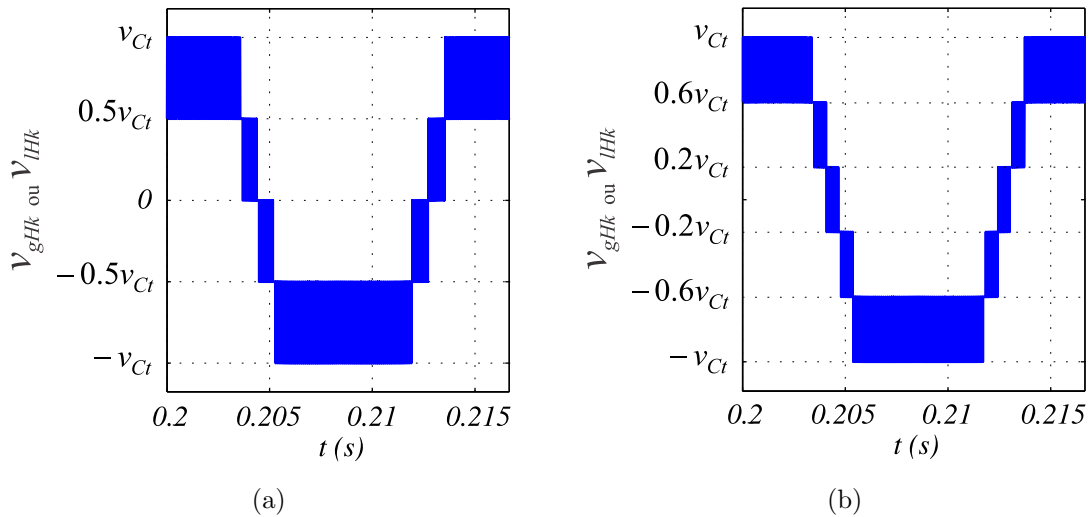


Figura 3.16: Níveis gerados das tensões v_{gHk} e v_{lHk} da configuração 12LT. (a) Operação com $v_{CH} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{CH} = 3v_C$.

A estratégia SV-PWM proposta consiste na síntese de um vetor de tensão de referência a partir de três vetores que definem o setor. Assumindo que o vetor de referência representado por $\mathbf{v}_k^* = v_{gHk}^* + iv_{lHk}^*$ é constante dentro de um período de amostragem de duração T , e que os três vetores que definem o setor são \mathbf{v}_{xk} , \mathbf{v}_{yk} e \mathbf{v}_{zk} , pode-se escrever

$$\mathbf{v}_k^* = \mathbf{v}_{xk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{yk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zk} \frac{t_{zk}}{T}. \tag{3.97}$$

Decompondo (3.97) no eixo real (v_{gHk}) e no eixo imaginário (v_{lHk}), obtêm-se

$$v_{gHk}^* = v_{xgHk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{ygHk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zgHk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (3.98)$$

$$v_{lHk}^* = v_{xlHk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{ylHk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zlHk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (3.99)$$

onde t_{xk} , t_{yk} e t_{zk} são os tempos de aplicação de cada vetor que estão restritos à relação $T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}$.

A trajetória descrita por \mathbf{v}_k^* nos planos vetoriais v_{gHk} x v_{lHk} para o caso em que $v_{gHk} = v_{lHk}$ é a diagonal principal, enquanto que para $v_{gHk} \neq v_{lHk}$ o vetor de referência descreve trajetória passando através dos setores que compõem os planos vetoriais. No caso $v_{gHk} = v_{lHk}$, quando apenas os vetores da diagonal principal são usados, a operação com $v_{CH} = 3v_C$ apresenta melhor desempenho em termos de distorção harmônica das tensões geradas (v_{gk} e v_{lk}) em comparação à operação com $v_{CH} = v_C$ e $v_{CH} = 2v_C$. No entanto, para $v_{gHk} \neq v_{lHk}$, a operação com $v_{CH} = 3v_C$ usa setores cujos vetores têm componentes v_{gHk} ou v_{lHk} que não chaveiam entre os dois níveis mais próximos (por exemplo, no setor I da Figura 3.14(b), v_{gHk} chaveia entre $-0.2v_{Ct}$ e $0.6v_{Ct}$), o que compromete a distorção harmônica das tensões geradas. Isso não ocorre na operação com $v_{CH} = v_C$ ou $v_{CH} = 2v_C$, uma vez que todos os setores são formados por vetores com componentes v_{gHk} e v_{lHk} que sempre chaveiam entre os dois níveis de tensão mais próximos do vetor de referência.

Para cada setor dos planos v_{gHk} x v_{lHk} , há algumas possibilidades de escolha dos três vetores mais próximos a serem aplicados de forma a sintetizar o vetor de referência \mathbf{v}_k^* , uma vez que existem vetores redundantes (gerados por diferentes combinações de estados das chaves). Apenas um dos vetores redundantes, presentes em alguns vértices, é usado em cada setor. O número de mudanças nos estados das chaves foi um critério levado em consideração na escolha dos vetores redundantes, permitindo redução nas perdas de chaveamento. Por outro lado, alguns vetores redundantes têm diferentes contribuições nas correntes dos barramentos CC i_{Ck} e i_{CH} , permitindo o controle das tensões v_{Ck} e v_{CH} (ver subseção 3.3.6.2).

Uma vez escolhidos os três vetores a serem usados, existem múltiplas soluções para a sequência de aplicação dos mesmos. No entanto, apenas uma sequência de aplicação, para cada setor, permite a otimização das tensões de entrada e saída do conversor (v_{gk} e v_{lk}), diminuindo sua distorção harmônica. Caso os vetores não sejam aplicados na sequência adequada, as tensões v_{gk} e v_{lk} apresentarão chaveamentos entre mais de três níveis, o que

contribui para o aumento da distorção harmônica.

Considerando que os vetores de tensão são aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$), os vetores redundantes usados e a sequência de aplicação dos três vetores de tensão, para cada setor, são mostrados na Tabela 3.7 para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. Por exemplo, quando o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado no setor I, os vetores \mathbf{v}_{0k} , \mathbf{v}_{13k} e \mathbf{v}_{14k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{13k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{13k}$. Quando \mathbf{v}_k^* está localizado no setor II, os vetores \mathbf{v}_{0k} , \mathbf{v}_{1k} e \mathbf{v}_{14k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$.

Tabela 3.7: Vetores redundantes usados e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 12LT com $v_{CH} = 2v_C$

setor	vetores redundantes usados	sequência de aplicação
I	\mathbf{v}_{13k} e \mathbf{v}_{14k}	$\mathbf{v}_{13k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{13k}$
II	\mathbf{v}_{14k}	$\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$
III	\mathbf{v}_{15k}	$\mathbf{v}_{15k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{15k}$
IV	\mathbf{v}_{15k}	$\mathbf{v}_{15k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{15k}$
V	\mathbf{v}_{15k}	$\mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{15k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{15k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k}$
VI	\mathbf{v}_{13k} e \mathbf{v}_{14k}	$\mathbf{v}_{13k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{13k}$
VII	\mathbf{v}_{13k}	$\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{13k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{13k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$
VIII	\mathbf{v}_{11k} e \mathbf{v}_{12k}	$\mathbf{v}_{11k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{12k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{11k}$
IX	\mathbf{v}_{11k}	$\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{11k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{11k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$
X	\mathbf{v}_{10k}	$\mathbf{v}_{10k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{10k}$
XI	\mathbf{v}_{10k}	$\mathbf{v}_{10k} \rightarrow \mathbf{v}_{8k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{8k} \rightarrow \mathbf{v}_{10k}$
XII	\mathbf{v}_{10k}	$\mathbf{v}_{9k} \rightarrow \mathbf{v}_{10k} \rightarrow \mathbf{v}_{8k} \rightarrow \mathbf{v}_{10k} \rightarrow \mathbf{v}_{9k}$
XIII	\mathbf{v}_{11k} e \mathbf{v}_{12k}	$\mathbf{v}_{11k} \rightarrow \mathbf{v}_{9k} \rightarrow \mathbf{v}_{12k} \rightarrow \mathbf{v}_{9k} \rightarrow \mathbf{v}_{11k}$
XIV	\mathbf{v}_{12k}	$\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{12k} \rightarrow \mathbf{v}_{9k} \rightarrow \mathbf{v}_{12k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$

Ressalta-se que a técnica SV-PWM apresentada permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão. Fazendo uma correlação com a técnica PWM escalar, esta solução corresponde à apropriada escolha de valores para os parâmetros μ_{yk} e μ_{xk} .

Por outro lado, os parâmetros μ_{xk} , μ_{g0} e μ_{l0} influenciam na distribuição de potência entre os conversores da topologia 12LT e podem ser explorados para balancear as tensões dos barramentos CC (ver subseção 3.3.6). Por meio da estratégia SV-PWM proposta, é possível realizar o balanceamento das tensões dos barramentos CC da topologia 12LT através dos

parâmetros μ_{g0} e μ_{l0} e aproveitando-se do fato que existem vetores redundantes com diferentes efeitos nas potências dos conversores. Para o método PWM escalar, o balanceamento das tensões dos barramentos pode ser efetuado a partir dos parâmetros μ_{xk} , no entanto, este controle faz com que a topologia 12LT não gere tensões otimizadas.

3.3.4.2 Estratégia LS-PWM

A estratégia SV-PWM é implementada a partir de uma técnica LS-PWM equivalente, possibilitando uma simples derivação dos tempos de aplicação dos vetores de tensão através de portadores triangulares. A técnica LS-PWM desenvolvida para a configuração 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$ é ilustrada nas Figuras 3.17 (setores I a IV) e 3.18 (setores V a VIII). Esta técnica é similarmente aplicada aos outros setores (IX a XIV). Diferentemente da técnica LS-PWM convencional encontrada na literatura, que é baseada em comparações com uma única tensão de referência, a proposta nesta tese é fundamentada na análise de planos vetoriais (comparações com duas tensões de referência simultaneamente). O procedimento usado na obtenção da equivalência entre as técnicas SV-PWM e LS-PWM é mostrado no diagrama de blocos da Figura 3.19.

A estratégia LS-PWM proposta para configuração 12LT define os estados das chaves de potência através de comparações das tensões de referência v_{gHk}^* e v_{lHk}^* com portadoras triangulares de alta frequência que apresentam mesma fase e diferentes níveis. Como as tensões v_{gHk} e v_{lHk} assumem cinco níveis para operação com $v_{CH} = 2v_C$ [ver Figura 3.16(a)], quatro portadoras são necessárias. A primeira é definida entre os níveis v_{Ct} e $0.5v_{Ct}$, a segunda é definida entre os níveis $0.5v_{Ct}$ e 0 , a terceira é definida entre os níveis 0 e $-0.5v_{Ct}$ e a última é definida entre os níveis $-0.5v_{Ct}$ e $-v_{Ct}$. O uso de portadoras triangulares ao invés de dentes de serra permite que os vetores sejam aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$).

Na técnica LS-PWM, de forma similar à SV-PWM, as tensões v_{gHk}^* e v_{lHk}^* são determinadas a partir das tensões de referência de entrada e saída da topologia (v_{gk}^* e v_{lk}^*), conforme apresentado nas subseções 3.3.3.1 e 3.3.3.2. De posse das tensões v_{gHk}^* e v_{lHk}^* , identifica-se o setor do plano v_{gHk} x v_{lHk} [ver Figura 3.14(a)] em que o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado. Uma vez identificado o setor, seleciona-se uma portadora para ser comparada com v_{gHk}^* e outra para ser comparada com v_{lHk}^* (a mesma portadora é usada em alguns setores,

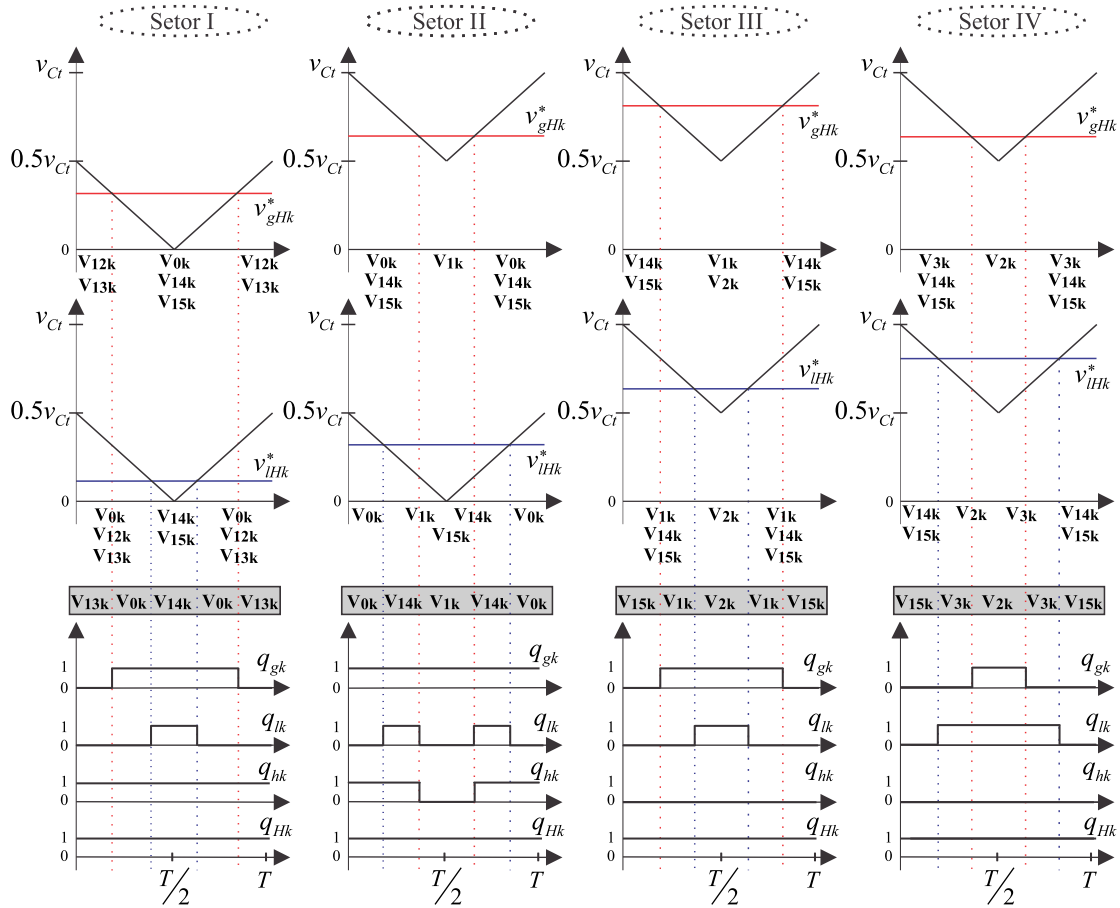


Figura 3.17: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$ - Setores I a IV.

por exemplo, nos setores III e IV). Essas comparações definem vetores que podem ser usados para gerar v_{gHk} e vetores que podem ser aplicados para gerar v_{lHk} . O algoritmo LS-PWM identifica os vetores (ou o vetor), entre aqueles resultantes das comparações com v_{gHk}^* e v_{lHk}^* , capazes de gerar v_{gHk} e v_{lHk} , simultaneamente. Quando apenas um vetor é identificado, ele é aplicado; caso contrário, quando houver mais de um, o vetor a ser aplicado é selecionado de acordo com a Tabela 3.5. Uma vez escolhido o vetor a ser utilizado, são definidos os estados das chaves q_{gk} , q_{lk} , q_{hk} e q_{Hk} .

3.3.5 Estratégia de Controle

O diagrama de blocos do sistema de controle da configuração 12LT é apresentado na Figura 3.20. O valor médio das tensões dos barramentos CC, $v_{Cm} = (v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} + v_{CH})/4$, é regulado através de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_{Cm} . Esse controlador determina a amplitude de referência I_g^* das correntes da rede de alimentação

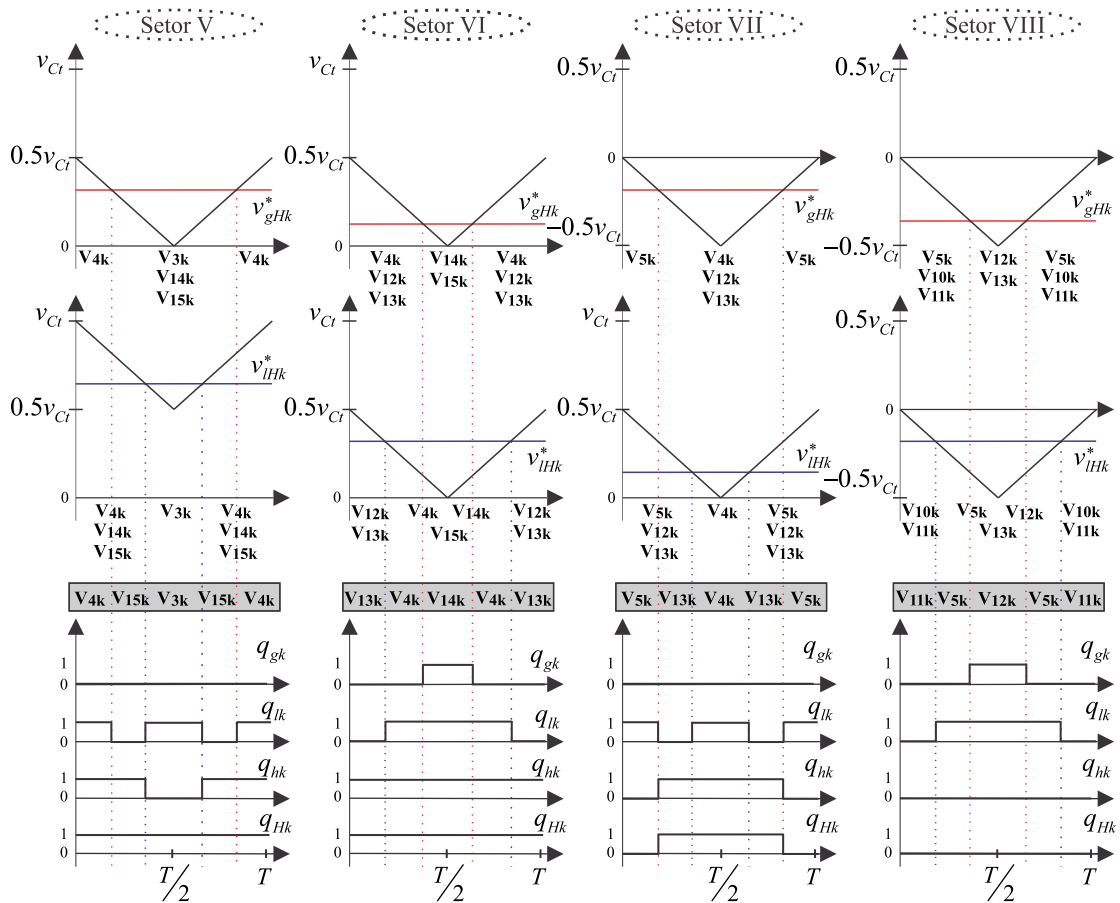


Figura 3.18: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$ - Setores V a VIII.

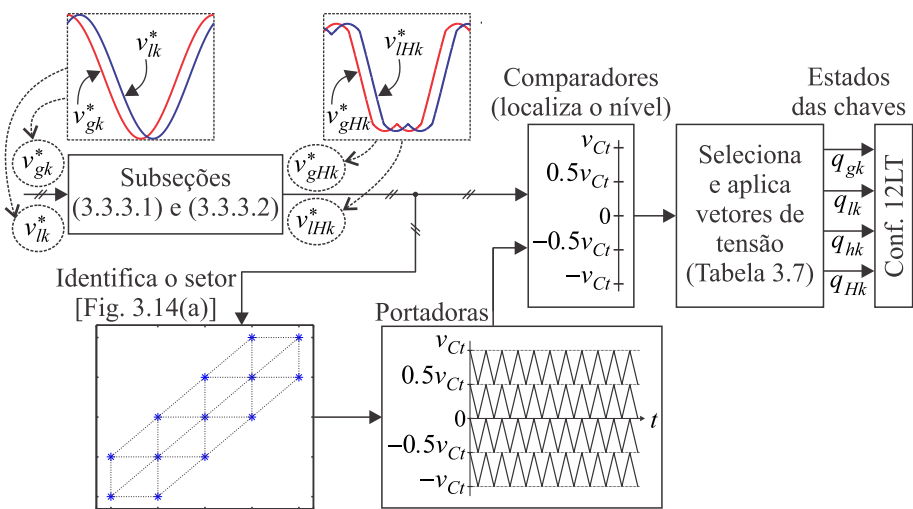


Figura 3.19: Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$.

trifásica.

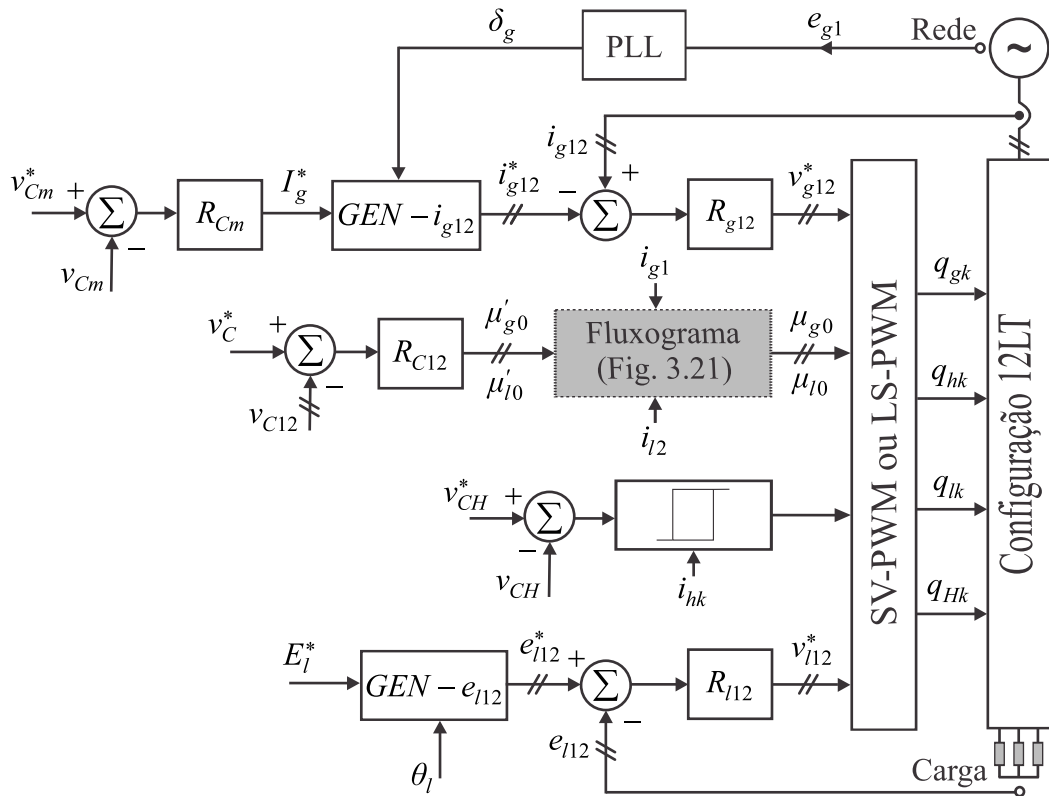


Figura 3.20: Diagrama de blocos do sistema de controle proposto para a topologia 12LT.

O controle do fator de potência da rede para esta topologia, assim como para a configuração 9LT, é baseado no esquema da PLL. Dessa forma, as correntes instantâneas de referência i_{g12}^* (i_{g1}^* e i_{g2}^*) são sincronizadas com as tensões da rede trifásica (e_{g1} e e_{g2}). Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN - i_{g12}$.

O controle das correntes de entrada, representado pelo bloco R_{g12} , é implementado usando controladores PI de dupla sequência cujo modelo foi apresentado anteriormente. Esses controladores definem as tensões de referência de entrada da topologia, v_{g12}^* (v_{g1}^* e v_{g2}^*).

As tensões instantâneas de referência da carga, e_{l12}^* , são obtidas pela definição de uma amplitude (E_l^*) e um ângulo (θ_l) de referência através do bloco $GEN - e_{l12}$ (similar ao $GEN - i_{g12}$). O controle de tensão da carga também é realizado por um controlador PI de dupla sequência representado pelo bloco R_{l12} . Esse controle define as tensões de referência de saída da estrutura, v_{l12}^* . Vale a pena salientar que o ângulo θ_l pode ser selecionado a fim de reduzir as correntes dos braços compartilhados i_{hk} (ver subseção 2.3.1).

Além de regular o valor médio das tensões dos barramentos CC (v_{Cm}), é preciso manter v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} e v_{CH} iguais aos valores de referência. Para esta finalidade, uma técnica de controle é usada para regular individualmente v_{C1} e v_{C2} [similar à apresentada para a topologia 9LT [ver subseção 3.2.6.2]]. Todavia, como a configuração 12LT tem quatro barramentos, apenas o controle das tensões v_{C1} e v_{C2} não garante que o sistema irá operar de forma balanceada. Portanto, uma estratégia de regulação de tensão por histerese é usada para regular v_{CH} . É importante destacar que, como a tensão média dos barramentos já está sendo controlada por um PI convencional, utilizar as técnicas de regulação de tensão para controlar v_{C1} , v_{C2} e v_{CH} fará, por conseguinte, que v_{C3} seja controlado. A análise de potência nos conversores da topologia 12LT e o método de balanceamento dos barramentos CC são detalhados na próxima seção.

3.3.6 Análise de Potência dos Conversores

Uma das principais limitações de estruturas de conversão multiníveis é o desbalanceamento entre diferentes níveis. Para controlar a tensão do barramento CC de um conversor é preciso regular sua potência. Nesta subseção é apresentado o estudo das potências dos conversores da configuração 12LT, bem como um método que permite balancear as tensões dos barramentos CC.

3.3.6.1 Potências dos barramentos CC

Os valores instantâneos das potências nos barramentos CC dos conversores k e 'H' (p_{Ck} e p_{CH} , respectivamente) podem ser expressos em função das tensões de polo, como segue

$$p_{Ck} = i_{gk}(v_{gk0_k} - v_{hk0_k}) - i_{lk}(v_{lk0_k} - v_{hk0_k}) \quad (3.100)$$

$$p_{CH} = -\sum_{k=1}^3 (i_{hk}v_{Hk0}). \quad (3.101)$$

Como $v_{ghk} = v_{gk0_k} - v_{hk0_k}$ e $v_{lhk} = v_{lk0_k} - v_{hk0_k}$ [ver (3.52) e (3.53)], (3.100) se torna

$$p_{Ck} = i_{gk}v_{ghk} - i_{lk}v_{lhk} \quad (3.102)$$

mas $v_{ghk} = v_{gHk} - v_{Hk0}$ e $v_{lhk} = v_{lHk} - v_{Hk0}$ [ver (3.50) e (3.51)], logo

$$p_{Ck} = i_{gk}v_{gHk} - i_{lk}v_{lHk} + (i_{lk} - i_{gk})v_{Hk0} = i_{gk}v_{gHk} - i_{lk}v_{lHk} + i_{hk}v_{Hk0} \quad (3.103)$$

com $i_{hk} = i_{lk} - i_{gk}$ [ver (3.47)]. Pode-se, ainda, introduzir $v_{gHk} = v_{gk} + v_{g0}$ e $v_{lHk} = v_{lk} + v_{l0}$ [ver (3.48) e (3.49)] em (3.103), resultando em

$$p_{Ck} = i_{gk}v_{gk} - i_{lk}v_{lk} + i_{gk}v_{g0} - i_{lk}v_{l0} + i_{hk}v_{Hk0}. \quad (3.104)$$

Por fim, as potências instantâneas p_{Ck} e p_{CH} podem ser escritas como

$$p_{Ck} = p_{io{k}} + p_{vk} + p_{Hk} \quad (3.105)$$

$$p_{CH} = -\sum_{k=1}^3 p_{Hk} \quad (3.106)$$

onde

$$p_{io{k}} = i_{gk}v_{gk} - i_{lk}v_{lk} \quad (3.107)$$

$$p_{vk} = i_{gk}v_{g0} - i_{lk}v_{l0} \quad (3.108)$$

$$p_{Hk} = i_{hk}v_{Hk0}. \quad (3.109)$$

As tensões v_{gk} e v_{lk} são definidas pelos controladores R_{g12} e R_{l12} (ver Figura 3.20), respectivamente, enquanto que v_{g0} , v_{l0} e v_{Hk0} são determinadas pela estratégia PWM escalar e seus valores dependem dos parâmetros μ_{g0} , μ_{l0} e μ_{xk} [ver (3.74), (3.80), (3.84) e (3.87)], respectivamente. Portanto, é possível variar as potências p_{vk} e p_{Hk} através dos parâmetros μ_{g0} , μ_{l0} e μ_{xk} , o que permite balancear as tensões dos barramentos CC. Os parâmetros μ_{yk} não afetam as potências dos conversores. As potências médias dos barramentos CC dos conversores k e 'H' são representadas por P_{Ck} e P_{CH} , respectivamente. Quando P_{Ck} é positivo, v_{Ck} aumenta e, quando P_{Ck} é negativo, v_{Ck} diminui. A potência média P_{CH} causa efeito similar na tensão v_{CH} .

É importante ressaltar que o controle das tensões dos barramentos a partir da estratégia PWM escalar (isto é, usando os parâmetros μ_{xk}) faz com que a topologia 12LT não gere tensões v_{gk} e v_{lk} com níveis otimizados. Na próxima subseção é apresentada uma técnica de balanceamento dos barramentos CC por meio da estratégia SV-PWM que garante alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento. Este controle é efetuado através dos parâmetros μ_{g0} e μ_{l0} e aproveitando-se do fato que existem vetores redundantes com diferentes efeitos nas potências dos conversores.

3.3.6.2 Método de balanceamento dos barramentos CC

A configuração 12LT apresenta quatro barramentos CC cujas tensões (v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} e v_{CH}) devem operar de forma balanceada com $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$ e $v_{CH} = v_C$, $v_{CH} = 2v_C$ ou $v_{CH} = 3v_C$. Além do controle do valor médio das tensões dos barramentos CC (v_{Cm}), é necessário realizar um controle individual das tensões de três dos quatro barramentos CC para garantir que o sistema irá operar de forma equilibrada.

Como parte da solução, é possível realizar o controle individual das tensões v_{C1} e v_{C2} através dos parâmetros μ_{g0} e μ_{l0} , respectivamente. Os parâmetros μ'_{g0} e μ'_{l0} são determinados por controladores PI convencionais, representados por R_{C12} (R_{C1} e R_{C2}), a fim de regular de forma independente as tensões v_{C12} (v_{C1} e v_{C2}) [ver Figura 3.20].

Os parâmetros μ'_{g0} e μ'_{l0} são relacionados com μ_{g0} e μ_{l0} , conforme observado no fluxograma da Figura 3.21. Para o controle de v_{C1} , dependendo do sentido da corrente de entrada do conversor na fase 1, i_{g1} , μ'_{g0} ou seu complemento, $1 - \mu'_{g0}$, é selecionado para realizar o PWM. Se $i_{g1} \geq 0$, μ'_{g0} é selecionado, senão, $1 - \mu'_{g0}$ é usado. Similarmente, para o controle da tensão v_{C2} , a corrente de saída do conversor na fase 2, i_{l2} , é usada. Se $i_{l2} \leq 0$, μ'_{l0} é selecionado, senão, $1 - \mu'_{l0}$ é escolhido. Dessa forma, é possível direcionar potência positiva ou negativa para os conversores 1 e 2, permitindo a regulação das tensões v_{C1} e v_{C2} .

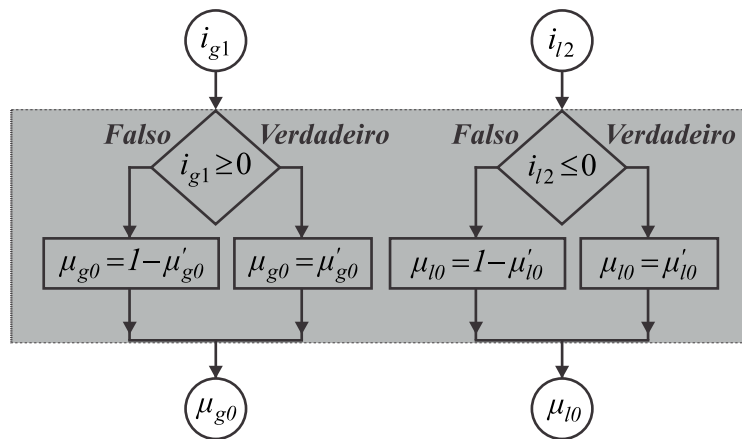


Figura 3.21: Fluxograma do método de balanceamento dos barramentos CC da topologia 12LT.

Uma vez definidos os valores de μ_{g0} , μ_{l0} , v_{gk}^* e v_{lk}^* pelo sistema de controle, as tensões v_{g0}^* e v_{l0}^* podem ser obtidas usando (3.74) e (3.80), respectivamente. De posse de v_{g0}^* e v_{l0}^* , as tensões v_{gHk}^* e v_{lHk}^* são determinadas a partir de (3.69)-(3.71) e (3.75)-(3.77), respectivamente

(ver subseção 3.3.3). Essas tensões de referência (v_{gHk}^* e v_{lHk}^*) são usadas para realizar as estratégias SV-PWM e LS-PWM a fim de determinar os estados das chaves q_{gk} , q_{lk} , q_{hk} e q_{Hk} (ver seção 3.3.4).

No entanto, apenas o controle das tensões v_{C1} e v_{C2} não assegura a operação do sistema em total balanceamento, pois ocorre um crescente desequilíbrio entre as tensões v_{C3} e v_{CH} ao longo do tempo. Desta forma, é necessário controlar a tensão de mais um barramento CC (v_{C3} ou v_{CH}) para garantir que a estrutura irá operar em pleno equilíbrio. Como solução, uma estratégia de regulação de tensão por histerese é usada para regular v_{CH} . Quando o erro de tensão ($v_{CH}^* - v_{CH}$) estiver confinado dentro da banda de histerese, a estratégia SV-PWM é usada para reduzir perdas de chaveamento (ver seção 3.3.4.1), caso contrário, uma técnica de balanceamento dos barramentos CC é aplicada até que o erro de tensão volte a zero. Esta técnica é explicada a seguir.

Conforme (3.60) e (3.61), as correntes que fluem através dos barramentos CC dos conversores k e H (i_{Ck} e i_{CH}) são função dos estados das chaves. Como o conversor 'H' é trifásico, a corrente que flui em seu barramento é resultante da contribuição das três fases. Apresenta-se, a seguir, o efeito da corrente da fase 1 (i_{h1}) na tensão v_{CH} . As correntes i_{h2} e i_{h3} geram efeito semelhante em v_{CH} .

Na Tabela 3.8 são apresentados os efeitos gerados em v_{CH} de acordo com os estados da chave da fase 1 do conversor 'H' (q_{H1}) quando $i_{h1} \geq 0$. Os efeitos opostos são observados quando $i_{h1} < 0$. Constata-se que, através dos estados da chave q_{H1} , pode-se aumentar (\uparrow) ou diminuir (\downarrow) a tensão v_{CH} .

Tabela 3.8: Efeitos gerados em v_{CH} de acordo com os estados da chave da fase 1 do conversor 'H' (q_{H1}) quando $i_{h1} \geq 0$

q_{H1}	parcela de i_{CH}	efeito em v_{CH}
0	i_{h1}	aumenta (\uparrow)
1	$-i_{h1}$	diminui (\downarrow)

Para operação com $v_{CH} = v_C$ ou $v_{CH} = 2v_C$, alguns vetores redundantes têm diferentes contribuições nas correntes i_{Ck} e i_{CH} , possibilitando o balanceamento dos barramentos CC ao mesmo tempo que gera tensões v_{gk} e v_{lk} otimizadas (utilizam-se os vetores que estão nos vértices do setor no qual a referência se encontra). No entanto, quando $v_{CH} = 3v_C$, o número de vetores redundantes diminui consideravelmente e não existem redundâncias com

diferentes efeitos nas correntes i_{Ck} e i_{CH} . Neste caso, é necessário utilizar vetores de tensão mais distantes para controlar o fluxo de potência nos barramentos, aumentando a distorção harmônica das tensões geradas.

A técnica de controle da tensão do barramento CC do conversor 'H' está ilustrada na Figura 3.22, onde se observam os planos $v_{gHk} \times v_{lHk}$ contendo somente os vetores redundantes com diferentes contribuições na corrente i_{CH} quando $i_{hk} \geq 0$ para os casos $v_{CH} = v_C$ e $v_{CH} = 2v_C$. Além disso, é mostrada a trajetória descrita pelo vetor de referência \mathbf{v}_k^* com $\theta_{lg} = 10^\circ$. A área sombreada destaca os setores em que o controle de v_{CH} pode ser realizado.

O controle de v_{CH} consiste em selecionar o vetor redundante a ser usado de acordo com a direção da corrente i_{hk} . Por exemplo, para operação com $v_{CH} = 2v_C$ [ver Figura 3.22(b)], quando $i_{hk} \geq 0$, se \mathbf{v}_{12} for usado, v_{CH} aumenta. Por outro lado, se \mathbf{v}_{13} for usado, v_{CH} diminui.

3.4 Resultados do Sistema

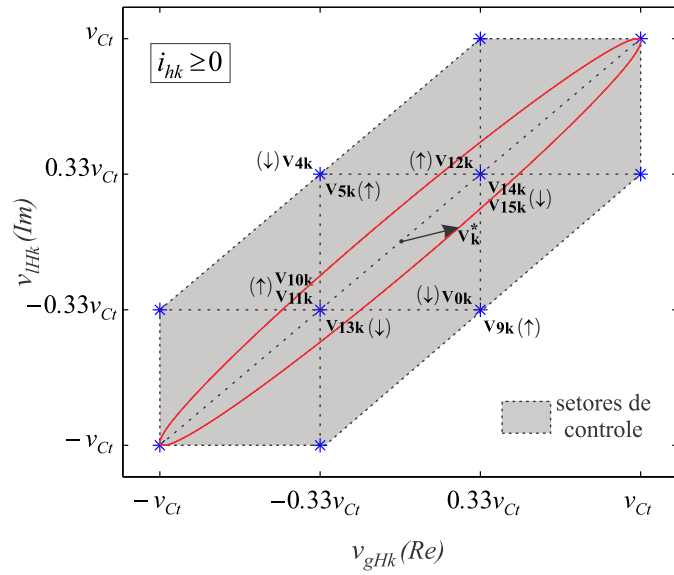
São apresentados os resultados de simulação, obtidos com o programa de simulação MATLAB®, das topologias CA-CC-CA trifásicas (9LT e 12LT). O comportamento ao longo do tempo das variáveis controladas e os objetivos esperados no controle de cada uma das estruturas serão observados. Com a finalidade de validar os estudos realizados nesse trabalho, foram obtidos alguns resultados experimentais das topologias.

3.4.1 Resultados de Simulação

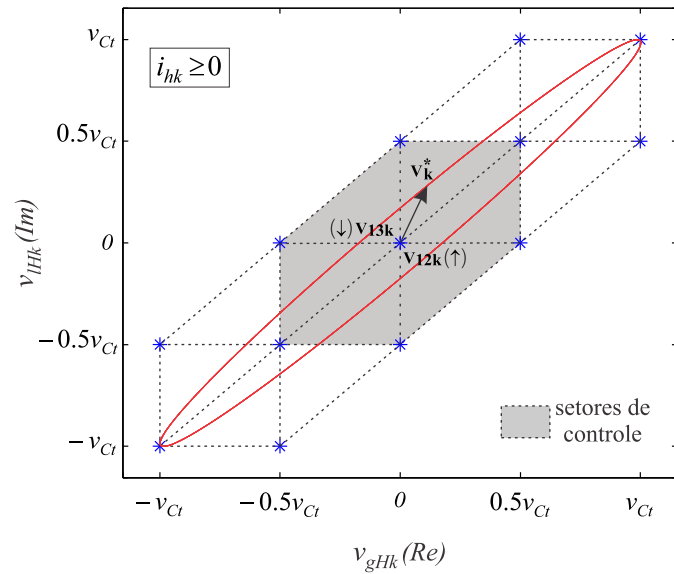
3.4.1.1 Configuração 9LT

Tanto para os resultados de simulação, como também para os resultados experimentais, a configuração 9LT operou com os seguintes parâmetros: capacitores dos barramentos CC com capacitância $C = 2200\mu\text{F}$, tensões dos barramentos $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = 100\text{V}$, frequência de amostragem $f_{am} = 10\text{kHz}$, amplitude de tensão da rede elétrica $E_g = 100\text{V}$ e carga RL com $E_l = 100\text{V}$, $\cos(\phi_l) = 0.98$ e $P_l = 750\text{W}$, indutâncias de filtro $l_g = l_l = 7\text{mH}$.

Resultados de simulação, obtidos no intervalo de tempo de 0 a 4s, das tensões dos barramentos CC da configuração 9LT (v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} e v_{Cm}) são mostrados na Figura 3.23.



(a)



(b)

Figura 3.22: Controle da tensão do barramento do conversor 'H' no plano v_{gHk} x v_{lHk} quando $i_{hk} \geq 0$. (a) Operação com $v_{CH} = v_C$. (b) Operação com $v_{CH} = 2v_C$.

Na Figura 3.24 encontram-se os resultados de simulação em regime permanente (obtidos no intervalo de 1.9 a 2s) referentes a todas as grandezas controladas do sistema e a tensão gerada na entrada da estrutura (v_{g1}). As curvas apresentadas são: tensões nos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} e v_{Cm}), correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}), tensão (e_{g1}) e corrente (i_{g1}) da rede; tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}) e tensão na entrada do conversor (v_{g1}). A tensão na saída do conversor (v_{l1}) não é apresentada pois é semelhante à tensão v_{g1} .

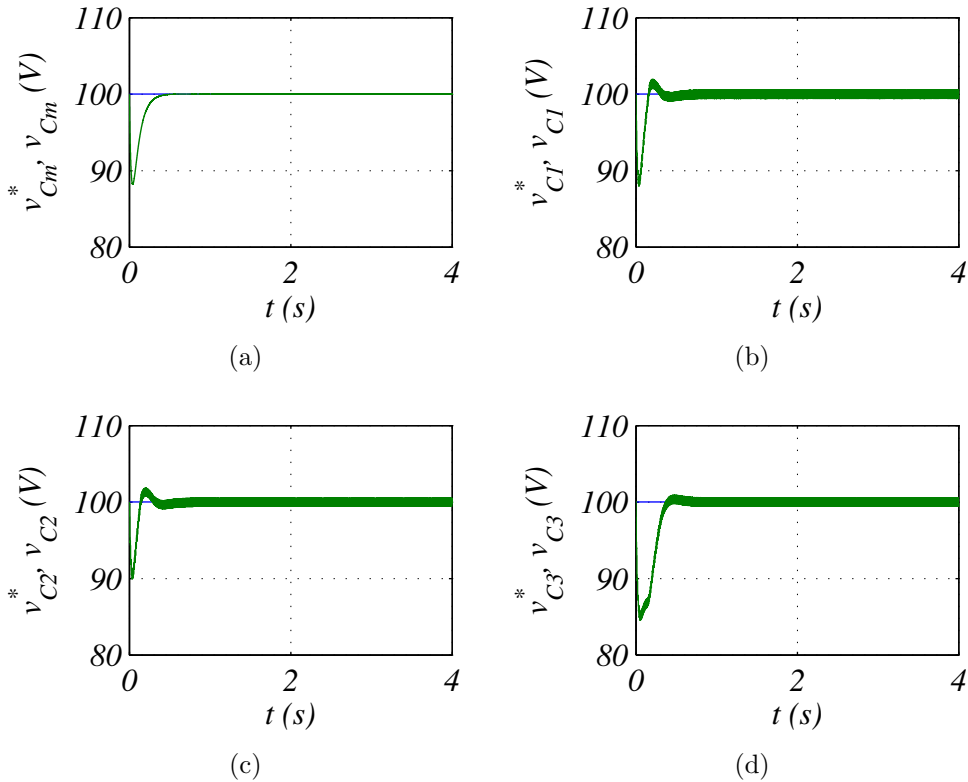


Figura 3.23: Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 9LT. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão do barramento CC do conversor 3.

Dos três barramentos CC do sistema, dois tiveram sua tensão controlada diretamente (v_{C1} e v_{C2}). Adicionalmente, foi feito um controle da tensão média dos barramentos dos três conversores (v_{Cm}). Inicialmente, mostra-se na Figura 3.24(a) o controle da tensão média dos barramentos CC. Nas Figuras 3.24(b), 3.24(c) e 3.24(d) são mostradas as convergências das tensões dos barramentos CC para o valor de referência.

Na Figura 3.24(e), têm-se as correntes de entrada controladas com amplitude definida pelo controle da tensão média dos barramentos CC. A referência da corrente da rede foi definida para que o fator de potência da entrada tenha valor unitário. Na Figura 3.24(f), observa-se a corrente de entrada, i_{g1} , em fase com a tensão de rede, e_{g1} . Para uma melhor visualização a corrente i_{g1} foi ampliada em dez vezes. Na Figura 3.24(g), tem-se o controle das tensões da carga com amplitude e frequência constantes. Finalmente é apresentada na Figura 3.24(h) a tensão gerada na entrada da estrutura (v_{g1}), possuindo nove níveis.

Uma variação na carga é efetuada em $t = 2s$ com a finalidade de avaliar o desempenho

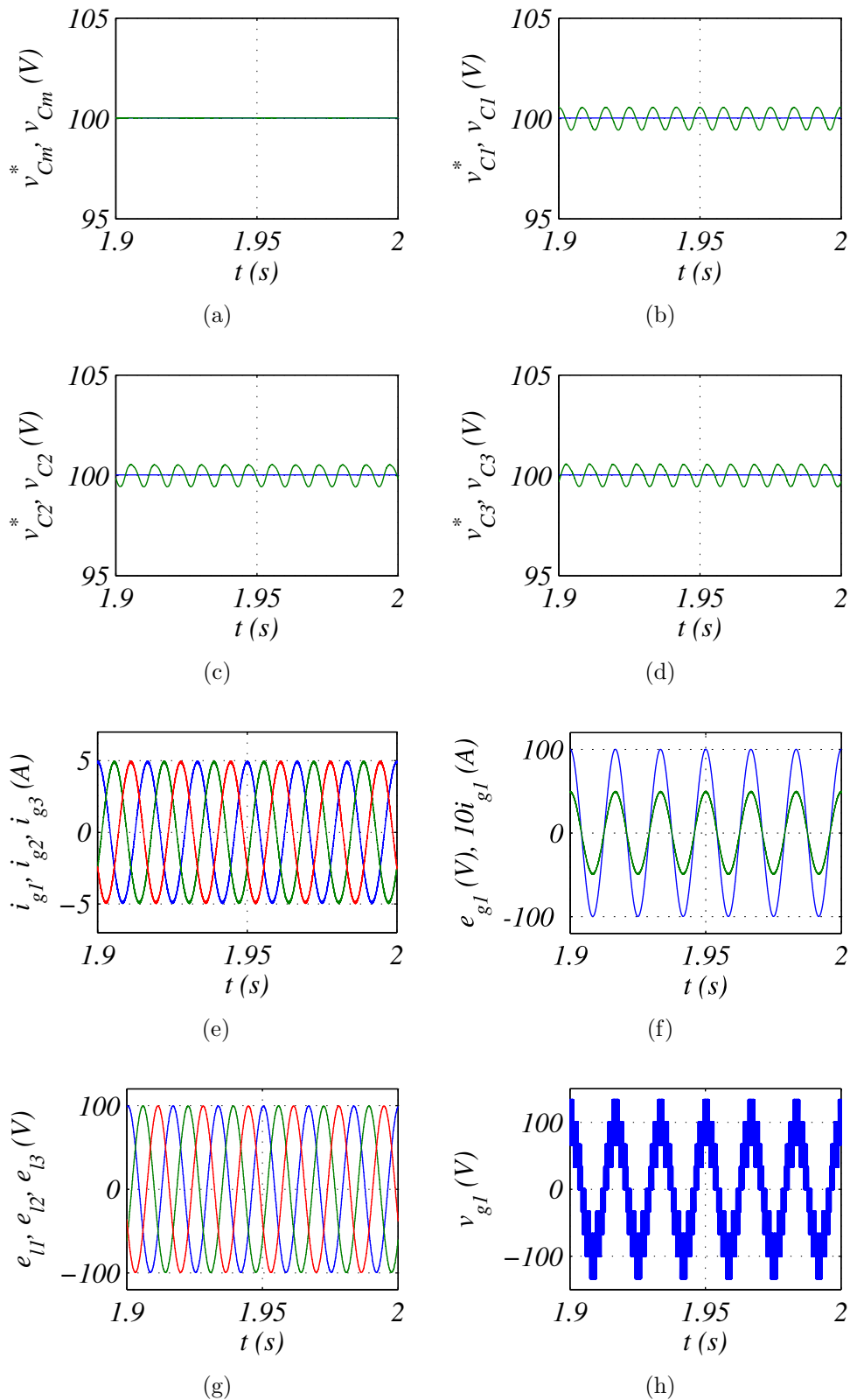


Figura 3.24: Resultados de simulação em regime permanente da topologia 9LT. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão do barramento CC do conversor 3. (e) Correntes da rede. (f) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (g) Tensões na carga. (h) Tensão gerada na entrada.

do sistema de controle proposto, conforme mostrado na Figura 3.25. O transitório de carga consistiu na redução da amplitude da corrente da carga em 30% em relação ao valor inicial (isto é, reduzindo aumentando a resistência da carga), como pode ser visto na Figura 3.25(a). Nota-se, a partir das Figuras 3.25(b) e 3.25(c), que após o transitório as tensões dos barramentos se encontram balanceadas novamente e a tensão na carga permanece constante. Comportamento semelhante é observado quando o transitório consiste no aumento da amplitude da corrente da carga em 30% em relação ao valor inicial.

3.4.1.2 Configuração 12LT

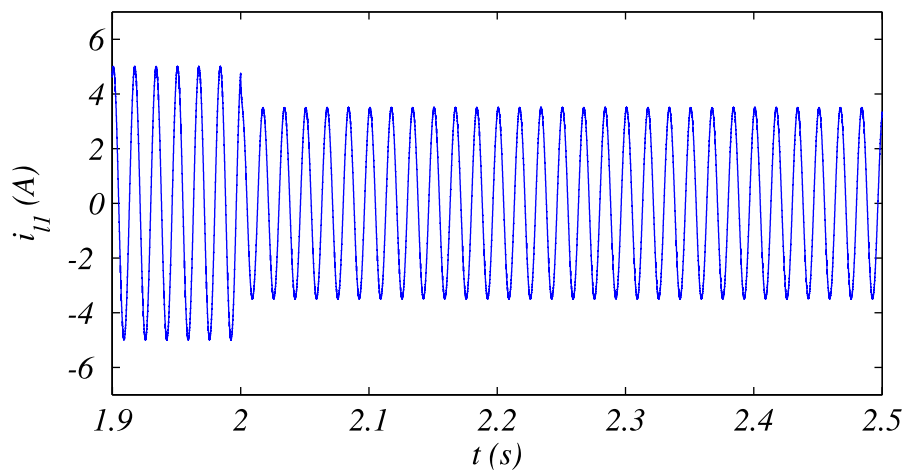
Resultados de simulação e experimentais foram obtidos para a configuração 12LT operando com os seguintes parâmetros: capacitores dos barramentos CC com capacitância $C = 2200\mu\text{F}$, tensões dos barramentos CC $v_{CH} = 2v_C = 88\text{V}$, frequência de amostragem $f_{am} = 10\text{kHz}$, amplitude de tensão da rede elétrica $E_g = 100\text{V}$, $\cos(\phi_l) = 0.98$ e $P_l = 750\text{W}$. A banda de histerese utilizada no controle de v_{CH} foi $\pm 1\%$.

Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da configuração 12LT (v_{Cm} , v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} e v_{CH}) são mostrados na Figura 3.26 no intervalo de 0 a 4s.

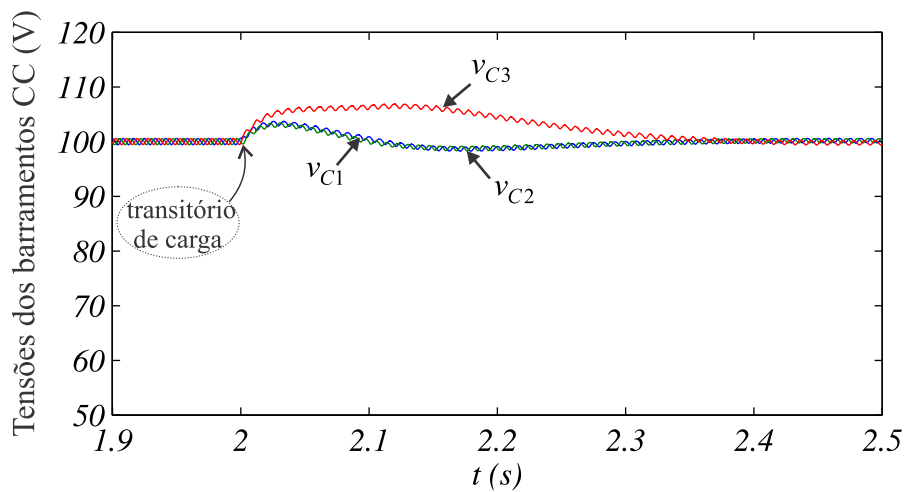
A estrutura 12LT apresenta quatro barramentos CC, três deles tiveram sua tensão controlada diretamente. As tensões v_{C1} e v_{C2} foram reguladas através de controladores PI e a tensão v_{CH} foi controlada a partir de uma estratégia de regulação de tensão por histerese. Complementarmente, a tensão média dos barramentos (v_{Cm}) foi regulada por meio de um controlador PI. Pode-se observar na Figura 3.26(a) o controle da tensão média dos barramentos CC. Nas Figuras 3.26(b), 3.26(c), 3.26(d) e 3.26(e) são mostradas as convergências das tensões dos barramentos CC para os valores de referência.

Na Figura 3.27 encontram-se os resultados de simulação em regime permanente (obtidos no intervalo de 1.9 a 2s) referentes a todas as grandezas controladas do sistema e a tensão gerada na entrada da estrutura (v_{g1}). As curvas apresentadas são: tensões nos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} e v_{CH}), correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}), tensão (e_{g1}) e corrente (i_{g1}) da rede; tensões da carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}) e tensão na entrada do conversor (v_{g1}). A tensão na saída do conversor (v_{l1}) não é apresentada pois é semelhante à tensão v_{g1} .

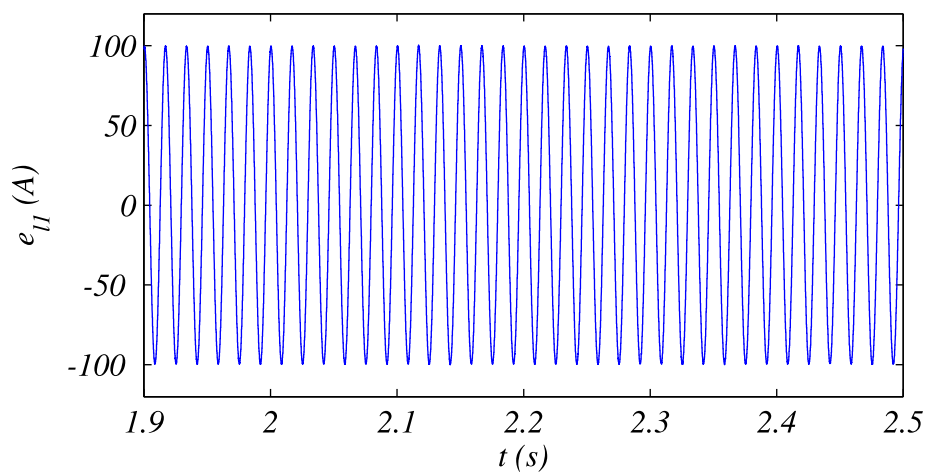
O balanceamento das tensões dos barramentos pode ser constatado nas Figuras 3.27(a),



(a)



(b)



(c)

Figura 3.25: Resultados de simulação da topologia 9LT - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente na fase 1 da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na fase 1 da carga.

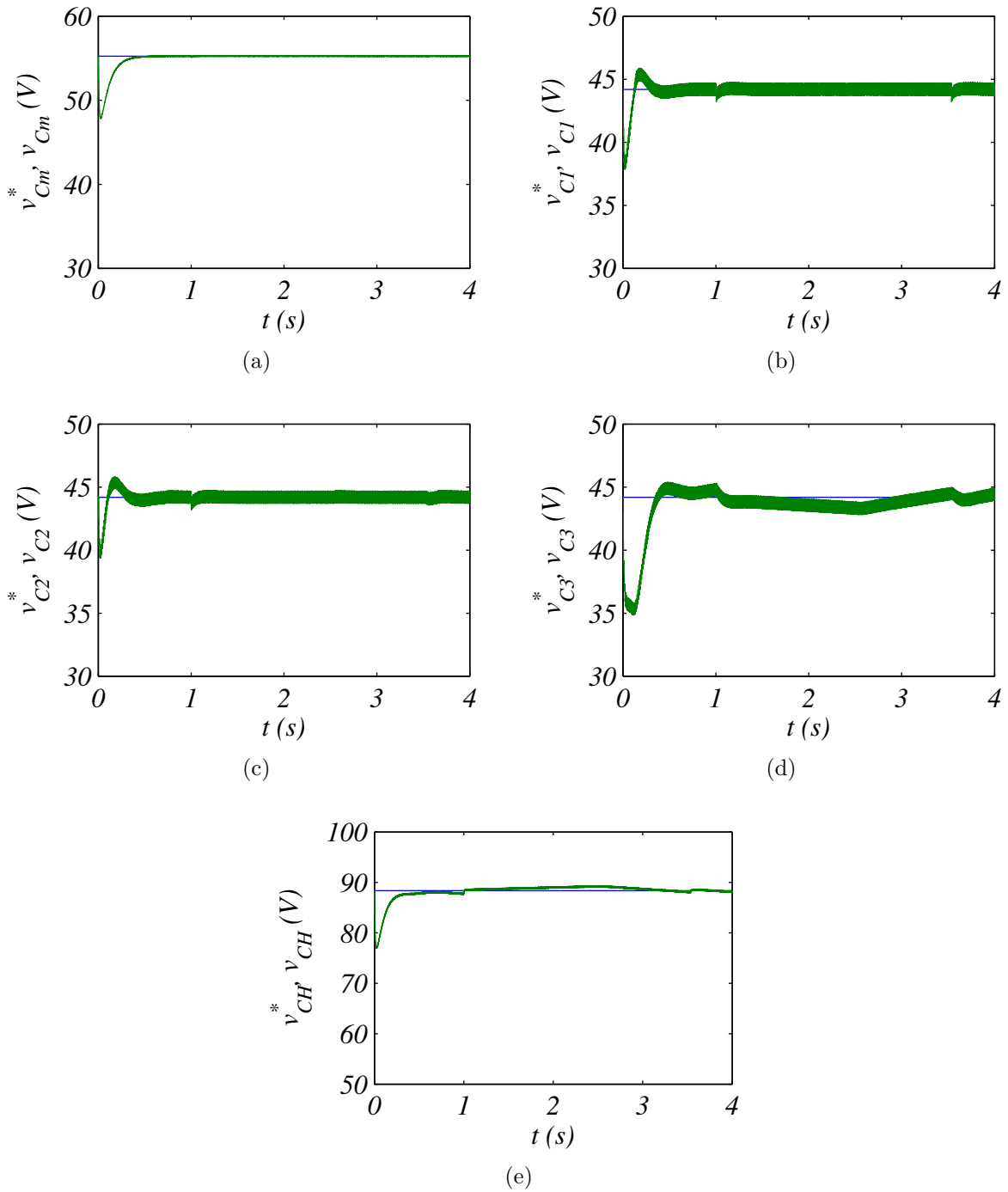


Figura 3.26: Resultados de simulação das tensões dos barramentos CC da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (a) Tensão média dos barramentos CC. (b) Tensão do barramento CC do conversor 1. (c) Tensão do barramento CC do conversor 2. (d) Tensão do barramento CC do conversor 3. (e) Tensão do barramento CC do conversor 'H'.

3.27(b), 3.27(c) e 3.27(d). Na Figura 3.27(e), têm-se as correntes de entrada controladas com amplitude definida pelo controle da tensão média dos barramentos CC. A referência da

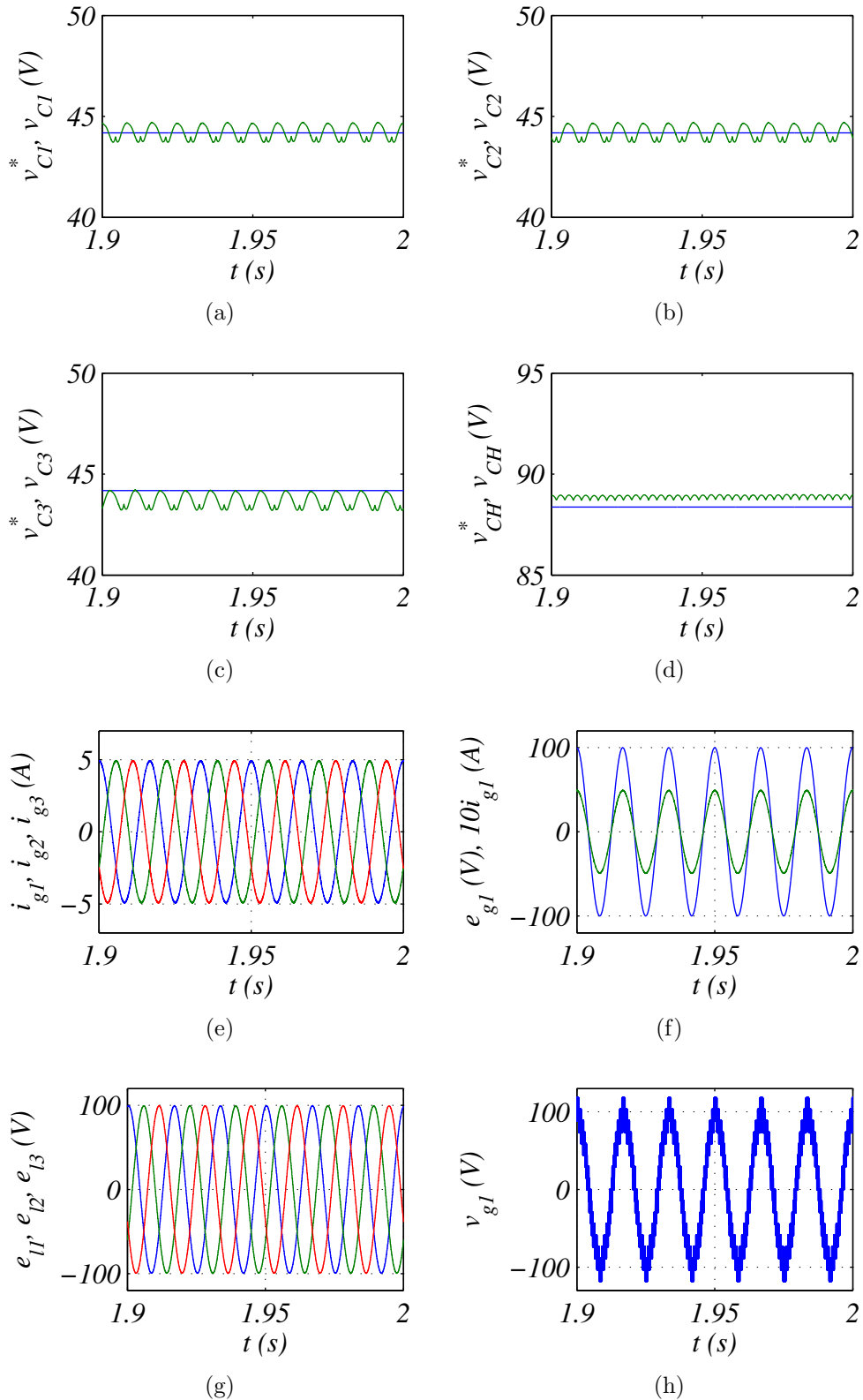


Figura 3.27: Resultados de simulação em regime permanente da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (a) Tensão do barramento CC do conversor 1. (b) Tensão do barramento CC do conversor 2. (c) Tensão do barramento CC do conversor 3. (d) Tensão do barramento CC do conversor 'H'. (e) Correntes da rede. (f) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (g) Tensões na carga. (h) Tensão gerada na entrada.

corrente da rede foi definida para que o fator de potência da entrada tenha valor unitário. Na Figura 3.27(f), observa-se a corrente de entrada, i_{g1} , em fase com a tensão da rede, e_{g1} . Para uma melhor visualização a corrente i_{g1} foi ampliada em dez vezes. Na Figura 3.27(g), tem-se o controle das tensões da carga com amplitude e frequência constantes. Finalmente é apresentada na Figura 3.27(h) a tensão gerada na entrada da estrutura (v_{g1}), podendo-se observar que esta tensão possui dezessete níveis.

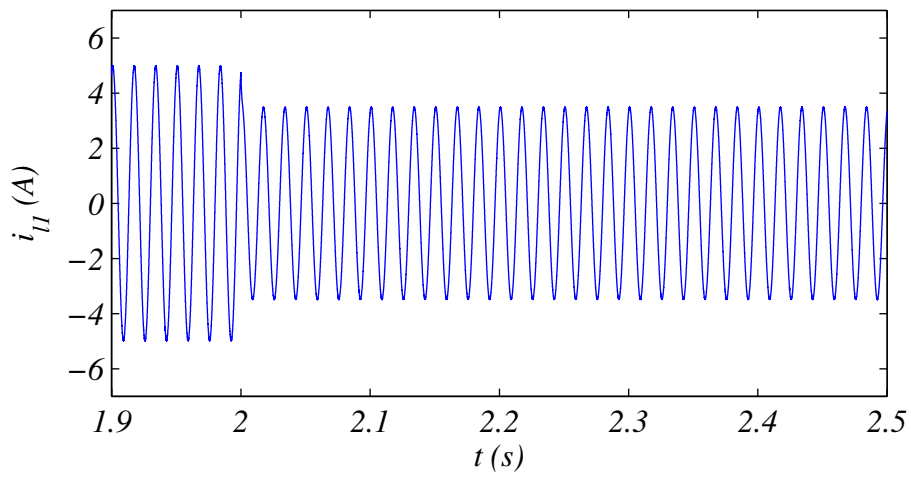
Uma variação na carga é efetuada em $t = 2s$ com a finalidade de avaliar o desempenho do sistema de controle proposto, conforme mostrado na Figura 3.28. O transitório de carga consistiu na redução da amplitude da corrente da carga em 30% em relação ao valor inicial (isto é, reduzindo aumentando a resistência da carga), como pode ser visto na Figura 3.28(a). Nota-se, a partir das Figuras 3.28(b) e 3.28(c), que após o transitório as tensões dos barramentos se encontram balanceadas novamente e a tensão na carga permanece constante. Comportamento semelhante é observado quando o transitório consiste no aumento da amplitude da corrente da carga em 30% em relação ao valor inicial.

3.4.2 Resultados Experimentais

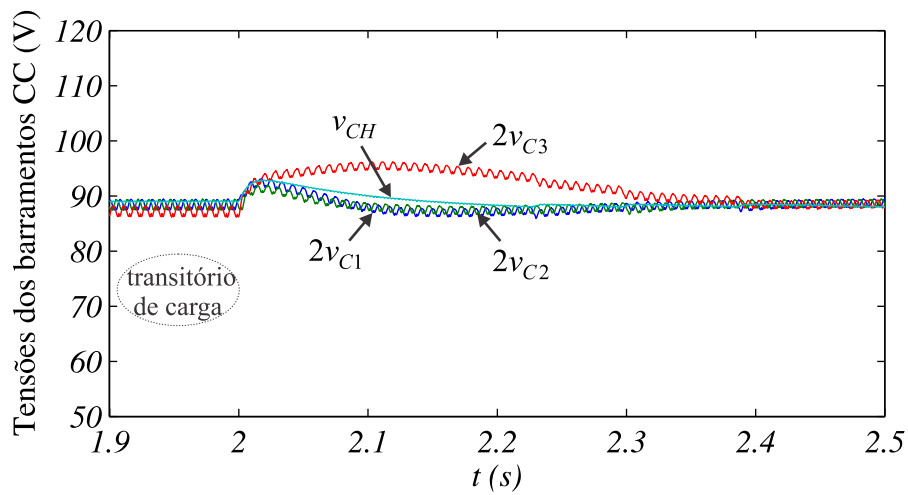
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais das topologias CA-CC-CA trifásicas investigadas (9LT e 12LT), a fim de validar o seu funcionamento, bem como das estratégias de modulação PWM e de controle propostas. Os resultados experimentais do comportamento dinâmico e em regime permanente das estruturas foram obtidos na plataforma de desenvolvimento experimental apresentada no Capítulo 2 (ver seção 2.9).

3.4.2.1 Configuração 9LT

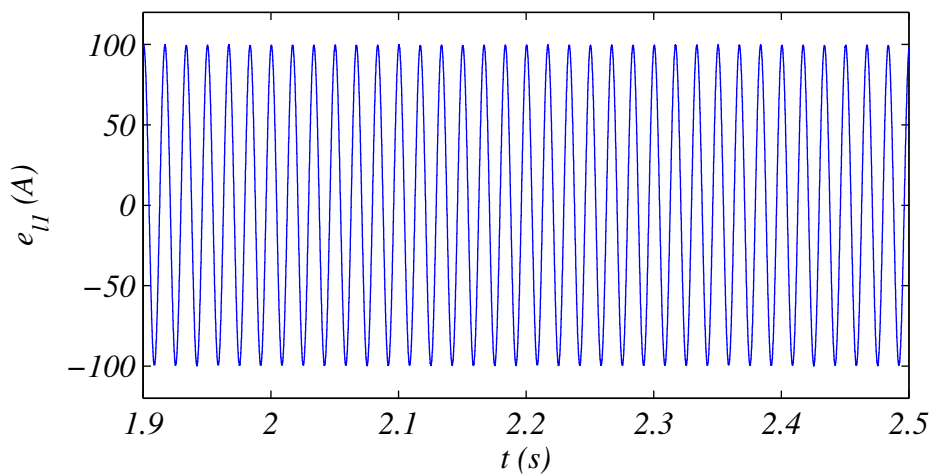
Os resultados experimentais foram obtidos nas mesmas condições dos resultados de simulação. Na Figura 3.29 são apresentados resultados experimentais da configuração 9LT obtidos em regime permanente. A tensão gerada na entrada da estrutura (v_{g1}) e as correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) estão ilustradas na Figura 3.29(a). O controle do fator de potência da entrada é mostrado na Figura 3.29(b), onde é possível observar o sincronismo entre e_{g1} e i_{g1} . As tensões na carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}) estão ilustradas na Figura 3.29(c). Constata-se que todas as variáveis são adequadamente controladas.



(a)

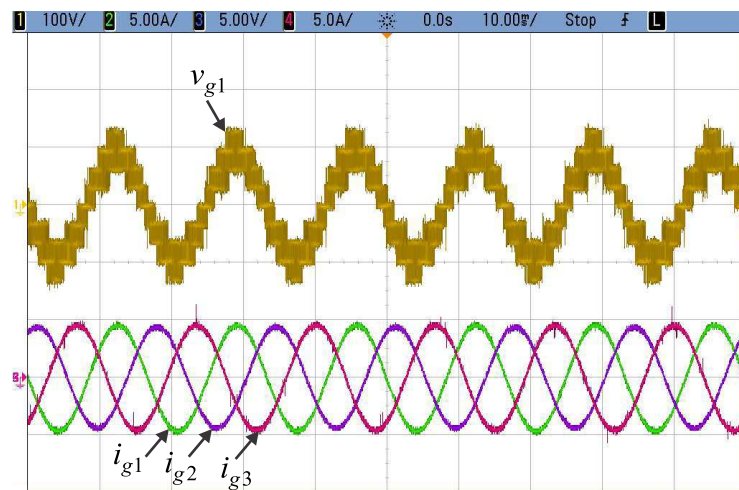


(b)

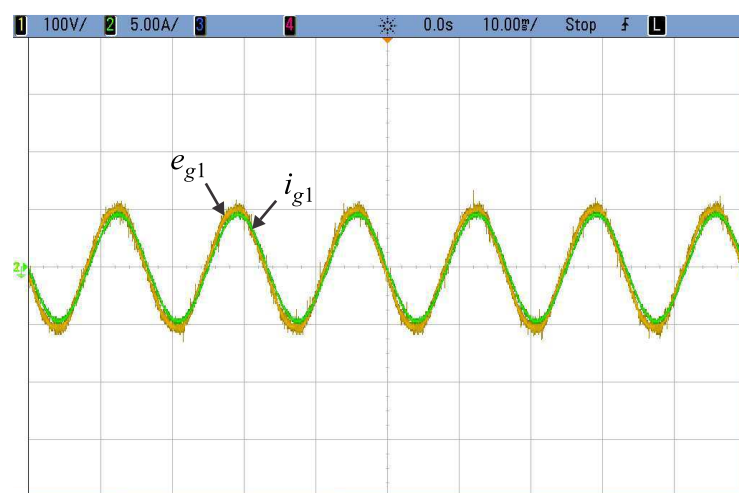


(c)

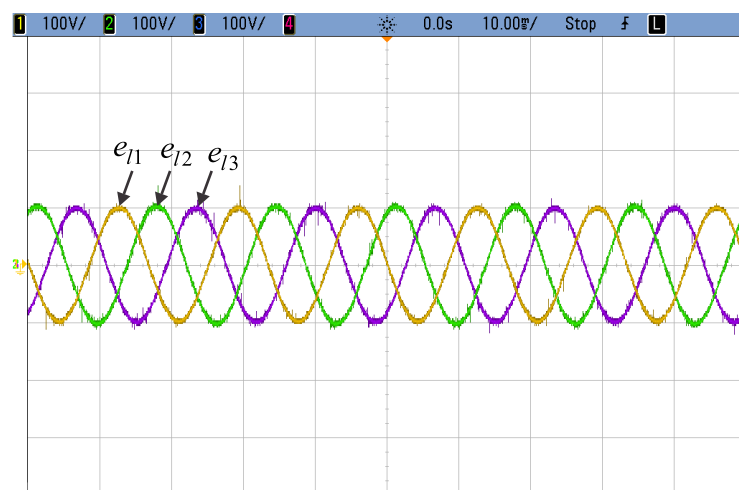
Figura 3.28: Resultados de simulação da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$ - Efeito da variação da carga no sistema. (a) Corrente na fase 1 da carga. (b) Tensões dos barramentos CC. (c) Tensão na fase 1 da carga.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.29: Resultados experimentais em regime permanente da topologia 9LT. (a) Tensão gerada na entrada e correntes da rede. (b) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (c) Tensões na carga.

Similar ao que foi feito através de simulação (ver Figura 3.25), foi provocada uma variação na carga com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema de controle proposto, conforme mostrado na Figura 3.30. O transitório de carga consistiu na redução da amplitude da corrente da carga em 30% em relação ao valor inicial. Observa-se que após o transitório as tensões dos barramentos se encontram balanceadas novamente.

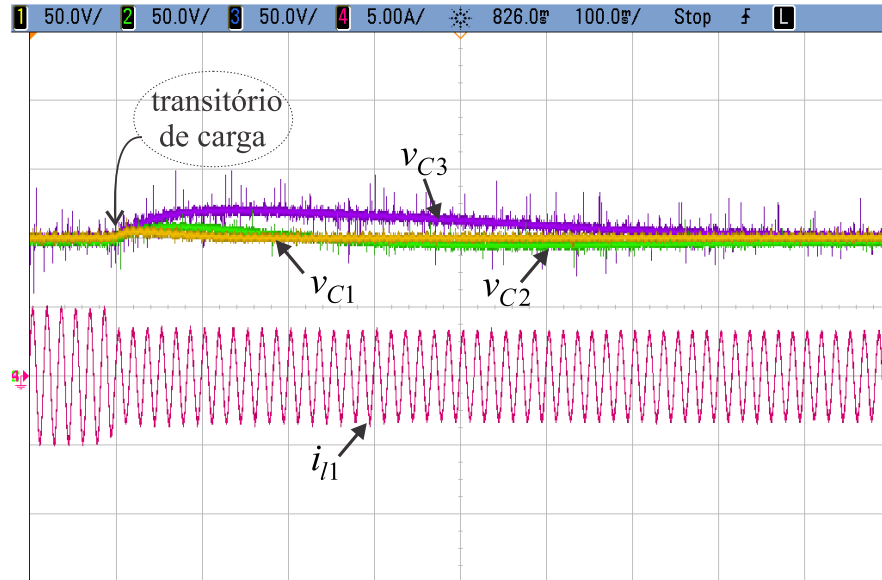


Figura 3.30: Resultados experimentais da topologia 9LT - Efeito da variação da carga no sistema. Corrente da carga e tensões dos barramentos CC.

3.4.2.2 Configuração 12LT

Os resultados experimentais da configuração 12LT são apresentados na Figura 3.31. As tensões dos barramentos CC dos conversores podem ser visualizadas nas Figuras 3.31(a) e 3.31(b), onde se verifica que o balanceamento das tensões foi alcançado.

A tensão na fase 1 da rede (e_{g1}) e as correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) estão ilustradas na Figura 3.31(c). O controle do fator de potência da entrada é mostrado na Figura 3.31(d), onde é possível observar o sincronismo entre e_{g1} e i_{g1} . A tensão na entrada da estrutura (v_{g1}) é mostrada na Figura 3.31(d) e as tensões na carga (e_{l1} , e_{l2} e e_{l3}) estão ilustradas na Figura 3.31(f). Pode-se verificar que todas as variáveis são adequadamente controladas.

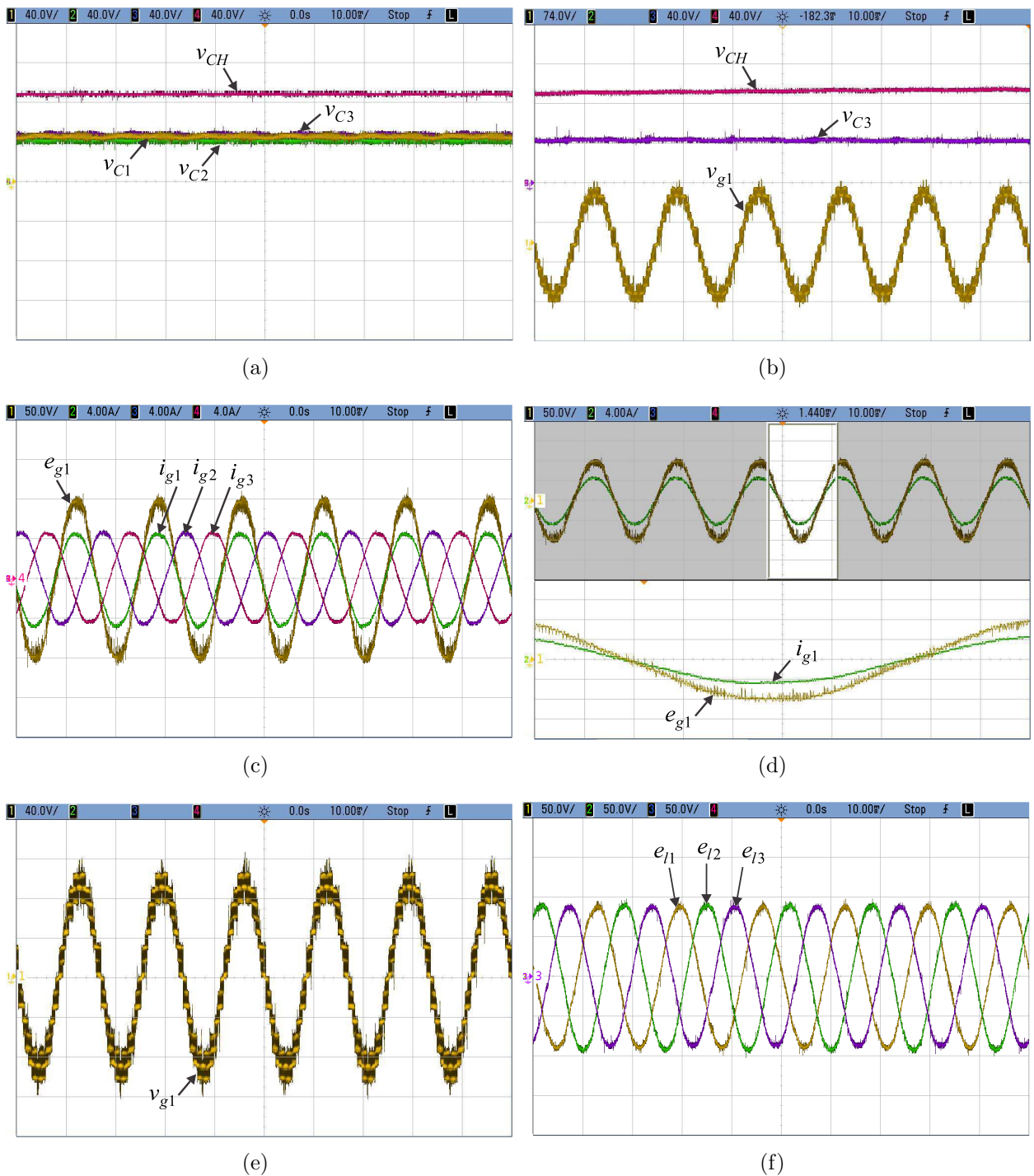


Figura 3.31: Resultados experimentais da topologia 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (a) Tensões dos barramentos CC. (b) Tensões dos barramentos CC e tensão gerada na entrada. (c) Correntes da rede. (d) Corrente da rede em fase com a tensão da rede. (e) Tensão gerada na entrada. (f) Tensões na carga.

3.5 Conclusões

Foram apresentadas e investigadas, neste capítulo, as topologias CA-CC-CA trifásicas ilustradas nas Figuras 3.1 e 3.10. Para estas configurações (denominadas 9LT e 12LT) foram apresentadas: as equações do modelo dinâmico, estudo de esforço nas chaves, estratégias SV-PWM e LS-PWM, estratégia de controle e resultados de simulações e experimentais. As duas estratégias PWM desenvolvidas têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo. A partir dos sistemas de controle propostos foi possível obter o controle das correntes de entrada com a maximização do fator de potência; a regulação das tensões dos capacitores; realizar a divisão do fluxo de potência entre os módulos da topologia; o controle das tensões da carga com amplitude e frequência constantes. Observou-se que os objetivos do sistema de controle foram alcançados para as configurações 9LT e 12LT. Frente ao conversor trifásico convencional 5LT, as topologias 9LT e 12LT permitem reduzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência a partir da utilização de módulos conversores de três braços (3L) conectados em cascata. Comparado com o conversor 9LT, o conversor proposto 12LT também permite reduzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência introduzindo um conversor 3L trifásico compartilhado entre entrada e saída do sistema. A inserção do conversor extra 3L no estágio de baixa corrente possibilita a redução de perdas por chaveamento. Outrossim, a configuração 12LT gera sinais de tensão com menor teor de harmônicos devido ao maior número de níveis da sua tensão gerada. As topologias apresentadas neste capítulo são comparadas de forma quantitativa, no capítulo 5, com a configuração convencional 5LT em aspectos como distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores.

4

Conversores CC-CA Aplicados ao Acionamento de Máquinas Hexafásicas

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias CC-CA (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) aplicadas ao acionamento de máquinas hexafásicas e resultantes da associação de módulos de três braços (3L). Para cada uma das configurações é apresentado seu respectivo modelo dinâmico e estabelecida uma estratégia PWM com a finalidade de determinar os estados dos dispositivos de potência que são chaveados a altas frequências. Neste estudo será utilizada uma máquina de indução hexafásica (MIH) levando em consideração diferentes valores de deslocamento espacial entre os dois conjuntos trifásicos: $\alpha = 0^\circ$, 30° ou 60° .

4.2 Esforços nas Chaves

Em topologias com braço compartilhado, tais como as 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW, o deslocamento espacial entre os dois conjuntos trifásicos ($\alpha = 0^\circ$, 30° ou 60°) afeta os valores de tensões dos barramentos CC e de correntes dos ramos compartilhados.

4.2.1 Correntes dos Ramos Compartilhados

Nas topologias convencionais 6L-Y e 12L-OEW (ver Figuras 1.7 e 1.8), independentemente do valor de α , as correntes que fluem nos braços são as correntes de fase da máquina.

Já para as topologias propostas 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW, o ângulo α influencia nas correntes dos ramos compartilhados, cujos valores instantâneos (i_{hk}) e amplitude (I_h) são dados por

$$i_{hk} = i_{sak} + i_{sbk} \tag{4.1}$$

$$I_h = I_s \sqrt{2(1 + \cos\alpha)} \tag{4.2}$$

onde I_s representa a amplitude das correntes de fase da máquina (i_{sak} e i_{sbk}) e $k = 1, 2, 3$.

Assumindo que $I_s = 1\text{pu}$, na Tabela 4.1 são mostrados os valores de I_h em função de α . Observa-se que quando $\alpha = 0^\circ$, as correntes i_{sak} e i_{sbk} estão em fase, resultando no maior valor de I_h (2pu). Por outro lado, quando $\alpha = 60^\circ$, $I_h = 1,73\text{pu}$.

Tabela 4.1: Amplitude das correntes dos ramos compartilhados em função de α

amplitude de i_{hk}	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
I_h	2pu	1,93pu	1,73pu

4.2.2 Tensões dos Barramentos CC

Os esforços de tensão nas chaves dos conversores são definidos pelas tensões dos seus barramentos CC, que são dimensionadas em função das tensões de fase da máquina (v_{sak} e v_{sbk}) a serem geradas por cada topologia.

Em se tratando do conversor convencional 6L-Y (ver Figura 1.7), a seguinte relação define a tensão mínima do barramento CC ($v_{C_{6L-Y \min}}$)

$$v_{C_{6L-Y \min}} = \max\{|v_{sak} - v_{saw}|, |v_{sbk} - v_{sbw}|\} \tag{4.3}$$

onde $k = 1, 2, 3$, $w = 1, 2, 3$ e $w \neq k$.

Já para a configuração convencional 12L-OEW (ver Figura 1.8), a escolha da relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores é feita a fim de gerar tensões com baixo conteúdo harmônico (isto é, alto número de níveis de tensão). Assim, dois casos podem ser

considerados para análise: i) $v_{Cab} = v_{Ch}$ e ii) $v_{Cab} = 2v_{Ch}$, onde $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cab}$. As tensões mínimas $v_{Cab\min}$ e $v_{Ch\min}$ são definidas por

- Caso $v_{Cab} = v_{Ch}$: gera tensões v_{sak} e v_{sbk} com 9 níveis

$$v_{Cab\min} = v_{Ch\min} = \max\left\{\frac{|v_{sak} - v_{saw}|}{2}, \frac{|v_{sbk} - v_{sbw}|}{2}\right\} \quad (4.4)$$

- Caso $v_{Cab} = 2v_{Ch}$: gera tensões v_{sak} e v_{sbk} com 13 níveis

$$v_{Cab\min} = 2v_{Ch\min} = \max\left\{\frac{2|v_{sak} - v_{saw}|}{3}, \frac{2|v_{sbk} - v_{sbw}|}{3}\right\}. \quad (4.5)$$

Na Figura 4.1 são apresentadas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC das configurações convencionais 6L-Y e 12L-OEW em função do ângulo α , considerando $|v_{sak}| = |v_{sbk}| = 1\text{pu}$ e $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$. As duas configurações convencionais (6L-Y e 12L-OEW) apresentam valores mínimos das tensões dos barramentos constantes, alcançando $\sqrt{3}\text{pu}$ para o conversor 6L-Y [ver Figura 4.1(a)] e atingindo $v_{Cab} = v_{Ch} = \frac{\sqrt{3}}{2}\text{pu}$ [ver Figura 4.1(b)] e $v_{Cab} = 2v_{Ch} = \frac{2\sqrt{3}}{3}\text{pu}$ [ver Figura 4.1(c)] para a topologia 12L-OEW.

As tensões mínimas dos barramentos CC das topologias propostas 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW são apresentadas nas seções seguintes.

4.3 Configuração 9L-Y

A configuração 9L-Y é formada por três módulos 3L monofásicos acionando uma máquina de indução hexafásica (MIH), contabilizando nove braços (dezoito chaves), três retificadores e três barramentos CC na estrutura completa, como pode ser observado na Figura 4.2. A MIH é composta por dois conjuntos de enrolamentos trifásicos ligados em estrela (Y) e deslocados espacialmente de um ângulo α . Cada um dos três conversores que formam essa estrutura apresenta um braço conectado a um enrolamento do primeiro conjunto trifásico da máquina, um braço conectado a um enrolamento do segundo conjunto trifásico da máquina e um braço conectado ao ponto central h . O conversor 1 é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{h1} e \bar{q}_{h1} , o conversor 2 é formado pelas chaves q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{h2} e \bar{q}_{h2} e o conversor 3 é formado pelas chaves q_{a3} , \bar{q}_{a3} , q_{b3} , \bar{q}_{b3} , q_{h3} e \bar{q}_{h3} .

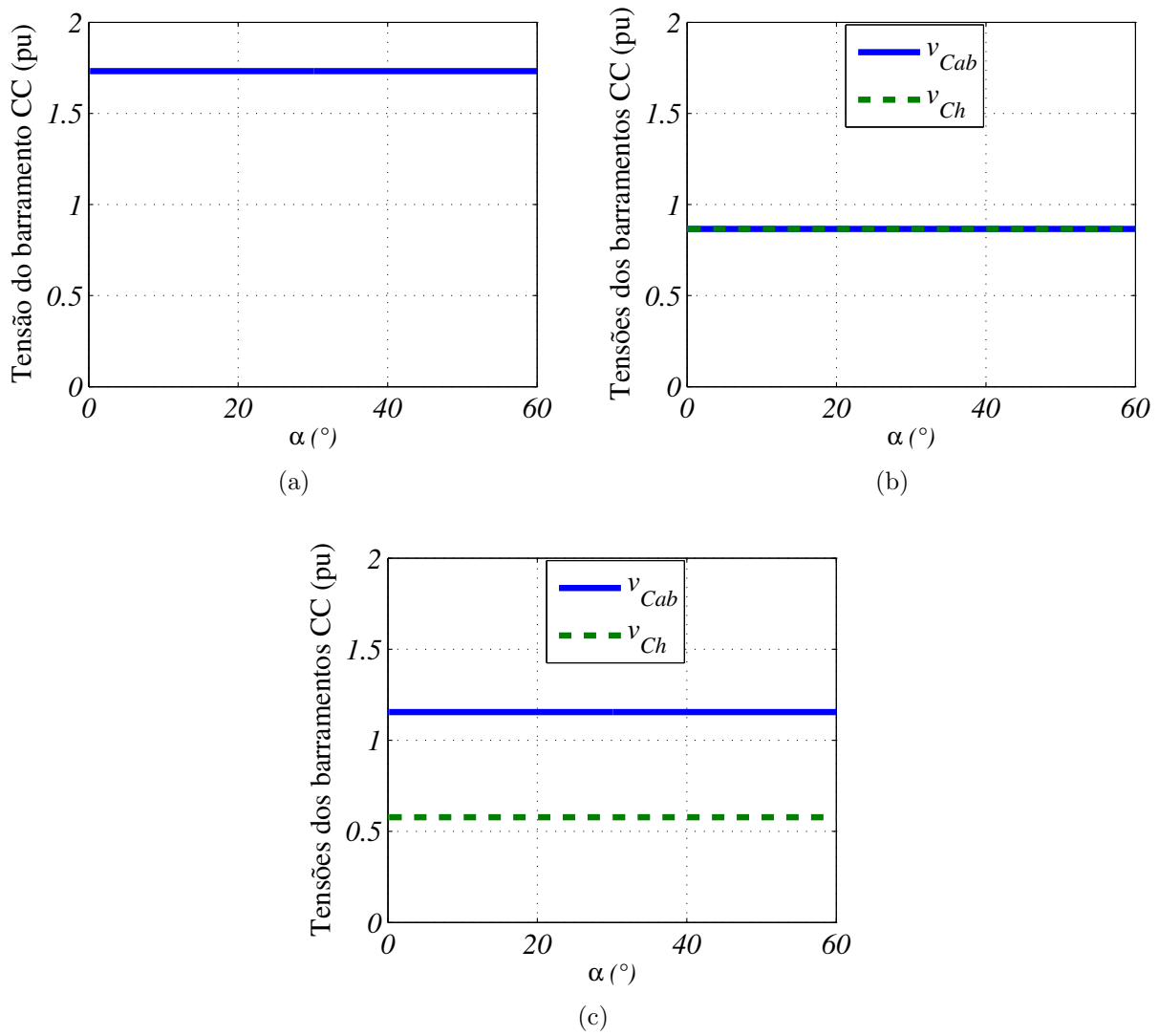


Figura 4.1: Tensões mínimas dos barramentos CC das configurações convencionais em função de α (a) Conversor 6L-Y. (b) Configuração 12L-OEW operando com $v_{Cab} = v_{Ch}$. (c) Configuração 12L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$.

4.3.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia 9L-Y está ilustrado na Figura 4.2. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 4.3 o modelo de circuito equivalente simplificado. Assumindo que as variáveis v_{sak} , v_{sbk} , i_{sak} e i_{sbk} representam as tensões e correntes estatóricas da MIH, respectivamente, e que a máquina é representada por um modelo RLE, as seguintes

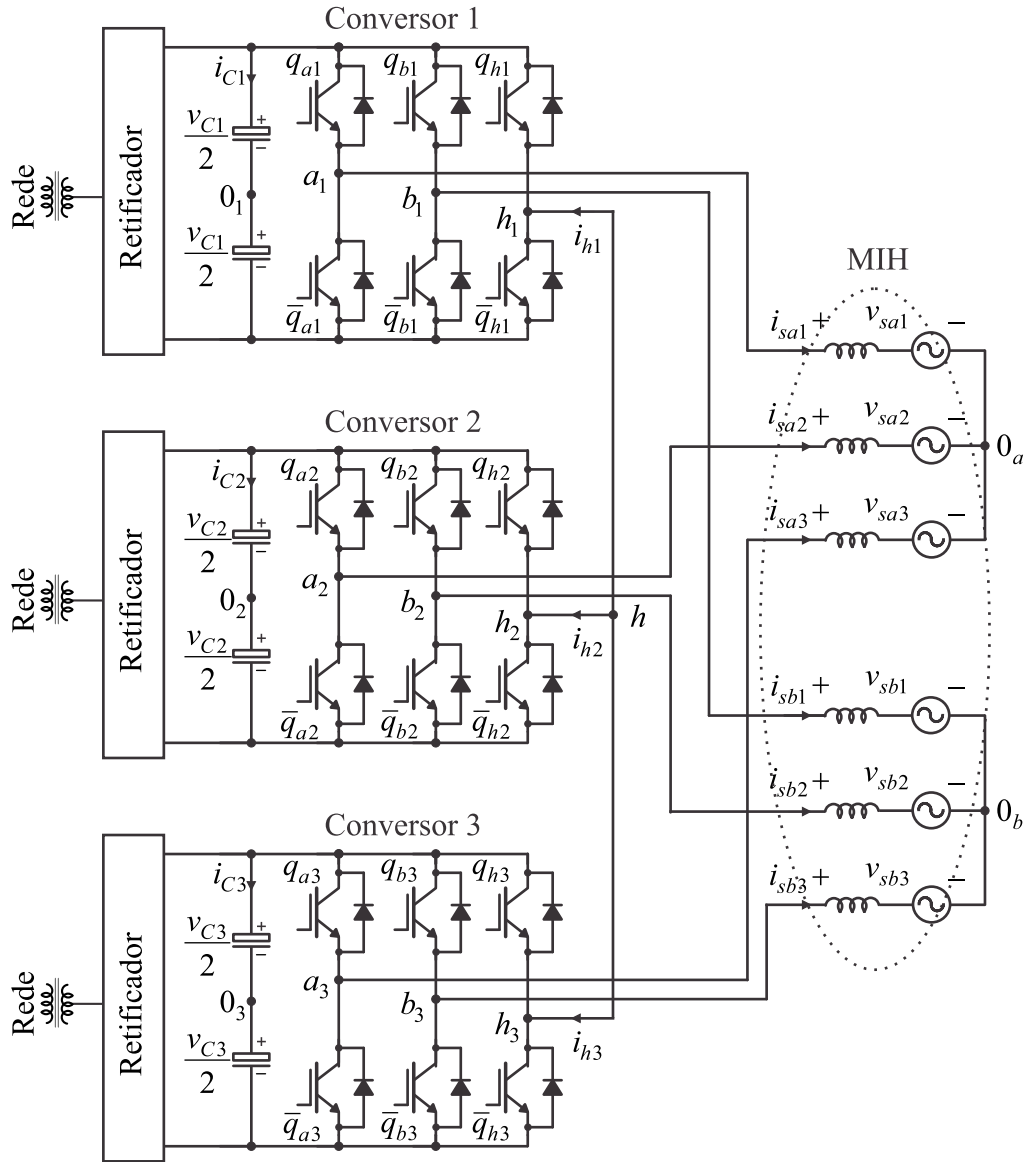


Figura 4.2: Configuração 9L-Y.

relações podem ser derivadas com base nas leis de Kirchhoff com $k = 1, 2$ e 3

$$i_{hk} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (4.6)$$

$$v_{sak} = v_{ahk} - v_{0_ah} = e_{sak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (4.7)$$

$$v_{sbk} = v_{bhk} - v_{0_bh} = e_{sbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (4.8)$$

onde

$$v_{ahk} = v_{ak0_k} - v_{hk0_k} \quad (4.9)$$

$$v_{bhk} = v_{bk0_k} - v_{hk0_k}. \quad (4.10)$$

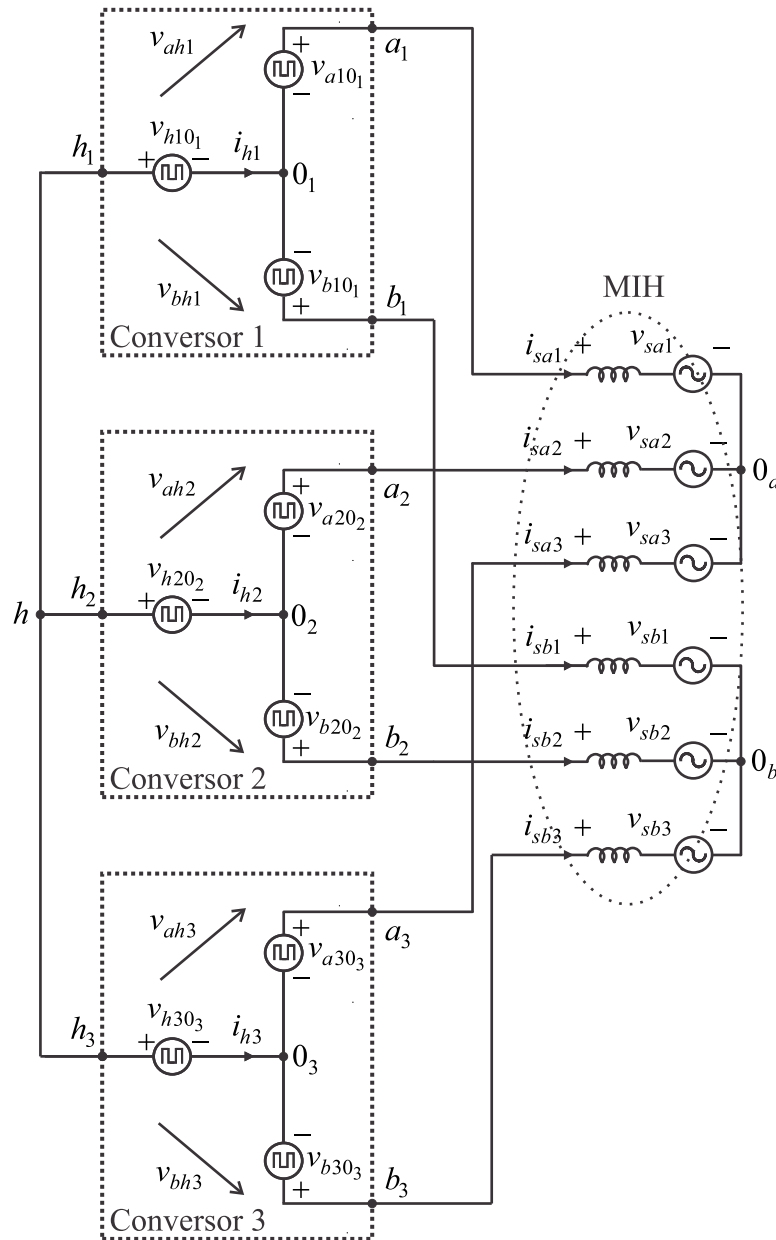


Figura 4.3: Circuito equivalente simplificado da configuração 9L-Y.

Nestas equações e_{sak} e e_{sbk} são as tensões internas da máquina, r_s e l_s representam as resistências e indutâncias estatóricas da máquina, v_{ak0_k} , v_{bk0_k} e v_{hk0_k} são as tensões de polo da topologia, $v_{0_a h}$ e $v_{0_b h}$ são as tensões entre os pontos centrais dos barramentos CC, 0_a e 0_b , e o ponto central h , respectivamente.

Assumindo que o sistema é simétrico, as expressões para as tensões $v_{0_a h}$ e $v_{0_b h}$ são dadas

por

$$v_{0_a h} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{ahk} \quad (4.11)$$

$$v_{0_b h} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{bhk}. \quad (4.12)$$

As tensões de polo, v_{ak0_k} , v_{bk0_k} e v_{hk0_k} , são determinadas em função dos estados das chaves da seguinte forma

$$v_{ak0_k} = (2q_{ak} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (4.13)$$

$$v_{bk0_k} = (2q_{bk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (4.14)$$

$$v_{hk0_k} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (4.15)$$

onde v_{Ck} são as tensões dos barramentos CC dos conversores e q_{ak} , q_{bk} e q_{hk} são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias.

Do ponto de vista do controle, controladores definem v_{sak}^* e v_{sbk}^* para regular i_{sak}^* e i_{sbk}^* , respectivamente.

4.3.2 Tensão dos Barramentos CC

Para a configuração 9L-Y, a tensão mínima dos barramentos CC $v_{C \min}$ é definida por

$$v_{C \min} = \max \left\{ \frac{|v_{sak} - v_{saw}|}{2}, \frac{|v_{sbk} - v_{sbw}|}{2}, \frac{|v_{sabk} - v_{sabw}|}{2}, \frac{|v_{sabk} - v_{saw} + v_{sbj}|}{3} \right\} \quad (4.16)$$

onde $v_{sabk} = v_{sak} - v_{sbk}$, $v_{sabw} = v_{saw} - v_{sbw}$, $j = 1, 2, 3$ e $j \neq w \neq k$.

Na Figura 4.4 é apresentada a curva da tensão mínima dos barramentos CC da configuração 9L-Y em função do ângulo α , considerando $|v_{sak}| = |v_{sbk}| = 1\text{pu}$ e $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$.

A tensão mínima de cada barramento CC da configuração 9L-Y é $\frac{\sqrt{3}}{2}\text{pu}$ no intervalo de $\alpha \leq 37^\circ$, atingindo 1pu em $\alpha = 60^\circ$ [ver Figura 4.4]. Portanto, o esforço de tensão nas chaves da topologia 9L-Y é menor em comparação ao conversor 6L-Y. Em comparação com a configuração 12L-OEW operando com $v_{Cab} = v_{Ch}$, a topologia 9L-Y tem o mesmo esforço de tensão nas chaves quando $\alpha = 0^\circ$ ou $\alpha = 30^\circ$, enquanto que para $\alpha = 60^\circ$ tem um esforço 15% maior.

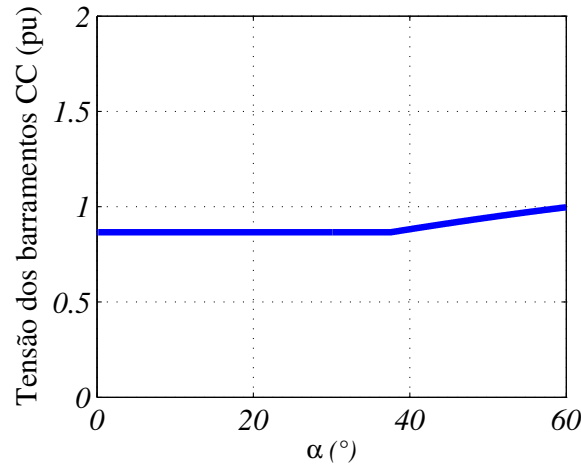


Figura 4.4: Tensão mínima dos barramentos CC da configuração 9L-Y em função de α .

4.3.3 Cálculo das Tensões de Polo de Referência

O sistema de controle define quatro tensões de referência independentes v_{sa1}^* , v_{sa2}^* , v_{sb1}^* e v_{sb2}^* (note que $v_{sa3}^* = -v_{sa1}^* - v_{sa2}^*$ e $v_{sb3}^* = -v_{sb1}^* - v_{sb2}^*$). As nove tensões de polo de referência da estrutura são determinadas a partir dessas quatro tensões independentes. Portanto, cinco variáveis auxiliares, denominadas v_{0ah}^* , v_{0bh}^* e v_{yk}^* (com $k = 1, 2$ e 3) devem ser introduzidas. A seguir é mostrado como o cálculo destas variáveis auxiliares é feito.

4.3.3.1 Determinação de v_{0ah}^* a partir de v_{sak}^*

Considerando que as tensões de referência v_{sak}^* são fornecidas por controladores e introduzindo a variável auxiliar v_{0ah}^* , as seguintes relações são derivadas a partir de (4.7)

$$v_{ah1}^* = v_{sa1}^* + v_{0ah}^* \quad (4.17)$$

$$v_{ah2}^* = v_{sa2}^* + v_{0ah}^* \quad (4.18)$$

$$v_{ah3}^* = v_{sa3}^* + v_{0ah}^* \quad (4.19)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{0ah}^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{0ah}^* \max = v_C^* - \max\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.20)$$

$$v_{0ah}^* \min = -v_C^* - \min\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.21)$$

onde $v_C^* = v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^*$ é a tensão de referência do barramento CC dos conversores 1, 2 e 3. A fim de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro

$\mu_{0_{ah}}$ ($0 \leq \mu_{0_{ah}} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{0_{ah}}^* = \mu_{0_{ah}} v_{0_{ah} \max}^* + (1 - \mu_{0_{ah}}) v_{0_{ah} \min}^*. \quad (4.22)$$

Após selecionar $\mu_{0_{ah}}$, a variável auxiliar $v_{0_{ah}}^*$ é calculada e as tensões v_{ahk}^* são determinadas usando (4.17)-(4.19).

4.3.3.2 Determinação de $v_{0_{bh}}^*$ a partir de v_{sbk}^*

Dado que as tensões de referência v_{sbk}^* são fornecidas por controladores e introduzindo a variável auxiliar $v_{0_{bh}}^*$, as seguintes relações são derivadas a partir de (4.8)

$$v_{bh1}^* = v_{sb1}^* + v_{0_{bh}}^* \quad (4.23)$$

$$v_{bh2}^* = v_{sb2}^* + v_{0_{bh}}^* \quad (4.24)$$

$$v_{bh3}^* = v_{sb3}^* + v_{0_{bh}}^*. \quad (4.25)$$

Os limites máximo e mínimo de $v_{0_{bh}}^*$ devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{0_{bh} \max}^* = v_C^* - \max\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (4.26)$$

$$v_{0_{bh} \min}^* = -v_C^* - \min\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\}. \quad (4.27)$$

Com o objetivo de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro $\mu_{0_{bh}}$ ($0 \leq \mu_{0_{bh}} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{0_{bh}}^* = \mu_{0_{bh}} v_{0_{bh} \max}^* + (1 - \mu_{0_{bh}}) v_{0_{bh} \min}^*. \quad (4.28)$$

Após selecionar $\mu_{0_{bh}}$, a variável auxiliar $v_{0_{bh}}^*$ é calculada e as tensões v_{bhk}^* são determinadas usando (4.23)-(4.25).

4.3.3.3 Determinação de $v_{ak0_k}^*$, $v_{bk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ a partir de v_{ahk}^* e v_{bhk}^*

A partir de (4.9) e (4.10), pode-se escrever

$$v_{ahk}^* = v_{ak0_k}^* - v_{hk0_k}^* \quad (4.29)$$

$$v_{bhk}^* = v_{bk0_k}^* - v_{hk0_k}^*. \quad (4.30)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{yk}^* , as tensões de polo de referência são dadas por

$$v_{ak0_k}^* = v_{ahk}^* + v_{yk}^* \quad (4.31)$$

$$v_{bk0_k}^* = v_{bhk}^* + v_{yk}^* \quad (4.32)$$

$$v_{hk0_k}^* = v_{yk}^*. \quad (4.33)$$

As variáveis v_{yk}^* podem ser calculadas usando os parâmetros μ_{yk} ($0 \leq \mu_{yk} \leq 1$) por meio de

$$v_{yk}^* = \mu_{yk} v_{yk \max}^* + (1 - \mu_{yk}) v_{yk \min}^* \quad (4.34)$$

onde os limites $v_{yk \max}^*$ e $v_{yk \min}^*$ são dados por

$$v_{yk \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{v_{ahk}^*, v_{bhk}^*, 0\} \quad (4.35)$$

$$v_{yk \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{v_{ahk}^*, v_{bhk}^*, 0\}. \quad (4.36)$$

Uma vez selecionados os valores dos parâmetros μ_{yk} , as variáveis auxiliares v_{yk}^* são calculadas e as tensões de polo de referência $v_{ak0_k}^*$, $v_{bk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ são determinadas usando (4.31)-(4.33).

4.3.3.4 Seleção dos parâmetros $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$ e μ_{yk}

A seleção dos parâmetros $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$ e μ_{yk} afeta a distorção harmônica das tensões geradas e as perdas de chaveamento da topologia 9L-Y.

Em uma estratégia PWM escalar, os sinais de gatilho das chaves de potência são gerados através da comparação das tensões de polo de referência ($v_{ak0_k}^*$, $v_{bk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$) com portadoras triangulares de alta frequência. A otimização desta modulação depende da escolha de valores para os parâmetros $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$ e μ_{yk} , o que não é uma solução trivial.

Neste trabalho é desenvolvida uma técnica SV-PWM (ver próxima subseção) que define os estados das chaves a partir de uma simples análise vetorial e permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento. Esta solução é obtida através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão (equivalente a selecionar valores para $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$ e μ_{yk}).

4.3.4 Estratégias PWM

Nesta subseção, técnicas SV-PWM e LS-PWM (usada para implementar SV-PWM) são desenvolvidas e aplicadas a estrutura 9L-Y que opera com as tensões dos barramentos CC iguais, isto é, $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$. Estas técnicas PWM têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo.

4.3.4.1 Estratégia SV-PWM

A análise vetorial baseada no uso simultâneo de todas as tensões de fase da máquina (v_{sak} e v_{sbk}) resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões, uma vez que a configuração 9L-Y tem quatro tensões independentes. Uma abordagem mais simples que permite a geração de tensões otimizadas a partir de três planos similares e independentes é proposta neste trabalho, ao invés de utilizar a abordagem vetorial multidimensional que possui elevada complexidade computacional.

As tensões fornecidas pelo conversor 9L-Y podem ser mapeadas em planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} (ou seja, planos $k = 1, 2, 3$), como mostrado na Figura 4.5. Estes planos vetoriais são definidos de forma que as tensões v_{ahk} e v_{bhk} coincidam com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente. Cada triângulo é um setor cujos vértices são vetores de tensão. Um vetor de tensão no plano k pode ser representado por $\mathbf{v}_{nk} = v_{ahk} + iv_{bhk}$, com $n=0,1,2,\dots,7$. Todos os vetores de tensão, obtidos em função dos estados binários das chaves de potência $[q_{ak}, q_{bk}, q_{hk}]$, são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Vetores e tensões geradas nos planos v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-Y

$[q_{ak}, q_{bk}, q_{hk}]$	\mathbf{v}_{nk}	v_{ahk}	v_{bhk}
$[0,0,0]$	\mathbf{v}_{0k}	0	0
$[1,0,0]$	\mathbf{v}_{1k}	v_C	0
$[1,1,0]$	\mathbf{v}_{2k}	v_C	v_C
$[0,1,0]$	\mathbf{v}_{3k}	0	v_C
$[0,1,1]$	\mathbf{v}_{4k}	$-v_C$	0
$[0,0,1]$	\mathbf{v}_{5k}	$-v_C$	$-v_C$
$[1,0,1]$	\mathbf{v}_{6k}	0	$-v_C$
$[1,1,1]$	\mathbf{v}_{7k}	0	0

Existem oito possíveis combinações de estados das chaves q_{ak} , q_{bk} e q_{hk} resultando em vetores de tensão \mathbf{v}_{nk} que definem setores triangulares I, II, III, IV, V, e VI. As tensões v_{ahk}

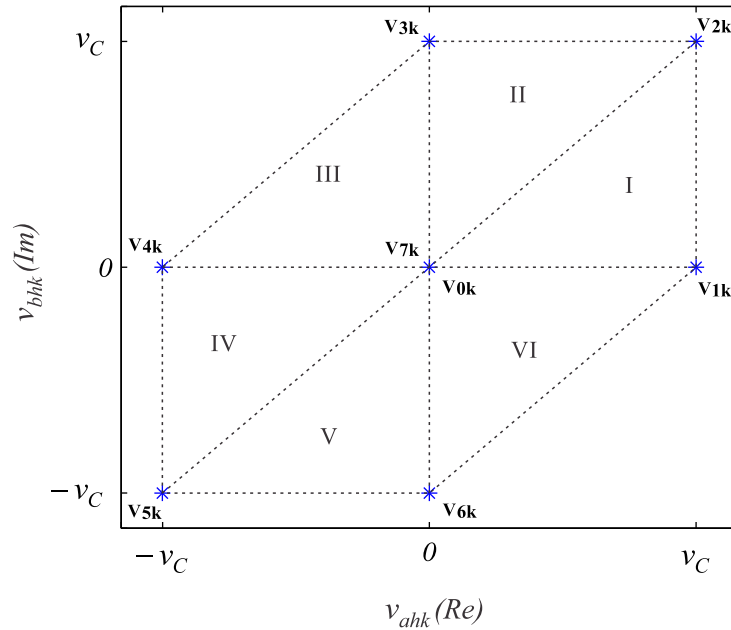


Figura 4.5: Planos vetoriais $v_{ahk} \times v_{bhk}$ da configuração 9L-Y.

e v_{bhk} assumem três diferentes valores v_C , 0 , ou $-v_C$, conforme mostrado na Figura 4.6.

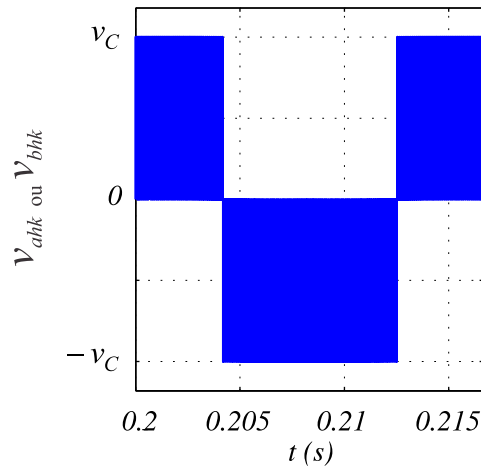


Figura 4.6: Níveis gerados das tensões v_{ahk} e v_{bhk} da configuração 9L-Y.

A estratégia SV-PWM desenvolvida é baseada na síntese de um vetor de tensão de referência a partir de três vetores que definem o setor. Assumindo que o vetor de referência representado por $\mathbf{v}_k^* = v_{ahk}^* + i v_{bhk}^*$ é constante dentro de um período de amostragem de duração T , e que os três vetores que definem o setor são \mathbf{v}_{xk} , \mathbf{v}_{yk} e \mathbf{v}_{zk} , obtém-se

$$\mathbf{v}_k^* = \mathbf{v}_{xk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{yk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zk} \frac{t_{zk}}{T}. \tag{4.37}$$

Decompondo (4.37) no eixo real (v_{ahk}) e no eixo imaginário (v_{bhk}), obtém-se

$$v_{ahk}^* = v_{xahk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{yahk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zahk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (4.38)$$

$$v_{bhk}^* = v_{xbhk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{ybhk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zbhk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (4.39)$$

onde t_{xk} , t_{yk} e t_{zk} são os tempos de aplicação de cada vetor que estão restritos à relação $T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}$.

As trajetórias descritas pelo vetor de referência \mathbf{v}_k^* nos planos v_{ahk} x v_{bhk} para $\alpha = 0^\circ$, 30° e 60° são mostrados na Figura 4.7. Para $\alpha = 0^\circ$, as tensões de referência dos dois conjuntos trifásicos da máquina v_{sak}^* e v_{sbk}^* estão em fase e $v_{ahk}^* = v_{bhk}^*$, logo a trajetória descrita por \mathbf{v}_k^* é a diagonal principal dos planos v_{ahk} x v_{bhk} . Enquanto que para $\alpha = 30^\circ$ e 60° , o vetor de referência descreve trajetória passando através dos setores que compõem os planos vetoriais. Quando $\alpha = 60^\circ$, a trajetória passa por fora dos planos v_{ahk} x v_{bhk} , indicando a necessidade de aumentar a tensão dos barramentos CC (conforme visto na subseção 4.3.2).

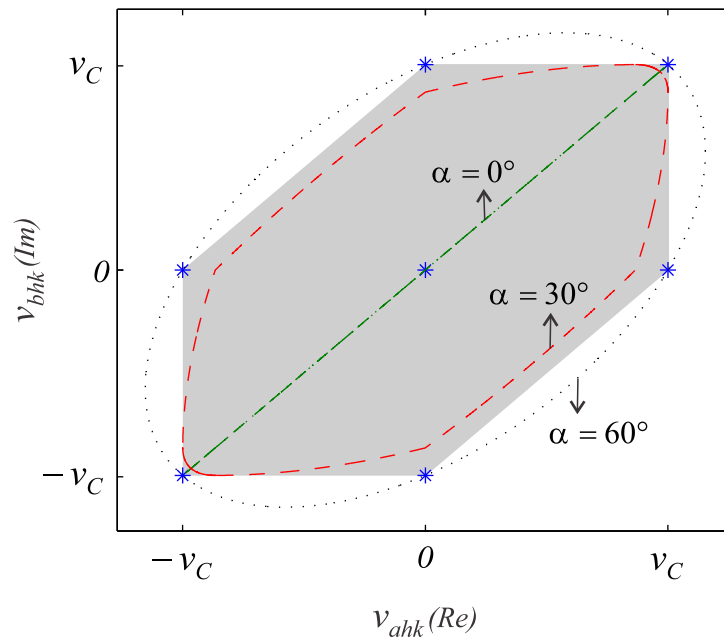


Figura 4.7: Trajetórias descritas por \mathbf{v}_k^* nos planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-Y para $\alpha = 0^\circ$, 30° ou 60° .

Para cada setor dos planos v_{ahk} x v_{bhk} , há duas possibilidades de escolha dos três vetores mais próximos a serem aplicados de forma a sintetizar o vetor de referência \mathbf{v}_k^* , porque há dois vetores nulos comuns a todos os setores (\mathbf{v}_{0k} e \mathbf{v}_{7k}), gerados por diferentes estados das chaves. Somente um dos dois vetores nulos é usado em cada setor. O número de mudanças

nos estados das chaves foi um critério levado em consideração na escolha do vetor nulo, permitindo redução nas perdas de chaveamento.

Uma vez escolhidos os três vetores a serem usados, existem múltiplas soluções para a sequência de aplicação dos mesmos. No entanto, apenas uma sequência de aplicação, para cada setor, permite a otimização das tensões da máquina (v_{sak} e v_{sbk}), diminuindo sua distorção harmônica. Caso os vetores não sejam aplicados na sequência adequada, as tensões v_{sak} e v_{sbk} apresentarão chaveamentos entre mais de três níveis, o que contribui para o aumento da distorção harmônica.

Considerando que os vetores de tensão são aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$), o vetor nulo usado e a sequência de aplicação dos três vetores de tensão, para cada setor, são mostrados na Tabela 4.3. Por exemplo, quando o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado no setor I, os vetores \mathbf{v}_{0k} , \mathbf{v}_{1k} e \mathbf{v}_{2k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$. Quando \mathbf{v}_k^* está localizado no setor IV, os vetores \mathbf{v}_{4k} , \mathbf{v}_{5k} e \mathbf{v}_{7k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$.

Tabela 4.3: Vetor nulo usado e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 9L-Y

setor	vetor nulo usado	sequência de aplicação
I	\mathbf{v}_{0k}	$\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$
II	\mathbf{v}_{0k}	$\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{2k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$
III	\mathbf{v}_{0k}	$\mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{3k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k}$
IV	\mathbf{v}_{7k}	$\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{4k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$
V	\mathbf{v}_{7k}	$\mathbf{v}_{5k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{5k}$
VI	\mathbf{v}_{7k}	$\mathbf{v}_{6k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{1k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{6k}$

A técnica SV-PWM desenvolvida permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento através da escolha adequada do vetor nulo e da sequência de aplicação dos vetores de tensão. Fazendo uma correlação com a técnica PWM escalar, esta solução corresponde à apropriada escolha de valores para os parâmetros μ_{yk} . Adicionalmente, os parâmetros μ_{0ah} e μ_{0bh} são fixados em 0,5, garantindo a minimização da distorção harmônica.

4.3.4.2 Estratégia LS-PWM

Neste trabalho, a estratégia SV-PWM é emulada a partir de uma técnica LS-PWM equivalente, possibilitando uma simples derivação dos tempos de aplicação dos vetores de tensão através de portadores triangulares. A técnica LS-PWM desenvolvida para configuração 9L-Y está ilustrada na Figura 4.8. Diferentemente da técnica LS-PWM convencional encontrada na literatura, que é baseada em comparações com uma única tensão de referência, a proposta nesta tese é fundamentada na análise de planos vetoriais (comparações com duas tensões de referência simultaneamente). O procedimento usado na obtenção da equivalência entre as técnicas SV-PWM e LS-PWM é mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.9.

A estratégia LS-PWM proposta define os estados das chaves de potência através de comparações das tensões de referência v_{ahk}^* e v_{bhk}^* com portadoras triangulares de alta frequência que apresentam mesma fase e diferentes níveis. Como as tensões v_{ahk} e v_{bhk} assumem três níveis (ver Figura 4.6), duas portadoras são necessárias. Uma delas é definida entre os níveis v_C e 0, a outra é definida entre os níveis 0 e $-v_C$. O uso de portadoras triangulares ao invés de dentes de serra permite que os vetores sejam aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$).

Na técnica LS-PWM, de forma similar à SV-PWM, as tensões v_{ahk}^* e v_{bhk}^* são determinadas a partir das tensões de referência da máquina (v_{sak}^* e v_{sbk}^*), conforme apresentado nas subseções 4.3.3.1 e 4.3.3.2. De posse das tensões v_{ahk}^* e v_{bhk}^* , identifica-se o setor do plano $v_{ahk} \times v_{bhk}$ (ver Figura 4.5) em que o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado. Uma vez identificado o setor, seleciona-se uma portadora para ser comparada com v_{ahk}^* e outra para ser comparada com v_{bhk}^* (a mesma portadora é usada em alguns setores, por exemplo, nos setores I e II). Essas comparações definem vetores que podem ser usados para gerar v_{ahk} e vetores que podem ser aplicados para gerar v_{bhk} . O algoritmo LS-PWM identifica os vetores (ou o vetor), entre aqueles resultantes das comparações com v_{ahk}^* e v_{bhk}^* , capazes de gerar v_{ahk} e v_{bhk} , simultaneamente. Quando apenas um vetor é identificado, ele é aplicado; caso contrário, quando houver mais de um, o vetor a ser aplicado é selecionado de acordo com a Tabela 4.3. Uma vez escolhido o vetor a ser utilizado, são definidos os estados das chaves q_{ak} , q_{bk} e q_{hk} .

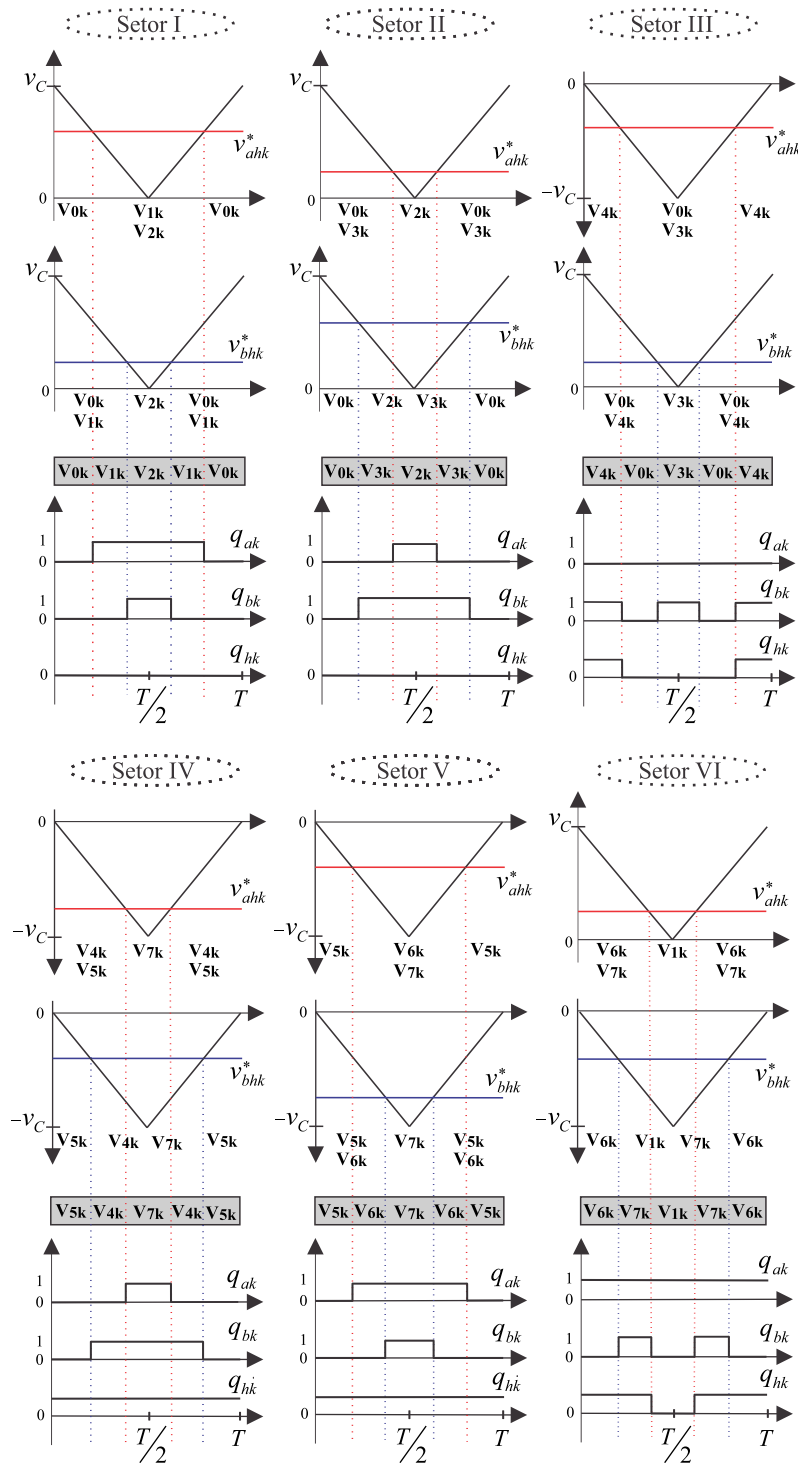


Figura 4.8: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 9L-Y.

4.4 Configuração 9L-OEW

A configuração 9L-OEW é constituída pelos mesmos dispositivos que compõem a estrutura 9L-Y, diferindo apenas na forma de conexão. Diferentemente da topologia 9L-Y, na

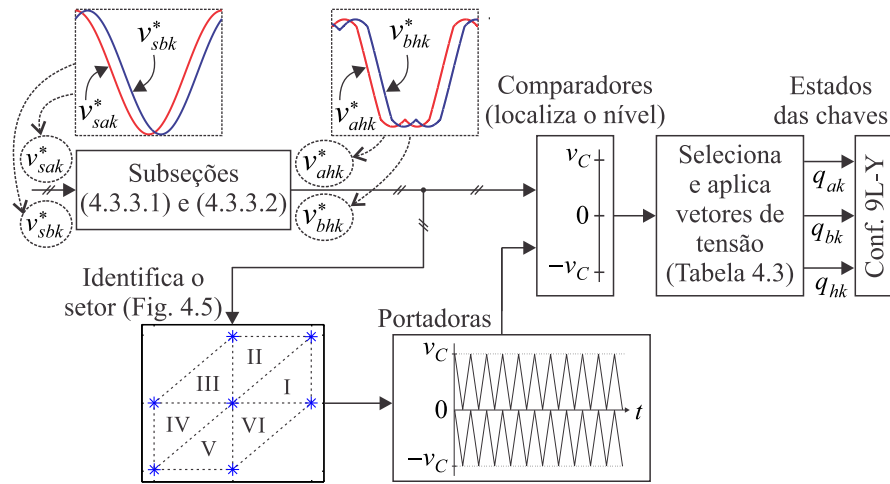


Figura 4.9: Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 9L-Y.

configuração 9L-OEW os três módulos 3L que compõem a estrutura são trifásicos e a MIH se encontra com os terminais em aberto (OEW), como pode ser visto na Figura 4.10. O conversor 'a' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'a' da MIH e o conversor 'b' é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'b' da MIH. Os outros terminais da MIH são conectados ao conversor 'h', que é compartilhado entre os conjuntos trifásicos 'a' e 'b'. O conversor 'a' é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{a3} e \bar{q}_{a3} , o conversor 'b' é formado pelas chaves q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{b3} e \bar{q}_{b3} e o conversor 'h' é formado pelas chaves q_{h1} , \bar{q}_{h1} , q_{h2} , \bar{q}_{h2} , q_{h3} e \bar{q}_{h3} .

Outra diferença em relação à topologia 9L-Y, é que a configuração 9L-OEW possibilita a operação com tensões dos barramentos CC diferentes. Esta característica é explorada com a finalidade de aumentar o número de níveis das tensões geradas e, também, equalizar a potência processada pelos conversores 'a', 'b' e 'h'. Isto é possível colocando uma menor tensão no barramento CC do conversor de maior corrente (conversor 'h').

4.4.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia 9L-OEW está ilustrado na Figura 4.10. De maneira complementar, pode-se observar na Figura 4.11 o modelo de circuito equivalente simplificado. Assumindo que as variáveis v_{sak} , v_{sbk} , i_{sak} e i_{sbk} representam as tensões e correntes estáticas da MIH, respectivamente, e que à máquina é representada por um modelo RLE,

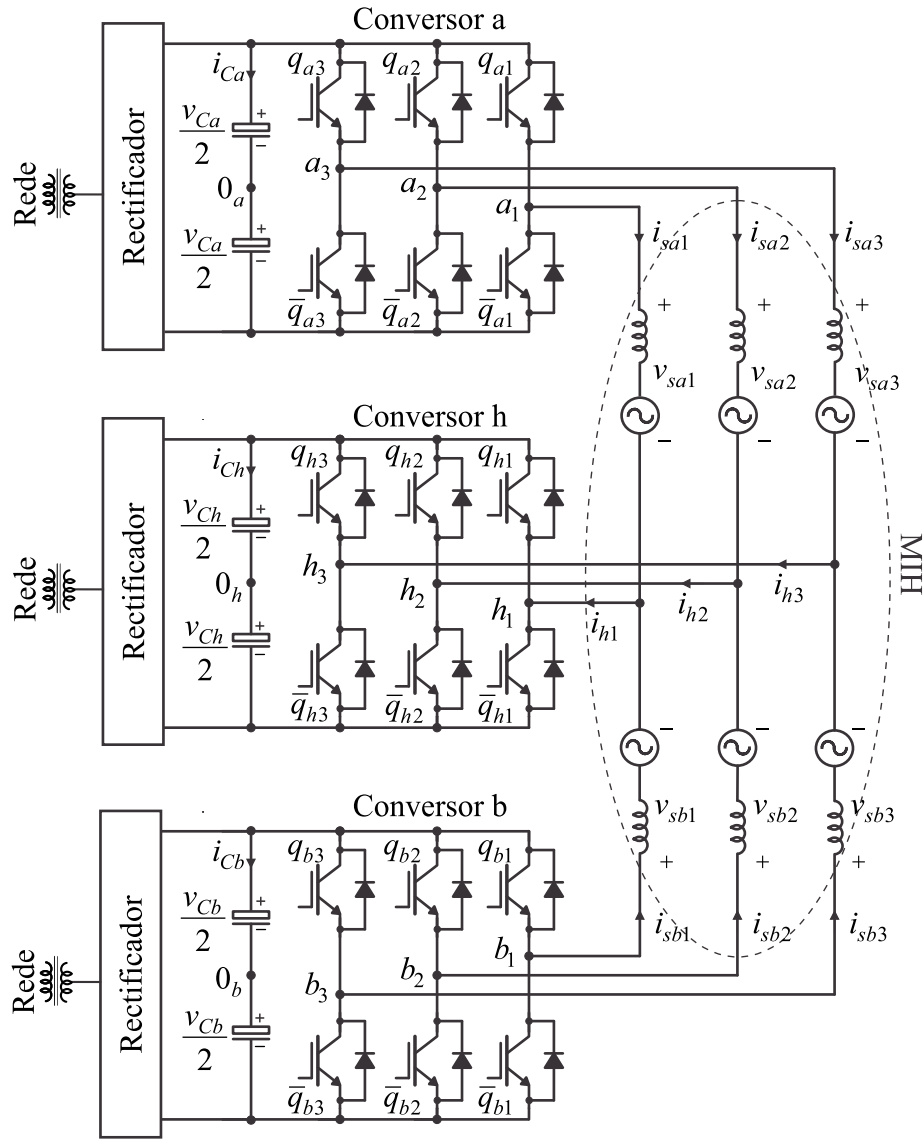


Figura 4.10: Configuração 9L-OEW.

as seguintes relações podem ser derivadas com base nas leis de Kirchhoff com $k = 1, 2$ e 3

$$i_{hk} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (4.40)$$

$$v_{sak} = v_{ahk} - v_{0_a 0_h} = e_{sak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (4.41)$$

$$v_{sbk} = v_{bhk} - v_{0_b 0_h} = e_{sbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (4.42)$$

onde

$$v_{ahk} = v_{ak0_a} - v_{hk0_h} \quad (4.43)$$

$$v_{bhk} = v_{bk0_b} - v_{hk0_h} \quad (4.44)$$

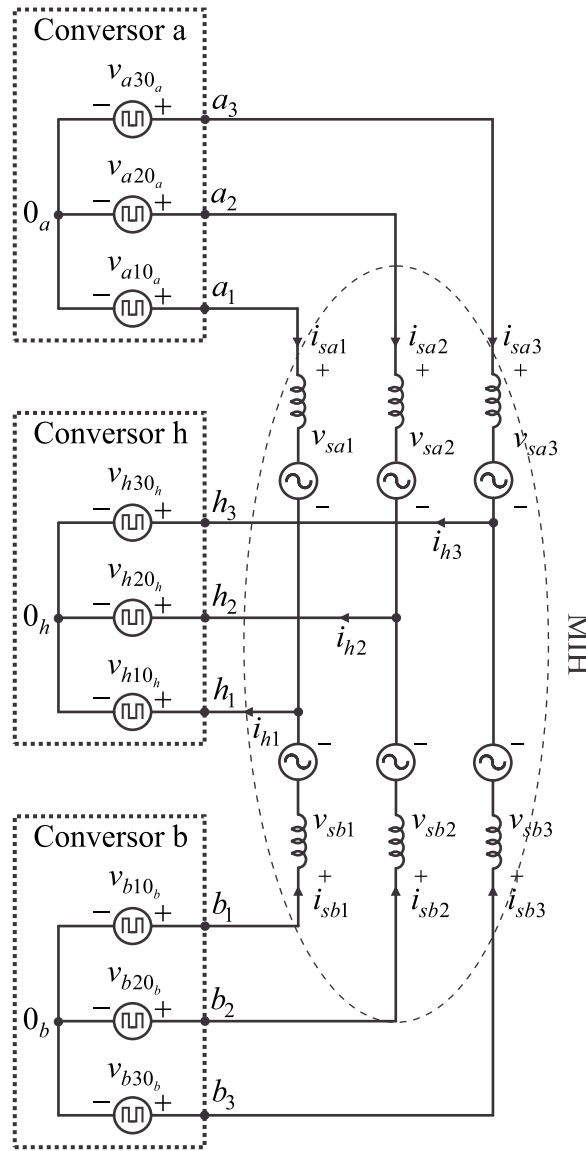


Figura 4.11: Circuito equivalente simplificado da configuração 9L-OEW.

Nestas equações, v_{ak0_a} , v_{bk0_b} e v_{hk0_h} são as tensões de polo da topologia e $v_{0_a0_h}$ e $v_{0_b0_h}$ são as tensões entre os pontos centrais dos barramentos CC 0_a e 0_h e 0_b e 0_h , respectivamente.

Assumindo que o sistema é simétrico, as expressões para as tensões $v_{0_a0_h}$ e $v_{0_b0_h}$ são dadas por

$$v_{0_a0_h} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{ahk} \quad (4.45)$$

$$v_{0_b0_h} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{bhk}. \quad (4.46)$$

As tensões de polo, v_{ak0_a} , v_{bk0_b} e v_{hk0_h} , são determinadas em função dos estados das

chaves da seguinte forma

$$v_{ak0_a} = (2q_{ak} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (4.47)$$

$$v_{bk0_b} = (2q_{bk} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (4.48)$$

$$v_{hk0_h} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_{Ch}}{2} \quad (4.49)$$

onde v_{Ca} , v_{Cb} e v_{Ch} são as tensões dos barramentos CC dos conversores e q_{ak} , q_{bk} e q_{hk} são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias.

Do ponto de vista do controle, controladores definem v_{sak}^* e v_{sbk}^* para regular i_{sak}^* e i_{sbk}^* , respectivamente.

4.4.2 Tensões dos Barramentos CC

Para a configuração 9L-OEW, os conversores 'a' e 'b' dividem com o conversor 'h' as tensões da máquina devido à conexão série [ver equações (4.43) e (4.44)]. A escolha da relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores é feita a fim de gerar tensões com baixo conteúdo harmônico (isto é, alto número de níveis de tensão) e de tal forma que o menor valor de tensão é colocado no barramento CC do conversor de maior corrente (conversor 'h'), permitindo uma maior equalização da potência processada pelos conversores. Assim, dois casos podem ser considerados para análise: i) $v_{Cab} = v_{Ch}$ e ii) $v_{Cab} = 2v_{Ch}$, onde $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cab}$. As tensões mínimas $v_{Cab \min}$ e $v_{Ch \min}$ são definidas por

- Caso $v_{Cab} = v_{Ch}$: gera tensões v_{sak} e v_{sbk} com 9 níveis

$$v_{Cab \min} = v_{Ch \min} = \max \left\{ \frac{|v_{sak} - v_{saw}|}{2}, \frac{|v_{sbk} - v_{sbw}|}{2}, \frac{|v_{sabk} - v_{sabw}|}{2}, \frac{|v_{sabk} - v_{saw} + v_{sbj}|}{3} \right\} \quad (4.50)$$

- Caso $v_{Cab} = 2v_{Ch}$: gera tensões v_{sak} e v_{sbk} com 13 níveis

$$v_{Cab \min} = 2v_{Ch \min} = \max \left\{ \frac{2|v_{sak} - v_{saw}|}{3}, \frac{2|v_{sbk} - v_{sbw}|}{3}, \frac{|v_{sabk} - v_{sabw}|}{2}, \frac{2|v_{sabk} - v_{saw} + v_{sbj}|}{5} \right\} \quad (4.51)$$

onde $v_{sabk} = v_{sak} - v_{sbk}$, $v_{sabw} = v_{saw} - v_{sbw}$, $k = 1, 2, 3$, $w = 1, 2, 3$, $j = 1, 2, 3$ e $j \neq w \neq k$.

Na Figura 4.12 são apresentadas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 9L-OEW em função do ângulo α , considerando $|v_{sak}| = |v_{sbk}| = 1 \text{ pu}$ e $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$.

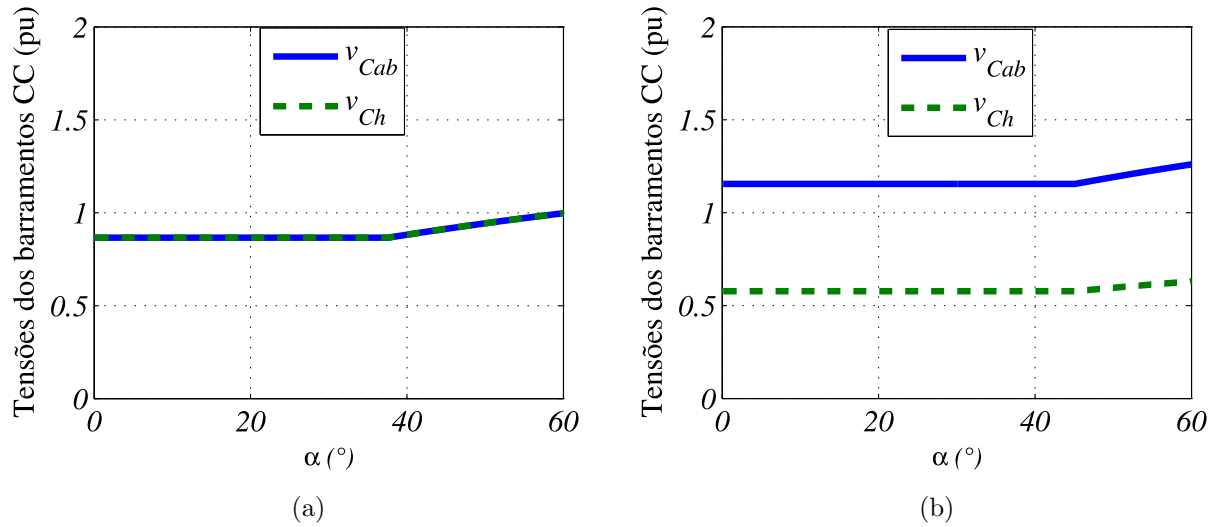


Figura 4.12: Tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 9L-OEW em função de α (a) Operação com $v_{Cab} = v_{Ch}$. (b) Operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$.

Os valores mínimos das tensões dos barramentos da configuração 9L-OEW para cada caso são: $v_{Cab} = v_{Ch} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ pu e $v_{Cab} = 2v_{Ch} = \frac{2\sqrt{3}}{3}$ pu. Além disso, verifica-se que existe um intervalo de sincronização para manter as tensões nos seus valores mínimos. Este intervalo aumenta à medida que se diminui v_{Ch} em relação a v_{Cab} , alcançando 37° e 45° para os casos $v_{Cab} = v_{Ch}$ e $v_{ab} = 2v_{Ch}$, respectivamente [ver Figuras 4.12(a) e 4.12(b)]. Assim, o esforço de tensão nas chaves da topologia 9L-OEW é menor em comparação ao conversor 6L-Y. Em comparação com a configuração 12L-OEW, a topologia 9L-OEW tem o mesmo esforço de tensão nas chaves quando $\alpha = 0^\circ$ ou $\alpha = 30^\circ$, enquanto que para $\alpha = 60^\circ$ tem um esforço 15% maior.

4.4.3 Cálculo das Tensões de Polo de Referência

O sistema de controle define quatro tensões de referência independentes v_{sa1}^* , v_{sa2}^* , v_{sb1}^* e v_{sb2}^* (note que $v_{sa3}^* = -v_{sa1}^* - v_{sa2}^*$ e $v_{sb3}^* = -v_{sb1}^* - v_{sb2}^*$). As nove tensões de polo de referência da topologia são determinadas a partir dessas quatro tensões independentes. Portanto, cinco variáveis auxiliares, denominadas v_{0a0h}^* , v_{0b0h}^* e v_{yk}^* (com $k = 1, 2$ e 3) devem ser introduzidas. A seguir é mostrado como o cálculo destas variáveis auxiliares é feito.

4.4.3.1 Determinação de $v_{0_a0_h}^*$ a partir de v_{sak}^*

Considerando que as tensões de referência v_{sak}^* são fornecidas por controladores e introduzindo a variável auxiliar $v_{0_a0_h}^*$, as seguintes relações são derivadas a partir de (4.41)

$$v_{ah1}^* = v_{sa1}^* + v_{0_a0_h}^* \quad (4.52)$$

$$v_{ah2}^* = v_{sa2}^* + v_{0_a0_h}^* \quad (4.53)$$

$$v_{ah3}^* = v_{sa3}^* + v_{0_a0_h}^*. \quad (4.54)$$

Os limites máximo e mínimo de $v_{0_a0_h}^*$ devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{0_a0_h}^* \max = \frac{v_{Cah}^*}{2} - \max\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.55)$$

$$v_{0_a0_h}^* \min = -\frac{v_{Cah}^*}{2} - \min\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.56)$$

onde $v_{Cah}^* = v_{Ca}^* + v_{Ch}^*$. A fim de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro $\mu_{0_a0_h}$ ($0 \leq \mu_{0_a0_h} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{0_a0_h}^* = \mu_{0_a0_h} v_{0_a0_h}^* \max + (1 - \mu_{0_a0_h}) v_{0_a0_h}^* \min. \quad (4.57)$$

Após selecionar $\mu_{0_a0_h}$, a variável auxiliar $v_{0_a0_h}^*$ é calculada e as tensões v_{ahk}^* são determinadas usando (4.52)-(4.54).

4.4.3.2 Determinação de $v_{0_b0_h}^*$ a partir de v_{sbk}^*

Dado que as tensões de referência v_{sbk}^* são fornecidas por controladores e introduzindo a variável auxiliar $v_{0_b0_h}^*$, as seguintes relações são derivadas a partir de (4.42)

$$v_{bh1}^* = v_{sb1}^* + v_{0_b0_h}^* \quad (4.58)$$

$$v_{bh2}^* = v_{sb2}^* + v_{0_b0_h}^* \quad (4.59)$$

$$v_{bh3}^* = v_{sb3}^* + v_{0_b0_h}^*. \quad (4.60)$$

Os limites máximo e mínimo de $v_{0_b0_h}^*$ devem ser respeitados. Dado que $v_{Cbh}^* = v_{Cb}^* + v_{Ch}^*$, esses limites são

$$v_{0_b0_h}^* \max = \frac{v_{Cbh}^*}{2} - \max\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (4.61)$$

$$v_{0_b0_h}^* \min = -\frac{v_{Cbh}^*}{2} - \min\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\}. \quad (4.62)$$

Com o objetivo de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro $\mu_{0_b0_h}$ ($0 \leq \mu_{0_b0_h} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{0_b0_h}^* = \mu_{0_b0_h} v_{0_b0_h}^* \max + (1 - \mu_{0_b0_h}) v_{0_b0_h}^* \min. \quad (4.63)$$

Após selecionar $\mu_{0_b0_h}$, a variável auxiliar $v_{0_b0_h}^*$ é calculada e as tensões v_{bhk}^* são determinadas usando (4.58)-(4.60).

4.4.3.3 Determinação de $v_{ak0_a}^*$, $v_{bk0_b}^*$ e $v_{hk0_h}^*$ a partir de v_{ahk}^* e v_{bhk}^*

A partir de (4.43) e (4.44), pode-se escrever

$$v_{ahk}^* = v_{ak0_a}^* - v_{hk0_h}^* \quad (4.64)$$

$$v_{bhk}^* = v_{bk0_b}^* - v_{hk0_h}^*. \quad (4.65)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{yk}^* , as tensões de polo de referência são dadas por

$$v_{ak0_a}^* = v_{ahk}^* + v_{yk}^* \quad (4.66)$$

$$v_{bk0_b}^* = v_{bhk}^* + v_{yk}^* \quad (4.67)$$

$$v_{hk0_h}^* = v_{yk}^*. \quad (4.68)$$

As variáveis v_{yk}^* podem ser calculadas usando os parâmetros μ_{yk} ($0 \leq \mu_{yk} \leq 1$) por meio de

$$v_{yk}^* = \mu_{yk} v_{yk}^* \max + (1 - \mu_{yk}) v_{yk}^* \min \quad (4.69)$$

onde os limites $v_{yk}^* \max$ e $v_{yk}^* \min$ são dados por

$$v_{yk}^* \max = \min \left\{ \frac{v_{Ca}^*}{2} - v_{ahk}^*, \frac{v_{Cb}^*}{2} - v_{bhk}^*, \frac{v_{Ch}^*}{2} \right\} \quad (4.70)$$

$$v_{yk}^* \min = \max \left\{ -\frac{v_{Ca}^*}{2} - v_{ahk}^*, -\frac{v_{Cb}^*}{2} - v_{bhk}^*, -\frac{v_{Ch}^*}{2} \right\}. \quad (4.71)$$

Uma vez selecionados os valores dos parâmetros μ_{yk} , as variáveis auxiliares v_{yk}^* são calculadas e as tensões de polo de referência $v_{ak0_a}^*$, $v_{bk0_b}^*$ e $v_{hk0_h}^*$ são determinadas usando (4.66)-(4.68).

4.4.3.4 Seleção dos parâmetros $\mu_{0_a0_h}$, $\mu_{0_b0_h}$ e μ_{yk}

A seleção dos parâmetros $\mu_{0_a0_h}$, $\mu_{0_b0_h}$ e μ_{yk} afeta a distorção harmônica das tensões geradas e as perdas de chaveamento da topologia 9L-OEW.

Em uma estratégia PWM escalar, os sinais de gatilho das chaves de potência são gerados através da comparação das tensões de polo de referência ($v_{ak0_a}^*$, $v_{bk0_b}^*$ e $v_{hk0_h}^*$) com portadoras triangulares de alta frequência. A otimização desta modulação depende da escolha de valores para os parâmetros $\mu_{0_a0_h}$, $\mu_{0_b0_h}$ e μ_{yk} , o que não é uma solução trivial.

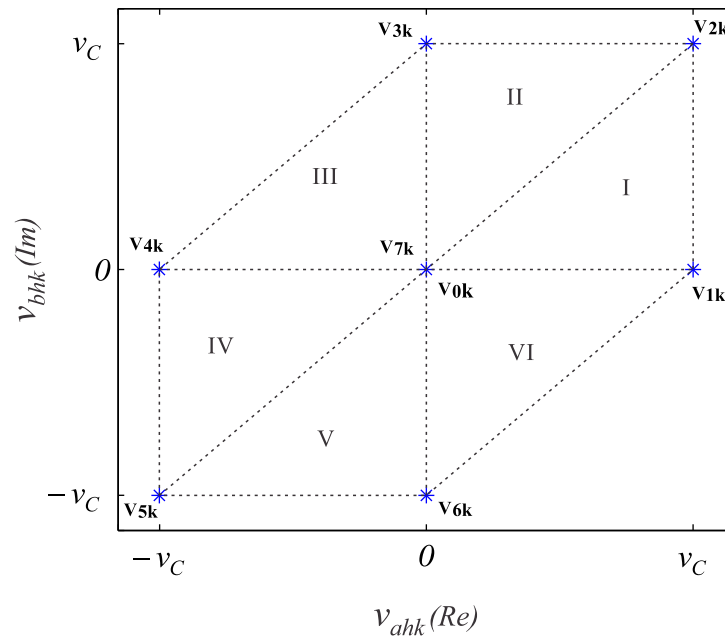
Neste trabalho é desenvolvida uma técnica SV-PWM (ver próxima subseção) que define os estados das chaves a partir de uma simples análise vetorial e permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento. Esta solução é obtida através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão (equivalente a selecionar valores para $\mu_{0_a0_h}$, $\mu_{0_b0_h}$ e μ_{yk}).

4.4.4 Estratégias SV-PWM e LS-PWM

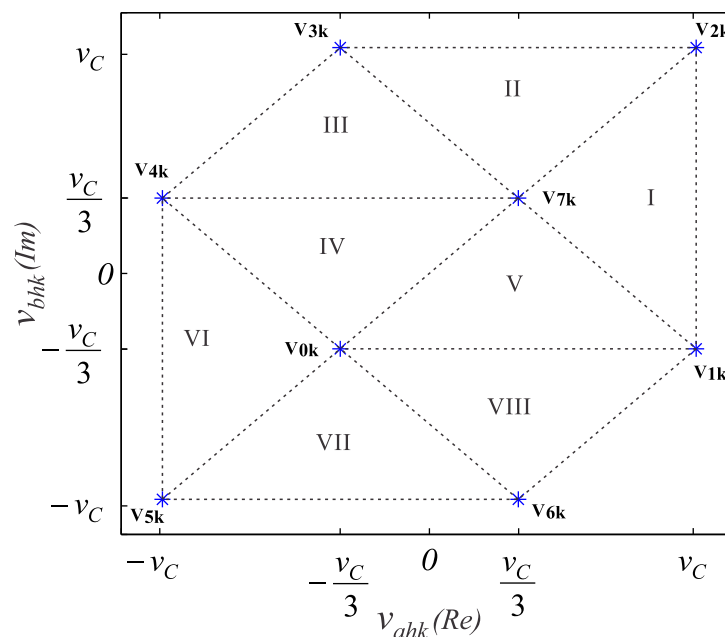
Técnicas SV-PWM e LS-PWM (usada para implementar SV-PWM) são desenvolvidas e aplicadas à configuração proposta 9L-OEW. As duas estratégias PWM têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo. Dois casos de relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores 'a', 'b' e 'h' podem ser analisados: i) $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$ e ii) $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$, onde $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cab}$.

De modo semelhante à configuração 9L-Y, a topologia 9L-OEW também apresenta quatro tensões independentes a serem geradas. Portanto, a análise vetorial baseada no uso simultâneo de todas as tensões de fase da máquina (v_{sak} e v_{sbk}) resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões. Uma abordagem mais simples que permite a geração de tensões otimizadas a partir de três planos similares e independentes é proposta neste trabalho, ao invés de utilizar a abordagem vetorial multidimensional que possui elevada complexidade computacional.

As tensões fornecidas pelo conversor 9L-OEW podem ser mapeadas em planos vetoriais $v_{ahk} \times v_{bhk}$ (ou seja, planos $k = 1, 2, 3$), como mostrado na Figura 4.13. Estes planos vetoriais são definidos de forma que as tensões v_{ahk} e v_{bhk} coincidam com o eixo real (Re) e o eixo



(a)



(b)

Figura 4.13: Planos vectoriais $v_{ahk} \times v_{bhk}$ da configuração 9L-OEW. (a) Operação com $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$.

imaginário (Im), respectivamente. Cada triângulo é um setor cujos vértices são vetores de tensão. Um vetor de tensão no plano k pode ser representado por $\mathbf{v}_{nk} = v_{ahk} + iv_{bhk}$, com $n=0,1,2,\dots,7$. Todos os vetores de tensão, obtidos em função dos estados binários das chaves de potência $[q_{ak}, q_{bk}, q_{hk}]$, são apresentados nas Tabelas 4.4 e 4.5.

Tabela 4.4: Vetores e tensões geradas nos planos v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-OEW com $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$

$[q_{ak}, q_{bk}, q_{hk}]$	\mathbf{V}_{nk}	v_{ahk}	v_{bhk}
[0,0,0]	\mathbf{V}_{0k}	0	0
[1,0,0]	\mathbf{V}_{1k}	v_C	0
[1,1,0]	\mathbf{V}_{2k}	v_C	v_C
[0,1,0]	\mathbf{V}_{3k}	0	v_C
[0,1,1]	\mathbf{V}_{4k}	$-v_C$	0
[0,0,1]	\mathbf{V}_{5k}	$-v_C$	$-v_C$
[1,0,1]	\mathbf{V}_{6k}	0	$-v_C$
[1,1,1]	\mathbf{V}_{7k}	0	0

Tabela 4.5: Vetores e tensões geradas nos planos v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-OEW com $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$

$[q_{ak}, q_{bk}, q_{hk}]$	\mathbf{V}_{nk}	v_{ahk}	v_{bhk}
[0,0,0]	\mathbf{V}_{0k}	$-v_C/3$	$-v_C/3$
[1,0,0]	\mathbf{V}_{1k}	v_C	$-v_C/3$
[1,1,0]	\mathbf{V}_{2k}	v_C	v_C
[0,1,0]	\mathbf{V}_{3k}	$-v_C/3$	$v_C/3$
[0,1,1]	\mathbf{V}_{4k}	$-v_C$	$v_C/3$
[0,0,1]	\mathbf{V}_{5k}	$-v_C$	$-v_C$
[1,0,1]	\mathbf{V}_{6k}	$v_C/3$	$-v_C$
[1,1,1]	\mathbf{V}_{7k}	$v_C/3$	$v_C/3$

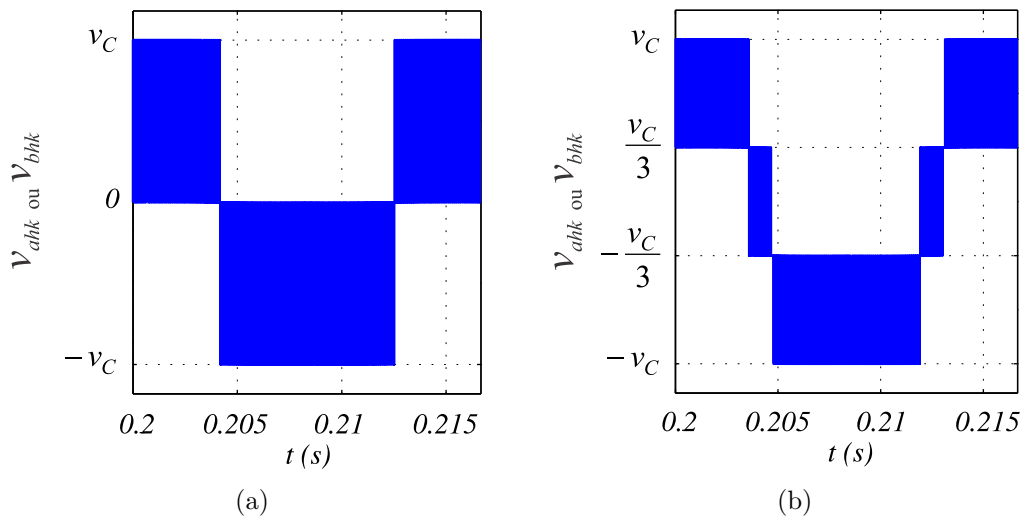


Figura 4.14: Níveis gerados das tensões v_{ahk} e v_{bhk} da configuração 9L-OEW. (a) Operação com $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$.

A configuração 9L-OEW gera oito possíveis combinações de estados das chaves q_{ak} , q_{bk} e q_{hk} resultando em vetores de tensão $\mathbf{v}_{\mathbf{nk}}$ que definem setores de I a VI para operação com $v_{Cab} = v_{Ch} = v_C$ [Figura 4.13(a)] e setores de I a VIII para operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch} = 2v_C/3$ [Figura 4.13(b)]. No primeiro caso as tensões v_{ahk} e v_{bhk} assumem três diferentes valores v_C , 0, ou $-v_C$; no segundo caso assumem quatro diferentes valores v_C , $v_C/3$, $-v_C/3$, ou $-v_C$, conforme mostrado na Figura 4.14.

Para o caso de operação com barramentos iguais ($v_{Cab} = v_{Ch}$), a topologia 9L-OEW apresenta os mesmos planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} da configuração 9L-Y [ver Figuras 4.5 e 4.13(a)]. Nesta situação, as estratégias SV-PWM e LS-PWM desenvolvidas para a configuração 9L-Y são válidas para à 9L-OEW e ambas as topologias geram tensões semelhantes.

Dado que $\mathbf{v}_{\mathbf{k}}^* = v_{ahk}^* + i v_{bhk}^*$ representa o vetor de referência a ser sintetizado pela topologia dentro de um período de amostragem de duração T , a trajetória descrita por $\mathbf{v}_{\mathbf{k}}^*$ nos planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} para $\alpha = 0^\circ$ é a diagonal principal. Enquanto que para $\alpha = 30^\circ$ e 60° , o vetor de referência descreve trajetória passando através dos setores que compõem os planos vetoriais.

Para $\alpha = 0^\circ$, quando somente os vetores presentes na diagonal principal dos planos v_{ahk} x v_{bhk} são usados ($\mathbf{v}_{0\mathbf{k}}$, $\mathbf{v}_{2\mathbf{k}}$, $\mathbf{v}_{5\mathbf{k}}$ e $\mathbf{v}_{7\mathbf{k}}$), a operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ tem melhor desempenho em termos de distorção harmônica, quando comparada com a operação com $v_{Cab} = v_{Ch}$. Contudo, para $\alpha = 30^\circ$ e 60° , a operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ tem planos v_{ahk} x v_{bhk} com setores cujos vetores apresentam componentes v_{ahk} ou v_{bhk} que não chaveiam entre os dois níveis mais próximos. Por exemplo, quando $\mathbf{v}_{\mathbf{k}}^*$ está situado no setor I da Figura 4.13(b), os vetores $\mathbf{v}_{1\mathbf{k}}$, $\mathbf{v}_{2\mathbf{k}}$ e $\mathbf{v}_{7\mathbf{k}}$ são usados. Observa-se que as componentes v_{bhk} dos vetores $\mathbf{v}_{1\mathbf{k}}$ e $\mathbf{v}_{2\mathbf{k}}$ são $-v_C/3$ e v_C , respectivamente. Neste caso, a transição entre os vetores $\mathbf{v}_{1\mathbf{k}}$ e $\mathbf{v}_{2\mathbf{k}}$ provoca um deslocamento de $2v_C/3$ na componente v_{bhk} . Em todos os setores ocorre um comportamento semelhante a este, o que compromete a distorção harmônica das tensões geradas pela topologia 9L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ e $\alpha \neq 0^\circ$. Quando $\alpha = 0^\circ$ é possível implementar a estratégia SV-PWM através da LS-PWM, desde que somente os vetores $\mathbf{v}_{0\mathbf{k}}$, $\mathbf{v}_{2\mathbf{k}}$, $\mathbf{v}_{5\mathbf{k}}$ e $\mathbf{v}_{7\mathbf{k}}$ sejam aplicados. Quando $\alpha \neq 0^\circ$ a estratégia SV-PWM é implementada através de sua forma usual (isto é, baseada na determinação analítica do tempo de aplicação dos vetores).

4.5 Configuração 15L-OEW

A configuração 15L-OEW é resultante da adição de dois módulos 3L trifásicos ao conversor 9L-Y, contabilizando quinze braços, cinco retificadores e cinco barramentos CC na estrutura completa, como pode ser visualizado na Figura 4.15. Os terminais da MIH, que se encontram ligados em estrela na topologia 9L-Y, são abertos e um módulo 3L é conectado em cada um dos conjuntos trifásicos da máquina, formando uma conexão OEW. Os dois módulos adicionais da configuração 15L-OEW, em relação à topologia 9L-Y, são denominados conversores 'A' e 'B'. O conversor 'A', formado pelas chaves q_{A1} , \bar{q}_{A1} , q_{A2} , \bar{q}_{A2} , q_{A3} e \bar{q}_{A3} , é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'a' da MIH e o conversor 'B', formado pelas chaves q_{B1} , \bar{q}_{B1} , q_{B2} , \bar{q}_{B2} , q_{B3} e \bar{q}_{B3} , é conectado aos terminais de um dos lados do conjunto trifásico 'b' da MIH.

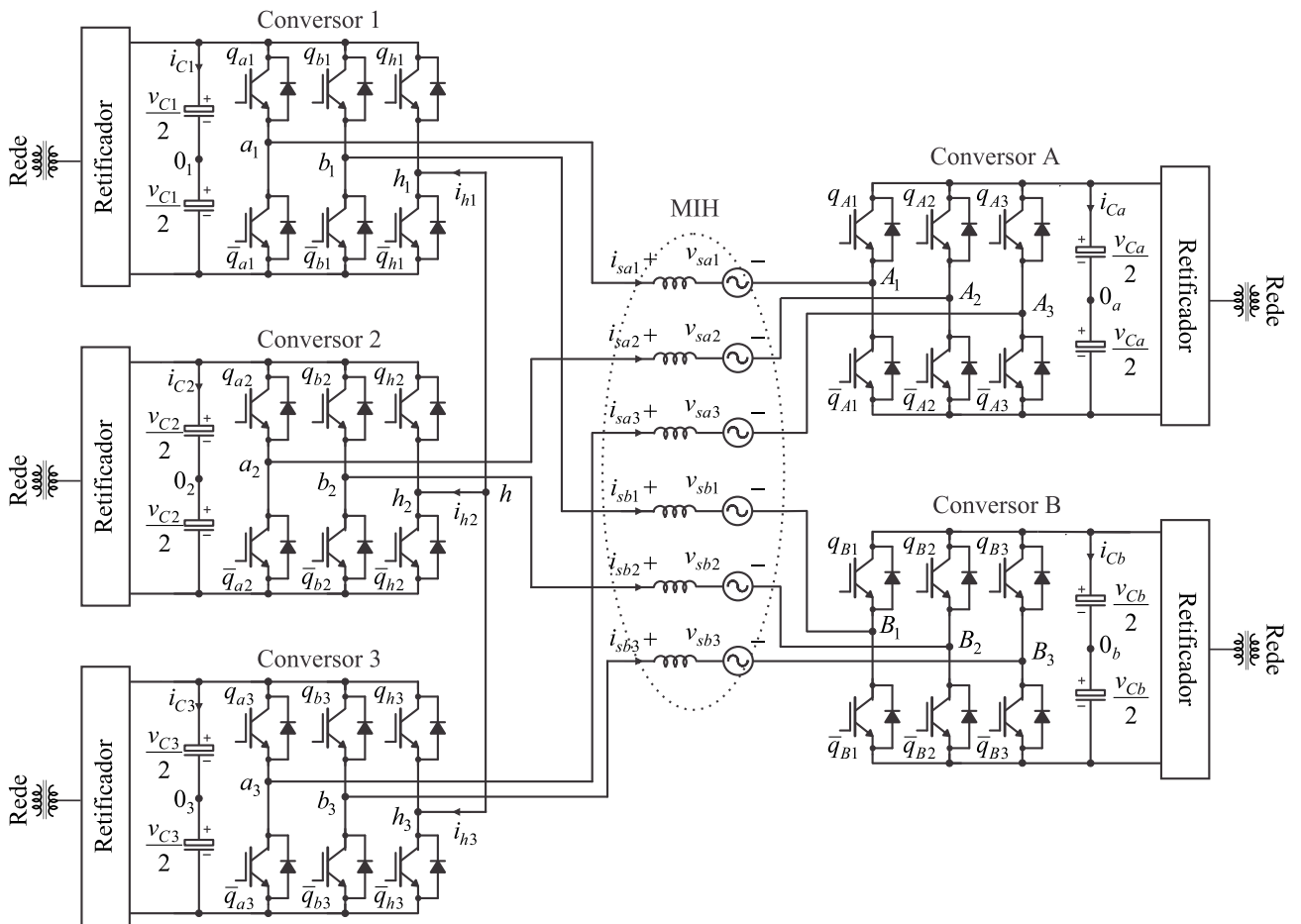


Figura 4.15: Configuração 15L-OEW.

Comparado com as topologias 9L-Y e 9L-OEW, a configuração proposta 15L-OEW permite reduzir o esforço de tensão sobre as chaves de potência introduzindo dois conversores

extras trifásicos (conversores 'A' e 'B'). A possibilidade de operação com a tensão dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3 diferente da tensão dos barramentos CC dos conversores 'A' e 'B' é explorada com a finalidade de aumentar o número de níveis das tensões geradas. Como consequência, proporciona a redução de perdas de chaveamento e cria níveis de tensão adicionais, gerando sinais de tensão com menor teor de harmônicos.

4.5.1 Modelo do Sistema

O diagrama esquemático da topologia 15L-OEW está ilustrado na Figura 4.15. De maneira complementar, pode-se observar nas Figuras 4.16 e 4.17 os modelos de circuito equivalente simplificado completo e monofásico, respectivamente. Assumindo que as variáveis v_{sak} , v_{sbk} , i_{sak} e i_{sbk} representam as tensões e correntes estatóricas da MIH, respectivamente, e que a máquina é representada por um modelo RLE, as seguintes relações podem ser derivadas com base nas leis de Kirchhoff com $k = 1, 2$ e 3

$$i_{hk} = i_{sak} + i_{sbk} \quad (4.72)$$

$$v_{sak} = v_{aAk} - v_{0_a h} = e_{sak} + l_s \frac{di_{sak}}{dt} + r_s i_{sak} \quad (4.73)$$

$$v_{sbk} = v_{bBk} - v_{0_b h} = e_{sbk} + l_s \frac{di_{sbk}}{dt} + r_s i_{sbk} \quad (4.74)$$

onde

$$v_{aAk} = v_{ahk} - v_{Ak0_a} \quad (4.75)$$

$$v_{bBk} = v_{bhk} - v_{Bk0_b} \quad (4.76)$$

e

$$v_{ahk} = v_{ak0_k} - v_{hk0_k} \quad (4.77)$$

$$v_{bhk} = v_{bk0_k} - v_{hk0_k}. \quad (4.78)$$

Nestas equações, v_{ak0_k} , v_{bk0_k} , v_{hk0_k} , v_{Ak0_a} e v_{Bk0_b} são as tensões de polo da topologia e $v_{0_a h}$ e $v_{0_b h}$ são as tensões entre os pontos centrais dos barramentos CC dos conversores A e B, 0_a e 0_b , e o ponto central h , respectivamente.

Assumindo que o sistema é simétrico, as expressões para as tensões $v_{0_a h}$ e $v_{0_b h}$ são dadas

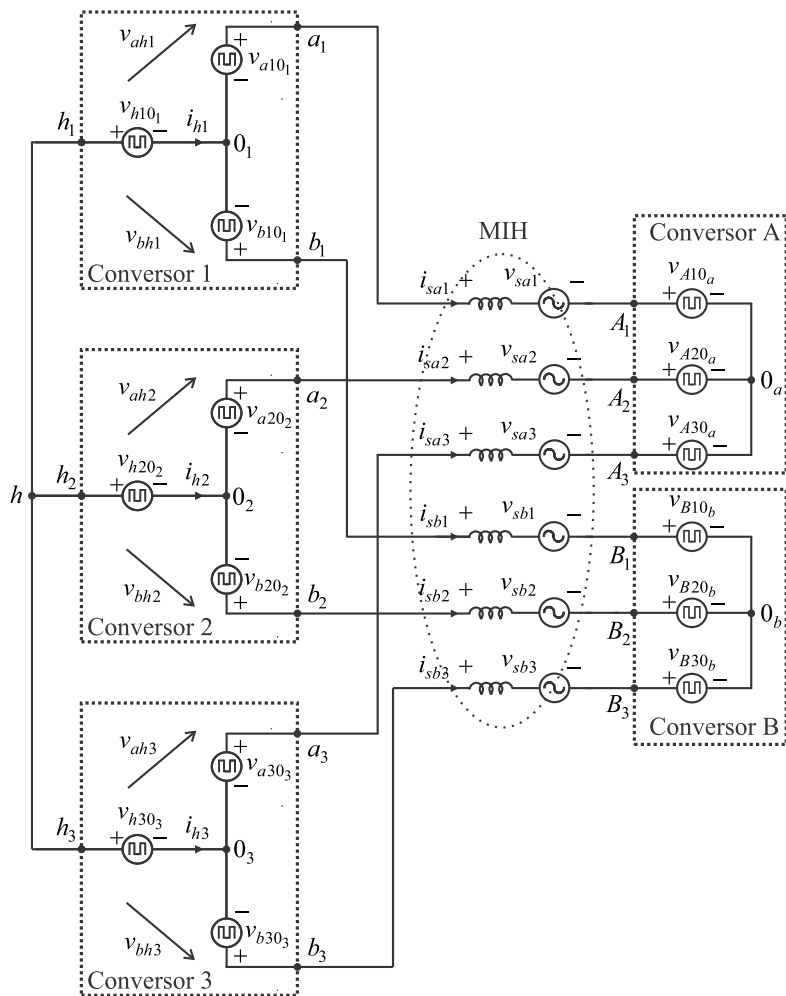


Figura 4.16: Circuito equivalente simplificado da configuração 15L-OEW.

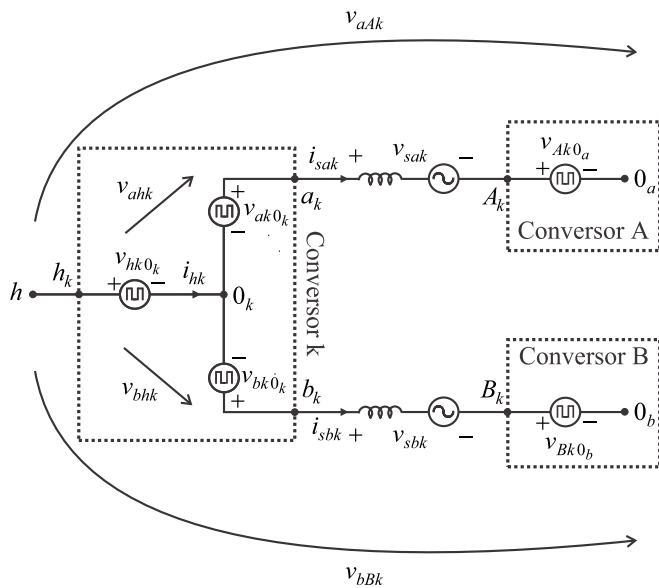


Figura 4.17: Circuito monofásico equivalente simplificado da configuração 15L-OEW.

por

$$v_{0_a h} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{aAk} \quad (4.79)$$

$$v_{0_b h} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{bBk}. \quad (4.80)$$

As tensões de polo, v_{ak0_k} , v_{bk0_k} , v_{hk0_k} , v_{Ak0_a} e v_{Bk0_b} , são determinadas em função dos estados das chaves da seguinte forma

$$v_{ak0_k} = (2q_{ak} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (4.81)$$

$$v_{bk0_k} = (2q_{bk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (4.82)$$

$$v_{hk0_k} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (4.83)$$

$$v_{Ak0_a} = (2q_{Ak} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (4.84)$$

$$v_{Bk0_b} = (2q_{Bk} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (4.85)$$

onde v_{Ck} , v_{Ca} e v_{Cb} são as tensões dos barramentos CC dos conversores e q_{ak} , q_{bk} , q_{hk} , q_{Ak} e q_{Bk} são os estados das chaves, definidos por variáveis binárias.

Do ponto de vista do controle, controladores definem v_{sak}^* e v_{sbk}^* para regular i_{sak}^* e i_{sbk}^* , respectivamente.

4.5.2 Tensões dos Barramentos CC

Para a configuração 15L-OEW, os conversores 1, 2 e 3 dividem com os conversores 'A' e 'B' as tensões da máquina devido à conexão série [ver equações (4.75) e (4.76)]. A escolha da relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores é feita a fim de gerar tensões com baixo conteúdo harmônico (isto é, alto número de níveis de tensão) e de tal forma que o menor valor de tensão é colocado nos barramentos CC dos conversores de maior corrente (conversores 1, 2 e 3, que apresentam maior corrente nos braços h_k), permitindo redução nas perdas de chaveamento. Assim, dois casos podem ser considerados para análise: i) $v_{Cab} = 2v_C$ e ii) $v_{Cab} = 3v_C$, onde $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cab}$ e $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$. As tensões mínimas $v_{Cab \min}$ e $v_{C \min}$ são definidas por

- Caso $v_{Cab} = 2v_C$: gera tensões v_{sak} e v_{sbk} com 17 níveis

$$v_{C\min} = \max\left\{\frac{|v_{sak}-v_{saw}|}{4}, \frac{|v_{sbk}-v_{sbw}|}{4}, \frac{|v_{sabk}-v_{sabw}|}{6}, \frac{|v_{sabk}-v_{saw}+v_{sbj}|}{7}\right\} \quad (4.86)$$

$$v_{Cab\min} = \max\left\{\frac{|v_{sak}-v_{saw}|}{2}, \frac{|v_{sbk}-v_{sbw}|}{2}\right\} \quad (4.87)$$

- Caso $v_{Cab} = 3v_C$: gera tensões v_{sak} e v_{sbk} com 21 níveis

$$v_{C\min} = \max\left\{\frac{|v_{sak}-v_{saw}|}{5}, \frac{|v_{sbk}-v_{sbw}|}{5}, \frac{|v_{sabk}-v_{sabw}|}{8}, \frac{|v_{sabk}-v_{saw}+v_{sbj}|}{9}\right\} \quad (4.88)$$

$$v_{Cab\min} = \max\left\{\frac{3|v_{sak}-v_{saw}|}{5}, \frac{3|v_{sbk}-v_{sbw}|}{5}\right\}. \quad (4.89)$$

onde $v_{sabk} = v_{sak} - v_{sbk}$, $v_{sabw} = v_{saw} - v_{sbw}$, $k = 1, 2, 3$, $w = 1, 2, 3$, $j = 1, 2, 3$ e $j \neq w \neq k$.

Na Figura 4.18 são apresentadas as curvas das tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 15L-OEW em função do ângulo α , considerando $|v_{sak}| = |v_{sbk}| = 1\text{pu}$ e $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$.

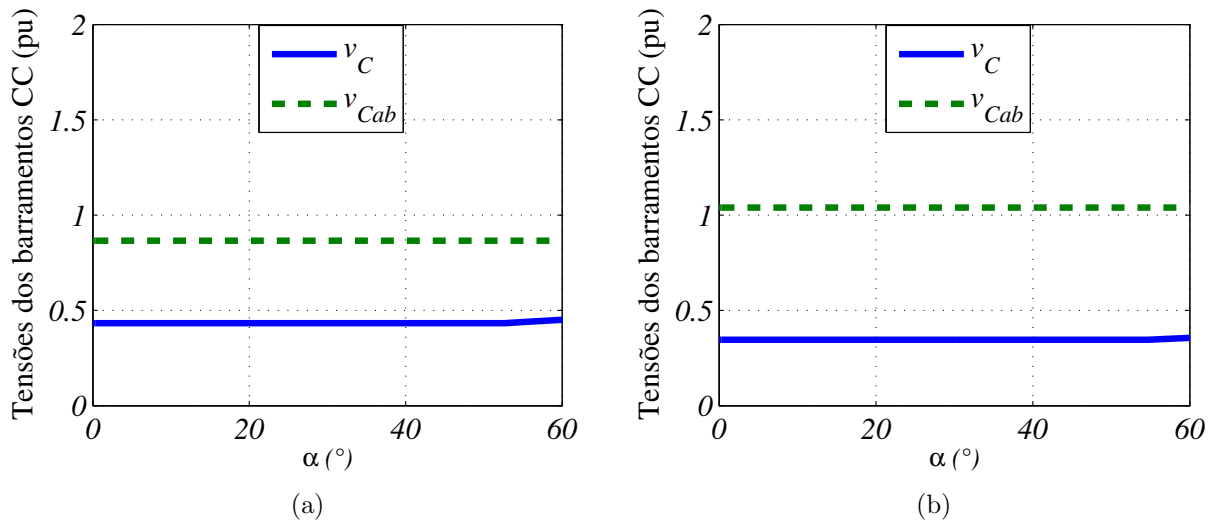


Figura 4.18: Tensões mínimas dos barramentos CC da configuração 15L-OEW em função de α (a) Operação com $v_{Cab} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 3v_C$.

Os valores mínimos das tensões dos barramentos da configuração 9L-OEW para cada caso são: $v_{Cab} = 2v_C = \frac{\sqrt{3}}{2}\text{pu}$ e $v_{Cab} = 3v_C = \frac{3\sqrt{3}}{5}\text{pu}$. Além disso, verifica-se que existe um intervalo de sincronização para manter as tensões nos seus valores mínimos. Este intervalo aumenta à medida que se diminui v_C em relação a v_{Cab} , alcançando 52° e 55° para os casos $v_{Cab} = 2v_C$ e $v_{ab} = 3v_C$, respectivamente [ver Figuras 4.18(a) e 4.18(b)]. O esforço de tensão

nas chaves da topologia 15L-OEW é menor em comparação às configurações convencionais 6L-Y e 12L-OEW.

4.5.3 Cálculo das Tensões de Polo de Referência

O sistema de controle define quatro tensões de referência independentes v_{sa1}^* , v_{sa2}^* , v_{sb1}^* e v_{sb2}^* (note que $v_{sa3}^* = -v_{sa1}^* - v_{sa2}^*$ e $v_{sb3}^* = -v_{sb1}^* - v_{sb2}^*$). As quinze tensões de polo de referência da estrutura são determinadas a partir dessas quatro tensões independentes. Portanto, onze variáveis auxiliares, denominadas v_{0ah}^* , v_{0bh}^* , v_{xak}^* , v_{xbk}^* e v_{yk}^* (com $k = 1, 2$ e 3) devem ser introduzidas. A seguir é mostrado como o cálculo destas variáveis auxiliares é feito.

4.5.3.1 Determinação de v_{0ah}^* a partir de v_{sak}^*

Considerando que as tensões de referência v_{sak}^* são fornecidas por controladores e introduzindo a variável auxiliar v_{0ah}^* , as seguintes relações são derivadas a partir de (4.73)

$$v_{aA1}^* = v_{sa1}^* + v_{0ah}^* \quad (4.90)$$

$$v_{aA2}^* = v_{sa2}^* + v_{0ah}^* \quad (4.91)$$

$$v_{aA3}^* = v_{sa3}^* + v_{0ah}^*. \quad (4.92)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{0ah}^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{0ah \max}^* = v_{Ct}^* - \max\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.93)$$

$$v_{0ah \min}^* = -v_{Ct}^* - \min\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (4.94)$$

onde $v_{Ct}^* = v_C^* + v_{Cab}^*/2$ com $v_C^* = v_{Ck}^*$ e $v_{Cab}^* = v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$. As variáveis v_{Ck}^* e v_{Cab}^* representam as tensões de referência do barramento CC dos conversores 'k', e 'A' e 'B', respectivamente. A fim de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro μ_{0ah} ($0 \leq \mu_{0ah} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{0ah}^* = \mu_{0ah} v_{0ah \max}^* + (1 - \mu_{0ah}) v_{0ah \min}^*. \quad (4.95)$$

Após selecionar μ_{0ah} , a variável auxiliar v_{0ah}^* é calculada e as tensões v_{aAk}^* são determinadas usando (4.90)-(4.92).

4.5.3.2 Determinação de v_{0bh}^* a partir de v_{sbk}^*

Dado que as tensões de referência v_{sbk}^* são fornecidas por controladores e introduzindo a variável auxiliar v_{0bh}^* , as seguintes relações são derivadas a partir de (4.74)

$$v_{bB1}^* = v_{sb1}^* + v_{0bh}^* \quad (4.96)$$

$$v_{bB2}^* = v_{sb2}^* + v_{0bh}^* \quad (4.97)$$

$$v_{bB3}^* = v_{sb3}^* + v_{0bh}^*. \quad (4.98)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{0bh}^* devem ser respeitados. Esses limites são

$$v_{0bh \max}^* = v_{Ct}^* - \max\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (4.99)$$

$$v_{0bh \min}^* = -v_{Ct}^* - \min\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (4.100)$$

Com o objetivo de normalizar a escolha da variável auxiliar e satisfazer seus limites, o parâmetro μ_{0bh} ($0 \leq \mu_{0bh} \leq 1$) pode ser introduzido, tal como

$$v_{0bh}^* = \mu_{0bh} v_{0bh \max}^* + (1 - \mu_{0bh}) v_{0bh \min}^*. \quad (4.101)$$

Após selecionar μ_{0bh} , a variável auxiliar v_{0bh}^* é calculada e as tensões v_{bBk}^* são determinadas usando (4.96)-(4.98).

4.5.3.3 Determinação de v_{ahk}^* e v_{Ak0a}^* a partir de v_{aAk}^*

A seguinte relação pode ser derivada de (4.75)

$$v_{aAk}^* = v_{ahk}^* - v_{Ak0a}^*. \quad (4.102)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{xak}^* nesta equação, obtêm-se as relações

$$v_{ahk}^* = \frac{v_{aAk}^*}{2} + v_{xak}^* \quad (4.103)$$

$$v_{Ak0a}^* = -\frac{v_{aAk}^*}{2} + v_{xak}^*. \quad (4.104)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{xak}^* são definidos por

$$v_{xak \max}^* = \min\left\{v_C^* - \frac{v_{aAk}^*}{2}, \frac{v_{Cab}^*}{2} + \frac{v_{aAk}^*}{2}\right\} \quad (4.105)$$

$$v_{xak \min}^* = \max\left\{-v_C^* - \frac{v_{aAk}^*}{2}, \frac{-v_{Cab}^*}{2} + \frac{v_{aAk}^*}{2}\right\}. \quad (4.106)$$

As variáveis v_{xak}^* podem ser calculadas a partir dos parâmetros μ_{xak} ($0 \leq \mu_{xak} \leq 1$) por meio de

$$v_{xak}^* = \mu_{xak} v_{xak \max}^* + (1 - \mu_{xak}) v_{xak \min}^*. \quad (4.107)$$

Após escolher os valores de μ_{xak} , as variáveis auxiliares v_{xak}^* são calculadas e as tensões v_{ahk}^* e $v_{Ak0_a}^*$ são determinadas usando (4.103) e (4.104).

4.5.3.4 Determinação de v_{bhk}^* e $v_{Bk0_b}^*$ a partir de v_{bBk}^*

A seguinte relação pode ser derivada de (4.76)

$$v_{bBk}^* = v_{bhk}^* - v_{Bk0_b}^*. \quad (4.108)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{xbk}^* nesta equação, obtêm-se as relações

$$v_{bhk}^* = \frac{v_{bBk}^*}{2} + v_{xbk}^* \quad (4.109)$$

$$v_{Bk0_b}^* = -\frac{v_{bBk}^*}{2} + v_{xbk}^*. \quad (4.110)$$

Os limites máximo e mínimo de v_{xbk}^* são definidos por

$$v_{xbk \max}^* = \min\left\{v_C^* - \frac{v_{bBk}^*}{2}, \frac{v_{Cab}^*}{2} + \frac{v_{bBk}^*}{2}\right\} \quad (4.111)$$

$$v_{xbk \min}^* = \max\left\{-v_C^* - \frac{v_{bBk}^*}{2}, \frac{-v_{Cab}^*}{2} + \frac{v_{bBk}^*}{2}\right\}. \quad (4.112)$$

As variáveis v_{xbk}^* podem ser calculadas a partir dos parâmetros μ_{xbk} ($0 \leq \mu_{xbk} \leq 1$) por meio de

$$v_{xbk}^* = \mu_{xbk} v_{xbk \max}^* + (1 - \mu_{xbk}) v_{xbk \min}^*. \quad (4.113)$$

Após escolher os valores de μ_{xbk} , as variáveis auxiliares v_{xbk}^* são calculadas e as tensões v_{bhk}^* e $v_{Bk0_b}^*$ são determinadas usando (4.109) e (4.110).

4.5.3.5 Determinação de $v_{ak0_k}^*$, $v_{bk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ a partir de v_{ahk}^* e v_{bhk}^*

A partir de (4.77) e (4.78), pode-se escrever

$$v_{ahk}^* = v_{ak0_k}^* - v_{hk0_k}^* \quad (4.114)$$

$$v_{bhk}^* = v_{bk0_k}^* - v_{hk0_k}^*. \quad (4.115)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{yk}^* , as tensões de polo de referência são dadas por

$$v_{ak0_k}^* = v_{ahk}^* + v_{yk}^* \quad (4.116)$$

$$v_{bk0_k}^* = v_{bhk}^* + v_{yk}^* \quad (4.117)$$

$$v_{hk0_k}^* = v_{yk}^*. \quad (4.118)$$

As variáveis v_{yk}^* podem ser calculadas usando os parâmetros μ_{yk} ($0 \leq \mu_{yk} \leq 1$) por meio de

$$v_{yk}^* = \mu_{yk} v_{yk \max}^* + (1 - \mu_{yk}) v_{yk \min}^* \quad (4.119)$$

onde os limites $v_{yk \max}^*$ e $v_{yk \min}^*$ são dados por

$$v_{yk \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{v_{ahk}^*, v_{bhk}^*, 0\} \quad (4.120)$$

$$v_{yk \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{v_{ahk}^*, v_{bhk}^*, 0\}. \quad (4.121)$$

Uma vez selecionados os valores do parâmetro μ_{yk} , as variáveis auxiliares v_{yk}^* são calculadas e as tensões de polo de referência $v_{ak0_k}^*$, $v_{bk0_k}^*$ e $v_{hk0_k}^*$ são determinadas usando (4.116)-(4.118).

4.5.3.6 Seleção dos parâmetros $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$, μ_{xak} , μ_{xbk} e μ_{yk}

A seleção dos parâmetros $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$, μ_{xak} , μ_{xbk} e μ_{yk} afeta a distorção harmônica das tensões geradas e as perdas de chaveamento da topologia 15L-OEW.

Em uma estratégia PWM escalar, os sinais de gatilho das chaves de potência são gerados através da comparação das tensões de polo de referência ($v_{ak0_k}^*$, $v_{bk0_k}^*$, $v_{hk0_k}^*$, $v_{Aa0_a}^*$ e $v_{Bb0_b}^*$) com portadoras triangulares de alta frequência. A otimização desta modulação depende da escolha de valores para os parâmetros $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$, μ_{xak} , μ_{xbk} e μ_{yk} , o que não é uma solução trivial.

Neste trabalho é desenvolvida uma técnica SV-PWM (ver próxima subseção) que define os estados das chaves a partir de uma simples análise vetorial e permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento. Esta solução é obtida através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão (equivalente a selecionar valores para $\mu_{0_{ah}}$, $\mu_{0_{bh}}$, μ_{xak} , μ_{xbk} e μ_{yk}).

4.5.4 Estratégias PWM

Nesta seção, técnicas SV-PWM e LS-PWM (usada para implementar SV-PWM) são desenvolvidas e aplicadas à configuração proposta 15L-OEW. As duas estratégias PWM têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo. Dois casos de relação de tensão entre os barramentos CC dos conversores podem ser analisados: i) $v_{Cab} = 2v_C$ e ii) $v_{Cab} = 3v_C$, onde $v_{Cab} = v_{Ca} = v_{Cb}$, $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$ e $v_{Ct} = v_C + v_{Cab}/2$.

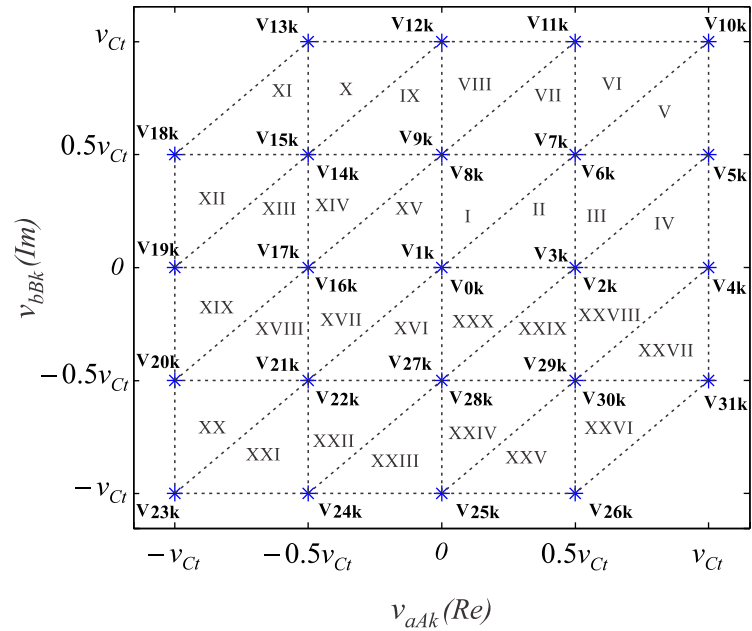
4.5.4.1 Estratégia SV-PWM

De modo semelhante às configurações 9L-Y e 9L-OEW, a topologia 15L-OEW também apresenta quatro tensões independentes a serem geradas. Portanto, a análise vetorial baseada no uso simultâneo de todas as tensões de fase da máquina (v_{sak} e v_{sbk}) resulta em um único espaço vetorial de quatro dimensões. Uma abordagem mais simples que permite a geração de tensões otimizadas a partir de três planos similares e independentes é proposta neste trabalho, ao invés de utilizar a abordagem vetorial multidimensional que possui elevada complexidade computacional.

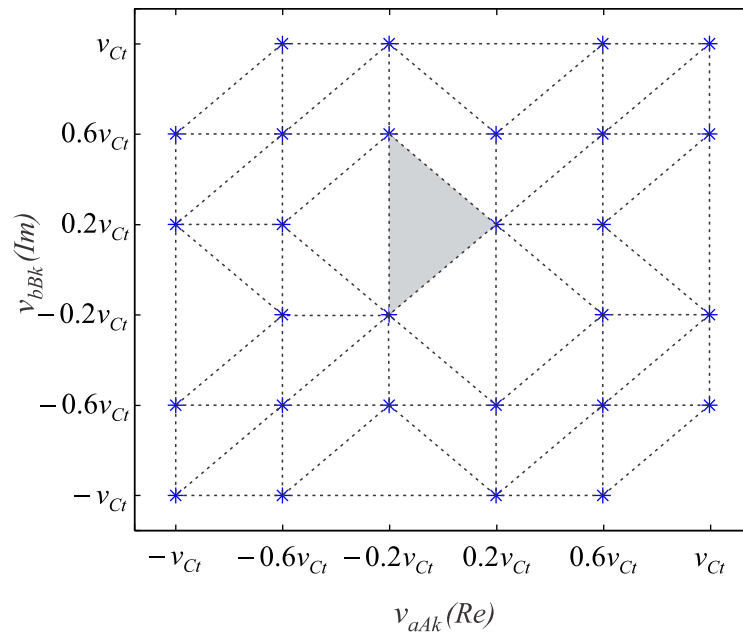
As tensões fornecidas pelo conversor 15L-OEW podem ser mapeadas em planos vetoriais $v_{aAk} \times v_{bBk}$ (ou seja, planos $k = 1, 2, 3$), como mostrado na Figura 4.19. Estes planos vetoriais são definidos de forma que as tensões v_{aAk} e v_{bBk} coincidam com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente. Cada triângulo é um setor cujos vértices são vetores de tensão. Um vetor de tensão no plano k pode ser representado por $\mathbf{v}_{nk} = v_{aAk} + iv_{bBk}$, com $n=0,1,2,\dots,31$. A operação com $v_{Cab} = 3v_C$ [Figura 4.19(b)] gera tensões v_{aAk} e v_{bBk} com seis níveis, um nível a mais quando comparado ao caso de operação com $v_{Cab} = 2v_C$ [Figura 4.19(a)].

Dado que $\mathbf{v}_k^* = v_{aAk}^* + iv_{bBk}^*$ representa o vetor de referência a ser sintetizado pelo conversor dentro de um período de amostragem de duração T , a trajetória descrita por \mathbf{v}_k^* nos planos vetoriais $v_{aAk} \times v_{bBk}$ para $\alpha = 0^\circ$ é a diagonal principal. Por outro lado, para $\alpha = 30^\circ$ e 60° , o vetor de referência descreve trajetória passando através dos setores que compõem os planos vetoriais.

Para $\alpha = 0^\circ$, quando somente os vetores presentes na diagonal principal são usados, a



(a)



(b)

Figura 4.19: Planos vetoriais v_{aAk} x v_{bBk} da configuração 15L-OEW. (a) Operação com $v_{Cab} = 2v_C$. (b) Operação com $v_{Cab} = 3v_C$.

operação com $v_{Cab} = 3v_C$ tem melhor desempenho em termos de distorção harmônica comparada com a operação com $v_{Cab} = 2v_C$. No entanto, para $\alpha = 30^\circ$ e 60° , a operação com $v_{Cab} = 3v_C$ gera planos v_{aAk} x v_{bBk} com alguns setores cujos vetores apresentam componentes v_{aAk} ou v_{bBk} que não chaveiam entre os dois níveis mais próximos do vetor de referência. Por

exemplo, quando \mathbf{v}_k^* está situado no setor destacado em cinza da Figura 4.19(b), observa-se que as componentes v_{bBk} dos vetores que formam este setor são $-0.2v_{Ct}$ e $0.6v_{Ct}$, provocando um deslocamento de $0.8v_{Ct}$ na componente v_{bhk} . Em outros setores ocorre um comportamento semelhante a este, o que compromete a distorção harmônica das tensões geradas pela topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 3v_C$ e $\alpha \neq 0^\circ$. Esse comportamento não ocorre no caso de operação com $v_{Cab} = 2v_C$, pois os vetores apresentam componentes v_{aAk} ou v_{bBk} chaveando sempre entre os dois níveis mais próximos. Portanto, neste trabalho, a configuração proposta opera com $v_{Cab} = 2v_C$.

Todos os vetores de tensão, obtidos em função dos estados binários das chaves de potência $[q_{ak}, q_{bk}, q_{hk}, q_{Ak}, q_{Bk}]$ para operação com $v_{Cab} = 2v_C$ são apresentados na Tabela 4.6. Existem trinta e duas possíveis combinações de estados das chaves $q_{gk}, q_{lk}, q_{hk}, q_{Ak}$ e q_{Bk} resultando em vetores de tensão \mathbf{v}_{nk} que definem setores de I a XXX para operação com $v_{CH} = 2v_C$ [Figura 4.19(a)]. As tensões v_{aAk} e v_{bBk} assumem cinco diferentes valores v_{Ct} , $0.5v_{Ct}$, 0 , $-0.5v_{Ct}$ ou $-v_{Ct}$, conforme mostrado na Figura 4.20.

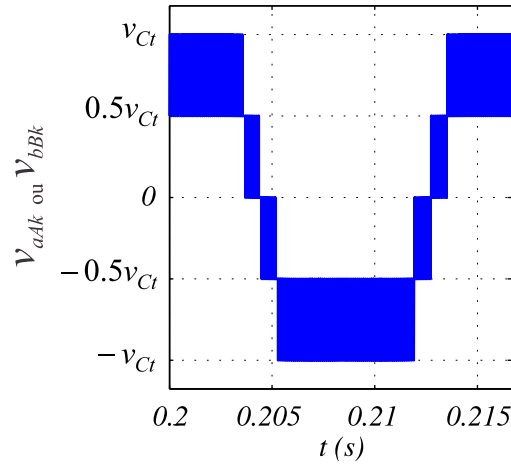


Figura 4.20: Níveis gerados das tensões v_{aAk} e v_{bBk} da configuração 15L-OEW.

A estratégia SV-PWM desenvolvida é baseada na síntese de um vetor de tensão de referência a partir de três vetores que definem o setor. Assumindo que o vetor de referência representado por $\mathbf{v}_k^* = v_{aAk}^* + iv_{bBk}^*$ é constante dentro de um período de amostragem de duração T , e que os três vetores que definem o setor são \mathbf{v}_{xk} , \mathbf{v}_{yk} e \mathbf{v}_{zk} , obtém-se

$$\mathbf{v}_k^* = \mathbf{v}_{xk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{yk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zk} \frac{t_{zk}}{T}. \quad (4.122)$$

Tabela 4.6: Vetores e tensões geradas nos planos v_{aAk} x v_{bBk} da configuração 15L-OEW com $v_{Cab} = 2v_C$

$[q_{ak}, q_{bk}, q_{hk}, q_{Ak}, q_{Bk}]$	\mathbf{V}_{nk}	v_{aAk}	v_{bBk}
[0,0,1,0,0]	\mathbf{V}_{0k}	0	0
[1,1,0,1,1]	\mathbf{V}_{1k}	0	0
[0,1,0,0,1]	\mathbf{V}_{2k}	$0.5v_{Ct}$	0
[1,0,1,0,0]	\mathbf{V}_{3k}	$0.5v_{Ct}$	0
[1,1,0,0,1]	\mathbf{V}_{4k}	v_{Ct}	0
[1,0,0,0,0]	\mathbf{V}_{5k}	v_{Ct}	$0.5v_{Ct}$
[0,0,0,0,0]	\mathbf{V}_{6k}	$0.5v_{Ct}$	$0.5v_{Ct}$
[1,1,1,0,0]	\mathbf{V}_{7k}	$0.5v_{Ct}$	$0.5v_{Ct}$
[0,1,1,0,0]	\mathbf{V}_{8k}	0	$0.5v_{Ct}$
[1,0,0,1,0]	\mathbf{V}_{9k}	0	$0.5v_{Ct}$
[1,1,0,0,0]	\mathbf{V}_{10k}	v_{Ct}	v_{Ct}
[0,1,0,0,0]	\mathbf{V}_{11k}	$0.5v_{Ct}$	v_{Ct}
[1,1,0,1,0]	\mathbf{V}_{12k}	0	v_{Ct}
[0,1,0,1,0]	\mathbf{V}_{13k}	$-0.5v_{Ct}$	v_{Ct}
[0,0,0,1,0]	\mathbf{V}_{14k}	$-0.5v_{Ct}$	$0.5v_{Ct}$
[1,1,1,1,0]	\mathbf{V}_{15k}	$-0.5v_{Ct}$	$0.5v_{Ct}$
[0,1,0,1,1]	\mathbf{V}_{16k}	$-0.5v_{Ct}$	0
[1,0,1,1,0]	\mathbf{V}_{17k}	$-0.5v_{Ct}$	0
[0,1,1,1,0]	\mathbf{V}_{18k}	$-v_{Ct}$	$0.5v_{Ct}$
[0,0,1,1,0]	\mathbf{V}_{19k}	$-v_{Ct}$	0
[0,1,1,1,1]	\mathbf{V}_{20k}	$-v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[1,1,1,1,1]	\mathbf{V}_{21k}	$-0.5v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[0,0,0,1,1]	\mathbf{V}_{22k}	$-0.5v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[0,0,1,1,1]	\mathbf{V}_{23k}	$-v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,1,1,1]	\mathbf{V}_{24k}	$-0.5v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[0,0,1,0,1]	\mathbf{V}_{25k}	0	$-v_{Ct}$
[1,0,1,0,1]	\mathbf{V}_{26k}	$0.5v_{Ct}$	$-v_{Ct}$
[1,0,0,1,1]	\mathbf{V}_{27k}	0	$-0.5v_{Ct}$
[0,1,1,0,1]	\mathbf{V}_{28k}	0	$-0.5v_{Ct}$
[1,1,1,0,1]	\mathbf{V}_{29k}	$0.5v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[0,0,0,0,1]	\mathbf{V}_{30k}	$0.5v_{Ct}$	$-0.5v_{Ct}$
[1,0,0,0,1]	\mathbf{V}_{31k}	v_{Ct}	$-0.5v_{Ct}$

Decompondo (4.122) no eixo real (v_{aAk}) e no eixo imaginário (v_{bBk}), obtém-se

$$v_{aAk}^* = v_{xaAk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{yaAk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zaAk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (4.123)$$

$$v_{bBk}^* = v_{xbBk} \frac{t_{xk}}{T} + v_{ybBk} \frac{t_{yk}}{T} + v_{zbBk} \frac{t_{zk}}{T} \quad (4.124)$$

onde t_{xk} , t_{yk} e t_{zk} são os tempos de aplicação de cada vetor que estão restritos à relação

$$T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}.$$

Para cada setor dos planos v_{aAk} x v_{bBk} , há algumas possibilidades de escolha dos três vetores mais próximos a serem aplicados de forma a sintetizar o vetor de referência \mathbf{v}_k^* , uma vez que existem vetores redundantes (gerados por diferentes combinações de estados das chaves). Apenas um dos vetores redundantes, presentes em alguns vértices, é usado em cada setor. O número de mudanças nos estados das chaves foi um critério levado em consideração na escolha dos vetores redundantes, permitindo redução nas perdas de chaveamento.

Uma vez escolhidos os três vetores a serem usados, existem múltiplas soluções para a sequência de aplicação dos mesmos. No entanto, apenas uma sequência de aplicação, para cada setor, permite a otimização das tensões da máquina (v_{sak} e v_{sbk}), diminuindo sua distorção harmônica. Caso os vetores não sejam aplicados na sequência adequada, as tensões v_{sak} e v_{sbk} apresentarão chaveamentos entre mais de três níveis, o que contribui para o aumento da distorção harmônica.

Considerando que os vetores de tensão são aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$), os vetores redundantes usados e a sequência de aplicação dos três vetores de tensão, para cada setor, são mostrados na Tabela 4.7 para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$. Por exemplo, quando o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado no setor I, os vetores \mathbf{v}_{0k} , \mathbf{v}_{7k} e \mathbf{v}_{8k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{0k} \rightarrow \mathbf{v}_{8k} \rightarrow \mathbf{v}_{7k} \rightarrow \mathbf{v}_{8k} \rightarrow \mathbf{v}_{0k}$. Quando \mathbf{v}_k^* está localizado no setor XI, os vetores \mathbf{v}_{13k} , \mathbf{v}_{14k} e \mathbf{v}_{18k} devem ser usados de acordo com a seguinte sequência: $\mathbf{v}_{18k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{13k} \rightarrow \mathbf{v}_{14k} \rightarrow \mathbf{v}_{18k}$.

Ressalta-se que a técnica SV-PWM apresentada permite alcançar a solução otimizada em termos de distorção harmônica das tensões geradas e de perdas de chaveamento através da escolha adequada dos vetores redundantes e da sequência de aplicação dos vetores de tensão. Fazendo uma correlação com a técnica PWM escalar, esta solução corresponde à apropriada escolha de valores para os parâmetros μ_{xak} , μ_{xbk} e μ_{yk} . Adicionalmente, os parâmetros μ_{0ah} e μ_{0bh} são fixados em 0,5, garantindo a minimização da distorção harmônica.

4.5.4.2 Estratégia LS-PWM

A estratégia SV-PWM é implementada a partir de uma técnica LS-PWM equivalente, possibilitando uma simples derivação dos tempos de aplicação dos vetores de tensão através

Tabela 4.7: Vetores redundantes usados e sequência de aplicação dos vetores de tensão para topologia 15L-OEW com $v_{Cab} = 2v_C$

setor	vetores redundantes usados	sequência de aplicação
I	$\mathbf{V}_{0k}, \mathbf{V}_{7k}$ e \mathbf{V}_{8k}	$\mathbf{V}_{0k} \rightarrow \mathbf{V}_{8k} \rightarrow \mathbf{V}_{7k} \rightarrow \mathbf{V}_{8k} \rightarrow \mathbf{V}_{0k}$
II	$\mathbf{V}_{0k}, \mathbf{V}_{3k}$ e \mathbf{V}_{7k}	$\mathbf{V}_{0k} \rightarrow \mathbf{V}_{3k} \rightarrow \mathbf{V}_{7k} \rightarrow \mathbf{V}_{3k} \rightarrow \mathbf{V}_{0k}$
III	\mathbf{V}_{2k} e \mathbf{V}_{6k}	$\mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k}$
IV	\mathbf{V}_{2k}	$\mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{4k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{4k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k}$
V	\mathbf{V}_{6k}	$\mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{10k} \rightarrow \mathbf{V}_{5k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k}$
VI	\mathbf{V}_{6k}	$\mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{11k} \rightarrow \mathbf{V}_{10k} \rightarrow \mathbf{V}_{11k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k}$
VII	\mathbf{V}_{6k} e \mathbf{V}_{9k}	$\mathbf{V}_{9k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{11k} \rightarrow \mathbf{V}_{6k} \rightarrow \mathbf{V}_{9k}$
VIII	\mathbf{V}_{9k}	$\mathbf{V}_{9k} \rightarrow \mathbf{V}_{12k} \rightarrow \mathbf{V}_{11k} \rightarrow \mathbf{V}_{12k} \rightarrow \mathbf{V}_{9k}$
IX	\mathbf{V}_{9k} e \mathbf{V}_{14k}	$\mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{9k} \rightarrow \mathbf{V}_{12k} \rightarrow \mathbf{V}_{9k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k}$
X	\mathbf{V}_{14k}	$\mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{13k} \rightarrow \mathbf{V}_{12k} \rightarrow \mathbf{V}_{13k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k}$
XI	\mathbf{V}_{14k}	$\mathbf{V}_{18k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{13k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{18k}$
XII	\mathbf{V}_{15k}	$\mathbf{V}_{19k} \rightarrow \mathbf{V}_{18k} \rightarrow \mathbf{V}_{15k} \rightarrow \mathbf{V}_{18k} \rightarrow \mathbf{V}_{19k}$
XIII	\mathbf{V}_{15k} e \mathbf{V}_{17k}	$\mathbf{V}_{19k} \rightarrow \mathbf{V}_{17k} \rightarrow \mathbf{V}_{15k} \rightarrow \mathbf{V}_{17k} \rightarrow \mathbf{V}_{19k}$
XIV	$\mathbf{V}_{9k}, \mathbf{V}_{14k}$ e \mathbf{V}_{16k}	$\mathbf{V}_{16k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{9k} \rightarrow \mathbf{V}_{14k} \rightarrow \mathbf{V}_{16k}$
XV	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{9k}$ e \mathbf{V}_{16k}	$\mathbf{V}_{16k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{9k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{16k}$
XVI	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{22k}$ e \mathbf{V}_{27k}	$\mathbf{V}_{22k} \rightarrow \mathbf{V}_{27k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{27k} \rightarrow \mathbf{V}_{22k}$
XVII	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{16k}$ e \mathbf{V}_{22k}	$\mathbf{V}_{22k} \rightarrow \mathbf{V}_{16k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{16k} \rightarrow \mathbf{V}_{22k}$
XVIII	\mathbf{V}_{17k} e \mathbf{V}_{21k}	$\mathbf{V}_{20k} \rightarrow \mathbf{V}_{21k} \rightarrow \mathbf{V}_{17k} \rightarrow \mathbf{V}_{21k} \rightarrow \mathbf{V}_{20k}$
XIX	\mathbf{V}_{17k}	$\mathbf{V}_{20k} \rightarrow \mathbf{V}_{19k} \rightarrow \mathbf{V}_{17k} \rightarrow \mathbf{V}_{19k} \rightarrow \mathbf{V}_{20k}$
XX	\mathbf{V}_{21k}	$\mathbf{V}_{23k} \rightarrow \mathbf{V}_{20k} \rightarrow \mathbf{V}_{21k} \rightarrow \mathbf{V}_{20k} \rightarrow \mathbf{V}_{23k}$
XXI	\mathbf{V}_{21k}	$\mathbf{V}_{23k} \rightarrow \mathbf{V}_{24k} \rightarrow \mathbf{V}_{21k} \rightarrow \mathbf{V}_{24k} \rightarrow \mathbf{V}_{23k}$
XXII	\mathbf{V}_{21k} e \mathbf{V}_{28k}	$\mathbf{V}_{24k} \rightarrow \mathbf{V}_{21k} \rightarrow \mathbf{V}_{28k} \rightarrow \mathbf{V}_{21k} \rightarrow \mathbf{V}_{24k}$
XXIII	\mathbf{V}_{28k}	$\mathbf{V}_{24k} \rightarrow \mathbf{V}_{25k} \rightarrow \mathbf{V}_{28k} \rightarrow \mathbf{V}_{25k} \rightarrow \mathbf{V}_{24k}$
XXIV	\mathbf{V}_{28k} e \mathbf{V}_{29k}	$\mathbf{V}_{25k} \rightarrow \mathbf{V}_{28k} \rightarrow \mathbf{V}_{29k} \rightarrow \mathbf{V}_{28k} \rightarrow \mathbf{V}_{25k}$
XXV	\mathbf{V}_{29k}	$\mathbf{V}_{25k} \rightarrow \mathbf{V}_{26k} \rightarrow \mathbf{V}_{29k} \rightarrow \mathbf{V}_{26k} \rightarrow \mathbf{V}_{25k}$
XXVI	\mathbf{V}_{29k}	$\mathbf{V}_{26k} \rightarrow \mathbf{V}_{29k} \rightarrow \mathbf{V}_{31k} \rightarrow \mathbf{V}_{29k} \rightarrow \mathbf{V}_{26k}$
XXVII	\mathbf{V}_{30k}	$\mathbf{V}_{30k} \rightarrow \mathbf{V}_{31k} \rightarrow \mathbf{V}_{4k} \rightarrow \mathbf{V}_{31k} \rightarrow \mathbf{V}_{30k}$
XXVIII	\mathbf{V}_{2k} e \mathbf{V}_{30k}	$\mathbf{V}_{30k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{4k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{30k}$
XXIX	$\mathbf{V}_{2k}, \mathbf{V}_{27k}$ e \mathbf{V}_{30k}	$\mathbf{V}_{27k} \rightarrow \mathbf{V}_{30k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{30k} \rightarrow \mathbf{V}_{27k}$
XXX	$\mathbf{V}_{1k}, \mathbf{V}_{2k}$ e \mathbf{V}_{27k}	$\mathbf{V}_{27k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{2k} \rightarrow \mathbf{V}_{1k} \rightarrow \mathbf{V}_{27k}$

de portadores triangulares. A técnica LS-PWM desenvolvida para configuração 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ é ilustrada nas Figuras 4.21 (setores I a IV), 4.22 (setores V a VIII), 4.23 (setores IX a XII) e 4.24 (setores XIII a XVI). Esta técnica é similarmente aplicada aos outros setores (XVII a XXX). Diferentemente da técnica LS-PWM convencional encontrada na literatura, que é baseada em comparações com uma única tensão de referência, a proposta nesta tese é fundamentada na análise de planos vetoriais (comparações com duas tensões de referência simultaneamente). O procedimento usado na obtenção da equivalência entre as técnicas SV-PWM e LS-PWM é mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.25.

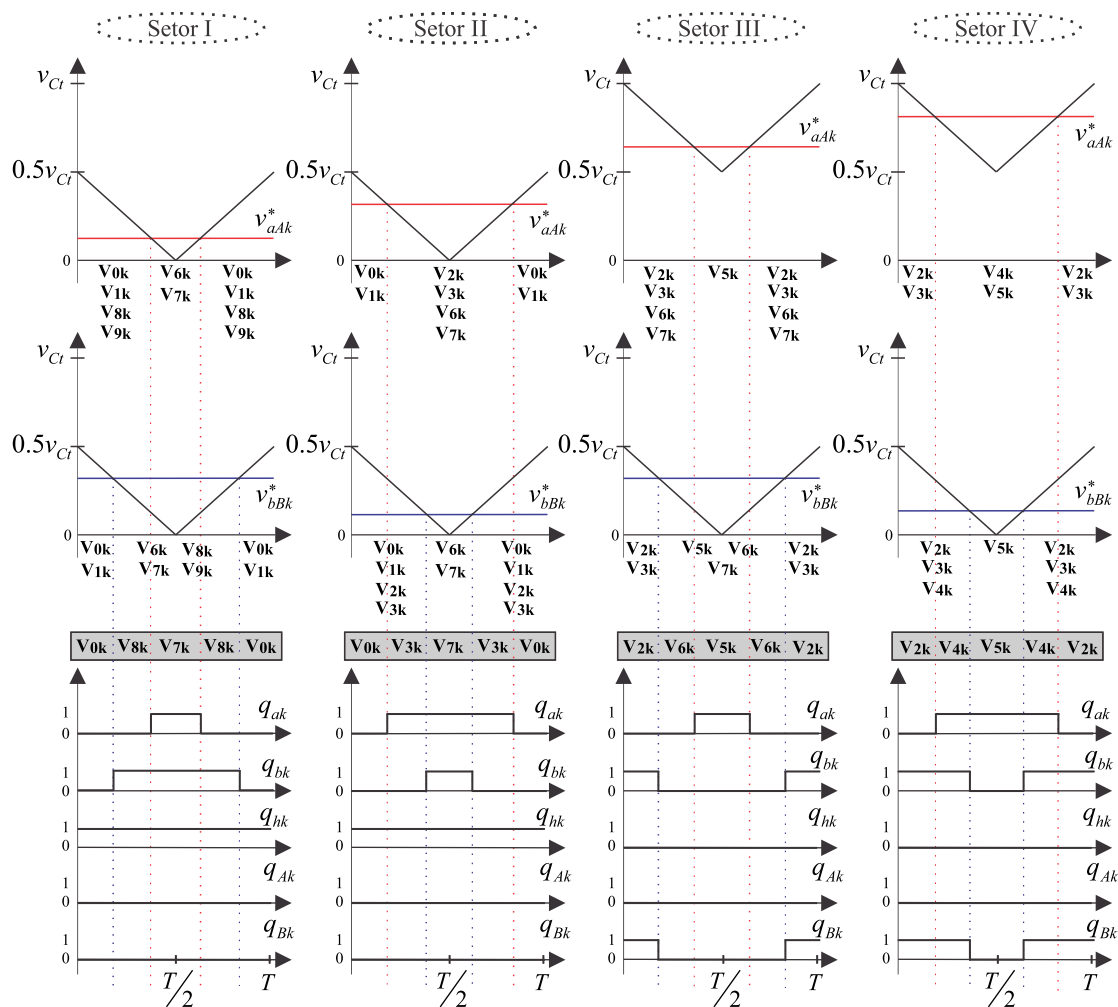


Figura 4.21: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores I a IV.

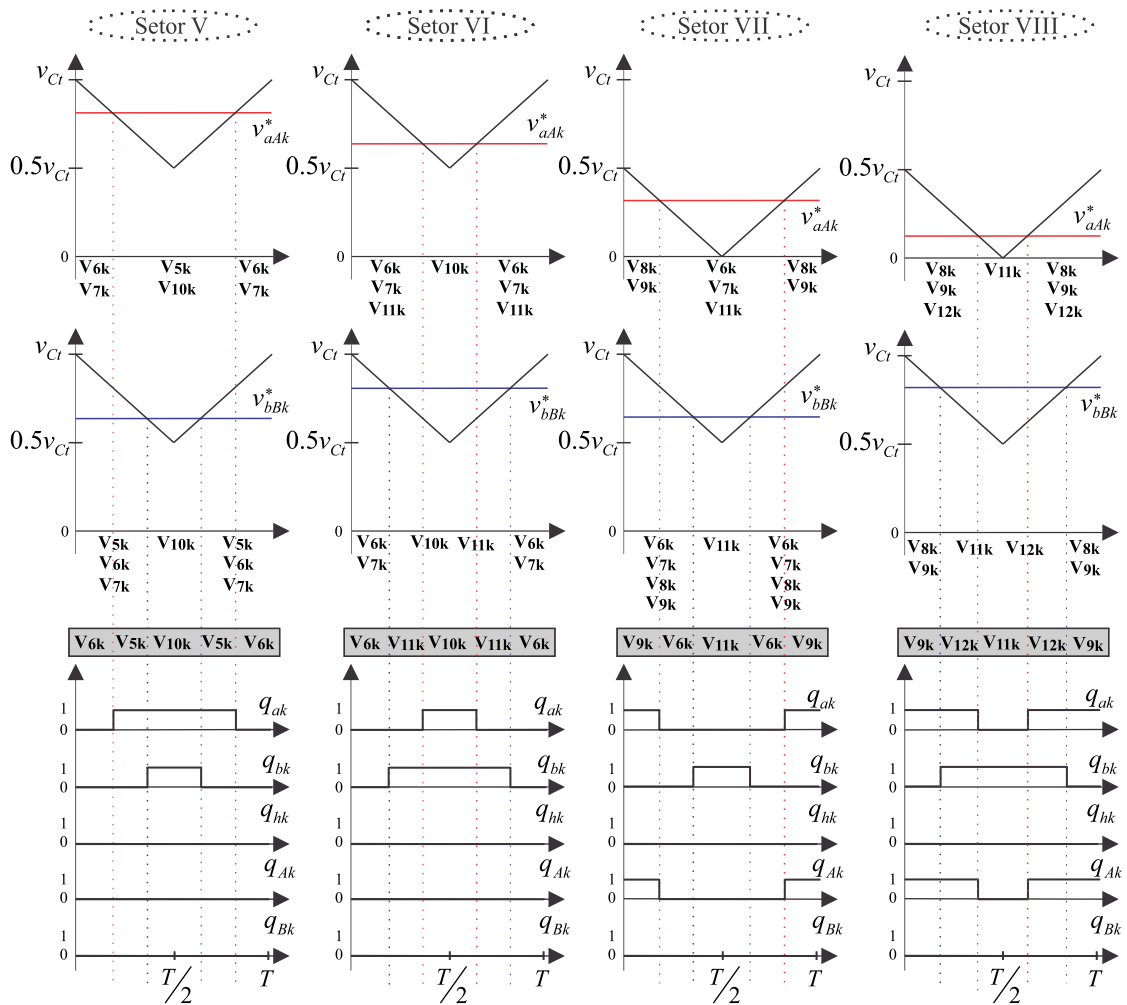


Figura 4.22: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores V a VIII.

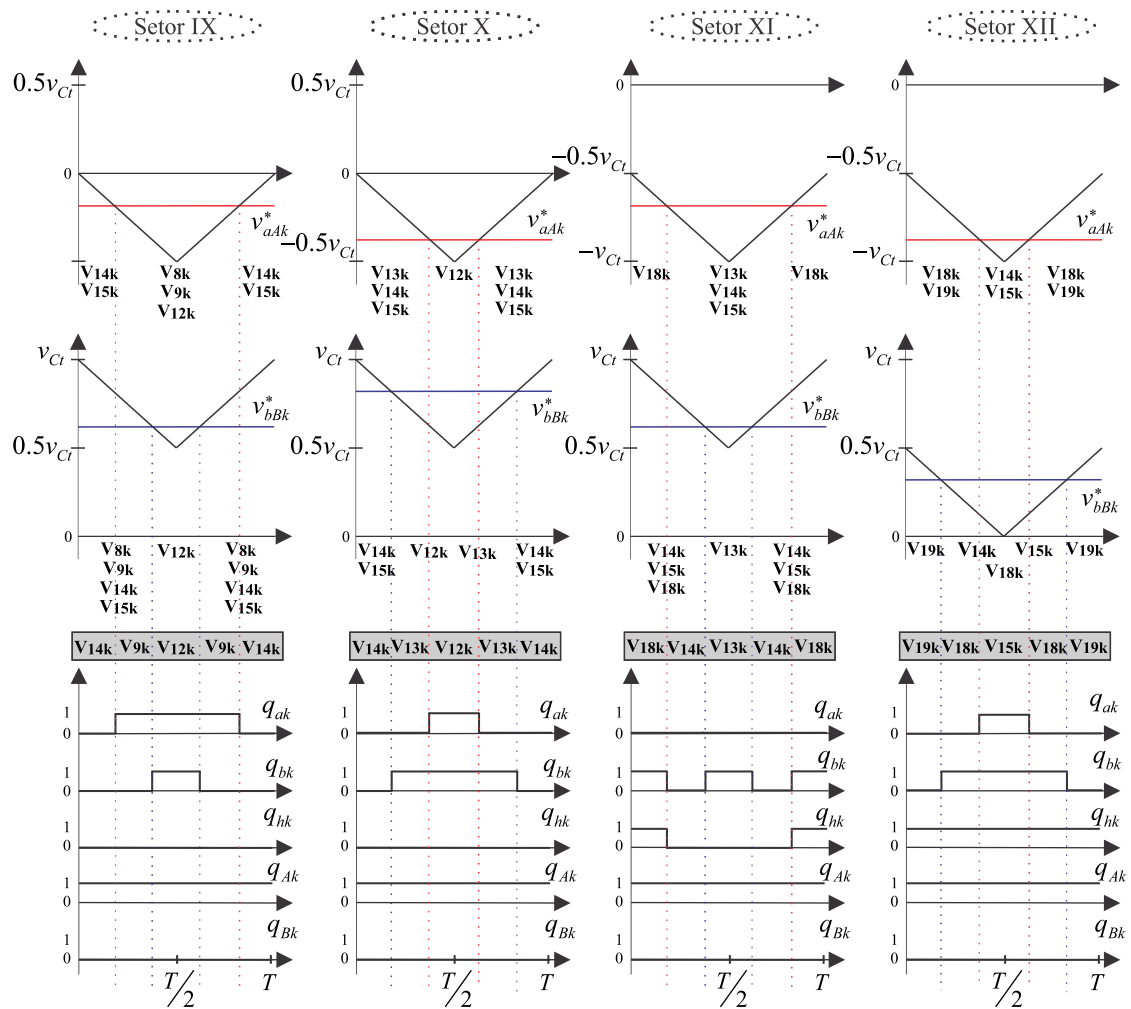


Figura 4.23: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores IX a XII.

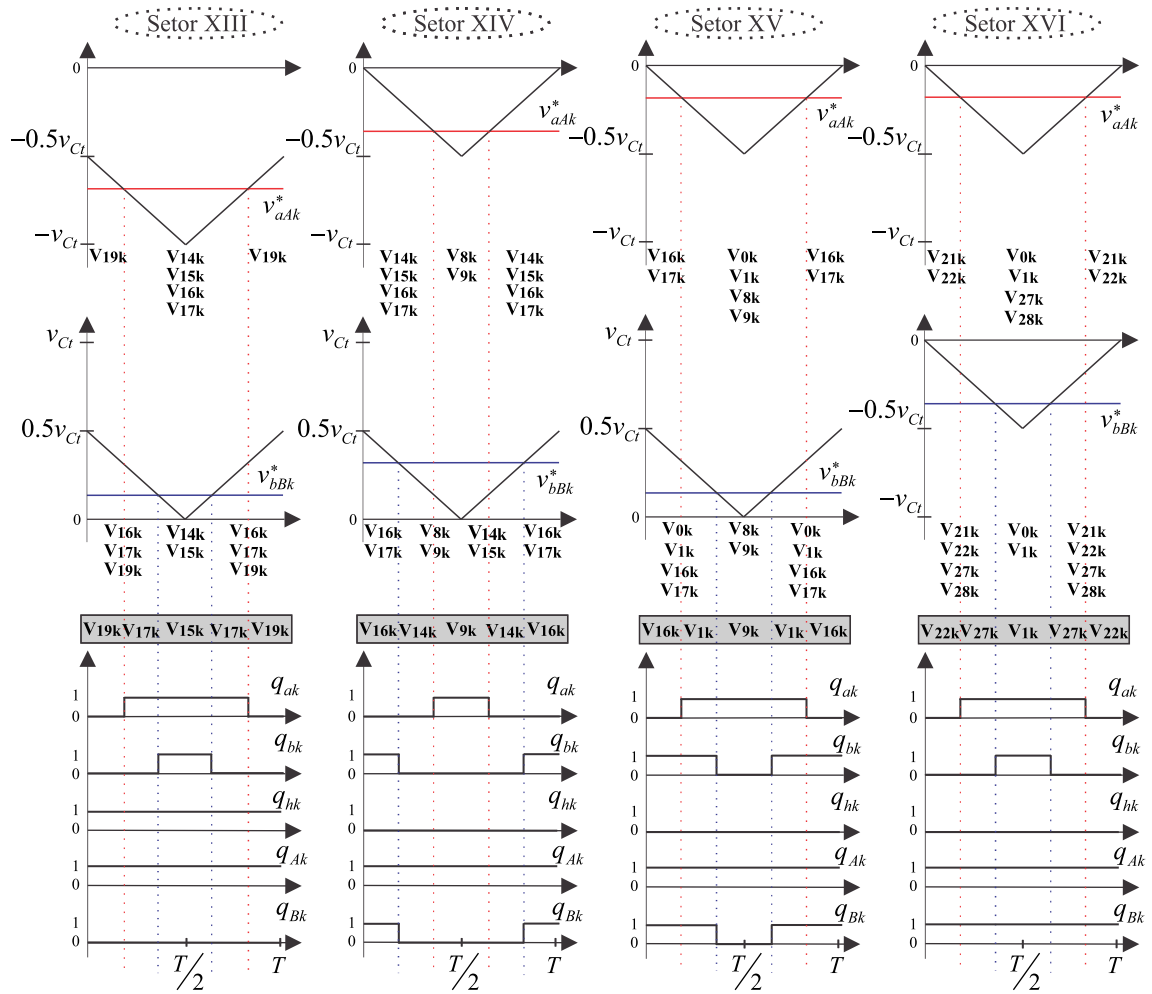


Figura 4.24: Técnica LS-PWM desenvolvida para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ - Setores XIII a XVI.

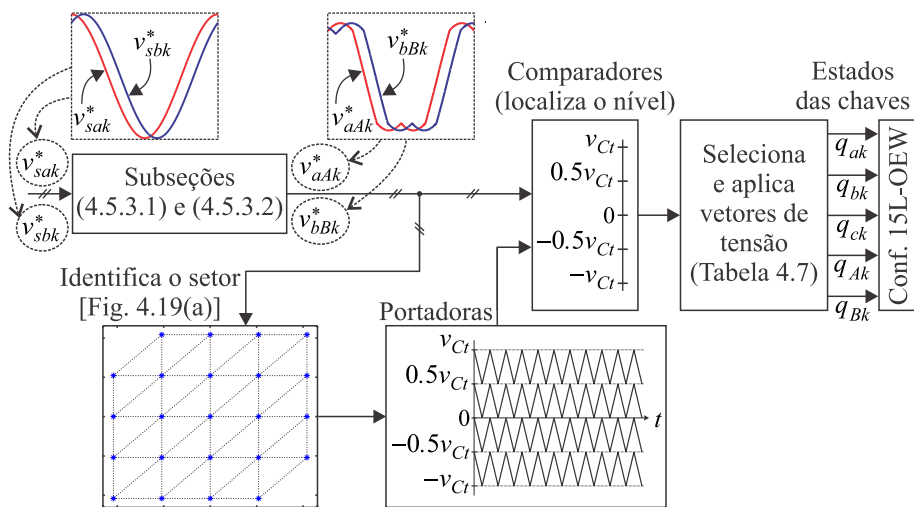


Figura 4.25: Diagrama de blocos da implementação da técnica LS-PWM equivalente para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$.

A estratégia LS-PWM proposta para configuração 15L-OEW define os estados das chaves de potência através de comparações das tensões de referência v_{aAk}^* e v_{bBk}^* com portadoras triangulares de alta frequência que apresentam mesma fase e diferentes níveis. Como as tensões v_{aAk} e v_{bBk} assumem cinco níveis para operação com $v_{Cab} = 2v_C$ [ver Figura 4.20], quatro portadoras são necessárias. A primeira é definida entre os níveis v_{Ct} e $0.5v_{Ct}$, a segunda é definida entre os níveis $0.5v_{Ct}$ e 0, a terceira é definida entre os níveis 0 e $-0.5v_{Ct}$ e a última é definida entre os níveis $-0.5v_{Ct}$ e $-v_{Ct}$. O uso de portadoras triangulares ao invés de dentes de serra permite que os vetores sejam aplicados simetricamente com respeito à metade do período de amostragem ($T/2$).

Na técnica LS-PWM, de forma similar à SV-PWM, as tensões v_{aAk}^* e v_{bBk}^* são determinadas a partir das tensões de referência da máquina (v_{sak}^* e v_{sbk}^*), conforme apresentado nas subseções 4.5.3.1 e 4.5.3.2. De posse das tensões v_{aAk}^* e v_{bBk}^* , identifica-se o setor do plano $v_{aAk} \times v_{bBk}$ [ver Figura 4.19(a)] em que o vetor de referência \mathbf{v}_k^* está localizado. Uma vez identificado o setor, seleciona-se uma portadora para ser comparada com v_{aAk}^* e outra para ser comparada com v_{bBk}^* (a mesma portadora é usada em alguns setores, por exemplo, nos setores I e II). Essas comparações definem vetores que podem ser usados para gerar v_{aAk} e vetores que podem ser aplicados para gerar v_{bBk} . O algoritmo LS-PWM identifica os vetores (ou o vetor), entre aqueles resultantes das comparações com v_{aAk}^* e v_{bBk}^* , capazes de gerar v_{aAk} e v_{bBk} , simultaneamente. Quando apenas um vetor é identificado, ele é aplicado; caso contrário, quando houver mais de um, o vetor a ser aplicado é selecionado de acordo com a Tabela 4.7. Uma vez escolhido o vetor a ser utilizado, são definidos os estados das chaves q_{ak} , q_{bk} , q_{hk} , q_{Ak} e q_{Bk} .

4.6 Resultados do Sistema

São apresentados os resultados de simulação, obtidos com o programa de simulação MATLAB®, das topologias CC-CA (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) aplicadas ao acionamento de máquinas de indução hexafásicas. Com a finalidade de validar os estudos realizados nesse trabalho, foram obtidos alguns resultados experimentais das estruturas. Os resultados foram obtidos para as topologias operando nas mesmas condições: índice de modulação $m = 0,90$, amplitude fundamental das tensões estatóricas da máquina $V_s = 100V$ e frequência

de amostragem $f_{am} = 10\text{kHz}$. A máquina de indução hexafásica (MIH) usada apresenta os seguintes parâmetros: indutância estatórica $l_s = 0.61\text{mH}$, indutância rotórica $l_r = 0.61\text{mH}$, resistência estatórica $r_s = 3.0\Omega$, resistência rotórica $r_r = 2.98\Omega$ e indutância mútua estator-rotor $l_m = 0.59\text{mH}$. Para cada sistema de acionamento estudado, levou-se em consideração diferentes valores de α (0° , 30° e 60°).

4.6.1 Resultados de Simulação

4.6.1.1 Configuração 9L-Y

A configuração 9L-Y é composta por três módulos conversores cujos barramentos CC operam com tensões iguais ($v_{C1} = v_{C2} = v_{C3}$). Resultados de simulação, obtidos no intervalo de tempo de 1 a 1.05s, da tensão estatórica (v_{sa1}) e das correntes estatóricas (i_{sak} e i_{sbk}) são mostrados na Figura 4.26.

Observa-se que as estratégias PWM desenvolvidas para estrutura 9L-Y permitem gerar tensões otimizadas com nove níveis, em que os chaveamentos ocorrem sempre entre os três níveis mais próximos.

4.6.1.2 Configuração 9L-OEW

Para operação com as tensões dos barramentos CC iguais, a configuração 9L-OEW apresenta os mesmos resultados da topologia 9L-Y, mostrados na Figura 4.26. Na Figura 4.27 são ilustrados os resultados de simulação da configuração 9L-OEW operando com as tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). Nesta figura são apresentadas a tensão estatórica (v_{sa1}) e as correntes estatóricas (i_{sak} e i_{sbk}) no intervalo de 1 a 1.05s.

Constata-se que a estrutura 9L-OEW gera tensões otimizadas com treze níveis apenas para $\alpha = 0^\circ$, quando os chaveamentos ocorrem sempre entre os três níveis mais próximos [ver Figura 4.27(a)]. Na operação com $\alpha = 30^\circ$ ou 60° , devido à distância entre os vetores nos planos da Figura 4.13(b), as tensões v_{sak} e v_{sbk} apresentam chaveamentos entre mais de três níveis [ver Figuras 4.27(c) e 4.27(e)].

Para $\alpha = 0^\circ$, quando somente os vetores presentes na diagonal principal dos planos v_{ahk} x v_{bhk} são usados ($\mathbf{v}_{0\mathbf{k}}$, $\mathbf{v}_{2\mathbf{k}}$, $\mathbf{v}_{5\mathbf{k}}$ e $\mathbf{v}_{7\mathbf{k}}$), a operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ tem melhor desempenho em

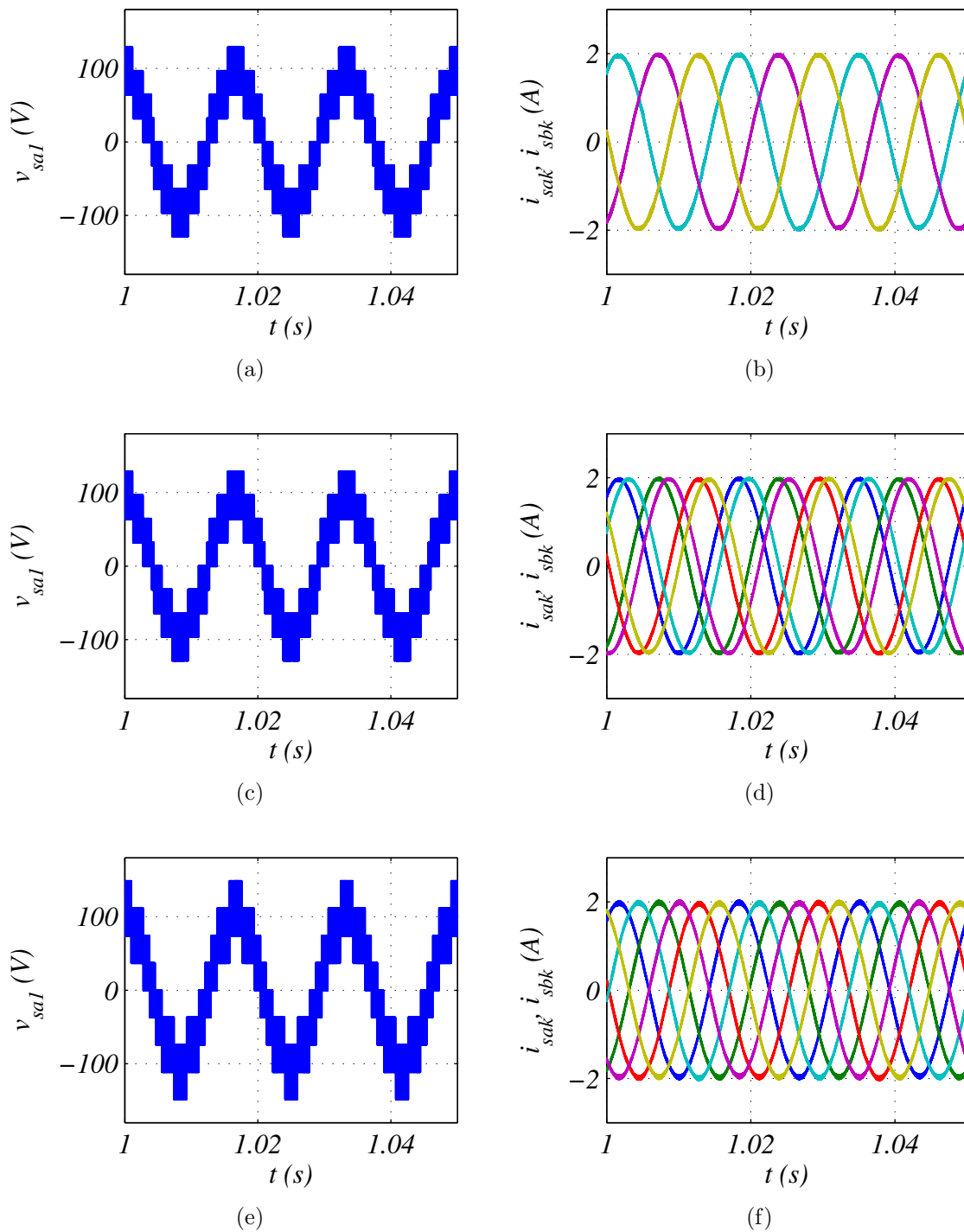


Figura 4.26: Resultados de simulação da topologia 9L-Y operando com tensões dos barramentos CC iguais e acionando uma MIH. (a) Tensão estatórica para $\alpha = 0^\circ$. (b) Correntes estatóricas para $\alpha = 0^\circ$. (c) Tensão estatórica para $\alpha = 30^\circ$. (d) Correntes estatóricas para $\alpha = 30^\circ$. (e) Tensão estatórica para $\alpha = 60^\circ$. (f) Correntes estatóricas para $\alpha = 60^\circ$.

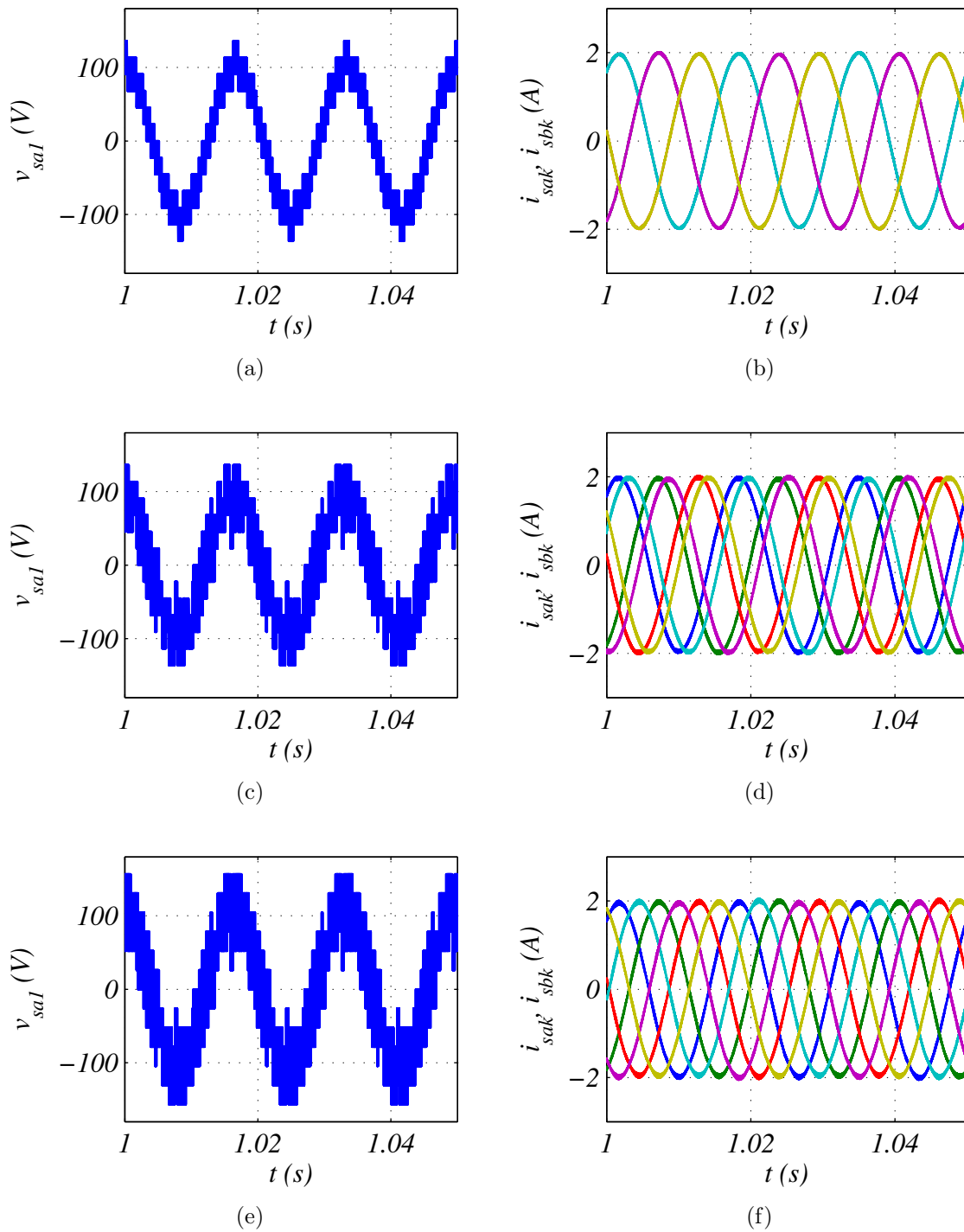


Figura 4.27: Resultados de simulação da topologia 9L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$) e acionando uma MIH. (a) Tensão estatórica para $\alpha = 0^\circ$. (b) Correntes estatóricas para $\alpha = 0^\circ$. (c) Tensão estatórica para $\alpha = 30^\circ$. (d) Correntes estatóricas para $\alpha = 30^\circ$. (e) Tensão estatórica para $\alpha = 60^\circ$. (f) Correntes estatóricas para $\alpha = 60^\circ$.

termos de distorção harmônica comparada com a operação com $v_{Cab} = v_{Ch}$. Contudo, para $\alpha = 30^\circ$ e 60° , a operação com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ tem planos v_{ahk} x v_{bhk} com setores cujos vetores apresentam componentes v_{ahk} ou v_{bhk} que não chaveiam entre os dois níveis mais próximos. Por exemplo, quando \mathbf{v}_k^* está situado no setor I da Figura 4.13(b), os vetores \mathbf{v}_{1k} , \mathbf{v}_{2k} e \mathbf{v}_{7k} são usados. Observa-se que as componentes v_{bhk} dos vetores \mathbf{v}_{1k} e \mathbf{v}_{2k} são $-v_C/3$ e v_C , respectivamente. Neste caso, a transição entre os vetores \mathbf{v}_{1k} e \mathbf{v}_{2k} provoca um deslocamento de $2v_C/3$ na componente v_{bhk} . Em todos os setores ocorre um comportamento semelhante a este, o que compromete a distorção harmônica das tensões geradas pela topologia 9L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ e $\alpha \neq 0^\circ$. Quando $\alpha = 0^\circ$ é possível implementar a estratégia SV-PWM através da LS-PWM, desde que somente os vetores \mathbf{v}_{0k} , \mathbf{v}_{2k} , \mathbf{v}_{5k} e \mathbf{v}_{7k} sejam aplicados. Quando $\alpha \neq 0^\circ$ a estratégia SV-PWM é implementada através de sua forma usual (isto é, baseada na determinação analítica do tempo de aplicação dos vetores).

4.6.1.3 Configuração 15L-OEW

Os resultados da configuração 15L-OEW foram obtidos para operação com $v_{Cab} = 2v_C$. Na Figura 4.28 são apresentadas a tensão estatórica (v_{sa1}) e as correntes estatóricas (i_{sak} e i_{sbk}) obtidas no intervalo de 1 a 1.05s.

Observa-se que as estratégias PWM desenvolvidas para estrutura 15L-OEW permitem gerar tensões otimizadas com dezessete níveis, em que os chaveamentos ocorrem sempre entre os três níveis mais próximos.

4.6.2 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais das topologias CC-CA investigadas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW), a fim de validar o seu funcionamento, bem como das estratégias de modulação PWM propostas. Os resultados experimentais em regime permanente das estruturas foram obtidos através de uma plataforma de desenvolvimento experimental equipada com quatro conversores de três braços compostos por chaves IGBT da SEMIKRON. Os módulos IGBT são do modelo SKM50GB123D e com drives dedicados (SKHI23). Cada conversor é conectado a um barramentos CC com capacitores de $2200\mu\text{F}$. Um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 e um conjunto de sensores e placas

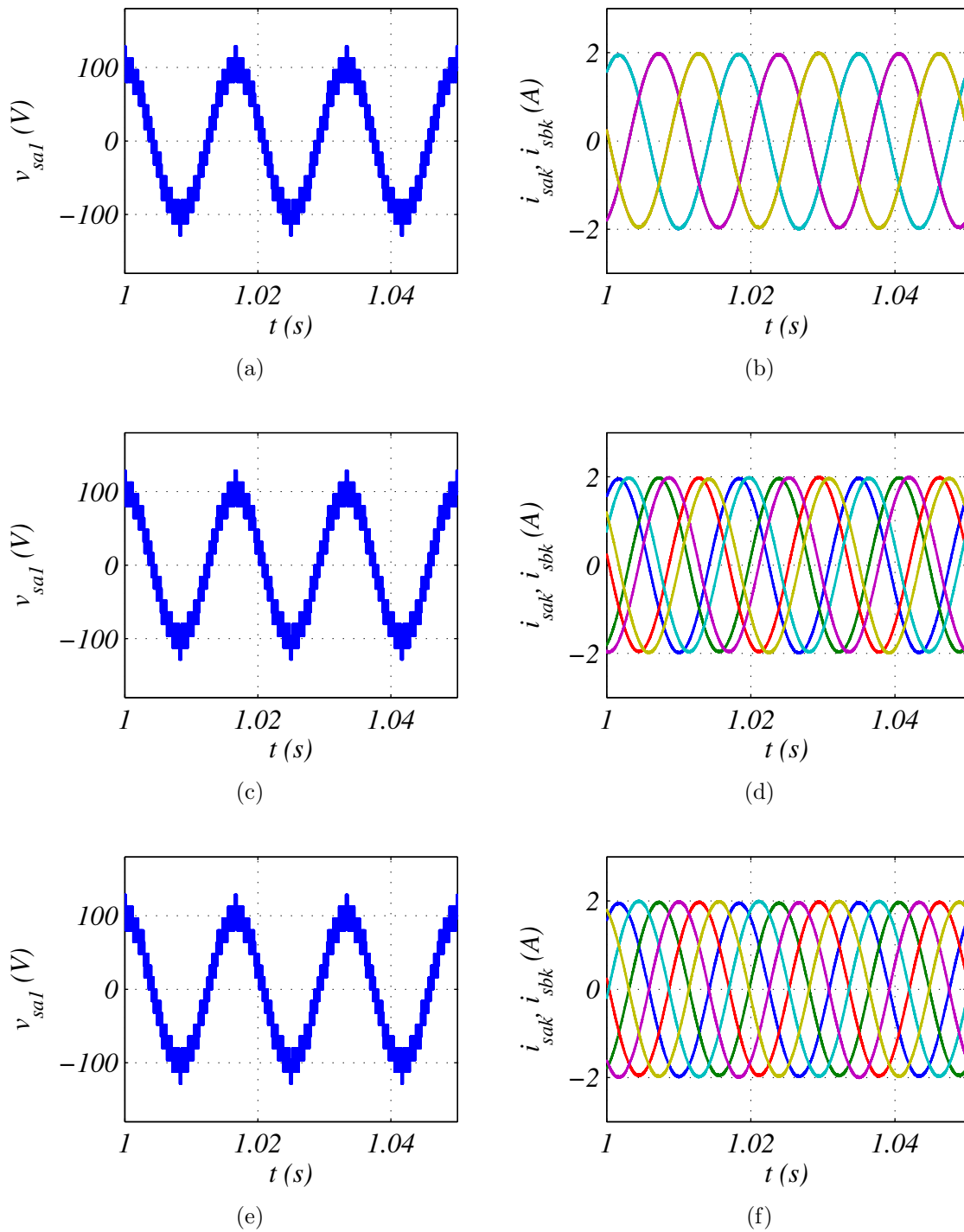


Figura 4.28: Resultados de simulação da topologia 15L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ck}$) e acionando uma MIH. (a) Tensão estática para $\alpha = 0^\circ$. (b) Correntes estáticas para $\alpha = 0^\circ$. (c) Tensão estática para $\alpha = 30^\circ$. (d) Correntes estáticas para $\alpha = 30^\circ$. (e) Tensão estática para $\alpha = 60^\circ$. (f) Correntes estáticas para $\alpha = 60^\circ$.

são usados para gerar os sinais enviados para acionar as chaves. Uma visão geral da plataforma experimental é ilustrada na Figura 4.29, onde alguns dispositivos estão destacados. A frequência de amostragem usada para a obtenção dos resultados foi de 10kHz.

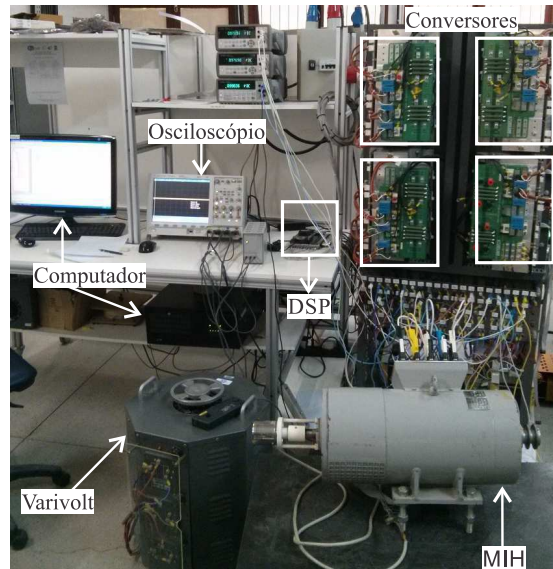


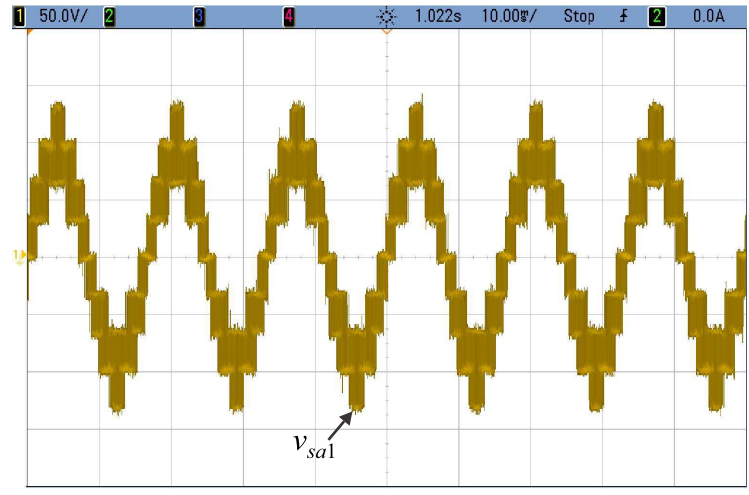
Figura 4.29: Visão geral da plataforma usada na obtenção de resultados experimental das configurações 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW.

4.6.2.1 Configuração 9L-Y

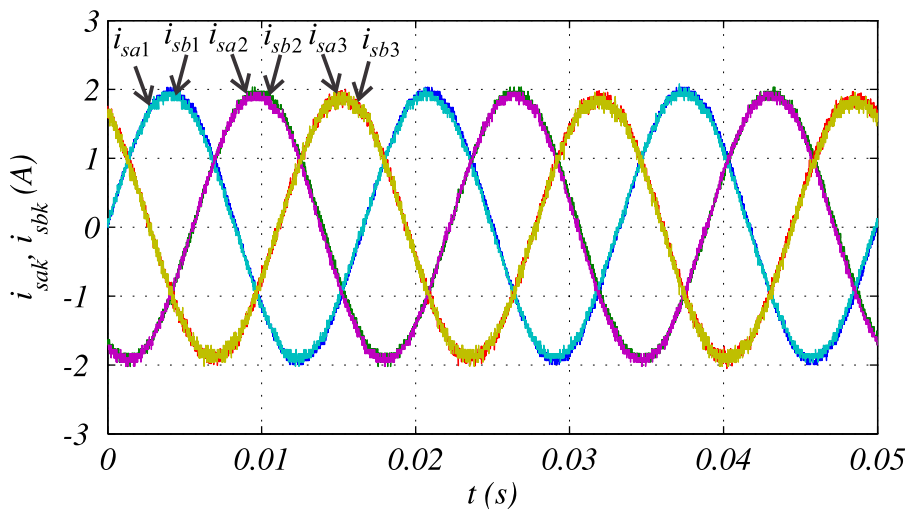
Resultados experimentais da topologia 9L-Y, obtidos nas mesmas condições dos resultados de simulação, são apresentados na Figura 4.30. Nesta figura têm-se a tensão estatórica (v_{sa1}) e as correntes estatóricas (i_{sak} e i_{sbk}).

4.6.2.2 Configuração 9L-OEW

Para operação com as tensões dos barramentos CC iguais, a configuração 9L-OEW apresenta os mesmos resultados da topologia 9L-Y, mostrados na Figura 4.30. Na Figura 4.31 são ilustrados os resultados experimentais da configuração 9L-OEW operando com as tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). Nesta figura são apresentados a tensão estatórica (v_{sa1}) e as correntes estatóricas (i_{sak} e i_{sbk}).



(a)

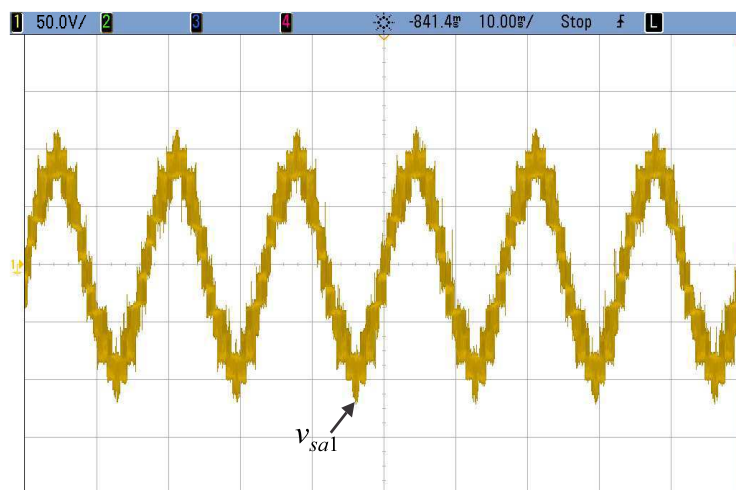


(b)

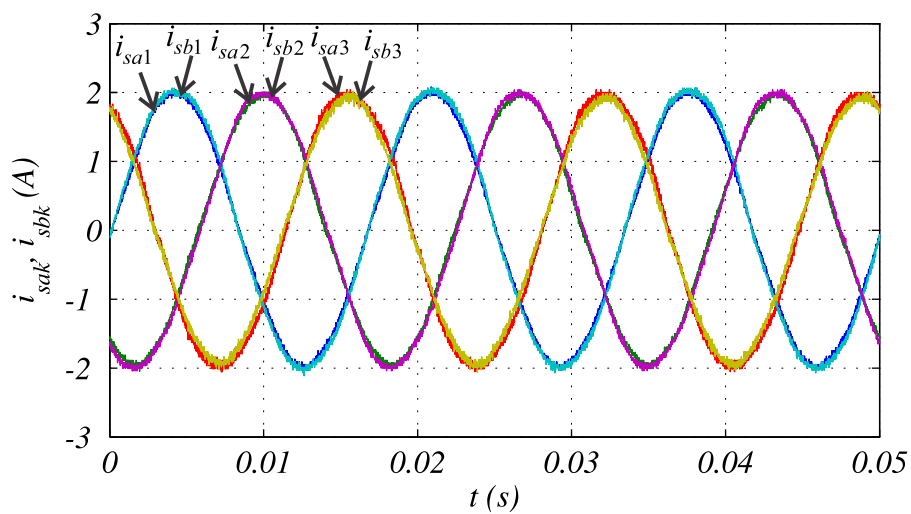
Figura 4.30: Resultados experimentais da topologia 9L-Y operando com tensões dos barramentos CC iguais e acionando uma MIH com $\alpha = 0^\circ$. (a) Tensão estatórica. (b) Correntes estatóricas.

4.6.2.3 Configuração 15L-OEW

Os resultados experimentais da configuração 15L-OEW foram obtidos para operação com $v_{Cab} = 2v_C$. Na Figura 4.32(a) são apresentadas as tensões estatóricas (v_{sak}) e na Figura 4.32(b) são ilustradas as correntes estatóricas (i_{sak}).

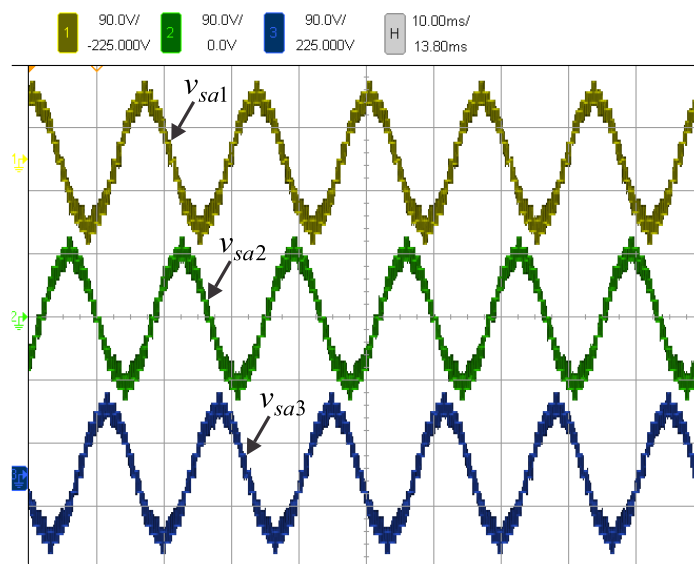


(a)

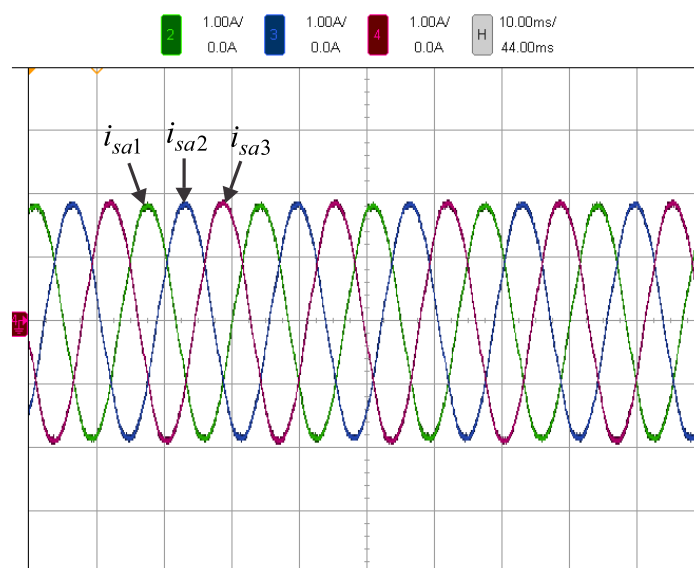


(b)

Figura 4.31: Resultados experimentais da topologia 9L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$ e acionando uma MIH com $\alpha = 0^\circ$. (a) Tensão estatórica. (b) Correntes estatóricas.



(a)



(b)

Figura 4.32: Resultados experimentais da topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$ e acionando uma MIH com $\alpha = 0^\circ$. (a) Tensões estáticas. (b) Correntes estáticas.

4.7 Conclusões

Neste capítulo foram investigadas três configurações de conversores CC-CA (denominadas 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) aplicadas ao acionamento de máquinas de indução hexafásicas. Da mesma forma que nos sistemas CA-CC-CA, para essas topologias foram apresentados: equações do modelo dinâmico, estudo de esforço nas chaves, estratégias SV-PWM e LS-PWM, resultados de simulações e experimentais. As duas estratégias PWM desenvolvidas têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo. Por meio da aplicação das estratégias de modulação PWM propostas foi possível gerar tensões multiníveis para alimentar a MIH. As três configurações CC-CA propostas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW), comparadas ao conversor convencional 6L-Y, possibilitam: i) redução das tensões impostas às chaves de potência, ii) diminuição da distorção harmônica e iii) diminuição das perdas de chaveamento. Mesmo usando três braços a menos, a topologia 9L-OEW apresentou comportamento semelhante ao do conversor convencional 12L-OEW, enquanto que a configuração proposta 15L-OEW mostrou melhor desempenho entre todas estruturas CC-CA analisadas. As topologias apresentadas neste capítulo são comparadas de forma quantitativa, no capítulo seguinte, com as configurações 6L-Y e 12L-OEW em aspectos como distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores.

5

Análise das Topologias Estudadas

5.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas análises comparativas de todas as topologias estudadas neste trabalho. Estas análises são realizadas seguindo dois critérios: distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores. As comparações são realizadas sempre referenciando-se as topologias convencionais com o objetivo de avaliar ganhos e perdas no desempenho de cada configuração investigada. Todo o estudo apresentado neste capítulo é realizado em regime permanente. Logo, todos os efeitos dos controladores são desprezados e é visto apenas o efeito dos conversores nos sinais de tensão e corrente.

5.2 Análise da Distorção Harmônica Total

A análise de distorção harmônica é de grande importância no que se refere a qualidade da energia elétrica. Nesta tese, THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) e WTHD (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*) foram usados como critérios para avaliar o desempenho das topologias propostas quanto à qualidade dos sinais de corrente e tensão

gerados, respectivamente. Tais parâmetros são definidos por

$$\text{THD}(\%) = \frac{100}{\beta_1} \sqrt{\sum_{n=2}^N (\beta_n)^2} \quad (5.1)$$

$$\text{WTHD}(\%) = \frac{100}{\beta_1} \sqrt{\sum_{n=2}^N \left(\frac{\beta_n}{n}\right)^2} \quad (5.2)$$

onde β_1 é a amplitude da componente fundamental, β_n é a amplitude da componente harmônica de ordem n e N é o número de harmônicos considerados ($N = 1000$).

Para cada topologia investigada, calcularam-se a THD das correntes de fase e a WTHD das tensões geradas. O uso da WTHD como critério para avaliar a qualidade dos sinais de tensão gerados se deve ao fato que neste parâmetro é levado em consideração o impacto das frequências harmônicas, dando maior peso as componentes de baixa frequência. Como a filtragem de harmônicos de alta frequência é mais simples do que os harmônicos inferiores, menores valores de WTHD implicam em uma redução de volume, peso e custo do filtro de tensão de saída dos conversores (EBRAHIMI et al., 2010).

Na recomendação IEEE-519 (IEEE-519, 1993) são descritos os principais fenômenos causadores de distorções harmônicas em sistemas elétricos, bem como são indicados métodos de medição e valores limites de distorção. Os limites estabelecidos referem-se aos valores medidos no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), e não em cada equipamento individual. A ideia é que não interessa ao sistema o que ocorre dentro de uma instalação, mas sim o que esta instalação reflete para o exterior, ou seja, para os outros consumidores conectados à mesma alimentação.

Segundo a recomendação IEEE-519, os limites de THD de corrente são classificados de acordo com o nível de curto circuito do PAC. Na Tabela 5.1 são apresentados os diferentes limites de THD de corrente em função da relação I_{cc}/I_1 , onde I_{cc} e I_1 representam a corrente de curto circuito do PAC e a corrente fundamental da carga, respectivamente. Observa-se que, quanto maior for a relação I_{cc}/I_1 , maiores são as distorções de correntes admissíveis, uma vez que elas distorcerão em menor intensidade a tensão no PAC. As configurações estudadas nesta tese se enquadram na primeira classificação, em que os sinais de corrente podem apresentar valores de THD até 5%.

Tabela 5.1: Limites de distorção harmônica de corrente (percentual em relação a fundamental) segundo a IEEE-519

I_{cc}/I_1	THD de Corrente
<20	5%
>20 e <50	8%
>50 e <100	12%
>100 e <1000	15%
>1000	20%

5.2.1 Configurações CA-CC-CA Monofásicas

Nesta subseção é realizada uma análise quantitativa dos valores da THD da corrente da rede (i_g) e WTHD das tensão de entrada (v_g) da configuração CA-CC-CA monofásica proposta (5LS) frente aos da topologia convencional 3LS. Para esta análise, consideram-se as topologias operando sob mesmas condições: amplitude da componente fundamental das tensões de entrada e saída igual a $220\sqrt{2}\text{V}$, índice de modulação (m) igual a 0,98, frequência de amostragem (f_{am}) de 10kHz e carga RL de 500W e com fator de potência igual a 0,90.

Nas Figuras 5.1 e 5.2 são mostradas a tensão de entrada e a corrente da rede para as configurações 3LS e 5LS, obtidas através de simulação no sistema por unidade (pu).

Observa-se que a estrutura convencional gera tensão de entrada com apenas três níveis [Figura 5.1(a)], enquanto que a configuração 5LS gera tensão de entrada com cinco, sete e nove níveis para operação com $v_{Cb} = v_{Ca}$, $v_{Cb} = 2v_{Ca}$ e $v_{Cb} = 3v_{Ca}$, respectivamente [Figuras 5.1(b), 5.1(c) e 5.1(d)]. De forma geral, o aumento no número de níveis do sinal de tensão acarreta uma redução no valor da sua WTHD e, conseqüentemente, redução no valor da THD das correntes.

Na Tabela 5.2 são apresentados os valores da WTHD da tensão de entrada (v_g) e a THD da corrente da rede (i_g) para as configurações analisadas.

A topologia proposta 5LS se mostrou com melhor desempenho no que diz respeito à distorção harmônica comparada à estrutura 3LS. Em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da configuração convencional, a redução chega a 83% na WTHD e THD quando a topologia 5LS opera com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$. Esta grande redução na distorção harmônica pode ser explicada pelo fato da topologia proposta gerar tensões com mais níveis quando comparada à configuração convencional.

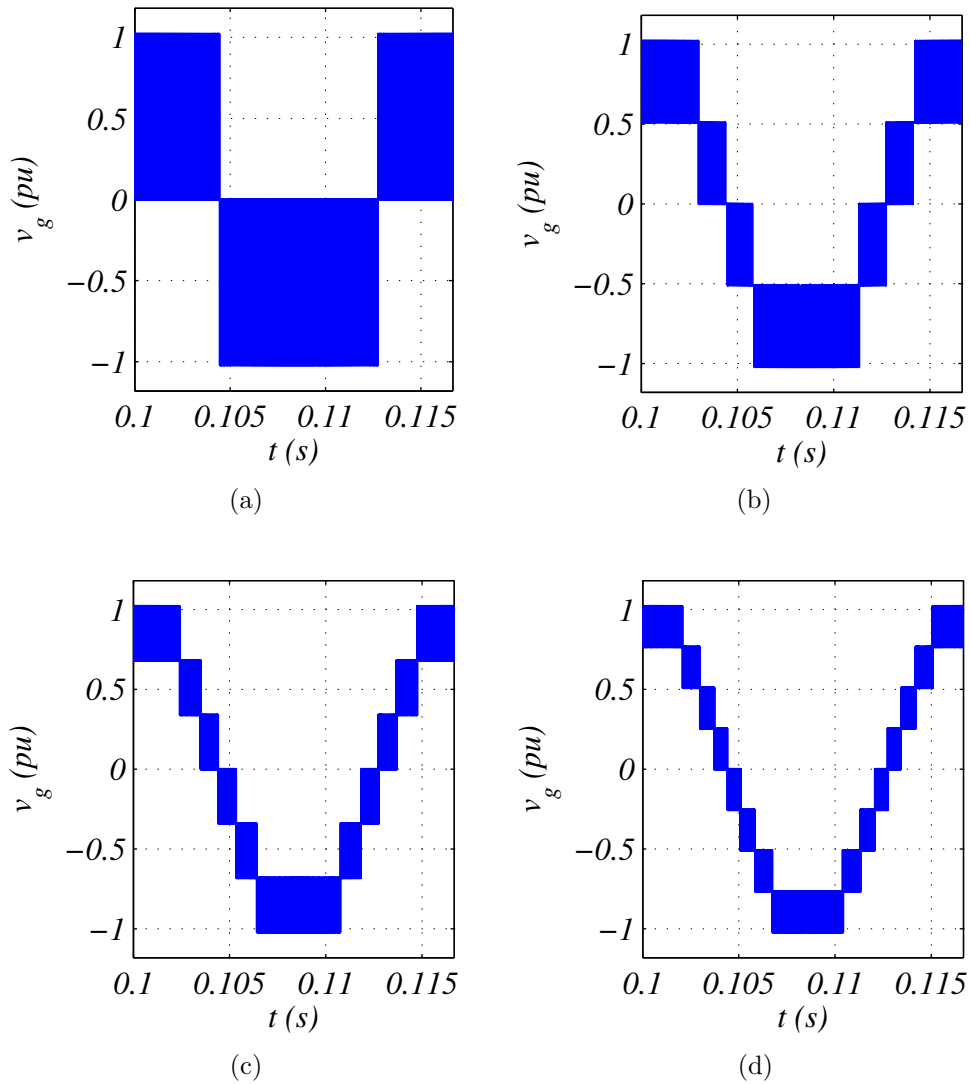


Figura 5.1: Tensão de entrada das topologias CA-CC-CA monofásicas. (a) 3LS. (b) 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (c) 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (d) 5LS operando com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$.

Tabela 5.2: WTHD(%) da tensão de entrada (v_g) e THD(%) da corrente da rede (i_g) para as topologias CA-CC-CA monofásicas com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$

Configuração	WTHD(%)	THD(%)
3LS	0,130	1,335
5LS ($v_{Cb} = v_{Ca}$)	0,034	0,406
5LS ($v_{Cb} = 2v_{Ca}$)	0,023	0,283
5LS ($v_{Cb} = 3v_{Ca}$)	0,018	0,223

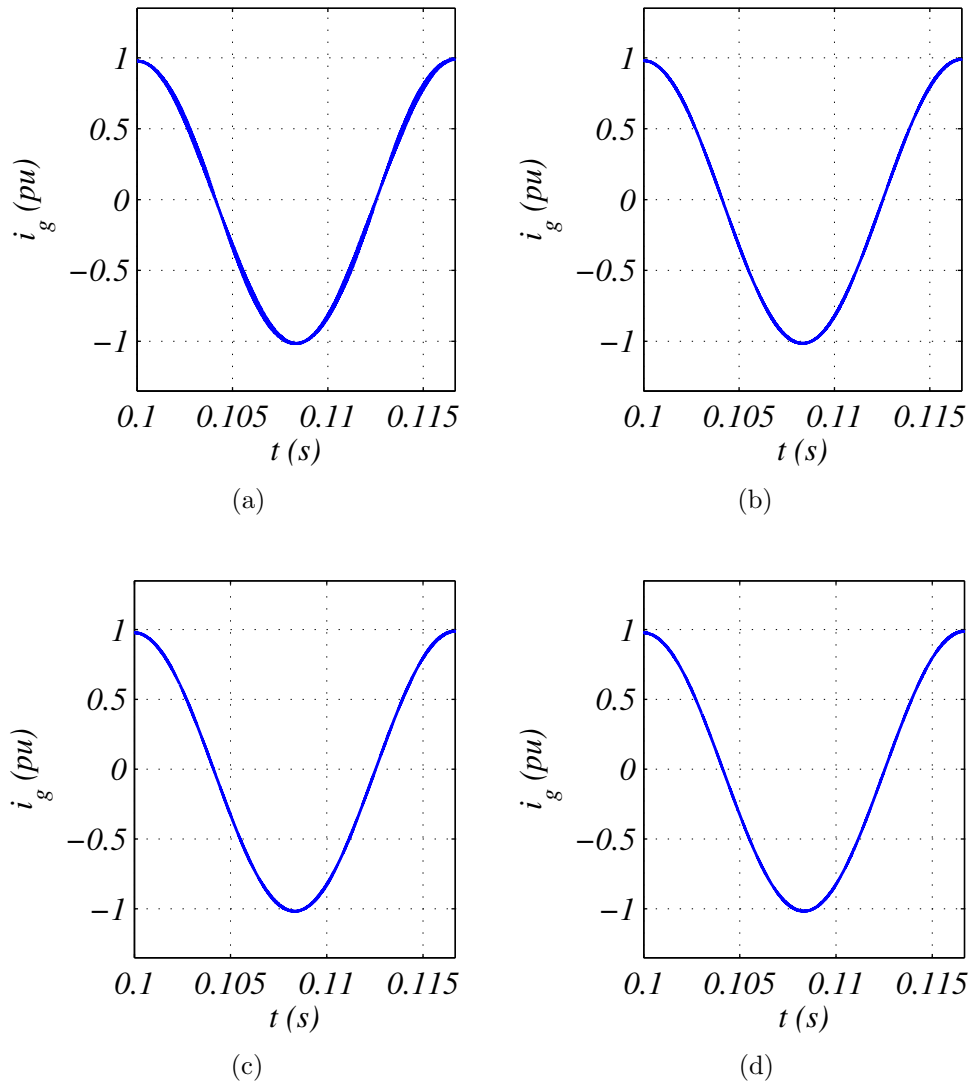


Figura 5.2: Corrente da rede das topologias CA-CC-CA monofásicas. (a) 3LS. (b) 5LS operando com $v_{Cb} = v_{Ca}$. (c) 5LS operando com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$. (d) 5LS operando com $v_{Cb} = 3v_{Ca}$.

5.2.2 Configurações CA-CC-CA Trifásicas

Nesta subsecção é realizada uma análise quantitativa dos valores da THD das correntes da rede (i_{gk}) e WTHD das tensões de entrada (v_{gk}) das configurações CA-CC-CA trifásicas investigadas (9LT e 12LT), frente aos da topologia convencional (5LT). Para esta análise, considerou-se todas as topologias operando sob mesmas condições: amplitude da componente fundamental das tensões de entrada e saída igual a $220\sqrt{2}V$, índice de modulação (m) igual a 0,98, frequência de amostragem (f_{am}) de 10kHz e carga RL de 1,4kW e com fator de potência igual a 0,90.

Nas Figuras 5.3 e 5.4 são mostradas as tensões de entrada e as correntes da rede, respectivamente, para cada configuração estudada, obtidas através de simulação no sistema por unidade (pu).

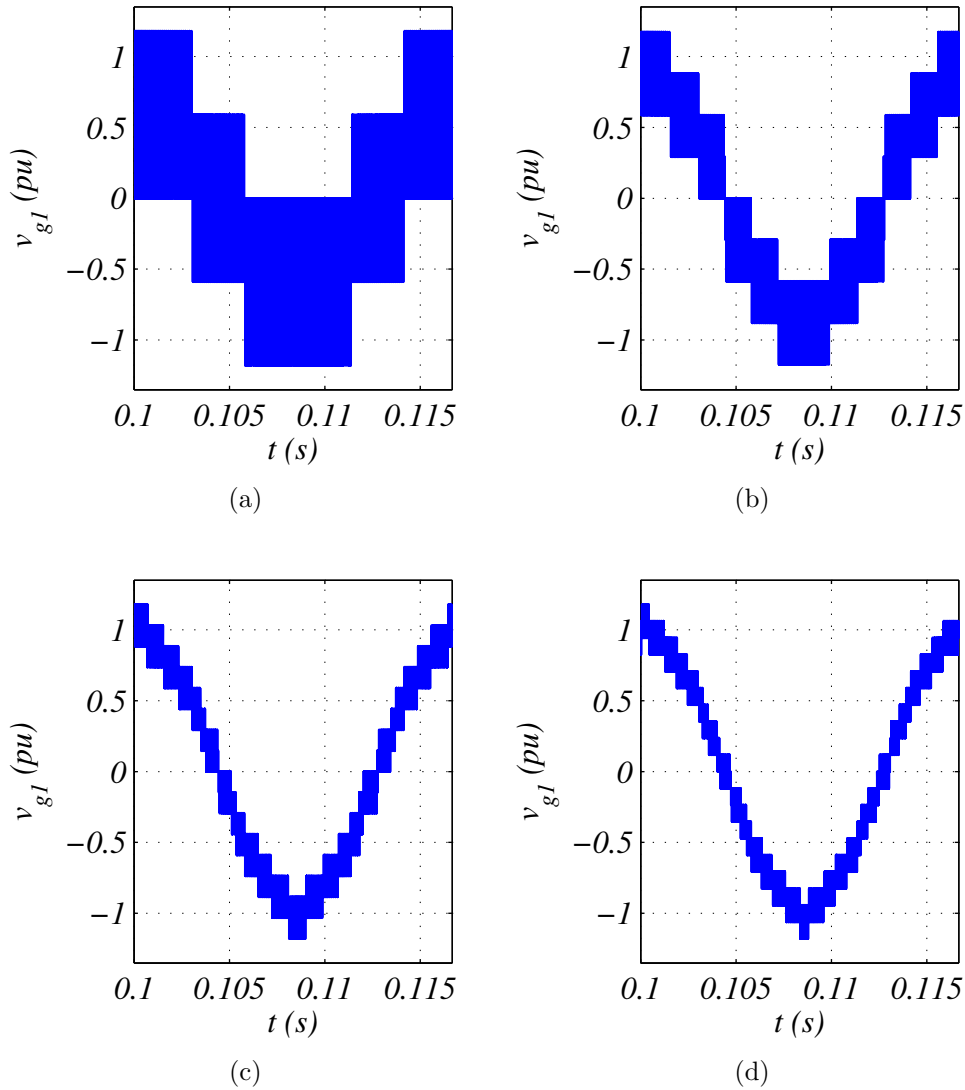


Figura 5.3: Tensões de entrada das topologias CA-CC-CA trifásicas. (a) 5LT. (b) 9LT. (c) 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (d) 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$.

Observa-se que a estrutura convencional gera tensões com apenas cinco níveis [Figura 5.3(a)]. A topologia 9LT apresenta nove níveis na sua tensão de entrada [Figura 5.3(b)], enquanto que a configuração 12LT gera tensões com dezessete níveis [Figura 5.3(c)] e vinte e um níveis [Figura 5.3(d)], para operação com $v_{CH} = 2v_C$ e $v_{CH} = 3v_C$, respectivamente. O aumento no número de níveis do sinal de tensão acarreta uma redução no valor da WTHD

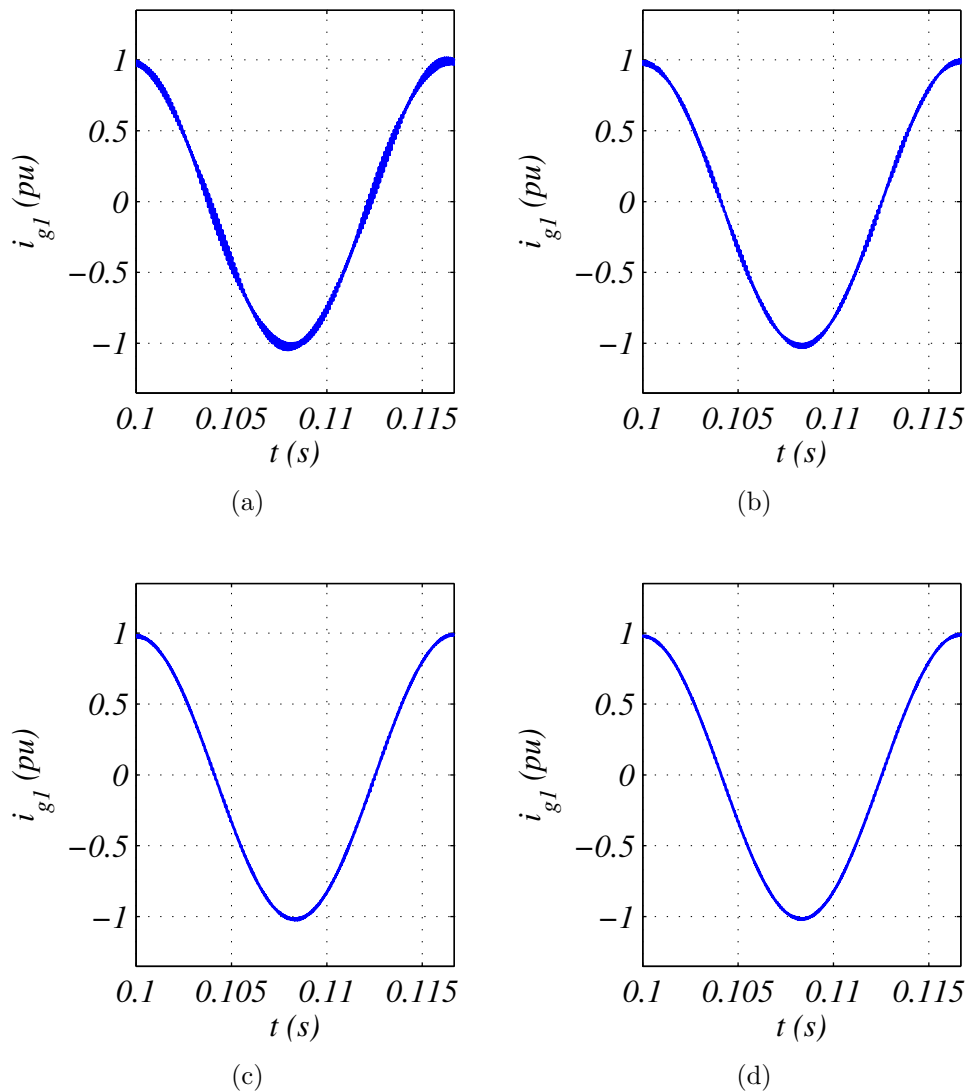


Figura 5.4: Correntes da rede das topologias CA-CC-CA trifásicas. (a) 5LT. (b) 9LT. (c) 12LT operando com $v_{CH} = 2v_C$. (d) 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$.

e, conseqüentemente, redução no valor da THD das correntes, conforme será visto a seguir.

Na Tabela 5.3 são apresentados os valores da WTHD das tensões de entrada (v_{gk}) e a THD das correntes da rede (i_{gk}) para todas as configurações CA-CC-CA trifásicas analisadas.

As topologias 9LT e 12LT apresentaram melhor desempenho no que concerne a distorção harmônica comparadas à estrutura 5LT. O melhor resultado foi obtido para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$. Em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor das configurações convencionais, a redução chega a 82% na WTHD e THD quando a topologia

Tabela 5.3: WTHD(%) das tensões de entrada (v_{gk}) e THD(%) das correntes da rede (i_{gk}) para as topologias CA-CC-CA trifásicas com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$

Configuração	WTHD(%)	THD(%)
5LT	0,233	2,556
9LT	0,107	1,156
12LT ($v_{CH} = 2v_C$)	0,046	0,560
12LT ($v_{CH} = 3v_C$)	0,037	0,462

12LT opera com $v_{CH} = 3v_C$. Esta grande redução na distorção harmônica pode ser explicada pelo fato da topologia 12LT gerar tensões com alto número de níveis quando comparada à configuração 5TL.

5.2.3 Configurações CC-CA

É realizada, nesta subseção, uma análise comparativa entre os valores da THD das correntes de fase da máquina (i_{sak} e i_{sbk}) e WTHD das tensões geradas (v_{sak} e v_{sbk}) das configurações CC-CA investigadas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) frente aos das topologias convencionais (6L-Y e 12L-OEW). Para estas análises, consideram-se todas as topologias operando sob mesmas condições: amplitude da componente fundamental das tensões igual a $220\sqrt{2}\text{V}$, índice de modulação (m) igual a 0,98, frequência de amostragem (f_{am}) de 10kHz e máquina hexafásica com potência igual a 2kW.

Nas Figuras 5.5, 5.6, 5.7 e 5.8 são apresentadas as tensões geradas (v_{sa1}) e nas Figuras 5.9, 5.10, 5.11, 5.12, 5.13 e 5.14 são ilustradas as correntes de fase da máquina (i_{sa1}), para cada uma das configurações CC-CA estudadas, obtidas através de simulação no sistema por unidade (pu) e levando em consideração $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ e 60° .

O valor do ângulo α não afeta as formas de onda das tensões geradas nas estruturas convencionais 6L-Y e 12L-OEW (Figura 5.5). Para operação com as tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Cab} = v_{Ch}$), a configuração 9L-OEW apresenta os mesmos resultados da topologia 9L-Y, mostrados nas Figuras 5.6 e 5.12.

Nota-se que a estrutura convencional 6L-Y gera tensões com apenas cinco níveis [Figura 5.5(a)]. Considerando a operação com tensões dos barramentos iguais, as configurações 9L-Y, 9L-OEW e 12L-OEW geram tensões com nove níveis [Figuras 5.5(b) e 5.6]. Para operação

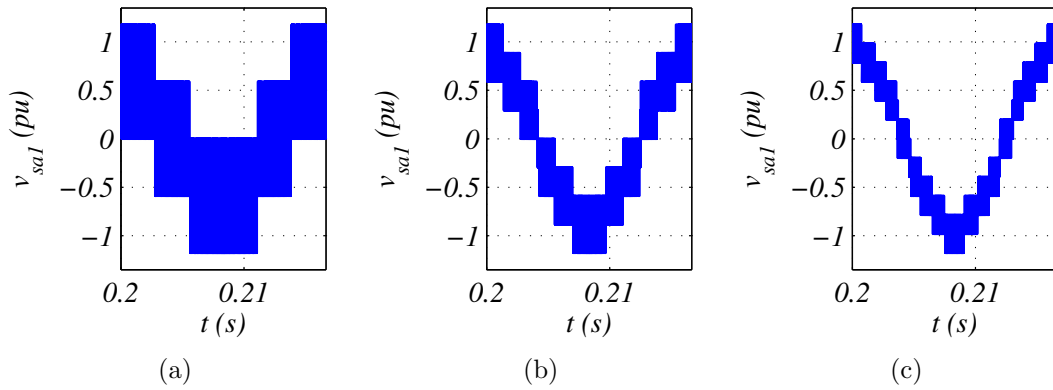


Figura 5.5: Tensões geradas das topologias convencionais para $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ e 60° . (a) 6L-Y. (b) 12L-OEW operando com $v_{Cab} = v_{Ch}$. (c) 12L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ch}$.

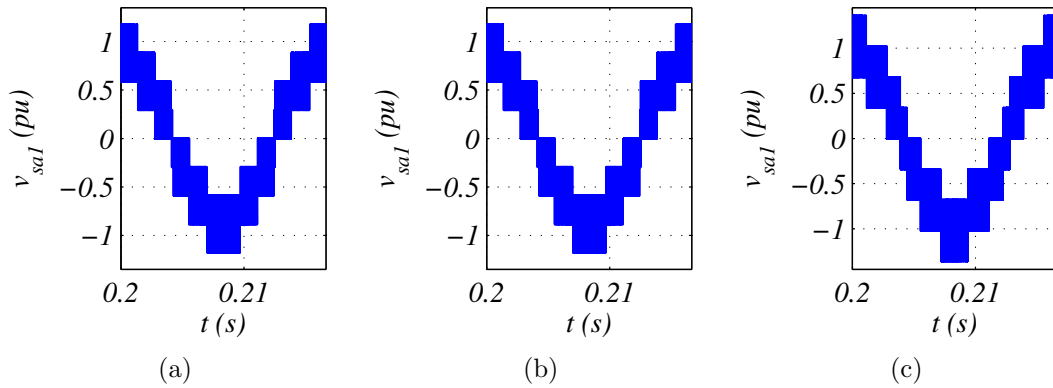


Figura 5.6: Tensões geradas da topologia 9L-Y operando com tensões dos barramentos CC iguais. (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

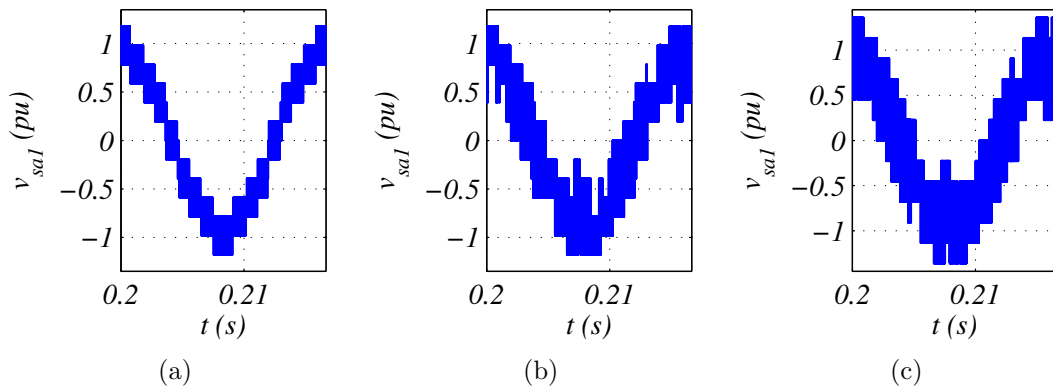


Figura 5.7: Tensões geradas da topologia 9L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

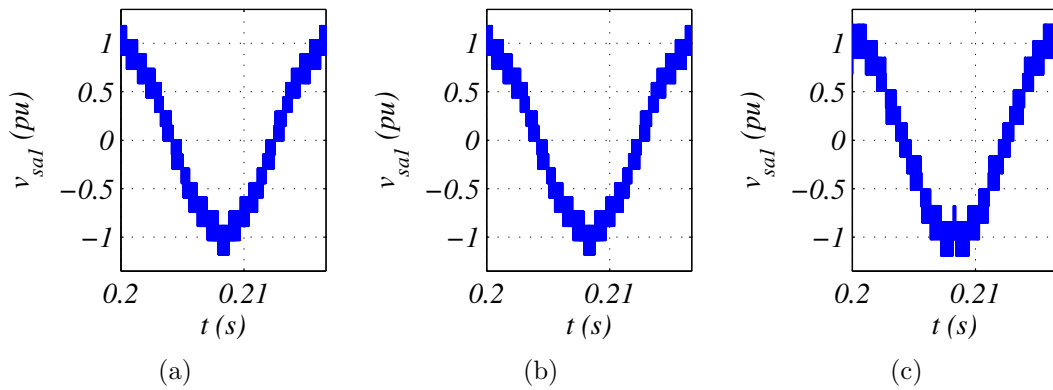


Figura 5.8: Tensões de entrada da topologia 15L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_C$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

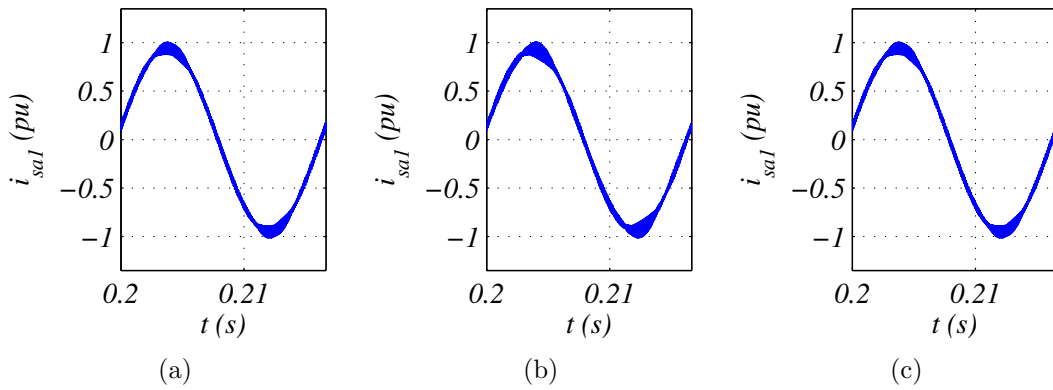


Figura 5.9: Correntes de fase da máquina da topologia 6L-Y. (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

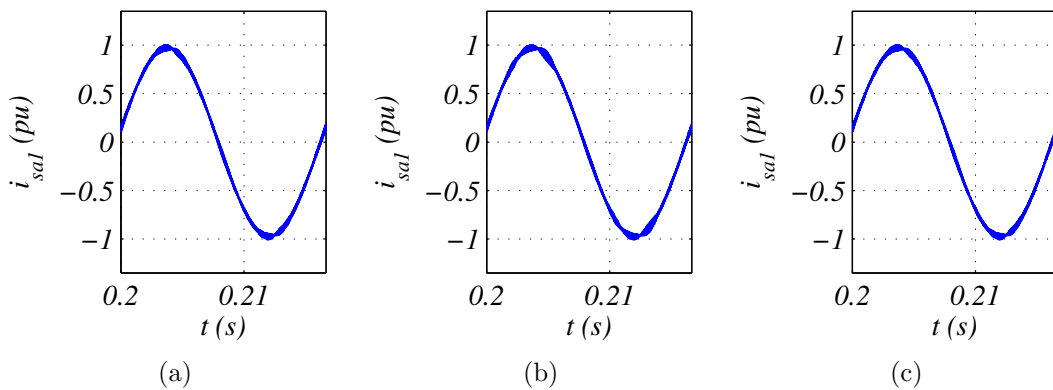


Figura 5.10: Correntes de fase da máquina da topologia 12L-OEW operando com tensões dos barramentos CC iguais ($v_{Cab} = v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

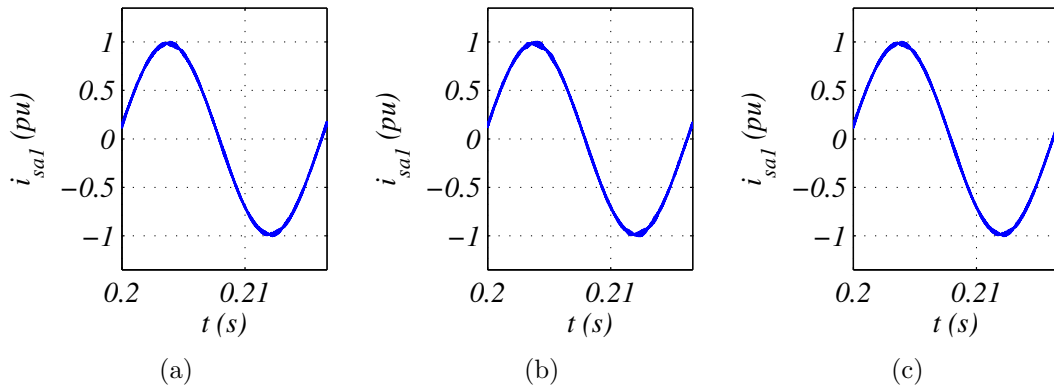


Figura 5.11: Correntes de fase da máquina da topologia 12L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

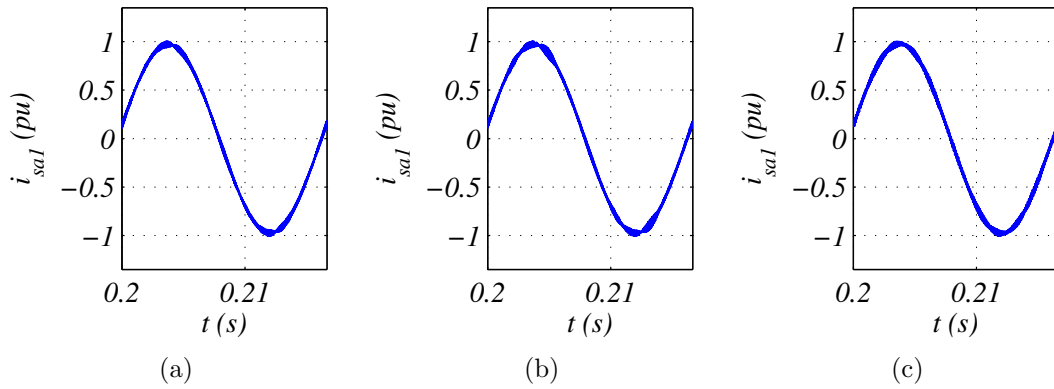


Figura 5.12: Correntes de fase da máquina da topologia 9L-Y. (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

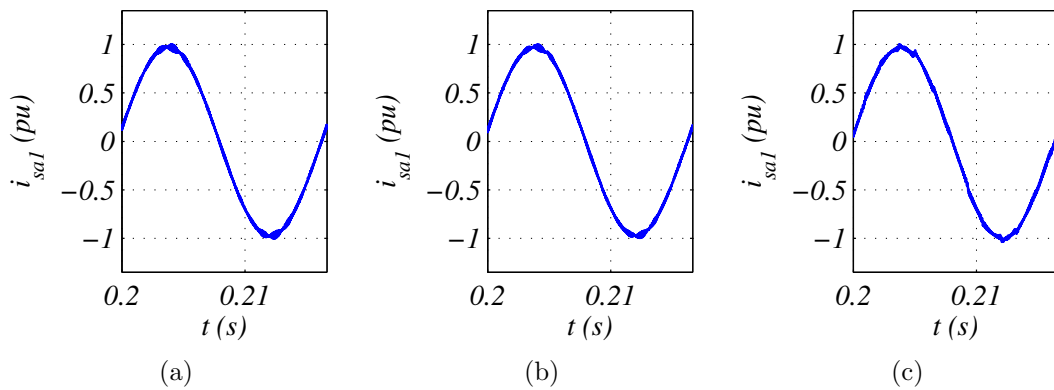


Figura 5.13: Correntes de fase da máquina da topologia 9L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

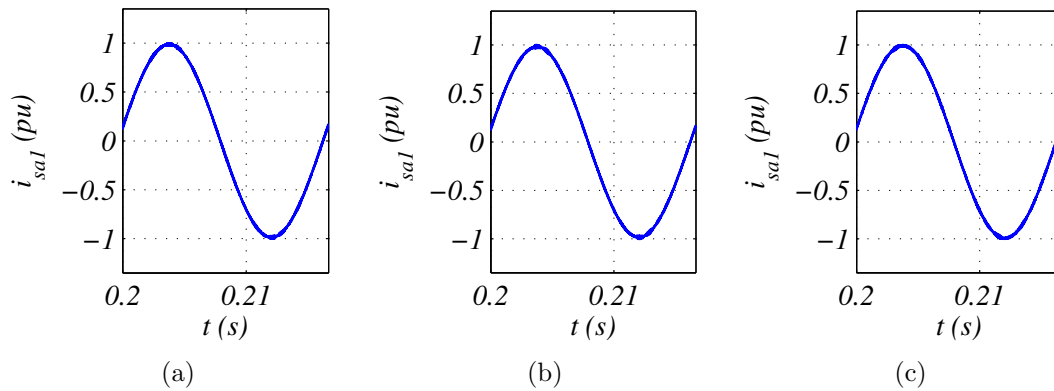


Figura 5.14: Correntes de fase da máquina para topologia 15L-OEW operando com tensões dos barramentos CC diferentes ($v_{Cab} = 2v_C$). (a) $\alpha = 0^\circ$. (b) $\alpha = 30^\circ$. (c) $\alpha = 60^\circ$.

com tensões dos barramentos diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$), as topologias 9L-OEW e 12L-OEW apresentam tensões com treze níveis [Figuras 5.5(c) e 5.7]. Neste caso de operação com tensões dos barramentos diferentes e para $\alpha = 30^\circ$ ou 60° , as tensões geradas (v_{sak} e v_{sbk}) pela topologia 9L-OEW não chaveiam entre os três níveis mais próximos [Figuras 5.7(b) e 5.7(c)], o que compromete seu desempenho em termos de distorção harmônica. Por fim, a configuração 15L-OEW gera tensões com dezessete níveis para operação com $v_{Cab} = 2v_C$ (Figura 5.8).

A WTHD das tensões geradas tende a diminuir à medida que o número de níveis aumenta. O valor da THD das correntes de fase da máquina depende do número de níveis das tensões geradas e do acoplamento entre as fases da máquina, que é função do deslocamento espacial entre os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos (α). Conforme apresentado na literatura, o uso de $\alpha = 30^\circ$ permite eliminar a componente pulsante de sexta harmônica do conjugado da máquina, no entanto, a THD das correntes de fase é maior em relação ao uso de $\alpha = 0^\circ$ ou 60° .

Nas Tabelas 5.4 e 5.5 são apresentados os valores da WTHD das tensões geradas (v_{sak} e v_{sbk}) e da THD das correntes de fase da máquina (i_{sak} e i_{sbk}) para todas as configurações CC-CA considerando $\alpha = 0^\circ$, 30° e 60° .

Com base nos resultados apresentados, é possível verificar que mesmo nos casos em que a WTHD de uma topologia se mantém constante para os três valores de α , a THD

Tabela 5.4: WTHD(%) das tensões geradas (v_{sak} e v_{sbk}) pelas topologias CC-CA com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$

Configuração	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
6L-Y	0,232	0,232	0,232
12L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	0,104	0,104	0,104
12L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	0,065	0,065	0,065
9L-Y e 9L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	0,104	0,104	0,143
9L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	0,065	0,107	0,138
15L-OEW ($v_{Cab} = 2v_C$)	0,048	0,048	0,057

Tabela 5.5: THD(%) das correntes de fase da máquina (i_{sak} e i_{sbk}) para as topologias CC-CA com $m = 0,98$ e $f_{am} = 10\text{kHz}$

Configuração	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
6L-Y	2,676	3,774	2,676
12L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	1,482	1,879	1,482
12L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	1,148	1,294	1,148
9L-Y e 9L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	1,482	1,879	1,967
9L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	1,148	1,935	2,044
15L-OEW ($v_{Cab} = 2v_C$)	1,005	1,123	1,067

sofre variações devido à influência do acoplamento entre as fases da máquina. Constata-se que, para todos os valores de α , as configurações propostas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) apresentaram menores valores de WTHD e THD que a topologia convencional 6L-Y. As estruturas 9L-Y, 9L-OEW e 12L-OEW apresentam os mesmos valores de WTHD e THD quando estão operando com tensões dos barramentos CC iguais e $\alpha = 0^\circ$ ou 30° . Para $\alpha = 60^\circ$, devido à necessidade de aumento de 15% nas tensões dos seus barramentos CC, as topologias 9L-Y e 9L-OEW apresentam maiores valores de WTHD e THD em relação à topologia 12L-OEW. No caso de operação com tensões dos barramentos diferentes ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$), as topologias 9L-OEW e 12L-OEW têm os mesmos valores de WTHD somente para $\alpha = 0^\circ$. Para os outros valores de α (30° ou 60°), a configuração 9L-OEW tem maiores

valores de WTHD porque as tensões geradas não chaveiam entre os três níveis mais próximos da referência [ver Figuras 5.7(b) e 5.7(c)]. O melhor desempenho, em termos de distorção harmônica (WTHD e THD), foi obtido para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$.

5.3 Análise das Perdas nos Dispositivos Semicondutores

Além da análise da distorção harmônica apresentada na seção anterior, outro critério utilizado para avaliar o desempenho das topologias investigadas nesse trabalho é a análise das perdas de potência nos semicondutores. Este aspecto permite avaliar o rendimento das topologias, possibilitando a comparação entre elas. Além disso, a estimativa das perdas é útil para o projeto de redução dos custos e dimensionamento do material, pois tendo conhecimento do desgaste térmico é possível elaborar medidas para reduzi-lo.

Nesta tese, a estimativa de perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores é obtida a partir de um programa de simulação utilizando a técnica apresentada em (DIAS et al., 2009). Esta técnica é baseada em medições experimentais de perdas e utiliza um método de regressão para determinar modelos simplificados das perdas de condução e chaveamento.

Para elaborar o modelo de perdas, utilizou-se uma chave de potência IGBT (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) com módulo dual CM50DY-24H (produzido pela POWEREX) acionado pelo driver SKHI-10 (fabricado pela SEMIKRON). Tal modelo inclui: i) perdas de condução no IGBT e diodo, ii) perdas de comutação (ligar) no IGBT, iii) perdas de comutação no IGBT (desligar) e iv) energia no diodo quando bloqueado. Em (DIAS et al., 2009), as perdas de condução (P_{cd}) e chaveamento (P_{ch}) são definidas pelas equações

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + c(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (5.3)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (5.4)$$

onde T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g e h são parâmetros do modelo, i_{cl} é a corrente instantânea no coletor e v_c é a tensão do barramento CC.

As perdas de condução são função dos valores de correntes que atravessam as chaves do conversor, mas não são função das tensões aplicadas sobre as chaves. As perdas de

chaveamento dependem tanto da corrente quanto da tensão aplicada sobre as chaves.

5.3.1 Configurações CA-CC-CA Monofásicas

Efetua-se, nesta subseção, uma análise comparativa entre valores de perdas nos dispositivos semicondutores da configuração CA-CC-CA monofásica proposta (5LS) face aos da topologia convencional 3LS. Para esta análise, consideraram-se as duas configurações operando nas mesmas condições em que a análise da distorção harmônica foi realizada.

Na Tabela 5.6 são mostrados os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e totais ($P_{to} = P_{cd} + P_{ch}$) obtidos das topologias CA-CC-CA monofásicas estudadas.

Tabela 5.6: Perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA monofásicas operando com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$) - Carga RL de 500W

Configuração	P_{cd} (W)	P_{ch} (W)	P_{to} (W)
3LS	4,84	44,02	48,86
5LS ($v_{Cb} = v_{Ca}$)	6,02	27,92	33,94
5LS ($v_{Cb} = 2v_{Ca}$)	5,98	16,78	22,76
5LS ($v_{Cb} = 3v_{Ca}$)	5,95	22,02	27,97

Observa-se que, devido ao maior número de chaves, as perdas por condução na estrutura 5LS são mais elevadas em relação à topologia convencional. No entanto, verifica-se uma redução das perdas por chaveamento na configuração proposta, já que as tensões dos barramentos CC que são impostas às chaves de potência são menores em relação à topologia convencional. Dessa forma, através da Tabela 5.6, pode-se verificar que a redução nas perdas por chaveamento é bem mais significativa do que o aumento nas perdas por condução e, portanto, a topologia 5LS apresenta menor valor de perdas totais quando comparada à estrutura convencional. Em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da topologia convencional 3LS, a redução nas perdas totais chega a 53% quando a topologia 5LS opera com $v_{Cb} = 2v_{Ca}$.

Como a topologia 5LS gera tensões e correntes com menor conteúdo harmônico que a 3LS quando ambas estruturas operam com a mesma frequência de amostragem (ver Tabela 5.2, onde $f_{am} = 10\text{kHz}$), é possível reduzir as frequências de amostragem e de chaveamento (e conseqüentemente as perdas de chaveamento) da configuração 5LS até que seus valores de distorção harmônica (WTHD e THD) se tornem iguais aos do conversor 3LS. Assim, a

frequência de amostragem para o conversor 3LS foi mantida em 10kHz, enquanto que para a configuração 5LS foi reduzida a fim de que ambas topologias operem com WTHD=0,130% e THD=1,335%. Os valores de perdas nos semicondutores foram calculados para esta nova condição de operação, conforme mostrado na Tabela 5.7. Neste cenário, as perdas totais da configuração 5LS se tornaram ainda menores em comparação com as do conversor 3LS.

Tabela 5.7: Perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA monofásicas operando com as mesmas distorções harmônicas (WTHD=0,130% e THD=1,335%) - Carga RL de 500W

Configuração	f_{am} (kHz)	P_{cd} (W)	P_{ch} (W)	P_{to} (W)
3LS	10	4,84	44,02	48,86
5LS ($v_{Cb} = v_{Ca}$)	2,7	6,09	8,43	14,52
5LS ($v_{Cb} = 2v_{Ca}$)	2,0	6,10	5,57	11,67
5LS ($v_{Cb} = 3v_{Ca}$)	1,8	5,98	5,20	11,18

5.3.2 Configurações CA-CC-CA Trifásicas

Nesta subseção é realizada uma análise comparativa entre valores de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações CA-CC-CA investigadas (9LT e 12LT) frente aos da topologia convencional (5LT). Para esta análise, consideraram-se todas as configurações operando nas mesmas condições em que a análise da distorção harmônica foi realizada.

Na Tabela 5.8 são mostrados os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e totais ($P_{to} = P_{cd} + P_{ch}$) obtidos das topologias CA-CC-CA trifásicas estudadas.

Tabela 5.8: Análise de perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA trifásicas operando com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$) - Carga RL de 1,4kW

Configuração	P_{cd} (W)	P_{ch} (W)	P_{to} (W)
5LT	9,49	150,29	159,78
9LT	15,41	33,61	49,02
12LT ($v_{CH} = 2v_C$)	18,46	14,22	32,68
12LT ($v_{CH} = 3v_C$)	18,44	14,67	33,11

Devido ao maior número de chaves das topologias 9LT e 12LT, observa-se que as perdas por condução nessas estruturas são mais elevadas em relação à topologia convencional 5LT. Constata-se ainda uma redução das perdas por chaveamento nas configurações 9LT e 12LT, já que as tensões dos barramentos CC que são impostas às chaves de potência são menores

em relação ao conversor 5LT. Outro fator que contribuiu para redução das perdas por chaveamento das configurações 9LT e 12LT foi a escolha adequada dos vetores de tensão e da sua sequência de aplicação, minimizando o número de mudanças nos estados das chaves. Dessa forma, através da Tabela 5.8, pode-se verificar que a redução nas perdas por chaveamento são bem mais significativas em relação ao aumento nas perdas por condução e, portanto, as topologias 9LT e 12LT apresentam menores valores de perdas totais quando comparadas à estrutura 5LT. O melhor resultado foi obtido para a configuração 12LT. Em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da topologia convencional 5LT, a redução nas perdas totais alcança 79%.

Conforme foi visto anteriormente (ver Tabela 5.3), as configurações 9LT e 12LT geram tensões e correntes com menor conteúdo harmônico que o conversor 5LT quando todas as estruturas operam com a mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$). Dessa forma, é possível reduzir as frequências de amostragem e de chaveamento (e conseqüentemente as perdas de chaveamento) das topologias 9LT e 12LT até que seus valores de distorção harmônica (WTHD e THD) se tornem iguais aos do conversor 5LT. Assim, a frequência de amostragem para o conversor 5LT foi mantida em 10kHz, enquanto que para as configurações 9LT e 12LT foi reduzida de forma que todas as topologias operem com WTHD=0,233% e THD=2,556%. Os valores de perdas nos semicondutores foram recalculados para esta nova condição de operação, conforme mostrado na Tabela 5.9. Neste cenário, as perdas totais das configurações 9LT e 12LT se tornaram ainda menores em comparação com as do conversor 5LT. A estrutura 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$ se mostrou a mais eficiente.

Tabela 5.9: Perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CA-CC-CA trifásicas operando com as mesmas distorções harmônicas (WTHD=0,233% e THD=2,556%) - Carga RL de 1,4kW

Configuração	f_{am} (kHz)	P_{cd} (W)	P_{ch} (W)	P_{to} (W)
5LT	10	9,49	150,29	159,78
9LT	4,5	15,42	15,65	31,07
12LT ($v_{CH} = 2v_C$)	2,6	18,53	4,45	22,98
12LT ($v_{CH} = 3v_C$)	2,3	18,45	3,69	22,14

5.3.3 Configurações CC-CA

É feita, nesta subseção, uma análise comparativa entre valores de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações CC-CA propostas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) em relação aos das topologias convencionais (6L-Y e 12L-OEW). Nesta análise, consideraram-se todas as configurações operando nas mesmas condições em que a análise da distorção harmônica foi realizada.

Na Tabela 5.10 são mostrados os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e totais ($P_{to} = P_{cd} + P_{ch}$) obtidos das topologias CC-CA investigadas.

Tabela 5.10: Análise de perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CC-CA operando com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$) - MIH de 2kW

Configuração	α	P_{cd} (W)	P_{ch} (W)	P_{to} (W)
6L-Y	0°	5,26	159,49	164,75
	30°			
	60°			
12L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	0°	10,32	64,74	75,06
	30°			
	60°			
12L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	0°	10,32	50,40	60,72
	30°			
	60°			
9L-Y e 9L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	0°	10,51	64,49	75,00
	30°	10,29	71,64	81,93
	60°	9,73	94,06	103,79
9L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	0°	10,51	36,10	46,61
	30°	10,29	72,36	82,65
	60°	9,73	96,15	105,88
15L-OEW ($v_{Cab} = 2v_C$)	0°	15,61	26,43	42,04
	30°	15,41	32,94	48,35
	60°	14,84	45,78	60,62

É possível observar que as perdas nos dispositivos semicondutores das estruturas convencionais (6L-Y e 12L-OEW) não dependem do ângulo α . Constata-se que as topologias com maior número de braços têm perdas de condução mais elevadas. É verificada uma pequena redução das perdas de condução com o aumento do ângulo α nas topologias propostas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) devido à presença de compartilhamento de braços nestas estruturas. Para qualquer valor de α , as configurações propostas apresentaram menores valores de perdas totais frente à topologia convencional 6L-Y.

Para $v_{Cab} = v_{Ch}$, comparadas à configuração 12L-OEW, as perdas totais das topologias 9L-Y e 9L-OEW são semelhantes quando $\alpha = 0^\circ$ e maiores quando $\alpha = 30^\circ$ ou 60° . Já para $v_{Cab} = 2v_{Ch}$, comparada à configuração 12L-OEW, as perdas totais da topologia 9L-OEW são menores quando $\alpha = 0^\circ$ e maiores quando $\alpha = 30^\circ$ ou 60° . Em ambos casos, o significativo aumento das perdas totais nas estruturas 9L-Y e 9L-OEW quando $\alpha = 60^\circ$ se dá por conta da necessidade de aumentar as tensões dos barramentos CC. A operação mais eficiente foi obtida para a configuração 15L-OEW, que apesar do maior valor de perdas de condução, apresentou menores perdas totais entre todas topologias CC-CA estudadas. Tal fato é explicado pela significativa redução das perdas de chaveamento dessa topologia em virtude dos baixos valores de tensões dos barramentos CC que são impostas às chaves de potência quando comparados às outras estruturas. Outro fator que contribuiu para redução das perdas por chaveamento da configuração 15L-OEW foi a escolha adequada dos vetores de tensão e da sua sequência de aplicação, minimizando o número de mudanças nos estados das chaves.

De acordo com a Tabela 5.4, os conversores 12L-OEW, 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW geram tensões com menor conteúdo harmônico que a topologia 6L-Y para operação com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$). Assim, é possível reduzir as frequências de amostragem e de chaveamento (e consequentemente as perdas de chaveamento) das configurações 12L-OEW, 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW até que os valores de WTHD das suas tensões geradas se tornem iguais aos da estrutura convencional 6L-Y. Neste sentido, a frequência de amostragem para o conversor 6L-Y foi mantida em 10kHz, enquanto que para as outras configurações foi reduzida. Os valores de perdas nos semicondutores foram recalculados para esta nova condição de operação, conforme mostrado na Tabela 5.11. Neste cenário, as perdas totais das configurações 12L-OEW, 9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW foram reduzidas ainda mais após a redução da frequência de amostragem. A estrutura 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_{Ck}$ se mostrou a mais eficiente.

5.4 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentadas análises de distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores para as topologias CA-CC-CA monofásicas e trifásicas e CC-CA

Tabela 5.11: Análise de perdas nos dispositivos semicondutores das topologias CC-CA operando com mesma WTHD (0,23%) - MIH de 2kW

Configuração	α	f_{am} (kHz)	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{to} (W)
6L-Y	0°	10	5,26	159,49	164,75
	30°				
	60°				
12L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	0°	4,5	10,33	30,00	40,33
	30°				
	60°				
12L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	0°	3,3	10,34	16,47	26,81
	30°				
	60°				
9L-Y e 9L-OEW ($v_{Cab} = v_{Ch}$)	0°	4,5	10,49	29,42	39,91
	30°	4,5	10,28	32,28	42,56
	60°	6,0	9,73	56,27	66,00
9L-OEW ($v_{Cab} = 2v_{Ch}$)	0°	3,3	10,54	11,62	22,16
	30°	4,7	10,29	34,52	44,81
	60°	6,0	9,73	57,04	66,77
15L-OEW ($v_{Cab} = 2v_C$)	0°	2,8	15,44	8,33	23,77
	30°	2,8	15,39	9,38	24,77
	60°	2,6	14,85	12,03	26,88

hexafásicas estudadas ao longo do trabalho. Apresentou-se, também, um estudo comparativo usando como referência as estruturas convencionais a fim de avaliar o desempenho de cada configuração investigada.

No caso dos conversores CA-CC-CA monofásicos, observou-se que a 5LS apresentou melhor desempenho em termos de distorção harmônica e perdas totais nos semicondutores comparada à configuração convencional 3LS. Em se tratando dos conversores CA-CC-CA trifásicos, verificou-se que as topologias 9LT e 12LT se mostraram com melhor desempenho em termos de distorção harmônica e perdas totais nos semicondutores comparadas à estrutura convencional (5LT). O melhor resultado foi obtido para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$.

No que se refere aos conversores CC-CA, as configurações propostas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) apresentaram menores valores de distorção harmônica e perdas totais nos semicondutores que a topologia convencional 6L-Y para qualquer valor de α . Considerando a operação com barramentos iguais, as topologias 9L-Y e 9L-OEW têm o mesmo comportamento segundo os parâmetros analisados. Comparadas à configuração 12L-OEW, as estruturas 9L-Y e 9L-OEW apresentaram pior desempenho em termos de distorção harmô-

nica e perdas totais quando $\alpha = 30^\circ$ ou 60° . Em ambos casos, o significativo aumento das perdas totais nas estruturas 9L-Y e 9L-OEW quando $\alpha = 60^\circ$ se dá por conta da necessidade de aumentar as tensões dos barramentos CC. O melhor desempenho, em termos de distorção harmônica e perdas totais nos semicondutores, foi obtido para a topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$.

Por fim, reduziu-se a frequência de amostragem e chaveamento das topologias propostas até que os valores de distorção harmônica gerados por estas estruturas fossem iguais aos das configurações convencionais. Os valores de perdas nos semicondutores foram recalculados para esta nova condição de operação, onde se observou uma maior redução das perdas totais nos semicondutores comparadas às estruturas convencionais.

6

Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, seis possibilidades distintas de estruturas multiníveis resultantes da interconexão série de módulos de conversores estáticos de dois níveis foram propostas e analisadas, sendo três delas CA-CC-CA (5LS, 9LT e 12LT) e as outras três CC-CA aplicadas ao acionamento de máquinas hexafásicas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW). Diferentemente da forma tradicional de obter um sistema de conversão multinível utilizando apenas conversores HB (ou seja, topologia CHB), as estruturas desenvolvidas nesta tese foram resultantes da interconexão de conversores 3L e HB.

Na investigação destas estruturas foram realizadas análises em regime permanente, onde os limites de operação para as condições de controle impostas e o comportamento da componente fundamental de tensão e corrente são avaliados. Além disso, foram desenvolvidos: modelos dinâmicos, estratégias de controle e técnicas de modulação PWM. Para cada configuração estudada, foi desenvolvida e apresentada uma técnica SV-PWM e sua implementação através de uma LS-PWM equivalente. Estas estratégias são baseadas em uma abordagem simples que permite a geração de tensões otimizadas a partir de espaços vetoriais bidimensionais individuais, ao invés de utilizar a abordagem fundamentada em um espaço vetorial de quatro dimensões, uma vez que as estruturas têm quatro tensões independentes a serem

geradas. As técnicas SV-PWM e LS-PWM têm baixa complexidade computacional e são adequadas para implementações em hardware de baixo custo.

A operação dos módulos conversores com diferentes valores de tensões nos barramentos CC foi explorada no intuito de obter o maior número possível de níveis gerados pelas topologias estudadas, otimizando o sistema do ponto de vista de redução de conteúdo harmônico. A divisão de tensão entre os módulos também permitiu a redução de perdas de chaveamento, o que foi possível colocando o maior valor de tensão no módulo conversor que apresentou menor valor de corrente. O impacto dessa otimização foi quantificado a partir do cálculo da THD e WTHD dos sinais de corrente e tensão gerados pelo conversor, respectivamente, e pela estimativa das perdas de chaveamento e condução nos semicondutores. Por fim, foi feito um estudo comparativo usando conversores convencionais como referência a fim de avaliar o desempenho das topologias propostas.

6.1.1 Configurações CA-CC-CA

Para as configurações CA-CC-CA (5LS, 9LT e 12LT) foram apresentadas: as equações do modelo dinâmico, técnicas PWM, estratégia de controle e resultados de simulações e experimentais. A aplicação das estratégias de modulação PWM e sistemas de controle propostos possibilitou efetuar o controle das correntes de entrada com a maximização do fator de potência; a regulação das tensões dos barramentos CC; realizar a divisão do fluxo de potência entre os módulos das topologias; o controle das tensões da carga com amplitude e frequência constantes. Observou-se que os objetivos do sistema de controle foram alcançados para os conversores alimentando uma carga RL. As topologias apresentadas foram comparadas com as configurações convencionais nos aspectos distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores.

O conversor monofásico proposto (5LS) apresentou melhor desempenho e eficiência em comparação com a configuração convencional (3LS). Observou-se redução de até 83% na WTHD e THD; e 53% nas perdas totais em relação a topologia convencional. Estes resultados são explicados pelo maior número de níveis das tensões geradas e menores valores de tensão imposta às chaves de potência da estrutura 5LS.

As topologias trifásicas, 9LT e 12LT, mostraram-se com melhor desempenho em termos

de distorção harmônica e perdas totais nos semicondutores comparadas à estrutura convencional (5LT). O melhor resultado foi obtido para a topologia 12LT operando com $v_{CH} = 3v_C$. Em termos percentuais, pode-se observar que em relação ao valor da configuração 5LT, a redução alcança 82% na WTHD e THD. Com relação às perdas, verificou-se uma redução em torno de 79% nas perdas totais em relação ao valor da topologia convencional 5LT. A acentuada redução na distorção harmônica pode ser explicada pelo fato da topologia 12LT gerar tensões com alto número de níveis quando comparada à configuração 5LT. A redução nas perdas totais se dá por conta que as tensões dos barramentos CC, que são impostas às chaves de potência, são menores na estrutura 12LT em relação à topologia 5LT.

Devido ao maior número de chaves das topologias 9LT e 12LT, observou-se que as perdas por condução nessas estruturas são mais elevadas em relação à topologia convencional 5LT. Constatou-se ainda uma redução das perdas por chaveamento nas configurações 9LT e 12LT, já que as tensões dos barramentos CC que são impostas às chaves de potência são menores nessas estruturas em relação à topologia convencional. Outro fator que contribuiu para redução das perdas por chaveamento das configurações 9LT e 12LT foi a escolha adequada dos vetores de tensão e da sua sequência de aplicação, minimizando o número de mudanças nos estados das chaves.

Como os conversores 9LT e 12LT geram tensões e correntes com menor conteúdo harmônico que a topologia 5LT para operação com mesma frequência de amostragem ($f_{am} = 10\text{kHz}$), foi possível reduzir a frequência de amostragem (e conseqüentemente as perdas de chaveamento) das configurações 9LT e 12LT até que seus valores de WTHD e THD fossem iguais aos do conversor 5LT. A frequência de amostragem para a topologia 5LT foi mantida em 10kHz, enquanto que para as configurações 9LT e 12LT foi reduzida. Os valores de perdas nos semicondutores foram recalculados para esta nova condição de operação.

6.1.2 Configurações CC-CA

Para as configurações CC-CA investigadas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW), da mesma forma que nos sistemas CA-CC-CA, foram apresentados: equações do modelo dinâmico, estratégias PWM, resultados de simulação e experimentais. Através da aplicação das estratégias de modulação PWM propostas, foi possível gerar tensões multiníveis para alimentar

a MIH. As topologias apresentadas são comparadas com as configurações 6L-Y e 12L-OEW em aspectos de distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores.

As configurações propostas (9L-Y, 9L-OEW e 15L-OEW) apresentaram menores valores de distorção harmônica e perdas totais nos semicondutores que a topologia convencional 6L-Y para qualquer valor de α . Considerando a operação com tensões dos barramentos CC iguais, as topologias 9L-Y e 9L-OEW têm o mesmo comportamento segundo os parâmetros analisados. Comparadas à configuração 12L-OEW, as estruturas 9L-Y e 9L-OEW apresentaram pior desempenho em termos de distorção harmônica e perdas totais quando $\alpha = 30^\circ$ ou 60° . Em ambos casos, o significativo aumento das perdas totais nas estruturas 9L-Y e 9L-OEW quando $\alpha = 60^\circ$ se dá por conta da necessidade de aumentar as tensões dos barramentos CC.

O melhor desempenho, em termos de distorção harmônica e perdas totais nos semicondutores, foi obtido pela topologia 15L-OEW operando com $v_{Cab} = 2v_C$. O alto número de níveis gerados pela configuração 15L-OEW (dezessete níveis) permitiu uma acentuada redução nos valores de WTHD e THD dos sinais gerados. No que se refere às perdas nos semicondutores, apesar do maior valor de perdas de condução, a estrutura 15L-OEW apresentou menores perdas totais entre todas topologias CC-CA estudadas. Tal fato é explicado pela significativa redução das perdas de chaveamento dessa topologia em virtude dos baixos valores de tensões dos barramentos CC que são impostas às chaves de potência quando comparados às outras estruturas. Outro fator que contribuiu para redução das perdas por chaveamento da configuração 15L-OEW foi a escolha adequada dos vetores de tensão e da sua sequência de aplicação, minimizando o número de mudanças nos estados das chaves.

Por fim, reduziu-se a frequência de amostragem das topologias propostas até que os valores de distorção harmônica gerados por estas estruturas fossem iguais aos das configurações convencionais. Os valores de perdas nos semicondutores foram recalculados para esta nova condição de operação, onde se observou uma maior redução das perdas totais nos semicondutores comparadas às estruturas convencionais.

6.2 Trabalhos Futuros

Com base nos estudos apresentados nesta tese, as seguintes investigações podem ser realizadas:

1. Estudo do comportamento da distorção harmônica (THD e WTHD) e perdas nos semicondutores dos conversores CC-CA para diferentes valores de índice de modulação;
2. Análise dos conversores CA-CC-CA considerando cargas RL com diferentes potências e fator de potência;
3. Caracterização das perdas nos capacitores dos barramentos CC;
4. Investigação de topologias híbridas de conversores resultantes da associação de módulos de dois e três níveis;

Agradecimentos

Inicio agradecendo a Deus, pelo dom da vida e por ter colocado pessoas tão especiais ao meu lado, sem as quais certamente não teria chegado até aqui.

Agradeço à minha família por seu insubstituível e incondicional apoio. Em especial aos meus pais, Carlos e Alzira, que sempre acreditaram em mim, e sempre me incentivaram nos momentos difíceis. Aos meus irmãos, Anderson e Arizla, e aos meus sobrinhos, Brenno e Bernardo, meu agradecimento especial, pois, a seu modo, sempre se orgulharam de mim e confiaram em meu trabalho. À minha noiva, Suiane, que sempre se mostrou companheira e ofereceu todo seu carinho.

Ao meu orientador, Prof. Cursino Brandão Jacobina, pela confiança, paciência e disponibilidade, bem como pelos ensinamentos essenciais para a realização deste trabalho. Ao Prof. Alexandre Cunha Oliveira, pela disponibilidade e importante ajuda no processo de formação deste texto. Aos professores da graduação e pós-graduação do departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, especialmente aos que integram o LEIAM.

Aos amigos e colegas de profissão, Abinadabe, Antônio de Paula, Álvaro, Edgard, Gregory, Ítalo Roger, Luciano, Montiê, Nayara, Nustenil, Pablo, Tiago, Victor Felipe e Vágner, pela ajuda e por compartilhar comigo momentos de alegria e tristeza.

Sou bastante grato ao IFAL pela concessão de afastamento que foi imprescindível para a conclusão desta tese

Por fim, agradeço a todos que de uma forma ou outra contribuíram para a realização deste trabalho

Referências Bibliográficas

- ABBAS, M. A.; CHRISTEN, R. e JAHNS, T. (1984) Six-phase voltage source inverter driven induction motor, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-20**(5):1251–1259.
- ADAM, G.; FINNEY, S. e WILLIAMS, B. (2013) Hybrid converter with ac side cascaded h-bridge cells against h-bridge alternative arm modular multilevel converter: steady-state and dynamic performance, *Generation, Transmission Distribution, IET*, **7**(3):318–328.
- AHMED, I. e BORGHATE, V. (2014) Simplified space vector modulation technique for seven-level cascaded h-bridge inverter, *Power Electronics, IET*, **7**(3):604–613.
- AHMED, S. M.; SALAM, Z. e ABU, H. R. (2014) Common-mode voltage elimination in a three-to-seven phase dual matrix converter feeding a seven phase open-end induction motor drive, In: *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, pp. 207–212.
- AKAGI, H. (2001) Large static converters for industry and utility applications, *Proceedings of the IEEE*, **89**(6):976–983.
- ALEENEJAD, M.; IMAN-ENI, H. e FARHANGI, S. (2013) Modified space vector modulation for fault-tolerant operation of multilevel cascaded h-bridge inverters, *Power Electronics, IET*, **6**(4):742–751.
- AMARAL, A. M. R. e CARDOSO, A. J. M. (2008) An economic offline technique for estimating the equivalent circuit of aluminum electrolytic capacitors, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, **57**(12):2697–2710.
- ANTONIEWICZ, K.; JASINSKI, M. e STYNSKI, S. (2012) Flying capacitor converter as a wind turbine interface - modulation and mppt issues, In: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1985–1990.
- BARROS, J. e SILVA, J. (2008) Optimal predictive control of three-phase npc multilevel converter for power quality applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*,

- 55**(10):3670–3681.
- BARROS, J. D.; SILVA, J. F. A. e JESUS, G. A. (2013) Fast-predictive optimal control of npc multilevel converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**(2):619–627.
- BLASKO, V. (1996) A hybrid pwm strategy combining modified space vector and triangle comparison methods, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1872–1878 vol.2.
- BODO, N.; JONES, M. e LEVI, E. (2011) Multi-level space-vector pwm algorithm for seven-phase open-end winding drives, In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1881–1886.
- BODO, N.; LEVI, E. e JONES, M. (2013) Investigation of carrier-based pwm techniques for a five-phase open-end winding drive topology, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**(5):2054–2065.
- BOGLIETTI, A.; BOJOI, R.; CAVAGNINO, A. e TENCONI, A. (2008) Efficiency analysis of pwm inverter fed three-phase and dual three-phase high frequency induction machines for low/medium power applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(5):2015–2023.
- BOSE, B. K. (1993) Power electronics and motion control-technology status and recent trends, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **29**(5):902–909.
- BOUSCAYROL, A.; FRANCOIS, B.; DELARUE, P. e NIIRANEN, J. (2005) Control implementation of a five-leg ac-ac converter to supply a three-phase induction machine, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **20**(1):107–115.
- BOWES, S. (1975) New sinusoidal pulse width-modulated inveter, In: *Proceedings of the IEEE*, vol. 122, pp. 1279–1285.
- BUSQUETS, M. S.; ALEPUZ, S.; BORDONAU, J. e PERACAUOLA, J. (2008) Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(4):1751–1758.
- BUSQUETS-MONGE, S.; ROCABERT, J.; RODRIGUEZ, P.; ALEPUZ, S. e BORDONAU, J. (2008) Multilevel diode-clamped converter for photovoltaic generators with independent voltage control of each solar array, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(7):2713–2723.

- CALLE, A.; ALEPUZ, S.; BORDONAU, J.; CORTES, P. e RODRIGUEZ, J. (2016) Predictive control of a back-to-back npc converter-based wind power system, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(7):4615–4627.
- CARRARA, G.; GARDELLA, S.; MARCHESONI, M.; SALUTARI, R. e SCIUTTO, G. (1992) A new multilevel pwm method: a theoretical analysis, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **7**(3):497–505.
- CASADEI, D.; GRANDI, G.; LEGA, A. e ROSSI, C. (2008) Multilevel operation and input power balancing for a dual two-level inverter with insulated dc sources, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **44**(6):1815–1824.
- CHANG, J.; CHANG, W. e CHIANG, S. (2006) Multilevel single-phase rectifier inverter with cascaded connection of two three-arm converters, *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, **153**(5):719–725.
- CHOI, J.-H.; KWON, J.-M.; J.-H., J. e KWON, B.-H. (2005) High-performance online ups using three-leg-type converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **52**(3):889–897.
- CHOI, S. e SAEEDIFARD, M. (2012) Capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters by space vector pwm, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **27**(3):1154–1161.
- CHOMAT, M. e LIPO, T. (2001) Adjustable-speed drive with single-phase induction machine for hvac applications, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, vol. 3, pp. 1446–1451 vol. 3.
- CORREA, M. B. R.; JACOBINA, C. B.; DA SILVA, C. R.; LIMA, A. M. N. e DA SILVA, E. R. C. (2003a) Six-phase ac drive system with reduced common-mode voltage, In: *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, vol. 3, pp. 1852–1858 vol.3.
- CORREA, M. B. R.; JACOBINA, C. B.; DA SILVA, C. R.; LIMA, A. M. N. e DA SILVA, E. R. C. (2003b) Vector and scalar modulation for six-phase voltage source inverters, In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 2, pp. 562–567 vol.2.

- CORZINE, K.; WIELEBSKI, M.; PENG, F. e WANG, J. (2004) Control of cascaded multilevel inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **19**(3):732–738.
- DAI, N.; WONG, M. e HAN, Y.-D. (2006) Application of a three-level npc inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3dsvm, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **21**(2):440–449.
- DE AZPEITIA, M.; FERNANDEZ, A.; LAMAR, D.; RODRIGUEZ, M. e HERNANDO, M. (2008) Simplified voltage-sag filler for line-interactive uninterruptible power supplies, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(8):3005–3011.
- DENG, Y.; TEO, K. e HARLEY, R. (2013) A fast and generalized space vector pwm scheme and its application in optimal performance investigation for multilevel inverters, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pp. 3977–3983.
- DEY, P. e MEKHILEF, S. (2015) Current harmonics compensation with three-phase four-wire shunt hybrid active power filter based on modified d-q theory, *IET Power Electronics*, **8**(11):2265–2280.
- DIAS, J.; DOS SANTOS, E.; JACOBINA, C. e DA SILVA, E. (2009) Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction, In: *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pp. 1155–1162.
- DOS SANTOS, E.; JACOBINA, C.; DIAS, J. e ROCHA, N. (2011) Fault tolerant ac-dc-ac single-phase to three-phase converter, *Power Electronics, IET*, **4**(9):1023–1031.
- EBRAHIMI, J.; MOKHTARI, G.; MOGHANI, J. S. e B., G. G. (2010) A novel switching technique for reduction of wthd in three-phase asymmetrical multilevel inverters, In: *2010 First Power Quality Conference*, pp. 1–5.
- EFKARPIDIS, N.; DE RYBEL, T. e DRIESEN, J. (2016) Optimal placement and sizing of active in-line voltage regulators in flemish lv distribution grids, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **52**(6):4577–4584.
- FALAH, G.; YU, W. e HUANG, A. Q. (2014) Thd minimization of modular multilevel converter with unequal dc values, In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2153–2158.
- FAZEL, S. S.; BERNET, S.; KRUG, D. e JALILI, K. (2007) Design and comparison of 4-kv

- neutral-point-clamped, flying-capacitor, and series-connected h-bridge multilevel converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **43**(4):1032–1040.
- FRANQUELO, L.; RODRIGUEZ, J.; LEON, J.; KOURO, S.; PORTILLO, R. e PRATS, M. (2008) The age of multilevel converters arrives, *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, **2**(2):28–39.
- GAO, L. e FLETCHER, J. E. (2010) A space vector switching strategy for three-level five-phase inverter drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(7):2332–2343.
- GEBHARDT, F.; VACH, H. e FUCHS, F. W. (2012) Analytical derivation of power semiconductor losses in mosfet multilevel inverters, In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. DS1b.18–1–DS1b.18–6.
- GHIAS, A. M. Y. M.; POU, J.; CAPELLA, G. J.; ACUNA, P. e AGELIDIS, V. G. (2016) On improving phase-shifted pwm for flying capacitor multilevel converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(8):5384–5388.
- GOPAKUMAR, K.; RANGANATHAN, V. e BHAT, S. (1993) Split-phase induction motor operation from pwm voltage source inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **29**(5):927–932.
- GRANDI, G.; TANI, A.; SANJEEVIKUMAR, P. e OSTOJIC, D. (2010) Multi-phase multilevel ac motor drive based on four three-phase two-level inverters, In: *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*, pp. 1768–1775.
- GRANDI, G.; SANJEEVIKUMAR, P. e CASADEI, D. (2011) Preliminary hardware implementation of a six-phase quad-inverter induction motor drive, In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9.
- GRANDI, G.; SANJEEVIKUMAR, P.; GRITTLI, Y. e FILIPPETTI, F. (2012) Fault-tolerant control strategies for quad inverter induction motor drives with one failed inverter, In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pp. 959–966.
- GREEN, R. e BOYS, J. (1982a) Implementation of pulsewidth modulated inverter modulation strategies, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-18**(2):138–145.
- GREEN, R. e BOYS, J. (1982b) Pwm sequence selection and optimization: A novel approach, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-18**(2):146–151.

- GUNTER, S. e FUCHS, F. W. (2015) Analytical semiconductor loss calculation of hysteresis current controlled 2-level and 3-level anpc inverters in grid impedance measurement and active filter applications, In: *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 003916–003921.
- GUPTA, R.; GHOSH, A. e JOSHI, A. (2008) Switching characterization of cascaded multilevel-inverter-controlled systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(3):1047–1058.
- HADIOUCHE, D.; RAZIK, H. e REZZOUG, A. (2000) Modeling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings, In: *Conf. Rec. EPE-PEMC*, pp. 125–130.
- HAMMAN, J. e VAN DER MERWE, F. (1988) Voltage harmonics generated by voltage-fed inverters using pwm natural sampling, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **3**(3):297–302.
- HANDLEY, P. e BOYS, J. (1990) Space vector modulation: an engineering review, In: *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., Fourth International Conference on*, pp. 87–91.
- HASEGAWA, I.; URUSHIBATA, S.; KONDO, T.; HIRAO, K.; KODAMA, T. e ZHANG, H. (2014) Back-to-back system for five-level converter with common flying capacitors, In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pp. 1365–1372.
- HE, G.; CHEN, M.; YU, W.; HE, N. e XU, D. (2014) Design and analysis of multiloop controllers with dc suppression loop for paralleled ups inverter system, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**(12):6494–6506.
- HOLTZ, J. (1994) Pulsewidth modulation for electronic power conversion, *Proceedings of the IEEE*, **82**(8):1194–1214.
- HOLTZ, J. e OIKONOMOU, N. (2007) Neutral point potential balancing algorithm at low modulation index for three-level inverter medium-voltage drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **43**(3):761–768.
- HOULDSWORTH, J. A. e GRANT, D. A. (1984) The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase pwm inverter, *Industry Applications, IEEE*

- Transactions on, **IA-20**(5):1224–1228.
- IEEE-519 (1993) Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, IEEE STD 519-1992, pp. 1–112.
- JACOBINA, C.; CORREA, M.; PINHEIRO, R.; DA SILVA, E. e LIMA, A. (2001a) Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters, Industry Applications, IEEE Transactions on, **37**(6):1807–1816.
- JACOBINA, C.; LIMA, A.; DA SILVA, E.; ALVES, R. e SEIXAS, P. (2001b) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, Power Electronics, IEEE Transactions on, **16**(3):351–359.
- JACOBINA, C.; CORREA, M.; LIMA, A. e DA SILVA, E. (2003) Ac motor drive systems with a reduced-switch-count converter, Industry Applications, IEEE Transactions on, **39**(5):1333–1342.
- JACOBINA, C.; OLIVEIRA, T. e DA SILVA, E. (2006a) Control of the single-phase three-leg ac/ac converter, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **53**(2):467–476.
- JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E. C., E.; ROCHA, N.; DE S. GOUVEIA, B. e DA SILVA, E. R. C. (2010a) Reversible ac drive systems based on parallel ac-ac dc-link converters, Industry Applications, IEEE Transactions on, **46**(4):1456–1467.
- JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E. C., E.; ROCHA, N. e FABRICIO, E. (2010b) Single-phase to three-phase drive system using two parallel single-phase rectifiers, Power Electronics, IEEE Transactions on, **25**(5):1285–1295.
- JACOBINA, C.; DE QUEIROZ, A.; MAIA, A.; DA SILVA, E. e OLIVEIRA, A. (2013) Ac-dc-ac multilevel converters based on three-leg converters, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pp. 5312–5319.
- JACOBINA, C.; ROCHA, N.; CARLOS, G. e DOS SANTOS, E. (2015) Flexible series/parallel ac-dc-ac motor drive system, Industry Applications, IEEE Transactions on, **51**(1):259–270.
- JACOBINA, C. B.; DE FREITAS, I. S.; SA SILVA, E. R. C.; LIMA, A. M. N. e RIBEIRO, R. L. A. (2006b) Reduced switch count dc-link ac-ac five-leg converter, IEEE Transactions on Power Electronics, **21**(5):1301–1310.

- JACOBS, K. e SAAD, H. and DENNETIERE, S. (2016) Modelling of semiconductor losses of the modular multilevel converter in emtp, In: *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8.
- JONES, M.; PATKAR, F. e LEVI, E. (2013) Carrier-based pulse-width modulation techniques for asymmetrical six-phase open-end winding drives, *Electric Power Applications, IET*, **7**(6):441–452.
- KNOTT, A.; ANDERSEN, T. M.; KAMBY, P.; PEDERSEN, J. A.; MADSEN, M. P.; KOVACEVIC, M. e ANDERSEN, M. A. (2014) Evolution of very high frequency power supplies, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **2**(3):386–394.
- KOURO, S.; MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; POU, J.; FRANQUELO, L.; WU, B.; RODRIGUEZ, J.; PEREZ, M. e LEON, J. (2010) Recent advances and industrial applications of multilevel converters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **57**(8):2553–2580.
- KOURO, S.; RODRIGUEZ, J.; WU, B.; BERNET, S. e PEREZ, M. (2012) Powering the future of industry: High-power adjustable speed drive topologies, *IEEE Industry Applications Magazine*, **18**(4):26–39.
- KRUG, D.; BERNET, S.; FAZEL, S. S.; JALILI, K. e MALINOWSKI, M. (2007) Comparison of 2.3-kv medium-voltage multilevel converters for industrial medium-voltage drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **54**(6):2979–2992.
- LEE, T. L. e HU, S. H. (2016) An active filter with resonant current control to suppress harmonic resonance in a distribution power system, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **4**(1):198–209.
- LEVI, E. (2008) Multiphase electric machines for variable-speed applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(5):1893–1909.
- LEVI, E.; BOJOI, R.; PROFUMO, F.; TOLIYAT, H. e WILLIAMSON, S. (2007) Multiphase induction motor drives - a technology status review, *Electric Power Applications, IET*, **1**(4):489–516.
- LEVI, E.; SATIAWAN, I. N. W.; BODO, N. e JONES, M. (2012) A space-vector modulation scheme for multilevel open-end winding five-phase drives, *IEEE Transactions on Energy*

- Conversion, **27**(1):1–10.
- LEZANA, P.; RODRIGUEZ, J. e OYARZUN, D. A. (2008) Cascaded multilevel inverter with regeneration capability and reduced number of switches, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(3):1059–1066.
- LI, Y.; HUANG, C.; ZHOU, D. e ZHAO, J. (2016) A carrier-based control scheme for five-leg back-to-back converter-fed induction motor drive, In: *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1239–1244.
- LOPEZ, .; ALVAREZ, J.; DOVAL, G. J. e FREIJEDO, F. D. (2008) Multilevel multiphase space vector pwm algorithm, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(5):1933–1942.
- LOPEZ, .; ALVAREZ, J.; MALVAR, J.; YEPES, A. G.; VIDAL, A.; BANEIRA, F.; ESTEVEZ, D. P. e FREIJEDO, F. D. and GANDOY, J. D. (2016) Space-vector pwm with common-mode voltage elimination for multiphase drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(12):8151–8161.
- LU, S. e CORZINE, K. (2005) Multilevel multi-phase propulsion drives, In: *IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2005.*, pp. 363–370.
- MA, M.; HU, L.; CHEN, A. e HE, X. (2007) Reconfiguration of carrier-based modulation strategy for fault tolerant multilevel inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **22**(5):2050–2060.
- MAIA, A. e JACOBINA, C. (2013) Six-phase machine drive system based on three three-leg converters, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, pp. 915–920.
- MAIA, A. e JACOBINA, C. (2014) Single-phase ac-dc-ac multilevel five-leg converter, *Power Electronics, IET*, **7**(11):2733–2742.
- MAIA, A.; JACOBINA, C. e FREITAS, N. (2014) Open-end multi-level six-phase machine drive system with three three-phase dc-link converters, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, pp. 781–787.
- MAIA, A.; JACOBINA, C. e CARLOS, G. A. A. (2015a) A new three-phase ac-dc-ac multilevel converter based on cascaded three-leg converters, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4685–4692.

- MAIA, A.; JACOBINA, C.; FREITAS, N. e DA SILVA, I. R. F. M. P. (2015b) Open-end multilevel six-phase machine drive system with five three-leg converters, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6581–6588.
- MAIA, A.; JACOBINA, C.; FREITAS, N. e VITORINO, M. A. (2015c) Investigation of three-phase ac-dc-ac multilevel nine-leg converter, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5930–5937.
- MAIA, A.; JACOBINA, C. e CARLOS, G. A. A. (2016a) A new three-phase ac-dc-ac multilevel converter based on cascaded three-leg converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **PP**(99):1–1.
- MAIA, A.; JACOBINA, C.; DE FREITAS, N. e DA SILVA, E. (2016b) Three-phase four-wire ac-dc-ac multilevel topologies obtained from an interconnection of three-leg converters, In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*.
- MAIA, A.; JACOBINA, C.; FREITAS, N. e VITORINO, M. A. (2016c) Investigation of three-phase ac-dc-ac multilevel nine-leg converter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **52**(5):4156–4169.
- MAIA, A.; JACOBINA, C.; FREITAS, N. e DA SILVA, I. R. F. M. P. (2017) Open-end multilevel six-phase machine drive system with five three-leg converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **PP**(99):1–1.
- MALINOWSKI, M.; STYNSKI, S.; KOLOMYJSKI, W. e KAZMIERKOWSKI, M. (2009) Control of three-level pwm converter applied to variable-speed-type turbines, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **56**(1):69–77.
- MANJREKAR, M. e LIPO, T. (1998) A generalized structure of multilevel power converter, In: *Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on*, vol. 1, pp. 62–67 Vol.1.
- MAZUELA, M.; BARAIA, I.; SANCHEZ-RUIZ, A.; ECHEVERRIA, I.; TORRE, I. e ATUTXA, I. (2016) Dc-link voltage balancing strategy based on svm and reactive power exchange for a 5l-mpc back-to-back converter for medium-voltage drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(12):7864–7875.
- MCGRATH, B. e HOLMES, D. (2002) Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(4):858–867.

- MCGRATH, B.; HOLMES, D. e KONG, W. (2014) A decentralized controller architecture for a cascaded h-bridge multilevel converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **61**(3):1169–1178.
- MCNEILL, N.; YUAN, X. e ANTHONY, P. (2016) High-efficiency npc multilevel converter using super-junction mosfets, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(1):25–37.
- MELO, V.; JACOBINA, C. e ROCHA, N. (2013) Ac-dc-ac six-phase machine drive system based on single-phase bridge converters, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 5130–5135.
- MELO, V. F. M. B.; JACOBINA, C. B. e DE FREITAS, N. B. (2015) Open-end nine-phase machine conversion systems, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6934–6941.
- MEYNARD, T. e FOCH, H. (1992) Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, pp. 397–403 vol.1.
- MEYNARD, T.; FADEL, M. e AOUDA, N. (1997) Modeling of multilevel converters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **44**(3):356–364.
- MEYNARD, T.; FOCH, H.; THOMAS, P.; COURAULT, J.; JAKOB, R. e NAHRSTAEDT, M. (2002) Multicell converters: basic concepts and industry applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(5):955–964.
- MITTAL, N.; SINGH, B.; SINGH, S.; DIXIT, R. e KUMAR, D. (2012) Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies, In: *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on*, pp. 1–11.
- MOHAPATRA, K.; GOPAKUMAR, K.; SOMASEKHAR, V. e UMANAND, L. (2002) A novel modulation scheme for a six phase induction motor with open-end windings, In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 1, pp. 810–815 vol.1.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I. e AKAGI, H. (1981) A new neutral-point-clamped pwm inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-17**(5):518–523.
- NELSON, R. e KRAUSE, P. (1974) Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*,

PAS-93(3):841–848.

NHO, N. e YOUN, M. (2006) Comprehensive study on space-vector-pwm and carrier-based-pwm correlation in multilevel invertors, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, **153**(1):149–158.

OGATA, K. (2003) *Engenharia de Controle Moderno*, São Paulo: Prentice Hall Brasil.

OJO, O. e DAVIDSON, I. (2000) Pwm-vsi inverter-assisted stand-alone dual stator winding induction generator, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **36**(6):1604–1611.

PAPASTERGIOU, K. D.; WHEELER, P. W. e CLARE, J. C. (2008) Comparison of losses in multilevel converters for aerospace applications, In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4307–4312.

PARK, J.-K.; KWON, E.-H.; KIM, E.-H. e KWON, B.-H. (2008) High-performance transformerless online ups, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(8):2943–2953.

PATKAR, F.; LEVI, E. e JONES, M. (2012) A six-phase multilevel space vector pwm algorithm for a dual-inverter supplied drive, In: *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, pp. 1–5.

PENG, F. Z. (2001) A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **37**(2):611–618.

QIN, Z.; LOH, P. C. e BLAABJERG, F. (2016) Modulation schemes with enhanced switch thermal distribution for single-phase ac-dc-ac reduced-switch converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(4):3302–3313.

RAZIK, H.; REZZOUG, A. e HADIOUCHE, D. (2005) Modelling and analysis of dual-stator induction motors, In: *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 125, pp. 1093–1104.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S. e PENG, F. Z. (2002) Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(4):724–738.

RODRIGUEZ, J.; BERNET, S.; WU, B.; PONTT, J. e KOURO, S. (2007) Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **54**(6):2930–2945.

RODRIGUEZ, J.; FRANQUELO, L. G.; KOURO, S.; LEON, J. I.; PORTILLO, R. C.;

- PRATS, M. . M. e PEREZ, M. A. (2009) Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications, *Proceedings of the IEEE*, **97**(11):1786–1817.
- SHI, X.; WANG, Z.; TOLBERT, L. e WANG, F. (2013) A comparison of phase disposition and phase shift pwm strategies for modular multilevel converters, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pp. 4089–4096.
- SINGH, G.; PANT, Y. e SINGH, Y. (2003) Voltage source inverter driven multi-phase induction machine, In: *Comput. Electr. Eng.*, vol. 29, pp. 813–834.
- STEMMLER, H. e GUGGENBACH, P. G. (1993) Configurations of high-power voltage source inverter drives, In: *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 7–14 vol.5.
- TALEBI, N.; SADRANIA, M. e RAFIEI, S. (2009) Current and voltage control of paralleled multi-module inverter systems, In: *Control and Automation, 2009. MED '09. 17th Mediterranean Conference on*, pp. 1498–1503.
- TAO, X.; LIE, X.; YICHAO, S. e MIN, S. (2011) A transformerless cascaded ac-dc-ac converter for multiphase propulsion drive application, In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*, pp. 1–5.
- TENCONI, S. M.; CARPITA, M.; BACIGALUPO, C. e CALI, R. (1995) Multilevel voltage source converters for medium voltage adjustable speed drives, In: *Industrial Electronics, 1995. ISIE '95., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 91–98 vol.1.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J.; CENGELCI, E. e ENJETI, P. (2000) Cascade industrial vsi gives medium voltage-a case study, In: *PWM Medium Voltage Drives (Ref. No. 2000/063), IEE Seminar*, pp. 5/1–5/4.
- VALDEZ, A.; MARTINEZ, P.; ESCOBAR, G.; LIMONES, C. e SOSA, J. (2013) A model-based controller for the cascade h-bridge multilevel converter used as a shunt active filter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(11):5019–5028.
- VAN DER BROECK, H.; SKUDELNY, H. e STANKE, G. (1988) Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **24**(1):142–150.

- WANG, Y.; LIPO, T. A. e PAN, D. (2011) Robust operation of double-output ac machine drive, In: *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, pp. 140–144.
- WIECHMANN, E. P.; ZIOGAS, P. D. e STEFANOVIC, V. R. (1985) A novel bilateral power conversion scheme for variable frequency static power supplies, *Industry Applications*, IEEE Transactions on, **IA-21**(5):1226–1233.
- WU, J. C.; JOU, H. L. and WU, K. D. e JAN, S. J. (2011) Three-arm ac automatic voltage regulator, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **58**(2):567–575.
- XU, X.; ZOU, Y.; DING, K. e LIU, F. (2004) Cascade multilevel inverter with phase-shift spwm and its application in statcom, In: *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, vol. 2, pp. 1139–1143 Vol. 2.
- YUAN, X. e BARBI, I. (2000) Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter, *Power Electronics*, IEEE Transactions on, **15**(4):711–718.
- ZHOU, D.; ZHAO, J. e LI, Y. (2016) Model-predictive control scheme of five-leg ac-dc-ac converter-fed induction motor drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(7):4517–4526.
- ZHOU, K. e WANG, D. (2002) Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters], *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, **49**(1):186–196.
- ZIOGAS, P. D.; KANG, Y. G. e STEFANOVIC, V. R. (1985) Optimum system design of a three-phase rectifier-inverter type of frequency changer, *Industry Applications*, IEEE Transactions on, **IA-21**(5):1215–1225.