



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

# Conversores CA/CC/CA Aplicados a Sistemas de Conversão e Compensação de Energia

**Nayara Brandão de Freitas**

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina  
Prof. D.Sc. Alexandre Cunha Oliveira  
Orientadores

Campina Grande - PB, Brasil

Agosto de 2016



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

# Conversores CA/CC/CA Aplicados a Sistemas de Conversão e Compensação de Energia

Nayara Brandão de Freitas

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

Área de Concentração: Processamento da Energia

Prof. Dr.Ing. Cursino Brandão Jacobina  
Prof. D.Sc. Alexandre Cunha Oliveira  
Orientadores

Campina Grande - PB, Brasil

Agosto de 2016

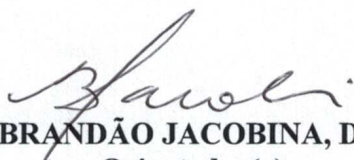
FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F866c	<p>Freitas, Nayara Brandão de. Conversores CA/CC/CA aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia / Nayara Brandão de Freitas. – Campina Grande, 2016. 87 f. : il. color.</p> <p>Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016. "Orientação: Prof. Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina, Prof. D. Sc. Alexandre Cunha Oliveira". Referências.</p> <p>1. Conversores CA/CC/CA. 2. Controle de Barramentos CC. 3. <i>Level-Shifted</i> PWM. 4. PWM Escalar. 5. PWM Vetorial. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Oliveira, Alexandre Cunha. III. Título</p> <p style="text-align: right;">CDU 621.314.2(043)</p>
-------	---

**"Conversores CA/CC/CA aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia"**

**NAYARA BRANDÃO DE FREITAS**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 23/06/2016**



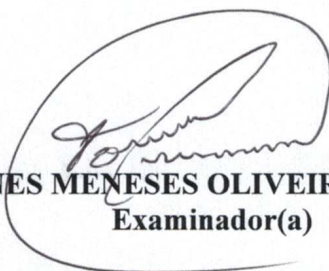
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG**  
**Orientador(a)**



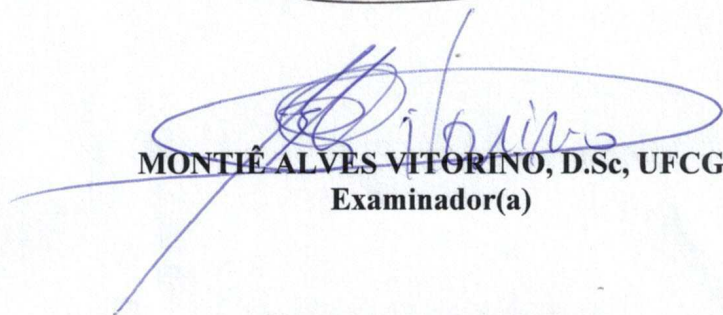
**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG**  
**Orientador(a)**



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



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



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

**CAMPINA GRANDE - PB**

À minha família,  
por sempre ter investido nos meus  
sonhos.  
A Louelson,  
pelo incentivo e apoio.

*"It's a dangerous business, Frodo, going out your door.  
You step onto the road, and if you don't keep your feet,  
there's no knowing where you might be swept off to."  
(J.R.R. Tolkien, The Lord of the Rings)*

# Resumo

O tema desenvolvido consiste no estudo, caracterização e análise de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos, monofásicos/bifásicos e monofásicos/trifásicos aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia, empregando IGBTs (Transistor Bipolar de Porta Isolada) como dispositivos semicondutores. No decorrer do trabalho, diversas topologias são analisadas e comparadas utilizando critérios como quantidade de barramentos CC, valores das tensões dos barramentos CC, WTHD (Distorção Harmônica Total Ponderada) das tensões chaveadas, frequências de chaveamento dos IGBTs e perdas por condução e chaveamento. Os sistemas de controle das variáveis dos conversores estudados são apresentados e o controle individual dos barramentos CC é abordado com destaque. Implementações experimentais foram utilizadas para comprovar a teoria apresentada e mostrar a viabilidade dos sistemas.

**Palavras-chave:** Controle de barramentos CC, Conversores CA/CC/CA, *Level-Shifted* PWM, PWM escalar, PWM vetorial.

# Abstract

This work consists in the study, characterization, and analysis of AC/DC/AC multilevel converters with single-phase input and single-phase, two-phase or three-phase output. These converters are applied to conversion and compensation systems and employ IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) as power semiconductor devices. Many topologies are analyzed and compared considering the number of DC-links, DC-links voltages values, WTHDs (Weighted Total Harmonic Distortion) of the generated voltages, and semiconductors conduction and switching losses. The control systems of the studied converters are presented and the individual control of the DC-links voltages is highlighted. Experimental results are provided in order to prove the theoretical results and the viability of the systems.

**Keywords:** AC/DC/AC converter, DC-link control, Level-Shifted PWM, Scalar PWM, Space-Vector PWM.



# Índice

Resumo . . . . .	vi
Abstract . . . . .	vii
Índice . . . . .	viii
Índice de Tabelas . . . . .	xi
Índice de Figuras . . . . .	xiii
Lista de Símbolos . . . . .	xvi
Glossário . . . . .	xxi
<b>1 Introdução . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Revisão Bibliográfica . . . . .	2
1.2 Objetivos . . . . .	3
<b>2 Conversores Monofásicos/Monofásicos . . . . .</b>	<b>5</b>
2.1 Introdução . . . . .	5
2.2 Modelo do Sistema . . . . .	8
2.3 Técnicas PWM . . . . .	9
2.3.1 PWM Vetorial . . . . .	9
2.3.2 LS-PWM . . . . .	11
2.4 Técnicas para Regulação das Tensões dos Barramentos CC . . . . .	14
2.4.1 PWM vetorial/LS-PWM Adaptado . . . . .	14
2.4.2 LS-PWM Híbrido Adaptado . . . . .	15
2.5 Modelos do Controle . . . . .	17

2.5.1	Modelo de Controle da Corrente . . . . .	17
2.5.2	Modelo de Controle dos Capacitores . . . . .	18
2.6	Sistema de Controle . . . . .	21
2.7	Comparações das Topologias . . . . .	22
2.7.1	Distorções Harmônicas . . . . .	23
2.7.2	Perdas nos Semicondutores . . . . .	25
2.8	Resultados de Simulação e Experimentais . . . . .	30
2.8.1	Simulação do Controle . . . . .	31
2.8.2	Resultados Experimentais . . . . .	32
2.9	Conclusões . . . . .	34
<b>3</b>	<b>Conversores Monofásicos/Bifásicos . . . . .</b>	<b>39</b>
3.1	Introdução . . . . .	39
3.2	Modelo do Sistema . . . . .	42
3.3	Técnicas PWM . . . . .	43
3.3.1	PWM Escalar . . . . .	43
3.3.2	PWM Híbrido . . . . .	45
3.4	Sistema de Controle . . . . .	47
3.5	Características das Topologias . . . . .	49
3.5.1	Especificação das Tensões dos Barramentos . . . . .	49
3.5.2	Simulações dos efeitos do $\theta$ , $\mu_{xg}$ e $\mu_h$ - Topologia SLTL $1\phi/2\phi$ utilizando o PWM híbrido . . . . .	50
3.6	Comparações das Topologias . . . . .	51
3.6.1	Distorções Harmônicas . . . . .	52
3.6.2	Perdas nos Semicondutores . . . . .	54
3.7	Resultados de Simulação e Experimentais . . . . .	55
3.7.1	Resultados de Simulação . . . . .	56
3.7.2	Resultados Experimentais . . . . .	56
3.8	Conclusões . . . . .	59
<b>4</b>	<b>Conversores Monofásicos/Trifásicos . . . . .</b>	<b>60</b>
4.1	Introdução . . . . .	60
4.2	Modelo do Sistema . . . . .	62

---

4.3	Técnicas PWM . . . . .	64
4.3.1	PWM Escalar . . . . .	65
4.3.2	PWM Híbrido . . . . .	67
4.4	Características das Topologias . . . . .	69
4.4.1	Especificação das Tensões dos Barramentos . . . . .	69
4.4.2	Simulações dos efeitos do $\theta$ , $\mu_{xg}$ e $\mu_h$ - Topologia SLTL $1\phi/3\phi$ utilizando o PWM híbrido . . . . .	69
4.5	Sistema de Controle . . . . .	71
4.6	Comparações das Topologias . . . . .	72
4.6.1	Distorções Harmônicas . . . . .	73
4.6.2	Perdas nos Semicondutores . . . . .	75
4.7	Resultados de Simulação e Experimentais . . . . .	76
4.7.1	Resultados de Simulação . . . . .	77
4.7.2	Resultados Experimentais . . . . .	77
4.8	Conclusões . . . . .	80
<b>5</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>81</b>
5.1	Trabalhos Futuros . . . . .	83
5.2	Produção Científica . . . . .	83
<b>6</b>	<b>Agradecimentos . . . . .</b>	<b>84</b>
	<b>Referências Bibliográficas . . . . .</b>	<b>85</b>

# Índice de Tabelas

2.1	Corrente no barramento CC A. . . . .	15
2.2	Níveis de tensão parciais e o efeito que $i_{aux}$ pode gerar em $v_{C_a}$ e $v_{C_b}$ (considerando a corrente $i_{aux}$ positiva). . . . .	16
2.3	Portadoras que devem ser utilizadas de forma a aumentar ou diminuir $v_{C_a}$ . . . . .	16
2.4	WTHD das tensões (%) utilizando a redução das correntes dos braços comuns. . . . .	24
2.5	WTHD das tensões (%) sem utilizar a redução das correntes dos braços comuns (para qualquer $f_{p_l}$ e com $\theta = 0^\circ$ ). . . . .	24
2.6	Perdas nos semicondutores e eficiência ao utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns (caso no qual todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem). . . . .	27
2.7	Perdas nos semicondutores sem utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns e com $\theta = 0^\circ$ (caso no qual todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem). . . . .	28
2.8	Frequências de chaveamento (kHz) da topologia 3L. . . . .	28
2.9	Frequências de chaveamento (kHz) da topologia 6L ao utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns. . . . .	29
2.10	Frequências de chaveamento (kHz) da topologia 6L sem utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns ( $f_{p_l}$ qualquer e com $\theta = 0^\circ$ ). . . . .	29
2.11	Perdas nos semicondutores da topologia 6L com o mesmo WTHD médio da topologia 3L com redução das correntes dos braços comuns. . . . .	30
2.12	Perdas nos semicondutores da topologia 6L com o mesmo WTHD médio da topologia 3L sem redução das correntes dos braços comuns e com $\theta = 0^\circ$ . . . . .	31
3.1	PWM híbrido (parte 1). . . . .	46
3.2	PWM híbrido (parte 2). . . . .	46

---

3.3	WTHDs das tensões (%) (configurações $1\phi/2\phi$ ). . . . .	54
3.4	Perdas nos semicondutores (todas as topologias $1\phi/2\phi$ com a mesma frequência de amostragem). . . . .	55
3.5	Frequências de chaveamento (kHz) (topologias $1\phi/2\phi$ ). . . . .	55
3.6	Perdas nos semicondutores (todas as topologias $1\phi/2\phi$ com o mesmo WTHD médio). . . . .	56
4.1	PWM híbrido (parte 1). . . . .	68
4.2	PWM híbrido (parte 2). . . . .	68
4.3	WTHD das tensões (%) (configurações $1\phi/3\phi$ ). . . . .	75
4.4	Perdas nos semicondutores (todas as topologias $1\phi/3\phi$ com a mesma frequência de amostragem). . . . .	75
4.5	Frequências de chaveamento (kHz) (4L $1\phi/3\phi$ ). . . . .	76
4.6	Frequências de chaveamento (kHz) (topologias $1\phi/3\phi$ ). . . . .	76
4.7	Perdas nos semicondutores (todas as topologias $1\phi/3\phi$ com o mesmo WTHD médio). . . . .	76

# Índice de Figuras

2.1	Topologia 6L (conversores A e B). . . . .	6
2.2	Topologia 3L. . . . .	7
2.3	Circuito equivalente do sistema 6L. . . . .	8
2.4	Circuito equivalente simplificado do sistema 6L. . . . .	9
2.5	Setores e vetores gerados pelo conversor 6L. (a) $v_{C_a} = v_{C_b}$ . (b) $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ . (c) $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . . . . .	10
2.6	Plano $v_g$ x $v_l$ destacando as regiões que definem $v_x^*$ ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ). . . . .	12
2.7	Representação das portadoras triangulares usadas pelo LS-PWM quando $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . . . . .	13
2.8	Níveis de tensão que podem ser gerados pelo conversor 6L quando $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . . . . .	14
2.9	Diagrama de controle do sistema 6L. . . . .	17
2.10	Regulação da tensão por histerese. . . . .	20
2.11	Tensão $v_g$ gerada (a forma de onda é similar para qualquer valor de $fp_l$ ) pelas topologias 3L, 6L com $v_{C_b} = v_{C_a}$ e $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ usando o PWM vetorial. . . . .	25
2.12	Tensão $v_g$ gerada pela topologia 6L com $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ usando a técnica PWM vetorial com redução das correntes dos braços comuns. . . . .	26
2.13	Tensão $v_g$ gerada pela topologia 6L com $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ usando a técnica LS-PWM híbrido com redução das correntes dos braços comuns. . . . .	26
2.14	Simulação do sistema de controle. (a) $v_{C_a}$ e $v_{C_b}$ . (b) $v_g$ e $v_l$ quando $v_{C_b}^* = 2v_{C_a}^*$ . (c) $v_g$ e $v_l$ quando $v_{C_b}^* = 3v_{C_a}^*$ . . . . .	33
2.15	Plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais. . . . .	34
2.16	Resultados experimentais da topologia 6L (performance em regime permanente) - $v_{C_a}$ , $v_{C_b}$ , $e_g$ e $i_g$ . (a) $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ (b) $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . . . . .	35
2.17	Resultados experimentais da topologia 6L (performance em regime permanente) - $v_g$ , $v_l$ , $i_g$ e $i_l$ . (a) $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ (b) $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . . . . .	36

2.18	Resultados experimentais da topologia 6L (transitório de carga) - $v_{C_a}$ , $v_{C_b}$ , $i_g$ e $i_l$ . (a) $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ (b) $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . . . . .	37
3.1	Topologia SLTL $1\phi/2\phi$ . . . . .	40
3.2	Topologia SLTB $1\phi/2\phi$ e transformador utilizado pela mesma. (a) Topologia SLTB $1\phi/2\phi$ . (b) Transformador utilizado pela topologia SLTB $1\phi/2\phi$ . . . . .	40
3.3	Topologia 4L $1\phi/2\phi$ . . . . .	41
3.4	Circuitos equivalentes. (a) Topologia SLTL $1\phi/2\phi$ . (b) Topologia SLTB $1\phi/2\phi$ . . . . .	42
3.5	Diagrama de controle do sistema SLTL $1\phi/2\phi$ . . . . .	47
3.6	$P_a$ versus $E_g$ para vários valores de $\mu'_{xg}$ . . . . .	48
3.7	Regulação da tensão por histerese (sistema SLTL $1\phi/2\phi$ ). . . . .	49
3.8	Distorções harmônicas de $v_g$ , $v_{l_d}$ e $v_{l_q}$ versus $\theta$ (topologia SLTL $1\phi/2\phi$ ). . . . .	50
3.9	Distorções harmônicas de $v_g$ , $v_{l_d}$ e $v_{l_q}$ versus $\mu_{xg}$ e $\mu_h$ (topologia SLTL $1\phi/2\phi$ com $\theta = -45^\circ$ ). . . . .	51
3.10	Tensões geradas pela topologia 4L $1\phi/2\phi$ . . . . .	52
3.11	Tensões geradas pela topologia SLTB $1\phi/2\phi$ . . . . .	52
3.12	Tensões geradas pela topologia SLTL $1\phi/2\phi$ . . . . .	53
3.13	WTHD de $v_g$ versus $\mu_{xg}$ (topologia SLTL $1\phi/2\phi$ ). . . . .	53
3.14	Simulação do controle da topologia SLTL $1\phi/2\phi$ ( $v_g$ , $v_{l_d}$ , $v_{l_q}$ , $v_{C_a}$ e $v_{C_b}$ ). . . . .	57
3.15	Resultados experimentais da topologia SLTL $1\phi/2\phi$ utilizando o PWM híbrido com $\mu_{h_b}^* = \mu_{h_a}^* = 0,5$ . (a) $e_g$ , $i_g$ e $v_g$ . (b) $v_{l_d}$ , $v_{l_q}$ , $i_{l_d}$ e $i_{l_q}$ . (c) $v_{C_a}$ e $v_{C_b}$ . . . . .	58
4.1	Topologia SLTL $1\phi/3\phi$ . . . . .	61
4.2	Topologia SLTB $1\phi/3\phi$ e transformador utilizado pela mesma. (a) Topologia SLTB $1\phi/3\phi$ . (b) Transformador utilizado pela topologia SLTB $1\phi/3\phi$ . . . . .	61
4.3	Topologia 4L $1\phi/3\phi$ . . . . .	62
4.4	Circuitos equivalentes. (a) Topologia SLTL $1\phi/3\phi$ . (b) Topologia SLTB $1\phi/3\phi$ . . . . .	63
4.5	Planos vetoriais $v_{l_1} \times v_g$ , $v_{l_2} \times v_g$ e $v_{l_3} \times v_g$ gerados pelo conversor SLTL $1\phi/3\phi$ . . . . .	64
4.6	Distorções harmônicas de $v_g$ , $v_{l_1}$ , $v_{l_2}$ e $v_{l_3}$ versus $\theta$ (topologia SLTL $1\phi/3\phi$ ). . . . .	70
4.7	Distorções harmônicas de $v_g$ , $v_{l_1}$ , $v_{l_2}$ e $v_{l_3}$ versus $\mu_{xg}$ e $\mu_h$ (topologia SLTL $1\phi/3\phi$ com $\theta = -60^\circ$ ). . . . .	70
4.8	Diagrama de controle do sistema SLTL $1\phi/3\phi$ . . . . .	71
4.9	Regulação da tensão por histerese (sistema SLTL $1\phi/3\phi$ ). . . . .	72

---

4.10	Tensões geradas pela topologia 4L $1\phi/3\phi$ . . . . .	73
4.11	Tensões geradas pela topologia SLTB $1\phi/3\phi$ . . . . .	73
4.12	Tensões geradas pela topologia SLTL $1\phi/3\phi$ . . . . .	74
4.13	WTHD de $v_g$ versus $\mu_{xg}$ (topologia SLTL $1\phi/3\phi$ ). . . . .	74
4.14	Simulação do controle da topologia SLTL $1\phi/3\phi$ ( $v_g, v_{l_1}, v_{l_2}, i_{l_1}, i_{l_2}, i_{l_3}, e_g, i_g, v_{C_a}$ e $v_{C_b}$ ). . . . .	78
4.15	Resultados experimentais da topologia SLTL $1\phi/3\phi$ utilizando o PWM híbrido com $\mu_{hb}^* = \mu_{ha}^* = 0,5$ . (a) $e_g, i_g$ e $v_g$ . (b) $v_{l_3}, i_{l_1}, i_{l_2}$ e $i_{l_3}$ . (c) $v_{C_a}$ e $v_{C_b}$ . . . . .	79



# Lista de Símbolos

$v_{C_a}$	– Tensão do barramento CC A.
$v_{C_b}$	– Tensão do barramento CC B.
$v_{C_m}$	– Média aritmética das tensões nos barramentos CC A e B ( $\frac{v_{C_b} + v_{C_a}}{2}$ ).
$L_g$	– Indutância do indutor de acoplamento.
$s_k$	– Braço $k$ do conversor $s$ .
$k$	– Ponteiro que pode representar a ou b.
$s$	– Ponteiro que pode representar g, h ou l.
$q_{s_k}$	– Estado da chave superior do braço $s_k$ .
$\bar{q}_{s_k}$	– Estado da chave inferior do braço $s_k$ .
$v_{s_k 0_k}$	– Tensão de polo (tensão entre o ponto $s_k$ e o ponto $0_k$ )
$0_k$	– Ponto médio do respectivo barramento CC $k$ .
$v_g$	– Tensão sintetizada pelo conversor do lado da rede elétrica.
$v_l$	– Tensão sintetizada pelo conversor do lado da carga.
$v_{s_{ab}}$	– Variável auxiliar utilizada pelos conversores 6L e SLTL.
$\theta$	– Ângulo de $v_g$ tendo $v_l$ , $v_{l_d}$ ou $v_{l_1}$ como referência.
$v_C$	– Tensão do barramento CC dos conversores 3L ou 4L.
$v_{C_t}$	– Tensão total dos barramentos A e B ( $v_{C_a} + v_{C_b}$ ).
$E$	– Tensão no barramento CC A.

$\mathbf{v}_{faf_b}$	– Vetor de tensão gerado pela combinação de estados das chaves $f_a$ e $f_b$ .
$f_k$	– Números binários $\{q_{g_k}, q_{l_k}, q_{h_k}\}$ convertidos para números decimais.
$\mathbf{v}$	– Tensão em cada ponto do plano vetorial.
*	– Como sobrescrito, define uma variável de referência.
$T$	– Período de amostragem.
$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$ e $\mathbf{v}_3$	– Vetores de tensão nos vértices de cada triângulo do plano vetorial.
$t_1, t_2$ e $t_3$	– Tempos de aplicação dos vetores $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$ e $\mathbf{v}_3$ , respectivamente.
$v_x^*$	– Variável auxiliar da técnica LS-PWM híbrida.
$v_{\Delta 1}, v_{\Delta 2}$ e $v_{\Delta 3}$	– Portadoras triangulares deslocadas em nível otimizadas.
$v_{\Delta 4}$ e $v_{\Delta 5}$	– Portadoras triangulares deslocadas em nível não-otimizadas.
$\mathbf{v}_{sab}^m$	– Níveis de tensão parciais.
$m$	– Ponteiro que pode representar 1, 2, 3 ou 4.
$n_0, n_1, n_2, n_3$ e $n_4$	– Níveis de tensão que podem ser gerados quando $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .
$i_g$	– Corrente da rede elétrica.
$i_l$	– Corrente da carga monofásica.
$i_{C_a}$	– Corrente no barramento CC A.
$V_g$	– Amplitude da tensão $v_g$ .
$V_l$	– Amplitude da tensão $v_l$ .
$fp_l$	– Fator de potência da carga.
$i_{aux}$	– Corrente auxiliar utilizada pela técnica LS-PWM híbrida adaptada.
$R_g$	– Resistência interna do indutor de acoplamento.

---

$e_g$	– Tensão da rede elétrica.
$I_g(s)$	– Transformada de Laplace de $i_g$ .
$V_g(s)$	– Transformada de Laplace de $v_g$ .
$p_{in}$	– Potência instantânea na entrada do sistema.
$p_{out}$	– Potência instantânea na saída do sistema.
$p_a$	– Potência instantânea no barramento A.
$p_b$	– Potência instantânea no barramento B.
$R_l$	– Resistência da carga.
$L_l$	– Indutância da carga.
$C$	– Capacitância dos barramentos CC.
$V_{C_m}(s)$	– Transformada de Laplace de $v_{C_m}$ .
$T_c$ e $K_g$	– Parâmetros da função de transferência relacionando $V_{C_m}(s)$ e $I_g(s)$ .
$v_{xg}$	– Variável auxiliar usada para regular escalarmente as tensões dos barramentos.
$v_{xs,max}$ e $v_{xs,min}$	– Valores máximos e mínimos de $v_{xs}$ , respectivamente.
$\mu_{xs}$	– Fator de distribuição de $v_{xs}$ .
$p_{aux}$	– Potência instantânea auxiliar.
$R_{C_m}$	– Controlador de $v_{C_m}$ .
$I_g$	– Amplitude da corrente $i_l$ .
$\phi_g$	– Fase da corrente $i_g$ .
$S_{in}$	– Bloco que sincroniza $i_g^*$ com $e_g$ .
$R_{i_g}$	– Controlador de $i_g$ .
$G_{v_l^*}$	– Bloco de redução de corrente dos braços comuns.
$f_s$	– Frequência de amostragem.

$P_l$	– Potência processada no sistema.
$mod$	– Índice de modulação do lado da carga.
$E_g$	– Amplitude da tensão $e_g$ .
$X_g$	– Reatância do indutor de acoplamento.
$Z_b$	– Impedância de base.
$\mu$	– Parâmetro da técnica PWM vetorial usada pela topologia 3L.
$\gamma_1$	– Amplitude da fundamental da tensão.
$\gamma_h$	– Amplitude do componente harmônico de ordem $h$ .
$N_h$	– Número de harmônicos considerados no cálculo do WTHD.
$P_{cd}$	– Perdas por condução nos semicondutores.
$P_{sw}$	– Perdas por chaveamento nos semicondutores.
$P_{to}$	– Perdas totais nos semicondutores.
$E_f(\%)$	– Eficiência dos sistemas de conversão.
$f_{qs}$	– Frequência de chaveamento das chaves do braço $s$ do conversor 3L.
$f_{qsk}$	– Frequência de chaveamento das chaves do braço $s$ do conversor $k$ .
$1\phi/2\phi$	– Topologia monofásica/bifásica.
$e_{g1}$ e $e_{g2}$	– Tensões com mesma fase e metade da amplitude de $e_g$ .
$i_{l_d}$ e $i_{l_q}$	– Correntes nas fases $d$ e $q$ da carga bifásica, respectivamente.
$v_{l_d}$ e $v_{l_q}$	– Tensões nas fases $d$ e $q$ da carga bifásica, respectivamente.
$v_{h_a}^*$ , $v_{h_b}^*$ e $v_{xg}^*$	– Variáveis auxiliares da topologia SLTL.
$v_{h_a,max}^*$ , $v_{h_b,max}^*$ e $v_{xg,max}^*$	– Valores máximos de $v_{h_a}^*$ , $v_{h_b}^*$ e $v_{xg}^*$ , respectivamente.
$v_{h_a,min}^*$ , $v_{h_b,min}^*$ e $v_{xg,min}^*$	– Valores mínimos de $v_{h_a}^*$ , $v_{h_b}^*$ e $v_{xg}^*$ , respectivamente.

- 
- $\mu_{h_b}, \mu_{h_b}, \mu_{h_b}$  – Parâmetros utilizados pelo PWM da topologia SLTL.
- $\mu'_{xg}$  – Parâmetro utilizado para regular a tensão dos barramentos da topologia SLTL.
- $P_a$  – Potência média no barramento A.
- $V_{l_d}$  e  $V_{l_q}$  – Amplitudes das tensões  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$ , respectivamente.
- $1\phi/3\phi$  – Topologia monofásica/trifásica.
- $v_{l_1}, v_{l_2}$  e  $v_{l_3}$  – Tensões nas fases 1, 2, 3 da carga trifásica.
- $i_{l_1}, i_{l_2}$  e  $i_{l_3}$  – Correntes nas fases 1, 2, 3 da carga trifásica.
- $V_{l_1}, V_{l_2}$  e  $V_{l_3}$  – Amplitudes das tensões  $v_{l_1}, v_{l_2}$  e  $v_{l_3}$ , respectivamente.

# Glossário

- 3L – *Three-Leg Topology.*
- 4L – *Four-Leg Topology.*
- 6L – *Six-Leg Topology.*
- AC – *Alternating Current.*
- CA – Corrente Alternada.
- CC – Corrente Contínua.
- DC – *Direct Current.*
- DSP – *Digital Signal Processors.*
- IGBTs – Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).
- LEIAM – Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.
- LS-PWM – *Level-Shifted PWM.*
- PI – Proporcional Integral.
- PS-PWM – *Phase-Shifted PWM.*
- PWM – *Pulse Width Modulation.*
- SLTB – *Six-Leg Transformer-Based.*
- SLTL – *Six-Leg Transformerless.*
- WTHD – Distorção Harmônica Total Ponderada (*Weighted Total Harmonic Distortion*).

# 1

## Introdução

Conversores estáticos de potência são largamente utilizados na indústria, uma vez que essa tecnologia permite a utilização deles em diversos processos industriais acionados eletricamente. Esses conversores são utilizados na indústria petroquímica, nas estações de bombeamento de água, na indústria de transporte (ferrovias, aplicações automotivas, etc), na propulsão marinha, na integração de fontes renováveis de energia com a rede elétrica, na compensação de potência reativa e em muitas outras aplicações.

Muitos dos processos industriais citados anteriormente vêm demandando níveis de potência cada vez maiores visando reduzir custos e aumentar a produção. Os conversores multiníveis foram desenvolvidos objetivando suprir a demanda por conversores que operem com níveis maiores de potência e de tensão. Essas topologias são, entretanto, mais complexas que as tradicionais. Por exemplo, essas topologias geralmente possuem um número maior de barramentos capacitivos e de chaves de potência. Ou seja, existem mais variáveis a serem controladas.

Atualmente os conversores multiníveis são os mais utilizados em aplicações industriais. Por apresentarem ainda muitos desafios, pesquisadores do mundo todo estão contribuindo para torná-los mais simples, eficientes, confiáveis e diminuir seus custos. Deste modo, um dos focos do trabalho consiste no estudo, caracterização e análise de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia.

Além disso, muitas comunidades rurais no Brasil são abastecidas com rede elétrica monofásica, entretanto, em muitos casos é desejável alimentar uma carga bifásica ou trifásica. Por exemplo, para suprir a necessidade de alimentar motores de indução trifásico em equipamentos usados em zonas rurais ou em sistemas onde apenas a rede elétrica monofásica está disponível. Nesse caso é necessário utilizar um conversor CA/CC/CA monofásico/trifásico. Já para acionar um motor bifásico, um conversor CA/CC/CA monofásico/bifásico se faz necessário. Deste modo, outro foco desse trabalho consiste no estudo, caracterização e análise de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/bifásicos e monofásicos/trifásicos.

## 1.1 Revisão Bibliográfica

Conversores multiníveis são topologias compostas basicamente por conversores associados em série e/ou paralelo. As configurações multiníveis formadas por conversores em série permitem superar as limitações de tensão dos conversores utilizados em sistemas de alta potência e média tensão, além de gerar tensões com baixas distorções harmônicas. Diversas topologias e características importantes dos conversores multiníveis são discutidas em (Rodriguez et al., 2007; Rodriguez et al., 2002; Rodriguez et al., 2009; Kouro et al., 2010).

Conversores multiníveis podem ser simétricos ou assimétricos. Os conversores multiníveis simétricos são compostos por conversores com barramentos CC com mesmo valor de tensão. Nesse caso, é possível gerar a máxima tensão de saída com o menor número de conversores associados em série. Conversores multiníveis assimétricos são compostos por conversores com barramentos CC com valores de tensão diferentes. Comparados aos conversores multiníveis simétricos, para um mesmo número de conversores em série, os conversores multiníveis assimétricos geram tensões com maior número de níveis (i.e., com menores distorções harmônicas). Esses aspectos são discutidos em (Mariethoz e Rufer, 2002).

Embora os conversores multiníveis utilizem um maior número de chaves, elas processam potências menores e geralmente são mais baratas que as chaves utilizadas pelas topologias tradicionais. Isso também é importante no caso das aplicações de alta potência, nas quais chaves para altas tensões e potências podem não ser disponíveis comercialmente.

Tendo em vista as vantagens dos conversores multiníveis, muitos métodos de modulação para esse tipo de topologia foram propostos na literatura. Os três métodos de modulação



multinível mais discutidos incluem: PWM multinível baseado em portadora, PWM multinível vetorial e eliminação seletiva de harmônicos. As duas técnicas PWM multiníveis baseadas em portadoras mais utilizadas são *Phase-Shifted* PWM (PS-PWM) e *Level-Shifted* (LS-PWM). O PS-PWM foi apresentado pela primeira vez em (Hammond, 1997) e o LS-PWM é derivado da técnica proposta em (Carrara et al., 1992).

Conversores CA/CC/CA monofásicos/monofásicos são utilizados para 1) alimentar uma carga com tensão cuja amplitude e fase são constantes independente das oscilações de tensão da rede elétrica e 2) controlar a corrente da rede elétrica para que ela possua potência máximo e baixa distorção harmônica.

Acionar máquinas bifásicas é de grande interesse dado que elas são muito utilizadas em aplicações industriais e em equipamentos domésticos. Essas máquinas possuem dois enrolamentos estatóricos deslocados espacialmente de  $90^\circ$ . Conversores CA/CC/CA monofásicos/bifásicos podem ser utilizados para acionar máquinas bifásicas a partir de uma rede elétrica monofásica. Esse tipo de topologia é discutida em (Kudoh et al., 2013; Tomaselli et al., 2005; de Rossiter Correa et al., 2002; Jacobina et al., 1999; Jacobina et al., 2003).

Como abordado anteriormente, conversores CA/CC/CA monofásicos/trifásicos são necessários para alimentar motores trifásicos a partir de uma rede elétrica monofásica. Convencionalmente, utiliza-se uma ponte de diodos não controlável para obter uma tensão CC e então essa tensão unidirecional é convertida para uma tensão trifásica alternada que alimenta o motor trifásico. Vários conversores monofásicos/trifásicos são discutidos em (Nesbitt et al., 1991; Schibli et al., 1998; Ohnuma e Itoh, 2009; Rocha et al., 2016; Chen et al., 1992).

## 1.2 Objetivos

Os principais objetivos desse trabalho de dissertação são propor, caracterizar e analisar novas topologias ou técnicas de controle (por exemplo, comando PWM e controle de barramentos CC) de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos, monofásicos/bifásicos e monofásicos/trifásicos aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia. As topologias propostas são caracterizadas e analisadas em termos de: quantidade de barramentos CC; valores de tensão dos barramentos CC; WTHD (Distorção Harmônica Total Ponderada) das tensões chaveadas; frequências de chaveamento dos IGBTs; e perdas

---

por condução e por chaveamento. Novas técnicas de modulação PWM e de controle das tensões dos barramentos CC são desenvolvidas de forma a otimizar o desempenho dos conversores estudados. As topologias e técnicas desenvolvidas são comparadas às configurações e técnicas tradicionais a fim de verificar critérios que justifiquem a viabilidade do trabalho.

# 2

## Conversores Monofásicos/Monofásicos

### 2.1 Introdução

Nesse capítulo serão apresentadas topologias que geram uma tensão monofásica a partir de uma rede elétrica monofásica. O fator de potência da rede é mantido aproximadamente unitário e a tensão sobre a carga possui amplitude e fase constantes, não sendo influenciada pelas variações da rede elétrica. O fator de potência é a razão entre a potência ativa e a potência aparente. Esse valor é igual ao cosseno da diferença angular entre tensão e corrente considerando um sistema sem harmônicos. Nesse trabalho, aproximamos o fator de potência como o cosseno da diferença angular entre os harmônicos de primeira ordem da tensão e da corrente.

Esse capítulo discute a configuração proposta em (Chang et al., 2006) composta por dois conversores de três braços conectados em série (aqui denominada como topologia 6L (*Six-Leg Topology*) e ilustrada na Figura 2.1). Os conversores que compoem a topologia 6L são denominados como conversores A e B. Em (Chang, Chang e Chiang, 2006) a topologia 6L opera com barramentos CC com tensões iguais e nenhuma análise vetorial é apresentada. Nesse capítulo é apresentada a operação do conversor com barramentos iguais e diferentes ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ,  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , onde  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  são as tensões dos barramentos dos conversores A e B, respectivamente) utilizando a técnica PWM vetorial. Além disso, nos casos  $v_{C_b} = v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  é possível controlar as tensões dos barramentos sem utilizar vetores de tensão distantes (utilizando sempre os melhores vetores da técnica PWM vetorial).

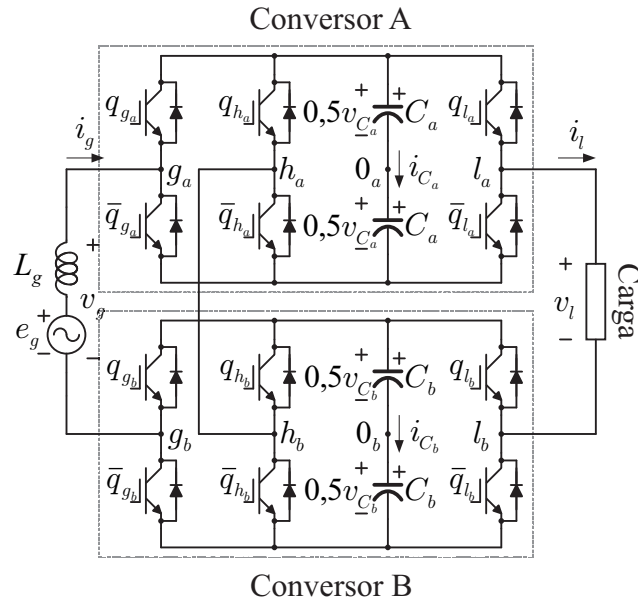


Figura 2.1: Topologia 6L (conversores A e B).

A operação com barramentos com tensões iguais é mais conveniente para aplicações de alta potência, uma vez que a tensão dos conversores A e B é dividida igualmente. A operação com barramentos com tensões diferentes é mais adequada para aplicações de baixa e média tensão, quando for desejado aumentar o número de níveis das tensões geradas sem aumentar o número de componentes (Mariethoz e Rufer, 2002). Além disso, é possível utilizar as técnicas de modulação PWM fazendo com que o conversor de maior tensão chaveie com baixa frequência, enquanto que o conversor de menor tensão chaveie com alta frequência (Rech et al., 2002). Isso contribui para reduzir as perdas por chaveamento da topologia.

Como a operação com barramentos com tensões diferentes aumenta o número de níveis de tensão que podem ser gerados, o valor das distorções harmônicas das tensões pode ser menor. A técnica PWM vetorial é explicada e os planos vetoriais são apresentados para os casos em que as tensões dos barramentos são  $v_{C_b} = v_{C_a}$ ,  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

Quando  $v_{C_b} = v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , a técnica vetorial pode ser emulada pela LS-PWM de forma a ser implementada utilizando portadoras triangulares. Quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , uma técnica chamada LS-PWM híbrido é desenvolvida. Essa técnica é uma aproximação da técnica vetorial e pode ser implementada utilizando portadoras triangulares.

Uma técnica que controla as tensões dos barramentos utilizando a técnica PWM vetorial é proposta. Quando  $v_{C_b} = v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , é possível regular as tensões dos capacitores

utilizando os melhores níveis de tensão, pois existem vetores redundantes que geram os mesmos níveis de tensão, mas produzem efeitos diferentes nas tensões dos barramentos. Também é apresentada uma versão adaptada do LS-PWM híbrido que pode ser usada para controlar as tensões dos barramentos quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . Um controlador em malha fechada regula a média aritmética das duas tensões CC ( $v_{C_m} = \frac{v_{C_b} + v_{C_a}}{2}$ ).

A técnica PWM vetorial apresentada nesse capítulo é comparada à técnica PWM semise-noidal apresentada em (Chang et al., 2006) quando a configuração 6L opera com barramentos com tensões iguais.

A topologia proposta em (Chiang et al., 2000) (denominada nesse trabalho como topologia 3L (*Three-Leg Topology*) e ilustrada na Figura 2.2) é comparada com a topologia 6L. Comparada à topologia 3L, a topologia 6L permite diminuir a tensão e a potência processada nas chaves, além de contribuir para reduzir as distorções harmônicas das tensões quando as duas topologias utilizam mesma frequência de amostragem.

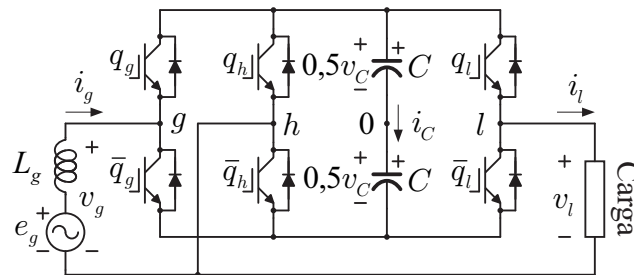


Figura 2.2: Topologia 3L.

Por possuir o dobro de chaves, a topologia 6L possui o dobro das perdas de condução da topologia 3L. Entretanto, por utilizar barramentos com tensões menores, há uma redução nas perdas por chaveamento que, nas aplicações com altas tensões e baixas correntes, compensa o aumento das perdas por condução e totalizar menos perdas totais nas chaves semicondutoras que a topologia 3L. Isso também é importante no caso das aplicações de alta potência, onde chaves projetadas para altas tensões e potências podem não estar disponíveis comercialmente. Ou, mesmo que existam chaves para esses valores de tensão e de potência, elas podem não operar com frequências de chaveamento altas.

## 2.2 Modelo do Sistema

A topologia 6L é composta por dois retificadores/inversores de três braços. Os braços  $h_a$  e  $h_b$  são conectados de forma a fazer parte dos lados retificador e inversor. A porção retificadora de ambos os conversores é conectada em série e então conectada em paralelo com a rede elétrica e o indutor de acoplamento  $L_g$ . Todos os indutores representados nos circuitos desse trabalho podem ser vistos como um indutor com uma resistência interna. Já a porção inversora de ambos os conversores é conectada em série e então conectada em paralelo com a carga. Isso pode ser visto na Figura 2.3, na qual o circuito equivalente do sistema é apresentado.

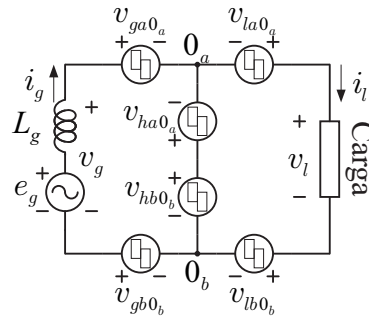


Figura 2.3: Circuito equivalente do sistema 6L.

Considerando que  $q_{s_k}$  representa o estado da chave superior do braço  $s_k$  (as chaves  $q_{s_k}$  e  $\bar{q}_{s_k}$  são complementares). Deste modo, as tensões de polo podem ser calculadas por

$$v_{s_k 0_k} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_{C_k}}{2} \quad (2.1)$$

onde a tensão de polo  $v_{s_k 0_k}$  de um conversor é a tensão entre o ponto  $s_k$  e o ponto médio do respectivo barramento CC (ponto  $0_k$ ),  $v_{C_k}$  é a tensão do barramento  $k$  ( $k = a, b$ ) e  $s = g, h, l$ .

As tensões  $v_g$  e  $v_l$  são escritas em função das tensões de polo como

$$v_g = v_{ga0_a} - v_{gb0_b} - v_{ha0_a} + v_{hb0_b} \quad (2.2)$$

$$v_l = v_{la0_a} - v_{lb0_b} - v_{ha0_a} + v_{hb0_b}. \quad (2.3)$$

As tensões de polo definem as variáveis

$$v_{gab} = v_{ga0_a} - v_{gb0_b} \quad (2.4)$$

$$v_{lab} = v_{la0_a} - v_{lb0_b} \quad (2.5)$$

$$v_{hab} = v_{ha0_a} - v_{hb0_b}. \quad (2.6)$$

A Figura 2.4 ilustra o circuito equivalente simplificado do sistema mostrando as variáveis  $v_{gab}$ ,  $v_{lab}$  e  $v_{hab}$ .

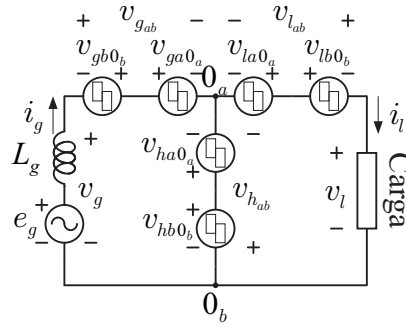


Figura 2.4: Circuito equivalente simplificado do sistema 6L.

Considerando a situação na qual os fasores das tensões que serão geradas são  $v_g = 1/\underline{\theta} p.u.$  e  $v_l = 1/\underline{0^\circ} p.u.$ , as tensões mínimas dos barramentos CC podem ser especificadas. Para a topologia 3L, o valor mínimo de  $v_C$  é  $1 p.u.$  e  $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ . Para a topologia 6L, a tensão total nos barramentos ( $v_{Ct} = v_{C_a} + v_{C_b}$ ) mínima também é igual a  $1 p.u.$  e  $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ . Ou seja, para ambas as topologias, as tensões  $v_g$  e  $v_l$  podem estar deslocadas uma da outra em até  $60^\circ$  sem que seja necessário aumentar as tensões dos barramentos CC.

## 2.3 Técnicas PWM

### 2.3.1 PWM Vetorial

Nesse ponto do trabalho, define-se  $v_{C_a} = E$ . A Figura 4.2 ilustra os planos vetoriais gerados pelo conversor quando  $v_{C_a} = v_{C_b}$ ,  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . Cada triângulo é um setor e cada vértice representa um vetor de tensão.

Um vetor de tensão pode ser gerado por uma ou mais combinações de estados das chaves.  $\mathbf{v}_{f_a f_b}$  representa um vetor de tensão gerado por uma certa combinação de estados das chaves,

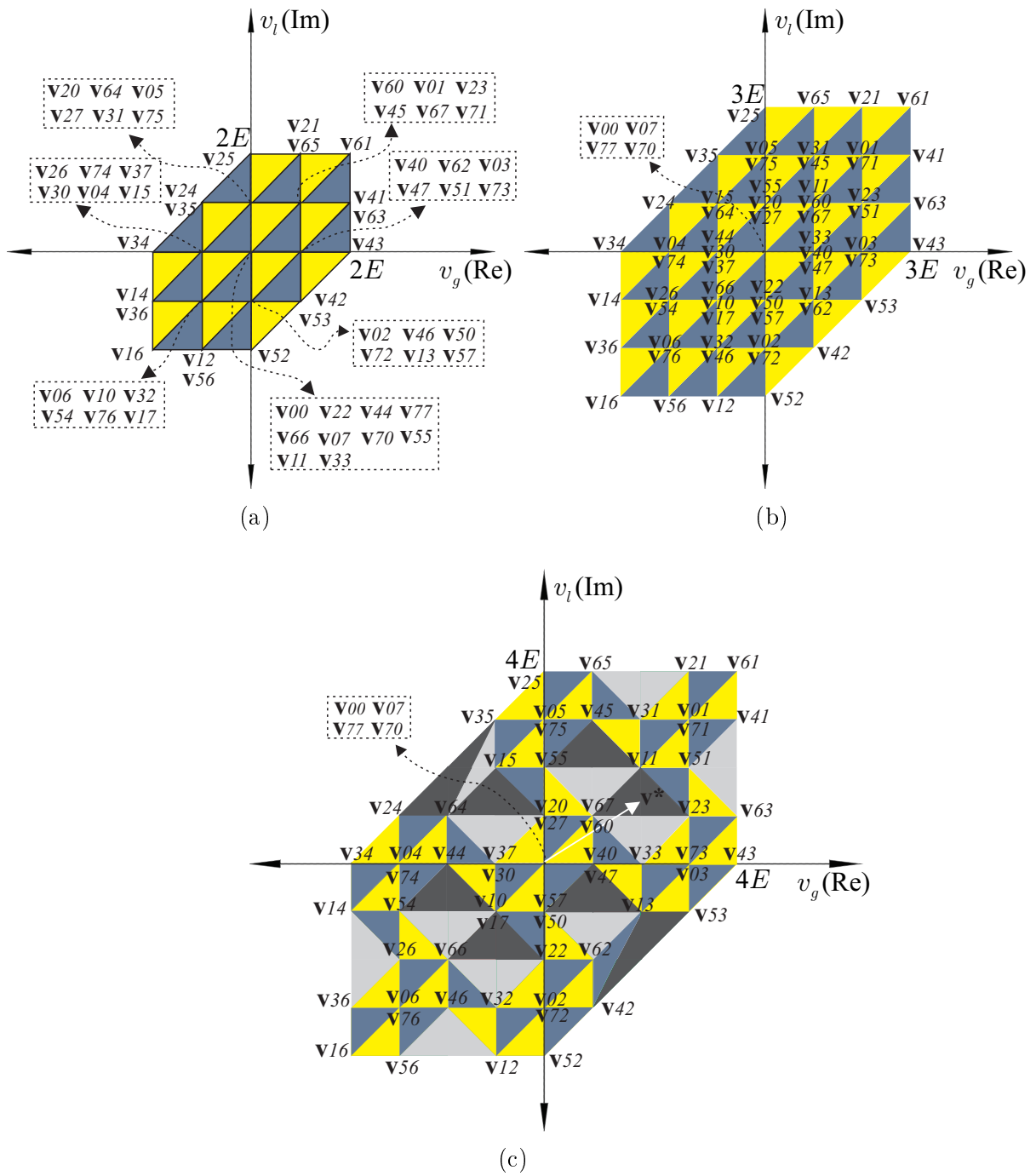


Figura 2.5: Setores e vetores gerados pelo conversor 6L. (a)  $v_{C_a} = v_{C_b}$ . (b)  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ . (c)  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .



onde  $f_a$  e  $f_b$  representam os números binários  $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}\}$  e  $\{q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\}$ , respectivamente, convertidos para números decimais. A tensão em cada ponto do plano vetorial é representada como

$$\mathbf{v} = v_g + jv_l \quad (2.7)$$

onde  $v_g = \text{Re}(\mathbf{v})$  e  $v_l = \text{Im}(\mathbf{v})$ .

O símbolo  $*$  significa que a variável é de referência.  $\mathbf{v}^* = v_g^* + jv_l^*$  representa a tensão que deve ser gerada pelo conversor durante o período de amostragem  $T$ . O vetor de referência localizado dentro de um setor deve ser sintetizado pelos vetores  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$  que são localizados nos vértices do triângulo. Pode ser escrito para cada setor que

$$\mathbf{v}^* = \frac{t_1}{T}\mathbf{v}_1 + \frac{t_2}{T}\mathbf{v}_2 + \frac{t_3}{T}\mathbf{v}_3 \quad (2.8)$$

$$T = t_1 + t_2 + t_3 \quad (2.9)$$

onde  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$  são os tempos de aplicação dos vetores  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$ , respectivamente. O cálculo dessas tempos é mostrado na Equação (2.10).

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_1)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_2)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_3)}{T} \\ \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_1)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_2)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_3)}{T} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_g^* \\ v_l^* \\ T \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Como já comentado, um vetor de tensão pode ser gerado por mais de uma combinação de estados das chaves. Por exemplo, observando a Figura 2.5b pode ser visto que  $E + j2E$  pode ser gerado por  $\mathbf{v}_{31}$  ou  $\mathbf{v}_{45}$  (i.e.  $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}, q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\} = \{0, 1, 1, 0, 0, 1\}$  ou  $\{q_{g_a}, q_{l_a}, q_{h_a}, q_{g_b}, q_{l_b}, q_{h_b}\} = \{1, 0, 0, 1, 0, 1\}$ , respectivamente). Essas redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores são selecionadas de forma a reduzir a frequência média de chaveamento do conversor e, conseqüentemente, as perdas por chaveamento ou para regular as tensões dos barramentos CC.

### 2.3.2 LS-PWM

Alguns tipos de hardware, como os DSPs (*Digital Signal Processors*), podem implementar mais facilmente PWMs baseados em portadora (por exemplo, PS-PWM e LS-PWM) que PWMs vetoriais. Quando  $v_{C_b} = v_{C_a}$  ou  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , é possível emular o PWM vetorial utilizando o LS-PWM. Para isso,  $v_g^*$  e  $v_l^*$  são comparadas a portadoras triangulares de alta

frequência com mesma fase e diferentes níveis. Isso é possível porque todos os setores são triângulos isósceles cujos lados de mesmo tamanho estão em paralelo um com o eixo horizontal e o outro com o eixo vertical.

No caso com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , muitos setores não formam triângulos isósceles com os dois lados iguais em paralelo com os eixos horizontais e verticais. Por essa razão, a implementação utilizando portadoras triangulares de alta frequência é uma aproximação do PWM vetorial (não é possível emular completamente o PWM vetorial utilizando a técnica LS-PWM). Essa técnica é denominada LS-PWM híbrido e será descrita no decorrer desta subseção.

Inicialmente, as tensões de referência do conversor  $v_g^*$  e  $v_l^*$  determinam as variáveis  $v_{gab}^*$ ,  $v_{lab}^*$  e  $v_{hab}^*$ . Portanto, uma variável auxiliar, denominada  $v_x^*$ , deve ser introduzida. Pode ser escrito, utilizando as Equações 2.2 à 2.6, que

$$v_{gab}^* = v_g^* + v_x^* \tag{2.11}$$

$$v_{lab}^* = v_l^* + v_x^* \tag{2.12}$$

$$v_{hab}^* = v_x^*. \tag{2.13}$$

O valor de  $v_x^*$  é definido de acordo com a localização de  $\mathbf{v}^*$  no plano  $v_g$  x  $v_l$ . A Figura 2.6 ilustra o plano  $v_g$  x  $v_l$  dividido em várias regiões e o valor de  $v_x^*$  para cada região na qual  $\mathbf{v}^*$  está localizado.  $v_{gab}^*$ ,  $v_{lab}^*$  e  $v_{hab}^*$  são calculados utilizando as Equações 2.11 à 2.13, após definir  $v_x^*$  a partir da Figura 2.6.

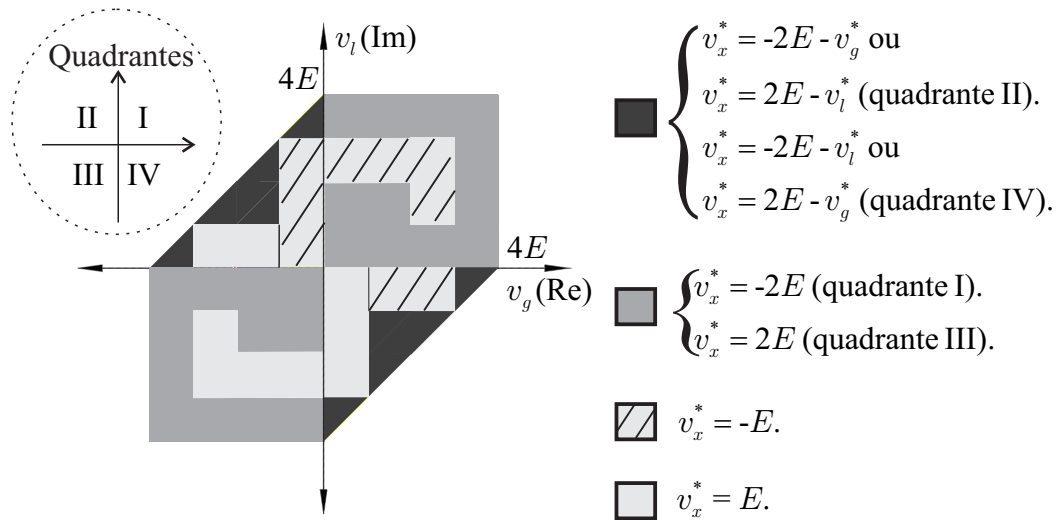


Figura 2.6: Plano  $v_g$  x  $v_l$  destacando as regiões que definem  $v_x^*$  ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ).

Os sinais de gatilho são obtidos comparando as tensões de referência  $v_{gab}^*$ ,  $v_{lab}^*$  e  $v_{hab}^*$  com as portadoras otimizadas (i.e.,  $v_{\Delta 1}$ ,  $v_{\Delta 2}$  e  $v_{\Delta 3}$ ) mostradas na Figura 2.7. Além de uma representação gráfica das portadoras, os níveis de tensão parciais e os estados correspondentes das chaves são ilustrados na Figura 2.7. Os níveis das tensões parciais são denominados  $\mathbf{v}_{s_{ab}}^m$ , onde  $m = 1, 2, 3, 4$ .

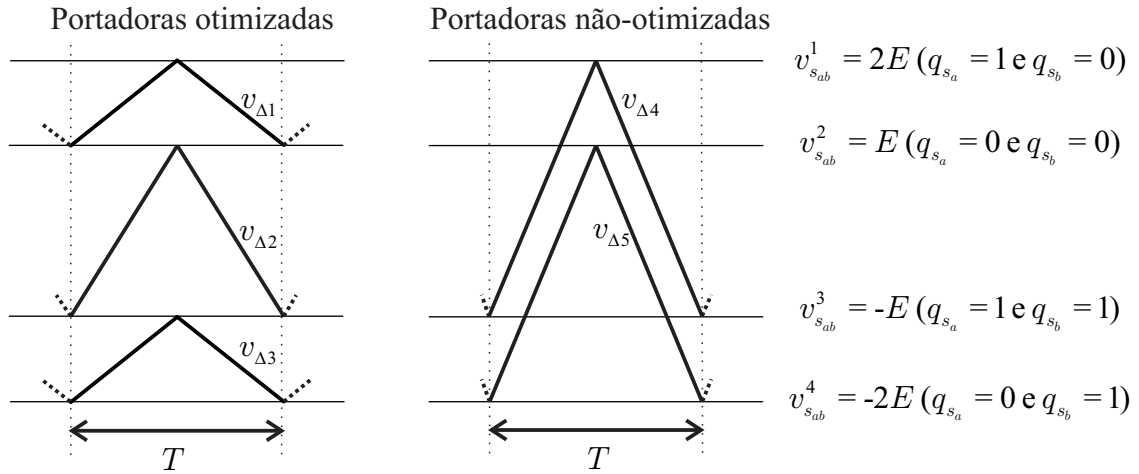


Figura 2.7: Representação das portadoras triangulares usadas pelo LS-PWM quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

Um dos  $v_{s_{ab}}^*$  calculados é sempre igual a um dos níveis de tensão parciais mostrados na Figura 2.7, de forma que as duas chaves que geram aquela tensão possuirão frequência de chaveamento nula durante aquele período de amostragem. Isso reduz a frequência média de chaveamento da topologia.

Até nove níveis de tensão podem ser gerados pelo conversor quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  e eles são mostrados na Figura 2.8. Usando o PWM vetorial e dependendo do setor no qual  $\mathbf{v}^*$  está localizando, as tensões sintetizadas podem variar entre níveis de tensão não consecutivos. Por exemplo, o  $\mathbf{v}^*$  representado na Figura 2.5c está localizado em um setor no qual  $v_i^*$  será sintetizado utilizando os níveis  $n_1$  e  $n_2$ , enquanto  $v_g^*$  será sintetizado utilizando os níveis  $n_1$ ,  $n_2$  e  $n_3$ . Quando  $v_{C_b} = v_{C_a}$  ou  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e o PWM vetorial é utilizado, as tensões são geradas sempre utilizando os níveis de tensão consecutivos.

A técnica LS-PWM híbrido não pode utilizar sempre todos os níveis de tensão que o PWM vetorial gera. Observando a Figura 2.4, é possível ver que: 1) quando  $v_{hab}^*$  é igual um do níveis de tensão parciais mostrados na Figura 2.7 ( $q_{ha}$  e  $q_{hb}$  operam com frequências de

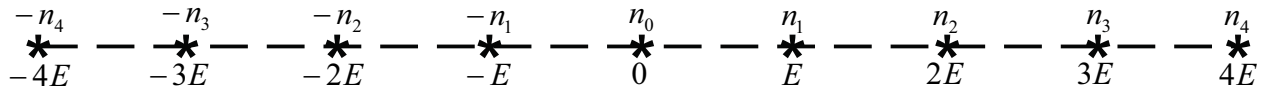


Figura 2.8: Níveis de tensão que podem ser gerados pelo conversor 6L quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

chaveamento nulas durante o período  $T$ ),  $v_g$  e  $v_l$  chaveiam entre dois níveis de tensão; 2) quando  $v_{gab}^*$  é igual a um dos níveis de tensão parciais ( $q_{ga}$  e  $q_{gb}$  operam com frequências de chaveamento nulas durante o período  $T$ ),  $v_g$  chaveia entre dois níveis de tensão e  $v_l$  chaveia entre até quatro níveis de tensão; e 3) quando  $v_{lab}^*$  é igual a um dos níveis parciais de tensão ( $q_{la}$  e  $q_{lb}$  operam com frequências de chaveamento nulas durante o período  $T$ ),  $v_l$  chaveia entre dois níveis de tensão e  $v_g$  chaveia entre até quatro níveis de tensão.

## 2.4 Técnicas para Regulação das Tensões dos Barramentos CC

### 2.4.1 PWM vetorial/LS-PWM Adaptado

Tendo em vista que, em muitos casos, múltiplas combinações de estados das chaves geram o mesmo vetor de tensão e que essas combinações possuem diferentes efeitos nas tensões dos capacitores, é possível regular as tensões dos barramentos CC utilizando essas redundâncias. Quando  $v_{C_b} = v_{C_a}$  ou  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , é suficiente utilizar essas redundâncias para regular os barramentos e, conseqüentemente, utilizam-se os vetores que estão nos vértices do setor no qual a referência se encontra. Entretanto, quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , o número de redundâncias diminui consideravelmente e é necessário utilizar vetores de tensão mais distantes para controlar o fluxo de potência nos capacitores.

O estado da chave  $q_{ga}$  pode ser selecionado de acordo com o sentido da corrente  $i_g$ . Quando  $q_{ga} = 1$  e  $i_g \geq 0$ , a corrente da rede elétrica contribui para aumentar ou manter a energia armazenada no barramento A (isso dependerá do estado das outras chaves). Por outro lado, quando  $q_{ga} = 0$  e  $i_g \geq 0$ , essa corrente contribui para diminuir ou manter  $v_{C_a}$ . Considerando isso, as combinações de estados das chaves podem ser escolhidas de forma a ajustar  $v_{C_a}$ . A corrente no barramento A ( $i_{C_a}$ ) para cada combinação de chaves é mostrada na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Corrente no barramento CC A.

$q_{g_a}$	$q_{h_a}$	$q_{l_a}$	$i_{C_a}$
0	0	0	0
0	0	1	$-i_l$
0	1	0	$-i_g + i_l$
0	1	1	$-i_g$
1	0	0	$i_g$
1	0	1	$i_g - i_l$
1	1	0	$i_l$
1	1	1	0

Nem todo vetor de tensão possui redundâncias. Entretanto, se essa técnica sempre for utilizada quando houver uma redundância, isso será suficiente para regular o barramento na maioria das situações. Quando  $v_{C_b} = v_{C_a}$  ou  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , um exemplo de situação em que é possível fazer o controle usando apenas as redundâncias é o caso no qual as amplitudes de  $v_g$  e  $v_l$  são  $V_g = 1 \pm 10\%$  p.u. e  $V_l = 1$  p.u., a tensão total nos barramentos é  $v_{C_t} = v_{C_a} + v_{C_b} = 1,1$  p.u. e o fator de potência da carga é  $fp_l > 0,2$  (desconsiderando os harmônicos).

Essa técnica é simples e ajuda a manter as distorções harmônicas baixas, pois os menores setores são usados para sintetizar as tensões (vetores de tensão próximos). Entretanto, em algumas situações específicas e quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , setores grandes (formados por vetores de tensão distantes) podem ser utilizados de forma a ajustar as tensões dos barramentos. A técnica aqui descrita é denominada como PWM vetorial adaptado e pode também ser implementada utilizando portadoras triangulares (nesse caso, recebe o nome de LS-PWM adaptado).

Quando a corrente na carga é muito maior que a corrente da rede elétrica (por exemplo, quando o  $fp_l$  é 0,2 ou menor), não é possível regular as tensões dos capacitores utilizando  $i_g$ . Nesse caso, é possível fazer o controle utilizando a corrente  $i_l$  e o estado da chave  $q_{l_a}$ . Com isso, será possível utilizar os vetores otimizados mesmo quando  $fp_l < 0,2$ .

## 2.4.2 LS-PWM Híbrido Adaptado

Nessa subseção é apresentado um método que, aplicado às tensões dos barramentos CC, permite a regulação dessas. Esse método pode ser aplicado quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  e a técnica LS-

PWM híbrido é utilizada. A tensão dos capacitores é controlada utilizando uma combinação de portadoras triangulares otimizadas e não-otimizadas (observe a Figura 2.7).

A Tabela 2.2 ilustra os níveis de tensão parciais e o efeito que a corrente  $i_{aux}$  pode gerar em  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  quando a mesma for positiva. Quando  $i_{aux}$  for negativa, o efeito será oposto ao mostrado na tabela. Cada  $v_{s_{ab}}$  possui uma corrente respectiva: 1)  $i_{aux} = i_g$ , quando  $s = g$ ; 2)  $i_{aux} = -i_l$ , quando  $s = l$ ; e 3)  $i_{aux} = i_g - i_l$ , quando  $s = h$ . Cabe ressaltar que, dependendo dos estados das outras chaves, a corrente  $i_{aux}$  pode ser cancelada por correntes oriundas de outros braços de forma a não contribuir para a corrente nos barramentos. Entretanto, como isso não acontece durante todo o tempo, é possível controlar os barramentos utilizando essa técnica.

Tabela 2.2: Níveis de tensão parciais e o efeito que  $i_{aux}$  pode gerar em  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  (considerando a corrente  $i_{aux}$  positiva).

Níveis de tensão	Estados das chaves		Efeito que $i_{aux}$ pode gerar	
	$q_{sa}$	$q_{sb}$	$v_{C_a}$	$v_{C_b}$
$\mathbf{v}_{s_{ab}}^1 = 2E$	1	0	aumenta	aumenta
$\mathbf{v}_{s_{ab}}^2 = E$	0	0	diminui	aumenta
$\mathbf{v}_{s_{ab}}^3 = -E$	1	1	aumenta	diminui
$\mathbf{v}_{s_{ab}}^4 = -2E$	0	1	diminui	diminui

A portadoras que devem ser comparadas a  $v_{s_{ab}}^*$  de forma a aumentar ou diminuir  $v_{C_a}$  são mostradas na Tabela 2.3. A técnica LS-PWM híbrido adaptada consiste em utilizar a Tabela 2.3 para escolher quais portadoras utilizar de forma a aumentar ou diminuir  $v_{C_a}$ .

Tabela 2.3: Portadoras que devem ser utilizadas de forma a aumentar ou diminuir  $v_{C_a}$ .

Intervalo no qual $v_{s_{ab}}^*$ está localizado	Aumentar $v_{C_a}$		Diminuir $v_{C_a}$	
	$i_{aux} \geq 0$	$i_{aux} < 0$	$i_{aux} \geq 0$	$i_{aux} < 0$
$E < v_{s_{ab}}^* \leq 2E$	$v_{\Delta 4}$	$v_{\Delta 1}$	$v_{\Delta 1}$	$v_{\Delta 4}$
$-E < v_{s_{ab}}^* \leq E$	$v_{\Delta 4}$	$v_{\Delta 5}$	$v_{\Delta 5}$	$v_{\Delta 4}$
$-2E < v_{s_{ab}}^* \leq -E$	$v_{\Delta 3}$	$v_{\Delta 5}$	$v_{\Delta 5}$	$v_{\Delta 3}$

É possível utilizar apenas um  $v_{s_{ab}}^*$  para fazer o controle de barramentos. Se a amplitude de  $i_l$  foi bem maior que a de  $i_g$  (cargas com baixo  $fp_l$ ), deve-se fazer o controle usando  $v_{l_{ab}}^*$ . Caso contrário, o controle deve ser feito usando  $v_{g_{ab}}^*$ . Os  $v_{s_{ab}}^*$  que não estiverem sendo usados

para a regulação dos barramentos devem ser comparados às portadoras otimizadas.  $v_{gab}^*$  e  $v_{lab}^*$  possuem ação de controle mais forte que  $v_{hab}^*$ . Logo, o controle não deve ser realizado utilizando  $v_{hab}^*$ .

## 2.5 Modelos do Controle

No sistema de controle, o valor médio das tensões dos barramentos  $v_{Cm} = \frac{v_{Ca} + v_{Cb}}{2}$  é controlado utilizando a amplitude da corrente da rede elétrica. A tensão  $v_{Ca}$  é regulada utilizando a técnica PWM e a corrente da rede elétrica é controlada utilizando a tensão gerada do lado da rede elétrica ( $v_g$ ), como mostra a Figura 2.9. Nessa sessão, os modelos utilizados para definir os controladores são apresentados.

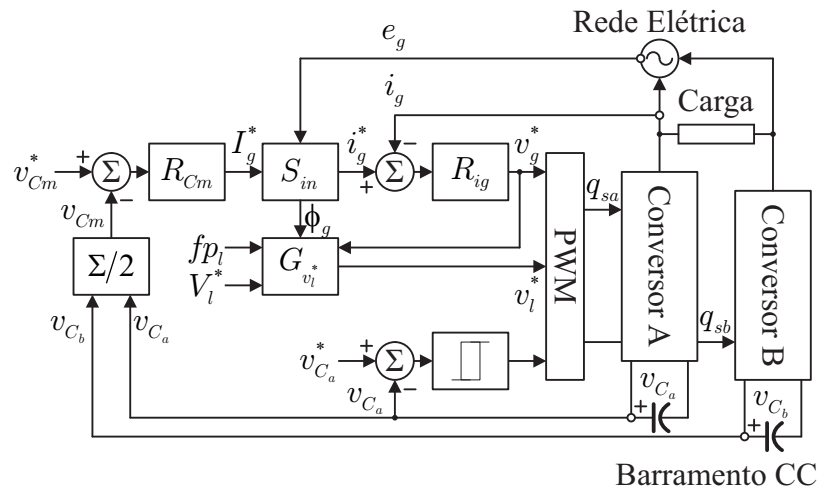


Figura 2.9: Diagrama de controle do sistema 6L.

### 2.5.1 Modelo de Controle da Corrente

A partir do lado da entrada do conversor (Figura 2.4) pode ser escrito que

$$v_g = -R_g i_g - L_g \frac{di_g}{dt} + e_g \quad (2.14)$$

onde  $R_g$  e  $L_g$  são respectivamente a resistência e a indutância do indutor de filtragem e  $e_g$  é a tensão da rede elétrica.

Considerando a tensão  $e_g$  como perturbação, o seguinte modelo de primeira ordem relacionando a transformada de Laplace da corrente de entrada  $[I_g(s)]$  e da tensão de entrada

$[V_g(s)]$  é obtido

$$I_g(s) = -\frac{1}{R_g + sL_g}V_g(s). \quad (2.15)$$

## 2.5.2 Modelo de Controle dos Capacitores

Assumindo uma carga RL, a equação de balanço de potência do sistema pode ser escrita como

$$p_{in} = p_a + p_b + p_{out} \quad (2.16)$$

onde

$$p_{in} = e_g i_g - R_g i_g^2 - \frac{d}{dt} \left( \frac{L_g}{2} i_g^2 \right) \quad (2.17)$$

$$p_{out} = -R_l i_l^2 - \frac{d}{dt} \left( \frac{L_l}{2} i_l^2 \right) \quad (2.18)$$

$$p_a = \frac{d}{dt} \left( \frac{C}{2} v_{C_a}^2 \right) \quad (2.19)$$

$$p_b = \frac{d}{dt} \left( \frac{C}{2} v_{C_b}^2 \right) \quad (2.20)$$

e  $p_{in}$ ,  $p_{out}$ ,  $p_a$  e  $p_b$  são as potências instantâneas na entrada e na saída do sistema e nos barramentos A e B, respectivamente.  $R_l$  e  $L_l$  são as resistências e indutâncias da carga, respectivamente, e  $C$  é a capacitância dos barramentos CC.

Linearizando a Equação 2.16 em torno do ponto de operação e desprezando os termos de ordem elevada e alguns termos considerados como perturbações, é possível obter a função de transferência relacionando  $V_{C_m}(s) = \frac{V_{C_a}(s) + V_{C_b}(s)}{2}$  e  $I_g(s)$ , como no caso do retificador trifásico estudado em (Ketzer e Jacobina, 2015). Desprezando  $L_g$  e  $R_g$ , uma função de transferência entre pequenas variações de  $v_{C_m}$   $[\Delta V_{C_m}(s)]$  e  $I_g$   $[\Delta I_g(s)]$  é obtida como

$$\frac{\Delta V_{C_m}(s)}{\Delta I_g(s)} = K_g \frac{1}{sT_c + 1} \quad (2.21)$$

onde  $T_c = \alpha_c R_l C$  e  $K_g = \frac{\alpha_g R_l E_g}{V_{C_{mo}}}$  ( $V_{C_{mo}}$  é o valor de  $v_{C_m}$  no ponto de operação considerado,  $\alpha_c$  e  $\alpha_g$  são parâmetros que dependem do tipo de perturbações desprezadas). Um controlador PI é derivado a partir desse modelo de forma a controlar  $v_{C_m}$  (veja a Figura 2.9).

Adicionalmente, os valores instantâneos das potências nos barramentos A e B podem ser



também obtidos usando

$$p_a = i_g(v_{g_a0_a} - v_{h_a0_a}) - i_l(v_{l_a0_a} - v_{h_a0_a}) \quad (2.22)$$

$$p_b = -i_g(v_{g_b0_b} - v_{h_b0_b}) + i_l(v_{l_b0_b} - v_{h_b0_b}). \quad (2.23)$$

Podem ser definidas variáveis auxiliares  $v_{xg}$ ,  $v_{xl}$  e  $v_{xh}$  para regular as tensões dos barramentos escalarmente. Essas variáveis auxiliares podem ser escolhidas sem afetar as tensões  $v_{s_{ab}}$ , dadas pelas Equações (2.4) à (2.6). Então as tensões de polo podem ser definidas como

$$v_{s_a0_a} = v_{s_{ab}} + v_{xs} \quad (2.24)$$

$$v_{s_b0_b} = v_{xs} \quad (2.25)$$

onde

$$v_{xs,max} = v_{C_a}^*/2 - \max\{v_{s_{ab}}, 0\} \quad (2.26)$$

$$v_{xs,min} = -v_{C_a}^*/2 - \min\{v_{s_{ab}}, 0\} \quad (2.27)$$

$$v_{xs} = \mu_{xs}v_{xs,max} + (1 - \mu_{xs})v_{xs,min} \quad (2.28)$$

onde  $0 \leq \mu_{xs}^* \leq 1$ . e, após algumas manipulações matemáticas, é encontrado que

$$p_a = i_g v_g - i_l v_l + p_{aux} = p_{in} - p_{out} + p_{aux} \quad (2.29)$$

$$p_b = -p_{aux} \quad (2.30)$$

onde  $p_{aux} = i_g v_{xg} - i_l v_{xl} + (i_l - i_g)v_{xh}$ .

Analisando essas equações, observa-se que as variáveis auxiliares  $v_{xs}$  permitem que a técnica PWM escalar seja utilizada para mudar a potência  $p_{aux}$  usando os coeficientes  $\mu_{xs}^*$  e, conseqüentemente, regular a tensão do barramento A. É importante destacar que o PWM escalar gera uma ação de controle dos barramentos mais forte que os PWM adaptados apresentados na seção 2.4, pois não se compromete a gerar tensões com níveis otimizados.

No caso das técnicas PWM adaptadas, as redundâncias em termos de combinações de chaves são utilizadas sempre que possível para gerar tensões com níveis otimizados. Por essa razão, suas ações de controle são menos fortes que aquelas do PWM escalar. Um controle em histerese associado com a estratégia PWM (seção 2.4) é obtido baseado nesse mecanismo de controle para regular  $v_{C_a}$  (veja a Figura 2.10).

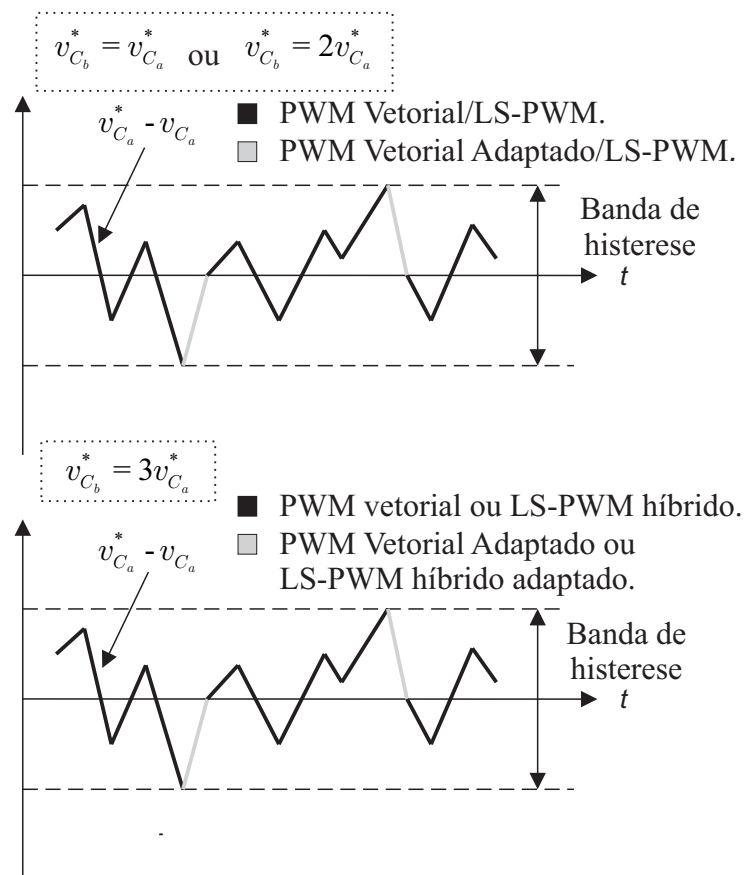


Figura 2.10: Regulação da tensão por histerese.

## 2.6 Sistema de Controle

Conforme mencionado anteriormente, o diagrama de controle do sistema estudado é ilustrado na Figura 2.9. Um controlador proporcional integral (PI) é utilizado para controlar  $v_{C_m}$  e um controlador PI ressonante é utilizado para controlar  $i_g$ .

O controlador  $R_{C_m}$  recebe o erro ( $v_{C_m}^* - v_{C_m}$ ) e gera a amplitude de referência da corrente da rede elétrica ( $I_g^*$ ). A função de transferência apresentada na Equação (2.21) é utilizada para obter os ganhos do controlador. Entretanto, como essa função de transferência é uma aproximação, os parâmetros do controlador são ajustados utilizando as simulações. A corrente  $i_g^*$  é calculada pelo bloco  $S_{in}$ , que sincroniza  $i_g^*$  com  $e_g$  para garantir que a rede elétrica tenha fator de potência próximo da unidade (a fase de  $i_g$  é representada como  $\phi_g$  no diagrama de controle). O controlador  $R_{i_g}$  recebe o erro ( $i_g^* - i_g$ ) e gera a tensão de referência  $v_g^*$  utilizando um controlador PI ressonante. Esse tipo de controlador é capaz de ajustar valores senoidais e seu modelo é apresentado em (Jacobina et al., 2001).

O bloco  $G_{v_l^*}$  recebe o ângulo de  $e_g$  a partir do bloco  $S_{in}$ , o ângulo de deslocamento entre tensão e corrente da carga  $fp_l$ , a amplitude de referência de  $v_l$  ( $V_l^*$ ) e  $v_g^*$ . Esse bloco gera  $v_l^*$  de forma a minimizar a corrente nos braços comuns aos lados retificador e inversor ( $h_a$  e  $h_b$ ). A tensão de referência  $v_l^*$  é adiantada de  $e_g$  pelo ângulo de deslocamento entre tensão e corrente da carga. Se o ângulo resultante entre  $v_l$  e  $v_g$  for menor ou igual a  $60^\circ$  (consequentemente,  $i_g$  e  $i_l$  ficam em fase e a corrente pelos braços  $h_a$  e  $h_b$  é reduzida). Caso contrário, o ângulo entre  $v_l$  e  $v_g$  é mantido igual a  $60^\circ$  e a corrente nos braços comuns ainda assim será minimizada. Essa situação acontece quando a carga for altamente indutiva. É importante destacar que, quando a carga não for linear, o ângulo  $fp_l$  corresponderá ao ângulo entre  $v_l$  e a componente fundamental da corrente da carga. Utilizando essa técnica, a corrente nos braços comuns será minimizada.

Se o ângulo  $fp_l$  mudar, a fase da tensão  $v_l$  irá mudar imediatamente, de forma a minimizar a corrente nos braços  $h_a$  e  $h_b$ . Isso não é um problema para cargas com fatores de potência constantes (uma carga com fator de potência constante ou várias cargas idênticas com fatores de potência constantes conectadas em paralelo) ou cargas cujos fatores de potência variam lentamente estejam conectadas ao sistema. Entretanto, cargas cujos fatores de potência variam frequentemente ou rapidamente (por exemplo, um motor) veriam isso

como um problema. Nesse caso, o bloco  $G_{v_l^*}$  não deve ser utilizado e o ângulo entre  $v_g$  e  $v_l$  pode ser qualquer valor entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$ . Mais detalhes sobre a redução de corrente nos braços comuns são apresentados em (Maia e Jacobina, 2014).

Além do controle de  $v_{C_m}$ , é necessário manter  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  iguais a seus valores de referência. Se a técnica PWM utilizada não considerar o efeito dos vetores de tensão na regulação dos barramentos, eventualmente as tensões dos barramentos ficarão com valores errados. Como solução, é possível utilizar essa técnica em combinação com uma das técnicas de regulação das tensões dos barramentos apresentadas na seção 2.4.

Um controle por histerese é utilizado para realizar a regulação da tensão  $v_{C_a}$ . Quando o erro de tensão  $v_{C_a}^* - v_{C_a}$  estiver dentro da banda de histerese, as técnicas PWM vetorial/LS-PWM ou LS-PWM híbrido são utilizadas. Quando o erro de tensão atinge os limites da banda de histerese, as técnicas PWM vetorial/LS-PWM adaptado ou LS-PWM híbrido adaptado são utilizadas até que o erro de tensão cruze o valor zero. A Figura 2.10 ilustra como isso é feito. É importante destacar que, como a tensão média dos barramentos já está sendo controlada por um PI, utilizar a técnica de regulação de tensão para controlar  $v_{C_a}$  fará, por conseguinte, que  $v_{C_b}$  seja controlado.

## 2.7 Comparações das Topologias

Nessa seção, uma análise comparativa das topologias 3L e 6L com barramentos iguais, assim como diferentes, é feita com base nas distorções harmônicas e nas perdas nos semicondutores. As simulações foram feitas em malha aberta (sem considerar o controle dos barramentos capacitivos). As configurações são analisadas com e sem o bloco de redução das correntes dos braços comuns ( $G_{v_l^*}$ ). No caso em que o bloco  $G_{v_l^*}$  não é utilizado, o ângulo entre  $v_g$  e  $v_l$  é  $\theta = 0^\circ$ .

Os resultados obtidos correspondem a um sistema com os seguintes parâmetros: frequência de amostragem  $f_s = 10,02$  kHz; potência processada no sistema  $P_l = 1200$  W; índice de modulação da tensão na carga  $mod = 1$ ; amplitude da tensão fornecida pela rede elétrica  $E_g = 380$  V; rede elétrica com o ângulo do fator de potência aproximadamente unitário; indutor de acoplamento com reatância  $X_s = 0,2Z_b$  ( $Z_b$  é a impedância de base); o fator de potência da carga ( $f_{pl}$ ) igual a 1, 0,8 e 0,6; e frequências fundamentais das tensões geradas

na entrada e na saída dos conversores iguais a 60 Hz.

As tensões dos barramentos foram constantes e iguais a  $v_C = 400$  V (configuração 3L),  $v_{C_a} = v_{C_b} = 200$  V (topologia 6L com  $v_{C_b} = v_{C_a}$ ),  $v_{C_a} = 133,3$  V e  $v_{C_b} = 266,7$  V (topologia 6L com  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ ) e  $v_{C_a} = 100$  V e  $v_{C_b} = 300$  V (topologia 6L com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ).

A topologia 3L utilizou a técnica PWM vetorial apresentada em (Jacobina et al., 2006) com o  $\mu$  (fator de distribuição) que gerou os melhores resultados com os parâmetros utilizados. Seus valores são: 1)  $\mu = 0,5$  quando  $\theta = 0^\circ$  ou quando  $fp_l = 1$  e o bloco  $G_{v_l^*}$  for utilizado; 2)  $\mu = 0$  ou  $\mu = 1$  ( $\mu = 0$  e  $\mu = 1$  geram os mesmos resultados) quando  $fp_l = 0,8$  ou  $0,6$  e o bloco  $G_{v_l^*}$  for utilizado. A topologia 6L foi simulada utilizando o PWM vetorial apresentado nesse trabalho com  $v_{C_a} = v_{C_b}$ ,  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . No caso  $v_{C_a} = v_{C_b}$ , também foi simulada com a técnica PWM semisenoidal apresentada em (Chang et al., 2006). No caso  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , a topologia 6L foi também simulada utilizando a técnica LS-PWM híbrido.

A técnica PWM semisenoidal só funciona com  $v_g$  e  $v_l$  sincronizados ( $\theta = 0^\circ$ ), logo o bloco  $G_{v_l^*}$  nunca pode ser utilizado junto com essa técnica. Para todas as simulações que não utilizam o bloco responsável por reduzir as correntes dos braços comuns, a técnica PWM vetorial com  $v_{C_b} = v_{C_a}$ , bem como a semisenoidal, utilizam os mesmos vetores de tensão e, consequentemente, possuem os mesmos resultados.

Cabe destacar que, durante a simulação do PWM vetorial, os vetores de tensão foram aplicados de modo espelhado durante o período de amostragem  $T$ . Por exemplo, se os vetores de tensão a serem aplicados forem  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$  (considerando que essa ordem gera o número mínimo de chaveamentos possível), a sequência de aplicação deve ser  $\mathbf{v}_1(\frac{t_1}{2}) \rightarrow \mathbf{v}_2(\frac{t_2}{2}) \rightarrow \mathbf{v}_3(t_3) \rightarrow \mathbf{v}_2(\frac{t_1}{2}) \rightarrow \mathbf{v}_1(\frac{t_2}{2})$ . Isso gera melhores resultados que a sequência  $\mathbf{v}_1(t_1) \rightarrow \mathbf{v}_2(t_2) \rightarrow \mathbf{v}_3(t_3)$ .

### 2.7.1 Distorções Harmônicas

As distorções harmônicas são calculadas utilizando o WTHD (*Weighted Total Harmonic Distortion*) das tensões geradas pelos conversores, sendo dadas por

$$\text{WTHD}(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\gamma_h}{h}\right)^2} \quad (2.31)$$

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

As Tabelas 2.4 e 2.5 trazem a comparação entre as configurações 3L e 6L com e sem o bloco de redução das correntes dos braços comuns ( $G_{v_l^*}$ ), respectivamente.

Tabela 2.4: WTHD das tensões (%) utilizando a redução das correntes dos braços comuns.

Conversor		$fp_l = 1$	$fp_l = 0,8$	$fp_l = 0,6$
3L	$v_g$	0,15	0,24	0,25
	$v_l$	0,13	0,22	0,23
6L ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) PWM vetorial	$v_g$	0,13	0,14	0,14
	$v_l$	0,12	0,12	0,11
6L ( $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ ) PWM vetorial	$v_g$	0,10	0,09	0,09
	$v_l$	0,07	0,08	0,08
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) PWM vetorial	$v_g$	0,08	0,08	0,09
	$v_l$	0,06	0,07	0,09
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) LS-PWM híbrido	$v_g$	0,09	0,10	0,10
	$v_l$	0,08	0,09	0,10

Tabela 2.5: WTHD das tensões (%) sem utilizar a redução das correntes dos braços comuns (para qualquer  $fp_l$  e com  $\theta = 0^\circ$ ).

Conversor			
3L		$v_g$	0,13
		$v_l$	0,12
6L ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) PWM vetorial ou semisenoidal		$v_g$	0,14
		$v_l$	0,13
6L ( $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ ) PWM vetorial		$v_g$	0,10
		$v_l$	0,08
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) PWM vetorial		$v_g$	0,06
		$v_l$	0,07
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) LS-PWM híbrido		$v_g$	0,09
		$v_l$	0,08

Percebe-se que, para todos os fatores de potência apresentados, as distorções harmônicas da topologia 6L são menores que as da 3L. Isso pode ser explicado observando as Figuras 2.11, 2.12 e 2.13. O número de níveis de tensão que a topologia 6L com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  pode gerar é nove, enquanto que a topologia 3L pode gerar apenas três níveis de tensão. A configuração 6L com  $v_{C_b} = v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  pode gerar até cinco e sete níveis de tensão, respectivamente.

A topologia 6L com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  possui melhores resultados de WTHD quando utiliza o PWM vetorial. Isso acontece porque o PWM vetorial sempre utiliza os vetores de tensão mais adequados para gerar tensões com baixas distorções harmônicas. Como o LS-PWM híbrido é uma aproximação do PWM vetorial, os melhores vetores de tensão não são sempre utilizados por essa técnica. Conseqüentemente, aparecem assimetrias nas formas de onda apresentadas na Figura 2.13. Comparando a configuração 6L com  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  e utilizando o PWM vetorial, o caso no qual  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  possui melhores resultados de WTHD dado que possui um maior número de níveis de tensão.

Os resultados de WTHD da configuração 6L com  $v_{C_b} = v_{C_a}$  usando o PWM semisenoidal não dependem do fator de potência da carga. Isso acontece porque  $v_g$  e  $v_l$  devem estar sempre sincronizados. Os resultados são apresentados na Tabela 2.5. As técnicas semisenoidal e vetorial possuem os mesmos resultados de WTHD quando a técnica vetorial não utiliza o bloco  $G_{v_i^*}$ . A análise das distorções harmônicas não é suficiente para comparar as técnicas de modulação e os conversores, por isso na próxima subseção será apresentada a análise das perdas nos semicondutores.

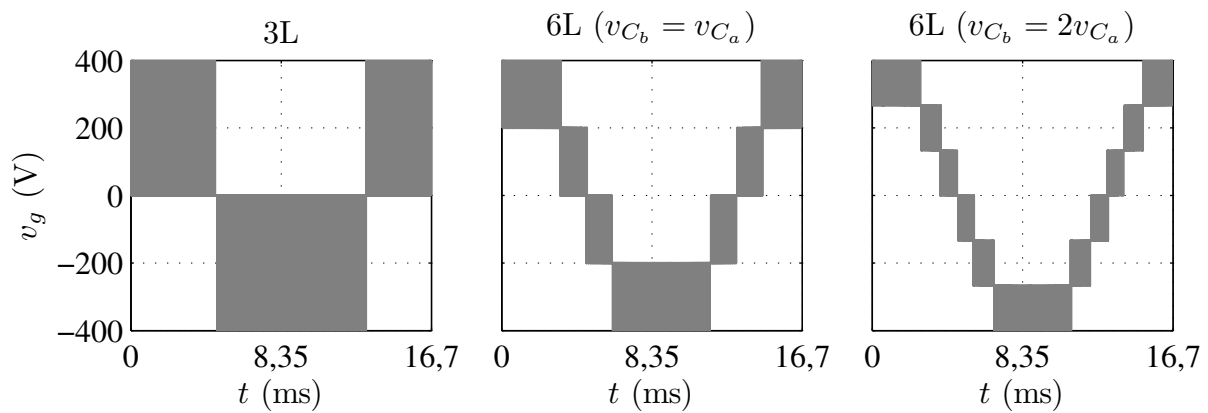


Figura 2.11: Tensão  $v_g$  gerada (a forma de onda é similar para qualquer valor de  $f_{p_l}$ ) pelas topologias 3L, 6L com  $v_{C_b} = v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  usando o PWM vetorial.

### 2.7.2 Perdas nos Semicondutores

Nas Tabelas 2.6 e 2.7 são especificadas as perdas nos semicondutores por condução, chaveamento e totais ( $P_{cd}$ ,  $P_{sw}$  e  $P_{to}$ , respectivamente) das configurações investigadas com e sem a utilização do bloco de redução das correntes dos braços comuns ( $G_{v_i^*}$ ), respectivamente. Esses resultados foram obtidos nas mesmas condições nas quais foram calculadas as distorções

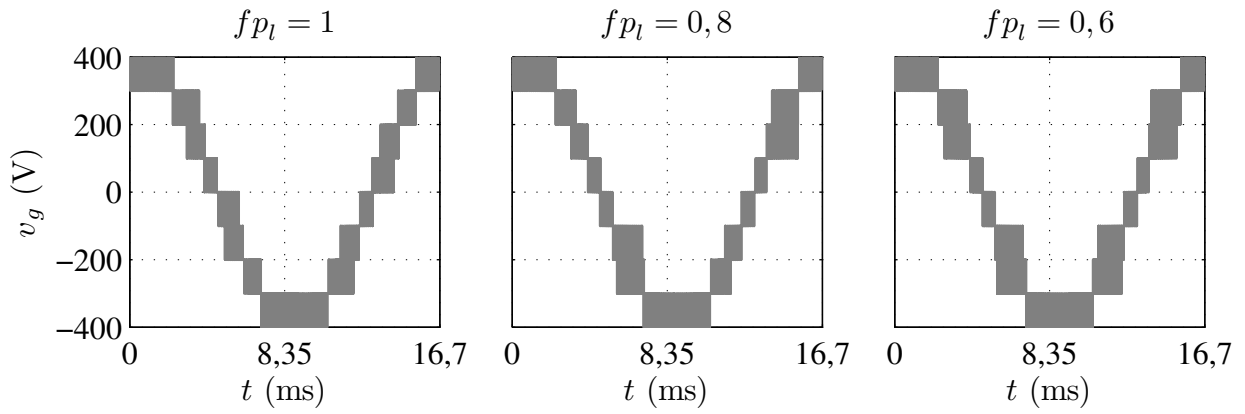


Figura 2.12: Tensão  $v_g$  gerada pela topologia 6L com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  usando a técnica PWM vetorial com redução das correntes dos braços comuns.

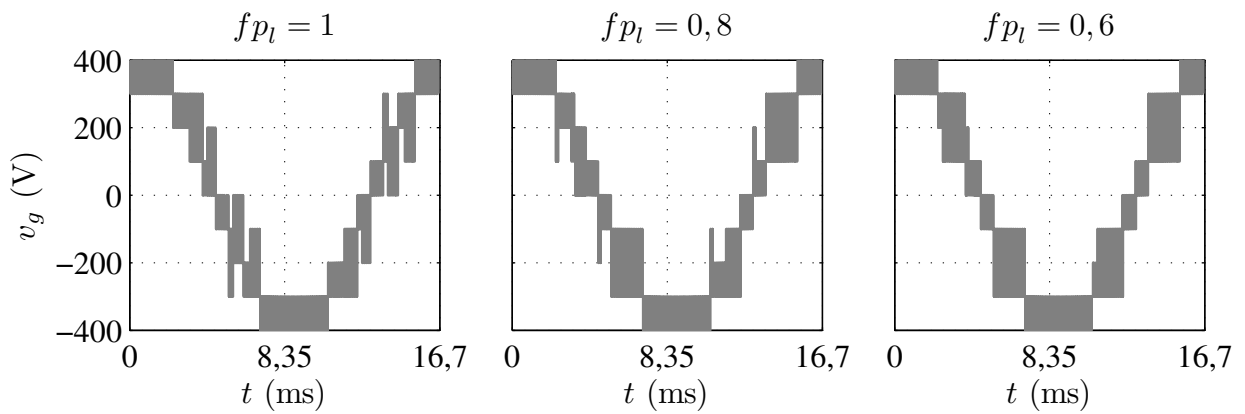


Figura 2.13: Tensão  $v_g$  gerada pela topologia 6L com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  usando a técnica LS-PWM híbrido com redução das correntes dos braços comuns.



harmônicas. A eficiência dos sistemas de conversão ( $E_f(\%)$ ), também mostrada nas Tabelas 2.6 e 2.7, é definida por

$$E_f(\%) = 100 \left( \frac{P_{to}}{P_l + P_{to}} \right). \quad (2.32)$$

O modelo de perdas nos semicondutores foi apresentado em (Dias et al., 2009) e inclui: 1) perdas por condução nos diodos e IGBTs; 2) perdas ao ligar os IGBTs; 3) perdas ao desligar os IGBTs; e 4) energia para desligar os diodos.

Tabela 2.6: Perdas nos semicondutores e eficiência ao utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns (caso no qual todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem).

Conversor	$f_{pl}$	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)	$E_f$ (%)
3L	1	9,03	71,35	80,39	93,72
	0,8	10,82	53,29	64,11	94,93
	0,6	14,78	61,37	76,16	94,03
6L ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	18,06	26,02	44,08	96,46
	0,8	21,64	27,99	49,63	96,03
	0,6	29,58	30,84	60,42	95,21
6L ( $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	18,05	16,18	34,23	97,23
	0,8	21,62	23,14	44,77	96,40
	0,6	29,57	27,73	57,29	95,44
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	18,04	16,96	35,00	97,17
	0,8	21,62	20,50	42,120	96,61
	0,6	29,57	25,18	54,76	95,64
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) LS-PWM híbrido	1	18,07	22,17	40,24	96,76
	0,8	21,61	24,33	45,94	96,31
	0,6	29,56	29,18	58,74	95,33

Observa-se que a configuração 6L possui perdas por condução maiores. Isso acontece porque essa topologia tem duas vezes o número de braços da configuração 3L. Entretanto as perdas por chaveamento da topologia 6L são substancialmente menores quando comparadas as da topologia 3L. Neste caso, a redução nas perdas por chaveamento é mais significativa que o aumento nas perdas por condução. Portanto, a topologia 6L possui uma performance melhor em termos de perdas totais. Note que, para aplicações nas quais as perdas por condução da configuração 3L são muito maiores que suas perdas por chaveamento, a redução das perdas por chaveamento gerada pelo conversor 6L não é suficiente para compensar o aumento em suas perdas por condução. As frequências nas chaves quando todas as topologias

Tabela 2.7: Perdas nos semicondutores sem utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns e com  $\theta = 0^\circ$  (caso no qual todas as topologias operam com a mesma frequência de amostragem).

Conversor	$f_{pl}$	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)	$E_f$ (%)
3L	1	9,63	73,60	83,23	93,51
	0,8	14,15	87,75	101,90	92,17
	0,6	19,29	102,17	121,47	90,81
6L ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) PWM vetorial ou PWM semisenoidal	1	19,26	26,17	45,43	96,35
	0,8	28,31	28,22	56,52	95,50
	0,6	38,61	31,60	70,22	94,47
6L ( $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	19,25	16,37	35,62	97,12
	0,8	28,29	19,56	47,86	96,16
	0,6	38,60	23,50	62,11	95,08
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	19,24	16,01	35,25	97,15
	0,8	28,28	19,95	48,23	96,14
	0,6	38,58	25,06	63,64	94,96
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) LS-PWM híbrido	1	19,24	18,81	38,05	96,93
	0,8	28,29	21,21	49,50	96,04
	0,6	38,60	25,10	63,70	94,96

operam com a mesma frequência de amostragem são apresentadas nas Tabelas 2.8, 2.9 e 2.10.

Tabela 2.8: Frequências de chaveamento (kHz) da topologia 3L.

Redução das correntes dos braços comuns	$f_{pl}$	$f_{qg}$	$f_{qh}$	$f_{qi}$
Sim	1	10,02	9,90	9,96
	0,8	6,96	6,39	6,78
	0,6	6,78	6,69	6,66
Não	Qualquer	10,02	9,96	9,96

No caso no qual o PWM vetorial é utilizado e  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  ou  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , as perdas por condução são baixas porque as chaves do conversor A (tensão do barramento CC igual a  $v_{C_a}$ ) possuem frequências maiores que as chaves do conversor B (tensão do barramento CC igual a  $v_{C_b}$ ). Quando a técnica LS-PWM híbrido é utilizada, os braços  $h_a$  e  $h_b$  operam com frequências baixas. Entretanto, o LS-PWM híbrido possui perdas totais maiores que o PWM vetorial com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

As perdas por condução da topologia 6L podem ser ainda mais reduzidas, uma vez que é possível diminuir suas frequências de chaveamento até que o WTHD médio ( $\frac{w_{thd}(v_g)+w_{thd}(v_l)}{2}$ ) torne-se igual ao da topologia 3L com e sem redução das correntes dos braços  $h_a$  e  $h_b$ , como

Tabela 2.9: Frequências de chaveamento (kHz) da topologia 6L ao utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns.

Conversor	$f_{p_l}$	$f_{q_{ga}}$	$f_{q_{ha}}$	$f_{q_{ia}}$	$f_{q_{gb}}$	$f_{q_{hb}}$	$f_{q_{ib}}$
6L	1	8,49	2,91	9,18	0,21	0,06	0,09
$(v_{C_b} = v_{C_a})$	0,8	7,47	2,79	10,23	0,09	0,06	0,09
PWM vetorial	0,6	6,69	3,33	9,81	0,09	0,06	0,09
6L	1	4,20	6,51	10,32	0,21	0,72	0,81
$(v_{C_b} = 2v_{C_a})$	0,8	7,32	4,95	9,09	1,41	0,54	1,23
PWM vetorial	0,6	7,92	5,19	8,31	1,35	1,14	1,11
6L	1	7,68	9,09	6,72	2,67	0,18	2,13
$(v_{C_b} = 3v_{C_a})$	0,8	6,84	9,54	6,00	2,07	1,14	1,83
PWM vetorial	0,6	7,44	10,17	4,02	1,89	1,74	1,74
6L	1	10,50	0,30	10,41	3,54	0,06	2,46
$(v_{C_b} = 3v_{C_a})$	0,8	9,72	1,26	9,60	2,34	1,14	1,86
LS-PWM híbrido	0,6	8,76	2,94	8,94	2,10	1,74	1,98

Tabela 2.10: Frequências de chaveamento (kHz) da topologia 6L sem utilizar o bloco de redução da corrente nos braços comuns ( $f_{p_l}$  qualquer e com  $\theta = 0^\circ$ ).

Conversor	$f_{q_{ga}}$	$f_{q_{ha}}$	$f_{q_{ia}}$	$f_{q_{gb}}$	$f_{q_{hb}}$	$f_{q_{ib}}$
PWM vetorial ou semisenoidal	5,04	0,09	5,04	5,04	0,06	5,04
$v_{C_b} = v_{C_a}$						
PWM vetorial	7,56	2,97	10,32	0,09	0,18	0,09
$v_{C_b} = 2v_{C_a}$						
PWM vetorial	10,08	6,60	5,58	2,01	0,18	1,89
$v_{C_b} = 3v_{C_a}$						
LS-PWM híbrido	10,50	0,30	10,26	2,34	0,06	1,86
$v_{C_b} = 3v_{C_a}$						

mostrado nas Tabelas 2.11 e 2.12.

Analisando a configuração 6L com  $v_{C_b} = v_{C_a}$ , o PWM semisenoidal possui perdas totais maiores que a técnica PWM vetorial usando  $G_{v_i^*}$ . Isso acontece porque a técnica PWM semisenoidal não pode utilizar esse bloco e, conseqüentemente, suas perdas por condução aumentam bastante com a diminuição do fator de potência da carga. A topologia 6L com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  usando o PWM vetorial é a que gera os melhores resultados em termos de perdas totais nos semicondutores.

Tabela 2.11: Perdas nos semicondutores da topologia 6L com o mesmo WTHD médio da topologia 3L com redução das correntes dos braços comuns.

Conversor	$f_{pl}$	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)	$E_f$ (%)
6L ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	18,06	23,92	41,98	96,62
	0,8	21,64	16,09	37,73	96,95
	0,6	29,57	17,11	46,68	96,26
6L ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) PWM semisenoidal	1	19,26	25,23	44,49	96,42
	0,8	28,30	16,64	44,94	96,39
	0,6	38,60	17,91	56,51	95,50
6L ( $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	18,05	10,15	28,21	97,70
	0,8	21,62	9,46	31,08	97,48
	0,6	29,55	10,69	40,24	96,76
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	18,04	8,58	26,61	97,83
	0,8	21,61	7,63	29,25	97,62
	0,6	29,56	10,24	39,80	96,79
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) LS-PWM híbrido	1	18,07	13,92	31,98	97,40
	0,8	21,60	10,85	32,45	97,37
	0,6	29,55	12,77	42,32	96,59

## 2.8 Resultados de Simulação e Experimentais

Simulações no computador e experimentos foram realizados nas mesmas condições de operação para verificar a validade das considerações teóricas sobre a topologia 6L. Os seguintes parâmetros foram utilizados nos testes: barramentos formados por capacitores com capacidade  $C = 2200 \mu\text{F}$ ,  $v_{C_a} = 40 \text{ V}$  e  $v_{C_b} = 80 \text{ V}$  (configuração 6L com  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ );  $v_{C_a} = 30 \text{ V}$  e  $v_{C_b} = 90 \text{ V}$  (configuração 6L com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ); índice de modulação da tensão na carga  $mod = 0,95$ ; frequência de amostragem  $f_s = 10 \text{ kHz}$ ; resistência e indutância da carga  $R_l$

Tabela 2.12: Perdas nos semicondutores da topologia 6L com o mesmo WTHD médio da topologia 3L sem redução das correntes dos braços comuns e com  $\theta = 0^\circ$ .

Conversor	$f_{pl}$	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)	$E_f$ (%)
6L ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) PWM vetorial ou semisenoidal	1	19,26	27,26	46,52	96,27
	0,8	28,31	29,39	57,70	95,41
	0,6	38,62	32,91	71,53	94,37
6L ( $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	19,25	11,99	31,24	97,46
	0,8	28,29	14,35	42,64	96,57
	0,6	38,60	17,31	55,91	95,55
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) PWM vetorial	1	19,24	8,49	27,73	97,74
	0,8	28,27	10,75	39,02	96,85
	0,6	38,57	13,63	52,19	95,83
6L ( $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) LS-PWM híbrido	1	19,24	12,87	32,11	97,39
	0,8	28,29	14,47	42,76	96,56
	0,6	38,60	17,15	55,75	95,56

= 25  $\Omega$  e  $L_l = 21$  mH, respectivamente; resistência e indutância do indutor de acoplamento  $R_g = 0,6 \Omega$  e  $L_g = 14$  mH, respectivamente; frequências das tensões na entrada e na saída iguais 60 Hz; amplitude da tensão gerada pela rede elétrica  $E_g = 115$  V; e a banda de histerese utilizada no controle de  $v_{C_a}$  foi  $\pm 2\%$  e  $\pm 12\%$  para os casos  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , respectivamente. Como o controle quando  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  é realizado sem utilizar vetores de tensão distantes, a banda de histerese utilizada nessas condições pode ser bem menor que a utilizada quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

### 2.8.1 Simulação do Controle

A simulação do controle foi feita utilizando linguagem C. Na Figura 2.14 são mostrados os resultados de simulação do controle dos barramentos quando  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . Quando  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , foi usada uma combinação do PWM vetorial com o PWM vetorial adaptado. Quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , foi usada uma combinação do LS-PWM híbrido com o LS-PWM híbrido adaptado.

Quando o erro de tensão está confinado na banda de histerese, o PWM vetorial ou o LS-PWM híbrido é utilizado. Quando o erro de tensão ( $v_{C_a}^* - v_{C_a}$ ) cruza a banda de histerese, a versão adaptada da técnica PWM é utilizada para trazer o erro de tensão de volta a zero. Os parâmetros utilizados nas simulações foram iguais aos utilizados durante a implementação

experimental. É necessário utilizar a técnica de controle individual dos barramentos durante apenas uma porção do tempo.

Quando  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , o controle é feito sem utilizar vetores de tensão distantes. Por outro lado, quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , é necessário utilizar vetores de tensão distantes de forma a controlar as tensões dos barramentos. Isso aumenta as distorções harmônicas das tensões geradas quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ . Conseqüentemente, esses resultados de WTHD podem tornar-se maiores que os gerados pelo PWM vetorial com  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ .

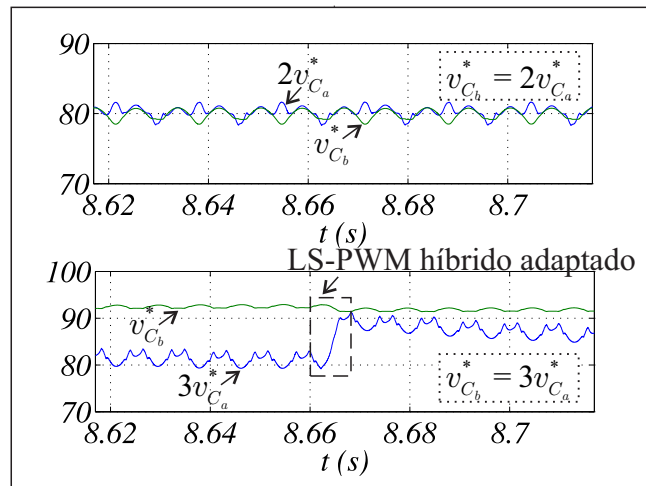
## 2.8.2 Resultados Experimentais

A topologia 6L com  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  foi implementada no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM). Quando  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , é utilizada uma combinação do PWM vetorial com o PWM vetorial adaptado. Quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , é utilizada uma combinação do LS-PWM híbrido com o LS-PWM híbrido adaptado. A técnica adaptada é utilizada para corrigir a tensão dos barramentos quando o erro de  $v_{C_a}$  cruza a banda de histerese. A plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais (Figura 2.15) foi feita empregando dispositivos de potência da SEMIKRON<sup>TM</sup>, com as chaves sendo IGBTs com *drives* dedicados (SKHI23). O DSP TMS320F28335 foi utilizado para gerar os sinais de gatilho para as chaves e para prover as medidas das variáveis utilizadas no controle.

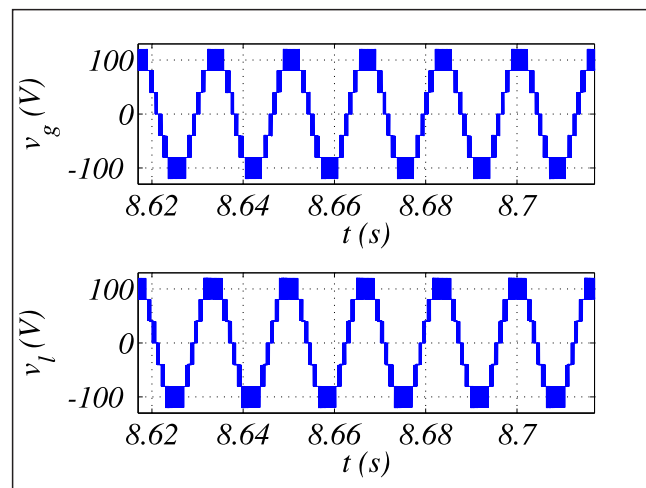
Os resultados experimentais mostrando a performance estática do sistema são apresentados nas Figuras 2.16 e 2.17. A partir da Figura 2.16, pode ser visto que  $i_g$  e  $e_g$  estão sincronizados, garantindo fator de potência aproximadamente unitário na entrada (desconsiderando os harmônicos de  $i_g$  e  $e_g$ ). Também observa-se que as tensões dos barramentos estão controladas adequadamente. A Figura 2.17 ilustra as tensões e correntes nas cargas.

Quando  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , as tensões dos barramentos são controladas sem utilizar vetores de tensão distantes. Por outro lado, quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , a distorção harmônica de  $v_g$  e  $v_l$  aumenta quando o LS-PWM híbrido adaptado é utilizado (o momento no qual essa técnica foi utilizada está destacado nas figuras). Considerando isso, a utilização de  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  torna-se mais interessante embora gere menos níveis de tensão que o caso com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

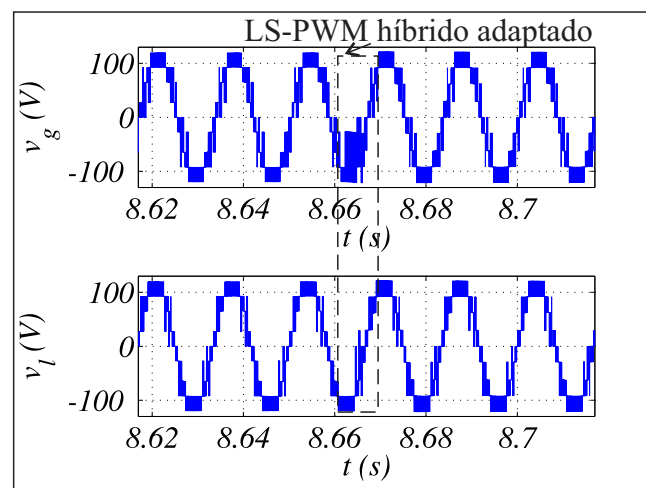
Uma variação de carga foi feita para avaliar a performance dinâmica do sistema de controle proposto, como mostrado na Figura 2.18. Uma redução em degrau da carga foi



(a)



(b)



(c)

Figura 2.14: Simulação do sistema de controle. (a)  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$ . (b)  $v_g$  e  $v_l$  quando  $v_{C_b}^* = 2v_{C_a}^*$ . (c)  $v_g$  e  $v_l$  quando  $v_{C_b}^* = 3v_{C_a}^*$ .



Figura 2.15: Plataforma utilizada para obtenção dos resultados experimentais.

feito decrescendo a amplitude da corrente na carga em 50% em relação a seu valor inicial. Percebe-se que após o transitório as tensões dos barramentos voltam a ser reguladas.

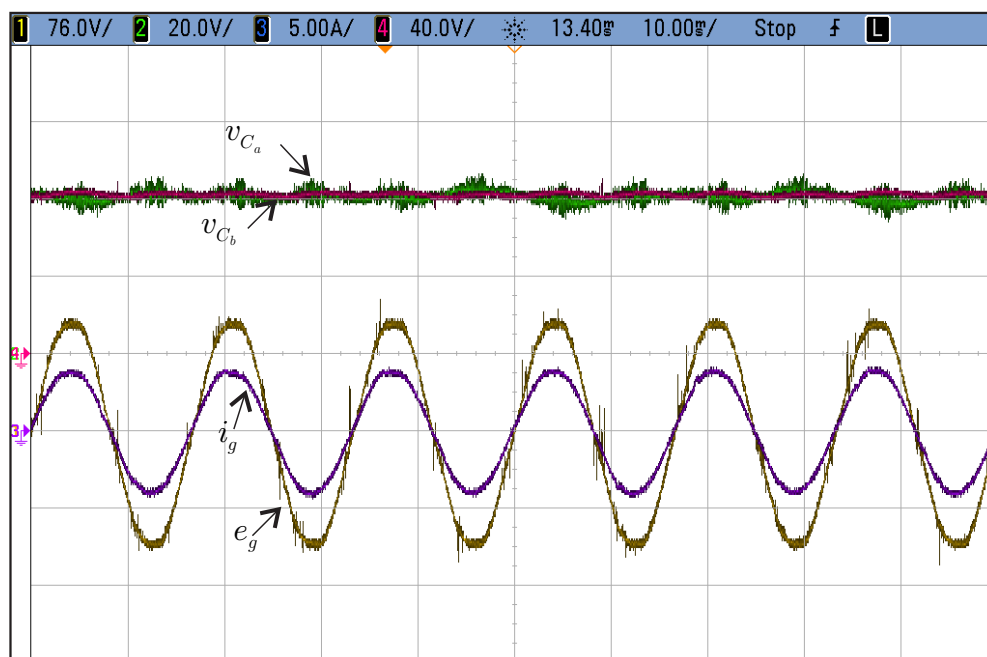
A frequência com que a tensão  $v_{C_a}$  cruza a banda de histerese e passa a ser necessário utilizar uma das técnicas de correção das tensões dos barramentos depende do ponto de operação do conversor. Ou seja, depende das tensões de referência e da corrente na carga naquele momento.

## 2.9 Conclusões

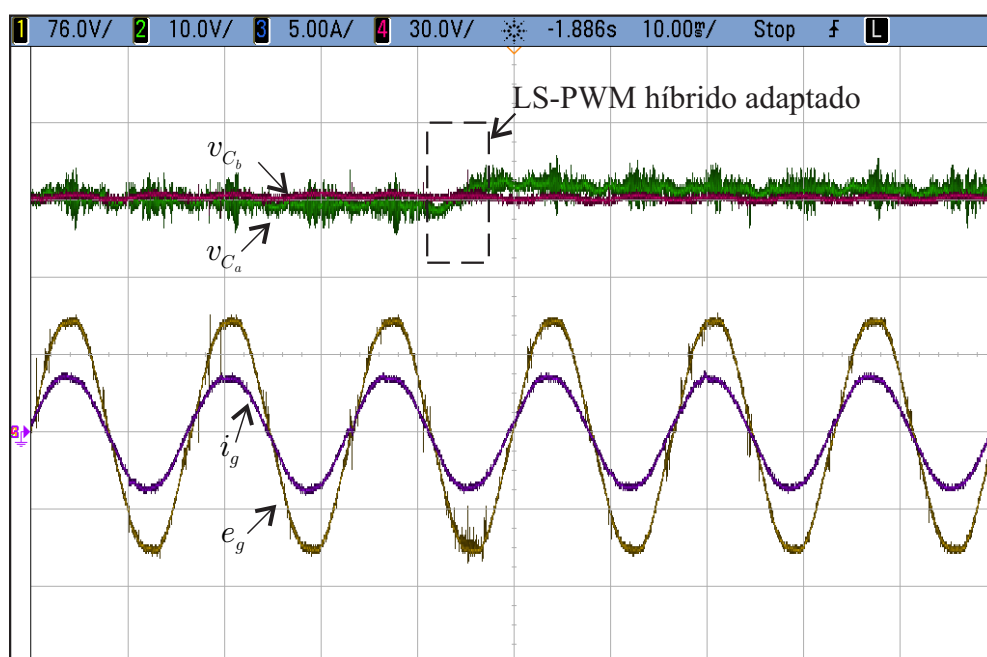
Um retificador-inversor composto por dois conversores de três braços com barramentos com tensões iguais ( $v_{C_b} = v_{C_a}$ ) e diferentes ( $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ ) conectados em série foi apresentado nesse capítulo. O sistema discutido permite a redução das perdas nos semicondutores e das distorções harmônicas das tensões geradas, quando comparado à topologia 3L. O sistema estudado também reduz as tensões e a potência processada nas chaves.

O modelo do sistema e a técnica PWM vetorial foram apresentados. Uma aproximação do PWM vetorial para o caso no qual  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , chamada de LS-PWM híbrido, foi apresentada.



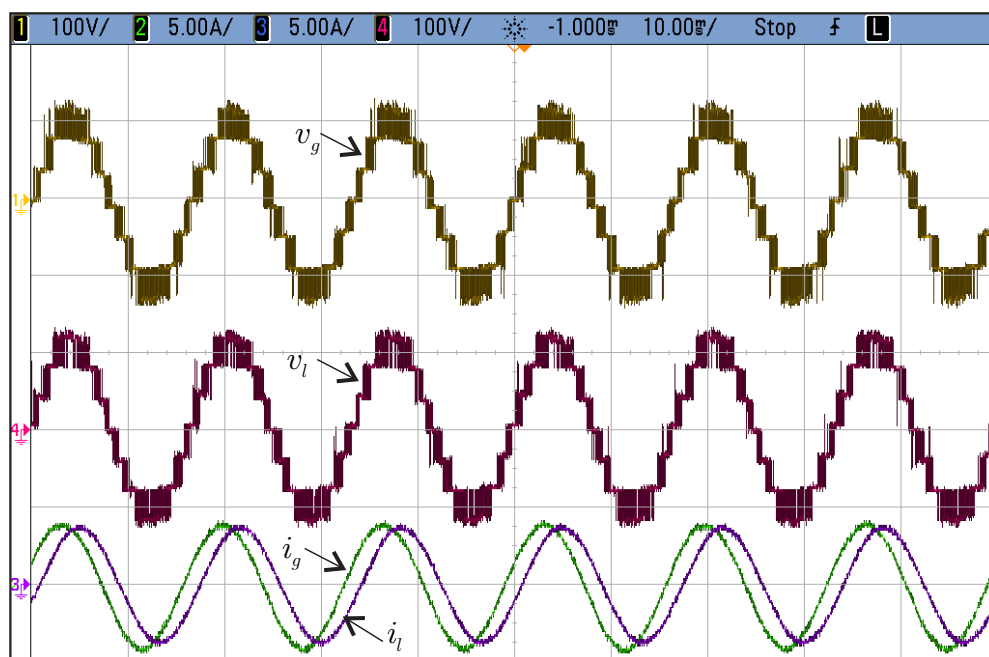


(a)

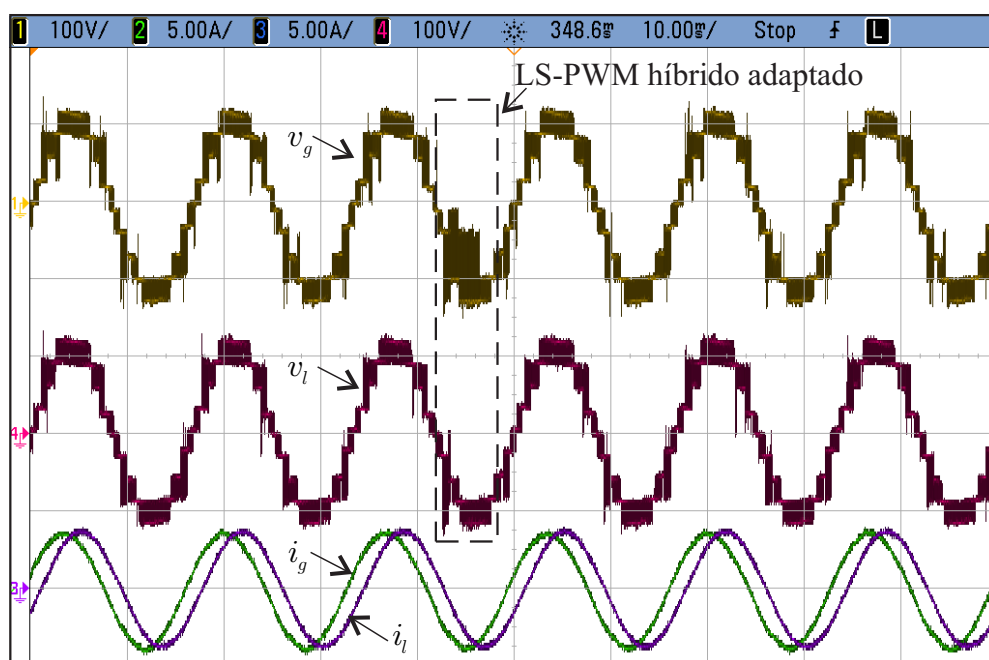


(b)

Figura 2.16: Resultados experimentais da topologia 6L (performance em regime permanente) -  $v_{C_a}$ ,  $v_{C_b}$ ,  $e_g$  e  $i_g$ . (a)  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  (b)  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

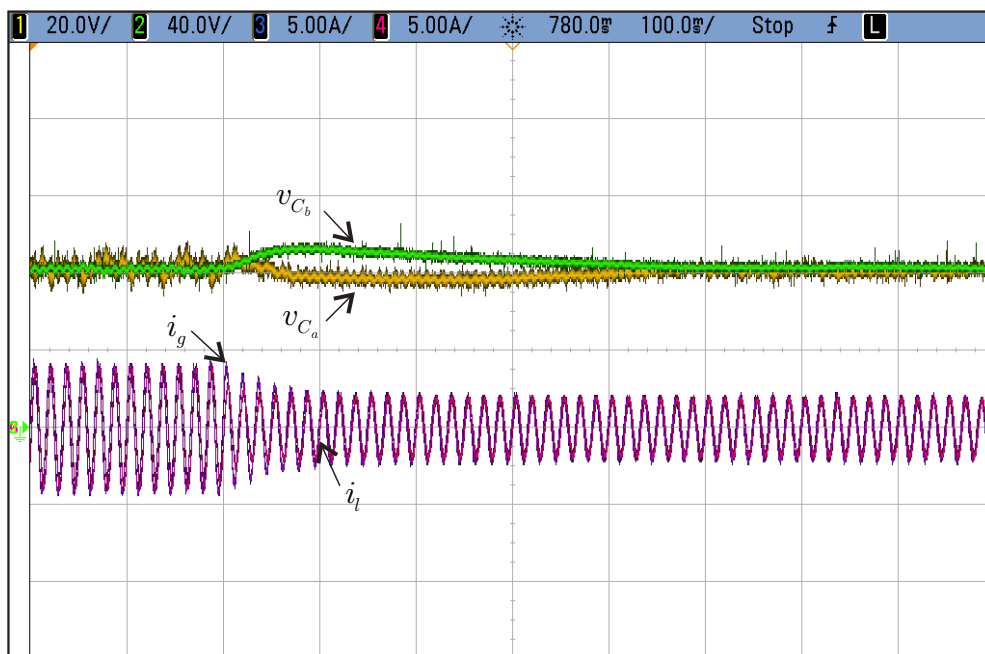


(a)

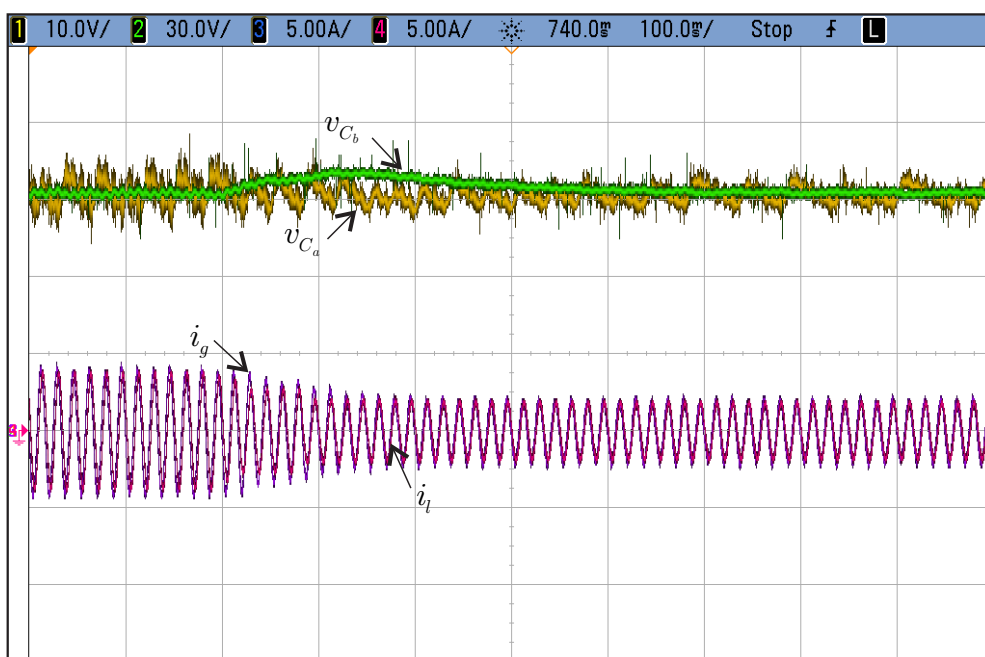


(b)

Figura 2.17: Resultados experimentais da topologia 6L (performance em regime permanente) -  $v_g$ ,  $v_l$ ,  $i_g$  e  $i_l$ . (a)  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  (b)  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .



(a)



(b)

Figura 2.18: Resultados experimentais da topologia 6L (transitório de carga) -  $v_{C_a}$ ,  $v_{C_b}$ ,  $i_g$  e  $i_l$ . (a)  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$  (b)  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ .

Um sistema de controle completo foi explicado. Foi exposta uma técnica que controla as tensões dos barramentos CC utilizando o PWM vetorial. Nessa técnica as chaves são selecionadas de modo a formar combinações que criam condições de balancear as tensões dos barramentos. Quando  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$ , foi desenvolvida uma técnica adaptada do LS-PWM híbrido que também regula as tensões dos barramentos.

As frequências de amostragem de todas as estratégias foram reduzidas até produzirem o mesmo WTHD médio da topologia 3L utilizando a técnica proposta em (Jacobina et al., 2006). Como resultado, foi mostrado que o método PWM vetorial com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  gera perdas menores que a técnica LS-PWM híbrido e que a técnica PWM vetorial com  $v_{C_b} = v_{C_a}$  e  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ . Comparando o método PWM vetorial com barramentos iguais e o método PWM semisenoidal, quando o fator de potência da carga diminui, as perdas por condução e, conseqüentemente, as perdas totais do PWM semisenoidal tornam-se maiores que aquelas da técnica PWM vetorial com redução das correntes dos braços comuns.

Considerando o controle dos barramentos CC, o caso com  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  pode ter maiores distorções harmônicas que o caso com  $v_{C_b} = 2v_{C_a}$ , uma vez que realiza o controle individual das tensões dos barramentos utilizando vetores de tensão distantes.

O caso no qual  $v_{C_b} = 3v_{C_a}$  foi implementado experimentalmente utilizando a técnica LS-PWM híbrido adaptado. As tensões dos barramentos foram controladas e as tensões geradas foram similares às apresentadas na simulação do controle. Com isso, ficou comprovado que o sistema 6L é uma opção viável para aplicações de conversão e compensação de energia com entrada e saída monofásicas.

# 3

## Conversores Monofásicos/Bifásicos

### 3.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentadas topologias que geram duas tensões defasadas de  $90^\circ$  a partir de uma rede elétrica monofásica. Após o nome da topologia será utilizado o símbolo  $1\phi/2\phi$  significando que trata-se de um conversor monofásico/bifásico. O fator de potência da rede é mantido próximo do valor unitário e as tensões sobre a carga possuem amplitude e fase constantes, não sendo influenciadas pelas variações da rede elétrica.

As topologias propostas são baseadas na topologia 6L discutida no capítulo 2 e mostrada na Figura 2.1. Essas configurações podem ser utilizadas para acionar máquinas bifásicas ou alimentar cargas bifásicas (ou mesmo cargas monofásicas). O conversor mostrado na Figura 3.1 é conectado diretamente à rede elétrica monofásica (essa configuração é aqui denominada como topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ ). A Figura 3.2a ilustra uma topologia que utiliza um transformador com dois enrolamentos secundários (representado na Figura 3.2b) para conectar-se à rede elétrica monofásica (essa configuração é aqui denominada topologia como SLTB  $1\phi/2\phi$ ). Essas topologias são mais adequadas quando a amplitude das tensões nas cargas for aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica.

A topologia SLTB  $1\phi/2\phi$  é implementada baseando-se na técnica de modulação PWM vetorial apresentada em (Jacobina et al., 2006), uma vez que essa topologia é composta por dois conversores 3L independentes. Duas técnicas PWM são apresentadas para a configura-

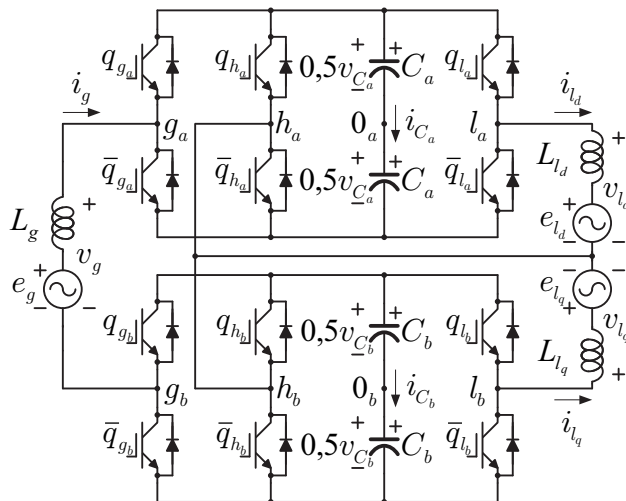


Figura 3.1: Topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ .

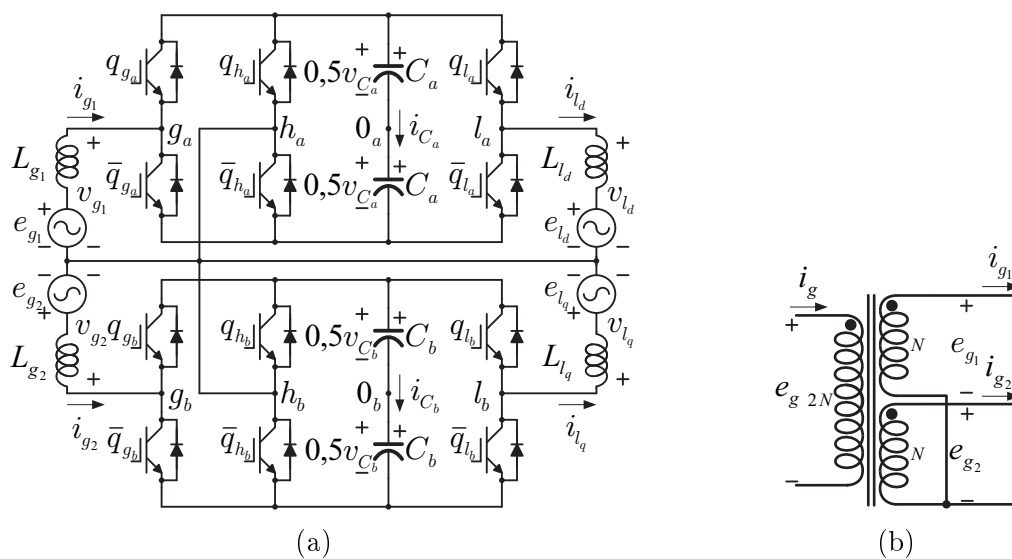


Figura 3.2: Topologia SLTB  $1\phi/2\phi$  e transformador utilizado pela mesma. (a) Topologia SLTB  $1\phi/2\phi$ . (b) Transformador utilizado pela topologia SLTB  $1\phi/2\phi$ .

ção SLTL  $1\phi/2\phi$ : PWM escalar e PWM híbrido. O método escalar funciona para quaisquer combinações de tensões que possam ser geradas pela topologia. Já a técnica híbrida funciona em uma região mais restrita, entretanto gera tensões com distorções harmônicas otimizadas.

Para regular as tensões dos barramentos da topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ , um controle em malha fechada é utilizado para controlar a média aritmética das tensões dos barramentos ( $v_{C_m} = v_{C_a} + v_{C_b}$ ). O controle individual das tensões dos barramentos é alcançado utilizando uma variável definida pelas técnicas de modulação.

A topologia proposta em (Jacobina et al., 2003) (aqui denominada como topologia 4L  $1\phi/2\phi$  e representada na Figura 3.3), considerada convencional, é simulada utilizando a técnica PWM apresentada no mesmo artigo. As topologias 4L, SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  são comparadas. Ao contrário dos conversores SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$ , para operar com a amplitude das tensões nas cargas igual a aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica, a configuração 4L terá baixos índices de modulação do lado da carga. Além disso, nessas condições, a topologia 4L  $1\phi/2\phi$  opera com tensão do barramento igual ao dobro das tensões dos barramentos das topologias SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$ .

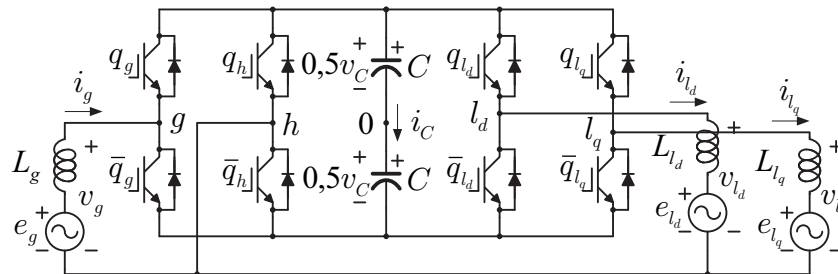


Figura 3.3: Topologia 4L  $1\phi/2\phi$ .

Comparada à topologia 4L  $1\phi/2\phi$ , os sistemas SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  permitem diminuir: 1) as tensões e potências processadas pelas chaves dos conversores; 2) a distorção harmônica total operando com a frequência de amostragem; e 3) as perdas por chaveamento e totais nos semicondutores. Comparada à topologia SLTB  $1\phi/2\phi$ , a configuração SLTL  $1\phi/2\phi$  possui menores perdas totais e WTHDs da tensões do lado da rede elétrica. Durante essa análise, todas as topologias operaram com a amplitude das tensões do lado da carga aproximadamente igual a metade da amplitude da tensão da rede elétrica.

### 3.2 Modelo do Sistema

O sistema SLTL  $1\phi/2\phi$  é composto por uma rede elétrica monofásica, dois barramentos capacitivos, dois conversores de três braços e uma máquina ou carga bifásica. O sistema SLTB  $1\phi/2\phi$  é composto por uma rede elétrica monofásica, um transformador com dois enrolamentos secundários (o transformador fornece duas tensões com a mesma fase e metade da amplitude da tensão da rede elétrica -  $e_{g1}$  e  $e_{g2}$ ), dois barramentos capacitivos, dois conversores de três braços e uma máquina ou carga bifásica. A Figura 3.4 ilustra o circuito equivalente de ambos os sistemas. Apenas o modelo e as técnicas PWM do conversor SLTL serão apresentadas nesse trabalho, uma vez que o conversor SLTB  $1\phi/2\phi$  é composto por dois conversores 3L independentes. Como comentado no capítulo 2, a técnica de modulação vetorial dessa topologia foi apresentada em (Jacobina et al., 2006). As correntes nas cargas bifásicas são representadas como  $i_{ld}$  e  $i_{lb}$ .

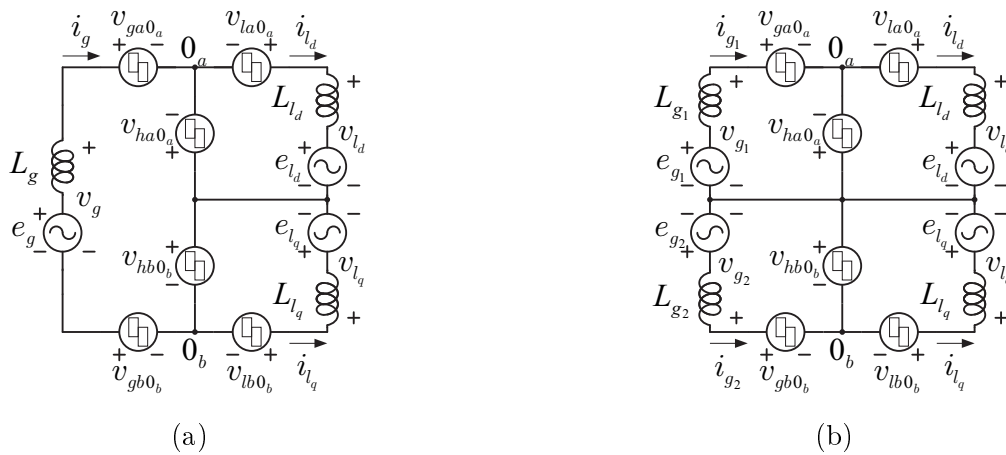


Figura 3.4: Circuitos equivalentes. (a) Topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ . (b) Topologia SLTB  $1\phi/2\phi$ .

As tensões  $v_g$ ,  $v_{ld}$  e  $v_{lq}$  podem ser escritas em função das tensões de polo como

$$v_g = v_{ga0_a} - v_{gb0_b} - v_{ha0_a} + v_{hb0_b} \tag{3.1}$$

$$v_{ld} = v_{la0_a} - v_{ha0_a} \tag{3.2}$$

$$v_{lq} = v_{lb0_b} - v_{hb0_b}. \tag{3.3}$$



As tensões de polo definem as variáveis nas Equações (3.1) a (3.3).

$$v_{gab} = v_{ga0_a} - v_{gb0_b} \quad (3.4)$$

$$v_{lab} = v_{la0_a} - v_{lb0_b} \quad (3.5)$$

$$v_{hab} = v_{ha0_a} - v_{hb0_b}. \quad (3.6)$$

As tensões  $v_g$ ,  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  precisam obedecer as seguintes relações:

$$v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (3.7)$$

$$v_{l_q} \leq v_{C_a} \quad (3.8)$$

$$v_{l_d} \leq v_{C_b} \quad (3.9)$$

$$|v_g - v_{l_d} + v_{l_q}| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (3.10)$$

$$|v_g - v_{l_d}| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (3.11)$$

$$|v_g + v_{l_q}| \leq v_{C_a} + v_{C_b}. \quad (3.12)$$

## 3.3 Técnicas PWM

### 3.3.1 PWM Escalar

O método PWM escalar é aplicável para qualquer valor de  $v_g$ ,  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  desde que obedecem as restrições impostas pelos barramentos CC representadas nas Equações (3.7) à (3.12).

Como definido no capítulo 2, o símbolo \* indica variável de referência. As seis tensões de polo do conversor são determinadas a partir de  $v_g^*$ ,  $v_{l_d}^*$  e  $v_{l_q}^*$ . Para isso, três variáveis auxiliares, denominadas  $v_{h_a}^*$ ,  $v_{h_b}^*$  e  $v_{xg}^*$ , são introduzidas. Usando as Equações (3.1) à (3.6), se obtém que

$$v_{gab}^* = v_g^* + v_{xh}^* \quad (3.13)$$

$$v_{hab}^* = v_{xh}^* \quad (3.14)$$

$$v_{la0_a}^* = v_{l_d}^* + v_{h_a}^* \quad (3.15)$$

$$v_{ha0_a}^* = v_{h_a}^* \quad (3.16)$$

$$v_{lb0_b}^* = v_{l_q}^* + v_{h_b}^* \quad (3.17)$$

$$v_{hb0_b}^* = v_{h_b}^* \quad (3.18)$$

onde

$$v_{xh}^* = v_{ha}^* - v_{hb}^*. \quad (3.19)$$

Os valores máximos e mínimos para  $v_{ha}^*$ ,  $v_{hb}^*$  e  $v_{xh}^*$  são obtidos usando as Equações (3.13) à (3.18), sendo representados como

$$v_{xh,max}^* = v_{Ca}^*/2 + v_{Cb}^*/2 - \max\{v_g^*, 0\} \quad (3.20)$$

$$v_{xh,min}^* = -v_{Ca}^*/2 - v_{Cb}^*/2 - \min\{v_g^*, 0\} \quad (3.21)$$

$$v_{ha,max1}^* = v_{Ca}^*/2 - \max\{v_{id}^*, 0\} \quad (3.22)$$

$$v_{ha,min1}^* = -v_{Ca}^*/2 - \min\{v_{id}^*, 0\} \quad (3.23)$$

$$v_{hb,max1}^* = v_{Cb}^*/2 - \max\{v_{iq}^*, 0\} \quad (3.24)$$

$$v_{hb,min1}^* = -v_{Cb}^*/2 - \min\{v_{iq}^*, 0\}. \quad (3.25)$$

Usando as Equações (3.19) à (3.23), novos valores máximos e mínimos para  $v_{hb}^*$  são escritos como

$$v_{hb,max2}^* = v_{ha,max1}^* - v_{xh,min}^* \quad (3.26)$$

$$v_{hb,min2}^* = v_{ha,min1}^* - v_{xh,max}^*. \quad (3.27)$$

Então,

$$v_{hb,max}^* = \min\{v_{hb,max1}^*, v_{hb,max2}^*\} \quad (3.28)$$

$$v_{hb,min}^* = \max\{v_{hb,min1}^*, v_{hb,min2}^*\} \quad (3.29)$$

$$v_{hb}^* = \mu_{hb}^* v_{hb,max}^* + (1 - \mu_{hb}^*) v_{hb,min}^* \quad (3.30)$$

onde  $0 \leq \mu_{hb}^* \leq 1$ .

Usando as Equações (3.19) à (3.21) e (3.30), outros valores máximos e mínimos para  $v_{ha}^*$  são escritos como

$$v_{ha,max2}^* = v_{hb}^* + v_{xh,max}^* \quad (3.31)$$

$$v_{ha,min2}^* = v_{hb}^* + v_{xh,min}^*. \quad (3.32)$$

Logo

$$v_{ha,max}^* = \min\{v_{ha,max_1}^*, v_{ha,max_2}^*\} \quad (3.33)$$

$$v_{ha,min}^* = \max\{v_{ha,min_1}^*, v_{ha,min_2}^*\} \quad (3.34)$$

$$v_{ha}^* = \mu_{ha}^* v_{ha,max}^* + (1 - \mu_{ha}^*) v_{ha,min}^* \quad (3.35)$$

onde  $0 \leq \mu_{ha}^* \leq 1$ .

Então,  $v_{gab}^*$ ,  $v_{hab}^*$ ,  $v_{la0a}^*$ ,  $v_{ha0a}^*$ ,  $v_{lb0b}^*$  e  $v_{hb0b}^*$  podem ser calculados usando as Equações (3.13) à (3.18). Usando a Equação (3.4), escreve-se que

$$v_{ga0a}^* = v_{gab}^* + v_{xg}^* \quad (3.36)$$

$$v_{gb0b}^* = v_{xg}^* \quad (3.37)$$

tal que  $v_{xg}^*$  é dado por

$$v_{xg,max}^* = \min\{v_{Ca}^*/2 - v_{gab}^*, v_{Cb}^*/2\} \quad (3.38)$$

$$v_{xg,min}^* = \max\{-v_{Ca}^*/2 - v_{gab}^*, -v_{Cb}^*/2\} \quad (3.39)$$

$$v_{xg}^* = \mu_{xg}^* v_{xg,max}^* + (1 - \mu_{xg}^*) v_{xg,min}^* \quad (3.40)$$

onde  $0 \leq \mu_{xg}^* \leq 1$ .

Os valores das tensões de polo são comparados a portadoras triangulares de frequência  $f_s$  com amplitude igual a  $\frac{v_c}{2}$ . Esse método não garante a utilização ótima dos níveis de tensão que sintetizam  $v_g$ . Entretanto, essa técnica é utilizada para desenvolver a técnica PWM híbrida. Esta técnica sempre utiliza os melhores níveis de tensão e é apresentada na próxima subseção.

### 3.3.2 PWM Híbrido

A topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  pode gerar a tensão do lado da rede com até cinco níveis. A utilização da técnica PWM híbrida garante a utilização ótima desses níveis.

Dadas as tensões dos barramentos CC A e B iguais a  $0,6 p.u.$ , os seguintes fasores representam as tensões que podem ser geradas por essa técnica:  $v_g = 1/\theta \pm 20\% p.u.$ ;  $v_{la} = 0,5/0^\circ \pm 20\% p.u.$ ; e  $v_{lq} = 0,5/90^\circ \pm 20\% p.u.$ . Onde  $-75,52^\circ \leq \theta \leq -14,47^\circ$ .

Usando a polaridade instantânea de  $v_{l_d}^*$ ,  $v_{l_q}^*$  e  $v_g^*$ , além do valor instantâneo de  $v_g^*$ , parte das tensões de polo de referência são definidas. As Tabelas 3.1 e 3.2 especificam o procedimento. Os braços cujas tensões de polo são definidas nessas tabelas operam com frequência de chaveamento nula. Isso significa que pelo menos dois braços operam com frequência de chaveamento nula durante um período de amostragem  $T$ .

Tabela 3.1: PWM híbrido (parte 1).

$v_{l_d}^*$	$v_{l_q}^*$	$ v_g^* $	$v_{ha0a}^*$	$v_{hb0b}^*$
$\geq 0$	$\geq 0$	$\leq 0,5 p.u$	$-v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$
		$> 0,5 p.u$	consulte a Tabela 3.2	
$< 0$	$< 0$	$\leq 0,5 p.u$	$v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$
		$> 0,5 p.u$	consulte a Tabela 3.2	
$\geq 0$	$< 0$	$= v_g$	$-v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$
$< 0$	$\geq 0$	$= -v_g$	$v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$

Tabela 3.2: PWM híbrido (parte 2).

$v_g^*$	$v_{ga0a}^*$	$v_{gb0b}^*$
$> 0,5 p.u$	$v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$
$< -0,5 p.u$	$-v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$

Depois de utilizar as Tabelas 3.1 e 3.2, as demais tensões de polo de referência são calculadas segundo o procedimento descrito a seguir.

**Caso  $v_{ha0a}^*$  e  $v_{hb0b}^*$  sejam definidas pela Tabela 3.1**

$v_{ha}^*$ ,  $v_{hb}^*$  e  $v_{xh}^*$  são calculadas usando as Equações (3.16) e (3.18) à (3.19). Então,  $v_{gab}^*$ ,  $v_{la0a}^*$  e  $v_{lb0b}^*$  são calculadas a partir das Equações (3.13), (3.15) e (3.17).  $v_{ga0a}^*$  e  $v_{gb0b}^*$  são calculadas usando as Equações (3.36) à (3.40).

**Caso  $v_{ga0a}^*$  e  $v_{gb0b}^*$  sejam definidas pelas Tabela 3.2**

$v_{gab}^*$  e  $v_{xh}^*$  são calculadas usando as Equações (3.4) e (3.13). Os valores máximos e mínimos para  $v_{ha}^*$  e  $v_{hb}^*$  são calculando as Equações (3.22) à (3.25). Usando a Equação (3.19), calcule-se

$$v_{hb,max_2}^* = v_{ha,max_1}^* - v_{xh}^* \tag{3.41}$$

$$v_{hb,min_2}^* = v_{ha,min_1}^* - v_{xh}^*. \tag{3.42}$$

Então,  $v_{hb,max}^*$ ,  $v_{hb,min}^*$  e  $v_{h_b}^*$  são calculadas usando as Equações (3.28) à (3.30). Usando a Equação (3.19) novamente, encontra-se

$$v_{h_a}^* = v_{h_b}^* + v_{xh}^*. \quad (3.43)$$

Deste modo, as tensões de polo  $v_{la0_a}^*$ ,  $v_{lb0_b}^*$ ,  $v_{ha0_a}^*$  e  $v_{hb0_b}^*$  são calculadas usando as Equações (3.15) à (3.18) e são comparadas com portadoras triangulares de alta frequência para obtenção dos sinais de gatilho para as chaves.

### 3.4 Sistema de Controle

O diagrama de controle está representado na Figura 3.5. Um controlador PI é utilizado para controlar a média aritmética das tensões dos barramentos ( $v_{C_m}$ ) e um controlador PI ressonante é utilizado para controlar a corrente da rede elétrica ( $i_g$ ).

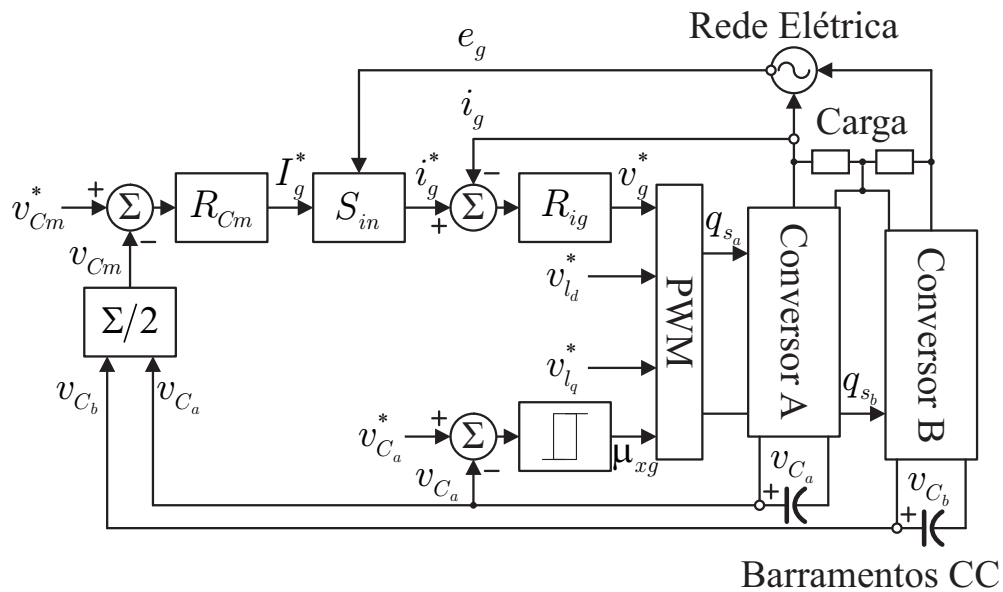


Figura 3.5: Diagrama de controle do sistema SLTL  $1\phi/2\phi$ .

O controlador  $R_{C_m}$  recebe o erro ( $v_{C_m}^* - v_{C_m}$ ) e gera amplitude de referência da corrente da rede elétrica ( $I_g^*$ ). A corrente  $i_g^*$  é calculada pelo bloco  $S_{in}$ , que sincroniza  $i_g^*$  com  $e_g$  para garantir que a rede elétrica tenha fator de potência próximo do valor unitário. O controlador  $R_{i_g}$  recebe o erro ( $i_g^* - i_g$ ) e gera a tensão de referência  $v_g^*$  utilizando um controlador PI ressonante.

Além do controle de  $v_{C_m}$ , é necessário manter  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  com valores corretos. A tensão  $v_{C_a}$  (e, conseqüentemente,  $v_{C_b}$ ) é controlada por meio de  $\mu'_{xg}$ . Essa variável define  $\mu_{xg}$  usando o sentido da corrente  $i_g$ . Se  $i_g \geq 0$ ,  $\mu_{xg} = \mu'_{xg}$ . Se  $i_g < 0$ ,  $\mu_{xg} = 1 - \mu'_{xg}$ .

$p_a$  e  $p_b$  são as potências instantâneas nos barramentos A e B, respectivamente, e seus valores são definidos como

$$p_a = i_g(v_{ga0_a} - v_{ha0_a}) - i_{l_d}(v_{la0_a} - v_{ha0_a}) \quad (3.44)$$

$$p_b = -i_g(v_{gb0_b} - v_{hb0_b}) - i_{l_q}(v_{lb0_b} - v_{hb0_b}). \quad (3.45)$$

Analisando as Equações (3.36) à (3.40), é possível ver que a variável  $\mu_{xg}$  pode ser utilizada para aumentar ou diminuir  $v_{ga0_a}$  e  $v_{gb0_b}$ . Conseqüentemente,  $\mu_{xg}$  (e  $\mu'_{xg}$ ) pode influenciar o valor médio da potência nos barramentos A e B.

A Figura 3.6 mostra as curvas dos valores da potência média do barramento A ( $P_a$ ) versus  $E_g$  para vários valores de  $\mu'_{xg}$ . Durante essa análise,  $v_{C_a}^* = v_{C_b}^* = 0,6$  p.u., a impedância do indutor de acoplamento foi  $0,2Z_b$  ( $Z_b$  é a impedância de base) e a amplitude da tensão de saída foi  $V_l^* = V_{l_d}^* = V_{l_q}^* = 0,5$  p.u.. Pode ser visto que é possível impor uma potência  $P_a$  negativa ou positiva utilizando  $\mu'_{xg}$ . Ou seja, é possível aumentar ou diminuir a tensão  $v_{C_a}$ .

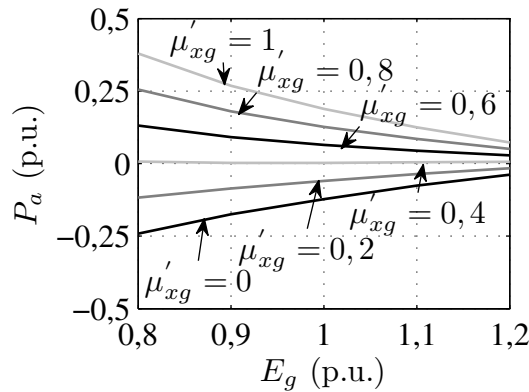


Figura 3.6:  $P_a$  versus  $E_g$  para vários valores de  $\mu'_{xg}$ .

Para controlar  $v_{C_a}$  usando  $\mu'_{xg}$ , uma estratégia em histerese foi utilizada. Quando o erro de tensão  $v_{C_a} - v_{C_a}^*$  estiver confinado na banda de histerese,  $\mu'_{xg} = 0,5$ , pois isso reduz o WTHD da tensão  $v_g$  (mais detalhes sobre a influência de  $\mu_{xg}$  nas distorções harmônicas são fornecidos na seção 3.6). Quando o erro de tensão cruza a banda de histerese,  $\mu'_{xg}$  é feito igual a 0 ou 1 até levar o erro de tensão de volta para zero.  $\mu'_{xg} = 1$  é utilizado para aumentar

$v_{C_a}$ , enquanto  $\mu'_{xg} = 0$  é utilizado para diminuir  $v_{C_a}$ . A Figura 3.7 ilustra como a regulação da tensão  $v_{C_a}$  é feita.

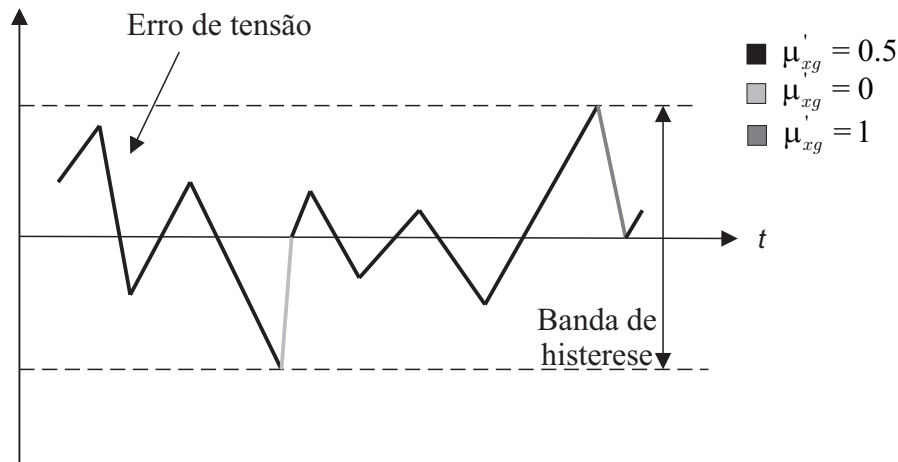


Figura 3.7: Regulação da tensão por histerese (sistema SLTL  $1\phi/2\phi$ ).

### 3.5 Características das Topologias

#### 3.5.1 Especificação das Tensões dos Barramentos

Considerando a situação na qual os fasores das tensões que serão geradas são  $v_g = 1/\theta$  p.u.,  $v_{l_a} = 0,5/0^\circ$  p.u. e  $v_{l_q} = 0,5/90^\circ$  p.u., as tensões mínimas dos barramentos CC podem ser especificadas.

Para a topologia 4L  $1\phi/2\phi$ , o valor mínimo de  $v_C$  é 1 p.u. e  $14,48^\circ \leq \theta \leq 75,52^\circ$ . Para o conversor SLTB  $1\phi/2\phi$ , os valores mínimos de  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  são 0,5 p.u. e  $30^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ . Para a topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ , os valores mínimos de  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  também são 0,5 p.u. e  $-75,52^\circ \leq \theta \leq -14,47^\circ$ .

$\theta = 45^\circ$  deve ser utilizado pelas topologias 4L e SLTB  $1\phi/2\phi$ , enquanto  $\theta = -45^\circ$  deve ser utilizado pela topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ . Esses são os ângulos que possibilitam a geração de  $v_{l_a}$  e  $v_{l_q}$  com o mesmo valor de WTHD.

É importante destacar que embora a topologia 4L tenha apenas um barramento CC (SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  possuem dois barramentos), sua tensão é duas vezes maior que a dos barramentos das outras topologias. Além disso, para operar com a amplitude da tensão na

carga ( $V_l$ ) com o dobro da amplitude da tensão do lado da rede elétrica  $V_g$ , o lado da carga da topologia 4L  $1\phi/2\phi$  opera com baixo índice de modulação.

A melhor situação para a topologia 4L  $1\phi/2\phi$  em termos de índice de modulação acontece quando  $V_g = \frac{\sqrt{2}}{2} p.u.$  e  $V_l = 0,5 p.u.$  ( $v_C = \frac{\sqrt{2}}{2} p.u.$ ). Isso ocorre porque, nessas condições, os lados da rede elétrica e da carga operam com alto índice de modulação. Considerando as topologias SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  nessa situação,  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  devem ser  $0,5 p.u.$  e o lado da rede elétrica irá operar com baixo índice de modulação.

### 3.5.2 Simulações dos efeitos do $\theta$ , $\mu_{xg}$ e $\mu_h$ - Topologia SLTL $1\phi/2\phi$ utilizando o PWM híbrido

Para simplificar as análises dessa subseção, define-se a variável  $\mu_h$  como  $\mu_h = \mu_{h_a} = \mu_{h_b}$ . Nessas análises se tem:  $v_g = 1/\theta p.u.$ ;  $v_{l_d} = 0,5/0^\circ p.u.$ ;  $v_{l_q} = 0,5/90^\circ p.u.$ ;  $v_{C_a} = v_{C_b} = 0,5 p.u.$ ; e  $-75,52^\circ \leq \theta \leq -14,47^\circ$ .

As curvas da Figura 3.8 ilustram o efeito do ângulo  $\theta$  nas distorções harmônicas de  $v_g$ ,  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  para  $\mu_{xg} = 0; 0,5$  e  $1$ . Como pode ser observado,  $\theta = -45^\circ$  é o único ângulo que gera as tensões  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  com o mesmo WTHD independente do valor de  $\mu_{xg}$ .

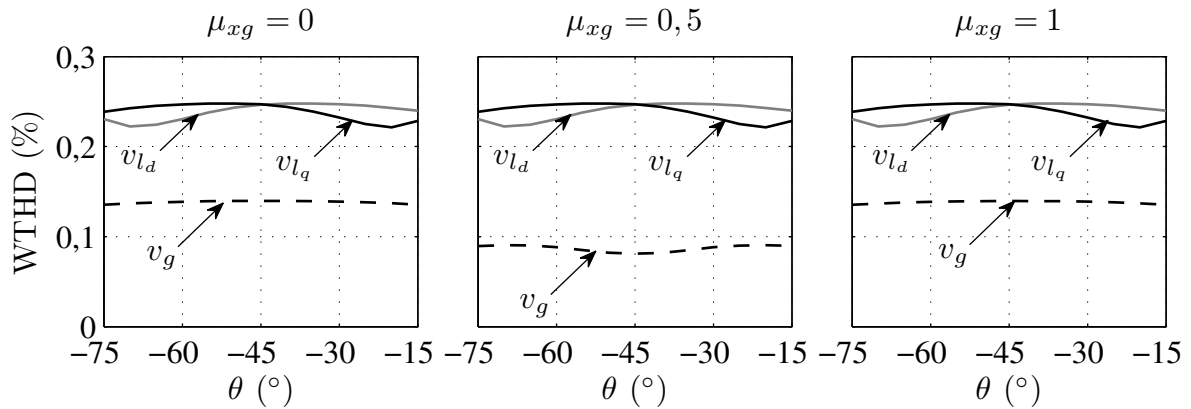


Figura 3.8: Distorções harmônicas de  $v_g$ ,  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  versus  $\theta$  (topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ ).

A Figura 3.9 mostra o efeito de  $\mu_{xg}$  e  $\mu_h$  nos WTHDs de  $v_g$ ,  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  quando  $\theta = -45^\circ$ . Quando  $\mu_{xg}$  varia,  $\mu_h = 0,5$  e, quando  $\mu_h$  varia,  $\mu_{xg} = 0,5$ . Quando mais próximo  $\mu_{xg}$  for de  $0,5$ , menor a distorção harmônica de  $v_g$ . Também observa-se que  $\mu_{xg}$  igual a  $0$  ou  $1$  gera os mesmos resultados.

Pode-se ver que  $\mu_h$  exerce um efeito muito suave nas distorções harmônicas, uma vez que



na maior parte do tempo os braços  $h_a$  e  $h_b$  permanecem grampeados quando o PWM híbrido é usado. Durante as análises,  $\mu_{h_a}$  e  $\mu_{h_b}$  foram sempre iguais para evitar que as distorções de  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  ficassem diferentes mesmo com  $\theta = -45^\circ$ .

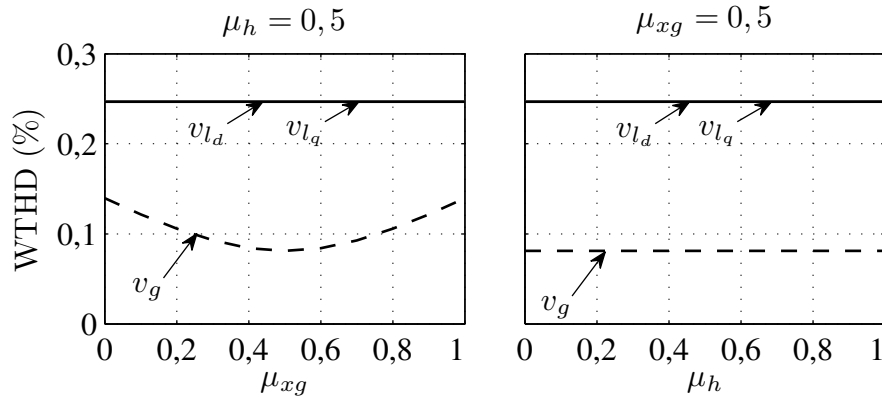


Figura 3.9: Distorções harmônicas de  $v_g$ ,  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  versus  $\mu_{xg}$  e  $\mu_h$  (topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  com  $\theta = -45^\circ$ ).

As conclusões apresentadas são similares para outras relações de tensão (valores de  $E_g$  e  $V_l$ ) desde que as limitações de tensão sejam obedecidas. Também é importante destacar que o natural é que as distorções harmônicas diminuam quando  $\mu_{xg}$  se aproxima de 0,5. Entretanto, quando  $\mu_{xg}$  é igual a 0 ou 1, ocorrerão grampeamentos e as perdas por chaveamento do conversor irão diminuir.

### 3.6 Comparações das Topologias

Nessa seção, uma análise comparativa das topologias 4L, SLTL e SLTB  $1\phi/2\phi$  é feita com base nas distorções harmônicas e nas perdas nos semicondutores. As simulações foram feitas em malha aberta (sem considerar o controle dos barramentos capacitivos).

Os resultados mostrados foram obtidos para: frequência de amostragem  $f_s = 10,02$  kHz; frequências das tensões da rede elétrica e das cargas iguais a 60 Hz; potência processada pelo sistema  $P_l = 1500$  W; amplitude da tensão da rede elétrica  $E_g = 295,5$  V; amplitude das tensões nas cargas  $V_l = V_{l_d} = V_{l_q} = 155,5$  V; indutor de acoplamento com reatância igual a  $X_g = 0,2Z_b$ ; rede elétrica com fator de potência próximo da unidade; fatores de potência das cargas iguais a 0,95; tensões dos barramentos CC  $v_{C_a} = v_{C_b} = 155,5$  V (topologias SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$ ) e  $v_C = 311$  V (topologia 4L  $1\phi/2\phi$ ).

A configuração 4L  $1\phi/2\phi$  foi simulada utilizando uma das técnicas de modulação PWM propostas em (Jacobina et al., 2003) (método III com  $\mu_g = 0,5$ ). A configuração SLTB  $1\phi/2\phi$  foi simulada utilizando a técnica de modulação vetorial apresentada em (Jacobina et al., 2006) com os vetores de tensão aplicados simetricamente com relação a metade do período de amostragem e a variável  $\mu$  foi igual a 0, 0,5 e 1 ( $\mu = 0$  e  $\mu = 1$  geram os mesmos resultados). O PWM híbrido foi utilizado pelo conversor SLTL  $1\phi/2\phi$  com  $\mu_{h_b} = \mu_{h_a} = 0,5$ . Os casos com  $\mu_{xg}$  igual a 0, 0,5 e 1 ( $\mu_{xg} = 0$  e  $\mu_{xg} = 1$  geram os mesmos resultados) foram avaliados.

### 3.6.1 Distorções Harmônicas

As curvas ilustradas nas Figuras 3.10, 3.11 e 3.12 mostram as tensões geradas pelas topologias 4L, SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$ , respectivamente.

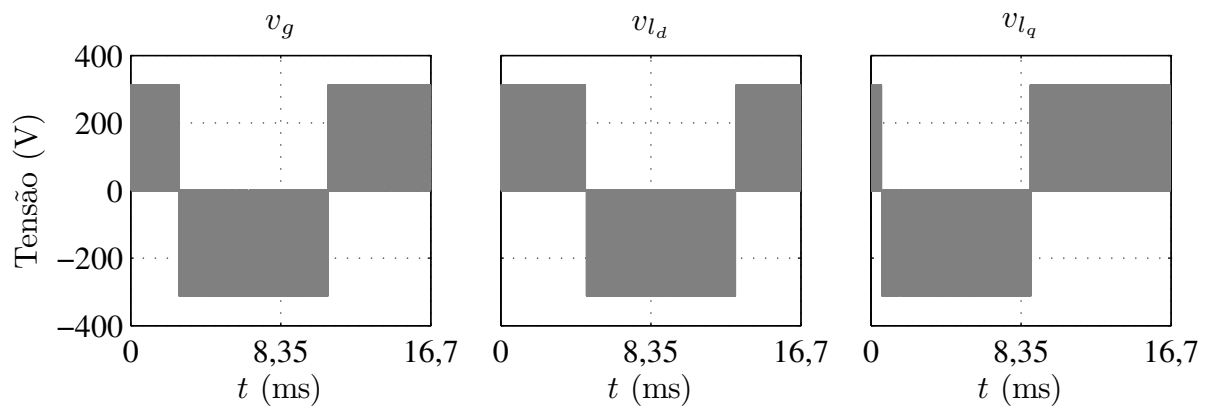


Figura 3.10: Tensões geradas pela topologia 4L  $1\phi/2\phi$ .

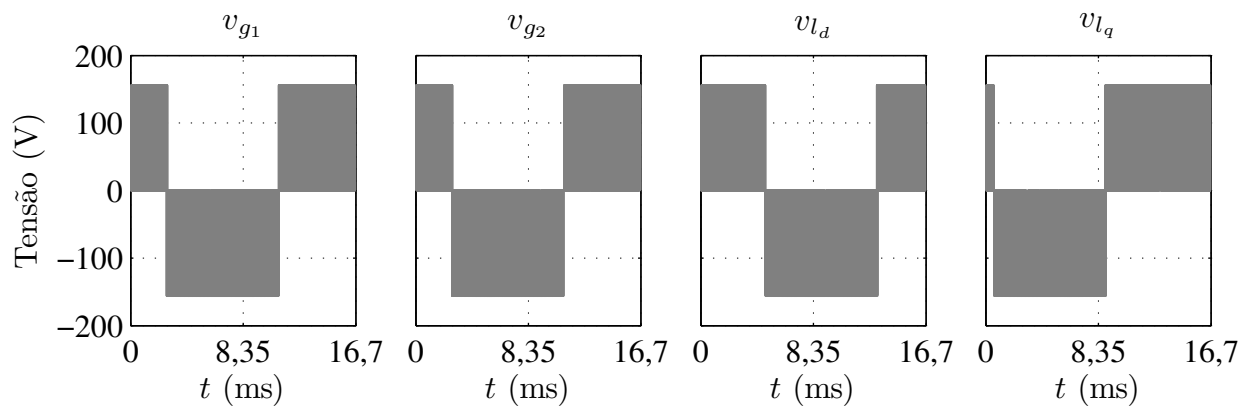


Figura 3.11: Tensões geradas pela topologia SLTB  $1\phi/2\phi$ .

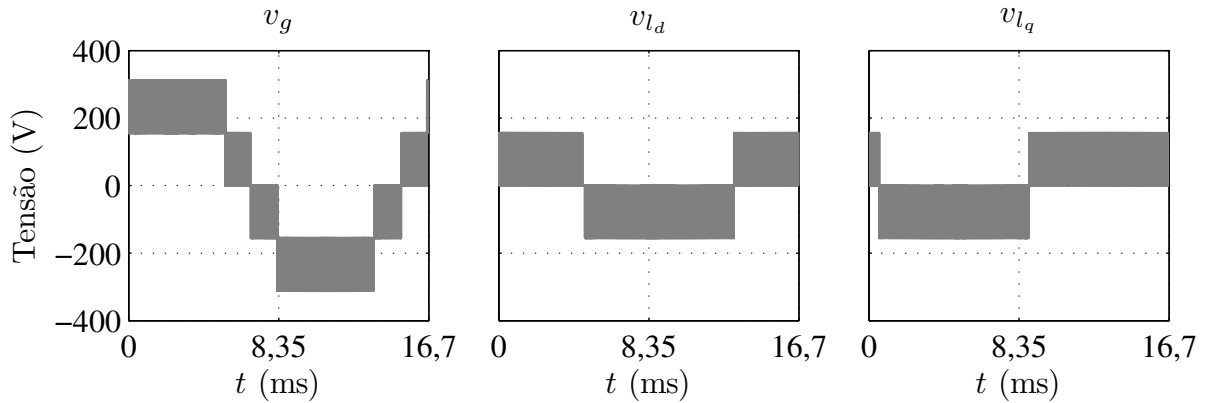


Figura 3.12: Tensões geradas pela topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ .

A Figura 3.3 mostra o WTHD de  $v_g$  versus  $\mu_{xg}$  (configuração SLTL  $1\phi/2\phi$ ). A distorção harmônica de  $v_g$  possui o menor valor quando  $\mu_{xg} = 0,5$ . Entretanto, quando  $\mu_{xg} = 0$  ou  $\mu_{xg} = 1$ , ao menos o braço  $g_a$  ou  $g_b$  opera com frequência de chaveamento nula e isso reduz as perdas por chaveamento. É importante destacar que  $\mu_{xg}$  não influencia os WTHDs de  $v_{ld}$  e  $v_{lq}$ . Isso acontece porque  $\mu_{xg}$  interfere apenas nos valores das tensões de polo de referência  $v_{g_a0_a}^*$  e  $v_{g_b0_b}^*$  como pode ser observado nas Equações 3.36 à 3.40.

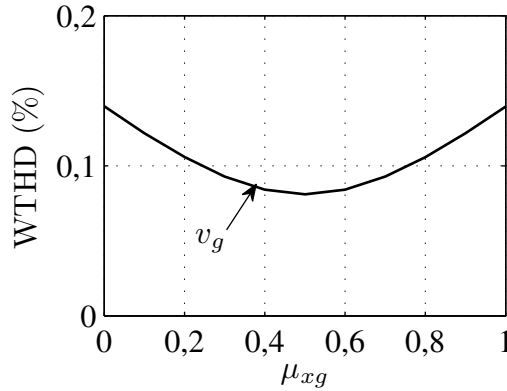


Figura 3.13: WTHD de  $v_g$  versus  $\mu_{xg}$  (topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ ).

Nesse capítulo, o WTHD é calculado da mesma forma que no capítulo 2. A topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  gera a tensão do lado da rede elétrica com até cinco níveis, enquanto as topologias 4L e SLTB  $1\phi/2\phi$  geram até três níveis. Conseqüentemente, a topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  sintetiza uma tensão  $v_g$  com baixa distorção harmônica. Isso pode ser visto nos dados expressos na Tabela 3.3, a qual traz a comparação entre as topologias em termos de WTHD (o WTHD de  $v_{g1} + v_{g2}$  é calculado para a topologia SLTB  $1\phi/2\phi$ , enquanto o WTHD de  $v_g$  é

calculado para as demais topologias). As distorções harmônicas das tensões  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  são menores quando a configuração SLTB  $1\phi/2\phi$  é utilizada. Para gerar  $V_g$  com aproximadamente o dobro da amplitude de  $V_l$ , o lado da carga opera com baixo índice de modulação quando a configuração 4L  $1\phi/2\phi$  é utilizada e, conseqüentemente, gera  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  com os maiores WTHDs.

Tabela 3.3: WTHDs das tensões (%) (configurações  $1\phi/2\phi$ ).

Conversor	$v_g$ ou $v_{g1} + v_{g2}$	$v_{l_d}$	$v_{l_q}$
4L ( $\mu_g = 0, 5$ )	0,13	0,47	0,47
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	0,14	0,25	0,25
SLTL ( $\mu_{xg} = 0, 5$ )	0,08	0,25	0,25
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	0,15	0,22	0,22
SLTB ( $\mu = 0, 5$ )	0,11	0,19	0,19

### 3.6.2 Perdas nos Semicondutores

No cálculo das perdas nos semicondutores foi utilizado o mesmo modelo comentado no capítulo 2. A Tabela 3.4 expressa os valores das perdas das configurações analisadas. As perdas por condução das topologias SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  são as mesmas, enquanto a topologia 4L  $1\phi/2\phi$  possui as menores perdas por condução por possuir menos chaves. A topologia 4L  $1\phi/2\phi$  possui as maiores perdas por chaveamento porque seu barramento possui duas vezes a tensão de um dos barramentos das topologias SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$ . A configuração SLTL  $1\phi/2\phi$  possui as menores perdas por chaveamento, uma vez que o PWM híbrido reduz a frequência de chaveamento do conversor (dois braços sempre operam com frequência de chaveamento igual a zero).

Todas as chaves do conversor 4L  $1\phi/2\phi$  operam com frequência de chaveamento igual à frequência de amostragem (10,02 kHz). As frequências das chaves dos conversores SLTB e SLTL são mostradas na Tabela 3.5. Como esperado, o PWM híbrido reduz a frequência de chaveamento dos braços  $q_{g_a}$ ,  $q_{g_b}$ ,  $q_{h_a}$  e  $q_{h_b}$  da topologia SLTL. As frequências de chaveamento são ainda menores quando  $\mu_{xg} = 0$  ou 1 (conseqüentemente, as perdas de chaveamento são ainda menores). A frequência de chaveamento e as perdas da topologia SLTB são reduzidas quando o conversor opera com  $\mu = 0$  ou 1.

As frequências de amostragem das topologias SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  foram reduzidas até

que o WTHD médio das tensões geradas pelos conversores tornou-se igual ao referente ao conversor 4L1 $\phi$ /2 $\phi$ . Na Tabela 3.6 são expressos os valores das perdas nos semicondutores nessa situação. Pode ser observado que a topologia SLTL 1 $\phi$ /2 $\phi$  possui a melhor performance em termos de perdas totais e que o caso com  $\mu_{xg} = 0$  ou 1 gera perdas totais menores que o caso em que  $\mu_{xg} = 0,5$ .

Considerando todas as topologias operando com  $Eg = 209 V$  e  $V_l = V_{l_d} = V_{l_q} = 155.5 V$  (uma condição na qual a topologia 4L 1 $\phi$ /2 $\phi$  é mais adequada),  $v_{C_a} = v_{C_b} = 155.5 V$  (configurações SLTB e SLTL1 $\phi$ /2 $\phi$ ),  $v_C = 209 V$  (configuração 4L1 $\phi$ /2 $\phi$ ), os demais parâmetros iguais aos apresentados nessa seção e mantendo todas as topologias com o mesmo WTHD médio, a topologia 4L 1 $\phi$ /2 $\phi$  possui menos perdas totais que a topologia SLTB. Entretanto, o conversor SLTL operando com o PWM híbrido ainda possui perdas totais menores que o conversor 4L 1 $\phi$ /2 $\phi$ .

Tabela 3.4: Perdas nos semicondutores (todas as topologias 1 $\phi$ /2 $\phi$  com a mesma frequência de amostragem).

Conversor	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)
4L ( $\mu_g = 0,5$ )	29,22	111,52	140,74
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	43,41	44,20	87,61
SLTL ( $\mu_{xg} = 0,5$ )	43,41	56,27	99,68
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	43,44	52,90	96,33
SLTB ( $\mu = 0,5$ )	43,44	78,72	122,15

Tabela 3.5: Frequências de chaveamento (kHz) (topologias 1 $\phi$ /2 $\phi$ ).

Conversor	$f_{qg_a}$	$f_{q_l_a}$	$f_{q_{h_a}}$	$f_{qg_b}$	$f_{q_l_b}$	$f_{q_{h_b}}$
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	4,32	9,99	1,65	4,47	9,93	1,59
SLTL ( $\mu_{xg} = 0,5$ )	8,64	9,99	1,65	8,67	9,93	1,59
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	7,02	6,84	6,27	7,02	6,84	6,27
SLTB ( $\mu = 0,5$ )	10,02	9,96	9,96	10,02	9,90	9,96

### 3.7 Resultados de Simulação e Experimentais

Simulações no computador e resultados experimentais foram realizados nas mesmas condições de operação para verificar a validade das considerações teóricas sobre a topologia SLTL 1 $\phi$ /2 $\phi$ . Os seguintes parâmetros foram utilizados nos testes: barramentos formados por capacitores com capacidade  $C = 2200 \mu F$ ;  $v_{C_a} = v_{C_b} = 50 V$ ; índice de modulação na entrada

Tabela 3.6: Perdas nos semicondutores (todas as topologias  $1\phi/2\phi$  com o mesmo WTHD médio).

Conversor	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)
4L ( $\mu_g = 0,5$ )	29,22	111,52	140,74
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	43,41	28,65	72,06
SLTL ( $\mu_{xg} = 0,5$ )	43,41	30,59	74,00
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	43,44	32,11	75,55
SLTB ( $\mu = 0,5$ )	43,44	39,1671	82,6031

e na saída igual a 0,95; frequência de amostragem  $f_s = 10$  kHz; resistência e indutância da carga bifásica  $R_l = 25 \Omega$  e  $L_l = 7$  mH, respectivamente; frequências das tensões na entrada e na saída iguais a 60 Hz; amplitude da tensão gerada pela rede elétrica  $E_g = 95$  V; e banda de histerese utilizada no controle de  $v_{C_a}$  igual a  $\pm 2\%$ .

### 3.7.1 Resultados de Simulação

A simulação do controle foi feita utilizando linguagem C. A Figura 3.14 mostra os resultados de controle da topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  utilizando o PWM híbrido com  $\mu_{h_b} = \mu_{h_a} = 0,5$ . Quando o erro de tensão estava dentro da banda de histerese,  $\mu'_{xg} = 0,5$  foi utilizado. Quando o erro de tensão ( $v_{C_a}^* - v_{C_a}$ ) cruzou a banda de histerese,  $\mu'_{xg} = 0$  ou  $\mu'_{xg} = 1$  foi utilizado até que o erro tornou-se zero. Pode-se observar que as tensões dos barramentos foram controladas adequadamente.

### 3.7.2 Resultados Experimentais

A plataforma utilizada para gerar esses resultados experimentais foi a mesma utilizada para gerar os resultados do capítulo 2. A topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  foi implementada no laboratório usando o PWM híbrido com  $\mu_{h_b} = \mu_{h_a} = 0,5$ .  $\mu'_{xg}$  foi utilizado para regular  $v_{C_a}$ .

Os resultados experimentais foram obtidos nas mesmas condições de operação utilizadas na simulação do controle. Esses resultados são apresentados na Figura 3.15. Pode ser observado que  $i_g$  e  $e_g$  estão sincronizados, de forma que o fator de potência da rede elétrica é aproximadamente unitário. As correntes nas cargas estão defasadas de  $90^\circ$  e as tensões dos barramentos CC estão controladas.

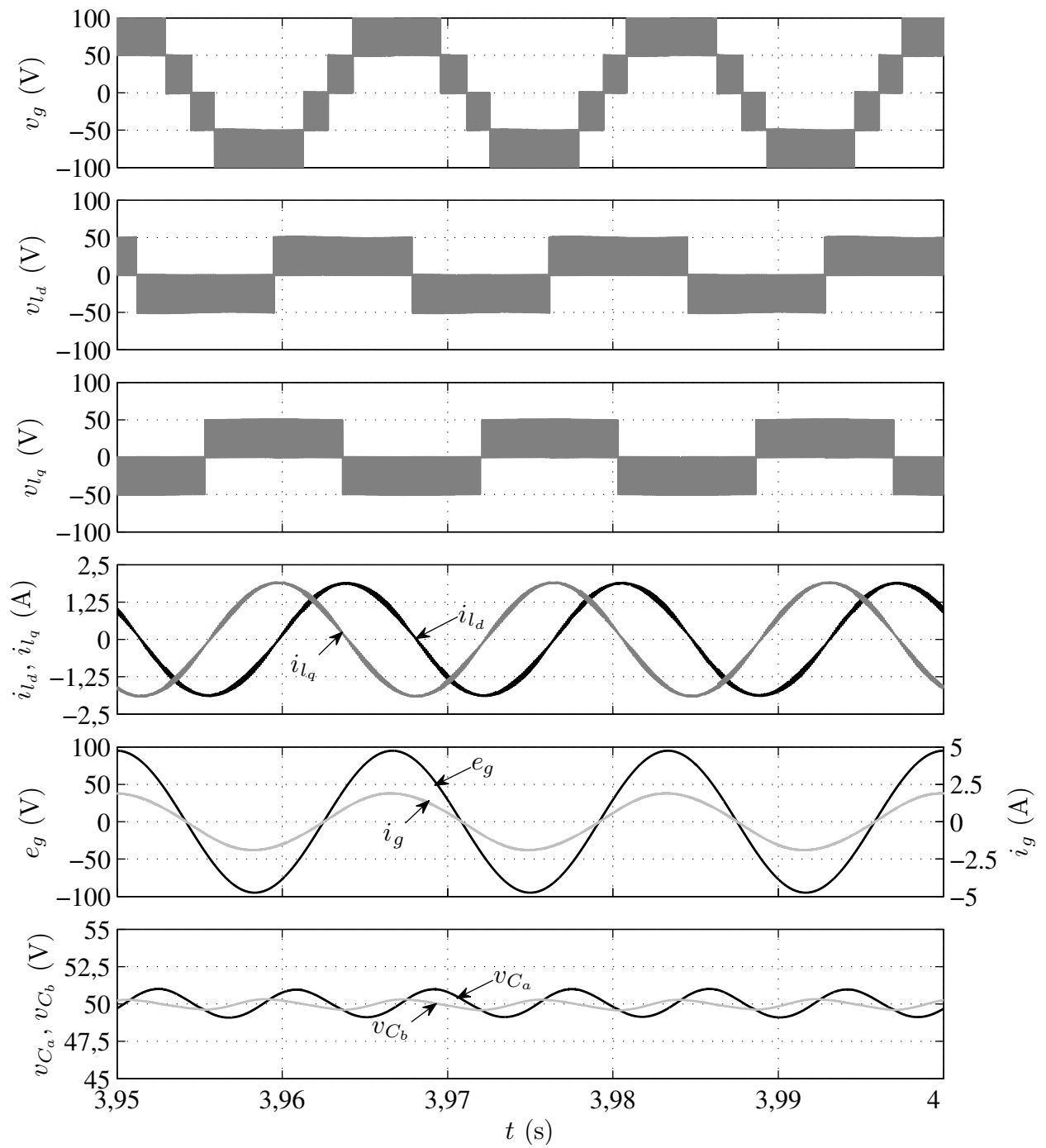
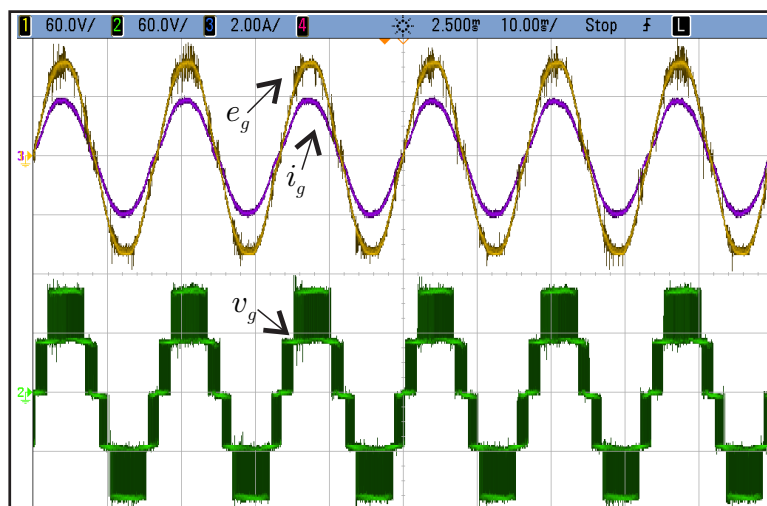
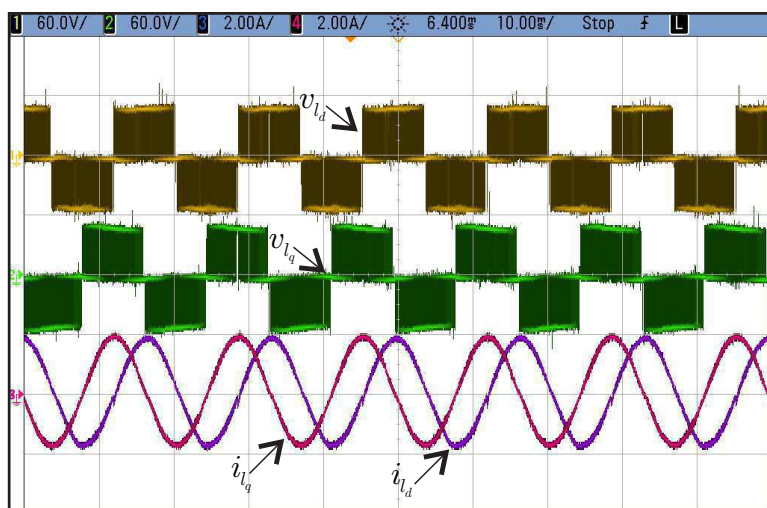


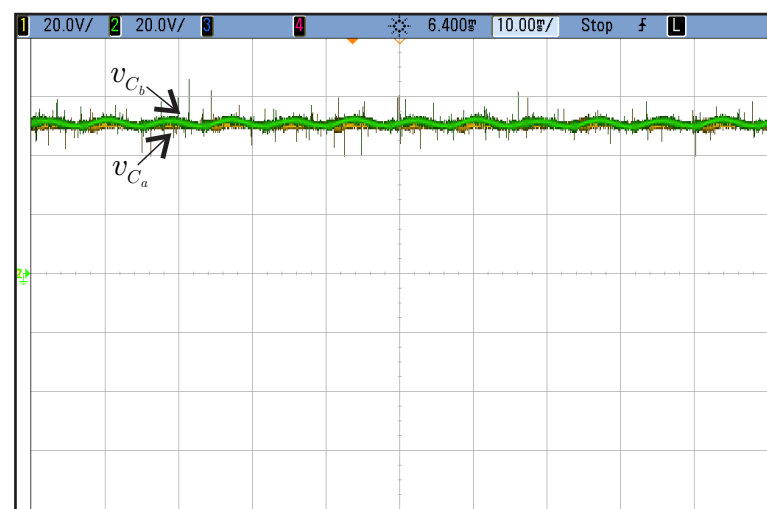
Figura 3.14: Simulação do controle da topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  ( $v_g$ ,  $v_{l_d}$ ,  $v_{l_q}$ ,  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$ ).



(a)



(b)



(c)

Figura 3.15: Resultados experimentais da topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  utilizando o PWM híbrido com  $\mu_{hb}^* = \mu_{ha}^* = 0,5$ . (a)  $e_g$ ,  $i_g$  e  $v_g$ . (b)  $v_{l_d}$ ,  $v_{l_q}$ ,  $i_{l_d}$  e  $i_{l_q}$ . (c)  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$ .



## 3.8 Conclusões

Nesse capítulo são apresentadas topologias que geram duas tensões defasadas de  $90^\circ$  a partir de uma rede elétrica monofásica. Essas topologias utilizam uma rede elétrica monofásica para alimentar uma carga bifásica e são mais adequadas quando a amplitude da tensão na carga for aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica (esse cenário foi destacado durante as análises).

A topologia SLTB  $1\phi/2\phi$  utiliza um transformador com dois enrolamentos secundários, enquanto a topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  não precisa de um transformador. O modelo do sistema, duas técnicas PWM e uma estratégia de controle para a configuração SLTL  $1\phi/2\phi$  foram apresentados.

As topologias estudadas foram comparadas à topologia 4L  $1\phi/2\phi$  proposta na literatura. Comparada à configuração 4L  $1\phi/2\phi$ , os sistemas SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  diminuem a tensão e a potência processadas nas chaves dos conversores, a distorção harmônica total quando com a mesma frequência de amostragem e as perdas totais e por chaveamento.

Comparada ao conversor SLTB  $1\phi/2\phi$ , o conversor SLTL  $1\phi/2\phi$  possui menores perdas totais e menor distorção harmônica da tensão gerada do lado da rede elétrica. Portanto, a topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  mostrou-se viável para aplicações de conversão e compensação de energia com entrada monofásica e saída bifásica.

# 4

## Conversores Monofásicos/Trifásicos

### 4.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentadas topologias que geram tensões trifásicas a partir de uma rede elétrica monofásica. Após o nome da topologia será utilizado o símbolo  $1\phi/3\phi$  significando que trata-se de um conversor monofásico/trifásico. O fator de potência da rede é aproximadamente unitário e as tensões sobre a carga possuem amplitude e fase constantes, não sendo influenciadas pelas variações da rede elétrica.

As topologias investigadas são baseadas na topologia 6L discutida no capítulo 2 e mostrada na Figura 2.1. Essas configurações podem ser utilizadas para alimentar cargas trifásicas. O conversor mostrado na Figura 4.1 é conectado diretamente à rede elétrica monofásica (essa configuração é aqui denominada topologia SLTL  $1\phi/3\phi$ ). A Figura 4.2a ilustra uma topologia que utiliza um transformador com dois enrolamentos secundários (representado na Figura 4.2b) para conectar-se à rede elétrica monofásica (essa configuração é aqui denominada topologia SLTB  $1\phi/3\phi$ ). A topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  foi proposta neste trabalho. A configuração SLTB  $1\phi/3\phi$  foi proposta em (Chang et al., 2006), mas sua análise e controle não foram apresentados. Assim como as topologias apresentadas no capítulo 3, essas topologias são mais adequadas quando a amplitude das tensões nas cargas for aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica.

A topologia SLTB  $1\phi/3\phi$  é implementada baseada na técnica de modulação vetorial

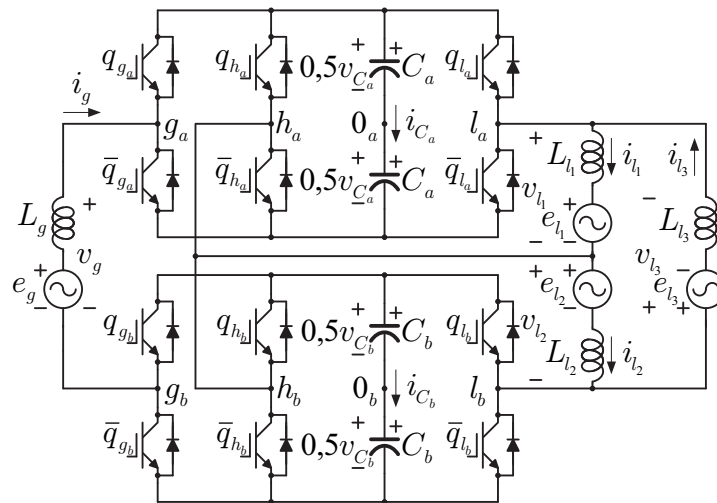
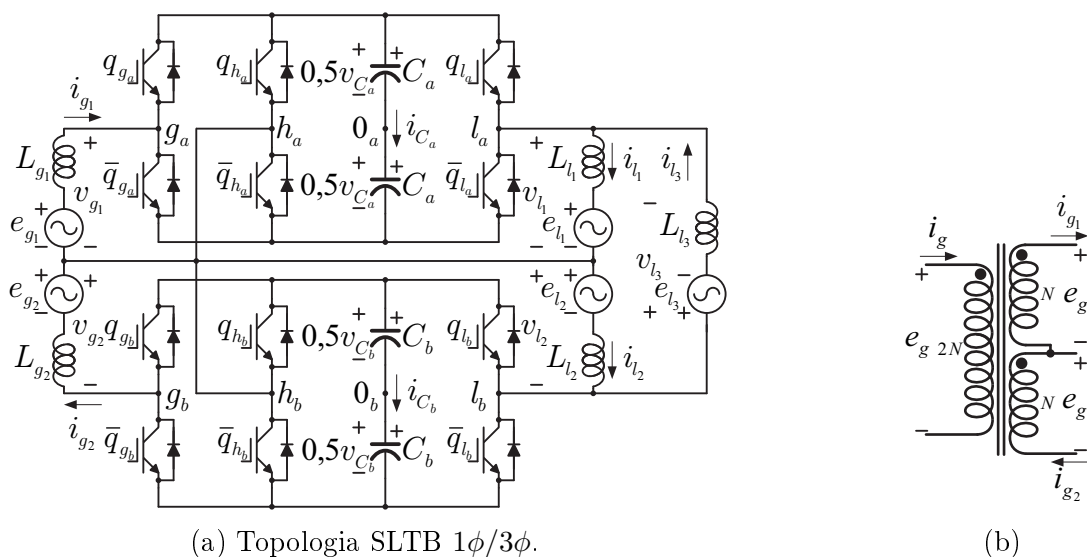


Figura 4.1: Topologia SLTL 1 $\phi$ /3 $\phi$ .



(a) Topologia SLTB 1 $\phi$ /3 $\phi$ .

(b)

Figura 4.2: Topologia SLTB 1 $\phi$ /3 $\phi$  e transformador utilizado pela mesma. (a) Topologia SLTB 1 $\phi$ /3 $\phi$ . (b) Transformador utilizado pela topologia SLTB 1 $\phi$ /3 $\phi$ .

apresentada em (Jacobina et al., 2006). Duas técnicas PWM são apresentadas para a configuração SLTL  $1\phi/3\phi$ : PWM escalar e PWM híbrido. O método escalar é aplicável para qualquer tensão de referência desde que a especificação dos barramentos seja obedecida. Entretanto, essa técnica não otimiza as distorções harmônicas da tensão do lado da rede elétrica. Já o PWM híbrido otimiza a tensão do lado da rede elétrica.

Um controlador em malha fechada controla o valor médio das tensões dos dois barramentos e a regulação individual dos barramentos também é investigada. A topologia 4L  $1\phi/3\phi$ , proposta em (Jacobina et al., 2003) (veja a Figura 4.3), é simulada utilizando um técnica PWM apresentada no mesmo trabalho e é comparada às topologias SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$ . O barramento da topologia 4L  $1\phi/3\phi$  tem tensão duas vezes maior que os barramentos das configurações SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$ .

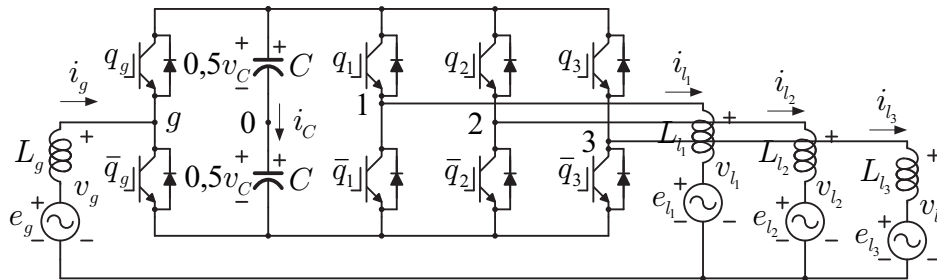


Figura 4.3: Topologia 4L  $1\phi/3\phi$ .

Comparados à topologia 4L  $1\phi/3\phi$ , os sistemas SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$  permitem diminuir: 1) as tensões e potências processadas pelas chaves dos conversores; 2) a distorção harmônica total operando com a frequência de amostragem; e 3) as perdas por chaveamento e totais nos semicondutores. Comparado ao conversor SLTB  $1\phi/3\phi$ , o conversor SLTL  $1\phi/3\phi$  possui perdas totais menores e tensão do lado da rede elétrica com menor WTHD. Além disso, essa topologia não precisa de transformador.

## 4.2 Modelo do Sistema

O sistema SLTL  $1\phi/3\phi$  é composto de uma rede elétrica monofásica, dois barramentos capacitivos, dois conversores de três braços e uma carga trifásica. O sistema SLTB  $1\phi/3\phi$  é composto de uma rede elétrica monofásica, um transformador com enrolamentos secundários bifilares, dois barramentos CC, dois conversores de três braços independentes e uma carga

trifásica. A Figura 4.4 apresenta os circuitos equivalentes de ambos os sistemas. Apenas o modelo do sistema e a técnicas PWMs da topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  são apresentados nesse trabalho porque o conversor SLTB  $1\phi/3\phi$  é composto por dois conversores de três braços independentes discutidos em (Jacobina et al., 2006). As tensões na carga trifásica são denominadas  $v_{l_1}$ ,  $v_{l_2}$  e  $v_{l_3}$ . Considerando ambas as topologias,  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$  são deslocados de  $120^\circ$  e, conseqüentemente,  $v_{l_1}$ ,  $v_{l_2}$  e  $v_{l_3}$  formam um sistema trifásico balanceado. As correntes na carga trifásica são definidas como  $i_{l_1}$ ,  $i_{l_2}$  e  $i_{l_3}$ .

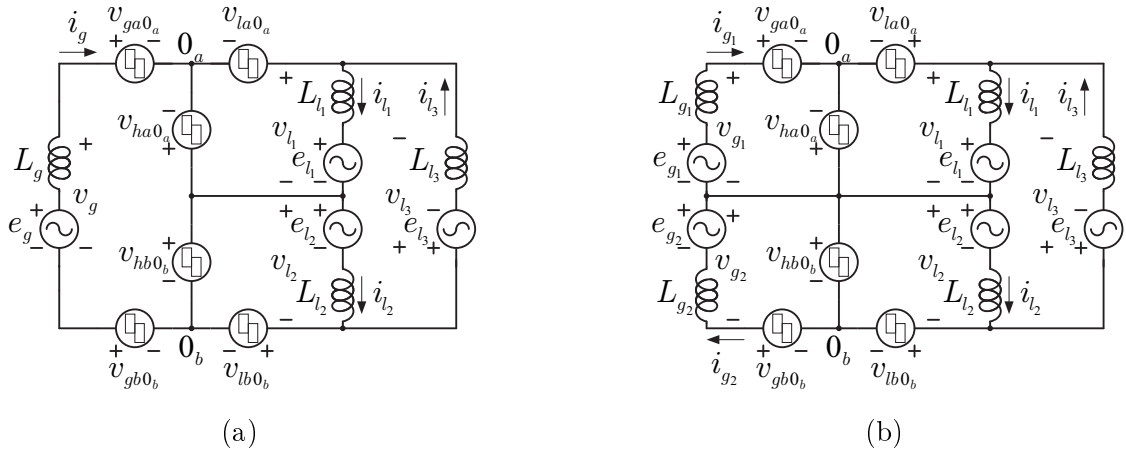


Figura 4.4: Circuitos equivalentes. (a) Topologia SLTL  $1\phi/3\phi$ . (b) Topologia SLTB  $1\phi/3\phi$ .

$v_{l_3} = -(v_{l_1} + v_{l_2})$  e as tensões  $v_g$ ,  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$  podem ser escritas em função das tensões de polo como

$$v_g = v_{ga0a} - v_{gb0b} - v_{ha0a} + v_{hb0b} \quad (4.1)$$

$$v_{l_1} = v_{la0a} - v_{ha0a} \quad (4.2)$$

$$v_{l_2} = v_{hb0b} - v_{lb0b}. \quad (4.3)$$

As tensões de polo definem as variáveis nas Equações (4.4) à (4.6).

$$v_{gab} = v_{ga0a} - v_{gb0b} \quad (4.4)$$

$$v_{lab} = v_{la0a} - v_{lb0b} \quad (4.5)$$

$$v_{hab} = v_{ha0a} - v_{hb0b}, \quad (4.6)$$

As tensões  $v_g$ ,  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$  devem obedecer as seguintes restrições:

$$v_g \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (4.7)$$

$$v_{l_1} \leq v_{C_a} \quad (4.8)$$

$$v_{l_2} \leq v_{C_b} \quad (4.9)$$

$$|v_g - v_{l_1} - v_{l_2}| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (4.10)$$

$$|v_g - v_{l_1}| \leq v_{C_a} + v_{C_b} \quad (4.11)$$

$$|v_g - v_{l_2}| \leq v_{C_a} + v_{C_b}. \quad (4.12)$$

### 4.3 Técnicas PWM

A técnica PWM vetorial pode ser utilizada para sintetizar as tensões. Uma vez que a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  gera três tensões independentes ( $v_g$ ,  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$ ), para aplicar a técnica vetorial é necessário trabalhar com um espaço tridimensional.

A Figura 4.5 ilustra os planos vetoriais  $v_{l_1} \times v_g$ ,  $v_{l_2} \times v_g$  e  $v_{l_3} \times v_g$  gerados pelo conversor SLTL  $1\phi/3\phi$  quando  $v_{C_a} = v_{C_b} = E$ . Cada vértice dos triângulos representam um vetor de tensão. Um vetor é representado como  $\mathbf{v}_{n_g n_l n_h}$ , onde  $n_g$ ,  $n_l$  e  $n_h$  são  $q_{g_a} q_{g_b}$ ,  $q_{l_a} q_{l_b}$  e  $q_{h_a} q_{h_b}$ , respectivamente, convertidos para números decimais.

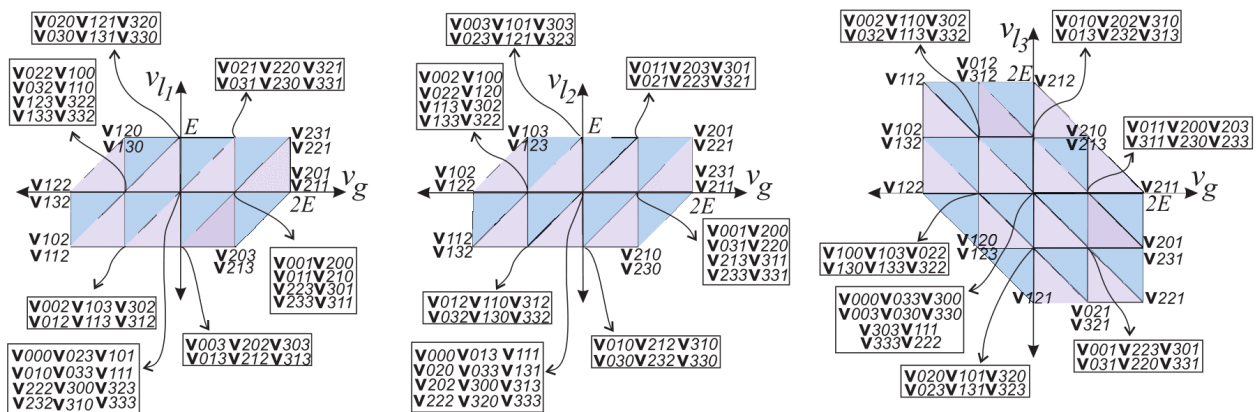


Figura 4.5: Planos vetoriais  $v_{l_1} \times v_g$ ,  $v_{l_2} \times v_g$  e  $v_{l_3} \times v_g$  gerados pelo conversor SLTL  $1\phi/3\phi$ .

Como pode ser observado,  $v_g$  e  $v_{l_3}$  podem ter até cinco níveis, enquanto  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$  podem ter até três níveis. Dado que  $v_{l_3} = -(v_{l_1} + v_{l_2})$ ,  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$  podem estar otimizados enquanto  $v_{l_3}$  não possui cinco níveis de tensão. As redundâncias e a sequência de aplicação dos vetores de tensão podem ser utilizados para melhorar a distorção harmônica de  $v_{l_3}$ .

Considerando que para implementar o método vetorial é necessário trabalhar com um espaço tridimensional e que isso pode tornar a implementação difícil, duas técnicas PWM baseadas em portadoras são apresentadas para a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$ : escalar e híbrida. O método escalar é aplicável para quaisquer valores de  $v_g$ ,  $v_{l_1}$ ,  $v_{l_2}$  e  $v_{l_3}$ , desde que seus valores obedecem as limitações impostas pelas tensões dos barramentos. Entretanto, essa técnica não garante que o  $v_g$  gerado possua cinco níveis. O PWM híbrido garante isso e foi desenvolvido observando a distribuição dos vetores de tensão dos planos vetoriais  $v_{l_1} \times v_g$  e  $v_{l_2} \times v_g$ .

### 4.3.1 PWM Escalar

O método PWM escalar é aplicável para quaisquer valores de  $v_g$ ,  $v_{l_1}$ ,  $v_{l_2}$  e  $v_{l_3}$  desde que obedecem as restrições impostas pelos barramentos CC representadas nas Equações (4.7) à (4.12).

Como definido no capítulo 2, o símbolo \* indica variável de referência. As seis tensões de polo do conversor são determinadas a partir de  $v_g^*$ ,  $v_{l_1}^*$  e  $v_{l_2}^*$ . Para isso, três variáveis auxiliares, denominadas  $v_{ha}^*$ ,  $v_{hb}^*$  e  $v_{xg}^*$ , são introduzidas. Usando as Equações (4.1) à (4.6), temos que

$$v_{gab}^* = v_g^* + v_{xh}^* \quad (4.13)$$

$$v_{hab}^* = v_{xh}^* \quad (4.14)$$

$$v_{la0a}^* = v_{l_1}^* + v_{ha}^* \quad (4.15)$$

$$v_{ha0a}^* = v_{ha}^* \quad (4.16)$$

$$v_{lb0b}^* = -v_{l_2}^* + v_{hb}^* \quad (4.17)$$

$$v_{hb0b}^* = v_{hb}^* \quad (4.18)$$

onde

$$v_{xh}^* = v_{ha}^* - v_{hb}^* \quad (4.19)$$

Os valores máximos e mínimos para  $v_{ha}^*$ ,  $v_{hb}^*$  e  $v_{xh}^*$  são obtidos usando as Equações (4.13)

à (4.18), sendo representados como

$$v_{xh,max}^* = v_{C_a}^*/2 + v_{C_b}^*/2 - \max\{v_g^*, 0\} \quad (4.20)$$

$$v_{xh,min}^* = -v_{C_a}^*/2 - v_{C_b}^*/2 - \min\{v_g^*, 0\} \quad (4.21)$$

$$v_{ha,max_1}^* = v_{C_a}^*/2 - \max\{v_{l_1}^*, 0\} \quad (4.22)$$

$$v_{ha,min_1}^* = -v_{C_a}^*/2 - \min\{v_{l_1}^*, 0\} \quad (4.23)$$

$$v_{hb,max_1}^* = v_{C_b}^*/2 - \max\{-v_{l_2}^*, 0\} \quad (4.24)$$

$$v_{hb,min_1}^* = -v_{C_b}^*/2 - \min\{-v_{l_2}^*, 0\}. \quad (4.25)$$

Usando as Equações (4.19) à (4.23), novos valores máximos e mínimos para  $v_{hb}^*$  são escritos como

$$v_{hb,max_2}^* = v_{ha,max_1}^* - v_{xh,min}^* \quad (4.26)$$

$$v_{hb,min_2}^* = v_{ha,min_1}^* - v_{xh,max}^*. \quad (4.27)$$

Então,

$$v_{hb,max}^* = \min\{v_{hb,max_1}^*, v_{hb,max_2}^*\} \quad (4.28)$$

$$v_{hb,min}^* = \max\{v_{hb,min_1}^*, v_{hb,min_2}^*\} \quad (4.29)$$

$$v_{hb}^* = \mu_{hb}^* v_{hb,max}^* + (1 - \mu_{hb}^*) v_{hb,min}^* \quad (4.30)$$

onde  $0 \leq \mu_{hb}^* \leq 1$ .

Usando as Equações (4.19) à (4.21) e (4.30), outros valores máximos e mínimos para  $v_{ha}^*$  são escritos como

$$v_{ha,max_2}^* = v_{hb}^* + v_{xh,max}^* \quad (4.31)$$

$$v_{ha,min_2}^* = v_{hb}^* + v_{xh,min}^*. \quad (4.32)$$

Logo

$$v_{ha,max}^* = \min\{v_{ha,max_1}^*, v_{ha,max_2}^*\} \quad (4.33)$$

$$v_{ha,min}^* = \max\{v_{ha,min_1}^*, v_{ha,min_2}^*\} \quad (4.34)$$

$$v_{ha}^* = \mu_{ha}^* v_{ha,max}^* + (1 - \mu_{ha}^*) v_{ha,min}^* \quad (4.35)$$



onde  $0 \leq \mu_{ha}^* \leq 1$ .

Então,  $v_{gab}^*$ ,  $v_{hab}^*$ ,  $v_{la0a}^*$ ,  $v_{ha0a}^*$ ,  $v_{lb0b}^*$  e  $v_{hb0b}^*$  podem ser calculados usando as Equações (4.13) à (4.18). Usando a Equação (4.4), escreve-se que

$$v_{ga0a}^* = v_{gab}^* + v_{xg}^* \quad (4.36)$$

$$v_{gb0b}^* = v_{xg}^* \quad (4.37)$$

tal que  $v_{xg}^*$  é dado por

$$v_{xg,max}^* = \min\{v_{Ca}^*/2 - v_{gab}^*, v_{Cb}^*/2\} \quad (4.38)$$

$$v_{xg,min}^* = \max\{-v_{Ca}^*/2 - v_{gab}^*, -v_{Cb}^*/2\} \quad (4.39)$$

$$v_{xg}^* = \mu_{xg}^* v_{xg,max}^* + (1 - \mu_{xg}^*) v_{xg,min}^* \quad (4.40)$$

onde  $0 \leq \mu_{xg}^* \leq 1$ .

Os valores das tensões de polo são comparados a portadoras triangulares de frequência  $f_s$  com amplitude igual a  $\frac{v_C}{2}$ .

### 4.3.2 PWM Híbrido

A topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  pode gerar a tensão do lado da rede com até cinco níveis. A utilização da técnica PWM híbrida garante a utilização ótima desses níveis.

Dadas as tensões dos barramentos CC A e B iguais a  $0,6 p.u.$ , os seguintes fasores representam as tensões que podem ser geradas por essa técnica:  $v_g = 1/\theta \pm 20\% p.u.$ ;  $v_{l_1} = 0,5/\underline{0} \pm 20\% p.u.$ ; e  $v_{l_2} = 0,5/\underline{-120} \pm 20\% p.u.$ . Onde  $-75,52^\circ \leq \theta \leq -44,47^\circ$ .  $\theta = -60^\circ$  pode ser utilizado para gerar  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$  com as mesmas distorções harmônicas.

Usando a polaridade instantânea de  $v_{l_1}^*$ ,  $v_{l_2}^*$  e  $v_g^*$ , além do valor instantâneo de  $v_g^*$ , parte das tensões de polo de referência são definidas. As Tabelas 4.1 e 4.2 mostram o procedimento. Os braços cujas tensões de polo são definidas nessas tabelas operam com frequência de chaveamento nula. Isso significa que pelo menos dois braços operam com frequência de chaveamento nula durante um período de amostragem  $T$ .

Esse método foi desenvolvido observando a distribuição dos vetores de tensão dos planos vetoriais  $v_{l_1} \times v_g$  e  $v_{l_2} \times v_g$  (veja a Figura 4.5). Por exemplo, quando  $v_{l_1}^* \geq 0$ ,  $v_{l_2}^* \geq 0$  e

$v_g^*$  é positivo, a partir da Figura 4.5 pode ser observado que  $n_h$  pode ser sempre igual a 1 ( $v_{ha0_a}^* = -v_{C_a}^*/2$  e  $v_{hb0_b}^* = v_{C_b}^*/2$ ) e essa informação foi incluída na Tabela 4.1. Todas as tensões de polo de referência definidas nessas tabelas são baseadas na análise dos planos vetoriais.

Tabela 4.1: PWM híbrido (parte 1).

$v_{l_1}^*$	$v_{l_2}^*$	$ v_g^* $	$v_{ha0_a}^*$	$v_{hb0_b}^*$
$\geq 0$	$\geq 0$	$= v_g^*$	$-v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$
$\geq 0$	$< 0$	$\leq 0.5 \text{ p.u.}$	$-v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$
		$> 0.5 \text{ p.u.}$	consulte a Tabela 4.2.	
$< 0$	$\geq 0$	$\leq 0.5 \text{ p.u.}$	$v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$
		$> 0.5 \text{ p.u.}$	consulte a Tabela 4.2.	
$< 0$	$< 0$	$= -v_g^*$	$v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$

Tabela 4.2: PWM híbrido (parte 2).

$v_g^*$	$v_{ga0_a}^*$	$v_{gb0_b}^*$
$> 0.5 \text{ p.u.}$	$v_{C_a}^*/2$	$-v_{C_b}^*/2$
$< -0.5 \text{ p.u.}$	$-v_{C_a}^*/2$	$v_{C_b}^*/2$

Depois de utilizar as Tabelas 4.1 e 4.2, as demais tensões de polo de referência são calculadas segundo o procedimento descrito a seguir.

**Caso  $v_{ha0_a}^*$  e  $v_{hb0_b}^*$  sejam definidas pela Tabela 4.1**

$v_{ha}^*$ ,  $v_{hb}^*$  e  $v_{xh}^*$  são calculadas usando as Equações (4.16) e (4.18) à (4.19). Então,  $v_{gab}^*$ ,  $v_{la0_a}^*$  e  $v_{lb0_b}^*$  são calculadas a partir das Equações (4.13), (4.15) e (4.17).  $v_{ga0_a}^*$  e  $v_{gb0_b}^*$  são calculadas usando as Equações (4.36) à (4.40).

**Caso  $v_{ga0_a}^*$  e  $v_{gb0_b}^*$  sejam definidas pelas Tabela 4.2**

$v_{gab}^*$  e  $v_{xh}^*$  são calculadas usando as Equações (4.4) e (4.13). Os valores máximos e mínimos para  $v_{ha}^*$  e  $v_{hb}^*$  são calculando as Equações (4.22) à (4.25). Usando a Equação (4.19), calcula-se

$$v_{hb,max_2}^* = v_{ha,max_1}^* - v_{xh}^* \tag{4.41}$$

$$v_{hb,min_2}^* = v_{ha,min_1}^* - v_{xh}^*. \tag{4.42}$$

Então,  $v_{hb,max}^*$ ,  $v_{hb,min}^*$  e  $v_{hb}^*$  são calculadas usando as Equações (4.28) à (4.30). Usando a Equação (4.19) novamente, encontra-se

$$v_{ha}^* = v_{hb}^* + v_{xh}^*. \quad (4.43)$$

As tensões de polo  $v_{la0_a}^*$ ,  $v_{lb0_b}^*$ ,  $v_{ha0_a}^*$  e  $v_{hb0_b}^*$  são calculadas usando as Equações (4.15) à (4.18) e são comparadas com portadoras triangulares de alta frequência para obtenção dos sinais de gatilho para as chaves.

## 4.4 Características das Topologias

### 4.4.1 Especificação das Tensões dos Barramentos

Considerando a situação na qual os fasores das tensões que serão geradas são  $v_g = 1/\theta$  p.u. ( $v_{g1} = v_{g2} = 0,5/\theta$  p.u.),  $v_{l1} = 0,5/0^\circ$  p.u. e  $v_{l2} = 0,5/-120^\circ$  p.u., as tensões dos barramentos podem ser especificadas.

Para a topologia 4L  $1\phi/3\phi$ , o mínimo  $v_C$  é 1 p.u. e  $-94,34^\circ \leq \theta \leq -25,66^\circ$ . Para o conversor SLTB  $1\phi/3\phi$ , os menores valores de  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  são 0,5 p.u. e  $\theta = -60^\circ$ . Para a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$ , os valores mínimos de  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$  são 0,5 p.u. e  $-75,52^\circ \leq \theta \leq -44,48^\circ$ .  $\theta = -60^\circ$  pode ser utilizado por todas as topologias de forma a gerar  $v_{l1}$  e  $v_{l2}$  com as mesmas distorções harmônicas.

### 4.4.2 Simulações dos efeitos do $\theta$ , $\mu_{xg}$ e $\mu_h$ - Topologia SLTL $1\phi/3\phi$ utilizando o PWM híbrido

Para simplificar as análises dessa subseção define-se a variável  $\mu_h$  como  $\mu_h = \mu_{h_a} = \mu_{h_b}$ . Nessas análises temos:  $v_g = 1/\theta$  p.u.;  $v_{l1} = 0,5/0^\circ$  p.u.;  $v_{l2} = 0,5/-120^\circ$  p.u.;  $v_{C_a} = v_{C_b} = 0,5$  p.u.; e  $-75,52^\circ \leq \theta \leq -44,48^\circ$ .

A Figura 4.6 ilustra o efeito do ângulo  $\theta$  nas distorções harmônicas de  $v_g$ ,  $v_{l1}$ ,  $v_{l2}$  e  $v_{l3}$  para  $\mu_{xg} = 0, 0,5$  e 1. Como pode ser observado,  $\theta = -60^\circ$  é o único ângulo que gera as tensões  $v_{l1}$  e  $v_{l2}$  com o mesmo WTHD independente do valor de  $\mu_{xg}$ .

A Figura 4.7 ilustra o efeito de  $\mu_{xg}$  e  $\mu_h$  nos WTHDs de  $v_g$ ,  $v_{l1}$ ,  $v_{l2}$  e  $v_{l3}$  quando  $\theta = -60^\circ$ . Quando  $\mu_{xg}$  varia,  $\mu_h = 0,5$  e, quando  $\mu_h$  varia,  $\mu_{xg} = 0,5$ . Quando mais próximo  $\mu_{xg}$  for

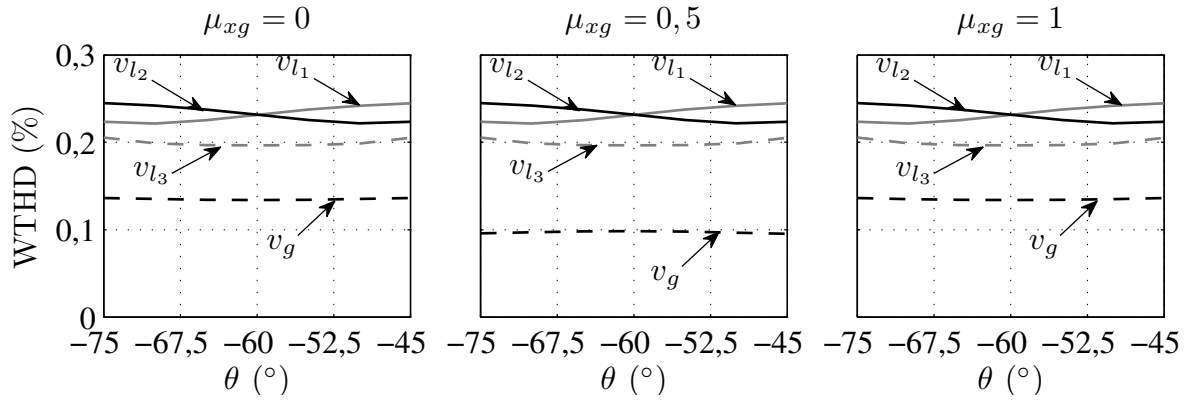


Figura 4.6: Distorções harmônicas de  $v_g$ ,  $v_{l1}$ ,  $v_{l2}$  e  $v_{l3}$  versus  $\theta$  (topologia SLTL  $1\phi/3\phi$ ).

de 0,5, menor a distorção harmônica de  $v_g$ . Também observamos que  $\mu_{xg}$  igual a 0 e 1 gera os mesmos resultados.

Podemos ver que  $\mu_h$  exerce um efeito muito suave nas distorções harmônicas, uma vez que na maior parte do tempo os braços  $h_a$  e  $h_b$  permanecem grampeados quando o PWM híbrido é usado. Durante as análises,  $\mu_{h_a}$  e  $\mu_{h_b}$  foram sempre iguais para evitar que as distorções de  $v_{l_d}$  e  $v_{l_q}$  ficassem diferentes mesmo com  $\theta = -60^\circ$ .

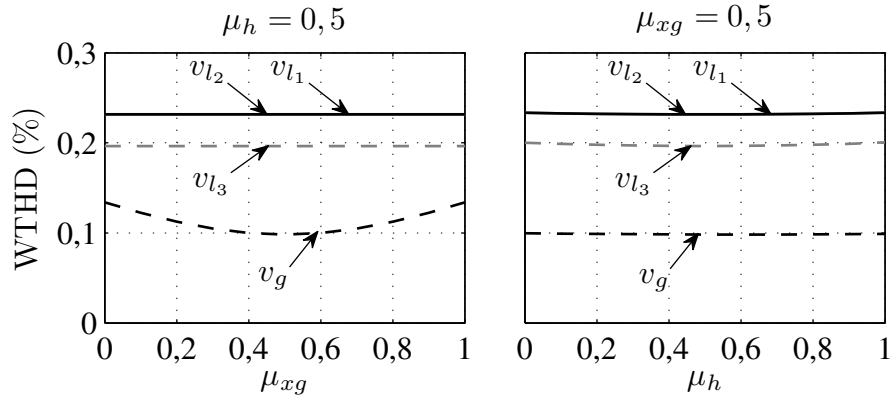


Figura 4.7: Distorções harmônicas de  $v_g$ ,  $v_{l1}$ ,  $v_{l2}$  e  $v_{l3}$  versus  $\mu_{xg}$  e  $\mu_h$  (topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  com  $\theta = -60^\circ$ ).

As conclusões apresentados são similares para outras relações de tensão (valores de  $E_g$  e  $V_l$ ) desde que as limitações de tensão sejam obedecidas.

## 4.5 Sistema de Controle

O sistema de controle utilizado para a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  é similar ao apresentado para a topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  na seção 3.4. Logo, apenas as diferenças nos controles das topologias serão destacadas. O diagrama de controle está representado na Figura 4.8.

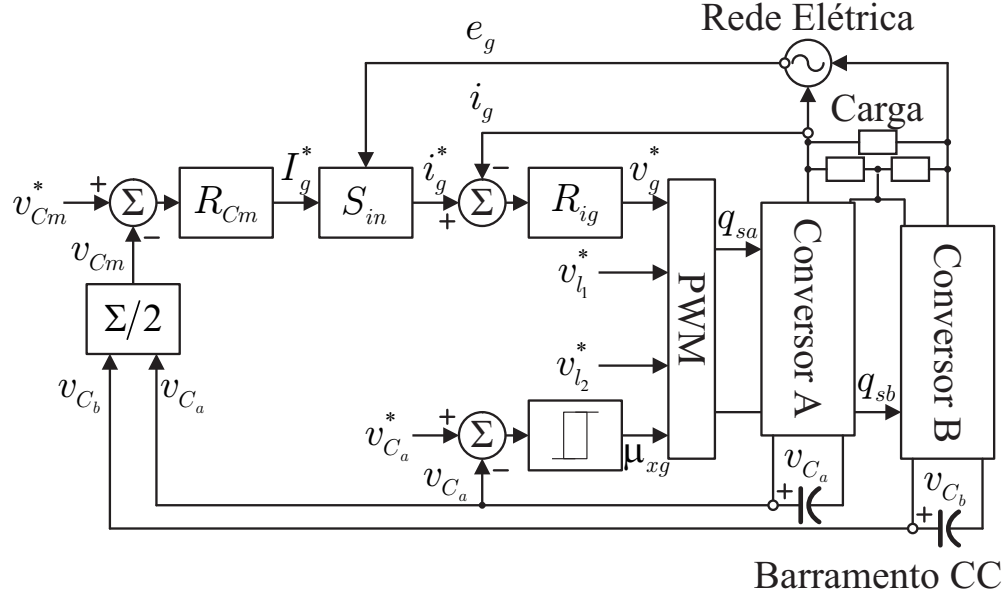


Figura 4.8: Diagrama de controle do sistema SLTL  $1\phi/3\phi$ .

Como para a topologia SLTL  $1\phi/2\phi$ , a tensão  $v_{C_a}$  (e, conseqüentemente,  $v_{C_b}$ ) é controlada por meio de  $\mu'_{xg}$ . Essa variável define  $\mu_{xg}$  usando o sentido da corrente  $i_g$ . Se  $i_g \geq 0$ ,  $\mu_{xg} = \mu'_{xg}$ . Se  $i_g < 0$ ,  $\mu_{xg} = 1 - \mu'_{xg}$ .

$p_a$  e  $p_b$  são as potências instantâneas nos barramentos A e B, respectivamente, e seus valores são definidos como

$$p_a = i_g(v_{ga0_a} - v_{ha0_a}) + (i_{l_3} - i_{l_1})(v_{la0_a} - v_{ha0_a}) \quad (4.44)$$

$$p_b = -i_g(v_{gb0_b} - v_{hb0_b}) + (i_{l_2} - i_{l_3})(v_{lb0_b} - v_{hb0_b}). \quad (4.45)$$

Analisando as Equações (4.36) à (4.40), é possível ver que a variável  $\mu_{xg}$  pode ser utilizada para aumentar ou diminuir  $v_{ga0_a}$  e  $v_{gb0_b}$ . Conseqüentemente,  $\mu_{xg}$  (e  $\mu'_{xg}$ ) pode influenciar o valor médio da potência nos barramentos A e B.

Para controlar  $v_{C_a}$  usando  $\mu'_{xg}$ , uma estratégia em histerese foi utilizada. Quando o erro de tensão  $v_{C_a} - v_{C_a}^*$  estiver confinado na banda de histerese,  $\mu'_{xg} = 0,5$ , pois isso reduz o

WTHD da tensão  $v_g$ . Quando o erro de tensão cruza a banda de histerese,  $\mu'_{xg}$  é feito igual a 0 ou 1 até levar o erro de tensão de volta para zero.  $\mu'_{xg} = 1$  é utilizado para aumentar  $v_{C_a}$ , enquanto  $\mu'_{xg} = 0$  é utilizado para diminuir  $v_{C_a}$ . A Figura 4.9 ilustra como a regulação da tensão  $v_{C_a}$  é feita.

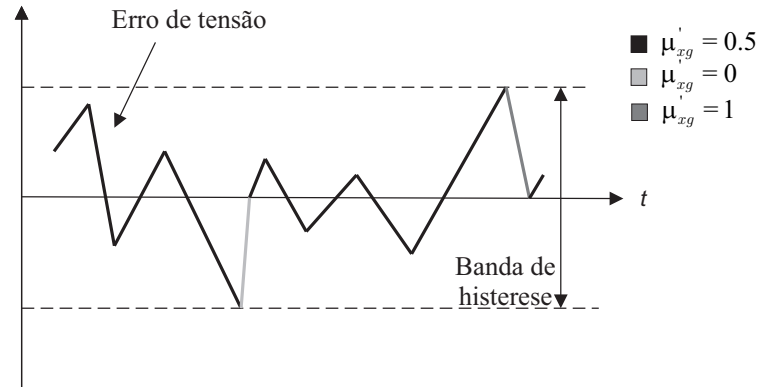


Figura 4.9: Regulação da tensão por histerese (sistema SLTL  $1\phi/3\phi$ ).

## 4.6 Comparações das Topologias

Nessa seção, uma análise comparativa das topologias 4L, SLTL e SLTB  $1\phi/3\phi$  é feita com base nas distorções harmônicas e nas perdas nos semicondutores. As simulações foram feitas em malha aberta (sem considerar o controle dos barramentos capacitivos).

Os resultados mostrados a sistemas com os seguintes parâmetros: frequência de amostragem  $f_s = 10,02$  kHz; frequências das tensões da rede elétrica e das cargas iguais a 60 Hz; potência processada pelo sistema igual a  $P_l = 1500$  W; amplitude da tensão da rede elétrica  $E_g = 295,5$  V; amplitude das tensões nas cargas  $V_l = V_{l_1} = V_{l_2} = V_{l_3} = 155,5$  V; indutor de acoplamento com reatância igual a  $X_g = 0,2Z_b$ ; rede elétrica com fator de potência aproximadamente unitário; fatores de potência das cargas iguais a 0,95; tensões dos barramentos CC  $v_{C_a} = v_{C_b} = 155,5$  V (topologias SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$ ) e  $v_C = 311$  V (topologia 4L  $1\phi/3\phi$ ).

A configuração 4L  $1\phi/3\phi$  foi simulada utilizando uma das técnicas de modulação PWM propostas em (Jacobina et al., 2003) (método III com  $\mu_g = 0,5$ ). A configuração SLTB  $1\phi/3\phi$  foi simulada utilizando a técnica de modulação vetorial apresentada em (Jacobina et al., 2006) com os vetores de tensão aplicados simetricamente com relação a metade do

período de amostragem e a variável  $\mu$  foi igual a 0, 0,5 e 1 ( $\mu = 0$  e  $\mu = 1$  geram os mesmos resultados). O PWM híbrido foi utilizado pelo conversor SLTL  $1\phi/3\phi$  com  $\mu_{hb} = \mu_{ha} = 0,5$ . Os casos com  $\mu_{xg}$  igual a 0, 0,5 e 1 ( $\mu_{xg} = 0$  e  $\mu_{xg} = 1$  geram os mesmos resultados) foram avaliados.

### 4.6.1 Distorções Harmônicas

As curvas nas Figuras 4.10, 4.11 e 4.12 mostram as tensões geradas pelas topologias 4L, SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$ , respectivamente.

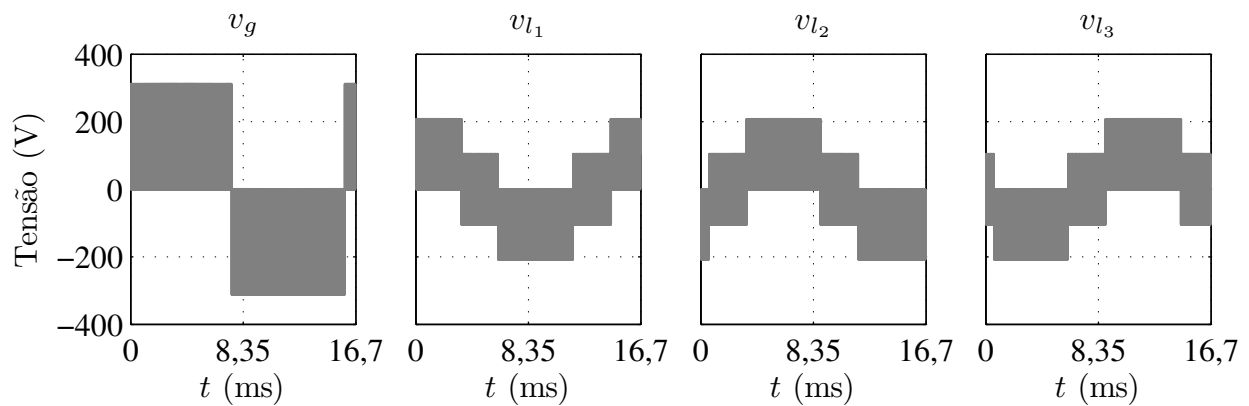


Figura 4.10: Tensões geradas pela topologia 4L  $1\phi/3\phi$ .

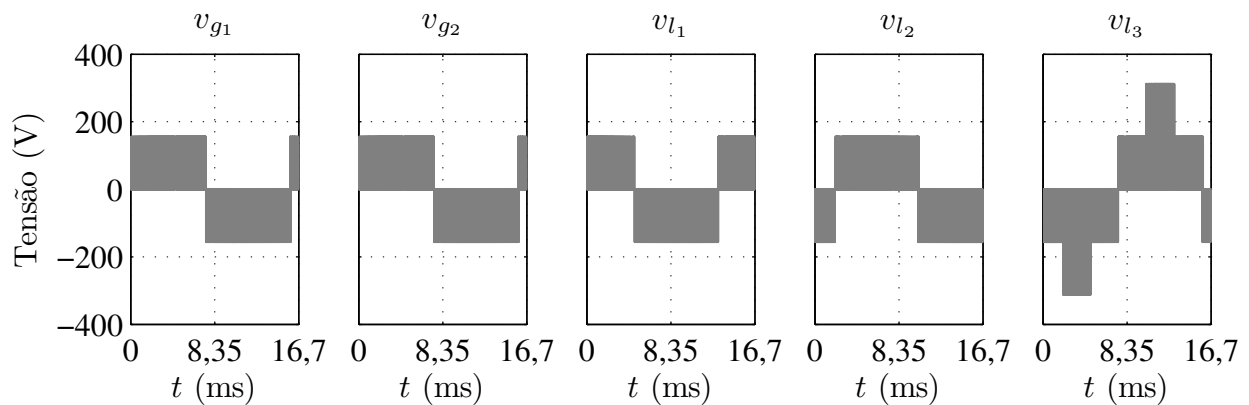


Figura 4.11: Tensões geradas pela topologia SLTB  $1\phi/3\phi$ .

Nesse capítulo, o WTHD é calculado da mesma forma que no capítulo 2. A Figura 4.3 ilustra o WTHD de  $v_g$  versus  $\mu_{xg}$  (configuração SLTL  $1\phi/3\phi$ ). A distorção harmônica de  $v_g$  possui o menor valor quando  $\mu_{xg} = 0,5$ . Entretanto, quando  $\mu_{xg} = 0$  ou  $\mu_{xg} = 1$ , ao menos o braço  $g_a$  ou  $g_b$  opera com frequência de chaveamento nula e isso reduz as perdas por

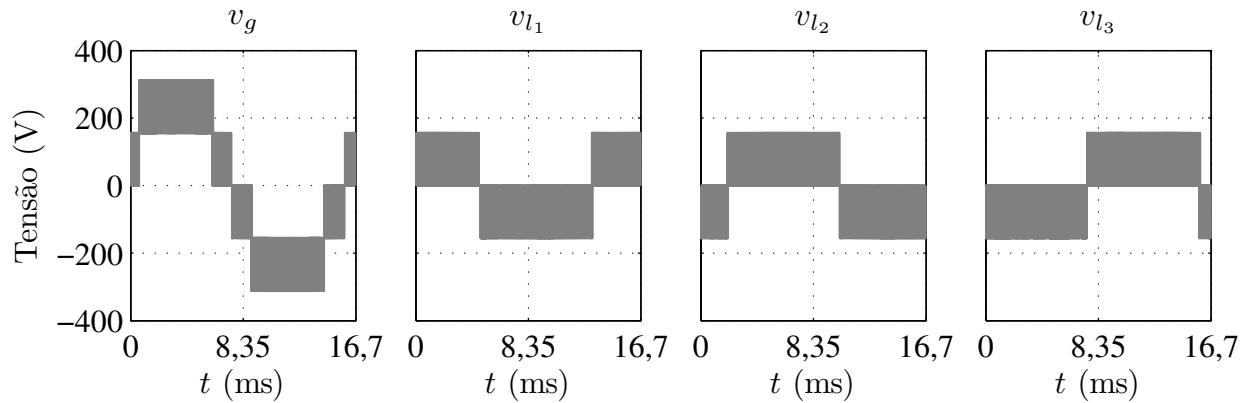


Figura 4.12: Tensões geradas pela topologia SLTL  $1\phi/3\phi$ .

chaveamento. Além disso, o parâmetro  $\mu_{xg}$  não influencia os WTHDs das tensões nas cargas. Isso acontece porque  $\mu_{xg}$  interfere apenas nos valores das tensões de polo de referência  $v_{g_a0_a}^*$  e  $v_{g_b0_b}^*$  como pode ser observado nas Equações 4.36 à 4.40.

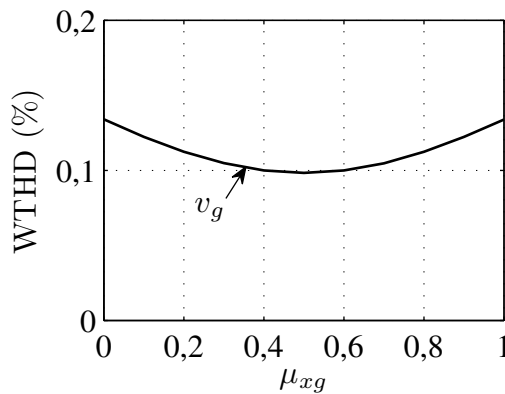


Figura 4.13: WTHD de  $v_g$  versus  $\mu_{xg}$  (topologia SLTL  $1\phi/3\phi$ ).

A topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  gera a tensão do lado da rede elétrica com até cinco níveis, enquanto as topologias 4L e SLTB  $1\phi/3\phi$  geram até três níveis. Conseqüentemente, a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  sintetiza uma tensão  $v_g$  com baixa distorção harmônica. Isso pode ser visto na Tabela 4.3 que traz a comparação entre as topologias em termos de WTHD (o WTHD de  $v_{g_1} + v_{g_2}$  é calculado para a topologia SLTB  $1\phi/3\phi$ , enquanto o WTHD de  $v_g$  é calculado para as demais topologias). Além disso, a distorção harmônica de  $v_{l_3}$  é menor quando a configuração SLTL é utilizada, embora as topologias 4L e SLTB  $1\phi/3\phi$  gerem mais níveis de tensão. Por outro lado, as distorções de  $v_{l_1}$  e  $v_{l_2}$  são menores quando a topologia SLTB  $1\phi/3\phi$  com  $\mu = 0.5$  é utilizada.



Tabela 4.3: WTHD das tensões (%) (configurações  $1\phi/3\phi$ ).

Conversor	$v_g$ ou $v_{g1} + v_{g2}$	$v_{l1}$	$v_{l2}$	$v_{l3}$
4L ( $\mu_g = 0,5$ )	0,13	0,29	0,29	0,27
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	0,13	0,23	0,23	0,20
SLTL ( $\mu_{xg} = 0,5$ )	0,10	0,23	0,23	0,20
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	0,25	0,23	0,23	0,24
SLTB ( $\mu = 0,5$ )	0,24	0,22	0,22	0,23

#### 4.6.2 Perdas nos Semicondutores

No cálculo das perdas nos semicondutores foi utilizado o mesmo modelo comentado no capítulo 2. A Tabela 4.4 expressa os valores das perdas das configurações analisadas. As perdas por condução das topologias SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$  são as mesmas, enquanto a topologia 4L  $1\phi/3\phi$  possui as menores perdas por condução por possuir menos chaves. A topologia 4L  $1\phi/3\phi$  possui as maiores perdas por chaveamento porque seu barramento possui duas vezes a tensão de um dos barramentos das topologias SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$ . A configuração SLTL  $1\phi/3\phi$  com  $\mu_{xg} = 0$  ou 1 possui as menores perdas por chaveamento, uma vez que o PWM híbrido reduz a frequência de chaveamento do conversor.

Tabela 4.4: Perdas nos semicondutores (todas as topologias  $1\phi/3\phi$  com a mesma frequência de amostragem).

Conversor	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)
4L ( $\mu_g = 0,5$ )	21,59	93,43	115,02
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	44,27	48,08	92,35
SLTL ( $\mu_{xg} = 0,5$ )	44,27	57,42	101,69
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	44,29	54,17	98,46
SLTB ( $\mu = 0,5$ )	44,29	79,51	123,79

Todas as chaves do conversor 4L  $1\phi/3\phi$  operam com frequência de chaveamento próxima à frequência de amostragem (10,02 kHz) e isso é mostrado na Tabela 4.5. As frequências das chaves dos conversores SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$  são mostradas na Tabela 4.6. Como esperado, o PWM híbrido reduz a frequência de chaveamento dos braços  $q_{ga}$ ,  $q_{gb}$ ,  $q_{ha}$  e  $q_{hb}$  da topologia SLTL. As frequências de chaveamento são ainda menores quando  $\mu_{xg} = 0$  ou 1 (consequentemente, as perdas de chaveamento são ainda menores). A frequência de chaveamento e as perdas da topologia SLTB são reduzidas quando o conversor opera com  $\mu = 0$  ou 1.

As frequências de amostragem das topologias SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$  foram reduzidas até

Tabela 4.5: Frequências de chaveamento (kHz) (4L  $1\phi/3\phi$ ).

$f_{qg}$	$f_{q1}$	$f_{q2}$	$f_{q3}$
10,05	9,81	9,93	10,05

Tabela 4.6: Frequências de chaveamento (kHz) (topologias  $1\phi/3\phi$ ).

Conversor	$f_{qga}$	$f_{qta}$	$f_{qha}$	$f_{qgb}$	$f_{qtb}$	$f_{qhb}$
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	3,51	9,99	3,21	3,63	10,05	3,33
SLTL ( $\mu_{xg} = 0,5$ )	6,99	9,99	3,21	6,99	10,05	3,33
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	6,78	6,60	6,69	6,81	6,66	6,66
SLTB ( $\mu = 0,5$ )	10,02	9,96	9,96	10,02	9,90	9,96

que o WTHD médio das tensões geradas pelos conversores tornou-se igual ao referente ao conversor 4L  $1\phi/3\phi$ . O WTHD médio é dado por

$$wthd_{medio} = \frac{wthd_{v_{gouvg_1+v_{g1}}} + wthd_{v_{l_1}} + wthd_{v_{l_2}} + wthd_{v_{l_3}}}{6}. \quad (4.46)$$

Os dados das perdas nos semicondutores nessa situação são apresentados Tabela 4.7. Pode ser observado que a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  possui a melhor performance em termos de perdas totais e que o caso com  $\mu_{xg} = 0$  ou 1 gera perdas totais menores que o caso em que  $\mu_{xg} = 0,5$ . As perdas totais da configuração SLTB  $1\phi/3\phi$  com  $\mu = 0$  ou 1 são menores que as da topologia 4L  $1\phi/3\phi$ .

Tabela 4.7: Perdas nos semicondutores (todas as topologias  $1\phi/3\phi$  com o mesmo WTHD médio).

Conversor	$P_{cd}$ (W)	$P_{sw}$ (W)	$P_{to}$ (W)
4L ( $\mu_g = 0,5$ )	21,59	93,43	115,02
SLTL ( $\mu_{xg} = 0$ ou 1)	44,27	40,26	84,53
SLTL ( $\mu_{xg} = 0,5$ )	44,27	43,74	88,01
SLTB ( $\mu = 0$ ou 1)	44,29	62,67	106,96
SLTB ( $\mu = 0,5$ )	44,29	87,43	131,72

## 4.7 Resultados de Simulação e Experimentais

Simulações no computador e resultados experimentais foram realizados nas mesmas condições de operação para verificar a validade das considerações teóricas sobre a topologia SLTL

$1\phi/3\phi$ . Os seguintes parâmetros foram utilizados nos testes: barramentos formados por capacitores com capacitância  $C = 2200 \mu\text{F}$ ;  $v_{C_a} = v_{C_b} = 50\text{ V}$ ; índice de modulação na entrada e na saída  $mod = 0,95$ ; frequência de amostragem  $f_s = 10\text{ kHz}$ ; resistência e a indutância da carga trifásica  $R_l = 25\ \Omega$  e  $L_l = 7\text{ mH}$ , respectivamente; frequências das tensões na entrada e na saída iguais a  $60\text{ Hz}$ ; amplitude da tensão gerada pela rede elétrica  $E_g = 95\text{ V}$ ; e banda de histerese no controle de  $v_{C_a}$  igual a  $\pm 2\%$ .

#### 4.7.1 Resultados de Simulação

A simulação do controle foi feita utilizando linguagem C. Os resultados de controle da topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  utilizando o PWM híbrido com  $\mu_{hb} = \mu_{ha} = 0,5$  são apresentados na Figura 4.14. Quando o erro de tensão estava dentro da banda de histerese,  $\mu'_{xg} = 0,5$  foi utilizado. Quando o erro de tensão ( $v_{C_a}^* - v_{C_a}$ ) cruzou a banda de histerese,  $\mu'_{xg} = 0$  ou  $\mu'_{xg} = 1$  foi utilizado até que o erro tornou-se zero. Podemos observar que as tensões dos barramentos foram controladas adequadamente e que as correntes nas cargas estão balanceadas.  $i_g$  e  $e_g$  estão em fase, logo o fator de potência da rede elétrica é aproximadamente unitário. Pulsos rápidos de tensão (conhecidos como *spikes*) na forma de onda de  $i_{l_3}$  aparecem devido ao passo de cálculo de simulação e não afetam os resultados.

#### 4.7.2 Resultados Experimentais

A plataforma utilizada para gerar esses resultados experimentais foi a mesma utilizada para gerar os resultados do capítulo 2. A topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  foi implementada no laboratório usando o PWM híbrido com  $\mu_{hb} = \mu_{ha} = 0,5$ .  $\mu'_{xg}$  foi utilizado para regular  $v_{C_a}$ .

Os resultados experimentais foram obtidos nas mesmas condições de operação utilizadas na simulação do controle. Esses resultados são apresentados na Figura 4.15. Pode ser observado que  $i_g$  e  $e_g$  estão sincronizados, de forma que o fator de potência da rede elétrica é aproximadamente unitário. As correntes nas cargas estão balanceadas e as tensões dos barramentos CC estão controladas.

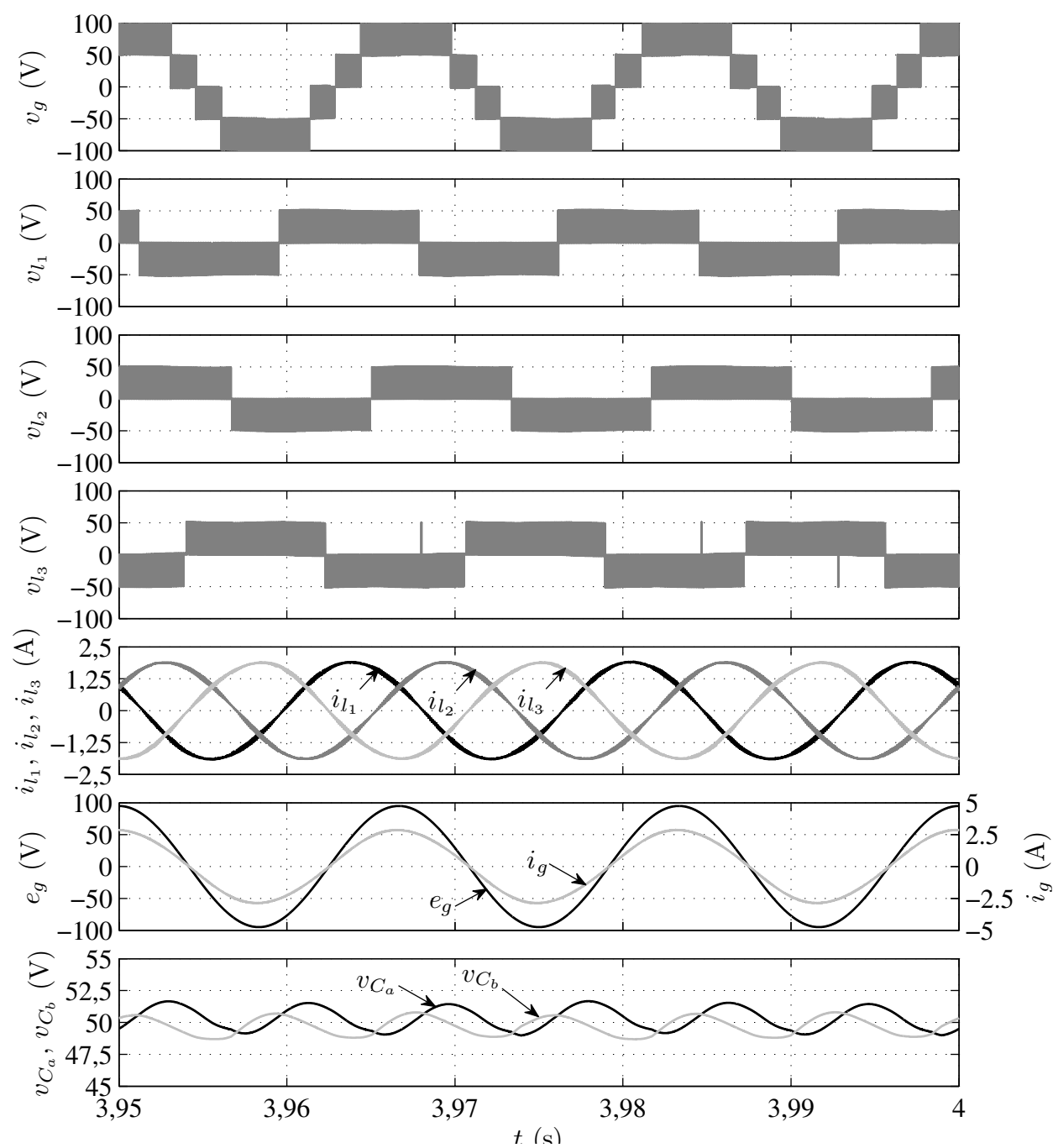
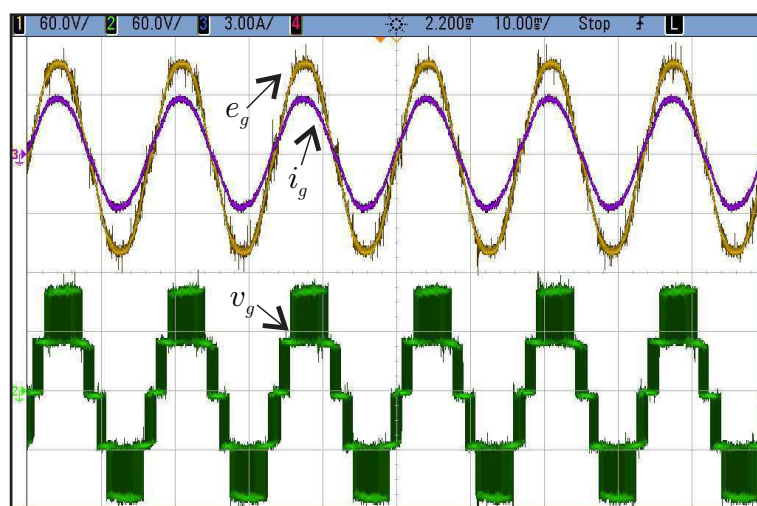
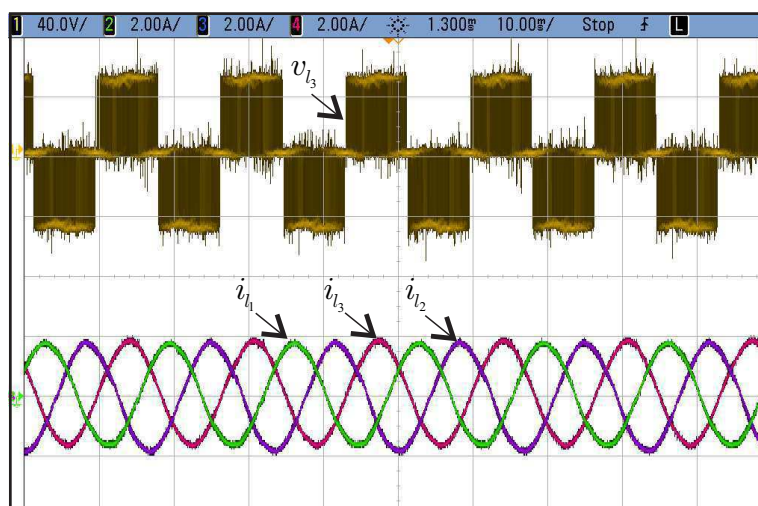


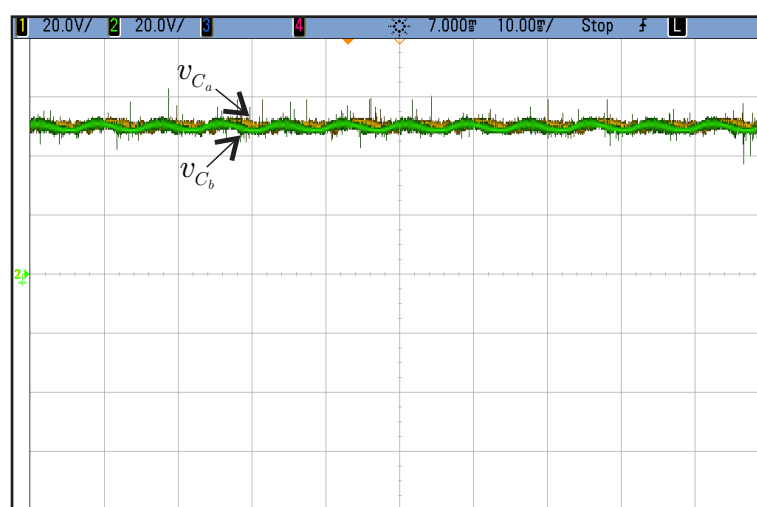
Figura 4.14: Simulação do controle da topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  ( $v_g$ ,  $v_{l1}$ ,  $v_{l2}$ ,  $i_{l1}$ ,  $i_{l2}$ ,  $i_{l3}$ ,  $e_g$ ,  $i_g$ ,  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$ ).



(a)



(b)



(c)

Figura 4.15: Resultados experimentais da topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  utilizando o PWM híbrido com  $\mu_{hb}^* = \mu_{ha}^* = 0,5$ . (a)  $e_g$ ,  $i_g$  e  $v_g$ . (b)  $v_{l3}$ ,  $i_{l1}$ ,  $i_{l2}$  e  $i_{l3}$ . (c)  $v_{C_a}$  e  $v_{C_b}$ .

## 4.8 Conclusões

Dois retificadores-inversores compostos por dois conversores de três braços foram apresentados nesse capítulo. Essas topologias utilizam uma rede elétrica monofásica para alimentar uma carga trifásica e são mais adequadas quando a amplitude da tensão na carga for aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica (esse cenário foi destacado durante as análises).

A topologia SLTB  $1\phi/3\phi$  utiliza um transformador com enrolamentos secundários bifilares, enquanto que a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  não utiliza transformadores. O modelo do sistema, duas técnicas PWM e uma estratégia de controle para o sistema SLTL  $1\phi/3\phi$  foram apresentados. As topologias propostas foram comparadas à topologia 4L  $1\phi/3\phi$  abordada previamente na literatura.

Comparada à configuração 4L  $1\phi/3\phi$ , os sistemas SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$  diminuem as tensões a a potência processada pelas chaves, a distorção harmônica total com a mesma frequência de amostragem e as perdas por chaveamento e totais.

Comparado ao conversor SLTB  $1\phi/3\phi$ , o conversor SLTL  $1\phi/3\phi$  possui menores perdas totais e menor distorção harmônica da tensão gerada do lado da rede elétrica. Portanto, a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  mostrou-se viável para aplicações de conversão e compensação de energia com entrada monofásica e saída trifásica.

# 5

## Conclusões

Nesse trabalho foram estudadas, caracterizadas, propostas e analisadas novas topologias e técnicas de controle (por exemplo, comando PWM e controle de barramentos CC) de conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos, monofásicos/bifásicos e monofásicos/trifásicos aplicadas a sistemas de conversão e compensação de energia. Além disso, novas técnicas de modulação PWM e de controle das tensões dos barramentos CC foram desenvolvidas de forma a otimizar o desempenho dos conversores estudados. As topologias e técnicas desenvolvidas foram comparadas às configurações e técnicas tradicionais. Com isso, comprovou-se que as mesmas são viáveis tecnicamente e possuem o desempenho mínimo desejado.

O capítulo 2 foi dedicado aos conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/monofásicos. Nesse capítulo, um retificador-inversor composto por dois conversores de três braços com barramentos com tensões iguais ( $v_{Cb} = v_{Ca}$ ), bem como diferentes ( $v_{Cb} = 2v_{Ca}$  e  $v_{Cb} = 3v_{Ca}$ ), conectados em série denominado conversor 6L foi apresentado. O sistema discutido permite a redução das perdas nos semicondutores e das distorções harmônicas das tensões geradas, quando comparado à topologia convencional 3L. O sistema estudado também reduz as tensões e a potência processada nas chaves.

Para o conversor 6L foi apresentado o PWM vetorial e o LS-PWM híbrido, além de uma técnica de balanceamento das tensões dos barramentos CC. O caso com  $v_{Cb} = v_{Ca}$  é mais interessante para aplicações de alta potência, uma vez que a tensão dos conversores

A e B é dividida igualmente. Já a operação com barramentos diferentes é mais adequada para aplicações de baixa e média tensão, quando for desejado aumentar o número de níveis de tensão gerados sem aumentar o número de componentes. Mesmo gerando menos níveis de tensão, o caso com  $v_{Cb} = 2v_{Ca}$  mostrou-se mais interessante que o caso com  $v_{Cb} = 3v_{Ca}$ , pois realiza o controle individual das tensões dos barramentos utilizando apenas os vetores redundantes. Os sistemas com  $v_{Cb} = 2v_{Ca}$  e  $v_{Cb} = 3v_{Ca}$  foram implementados experimentalmente e foram observados seus desempenhos estáticos e dinâmicos.

No capítulo 3 foram estudadas topologias e técnicas de modulação para conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/bifásicos. Nesse capítulo, dois retificadores-inversores compostos por dois conversores de três braços foram apresentados. Essas topologias são mais adequadas quando a amplitude da tensão na carga for aproximadamente metade da amplitude da tensão da rede elétrica. As configurações estudadas (denominadas SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$ ) foram comparadas à topologia 4L  $1\phi/2\phi$  já apresentada na literatura.

O modelo do sistema, duas técnicas PWM e uma estratégia de controle para a configuração SLTL  $1\phi/2\phi$  foram apresentados, além de ter sido implementada experimentalmente. Comparada à configuração 4L  $1\phi/2\phi$ , os sistemas SLTB e SLTL  $1\phi/2\phi$  diminuem a tensão e a potência processadas nas chaves dos conversores, a distorção harmônica total quando operando com a mesma frequência de amostragem e as perdas totais e por chaveamento. Comparado ao conversor SLTB  $1\phi/2\phi$ , o conversor SLTL  $1\phi/2\phi$  não precisa de transformador e possui menores perdas totais e menor distorção harmônica da tensão gerada do lado da rede elétrica. A topologia SLTL  $1\phi/2\phi$  mostrou-se viável para aplicações de conversão e compensação de energia com entrada monofásica e saída bifásica.

No capítulo 4 foram estudadas topologias e técnicas de modulação para conversores multiníveis CA/CC/CA monofásicos/trifásicos. Nesse capítulo, dois retificadores-inversores compostos por dois conversores de três braços foram apresentados. As topologias estudadas foram denominadas SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$  e comparadas à topologia 4L  $1\phi/3\phi$  abordada previamente na literatura. O modelo do sistema, duas técnicas PWM e uma estratégia de controle para a configuração SLTL  $1\phi/3\phi$  foram apresentados, além de ter sido implementada experimentalmente.

Comparados à configuração 4L  $1\phi/3\phi$ , os sistemas SLTB e SLTL  $1\phi/3\phi$  diminuem as



tensões e a potência processada pelas chaves, a distorção harmônica total com a mesma frequência de amostragem e as perdas por chaveamento e totais. Comparado ao conversor SLTB  $1\phi/3\phi$ , além de não utilizar transformador, o conversor SLTL  $1\phi/3\phi$  possui menores perdas totais e menor distorção harmônica da tensão gerada do lado da rede elétrica. Portanto, a topologia SLTL  $1\phi/3\phi$  mostrou-se viável para aplicações de conversão e compensação de energia com entrada monofásica e saída trifásica.

## 5.1 Trabalhos Futuros

Como continuação desse trabalho, propõe-se a análise e a implementação dos conversores SLTL  $1\phi/2\phi$  e  $1\phi/3\phi$  utilizando a técnica PWM vetorial. Conforme destacado no trabalho, para isso é necessário trabalhar com um plano tridimensional. Por conta disso, devem-se ser estudadas ferramentas que possibilitem esse tipo implementação.

## 5.2 Produção Científica

Como resultado deste trabalho, três artigos foram publicados ou aceitos em congresso do IEEE, são eles:

- “Six-Leg Single-Phase Multilevel Rectifier-Inverter: PWM Strategies and Control”  
**Autores:** Freitas, N.B. de; Jacobina, C.B.; Maia, A.C.N.; Melo, V.F.M.B.  
**Publicado em:** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE, Sept. 2015.
- “Six-Leg Dc-Link Rectifier/Inverter for Two-Phase Machines”  
**Autores:** Freitas, N.B. de; Jacobina, C.B.; Oliveira, A.C.  
**Aceito em:** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE, Sept. 2016.
- “Six-Leg Single-Phase to Three-Phase Converter”  
**Autores:** Freitas, N.B. de; Jacobina, C.B.; Maia, A.C.N.; Oliveira, A.C.  
**Aceito em:** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE, Sept. 2016.

# 6

## Agradecimentos

Agradeço a Deus por sempre ter me mostrado oportunidades de crescer como pessoa e como profissional.

Agradeço também à minha família por todo o apoio e pelas palavras de encorajamento. Aos meus pais, Teresinha e João Antônio, por terem sempre acreditado no meu potencial. À minha avó Lisete, por ter cuidado do meu bem-estar.

Agradeço aos professores Cursino e Alexandre pela orientação e disponibilidade.

Agradeço aos colegas e funcionários do laboratório que, de forma direta ou indireta, contribuíram com este trabalho. Em especial, agradeço ao meu companheiro Louelson.

# Referências Bibliográficas

- 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.
- 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.
- Chen, C.; Divan, D. e Novotny, D. (1992) A single phase to three phase power converter for motor drive applications, In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE*, pp. 639–646 vol.1.
- Chiang, S.; Lee, T.-S. e Chang, J. (2000) Design and implementation of a single phase three-arms rectifier inverter, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, **147**(5):379–384.
- 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.
- Hammond, P. W. (1997) A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **33**(1):202–208.
- Jacobina, C.; de Rossiter Correa, M.; Cabral da Silva, E. e Lima, A. (1999) Induction motor drive system for low-power applications, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **35**(1):52–61.
- Jacobina, C.; Correa, M.; Oliveira, T.; Lima, A. e Cabral da Silva, E. (2001) Current control of unbalanced electrical systems, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **48**(3):517–525.
- Jacobina, C.; Oliveira, T. e da Silva, E. (2006) Control of the single-phase three-leg ac/ac

- converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **53**(2):467–476.
- Jacobina, C. B.; de Rossiter Correa, M. B.; Lima, A. M. N. e da Silva, E. R. C. (2003) Ac motor drive systems with a reduced-switch-count converter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**(5):1333–1342.
- Ketzer, M. B. e Jacobina, C. B. (2015) Sensorless control technique for pwm rectifiers with voltage disturbance rejection and adaptive power factor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **62**(2):1140–1151.
- Kouro, S.; Malinowski, M.; Gopakumar, K.; Pou, J.; Franquelo, L. G.; Wu, B.; Rodriguez, J.; Perez, M. A. e Leon, J. I. (2010) Recent advances and industrial applications of multilevel converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(8):2553–2580.
- Kudoh, Y.; Otsuka, N.; Mizutani, K. e Morizane, T. (2013) A novel single to two-phase matrix converter for driving a symmetrically designed two-phase induction motor, In: *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*, pp. 1133–1138.
- Maia, A. C. N. e Jacobina, C. B. (2014) Single-phase ac-dc-ac multilevel five-leg converter, *IET Power Electronics*, **7**(11):2733–2742.
- Mariethoz, S. e Rufer, A. (2002) Design and control of asymmetrical multi-level inverters, In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 1, pp. 840–845 vol.1.
- Nesbitt, J.; Chen, C.; Divan, D. e Novotny, D. (1991) A novel single phase to three phase converter, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, 1991., Sixth Annual*, pp. 95–99.
- Ohnuma, Y. e Itoh, J.-I. (2009) Novel control strategy for single-phase to three-phase power converter using an active buffer, In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–10.
- Rech, C.; Grundling, H. A.; Hey, H. L.; Pinheiro, H. e Pinheiro, J. R. (2002) A generalized design methodology for hybrid multilevel inverters, In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 1, pp. 834–839 vol.1.
- Rocha, N.; de Oliveira, I.; de Menezes, E.; Jacobina, C. e Dias, J. (2016) Single-phase to three-phase converters with two parallel single-phase rectifiers and reduced switch count,

- Power Electronics, IEEE Transactions on, **31**(5):3704–3716.
- Rodriguez, J.; Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (2002) Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **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.
- de Rossiter Correa, M.; Jacobina, C.; Lima, A. e da Silva, E. (2002) A three-leg voltage source inverter for two-phase ac motor drive systems, Power Electronics, IEEE Transactions on, **17**(4):517–523.
- Schibli, N.; Nguyen, T. e Rufer, A. (1998) A three-phase multilevel converter for high-power induction motors, Power Electronics, IEEE Transactions on, **13**(5):978–986.
- Tomaselli, L.; Lazzarin, T.; Martins, D. e Barbi, I. (2005) Application of the vector modulation in the symmetrical two-phase induction machine drive, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 1253–1258.