



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

Conversores Estáticos com Retificador Semicontrolado

Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus

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

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientador:
Dr. Cursino Brandão Jacobina
Dr. Nady Rocha

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus, Julho de 2016

Tese de Doutorado

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

Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus

Aluno

Dr. Cursino Brandão Jacobina

Orientador

Dr. Nady Rocha

Co-orientador

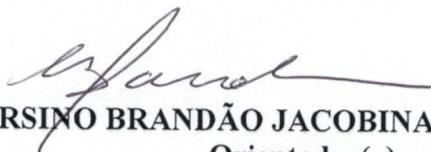
Campina Grande, Paraíba, Brasil

Julho de 2016

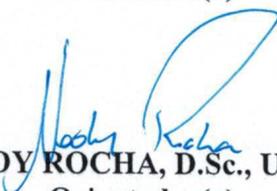
"CONVERSORES ESTÁTICOS COM RETIFICADORES SEMICONTROLADOS"

NUSTENIL SEGUNDO DE MORAES LIMA MARINUS

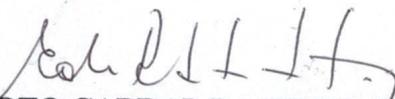
TESE APROVADA EM 20/09/2016



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



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

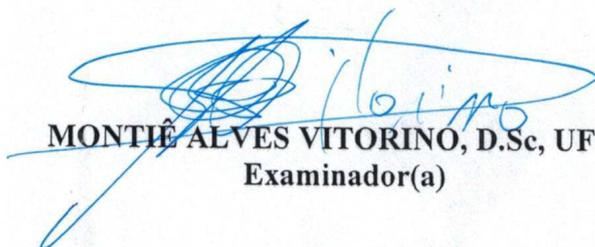


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Examinador(a)



DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES, D.Sc., UFPB
Examinador(a)

DEMERCIL DE SOUZA OLIVEIRA JÚNIOR, Dr, UFC
Examinador(a)



MONTIÊ ALVES VITORINO, D.Sc, UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, Antônio Nustenil de Lima e Maria de Moraes Fernandes Lima, que sempre me ajudaram e me apoiaram nos momentos de felicidade e nos momentos difíceis de minha vida pessoal e profissional. Dedico também aos meus irmãos, João Vilian e Marinus Lima, pela ajuda e ensinamentos que recebo desde o início de minha existência. À minha companheira Germana Rafaela, pelo suporte, amizade e amor. Por fim, dedico este trabalho especialmente à minha filha Mariana Marinus, pela grande alegria proporcionada a mim durante o período de realização deste trabalho.

Agradecimentos

Agradeço à toda minha família, que sempre me apoiaram e estiveram ao meu lado em todos os momentos de minha vida.

Ao professor Cursino Brandão Jacobina, pela orientação, conselhos e ensinamentos que me proporcionaram o desenvolvimento e a escrita deste trabalho. Ao professor Nady Rocha pela ajuda, ensinamentos valiosos e fundamentais para as atividades desenvolvidas neste trabalho. Também ao professor Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, que me orientou durante o período de doutorando sanduíche nos EUA.

Ao corpo docente que integram o laboratório do LEIAM, Alexandre Cunha de Oliveira, Edison Roberto Cabral da Silva, Montiê Vitorino Alves, Maurício Beltrão de Rossitêr Corrêa, Talvanes Meneses Oliveira e Gutemberg Gonçalves dos Santos Júnior, pelos ensinamentos e disponibilidade para me ajudar nas minhas dificuldades.

Aos meus amigos de laboratório, Gregory, Victor, Ayslan, Tony, Ítalo e Edgard.

Aos meus amigos de graduação, Roberto, Tiago, Pablo e Diego, pelos nossos momentos de lazer.

Às minhas cunhadas Wanderleya, Gabriella e Sanny e ao meu cunhado Júnior e aos meus sobrinhos Lucas e João Pedro e às minhas sobrinhas Ana Cecília e Joana Alice, pelos momentos de alegria. Agradeço também ao meu sogro João e à minha sogra Donzita, pelo suporte e apoio.

Por fim, à todos que, de alguma forma, contribuiu para o meu engrandecimento moral e intelectual durante toda a minha vida.

Embora ninguém possa voltar atrás
e fazer um novo começo, qualquer
um pode começar agora e fazer um
novo fim. (Chico Xavier)

Resumo

Neste trabalho são estudados conversores que utilizam retificadores semicontrolados, ou seja, usam braços com chaves controladas (por exemplo, IGBTs), braços com chaves não-controladas (por exemplo, diodos) e braços com chaves controladas e não-controladas com o objetivo de reduzir os custos do conversor. Foram estudadas configurações de conversores CA-CC-CA monofásico-monofásico de três braços com o uso de braços de dois ou três níveis, retificador monofásico de três braços usado em sistemas de distribuição à três fios, conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico baseado em três conversores monofásicos de três braços e conversores usados em sistemas de conversão de energia eólica usando máquina à ímã permanente. Para cada topologia, são mostrados: (i) modelo dinâmico do sistema; (ii) estratégias PWM; (iii) estratégia de controle; (iv) análise de desempenho das configurações segundo os critérios de distorção harmônica e perdas de condução e chaveamento nos semicondutores. Também são mostrados resultados de simulação e experimentais.

Palavras-chave: Distorção harmônica, NPC, Monofásico de três braços, Multinível, Perdas nos semicondutores, PMSG, Retificador semicontrolado, WECS.

Abstract

In this work, converters are studied using semi-controlled rectifiers, i.e., are used legs with controlled switches (eg, IGBTs) and legs with non-controlled switches (eg, diodes) in order to reduce converter cost. Were studied configurations single-phase AC-DC-AC with three-legs using legs with two or three levels, converters single-phase with three-leg for three-wire system, converters three-phase based on three single-phase three-leg, converters used in wind energy conversion systems using permanent magnet machine, and configurations single-phase to three-phase. For each topology, there are: (i) system model; (ii) PWM strategy; (iii) control strategy; (iv) Performance analysis of configurations according to the criteria of harmonic distortion and conduction losses and switching in semiconductors. Also are shown simulation and experimental results.

Keywords: PMSG, WECS, rectifier semi-controlled, single-phase with three legs, multilevel, NPC, harmonic distortion, semiconductor losses.

Índice

Dedicatória	iii
Agradecimentos	iv
Resumo	vi
Abstract	vii
Índice	viii
Índice de Tabelas	xiii
Índice de Figuras	xv
Lista de Símbolos	xxi
Glossário	xxiii
1 Introdução	1
1.1 Apresentação do Tema	1
1.2 Revisão Bibliográfica	5
1.2.1 Conversores Semicontrolados	5
1.2.2 Conversores Monofásicos de Três Braços	7
1.2.3 Retificadores Monofásicos em Sistemas de Distribuição Monofásico de Três Fios.	9
1.2.4 Conversores Multiníveis	10
1.2.5 Conversores Trifásicos <i>Open-End</i>	12
1.3 Contribuições do trabalho	14
1.4 Publicações	17

1.5	Organização do trabalho	19
2	Conversores CA-CC-CA Monofásicos de Três Braços com Retificadores Semicontrolados	22
2.1	Introdução	22
2.2	Conversor C2D22	24
2.2.1	Modelo do Sistema	24
2.2.2	Método de Sincronização	26
2.2.3	Estratégias PWM	26
2.2.4	Estratégia de Controle	31
2.3	Conversor C2D32	32
2.3.1	Modelo do Sistema	33
2.3.2	Estratégia PWM	33
2.3.3	Estratégia de Controle	37
2.4	Conversor C3D33	37
2.4.1	Modelo do Sistema	38
2.4.2	Estratégia PWM	39
2.4.3	Estratégia de Controle	44
2.5	Barramento Capacitivo CC	44
2.5.1	Especificação da Tensão no Barramento CC	44
2.5.2	Corrente no Barramento CC	46
2.6	Frequência de operação das chaves	46
2.7	Análise de Distorção Harmônica	48
2.8	Análise de Perdas nos Semicondutores	49
2.9	Resultados de Simulação	52
2.9.1	Conversor C2D22	52
2.9.2	Conversor C2D32	52
2.9.3	Conversor C3D33	54
2.10	Resultados Experimentais	56
2.10.1	Conversor C2D22	56
2.10.2	Conversor C2D32	57
2.10.3	Conversor C3D33	58

2.11	Sumário de comparação entre as configurações	60
2.12	Conclusões	61
3	Retificador CA-CC Monofásico de Três Braços Semicontrolado	63
3.1	Introdução	63
3.2	Modelo do Sistema	64
3.3	Estratégia PWM	65
3.4	Estratégia de Controle	66
3.5	Tensão no Barramento	67
3.5.1	Especificação da Tensão no Barramento	67
3.5.2	Corrente no Barramento Capacitivo	67
3.6	Distorção Harmônica	68
3.7	Perdas nos Semicondutores	69
3.8	Resultados de Simulação	71
3.9	Resultados Experimentais	71
3.10	Conclusões	75
4	Conversor Trifásico CA-CC-CA com Retificadores Semicontrolados	76
4.1	Introdução	76
4.2	Conversor TT3C2D22	77
4.2.1	Modelo do Sistema	77
4.2.2	Estratégias PWM	80
4.3	Fluxo de Potência nos Conversores	83
4.4	Estratégia de Controle	85
4.5	Características dos Barramentos CC	85
4.5.1	Especificação do Barramento CC	85
4.5.2	Corrente no barramento CC	86
4.5.3	Valor de Capacitância da Configuração Proposta	88
4.6	Análise de Distorção Harmônica	89
4.7	Perdas no Conversor	90
4.7.1	Perdas nos Semicondutores	90
4.7.2	Perdas nos Capacitores	91
4.7.3	Perdas no conversor	93

4.8	Resultados de simulação	93
4.9	Resultados Experimentais	94
4.10	Sumário de Comparações Entre as Configurações	96
4.11	Conclusões	98
5	Conversores Trifásicos CA-CC-CA Semicontrolados Usando Máquina a	
	Ímã Permanente com Terminais Abertos	99
5.1	Introdução	99
5.2	Conversor <i>Open-end</i> Simétrico - S6C	100
5.2.1	Modelo do Sistema	101
5.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	103
5.2.3	Estratégia de Controle	107
5.3	Conversor <i>Open-end</i> Assimétrico A6C	109
5.3.1	Modelo do Sistema	109
5.3.2	Estratégias <i>PWM</i>	110
5.3.3	Estratégia de Controle	114
5.4	Conversor <i>Open-end</i> Assimétrico A9C	115
5.4.1	Modelo do sistema	115
5.4.2	Estratégia <i>PWM</i>	116
5.4.3	Estratégia de Controle	118
5.5	Conversor <i>Open-end</i> Assimétrico A3C	118
5.5.1	Modelo do Sistema	118
5.5.2	Estratégia <i>PWM</i>	120
5.5.3	Estratégia de Controle	121
5.6	Tensão no Barramento CC	121
5.7	Potência nos Conversores <i>As</i> e <i>Bs</i>	122
5.7.1	Compartilhamento da Potência Entre os Conversores <i>As</i> e <i>Bs</i>	122
5.7.2	Configuração A9C Operando com Potência Zero em um dos Barra- mentos CC	124
5.8	Análise da Distorção Harmônica	125
5.9	Análise de Perdas nos Semicondutores	126
5.10	Resultados de Simulação	128

5.10.1	Configuração A6C	128
5.10.2	Configuração S6C	128
5.10.3	Configuração A9C	130
5.10.4	Configuração A3C	132
5.11	Resultados Experimentais	132
5.12	Sumário de Comparações das Configurações	134
5.13	Conclusões	136
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	137
6.1	Conclusões Gerais	137
6.2	Trabalhos Futuros	139
A	Modelo da Máquina a Ímã Permanente	140
	Referências Bibliográficas	141

Índice de Tabelas

2.1	Vetores para as configurações C222 e C2D22.	28
2.2	Sequência de aplicação de vetores da configuração C2D22	29
2.3	Vetores das configurações C2D32 e C232.	34
2.4	Sequência de aplicação de vetores da configuração C2D32.	35
2.5	Operação do braço NPC unidirecional.	38
2.6	Vetores das configurações C3D33.	41
2.7	Sequência de aplicação de vetores da configuração C3D33.	43
2.8	Valor RMS da corrente do barramento CC.	46
2.9	Frequência das chaves com o período $T = 0.1\text{ms}$ para as configurações C222, C2D22, C232, C2D32 e C3D33.	48
2.10	Parâmetros usados nas análises dos conversores.	49
2.11	Valores da WTHD para as configurações de três braços.	49
2.12	Valores da THD para as configurações de três braços.	49
2.13	Estimação de perdas nos semicondutores para as configurações C222, C2D22, C232 e C2D32 para a mesma frequência de chaveamento de 10 kHz.	51
2.14	Estimação de perdas nos semicondutores para as configurações C222, C2D22, C232, C2D32 e C3D33 para a mesma distorção harmônica na corrente da rede.	51
2.15	Parâmetros usados nos resultados experimentais.	56
2.16	Comparação das configurações com a topologia C222.	61
3.1	Parâmetros utilizados nas análises.	68
3.2	Valor RMS da corrente no barramento capacitivo.	68
3.3	Valores da WTHD das tensões geradas.	69
3.4	Valores da THD das correntes da rede.	69

3.5	Estimação de perdas nos semicondutores com a mesma frequência de chaveamento.	70
3.6	Estimação de perdas nos semicondutores com a mesma distorção harmônica.	70
4.1	Parâmetros utilizados nas análises.	87
4.2	Valores RMS da corrente do barramento CC.	88
4.3	WTHD das tensões geradas no conversor.	90
4.4	THD das correntes da rede	90
4.5	Estimação das perdas nos semicondutores para a mesma frequência de chaveamento.	91
4.6	Parâmetros do capacitor utilizado.	92
4.7	Perdas no barramento CC	93
4.8	Perdas totais nos conversores.	93
4.9	Parâmetros usados no experimento.	95
4.10	Valores dos resultados experimentais.	96
4.11	Comparação da configuração proposta com as configurações convencionais.	97
5.1	Estados das chaves baseadas no sentido da corrente com $[q_{saj}, q_{sbj}]$	105
5.2	Estados das chaves baseadas no sentido da corrente com $[q_{saj}, q_{sbj}]$	112
5.3	Estados das chaves baseadas no sentido da corrente com $[q_{saj}, q_{sbj}]$	116
5.4	Estados das chaves baseadas no sentido da corrente onde $[q_{saj}, q_{sbj}]$	120
5.5	Compartilhamento de potência entre os conversores A_s e B_s - caso 1	123
5.6	Compartilhamento de potência entre os conversores A_s e B_s - caso 2	123
5.7	Compartilhamento de potência entre os conversores A_s e B_s - caso 3	123
5.8	Condição para a configuração A9C operar como capacitor flutuante.	125
5.9	WTHD da tensão gerada na máquina	126
5.10	THD das correntes da máquina	126
5.11	Estimação das perdas nos semicondutores.	127
5.12	Estimação das perdas nos semicondutores.	127
5.13	Comparação das configurações <i>open-end</i> com a trifásica convencional 6C.	135

Índice de Figuras

1.1	Conversores CA-CC-CA convencionais monofásico. (a) Conversor com retificador não-controlado. (b) Conversor com retificador controlado.	2
1.2	Conversores CA-CC-CA convencionais monofásico com número reduzido de chaves. (a) Conversor com retificador semicontrolado. (b) Conversor monofásico CA-CC-CA de três braços.	3
1.3	Configuração 2L3L.	11
1.4	Conversores CA-CC-CA monofásico de três braços com retificador semicontrolado. (a) Conversor C2D22. (b) Conversor C2D32. (c) Conversor C3D33.	16
1.5	Conversor trifásico a partir de três monofásicos semicontrolados de três braços de dois níveis - chamado de TT3C2D22.	18
1.6	Configuração proposta semicontrolada de três braços utilizada em sistemas de distribuição monofásica de três fios.	18
1.7	Sistema de conversão de energia eólica usando máquina a ímã permanente. (a) Conversor simétrico S6C. (b) Conversor assimétrico A6C.	19
1.8	Sistema de conversão de energia eólica usando máquina a ímã permanente. (a) Conversor assimétrico A9C. (b) Conversor assimétrico A3C.	20
2.1	Conversores CA-CC-CA monofásicos convencionais com número reduzido de componentes. (a) Conversor de três braços (C222). (b) Conversor de três braços com um braço de três níveis (C232). (c) Conversor de três braços de três níveis (C333).	23
2.2	Diagrama elétrico que representa o conversor CA-CC-CA semicontrolado com braço compartilhado - chamado de C2D22.	24
2.3	Sincronização da corrente. (a) Método de sincronização convencional. (b) Método adotado de sincronização.	27

2.4	Diagrama vetorial das configurações C222 e C2D22.	28
2.5	Tensões geradas da configuração C2D22. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l	30
2.6	Tensões geradas da configuração C2D22.	31
2.7	Diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor monofásico C2D22.	32
2.8	Diagrama elétrico que representa o conversor CA-CC-CA semicontrolado de três braços com um braço de três níveis - chamado de C2D32.	32
2.9	Diagrama vetorial das configurações C2D32 e C232.	34
2.10	Tensões geradas da configuração C2D32. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l	35
2.11	Tensões geradas pela configuração C2D32.	36
2.12	Diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor C2D32.	37
2.13	Diagrama elétrico que representa o conversor CA-CC-CA unidirecional de três braços com braços de três níveis - chamado de C3D33.	38
2.14	Diagrama vetorial da configuração C3D33 para $i_g \geq 0$	39
2.15	Diagrama vetorial da configuração C3D33 para $i_g < 0$	40
2.16	Tensões geradas pela configuração C3D33. (a) Tensão v_g para a relação $0,5V_g < V_l \leq V_g$. (b) Tensão v_l para a relação $0,5V_g < V_l \leq V_g$. (c) Tensão v_g para a relação $V_l \leq 0,5V_g$. (d) Tensão v_l para a relação $V_l \leq 0,5V_g$	42
2.17	Tensões geradas da configuração C3D33 utilizando a modulação PWM escalar.	45
2.18	Harmônicos da corrente do barramento CC. (a) Topologia C222, (b) Topologia C232, (c) Topologia C2D22, (d) Topologia C2D32, e (e) Topologia C3D33.	47
2.19	Resultados de simulação da configuração C2D22. (a) Tensão da rede e_g . (b) Corrente da rede i_g . (c) Corrente da carga i_l . (d) Tensão gerada no lado da rede v_g . (e) Tensão gerada no lado da carga v_l . (f) Corrente no braço compartilhado i_s . (g) Tensão no barramento CC v_c . (h) Tensões de referência v_g^* e v_l^* e corrente da rede i_g	53
2.20	Resultados de simulação da configuração C2D32. (a) Tensão da rede e_g . (b) Corrente da rede i_g . (c) Corrente da carga i_l . (d) Tensão gerada no lado da rede v_g . (e) Tensão gerada no lado da carga v_l . (f) Corrente no braço compartilhado i_s . (g) Tensão no barramento CC v_c . (h) Tensões de referência v_g^* e v_l^* e corrente da rede i_g	54

2.21	Resultados se simulação da configuração C3D33. (a) Tensão da rede e_g . (b) Corrente da rede i_g . (c) Corrente da carga i_l . (d) Tensão gerada no lado da rede v_g . (e) Tensão gerada no lado da carga v_l . (f) Corrente no braço compartilhado i_s . (g) Tensão nos capacitores do barramento CC v_{c1} e v_{c2}	55
2.22	Resultados experimentais da configuração C2D22.	57
2.23	Resultados experimentais com transitório de carga para a configuração C2D22.	57
2.24	Resultados experimentais da configuração C2D32.	58
2.25	Resultados experimentais da configuração C2D32 - tensões nos capacitores do barramento CC.	59
2.26	Resultados experimentais com transitório de carga da configuração C2D32.	59
2.27	Resultados experimentais da configuração C3D33.	60
2.28	Resultados experimentais da configuração C3D33 - Transitório de carga.	60
3.1	Sistema de alimentação monofásico de três fios.	63
3.2	Configurações para sistemas de alimentação monofásico de três fios. (a) Configuração convencional de três braços. (b) Configuração convencional de dois braços. (c) Configuração proposta semicontrolada de três braços.	64
3.3	Tensões geradas pela comparação das tensões de referência com uma onda triangular de alta frequência. (a) Configuração de três braços convencional. (b) Configuração de dois braços convencional. (c) Configuração proposta.	66
3.4	Diagrama de controle da configuração proposta.	67
3.5	Espectros harmônicos da corrente do barramento. (a) Configuração proposta. (b) Configuração convencional de dois braços. (c) Configuração convencional de três braços.	68
3.6	Resultados de simulação da configuração proposta. (a) Correntes da rede (i_{gk}). (b) Corrente no neutro (i_n). (c) Tensões da rede (e_{gk}). (d) Tensão gerada (v_{g1}). (e) Tensão gerada (v_{g2}). (f) Tensão do barramento (v_c).	72
3.7	Resultados de simulação da configuração proposta com sistema desbalanceado. (a) Correntes da rede (i_{gk}). (b) Corrente no neutro (i_n).	72
3.8	Resultados experimentais da configuração proposta. (a) Correntes da rede e tensões geradas. (b) Correntes da rede e tensões da rede.	73

3.9	Resultados experimentais da configuração proposta. (a) Correntes da rede sincronizada com as tensões da rede. (b) Correntes da rede sincronizadas com as tensões gerada.	73
3.10	Resultados experimentais com transitório de carga. (a) Correntes da rede e tensão do barramento para o sistema balanceado. (b) Correntes da rede e tensão do barramento para o sistema desbalanceado.	74
4.1	Conversor trifásico <i>back-to-back</i> convencional.	76
4.2	Conversor trifásico convencional unidirecional com retificador Viena.	77
4.3	Diagrama elétrico que representa o conversor trifásico a partir de três conversores monofásicos semicontrolados de três braços - configuração TT3C2D22.	78
4.4	Modelo equivalente que representa o conversor trifásico a partir de três conversores monofásicos semicontrolados de três braços - configuração TT3C2D22.	79
4.5	Tensões geradas da configuração TT3C2D22.	81
4.6	Potência no conversor 3 para diferentes valores de μ_{gs} e μ_{ls}	84
4.7	Diagrama de controle da topologia TT3C2D22.	86
4.8	Harmônicos da corrente do barramento CC. (a) Configuração TT3C2D22. (b) Configuração convencional. (c) Configuração convencional unidirecional.	88
4.9	Estrutura do barramento CC.	92
4.10	Resultados de simulação da topologia TT3C2D22. (a) Tensões da rede (e_{gk}). (b) Correntes da rede (i_{gk}). (c) Tensões na carga (v_{lk}). (d) Tensões nos barramentos capacitivos do conversor (v_{ck}). (e) Tensão gerada no lado da rede (v_{g1}). (f) Correntes da carga (i_{lk}). (g) Tensão gerada na fase 1 da carga (v_{l1}).	94
4.11	Resultados experimentais da topologia TT3C2D22. (a) Tensão da rede (e_{g1}). (b) Correntes da rede (i_{gk}). (c) Tensões na carga (v_{lk}). (d) Tensões nos barramentos capacitivos do conversor (v_{ck}). (e) Tensão gerada pelo conversor no lado da rede (v_{g1}). (f) Correntes da carga (i_{lk}).	96
4.12	Resultados experimentais com transitório de carga da configuração TT3C2D22. (a) Tensão no barramento capacitivo do conversor 1 (v_{c1}). (b) Tensão no barramento capacitivo do conversor 2 (v_{c2}). (c) Tensão no barramento capacitivo do conversor 3 (v_{c3}). (d) Corrente da rede (i_{g1}). (e) Corrente da carga (i_{l1}).	97

5.1	Sistema de geração trifásico <i>back-to-back</i> convencional.	100
5.2	Sistema de geração trifásico <i>open-end back-to-back</i> convencional.	100
5.3	Sistema de geração trifásico <i>open-end back-to-back</i> simétrico S6C.	101
5.4	<i>Level-Shift PWM</i> . (a) Para $v_{sj} > 0$. (b) Para $v_{sj} < 0$	105
5.5	Diagrama vetorial simplificado com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ para a configuração S6C. (a) Caso 1: diagrama para tensões de barramento CC iguais $v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$. (b) Caso 2: diagrama vetorial para tensões de barramento CC diferentes, onde $v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$. (c) Caso 3: diagrama vetorial para diferentes valores das tensões dos barramentos CC, onde $v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$	106
5.6	Diagrama de bloco para o conversor <i>open-end</i> simétrico S6C.	108
5.7	Sistema de geração trifásico <i>open-end back-to-back</i> assimétrico A6C.	109
5.8	Diagrama vetorial simplificado com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ para a configuração A6C. (a) Caso 1: diagrama para tensões de barramento CC iguais $v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$. (b) Caso 2: diagrama vetorial para tensões de barramento CC diferentes, onde $v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$. (c) Caso 3: diagrama vetorial para diferentes valores das tensões dos barramentos CC, onde $v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$	113
5.9	Diagrama de bloco para o conversor <i>open-end</i> assimétrico A6C.	114
5.10	Sistema de geração trifásico <i>open-end back-to-back</i> assimétrico A9C.	115
5.11	Diagrama de bloco para o conversor <i>open-end</i> assimétrico A9C.	118
5.12	Sistema de geração trifásico <i>open-end back-to-back</i> assimétrico A3C.	119
5.13	Diagrama vetorial simplificado com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ para a configuração A3C. (a) Caso 1: diagrama para tensões de barramento CC iguais $v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$. (b) Caso 2: diagrama vetorial para tensões de barramento CC diferentes, onde $v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$. (c) Caso 3: diagrama vetorial para diferentes valores das tensões dos barramentos CC, onde $v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$	120

5.14	Resultados de simulação da topologia A6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão da máquina (v_{s1}). (c) Tensão no barramento capacitivos do conversor As (v_{ca}). (d) Tensão no barramento capacitivos do conversor Bs (v_{cb}). (e) Correntes do conversor Ag . (f) Correntes do conversor Bg . (g) Velocidade elétrica da máquina.	129
5.15	Resultados de simulação para um transitório da configuração A6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão no barramento A. (c) Tensão no barramento B. (d) Velocidade elétrica da máquina.	130
5.16	Resultados de simulação da topologia S6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão da máquina (v_{s1}). (c) Tensão no barramento capacitivos do conversor As (v_{ca}). (d) Tensão no barramento capacitivos do conversor Bs (v_{cb}). (e) Correntes do conversor Ag . (f) Correntes do conversor Bg . (g) Velocidade elétrica da máquina.	131
5.17	Resultados de simulação para um transitório da configuração S6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão no barramento A. (c) Tensão no barramento B. (d) Velocidade elétrica da máquina	132
5.18	Resultados de simulação da topologia A9C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão da máquina (v_{s1}). (c) Tensão no barramento capacitivo do conversor As (v_{ca}). (d) Tensão no barramento capacitivo do conversor Bs (v_{cb}). (e) Velocidade elétrica da máquina.	133
5.19	Resultados de simulação da topologia A3C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão no barramento capacitivo do conversor As (v_{ca}). (c) Tensão no barramento capacitivo do conversor Bs (v_{cb}). (d) Corrente do conversor Ag . (e) Corrente do conversor Bg	134
5.20	Resultados experimentais da configuração A6C. (a) Tensão gerada (v_{s1}). (b) Tensões nos barramentos CC (v_{Ca} e v_{Cb}). (c) Correntes da máquina utilizando o método de sincronização (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (d) Correntes da máquina sem o método de sincronização (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}).	135

Lista de Símbolos

- dv/dt – Derivada da tensão em função do tempo.
- e_g – Tensão na rede monofásica.
- e_{gj} – Tensão na rede trifásica, com $j = 1,2,3$.
- e_{sj} – Tensão da máquina trifásica, com $j = 1,2,3$.
- v_g – Tensão gerada pelo conversor no lado da rede.
- v_{gj} – Tensão gerada pelo conversor no lado da rede, com $j = 1,2,3$.
- v_l – Tensão gerada pelo conversor no lado da carga.
- v_{lj} – Tensão gerada pelo conversor no lado da carga, com $j = 1,2,3$.
- v_{sj} – Tensão gerada na máquina, com $j = 1,2,3$.
- r_g – Resistência do filtro indutivo da rede.
- l_g – Indutância do filtro indutivo da rede.
- r_l – Resistência do filtro indutivo da carga.
- l_l – Indutância do filtro indutivo da carga.
- C_f – Capacitores de filtro das cargas monofásicas.
- C_j – Capacitores dos barramentos CC dos conversores j , com $j = 1,2,3$.
- v_{C_j} – Tensão nos barramentos CC dos conversores j , com $j = 1,2,3$.
- C_m – Capacitores dos barramentos CC dos conversores m , com $m = a,b$.
- v_{C_m} – Tensão nos barramentos CC dos conversores m , com $m = a,b$.
- d_g, \bar{d}_g – Diodo de potência no braço g .

- d_{gj}, \bar{d}_{gj} – Diodo de potência no braço gj, com $j = 1,2,3$.
 d_{gm}, \bar{d}_{gm} – Diodo de potência no braço gm = ga, gb.
 q_k, \bar{q}_k – Chave de potência no braço k = g,l,s.
 q_k, \bar{q}_k – Chave de potência no braço k = g,l,s.
 q_{kj}, \bar{q}_{kj} – Chave de potência no braço kj, com k = g,l,s e j = 1,2,3.
 q_{kmj}, \bar{q}_{kmj} – Chave de potência no braço kmj, com k = g,l,s, m = a,b e j = 1,2,3.
 d_{kmj}, \bar{d}_{kmj} – Diodo de potência no braço kj, com k = g,l,s, m = a,b e j = 1,2,3.
 i_k – Corrente no braço k, com k = g,l,s.
 i_{kj} – Corrente no braço kj, com k = g,l,s e j = 1,2,3.
 i_{kmj} – Corrente no braço kmj, com k = g,s, m = a,b e j = 1,2,3.
 v_{k0} – Tensão de polo do braço k, com k = g,l,s.
 v_{kj0j} – Tensão de polo do braço kj, com k = g,l,s, j = 1,2,3.
 v_{kmj0m} – Tensão de polo do braço kmj, com k = g,s, m = a,b e j = 1,2,3.
 R_c – Controlador PI convencional para a tensão do barramento CC.
 R_i – Controlador PI de dupla sequência para a corrente da rede.
 R_l – Controlador PI de dupla sequência para a tensão da rede.
 P_{cd} – Perdas de condução.
 P_{ch} – Perdas de chaveamento.
 P_t – Perdas totais.

Glossário

THD	–	<i>Total Harmonic Distortion</i>
WTHD	–	<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>
WECS	–	<i>Wind Energy Conversion System</i>
UPS	–	<i>Uninterruptible Power Supply;</i>
RMS	–	<i>Root Mean Square</i>
NPC	–	<i>Neutral Point Clamped</i>
PWM	–	<i>Pulse Width Modulation</i>
PLL	–	<i>Phase-Locked Loop</i>
PI	–	Proporcional Integral
IGBT	–	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ANEEL	–	<i>Agência Nacional de Energia Elétrica</i>
EPE	–	<i>Empresa de Pesquisa Energética</i>
CC	–	Corrente Contínua
CA	–	Corrente Alternada
C222	–	Conversor monofásico-monofásico de três braços de dois níveis
C232	–	Conversor monofásico-monofásico de três braços, dois de dois níveis e um de três níveis
C2D22	–	Conversor monofásico-monofásico de três braços de dois níveis com retificador semicontrolado

-
- C2D32 – Conversor monofásico-monofásico de três braços, dois de dois níveis e um de três níveis com retificador semicontrolado
- TT3C2D22 – Conversor trifásico-trifásico com três conversores de três braços de dois níveis com retificador semicontrolado

1

Introdução

1.1 Apresentação do Tema

Em todo o mundo, o uso de equipamentos eletrônicos em residências, comércios e indústrias está em constante crescimento. Além da necessidade de obter maiores quantidades no fornecimento de energia elétrica, faz-se necessário o estudo de circuitos de tal forma a processar essa energia de maneira adequada para que sejam evitadas grandes perdas. Dessa maneira, o estudo de conversores estáticos, que são o elo entre a geração e os consumidores de energia, se torna cada vez mais necessário (BOSE, 2009, MAHESWARAN et al., 2012, OCHS e MILLER, 2014, DZHUSUPOVA et al., 2012).

Para ser realizada uma análise comparativa de diferentes tipos de conversores, pode-se levar em consideração as perdas de potência nos semicondutores do conversor e os custos dos componentes utilizados, ou seja, a análise econômica do conversor. Os componentes utilizados geralmente são semicondutores de potência, como diodos, transistores do tipo MOSFET ou IGBT e tiristores, de forma a controlar o fluxo de potência entre a fonte geradora de energia e a carga ou a rede elétrica. Esse controle é feito pelo processo de chaveamento dos dispositivos, que tem como consequência a inserção de componentes harmônicas e que podem prejudicar a qualidade da energia elétrica. Dessa maneira, um forte parâmetro de análise dos conversores são as distorções harmônicas, que podem ser mensuradas por meio da distorção harmônica total, ou THD (*Total Harmonic Distortion*), dos sinais de corrente e pela distorção harmônica total ponderada, ou WTHD (*Weight Total Harmonic Distortion*)

dos sinais de tensão de entrada e de saída dos conversores (DOS SANTOS, 2007, ROCHA, 2010, FREITAS, 2007).

Existem diversos tipos de conversores estáticos, nos quais podem ser destacados os conversores CA-CC-CA, com entradas e saídas trifásica e/ou monofásica. As configurações monofásicas usuais são as que utilizam um retificador não-controlado ou um retificador controlado, mostrados na Figura 1.1. A primeira configuração é mais simples de ser implementada, mas apresenta elevadas distorções harmônicas na corrente de entrada. A segunda configuração possui mais componentes e é mais difícil de ser implementada. Entretanto pode apresentar baixa distorção harmônica na corrente e, ainda, operar com fator de potência unitário no lado da rede (FIGUEIREDO et al., 2010). Com o intuito de se ter configurações mais baratas e com baixa distorção harmônica, pode-se obter estruturas de conversores monofásicos e trifásicos com número reduzido de chaves controladas, com a substituição dessas chaves controladas por chaves não-controladas no circuito do retificador [veja Figura 1.2(a)], ou com a redução do número de braços da configuração [veja Figura 1.2(b)] (MARINUS, 2012, QUEIROZ, 2010).

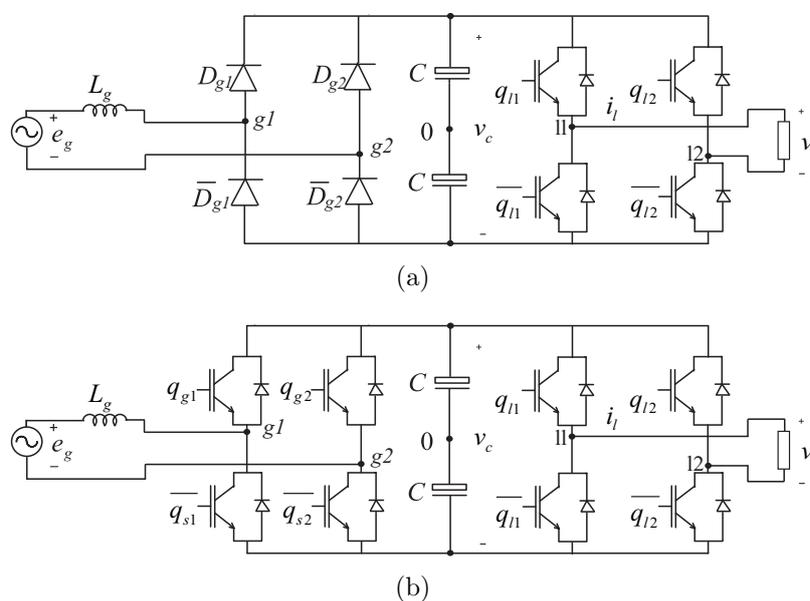


Figura 1.1: Conversores CA-CC-CA convencionais monofásico. (a) Conversor com retificador não-controlado. (b) Conversor com retificador controlado.

Além disso, existe a preocupação de se obter valores cada vez menores de distorções harmônicas com o intuito de melhorar a qualidade da energia. Nesse cenário, foram realizados diversos estudos de conversores que geram tensões multiníveis, ou seja, tensões moduladas

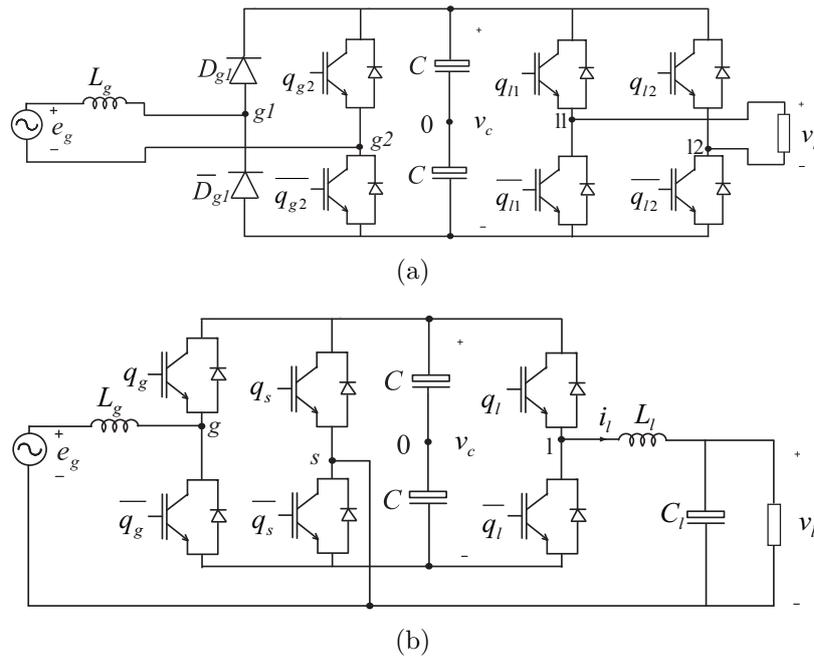


Figura 1.2: Conversores CA-CC-CA convencionais monofásico com número reduzido de chaves. (a) Conversor com retificador semicontrolado. (b) Conversor monofásico CA-CC-CA de três braços.

com mais de dois níveis nos braços, além de operarem com níveis de tensões mais baixos nas chaves de potência, reduzindo assim os estresses de chaveamento. Entre esses conversores, podem-se destacar os conversores que utilizam braços com o ponto central do barramento CC grampeado, ou em inglês, *Neutral Point Clamped* ou NPC e também os conversores em cascata, que faz uso de estruturas convencionais ligadas em série de tal forma a reduzir a tensão em cada conversor e aumentar a quantidade de níveis das tensões geradas (PENG, 2001, LOH et al., 2004, COLAK et al., 2009). Em sistemas trifásicos, podem-se obter tensões multiníveis utilizando diferentes tipos de configurações, como o uso de circuitos monofásicos em cascata por meio de estruturas NPC ou ainda por estruturas de conversores que usam máquina com terminais abertos (DOS SANTOS, 2007, VATTUONE et al., 2013, SALEM et al., 2013).

Devido ao grande aumento na demanda mundial por energia elétrica, além da necessidade do estudo de conversores estáticos para o processamento da energia elétrica, existe a necessidade de se obter vários meios de geração de energia elétrica. Em 32 anos mais que dobrou a geração de energia elétrica no mundo, passando de 8018 TWh em 1980 para 21532 TWh em 2012. No Brasil, o consumo de energia elétrica passou de 138 TWh em 1980 para

538 TWh em 2012, representando um aumento de quase 300% (EIA, 2012). Dessa forma, as autoridades mundiais estão cada vez mais preocupadas com a geração e processamento da energia elétrica voltadas para o desenvolvimento sustentável, buscando cada vez mais fontes alternativas de energia limpa, em substituição às fontes tradicionais de energia que fazem uso de combustíveis fósseis (e.g., carvão e petróleo). A utilização de combustíveis fósseis causa graves danos ao meio ambiente devido à liberação de dióxido de carbono, como por exemplo: o aparecimento de chuvas ácidas, aumento da poluição urbana, agravamento do efeito estufa e, por conseguinte, aumento da temperatura global. Entre as fontes alternativas de energia, destacam-se as gerações por energia eólica, nuclear, solar e hídrica, que apresentaram um crescimento em sua participação na geração mundial de energia, passando de 30,4% em 1980 para quase 35% em 2010 (EIA, 2012).

No Brasil, de acordo com a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) e EPE (Empresa de Pesquisa Energética), a maior parte da energia elétrica produzida é proveniente de fontes renováveis de energia, com destaque para sistemas de geração de energia por meio de hidroelétrica que, apesar de ser renovável, provoca mudanças ambientais onde é instalada a usina por meio do alagamento da represa. Além disso, a geração de energia elétrica fica dependendo da precipitação de chuva e, em tempo de estiagem, ocorre a redução dos níveis d'água nos reservatórios e, conseqüentemente, tem-se redução na produção de energia elétrica. A geração de energia elétrica proveniente da força do vento (energia eólica) merece grande destaque entre as fontes alternativas de energia no Brasil, pois apresenta um grande potencial de geração devido à média dos ventos no Brasil ser de aproximadamente 2 vezes a média global, com destaque para a região Nordeste que apresenta média acima da nacional (ANEEL, 2008, EPE, 2008).

Em sistemas de conversão de energia eólica, é necessária uma turbina que transforma a energia cinética dos ventos em energia mecânica que, por sua vez, é transformada em energia elétrica por meio de geradores elétricos. Um dos principais problemas nos sistemas de conversão de energia eólica é o fato da velocidade do vento ser variável, assim, do ponto de vista da parte elétrica, o sistema deve ser responsável por fornecer potência elevada e tensões com frequência constantes a partir de um conjugado de entrada variável. Entre os geradores utilizados em sistemas de geração de energia eólica, podem ser citadas as máquinas de indução com rotor gaiola de esquilo, máquinas de indução duplamente alimentadas ou

máquinas síncronas a ímãs permanentes, associadas aos conversores estáticos (C. WANG e NI, 2007, KAUR e CROSSLEY, 2009, SOTER e WEGENER, 2007).

O presente trabalho tem como foco principal o estudo e análise de conversores estáticos de potência monofásicos e trifásicos com retificadores semicontrolados, ou seja, retificadores que são compostos por chaves controladas e não-controladas de tal forma a obter baixa distorção harmônica, baixas perdas e custos reduzidos.

1.2 Revisão Bibliográfica

Nesta seção é apresentada a revisão bibliográfica deste trabalho, no qual se refere ao estudo de conversores com retificadores semicontrolados, e tem como objetivo apresentar como esses conversores vêm sendo explorados na literatura.

1.2.1 Conversores Semicontrolados

Conversores estáticos de potência geralmente são usados para obter redução da distorção harmônica da corrente, alto fator de potência, controle de tensão e frequência na carga e alta eficiência. Um dos critérios de análise de conversores estáticos são os custos de construção. Uma das alternativas para tornar um conversor mais barato é a substituição de chaves controladas por chaves não-controladas, reduzindo a complexidade de controle do conversor como também a redução de componentes, como os *drivers* de comando das chaves.

Em (KAGOTANI et al., 1989) foi proposto uma UPS monofásica de baixo custo operando em alta frequência, onde foi utilizado no retificador um braço com chaves controladas e um braço com diodos. Esse sistema apresentou corrente senoidal, mas não foi feita a correção no fator de potência da rede, deixando a corrente da rede defasada da tensão da rede.

Em (MARTINEZ e ENJETI, 1996) foi proposto um retificador monofásico semicontrolado com correção no fator de potência, onde cada braço do retificador é composto por um diodo e uma chave controlada. As vantagens do sistema proposto são a redução no número de chaves controladas, controle simplificado e a obediência ao padrão IEC 555 para harmônicos na corrente, apesar de apresentar uma distorção na corrente da rede na passagem pelo zero causada pelo uso dos diodos.

Em (LU et al., 2005) foi apresentado um retificador monofásico semicontrolado com correção no fator de potência no qual foi utilizado um controlador do tipo OCC (*one cycle control*). Esse conversor apresentou 1% a mais na eficiência quando comparado com o *boost* PFC (*power factor correction*) convencional.

Em (FIGUEIREDO et al., 2010) foi feita uma revisão bibliográfica de seis tipos de retificadores *boost* com correção de fator de potência. As configurações semicontroladas (com o uso de dois diodos e duas chaves controladas) são mostradas como uma das alternativas, mas apresentam como problema a presença de distorção da corrente pela passagem pelo zero e também a presença de uma elevada corrente sobre o diodo em antiparalelo dos IGBTs. Esse problema da corrente sobre os diodos dos IGBTs foi discutido e resolvido em (CHOI et al., 2007, SU e LU, 2010, LU et al., 2012a) com a adição de dois indutores acoplados e dois diodos no retificador.

Em (CHOI e YOO, 2011) foi proposto um retificador *boost* semicontrolado ligado por meio de um transformador com um conversor CC-CC meia-ponte, apresentando tensão de saída isolada. O conversor apresentou alta eficiência, baixo custo e baixas perdas quando comparado com o retificador *boost* convencional.

Em (CAVALCANTI et al., 2011) foi estudado um retificador semicontrolado com um braço composto por chaves controladas e um braço composto por chaves não controladas. Com o objetivo de eliminar a distorção da corrente pela passagem pelo zero devido ao uso de diodos, foi proposto o método de sincronização da corrente da rede com a tensão gerada pelo retificador semicontrolado. Por outro lado, não foi obtido fator de potência unitário mas apresentou um valor próximo da unidade.

Retificadores monofásicos semicontrolados em paralelo foram abordados em (MARINUS et al., 2014a), sendo apresentadas três configurações com um ou dois barramentos CC. As principais características dos conversores foram baixas perdas, devido a divisão de corrente entre os retificadores em paralelo, e tensão gerada com mais níveis que o retificador convencional monofásico de dois braços.

Em (AMIN e MOHAMMED, 2011) é proposto um conversor trifásico semicontrolado para o carregamento de baterias de veículos elétricos. Cada braço do retificador é composto por um diodo e um IGBT. Foi utilizado um controle por histerese da corrente, onde mesmo

assim a corrente apresentou alta distorção harmônica em alta frequência. Quando comparada com a configuração trifásica convencional, tem-se uma redução nos custos e redução nas perdas por condução. Três conversores monofásico-trifásico com retificador semicontrolado e com número reduzido de componentes foram propostos em (JACOBINA et al., 2012a, JACOBINA et al., 2014) e em (MARINUS et al., 2014b, MARINUS et al., 2016) foi proposto um conversor CA-CC-CA trifásico-trifásico com retificador semicontrolado baseado em três conversores monofásicos conectados em série.

Configurações trifásicas que usam retificadores semicontrolados em sistemas de conversão de energia eólica usando máquina à ímã permanente são largamente discutidas em (OLIVEIRA et al., 2010, BISWAS et al., 1991, SALMON, 1995, KIKUCHI et al., 1999, WANG et al., 2011), por apresentarem fluxo unidirecional de potência, chamados de retificadores trifásicos semicontrolados. Um conversor trifásico-monofásico foi proposto em (OLIVEIRA et al., 2010) onde foi realizado o controle por histerese da corrente, no qual em apenas um semiciclo a corrente injetada na rede tem o formato senoidal.

1.2.2 Conversores Monofásicos de Três Braços

Devido ao crescente aumento no uso de equipamentos eletrônicos conectados à rede elétrica, o estudo de diferentes tipos de conversores CA-CC-CA monofásico-monofásico também tem aumentado nos últimos anos. Esses conversores são importantes para alimentar cargas e motores em corrente alternada. Um dos exemplos de aplicações para essas configurações são as fontes ininterruptas de potência, ou em inglês *Uninterruptible Power Supply* (UPS). Essas fontes são usadas para alimentar cargas que necessitam constantemente de energia, como computadores, sistemas de comunicações, sistemas de suporte médico, etc. Os conversores CA-CC-CA monofásicos-monofásico estudados na literatura geralmente fazem uso de quatro braços controlados, mas outras topologias de conversores monofásicos têm sido também abordadas, como configurações com número reduzido de braços controlados, nos quais são compostas por menores quantidades de braços, reduzindo assim o número de chaves e *drivers* de comando.

Em (DIVAN, 1989) foi apresentada uma nova configuração para conversor CA-CC-CA monofásico, usado como UPS, no qual é composta por três braços, sendo dois compostos por

duas chaves cada e um formado por dois diodos. A desvantagem dessa configuração é a alta distorção harmônica da corrente, devido a presença do diodo. Já em (ANDO et al., 1997) foi proposto um conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico de três braços controlados para aplicações em UPS com número reduzido de componentes quando comparado com a configuração monofásica convencional de quatro braços.

Em (HIRAO et al., 1998) foi proposto um método analítico de cálculo de perdas para o conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico de três braços. Esse método consiste em estimar as perdas nos transistores. O transistor é representado por uma fonte em série com uma resistência quando estiver em condução. Foram também estimadas as perdas por chaveamento, corrente reversa sobre a chave e perdas nos indutores.

Em (UEMATSU et al., 1998) foi feita a análise e comparação do conversor monofásico de três braços controlados com os conversores monofásicos convencionais, um com quatro braços controlados e o outro com dois braços controlados, chamado de conversor em meia ponte. O conversor de três braços apresentou resultados intermediários, levando em consideração quantidade de chaves controladas, distorção harmônica e perdas, quando comparado com os outros dois conversores analisados.

Em (CHOI et al., 2005) foi estudado o conversor monofásico de três braços, onde o braço do retificador é usado para carregar uma bateria e o braço do inversor é controlado para fornecer uma tensão CA para uma carga. Por outro lado, em (CHIANG et al., 2010) foi proposto um conversor híbrido, no qual é utilizado um conversor monofásico de três braços para alimentar um barramento CC e uma carga CA monofásica, além de mais três braços controlados, no qual um dos braços é utilizado para o carregamento do barramento CC por meio de um sistema de geração fotovoltaica e um braço para uma fonte de energia eólica. O último braço é usado para o carregamento de uma bateria.

Outras análises para o conversor CA-CC-CA de três braços são feitas em (JACOBINA et al., 2006). Foram abordadas técnicas de PWM escalar e vetorial, assim como o controle por histerese e controle linear digital da corrente, com erro zero na fundamental. Foi proposto também um controle da tensão de saída baseado na sincronização da tensão de entrada com a tensão de saída.

Em (ROCHA et al., 2012) é abordado o estudo de dois conversores monofásicos CA-

CC-CA de três braços em paralelo, de tal forma a dividir a corrente entre os conversores. A PWM é feita por meio de vários sinais de portadoras de alta frequência intercalados, com o intuito de obter mais níveis nas tensões geradas pelo conversor. É apresentada também uma generalização para N conversores CA-CC-CA de três braços em paralelo.

Em (KWON et al., 2013) foi proposto um novo método de controle para o conversor monofásico de três braços, onde apenas um braço é chaveado em alta frequência, enquanto que os outros dois são chaveamentos em baixa frequência, ocorrendo assim uma redução nas perdas por chaveamento do conversor.

Em (LINARD et al., 2009) foi analisado um conversor monofásico de três braços com braço do lado do retificador a diodos. Nesse trabalho, o braço do lado da carga funciona com baixa frequência (mesma frequência da tensão de entrada do conversor) e o braço compartilhado opera em alta frequência. A corrente da rede apresentou distorção na passagem pelo zero devido ao uso dos diodos no retificador. Por outro lado, em (JACOBINA et al., 2012b) foi estudado um conversor monofásico de três braços sendo o braço do lado do retificador a diodos. Nesse trabalho foi utilizada a sincronização da corrente da rede com a tensão gerada pelo conversor para a eliminação da distorção da corrente pela passagem pelo zero, causada devido ao uso dos diodos no retificador.

1.2.3 Retificadores Monofásicos em Sistemas de Distribuição Monofásico de Três Fios.

O sistema de distribuição monofásica de três fios é largamente utilizado em estabelecimentos residenciais e comerciais de baixa potência. Vários países adotam este tipo de sistema de distribuição, tais como EUA e Japão. Esse sistema é frequentemente chamado de *single split-phase* e é caracterizado por duas tensões monofásicas defasadas de 180 graus entre si. Esse sistema de distribuição fornece dois tipos de tensões, o valor da tensão de fase é usualmente 120 Vrms e é usado para alimentar cargas de baixa potência, como televisões e computadores, enquanto que a tensão entre linhas é 240 Vrms e é utilizada para alimentar equipamentos que usam potências maiores, como máquinas de lavar e secadoras de roupa (CHIANG e LIAW, 1994, LIAW e CHIANG, 1994, KUSUI e NAGAI, 1994, SHEN et al., 2012, ALSMADI et al., 2014, NINO e XU, 2007).

Várias configurações de conversores usadas em sistemas de distribuição monofásica de três fios foram desenvolvidas na literatura, por exemplo, para aplicações em geração de energia solar (CHEN et al., 2014, LUNG et al., 2013, KUO et al., 2003) e carregamento de baterias (TANAKA et al., 2015b, TANAKA et al., 2016, TANAKA et al., 2015a). Diferentes técnicas de controle para o balanceamento das potências foram propostas. Uma outra configuração largamente usada na literatura para sistemas de distribuição monofásica de três fios é o retificador meia ponte, no qual utiliza apenas dois braços controlados e o neutro é ligado diretamente no ponto central do barramento CC (FUJITA e IIDA, 2006, WU et al., 2013, i. ITOH et al., 2014).

1.2.4 Conversores Multiníveis

Com o objetivo de reduzir as distorções harmônicas da corrente do conversor, são estudados na literatura diversos tipos de conversores que podem gerar tensões multiníveis, com o uso de conversores que usam braços NPC ou realizando a ligação de conversores em série (ou cascata). Com isto, além de reduzir as distorções harmônicas da corrente, ainda reduz os níveis de tensão sobre as chaves semicondutoras, de tal forma a reduzir as perdas de chaveamento do conversor.

Conversores Com Uso de Braços do Tipo NPC

Os conversores que usam braços do tipo NPC foram inicialmente propostos em (NABAE et al., 1981), onde foi abordado um inversor trifásico para acionar um motor com o objetivo de reduzir a distorção harmônica da corrente. Desde então, diversas configurações de conversores usando braços do tipo NPC foram estudadas na literatura. Em (BHAGWAT e STEFANOVIC, 1983, CHOI et al., 1991) foi estudado o uso de braços do tipo NPC, com N níveis de tensão, de acordo com o número de chaves e diodos no braço.

Em (LIN et al., 2003) é estudado um conversor CA-CC-CA monofásico meia ponte, no qual foi utilizado apenas dois braços do tipo NPC, um no lado do retificador e um no lado do inversor. O conversor apresentou fator de potência unitário e correntes na rede e na carga controladas com formatos senoidais. Apesar disto, uma das desvantagens dessa configuração é o alto nível requerido na tensão no barramento CC, que é o dobro da configuração

monofásica convencional de quatro braços.

Uma das desvantagens no uso de braços do tipo NPC em conversores é o desbalanceamento das tensões dos capacitores no barramento CC devido à ligação do braço com o ponto médio do barramento CC. Diversas técnicas de controle e modulação PWM têm sido elaboradas para que este desbalanceamento não ocorra (COBRECES et al., 2006, UMBRIA et al., 2010, CHEN et al., 2008, DE FREITAS et al., 2015).

Para o chaveamento das chaves do braço NPC são propostas estratégias PWM que utilizam múltiplas portadoras, sendo esta a técnica mais utilizada na indústria, como mostrado em (MCGRATH e HOLMES, 2002, KOURO et al., 2010).

Conversores que usam braços de dois níveis junto com braços de três níveis são chamados de conversores híbridos e têm por objetivo obter tensões multiníveis com número reduzido de chaves. Em (DOS SANTOS et al., 2011) é estudada uma estrutura de um inversor monofásico de dois braços, no qual usa um braço de dois níveis e outro braço de três níveis, sendo chamada de 2L3L, mostrado na Figura 1.3. Essa estrutura pode gerar tensões de quatro níveis. O conversor convencional que utiliza apenas braços de dois níveis gera tensões de três níveis e a tensão gerada pelo conversor que usa apenas braços de três níveis apresenta cinco níveis.

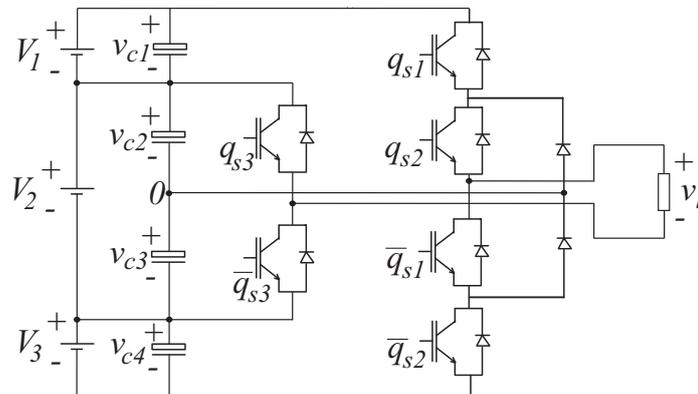


Figura 1.3: Configuração 2L3L.

Também são estudados na literatura conversores monofásicos CA-CC-CA de três braços do tipo NPC, no qual apresentam tensões multiníveis geradas no lado da rede e no lado da carga. Em (JACOBINA et al., 2007) é proposto um conversor CA-CC-CA monofásico de três braços do tipo NPC. Foi apresentada uma estratégia PWM vetorial e uma técnica de sincronização da tensão gerada na carga de tal forma a obter um maior aproveitamento da

tensão do barramento CC. Foi proposto em (HELDWEIN et al., 2010) um retificador que utiliza três braços do tipo NPC unidirecional, ou seja, em cada braço duas chaves controladas são substituídas por dois diodos, de forma a tornar o braço unidirecional.

Conversores Conectados em Série

Também para se obter tensões multiníveis, pode-se fazer a associação de conversores em cascata, com a presença de braços de dois níveis ou três níveis. A ligação em cascata dos conversores tem por objetivo reduzir o nível de tensão em cada chave, pois a tensão total é dividida entre os conversores. Além disso, as tensões geradas apresentam mais níveis, reduzindo também a distorção harmônica. Em (KAI et al., 2005) é proposto um conversor trifásico com a ligação de conversores híbridos de cinco níveis em cascata. Quando comparado com a configuração em cascata convencional, apresenta maiores quantidades de níveis nas tensões geradas, reduzindo assim a distorção harmônica na corrente.

Em (MALINOWSKI et al., 2010) são estudadas diversas configurações de conversores com ponte H em cascata com o objetivo de obter tensões multiníveis e menores perdas de chaveamento devido à redução no nível de tensão sobre as chaves. Em (CHANG et al., 2006) foi estudada a ligação em série de dois conversores monofásicos de três braços, no qual foi obtido redução na distorção harmônica, pois foram geradas tensões com cinco níveis.

Com a conexão em série de conversores monofásicos, podem ser obtidos conversores trifásicos, como mostrado em (BELKAMEL et al., 2013, LU et al., 2012b, WEN e SMEDLEY, 2008). Nestes trabalhos, conversores monofásicos foram ligados em cascata para formar inversores trifásicos com tensões multiníveis. Essas ligações são realizadas com o objetivo de reduzir as tensões dos barramentos CC, as tensões sobre as chaves e, conseqüentemente, as perdas de chaveamento e a distorção harmônica.

1.2.5 Conversores Trifásicos *Open-End*

Entre os conversores trifásicos multiníveis, pode-se destacar os que utilizam a configuração com os terminais do neutro aberto (chamado também de conversores do tipo *open-end*), ou seja, são utilizados dois conversores trifásicos. Para esta configuração, destaca-se a aplicação para o uso em retificadores, inversores, geração de energia e acionamentos de máquinas.

Três retificadores do tipo *open-end* foram propostos em (MELLO et al., 2014). Um dos conversores é formado por dois retificadores trifásicos controlados (com 12 chaves controladas), outro conversor é formado por dois retificadores trifásicos semicontrolados (com 6 chaves controladas) e o último conversor é composto por um retificador trifásico controlado e um retificador trifásico não-controlado (com 6 chaves controladas). Para ambos os casos, é utilizado apenas um barramento CC.

Um filtro ativo baseado em um conversor *open-end* no qual os inversores são conectados em série com um transformador é proposto em (CARLOS et al., 2015a). São utilizados dois barramentos capacitivos para esta configuração e foi constatado um aumento na eficiência do conversor proposto em comparação com o filtro de seis braços convencional devido à redução do nível de tensão sobre as chaves semicondutoras.

Um inversor *open-end* híbrido modular no qual é utilizado um inversor trifásico convencional de três níveis e um inversor modular foi proposto em (SILVA et al., 2015). O inversor modular é formado pela conexão em cascata de N braços controlados. O sistema foi utilizado para o acionamento de um motor de indução trifásico com os terminais abertos. Em (MAIA et al., 2015) foi proposto um inversor *open-end* com cinco barramentos e quinze braços com duas chaves cada para o acionamento de uma máquina de seis fases.

Um inversor *open-end* que utiliza dois conversores trifásicos com três braços do tipo NPC foi proposto em (LU et al., 2007). Um dos conversores trifásicos é conectado com um barramento flutuante, no qual é controlado com o uso de vetores redundantes. Em (JAYASINGHE et al., 2010) foi proposto um inversor híbrido do tipo *open-end* no qual são utilizados um inversor trifásico com braços de dois níveis e um inversor trifásico com braços de três níveis, no qual o inversor que utiliza braços do tipo NPC é conectado a um barramento flutuante, sendo o mesmo controlado por meio da utilização de vetores redundantes. Por outro lado, em (CARLOS et al., 2015b) foram analisados dez inversores *open-end* híbridos, ou seja, cada inversor é composto de braços de dois níveis e braços de três níveis. As configurações apresentaram desempenho intermediário entre a configuração convencional que utiliza seis braços de dois níveis e a configuração convencional que utiliza seis braços de três níveis.

Um inversor *open-end* com apenas um barramento foi analisado em (MIDHUN e SANDHYA,

2015). Foram utilizados vetores redundantes na estratégia PWM com o objetivo de eliminar a tensão de modo comum, evitando corrente de circulação pelo conversor, devido à utilização de apenas um barramento CC.

Um conversor *open-end* para acionamento de um motor de indução, composto por dois inversores trifásicos de dois níveis foi analisado em (CHOWDHURY et al., 2016). Para esta configuração, um dos conversores possui um barramento flutuante, no qual é controlado utilizando vetores redundantes.

Conversores do tipo *open-end* também são bastante utilizados em sistemas de geração de energia utilizando máquinas a ímã permanente com os terminais abertos (PIRES e SILVA, 2012, SEKHAR e SRINIVAS, 2013, LEVI et al., 2012, SIVAKUMAR et al., 2009). Em (WANG et al., 2013) é apresentado um conversor *open-end* no qual são usados dois retificadores semicontrolados, mas com apenas um barramento CC. Em (SILVA, 2012) também é feito o uso de dois retificadores semicontrolados usados em um sistema de geração de energia eólica utilizando máquina a ímã permanente com os terminais em aberto, no qual o sistema é conectado a rede monofásica. Em (NIAN e ZHOU, 2015, JACOBINA et al., 2013) é analisado um conversor *open-end* no qual faz uso de um conversor não-controlado e outro conversor controlado. Um sistema de conversão de energia eólica que utiliza uma máquina a ímã permanente de seis fases que utiliza conversores semicontrolados foi proposto em (MELO et al., 2014).

1.3 Contribuições do trabalho

O presente trabalho tem como objetivo principal o estudo de conversores estáticos com retificador semicontrolado, ou seja, são analisadas nove configurações de conversores onde algumas chaves controladas no lado do retificador são substituídas por chaves não-controladas, de tal forma a reduzir os custos do conversor. As topologias propostas neste trabalho são divididas em três grupos. O grupo 1 diz respeito a três conversores CA-CC-CA de três braços para aplicações em sistemas monofásicos e um conversor CA-CC-CA trifásico formado por três conversores de três braços em cascata. No grupo 2 é apresentado um retificador semicontrolado aplicado ao sistema de distribuição monofásica de três fios. Por fim, no grupo 3 são apresentadas quatro configurações para sistema de geração eólica,

utilizando máquina a ímã permanente na configuração *open-end winding*. Em todas as topologias propostas o circuito do retificador é formado por retificadores semicontrolados.

Para o Grupo 1, as três primeiras topologias são formadas por um conversor CA-CC-CA monofásico de três braços, com um braço compartilhado entre o retificador e o inversor. Essas topologias são denominadas:

- C2D22: Conversor de três braços de dois níveis sendo o braço do retificador composto por diodos, mostrada na Figura 1.4(a). Na nomenclatura utilizada, o C corresponde à Conversor, o número 2 à quantidade de níveis de cada braço do conversor e o D ao braço com diodos. O mesmo procedimento de nomenclatura utilizada para a configuração C2D22 é utilizado para os demais conversores deste grupo, sendo o 3 representando o braço de três níveis e o TT representando o conversor trifásico-trifásico.

- C2D32: Conversor de três braços, com dois braços de dois níveis, sendo o braço no lado do retificador composto por diodos, e um braço com três níveis, veja a Figura 1.4(b).

- C3D33: Conversor de três braços, com três braços de três níveis, sendo o braço no lado do retificador do tipo *NPC* unidirecional, e os outros dois braços formados pelo *NPC* convencional de três níveis, mostrado na Figura 1.4(c).

A diferença entre a topologia C2D22 e C2D32 é que o braço compartilhado na configuração C2D32 é um braço de três níveis do tipo NPC, enquanto na configuração C2D22 é um braço de dois níveis. Por outro lado, a configuração C3D33 utiliza três braços do tipo NPC mas o braço do lado do retificador é do tipo NPC unidirecional, composto apenas por duas chaves e quatro diodos.

Dentro do grupo 1 existe a configuração trifásica baseada em três conversores monofásicos de três braços conectados em série, chamada de TT3C2D22, mostrado na Figura 1.5. Este conversor, devido à conexão dos três conversores em série, gera tensões multiníveis no lado da carga e no lado da rede, reduzindo a distorção harmônica quando comparada com a configuração trifásica convencional.

O grupo 2 é composto por um retificador semicontrolado de três braços utilizado em sistemas de distribuição monofásica de três fios, mostrado na Figura 1.6. Neste sistema são geradas duas tensões monofásicas com valores de 120 Vrms e uma tensão entre as fases de

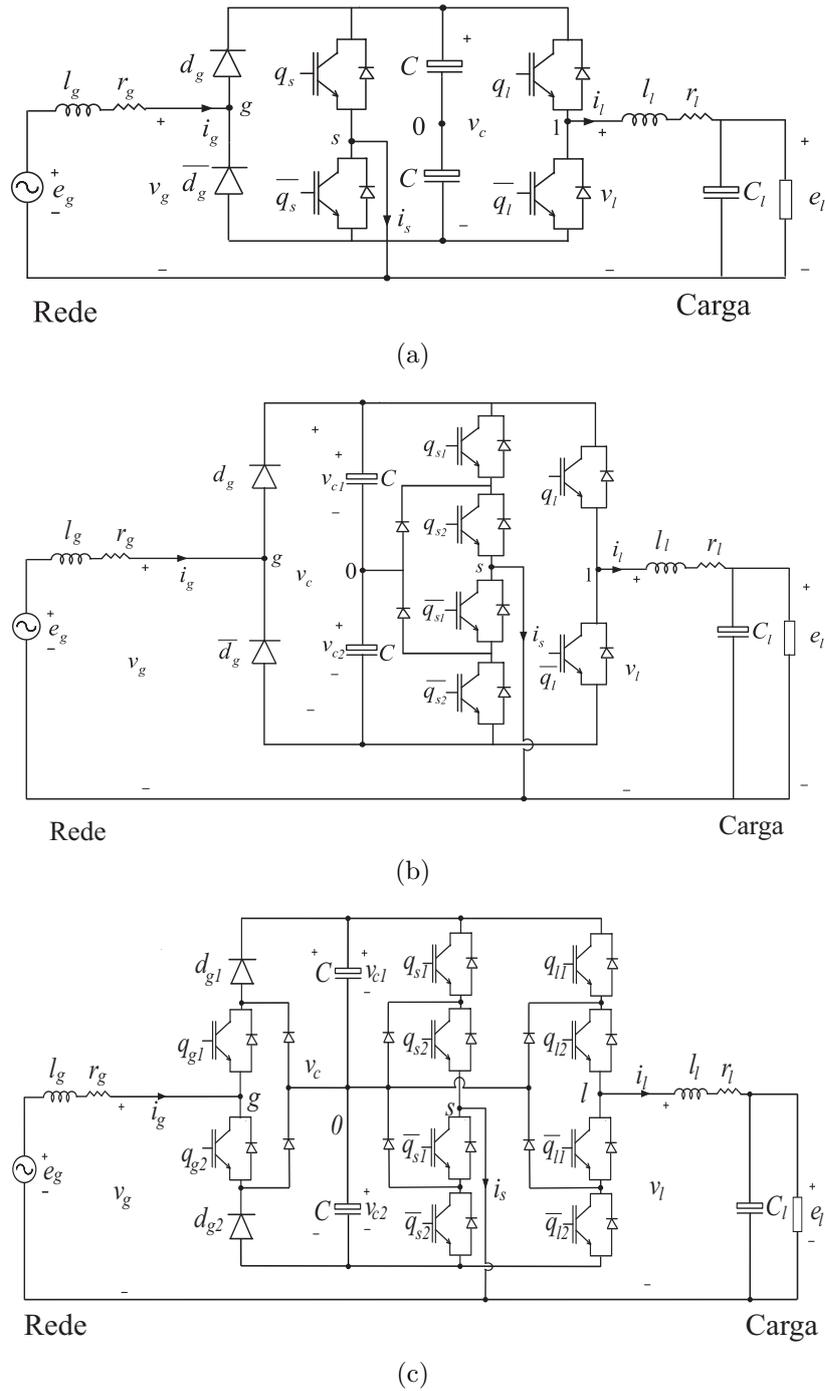


Figura 1.4: Conversores CA-CC-CA monofásico de três braços com retificador semi-controlado. (a) Conversor C2D22. (b) Conversor C2D32. (c) Conversor C3D33.

240 Vrms.

Por fim, no grupo 3 são apresentadas quatro configurações para sistemas de conversão de energia eólica usando máquinas a ímã permanente, conforme são mostradas nas Figuras 1.7 e 1.8. Uma das configurações é composta por dois retificadores trifásicos semicontrolados

idênticos, com um total de seis chaves controladas (lado do retificador), denominada S6C [mostrada na Figura 1.7(a)]. A segunda configuração é composto por um conversor trifásico controlado e por um conversor trifásico não controlado, também com um total de seis chaves controladas no circuito do retificador, denominada de A6C [mostrada na Figura 1.7(b)]. A terceira configuração é composta por um conversor semicontrolado e um conversor controlado, possuindo um total de nove chaves controladas no circuito do retificador, sendo denominada A9C [mostrada na Figura 1.8(a)] e, por fim, a última configuração é composta por um retificador não controlado e um retificador semicontrolado, neste caso, o circuito do retificador apresenta somente três chaves controladas, sendo chamada de configuração A3C [mostrada na Figura 1.8(b)]. Para este caso, a nomenclatura utilizada faz referência ao retificador assimétrico (representado pela A) e simétrico (representado pela letra S). Também a nomenclatura apresenta a quantidade de chaves controladas utilizadas no retificador, isto é, 6C representa a utilização de seis chaves, 9C de nove chaves e 3C de três chaves.

1.4 Publicações

No decorrer do desenvolvimento deste trabalho, foram publicados seis trabalhos científicos, sendo cinco em congressos internacionais e um em revista científica.

A topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico com retificador semicontrolado com braço compartilhado foi discutido no artigo publicado para o *The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2012 (APEC 2012)*, ([JACOBINA et al., 2012b](#)). O conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico unidirecional com três braços NPC teve um trabalho aceito no *The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2017 (APEC 2017)*,

O retificador monofásico usado em sistemas de distribuição de três fios teve um trabalho publicado no *IEEE Energy Conversion Congress e Exposition (ECCE 2016)*.

O conversor trifásico baseado em conversores CA-CC-CA monofásico de três braços foi publicado no *IEEE Energy Conversion Congress e Exposition (ECCE 2013)*, ([MARINUS et al., 2014b](#)) e posteriormente foi submetido e aprovado uma versão mais completa para o periódico *IEEE Transaction on Industry Application* ([MARINUS et al., 2016](#)).

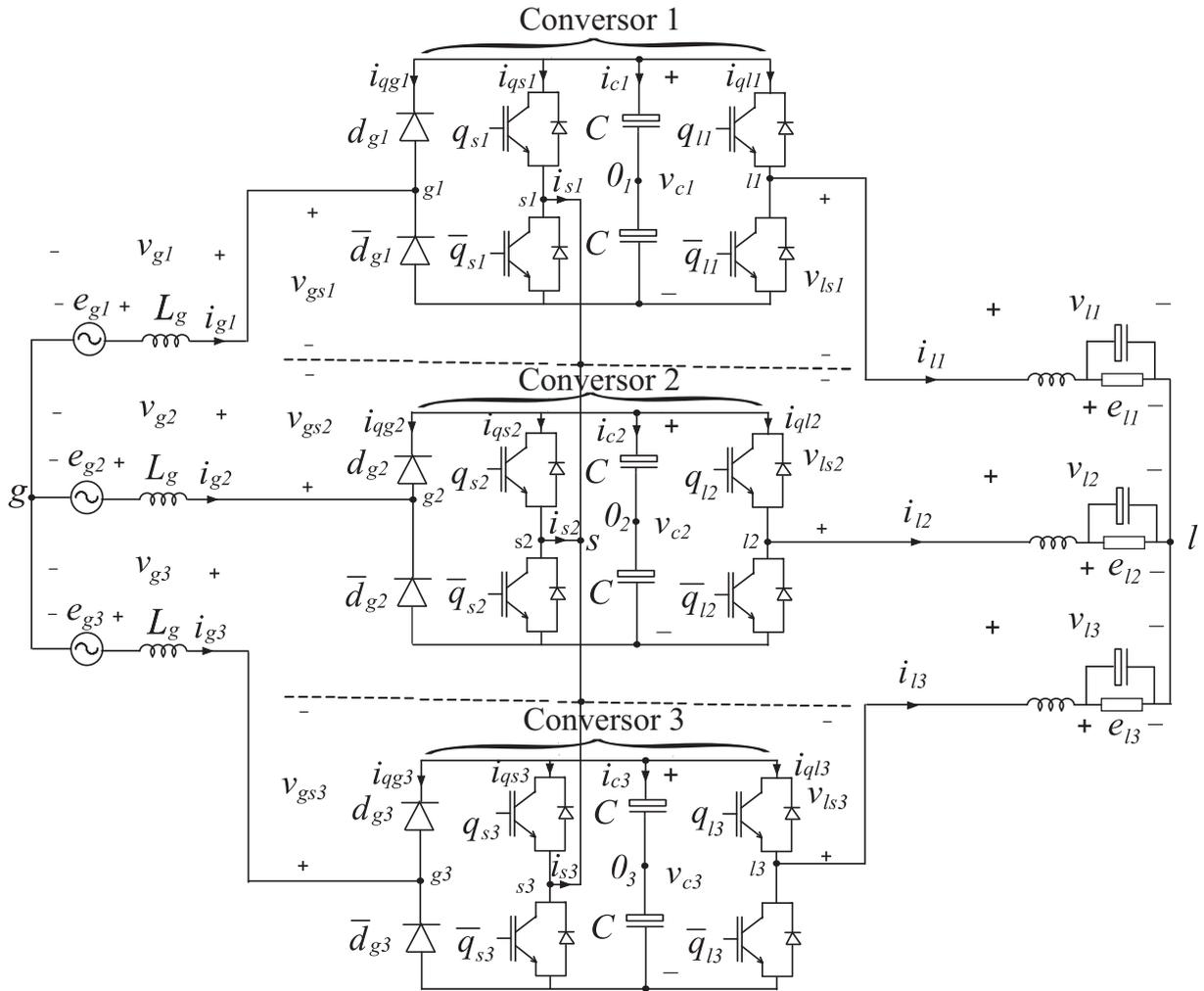


Figura 1.5: Conversor trifásico a partir de três monofásicos semicontrolados de três braços de dois níveis - chamado de TT3C2D22.

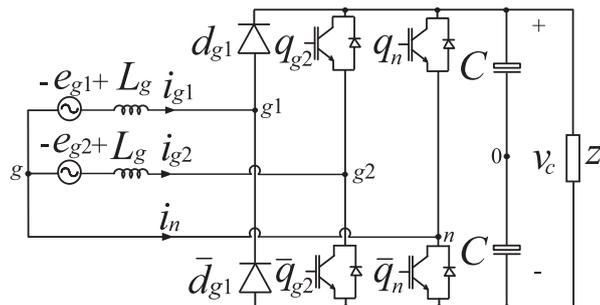


Figura 1.6: Configuração proposta semicontrolada de três braços utilizada em sistemas de distribuição monofásica de três fios.

Por fim, o conversor trifásico semicontrolado usado em sistemas de geração de energia eólica utilizando máquina a ímã permanente foi publicado no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (XII COBEP), ([JACOBINA et al., 2013](#)).

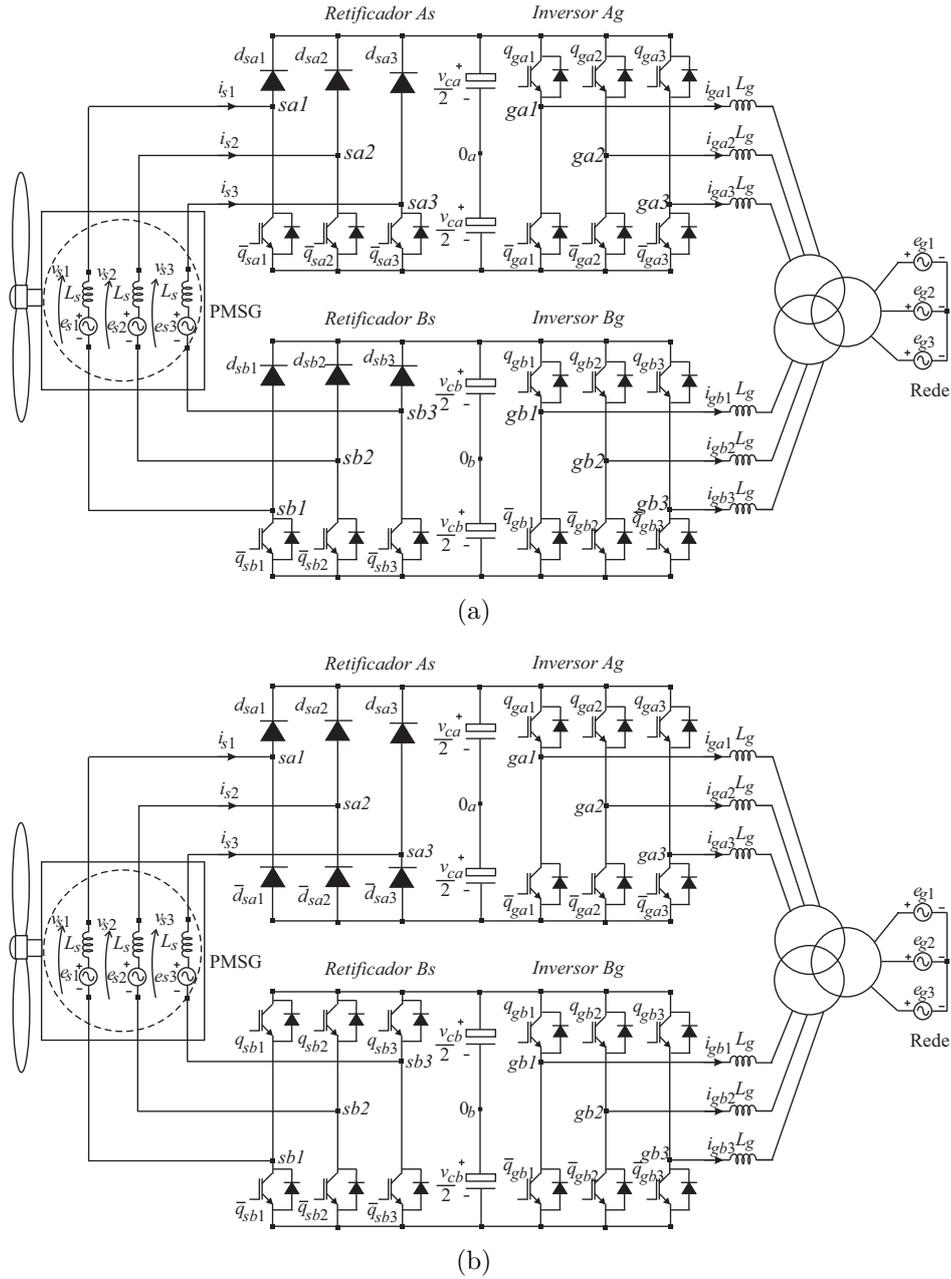


Figura 1.7: Sistema de conversão de energia eólica usando máquina a ímã permanente. (a) Conversor simétrico S6C. (b) Conversor assimétrico A6C.

1.5 Organização do trabalho

O presente trabalho é composto por seis capítulos, sendo o primeiro destinado à introdução geral e o último dizendo respeito às conclusões gerais e trabalhos futuros.

Nos demais capítulos são abordados e analisados os conversores propostos, sendo que em cada capítulo são definidos os modelos dos sistemas de cada conversor, estratégia de controle,

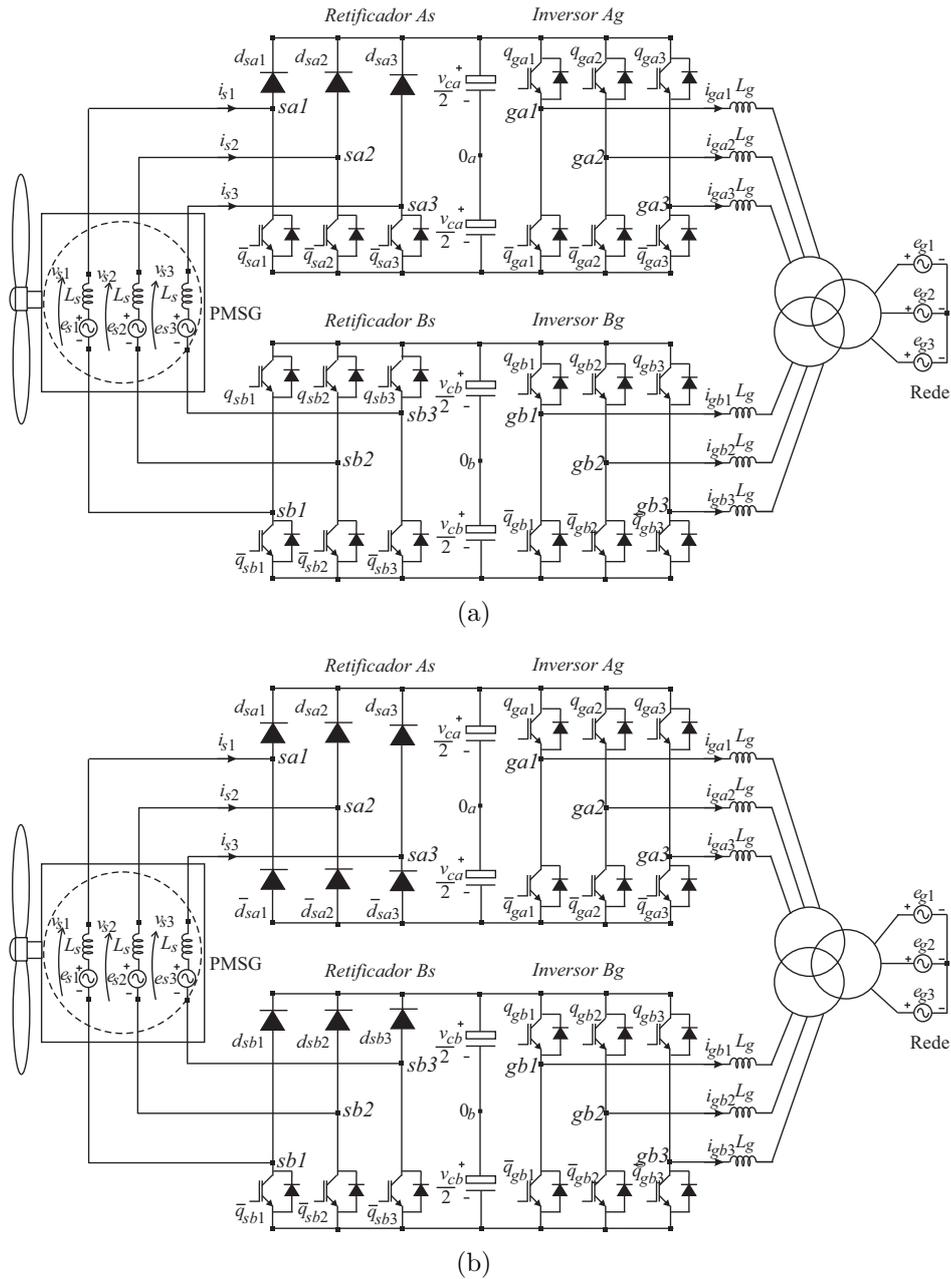


Figura 1.8: Sistema de conversão de energia eólica usando máquina a ímã permanente. (a) Conversor assimétrico A9C. (b) Conversor assimétrico A3C.

estratégia PWM, análise de distorção harmônica e perdas nos semicondutores. Também são mostrados resultados de simulação e experimentais.

No capítulo 2 são analisados três conversores CA-CC-CA monofásicos-monofásicos com retificador semicontrolado e com braço compartilhado entre o retificador e o inversor, sendo o braço que compõe o retificador do tipo unidirecional de dois ou três níveis. Um desses conversores só faz uso de braços de dois níveis; já os outros dois conversores fazem uso do

braço NPC de três níveis.

Um retificador monofásico composto de três braços, no qual um é composto por diodos e os outros dois por chaves controladas é analisado no capítulo 3. Este retificador é utilizado em sistemas de distribuição monofásica de energia de três fios.

Um conversor CA-CC-CA trifásico baseado em três conversores monofásicos com braço compartilhado foi estudado no capítulo 4. Nele o braço do lado da rede é composto por diodos.

Por fim, no capítulo 5 são analisados configurações de conversores trifásicos semicon-
trolados utilizados em sistemas de geração de energia eólica com o uso de máquina a ímã
permanente com os terminais em abertos. São propostos quatro configurações e analisa-
das as distorções das correntes da máquina, perdas nos semicondutores e fluxo de potência
entre os conversores. São mostrados também os resultados de simulação e os resultados
experimentais.

2

Conversores CA-CC-CA Monofásicos de Três Braços com Retificadores Semicontrolados

2.1 Introdução

Neste capítulo, três conversores CA-CC-CA monofásicos de três braços são apresentados, nos quais podem ser utilizados como uma fonte ininterrupta de potência para alimentar cargas monofásicas de corrente alternada, como equipamentos eletrônicos ou acionar motores elétricos monofásicos. Estes conversores são baseados nas estruturas convencionais monofásicas de três braços ilustradas na Figura 2.1 ([ANDO et al., 1997](#), [UEMATSU et al., 1998](#), [JACOBINA et al., 2006](#), [JACOBINA et al., 2007](#)). Na Figura 2.1(a) é mostrada a configuração convencional monofásica de três braços de dois níveis, aqui chamada de C222 (conversor de três braços de dois níveis), enquanto que na Figura 2.1(b) é mostrada a estrutura monofásica híbrida convencional de três braços, na qual o braço compartilhado, entre o retificador e o inversor, é um braço do tipo NPC de três níveis. Neste capítulo, essa topologia é denominada de C232 (conversor de três braços, sendo dois braços de dois níveis e um braço de três níveis). Na Figura 2.1(c) é mostrada a configuração monofásica convencional de três braços de três níveis, chamada aqui de C333. As configurações estudadas são mostradas nas Figuras 2.2, 2.8 e 2.13 e são denominadas de: i) C2D22 (conversor de três braços de dois níveis sendo um dos braços a diodos); ii) C2D32 (conversor de três braços, sendo dois

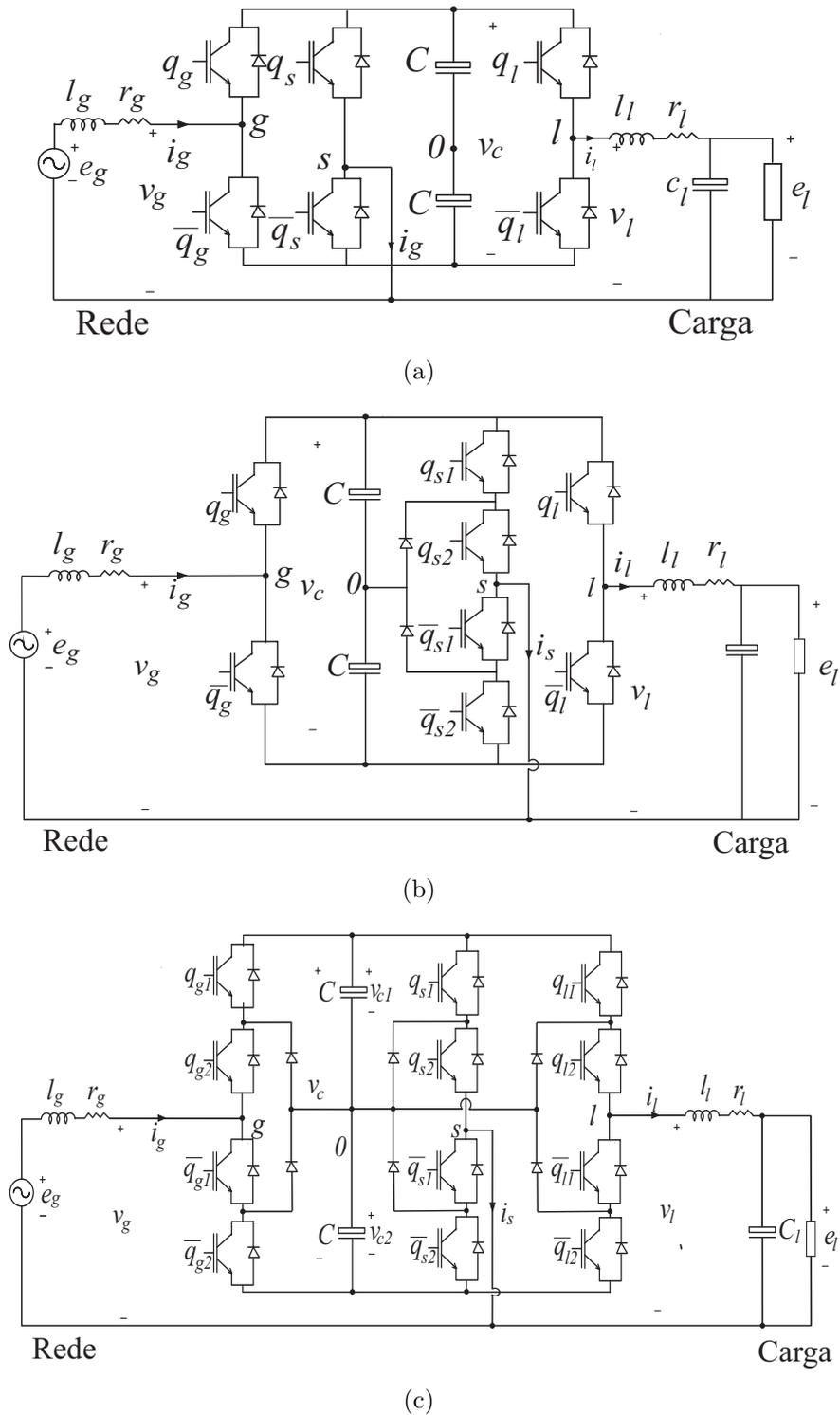


Figura 2.1: Conversores CA-CC-CA monofásicos convencionais com número reduzido de componentes. (a) Conversor de três braços (C222). (b) Conversor de três braços com um braço de três níveis (C232). (c) Conversor de três braços de três níveis (C333).

braços de dois níveis, com um destes a diodos, e o outro braço do tipo NPC de três níveis) e C3D33 (conversor de três braços de três níveis, sendo o braço do lado do retificador do

tipo NPC unidirecional). As configurações C2D32 e C3D33 são propostas neste trabalho. São estudados neste capítulo o modelo dinâmico das topologias e estratégias PWM e de controle. São também mostrados os resultados de simulação e os resultados experimentais das configurações propostas.

2.2 Conversor C2D22

A topologia C2D22 de dois níveis é mostrada na Figura 2.2. Diferentemente da topologia C222, nessa configuração o braço do retificador é substituído por um braço não controlado, formado pelos diodos d_g e \bar{d}_g .

Este conversor é composto por um filtro indutivo no lado da rede, L_g (formado por uma resistência r_g e uma indutância l_g) e um filtro RLC no lado da carga (formado por uma resistência r_l , uma indutância l_l e um capacitância C_l). O braço compartilhado é formado pelas chaves complementares q_s e \bar{q}_s e o braço controlado do lado do inversor, formado pelas chaves complementares q_l e \bar{q}_l .

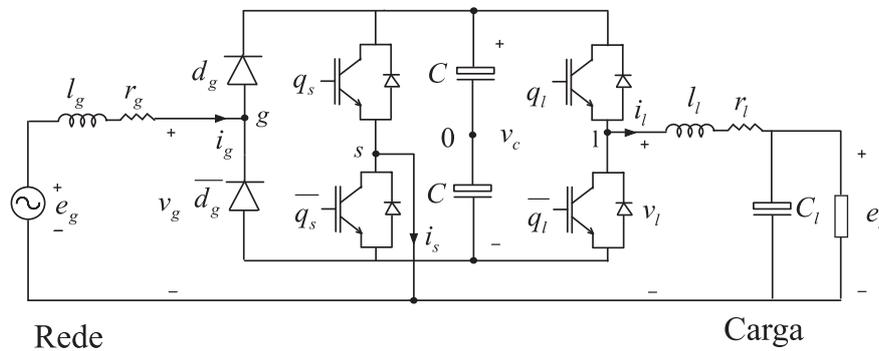


Figura 2.2: Diagrama elétrico que representa o conversor CA-CC-CA semicontrolado com braço compartilhado - chamado de C2D22.

2.2.1 Modelo do Sistema

De acordo com a Figura 2.2, pode-se obter as seguintes equações:

$$e_g = r_g i_g + l_g \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (2.1)$$

$$e_l = -r_l i_l - l_l \frac{di_l}{dt} + v_l \quad (2.2)$$

$$i_s = i_g - i_l \quad (2.3)$$

com

$$v_g = v_{g0} - v_{s0} \quad (2.4)$$

$$v_l = v_{l0} - v_{s0} \quad (2.5)$$

onde e_g e e_l são as tensões na rede e na carga, respectivamente, v_g e v_l são as tensões geradas pelo conversor no lado da rede e no lado da carga, respectivamente, i_g , i_l e i_s são as correntes na rede, na carga e no braço compartilhado, respectivamente, e as tensões v_{g0} , v_{l0} e v_{s0} são as tensões de polo dos braços g , l e s , respectivamente.

Devido à utilização de chaves não controladas (diodos) no circuito do retificador, para se obter corrente senoidal na entrada, duas condições de operação que dependem do sentido da corrente na rede, devem ser satisfeitas:

- Condição 1: $i_g \geq 0$

Neste caso, o diodo d_g está diretamente polarizado e o diodo \bar{d}_g está reversamente polarizado, desta forma, a condução da corrente é feita pelo diodo d_g . Então, tem-se a seguinte equação:

$$v_{g0} = \frac{v_c}{2} \quad (2.6)$$

onde v_c é a tensão no barramento CC. De acordo com as equações (2.4) e (2.5), pode-se obter as seguintes equações para as tensões de polo dos braços controlados:

$$v_{s0} = \frac{v_c}{2} - v_g \quad (2.7)$$

$$v_{l0} = v_l - v_g + \frac{v_c}{2} \quad (2.8)$$

Os limites das tensões de polo são definidos de acordo com o valor da tensão do barramento CC, sendo o limite inferior igual a $-v_c/2$ e o limite superior igual a $v_c/2$. Pelas equações (2.7) e (2.8), os limites das tensões de polo são satisfeitos para $0 \leq v_g \leq v_c$ e $v_g \geq v_l$.

- Condição 2: $i_g < 0$

Nesta condição, o diodo d_g encontra-se reversamente polarizado e o diodo \bar{d}_g diretamente polarizado. Desta maneira, a condução de corrente é feita pelo diodo \bar{d}_g , portanto, pode-se obter a seguinte equação:

$$v_{g0} = -\frac{v_c}{2}. \quad (2.9)$$

De acordo com as equações (2.4) e (2.5), tem-se as seguintes equações para as tensões de polo para os braços controlados:

$$v_{s0} = -\frac{v_c}{2} - v_g \quad (2.10)$$

$$v_{l0} = v_l - v_g - \frac{v_c}{2}. \quad (2.11)$$

Pelas equações (2.10) e (2.11), os limites das tensões de polo são satisfeitos para $-v_c \leq v_g \leq 0$ e $v_g \leq v_l$.

2.2.2 Método de Sincronização

Devido ao uso dos diodos no braço do retificador, o conversor apresenta fluxo unidirecional de potência. Desta forma, para um adequado funcionamento do conversor, a corrente da rede i_g deve estar em fase com a tensão gerada pelo retificador v_g . Se for utilizado o método de sincronização convencional, ou seja, uso do fator de potência unitário com a rede (corrente e tensão da rede em fase), ocorrerá um intervalo no qual a corrente i_g será positiva e a tensão v_g será negativa. Neste intervalo, o diodo d_g ficará bloqueado (reversamente polarizado). Da mesma forma ocorre se a corrente i_g for negativa e a tensão v_g for positiva. Este comportamento pode ser evidenciado através da Figura 2.3, onde pode ser observado que de acordo com a Figura 2.3(a), a distorção na corrente ocorre justamente no intervalo em que i_g tem sinal diferente de v_g . Por outro lado, na Figura 2.3(b), é mostrado a corrente sincronizada com a tensão gerada pelo retificador. Nota-se que para esse caso, não ocorre a distorção da corrente na passagem pelo zero.

Além disso, a tensão gerada no lado da carga deve também estar em fase com a tensão gerada no lado de rede e a sua amplitude (V_l) deve ser menor ou igual que a tensão gerada no lado da rede v_g (V_g), ou seja $V_g \geq V_l$. Esta condição é necessária para a correta modulação da tensão de polo v_{l0} , pois caso essa condição não ocorra, a tensão de polo v_{l0} ficará fora do seu intervalo de operação, como pode ser verificado pelas equações (2.8) e (2.11).

2.2.3 Estratégias PWM

Existem várias técnicas de estratégia de modulação PWM, como por exemplo, a técnica baseada em portadoras de alta frequência, técnicas de modulação vetorial e seleção para

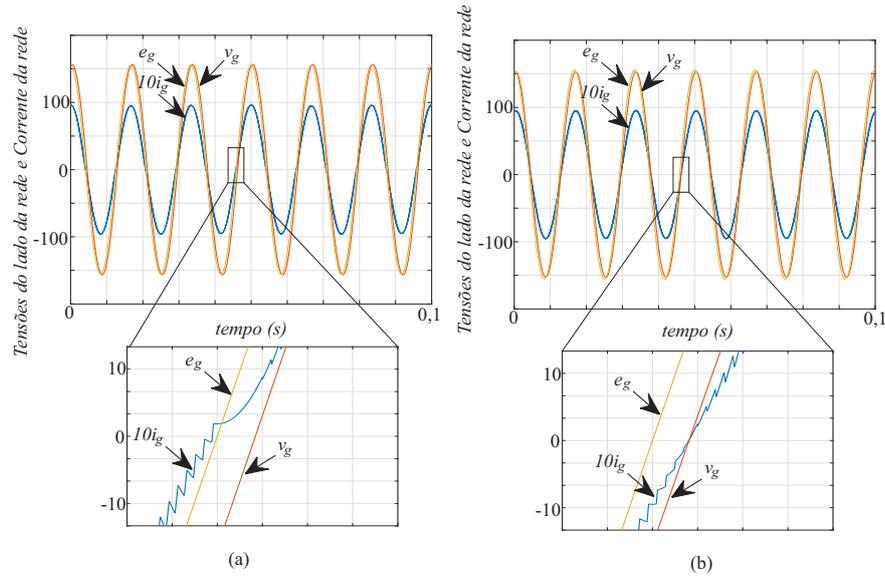


Figura 2.3: Sincronização da corrente. (a) Método de sincronização convencional. (b) Método adotado de sincronização.

eliminação de harmônicos (TRZYNADLOWSKI et al., 1997, OJO e KSHIRSAGAR, 2004, AGELIDIS et al., 2008). Nesta seção são apresentadas duas técnicas de modulação PWM: Modulação vetorial e PWM baseado em portadoras de alta frequência. A estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência fornece os estados das chaves controladas por meio da comparação das tensões de referência com uma ou mais portadoras triangulares de alta frequência. A modulação vetorial define os estados das chaves a partir de uma sequência de aplicação de vetores, de acordo com uma análise do diagrama vetorial das tensões do conversor. Com isso, pode-se obter uma sequência de aplicação de vetores, na qual fornece menores distorções harmônicas e menores perdas. A sequência de vetores calculada na estratégia de modulação vetorial pode ser emulada utilizando a modulação baseada em portadoras de alta frequência.

PWM Vetorial

A partir das tensões v_g e v_l fornecidas pela configuração C2D22, pode-se gerar um diagrama no plano vetorial $v_g \times v_l$. Este diagrama vetorial é definido de tal forma que as tensões v_g e v_l coincidem com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente. O vetor no plano é definido pela seguinte equação:

$$\vec{v}_n = v_g + jv_l \quad (2.12)$$

com $n = 0, 1, \dots, 7$ como mostrado na Figura 2.4. Todos os vetores da configuração C2D22 são listados na Tabela 2.1. A configuração convencional C222 apresenta o mesmo diagrama vetorial e pode operar em todos os setores e utilizar quaisquer vetores em cada setor de operação. Para a configuração C2D22, existe a limitação da corrente da rede i_g^* e da tensão no lado da carga v_l^* , que devem estar em fase com a tensão v_g^* e a amplitude de v_l^* deve ser menor ou igual a amplitude de v_g^* . Desta forma, apenas os setores I (para $i_g^* \geq 0$) e IV (para $i_g^* < 0$) podem ser utilizados para a configuração C2D22. O setor de operação h ($h = I, II, III, IV, V, VI$) deve ser escolhido de acordo com os valores de v_g^* e v_l^* .

Tabela 2.1: Vetores para as configurações C222 e C2D22.

Vetores	Estados das chaves [d_g ou q_g, q_l, q_s]
\vec{v}_0	[0,0,0]
\vec{v}_1	[0,0,1]
\vec{v}_2	[0,1,0]
\vec{v}_3	[0,1,1]
\vec{v}_4	[1,0,0]
\vec{v}_5	[1,0,1]
\vec{v}_6	[1,1,0]
\vec{v}_7	[1,1,1]

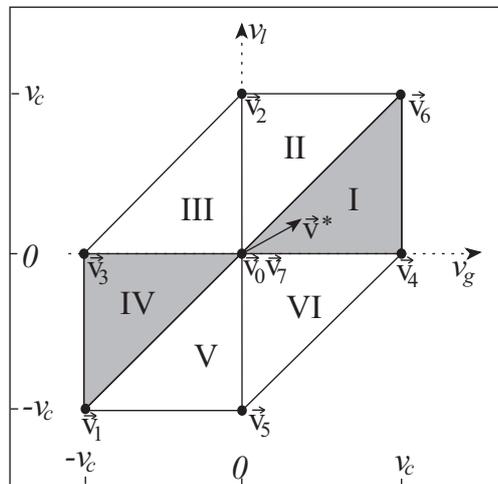


Figura 2.4: Diagrama vetorial das configurações C222 e C2D22.

Para cada setor, a estratégia PWM vetorial deve definir o tempo de aplicação de cada vetor pertencente ao setor, de acordo com o vetor de tensão de referência $\vec{v}_n^* = v_g^* + jv_l^*$. Considerando o vetor de referência \vec{v}^* constante durante o período T' e os três vetores que definem o setor atual h são $\vec{v}_a^h = v_{ag}^h + jv_{al}^h$, $\vec{v}_b^h = v_{bg}^h + jv_{bl}^h$ e $\vec{v}_c^h = v_{cg}^h + jv_{cl}^h$, as seguintes

equações podem ser obtidas para o eixo real (v_g^*) e imaginário (v_l^*):

$$v_g^* = v_{ag}^h \frac{t_a}{T'} + v_{bg}^h \frac{t_b}{T'} + v_{cg}^h \frac{t_c}{T'} \quad (2.13)$$

$$v_l^* = v_{al}^h \frac{t_a}{T'} + v_{bl}^h \frac{t_b}{T'} + v_{cl}^h \frac{t_c}{T'} \quad (2.14)$$

onde o tempo de duração de cada vetor \vec{v}_a^h , \vec{v}_b^h e \vec{v}_c^h no setor h é t_a , t_b e t_c , respectivamente, durante o período T' ($T' = t_a + t_b + t_c$). A partir das equações (2.13) e (2.14), a duração do tempo de aplicação de cada vetor (t_a , t_b e t_c) pode ser calculado da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{ag}^h}{T'} & \frac{v_{bg}^h}{T'} & \frac{v_{cg}^h}{T'} \\ \frac{v_{al}^h}{T'} & \frac{v_{bl}^h}{T'} & \frac{v_{cl}^h}{T'} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_g^* \\ v_l^* \\ T' \end{bmatrix}$$

Para a configuração C2D22, devido ao uso do braço a diodos, somente um dos dois vetores nulos pode ser utilizado para cada semiciclo da corrente, isto é, o vetor $\vec{v}_7 = [1, 1, 1]$ é aplicado se i_g é maior do que zero e o vetor $\vec{v}_0 = [0, 0, 0]$ é aplicado se i_g é menor do que zero. Uma vez encontrado o setor a ser utilizado, existem várias soluções para as sequências de vetores, mas a sequência usada em cada setor deve ser escolhida de tal maneira a obter as menores distorções harmônicas e as menores perdas nos semicondutores.

Uma sequência de vetores que pode ser usado para a configuração C2D22 quando é utilizado o setor I, com $i_g^* \geq 0$, e para o setor IV, com $i_g^* < 0$, é mostrado na Tabela 2.2. Considerando que os vetores são aplicados simetricamente com respeito à metade do intervalo de amostragem ($T/2 = T'$), isto é, $T = 2(t_a + t_b + t_c)$, são utilizados a seguinte sequência de tempo de aplicação: $t_a \Rightarrow t_b \Rightarrow 2t_c \Rightarrow t_b \Rightarrow t_a$. Na Figura 2.5 são mostradas as tensões geradas v_g e v_l para a sequência de aplicação dos vetores mostrados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Sequência de aplicação de vetores da configuração C2D22

Setor	Sequência de aplicação dos vetores
I	$\vec{v}_4 \Rightarrow \vec{v}_6 \Rightarrow \vec{v}_7 \Rightarrow \vec{v}_6 \Rightarrow \vec{v}_4$
IV	$\vec{v}_0 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_3 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_0$

PWM baseada em portadoras de alta frequência

A estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência define os estados das chaves realizando a comparação das tensões de referência com as portadoras triangulares de alta frequência.

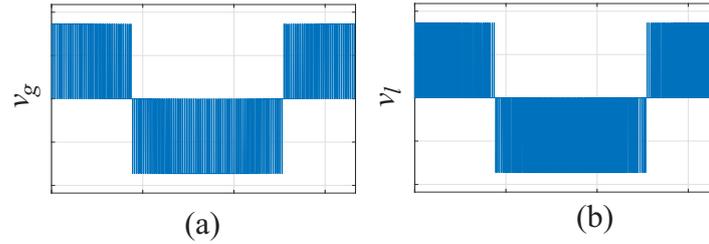


Figura 2.5: Tensões geradas da configuração C2D22. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l .

Considerando que v_g^* e v_l^* são as tensões de referência fornecidas pelos controladores e dadas as condições de operação do conversor [equações (2.6)-(2.11)], as tensões de polo de referência dos braços controlados v_{s0}^* e v_{l0}^* podem ser calculadas, de acordo com o sentido da corrente da rede de referência, da seguinte forma:

- Condição 1: $i_g^* \geq 0$,

$$v_{s0}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_g^* \quad (2.15)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* - v_g^* + \frac{v_c^*}{2} \quad (2.16)$$

onde v_c^* é a tensão do barramento CC de referência.

- Condição 2: $i_g^* < 0$,

$$v_{s0}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_g^* \quad (2.17)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* - v_g^* - \frac{v_c^*}{2}. \quad (2.18)$$

Os sinais de gatilho das chaves controladas podem ser obtidos fazendo a comparação das tensões de polo de referência v_{s0}^* e v_{l0}^* com uma portadora triangular de alta frequência (HOLTZ, 1994, TRZYNADLOWSKI et al., 1997, OJO e KSHIRSAGAR, 2004, JACOBINA et al., 2001b).

A mesma sequência de vetores encontrados na estratégia PWM vetorial pode ser implementada utilizando a estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência. Na Figura 2.6 são mostradas a implementação da estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência utilizando os vetores definidos pela estratégia PWM vetorial. Nota-se que as tensões de polo de referência v_{s0}^* e v_{l0}^* são comparadas com uma portadora triangular de alta frequência de amplitudes $-v_c^*/2$ e $v_c^*/2$ (V_{tri}).

Para a configuração convencional C222, podem ser utilizados diferentes vetores nulos em cada semiciclo, o qual podem ser obtidos diferentes valores de distorção harmônica.

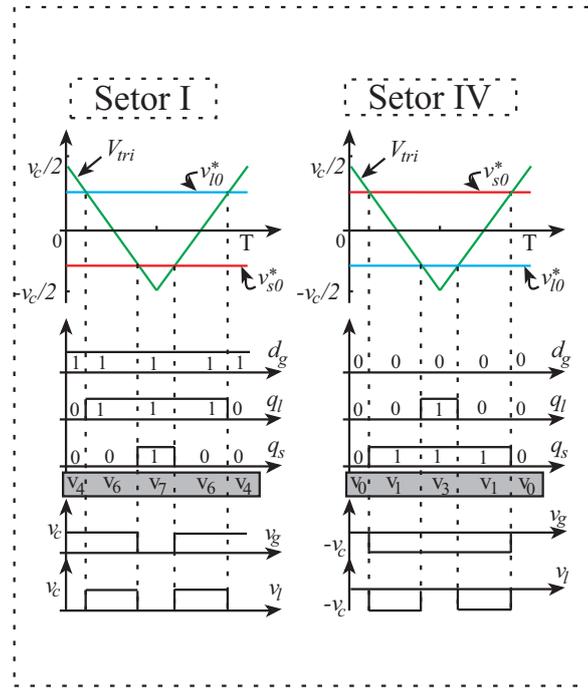


Figura 2.6: Tensões geradas da configuração C2D22.

2.2.4 Estratégia de Controle

O diagrama de blocos que representa a estratégia de controle para o conversor C2D22 é mostrado na Figura 2.7. A tensão do barramento CC é controlada por um controlador PI convencional (bloco R_c), que define a amplitude da corrente da rede, I_g^* . Para se fazer a sincronização da corrente da rede e da tensão da carga, a tensão v_g medida passa por um bloco PLL (*Phase-Locked Loop*) (SANTOS FILHO et al., 2008), que extrai o ângulo θ da tensão v_g . O ângulo da tensão é a entrada dos blocos $GEN - I_g$ e $GEN - E_l$, que são responsáveis por sincronizar a corrente da rede e a tensão gerada na carga. A corrente i_g é controlada por um controlador de dupla sequência (bloco R_i). A tensão da carga também é controlada por um controlador de dupla sequência, neste caso representado pelo bloco R_l (JACOBINA et al., 2001a). As tensões de referência v_g^* e v_l^* são processadas pelo bloco PWM, no qual fornece os estados das chaves dos braços controlados s e l .

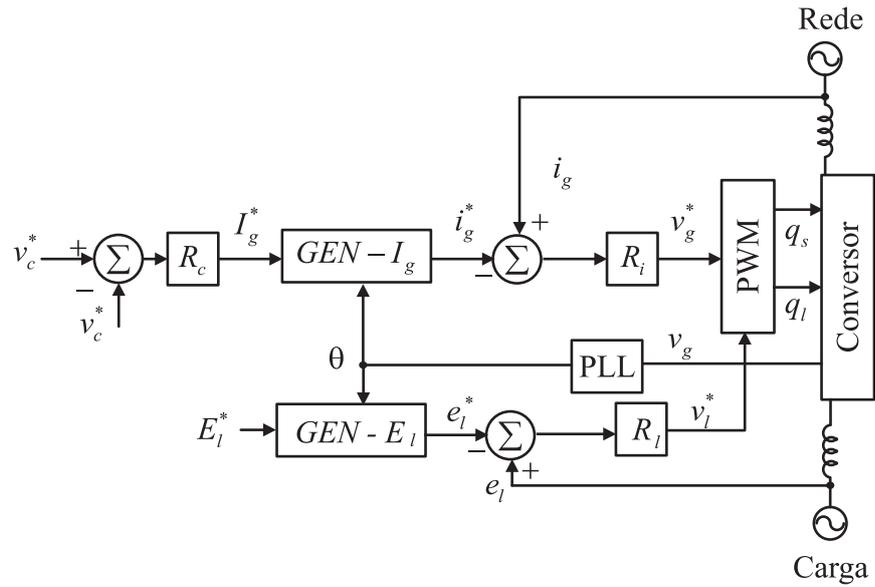


Figura 2.7: Diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor monofásico C2D22.

2.3 Conversor C2D32

O conversor C2D32 é mostrado na Figura 2.8. Este é similar à configuração proposta C2D22, entretanto o braço compartilhado entre o circuito do retificador e do inversor é do tipo NPC de três níveis. Neste conversor, o braço NPC é formado por quatro chaves controladas, i.e., q_{s1} e q_{s2} e suas complementares \bar{q}_{s1} e \bar{q}_{s2} .

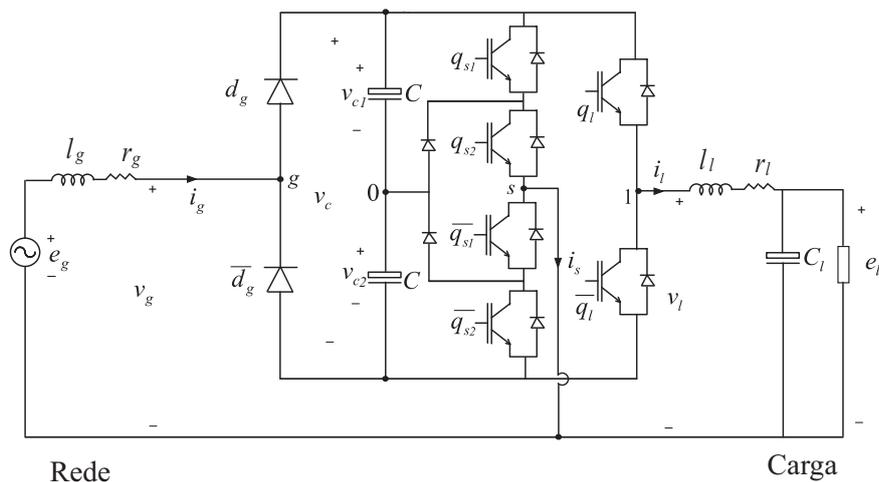


Figura 2.8: Diagrama elétrico que representa o conversor CA-CC-CA semicontrolado de três braços com um braço de três níveis - chamado de C2D32.

2.3.1 Modelo do Sistema

O modelo dinâmico do sistema da configuração C2D32 é similar ao da configuração C2D22, sendo as equações (2.1)-(2.11) igualmente satisfeitas para ambos os conversores. Os limites das tensões geradas no conversor (v_g e v_l) também são iguais.

2.3.2 Estratégia PWM

Nesta seção são apresentados as estratégias PWM vetorial e PWM baseada em portadoras de alta frequência para a configuração C2D32.

PWM Vetorial

A partir das tensões fornecidas pela configuração C2D32, pode-se também gerar um diagrama do plano vetorial $v_g \times v_l$. Este diagrama vetorial também é definido pelas tensões v_g e v_l , nos quais coincidem com o eixo real (Re) e o eixo imaginário (Im), respectivamente. O vetor no plano é definido pela seguinte equação:

$$\vec{v}_n = v_g + jv_l \quad (2.19)$$

com $n = 0, 1, \dots, 15$ ou $n = [d_g, q_l, q_{s1}, q_{s2}]$, como mostrado na Figura 2.9. Todos os vetores da configuração C2D32 são listados na Tabela 2.3. A configuração convencional C232 apresenta o mesmo diagrama vetorial e pode operar em todos os setores e utilizar quaisquer vetores em cada setor de operação. Para a configuração C2D32, existe a mesma limitação da configuração C2D22, então apenas os setores I, II e III (para $i_g^* \geq 0$) e VII, VIII e IX (para $i_g^* < 0$) devem ser utilizados para a configuração C2D32. As equações (2.13) e (2.14) apresentadas para a configuração C2D22 são igualmente satisfeitas para o cálculo do tempo de aplicação dos vetores da configuração C2D32.

Devido ao uso do braços a diodos, para configuração C2D32 somente um dos dois vetores nulos pode ser utilizado em cada semiciclo, isto é, o vetor $\vec{v}_{15} = [1, 1, 1, 1]$ é aplicado se i_g é maior do que zero e o vetor $\vec{v}_0 = [0, 0, 0, 0]$ é aplicado se i_g é menor do que zero. A sequência usada em cada setor deve ser escolhida de tal maneira a obter as menores distorções harmônicas e as menores perdas nas chaves de potência.

Tabela 2.3: Vetores das configurações C2D32 e C232.

Vetores	Estados das chaves $[d_g \text{ ou } q_g, q_l, q_{s1}, q_{s2}]$
\vec{v}_0	[0,0,0,0]
\vec{v}_1	[0,0,0,1]
\vec{v}_2	[0,0,1,0]
\vec{v}_3	[0,0,1,1]
\vec{v}_4	[0,1,0,0]
\vec{v}_5	[0,1,0,1]
\vec{v}_6	[0,1,1,0]
\vec{v}_7	[0,1,1,1]
\vec{v}_8	[1,0,0,0]
\vec{v}_9	[1,0,0,1]
\vec{v}_{10}	[1,0,1,0]
\vec{v}_{11}	[1,0,1,1]
\vec{v}_{12}	[1,1,0,0]
\vec{v}_{13}	[1,1,0,1]
\vec{v}_{14}	[1,1,1,0]
\vec{v}_{15}	[1,1,1,1]

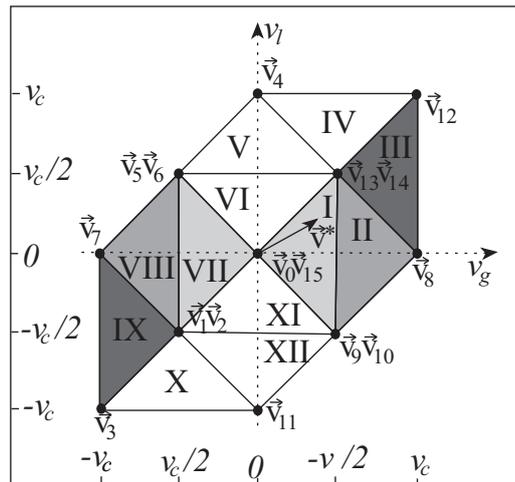


Figura 2.9: Diagrama vetorial das configurações C2D32 e C232.

Similarmente ao que foi feito para a configuração C2D22, para a configuração C2D32, é escolhida uma sequência de vetores em cada setor de tal maneira a reduzir as perdas de chaveamento dos semicondutores e obter baixos valores de distorções harmônicas. De acordo com a Figura 2.9, os setores que podem ser utilizados são I, II e III para $i_g^* \geq 0$ e VII, VIII e IX para $i_g^* < 0$. Para este caso, a tensão gerada no lado da rede v_g apresenta cinco níveis, reduzindo a distorção harmônica, quando comparado com a configuração C2D22, como mostrado na Figura 2.10.

Uma sequência de vetores que pode ser aplicada no chaveamento da topologia C2D32

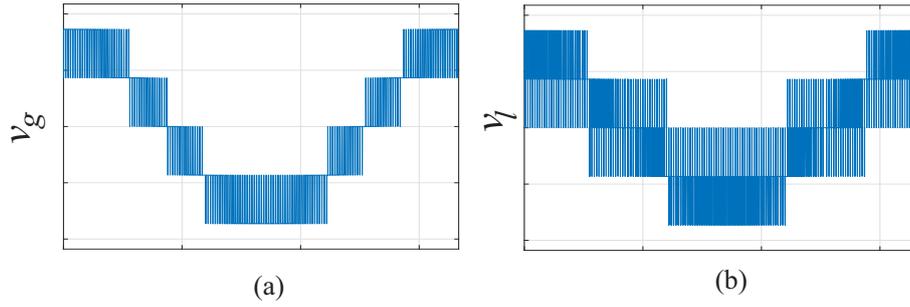


Figura 2.10: Tensões geradas da configuração C2D32. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l .

que garante uma redução nas perdas e na distorção harmônica é mostrada na Tabela 2.4. Da mesma forma que a configuração C2D22, tem-se a seguinte sequência de tempo de aplicação para o período de chaveamento: $t_a \Rightarrow t_b \Rightarrow 2t_c \Rightarrow t_b \Rightarrow t_a$.

Tabela 2.4: Sequência de aplicação de vetores da configuração C2D32.

Setor	Sequência de vetores
I	$\vec{v}_9 \Rightarrow \vec{v}_{13} \Rightarrow \vec{v}_{15} \Rightarrow \vec{v}_{13} \Rightarrow \vec{v}_9$
II	$\vec{v}_8 \Rightarrow \vec{v}_9 \Rightarrow \vec{v}_{13} \Rightarrow \vec{v}_9 \Rightarrow \vec{v}_8$
III	$\vec{v}_8 \Rightarrow \vec{v}_{12} \Rightarrow \vec{v}_{13} \Rightarrow \vec{v}_{12} \Rightarrow \vec{v}_8$
VII	$\vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_0 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_5$
VIII	$\vec{v}_7 \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_7$
IX	$\vec{v}_7 \Rightarrow \vec{v}_3 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_3 \Rightarrow \vec{v}_7$

PWM baseada em portadoras

As equações das tensões de polo de referência calculadas para a configuração C2D22 são igualmente satisfeitas para a configuração C2D32.

Na Figura 2.11 é mostrada a implementação da estratégia PWM baseada em portadoras. Percebe-se que a mesma sequência de vetores encontrados na estratégia PWM vetorial é utilizada na estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência. Nota-se também que a tensão de polo de referência v_{s0}^* é comparada com duas portadoras triangulares de alta frequência com amplitudes de 0 a $v_c^*/2$ (V_{tri1}) e $-v_c^*/2$ a 0 (V_{tri2}). Por outro lado, a tensão de polo de referência v_{l0}^* é comparada com a mesma portadora triangular da configuração C2D22, ou seja, com a portadora de amplitudes $-v_c^*/2$ a $v_c^*/2$ (V_{tri}).

Para a configuração convencional C232, podem ser utilizados diferentes vetores nulos em cada semiciclo, o qual pode ser obtido diferentes valores de distorção harmônica.

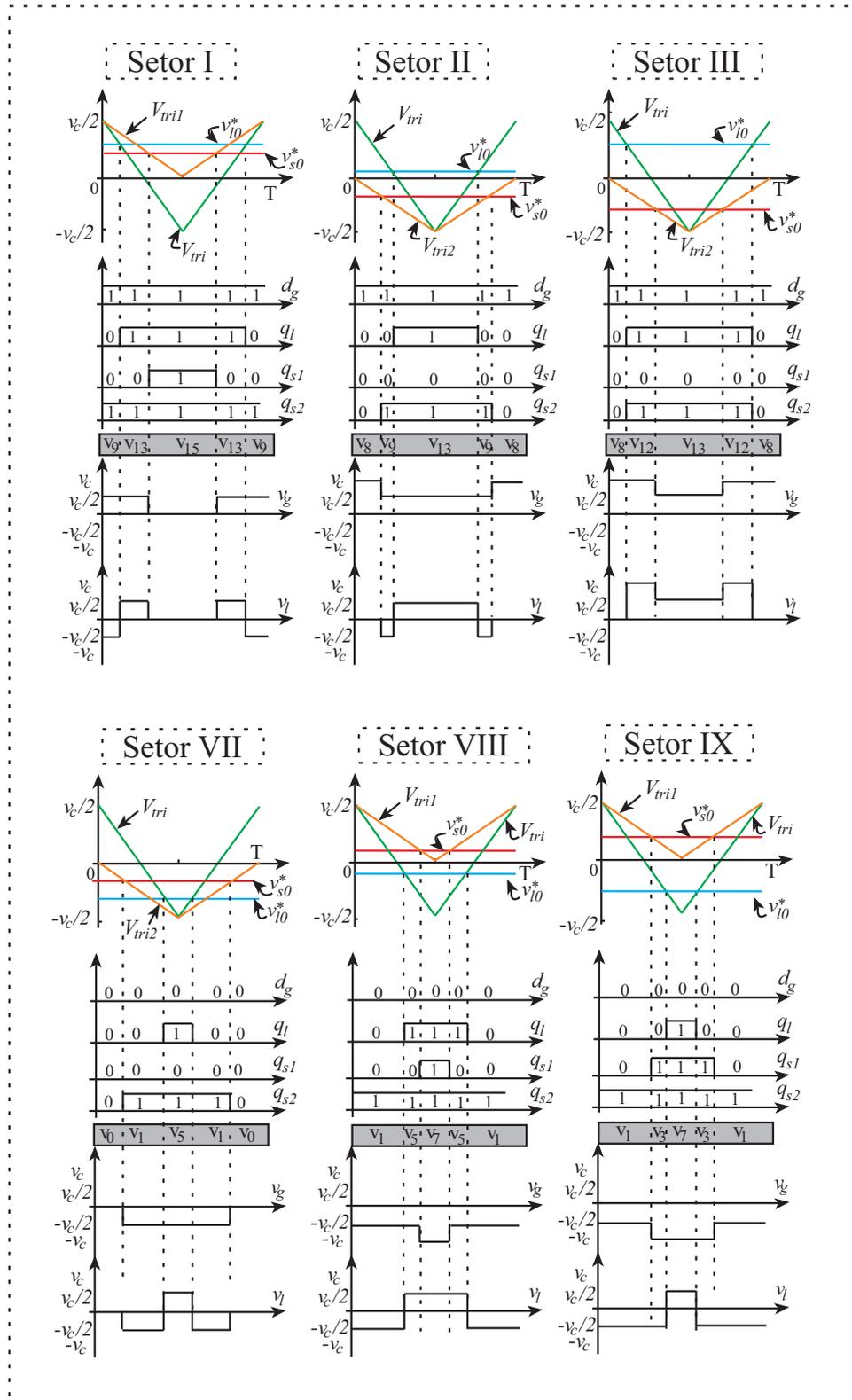


Figura 2.11: Tensões geradas pela configuração C2D32.

2.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de blocos da estratégia de controle proposta para o conversor da Figura 2.8 é mostrado na Figura 2.12. Pode-se perceber que o diagrama é bastante similar ao da configuração C2D22, mas apresenta o sinal de gatilho de seis chaves, comandados pelos sinais q_{s1} , q_{s2} e q_l e um bloco de controle adicional R_{c1} para o correto balanceamento das tensões nos capacitores (v_{c1} e v_{c2}) do barramento capacitivo CC. Para este controlador, pode ser utilizado apenas um controlador proporcional (RAFAL et al., 2009, LIN e YANG, 2005) ou um controlador PI convencional (LO et al., 2002). Neste trabalho foi implementado um controlador PI para o balanceamento das tensões nos capacitores. Se a tensão v_{c2} é maior que v_{c1} , um pequeno valor positivo é adicionado na corrente de referência. Por outro lado, se v_{c1} é maior que v_{c2} , um pequeno valor negativo é adicionado. Desta forma, para cada semiciclo da corrente de referência é adicionado um valor positivo ou negativo, de tal maneira que a média da corrente de referência fica com valor nulo durante o período total.

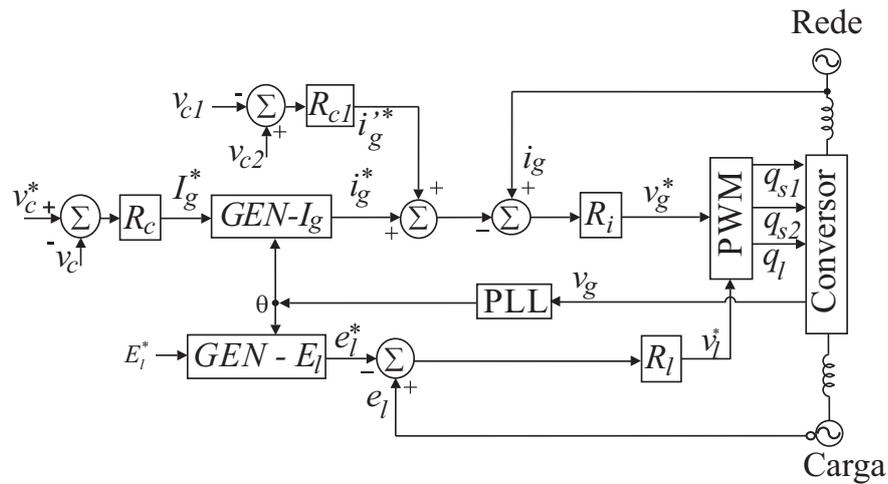


Figura 2.12: Diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor C2D32.

2.4 Conversor C3D33

O conversor C3D33 é mostrado na Figura 2.13. Este é similar à configuração convencional C333, mostrado na Figura 2.1(c), entretanto o braço NPC do lado do retificador é do tipo unidirecional, ou seja, é composto por dois diodos d_{g1} e d_{g2} e duas chaves controladas q_{g1} e q_{g2} .

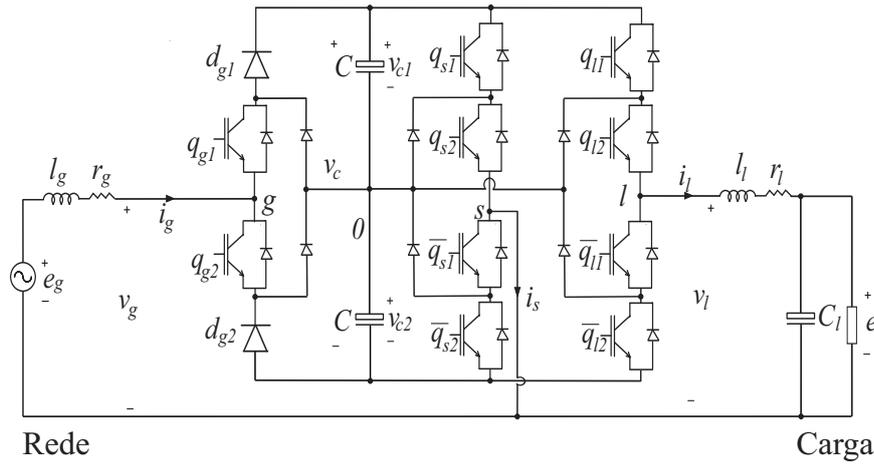


Figura 2.13: Diagrama elétrico que representa o conversor CA-CC-CA unidirecional de três braços com braços de três níveis - chamado de C3D33.

2.4.1 Modelo do Sistema

O modelo dinâmico do sistema da configuração C3D33 é similar ao das configurações propostas C2D22 e C2D32, sendo definido pelas equações (2.1)-(2.5).

Devido ao uso do braço unidirecional de três níveis NPC, duas condições de operação podem ser descritas, como mostrado na Tabela 2.5. Pode-se notar que quando a corrente da rede é positiva ($i_g \geq 0$), o estado da chave q_{g2} irá definir o valor da tensão de polo v_{g0} porque o diodo d_{g2} se encontra reversamente polarizado. Da mesma forma, quando a corrente da rede é negativa ($i_g < 0$), o estado da chave q_{g1} definirá o valor da tensão de polo v_{g0} porque desta vez o diodo d_{g1} está reversamente polarizado.

Tabela 2.5: Operação do braço NPC unidirecional.

i_g	q_{g1}	q_{g2}	v_{g0}
$i_g \geq 0$	-	0	$v_c/2 = v_{c1}$
	-	1	0
$i_g < 0$	0	-	$-v_c/2 = v_{c2}$
	1	-	0

Devido à configuração proposta ser unidirecional, a tensão gerada no lado da carga v_l e corrente da rede i_g devem ser sincronizadas com a tensão gerada do lado da rede v_g . Com isso, a tensão de polo v_{g0} será devidamente modulada, evitando distorções na corrente na passagem pelo zero.

2.4.2 Estratégia PWM

Nesta seção, são apresentados as modulações PWM vetorial e a modulação PWM baseada em portadoras de alta frequência.

PWM Vetorial

Para a configuração C3D33, o diagrama vetorial é obtido de maneira similar às configurações C2D22 e C2D32, mas deve-se obedecer às condições definidas pela Tabela 2.5, ou seja, pode-se obter dois diagramas vetoriais para as duas condições de sinais da corrente da rede. Para a corrente da rede positiva ($i_g \geq 0$), a chave q_{g2} define o valor da tensão de polo do braço NPC unidirecional, como mostrado na Figura 2.14 com $n = 0, 1, \dots, 31$ ou $n = [q_{g2}, q_{l1}, q_{l2}, q_{s1}, q_{s2}]$, e para a corrente da rede negativa ($i_g \leq 0$) a chave q_{g1} define o valor da tensão de polo do braço NPC unidirecional, como mostrado na Figura 2.15 com $n = 0, 1, \dots, 31$ ou $n = [q_{g1}, q_{l1}, q_{l2}, q_{s1}, q_{s2}]$. Todos os vetores que são utilizados, para cada condição de sinal de corrente da rede são mostrados na Tabela 2.6.

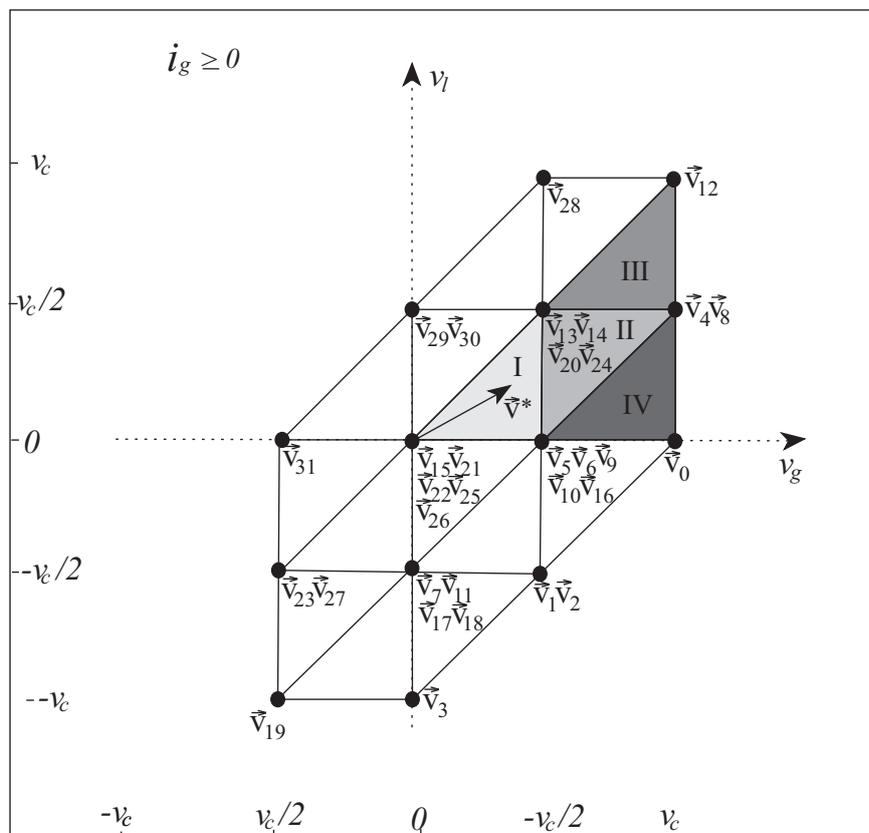


Figura 2.14: Diagrama vetorial da configuração C3D33 para $i_g \geq 0$.

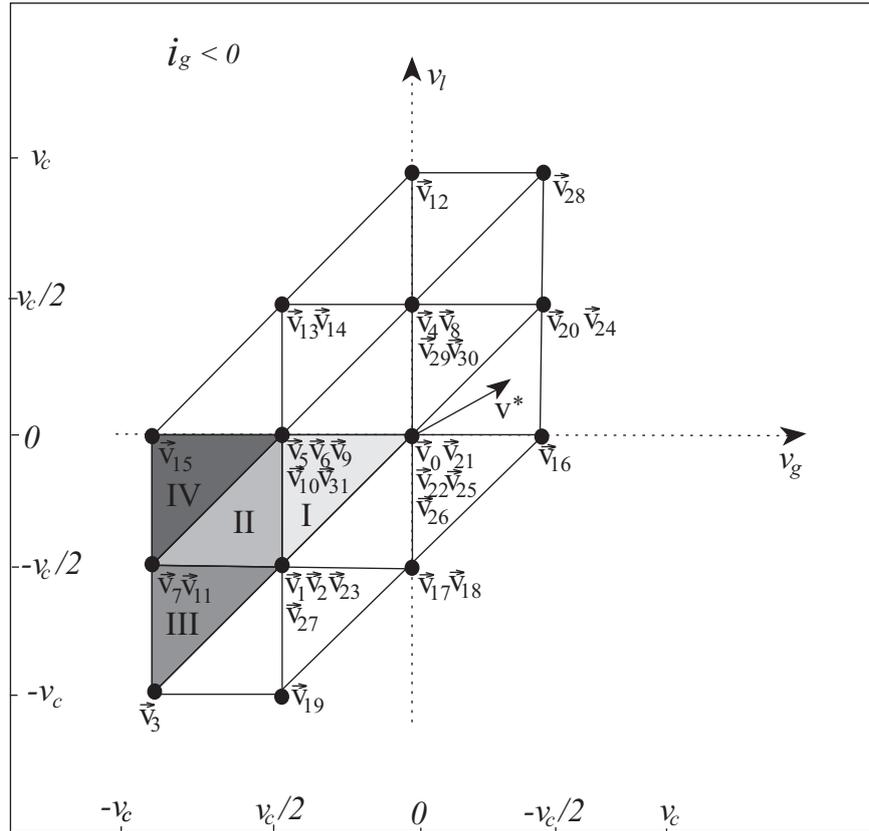


Figura 2.15: Diagrama vetorial da configuração C3D33 para $i_g < 0$.

Como o conversor é unidirecional, as condições de operação impostas para as configurações C2D22 e C2D32 devem ser igualmente satisfeitas para a configuração C3D33, ou seja, tensão gerada do lado da carga v_l e corrente da rede i_g devem estar em fase com a tensão gerada no retificador v_g e a amplitude de v_l deve ser menor ou igual à amplitude de v_g . Desta forma, apenas os setores hachurados são utilizados para a operação do conversor, ou seja, de acordo com a Figura 2.14, para $i_g \geq 0$ apenas os setores I, II, III e IV podem ser utilizados. Da mesma forma, de acordo com a Figura 2.15, apenas os setores I, II, III e IV devem ser utilizados para $i_g \leq 0$. Para a relação entre a amplitude da tensão do lado da carga e a amplitude da tensão do lado da rede $V_l \leq 0,5V_g$, os setores escolhidos serão I, II e IV. Percebe-se que, para este caso, a tensão gerada no lado da carga perde dois níveis, ficando com um total de três níveis. Por outro lado, para a relação $0,5V_g < V_l \leq V_g$, os setores escolhidos serão I, II e III e ambas as tensões geradas apresentam cinco níveis.

Definida a condição de operação, as equações (2.13) e (2.14) apresentadas para a configuração C2D22 são satisfeitas para o cálculo do tempo de aplicação dos vetores da configuração C3D33 para cada setor h .

Tabela 2.6: Vetores das configurações C3D33.

Vetores	$i_g \geq 0$	$i_g \leq 0$
	Estados das chaves $[q_{g2}, q_{l1}, q_{l2}, q_{s1}, q_{s2}]$	Estados das chaves $[q_{g1}, q_{l1}, q_{l2}, q_{s1}, q_{s2}]$
\vec{v}_0	[0,0,0,0,0]	[0,0,0,0,0]
\vec{v}_1	[0,0,0,0,1]	[0,0,0,0,1]
\vec{v}_2	[0,0,0,1,0]	[0,0,0,1,0]
\vec{v}_3	[0,0,0,1,1]	[0,0,0,1,1]
\vec{v}_4	[0,0,1,0,0]	[0,0,1,0,0]
\vec{v}_5	[0,0,1,0,1]	[0,0,1,0,1]
\vec{v}_6	[0,0,1,1,0]	[0,0,1,1,0]
\vec{v}_7	[0,0,1,1,1]	[0,0,1,1,1]
\vec{v}_8	[0,1,0,0,0]	[0,1,0,0,0]
\vec{v}_9	[0,1,0,0,1]	[0,1,0,0,1]
\vec{v}_{10}	[0,1,0,1,0]	[0,1,0,1,0]
\vec{v}_{11}	[0,1,0,1,1]	[0,1,0,1,1]
\vec{v}_{12}	[0,1,1,0,0]	[0,1,1,0,0]
\vec{v}_{13}	[0,1,1,0,1]	[0,1,1,0,1]
\vec{v}_{14}	[0,1,1,1,0]	[0,1,1,1,0]
\vec{v}_{15}	[0,1,1,1,1]	[0,1,1,1,1]
\vec{v}_{16}	[1,0,0,0,0]	[1,0,0,0,0]
\vec{v}_{17}	[1,0,0,0,1]	[1,0,0,0,1]
\vec{v}_{18}	[1,0,0,1,0]	[1,0,0,1,0]
\vec{v}_{19}	[1,0,0,1,1]	[1,0,0,1,1]
\vec{v}_{20}	[1,0,1,0,0]	[1,0,1,0,0]
\vec{v}_{21}	[1,0,1,0,1]	[1,0,1,0,1]
\vec{v}_{22}	[1,0,1,1,0]	[1,0,1,1,0]
\vec{v}_{23}	[1,0,1,1,1]	[1,0,1,1,1]
\vec{v}_{24}	[1,1,0,0,0]	[1,1,0,0,0]
\vec{v}_{25}	[1,1,0,0,1]	[1,1,0,0,1]
\vec{v}_{26}	[1,1,0,1,0]	[1,1,0,1,0]
\vec{v}_{27}	[1,1,0,1,1]	[1,1,0,1,1]
\vec{v}_{28}	[1,1,1,0,0]	[1,1,1,0,0]
\vec{v}_{29}	[1,1,1,0,1]	[1,1,1,0,1]
\vec{v}_{30}	[1,1,1,1,0]	[1,1,1,1,0]
\vec{v}_{31}	[1,1,1,1,1]	[1,1,1,1,1]

De maneira similar às configurações C2D22 e C2D32, para o conversor C3D33 é escolhida uma sequência de vetores para cada setor de tal forma a reduzir as perdas de chaveamento dos semicondutores e obter baixos valores de distorção harmônica. Para a relação $0,5V_g < V_l \leq V_g$ são escolhidos os setores I, II e III e as tensões geradas no lado da rede e da carga são mostradas na Figura 2.16(a). Percebe-se que as duas tensões apresentam cinco níveis. Por outro lado, quando $V_l \leq 0,5V_g$, os setores escolhidos devem ser I, II e IV e as tensões geradas são mostradas na Figura 2.16(b). Neste caso, a tensão gerada v_l apresenta apenas três níveis.

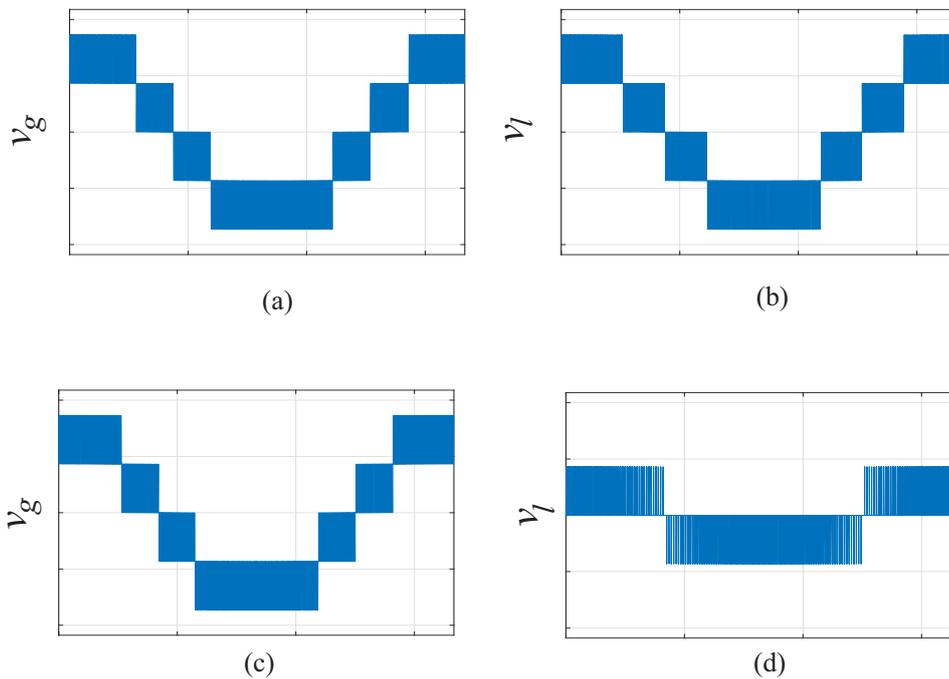


Figura 2.16: Tensões geradas pela configuração C3D33. (a) Tensão v_g para a relação $0,5V_g < V_l \leq V_g$. (b) Tensão v_l para a relação $0,5V_g < V_l \leq V_g$. (c) Tensão v_g para a relação $V_l \leq 0,5V_g$. (d) Tensão v_l para a relação $V_l \leq 0,5V_g$.

Uma sequência de vetores que pode ser usado para a configuração C3D33 em cada setor de operação é mostrada na Tabela 2.7. Para este caso, como existe vetores redundantes em cada setor, pode-se escolher mais de três vetores para cada setor. Neste caso, calcula-se o tempo de aplicação de cada vértice do triângulo do setor e o tempo calculado é dividido para cada vetor redundante aplicado do vértice. Neste caso, são aplicados quatro vetores para cada meio período de chaveamento, e no restante do período, os vetores são espelhados. Calculados os tempos de aplicação de cada vértice do triângulo (t_a, t_b, t_c) , tem-se a seguinte sequência de aplicação dos tempos durante meio período de chaveamento: $t_a/2 \Rightarrow t_b \Rightarrow t_c \Rightarrow t_a/2$. Por

consequente, para o período total de chaveamento, tem-se a seguinte sequência de aplicação dos tempos: $t_a/2 \Rightarrow t_b \Rightarrow t_c \Rightarrow t_a \Rightarrow t_c \Rightarrow t_b \Rightarrow t_a/2$.

Tabela 2.7: Sequência de aplicação de vetores da configuração C3D33.

	$i_g \geq 0$	$i_g \leq 0$
Setor	Sequência de vetores	Sequência de vetores
I	$\vec{v}_{13} \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_{21} \Rightarrow \vec{v}_{24} \Rightarrow \vec{v}_{21} \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_{13}$	$\vec{v}_{23} \Rightarrow v_{21} \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_{21} \Rightarrow \vec{v}_{23}$
II	$\vec{v}_{13} \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_4 \Rightarrow \vec{v}_{20} \Rightarrow \vec{v}_4 \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_3$	$\vec{v}_{23} \Rightarrow \vec{v}_7 \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_5 \Rightarrow \vec{v}_7 \Rightarrow \vec{v}_{23}$
III	$\vec{v}_{13} \Rightarrow \vec{v}_{12} \Rightarrow \vec{v}_4 \Rightarrow \vec{v}_{20} \Rightarrow \vec{v}_4 \Rightarrow \vec{v}_{12} \Rightarrow \vec{v}_{13}$	$\vec{v}_{23} \Rightarrow \vec{v}_7 \Rightarrow \vec{v}_3 \Rightarrow \vec{v}_1 \Rightarrow \vec{v}_3 \Rightarrow \vec{v}_7 \Rightarrow \vec{v}_{23}$

PWM baseada em portadoras

As tensões de referência v_g^* e v_l^* são definidas pela estratégia de controle. Como apenas duas tensões são definidas e é desejado obter três tensões de polo de referência, pode-se definir uma variável auxiliar v_x . Os valores máximos e mínimos da variável auxiliar v_x são definidas por:

$$v_{x,max} = v_c^*/2 - \max\{U\} \quad (2.20)$$

$$v_{x,min} = -v_c^*/2 - \min\{U\} \quad (2.21)$$

com o vetor $U = \{v_g^*, v_l^*, 0\}$ e v_c^* é a tensão do barramento CC de referência.

A partir das equações (2.20) e (2.21), pode ser definido uma variável normalizada $0 \leq \mu \leq 1$, assim pode-se obter o valor de v_x como mostrado na seguinte equação:

$$v_x = \mu v_{x,max} + (1 - \mu) v_{x,min}. \quad (2.22)$$

A partir do valor de v_x , pode-se definir os valores das tensões de polo de referência.

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_x \quad (2.23)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* + v_x \quad (2.24)$$

$$v_{s0}^* = v_x \quad (2.25)$$

Devido ao uso do braço unidirecional NPC, para uma correta operação da configuração proposta, o valor da tensão de referência v_g^* deve ser sincronizado com a tensão de referência v_l^* e pela corrente de referência i_g^* .

A mesma sequência de vetores encontrados na estratégia PWM vetorial pode ser implementada utilizando a estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência, como pode ser visualizado na Figura 2.17. São mostrados os vetores utilizados junto com os valores das tensões de polo de referência, estados das chaves controladas e as portadoras de alta frequência para cada semiciclo da corrente, ou seja, para a corrente da rede positiva ($i_g \geq 0$) e negativa ($i_g \leq 0$). Percebe-se que, a sequência de vetores listados na Tabela 2.7 para o PWM vetorial é igualmente utilizada para o PWM baseado em portadoras de alta frequência.

De acordo com a Figura 2.17, as tensões de polo de referência v_{g0}^* , v_{l0}^* e v_{s0}^* são comparadas com duas portadoras triangulares de alta frequência com amplitudes de 0 a $v_c^*/2$ (V_{tri1}) e $-v_c^*/2$ a 0 (V_{tri2}). Deve-se observar que para o semiciclo positivo, a chave q_{g2} modula a tensão de polo v_{g0} e para o semiciclo negativo a chave q_{g1} modula a tensão v_{g0} em obediência à Tabela 2.5. Nota-se também que para $i_g \geq 0$ apenas as chaves q_{g2} , q_{l1} e q_{s2} comutam enquanto que para $i_g \leq 0$ apenas as chaves q_{g1} , q_{l2} e q_{s1} comutam, desta forma, as chaves apresentam um valor médio de frequência de chaveamento igual a 5 kHz para um período total de 0,1 ms.

2.4.3 Estratégia de Controle

A mesma estratégia de controle apresentada para a configuração C2D32 pode ser utilizada para a configuração C3D33, mostrado na Figura 2.12.

2.5 Barramento Capacitivo CC

2.5.1 Especificação da Tensão no Barramento CC

A partir das equações (2.1)-(2.11), a tensão da carga v_l deve ser sincronizada com v_g e a amplitude de v_l deve ser menor ou igual a v_g , isto é, $V_l \leq V_g$ porque $-v_c/2 \leq v_{l0} \leq v_c/2$ e $-v_c/2 \leq v_{s0} \leq v_c/2$ e os conversores analisados apresentam fluxo unidirecional de potência. Considerando a mesma frequência para ambas as tensões (v_g e v_l), quando v_l é sincronizada com v_g a tensão mínima requerida do barramento CC das configurações propostas é igual ao das configurações convencionais, isto é, $V_c \geq V_g$ (JACOBINA et al., 2009, JACOBINA et al.,

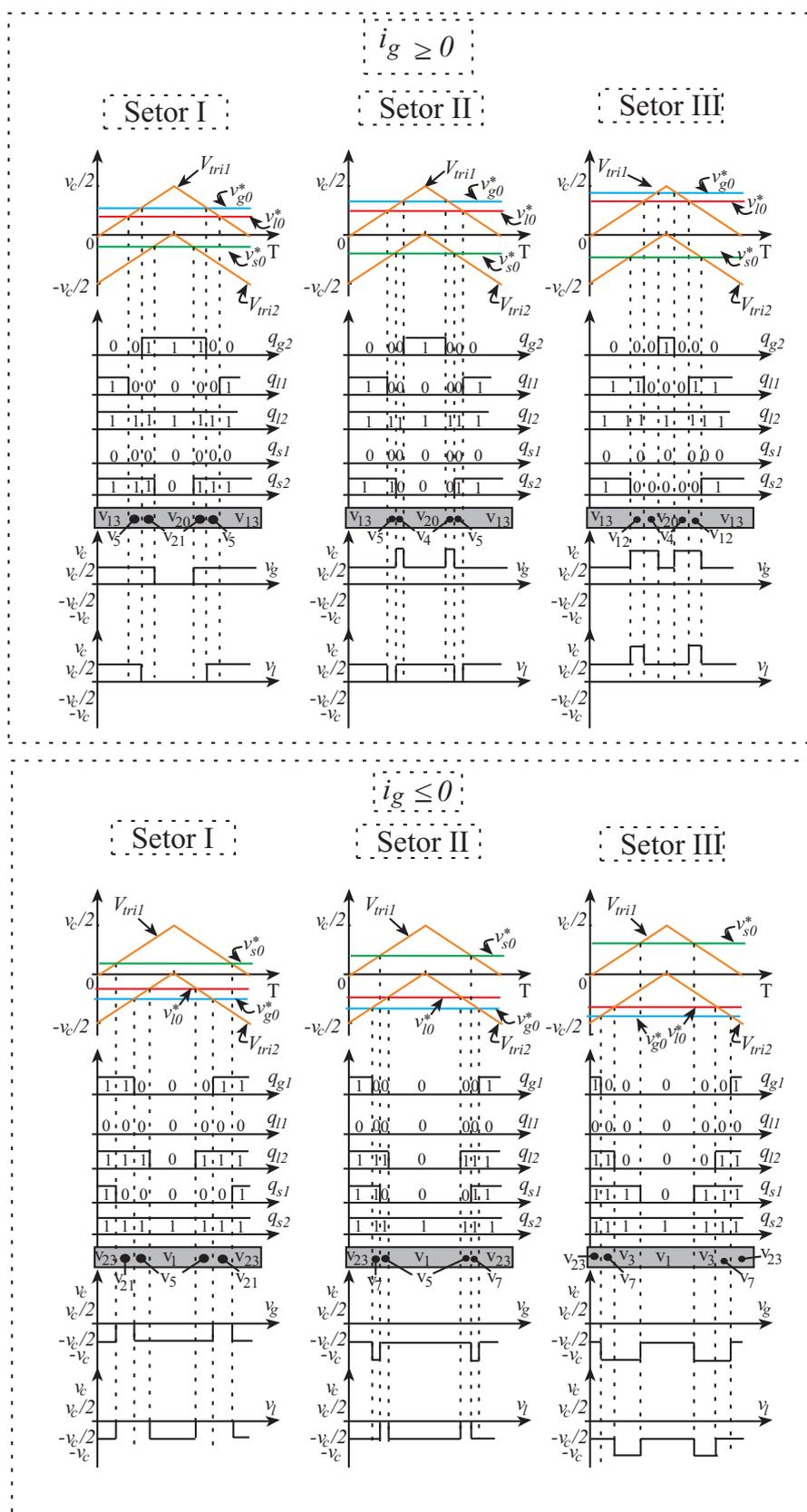


Figura 2.17: Tensões geradas da configuração C3D33 utilizando a modulação PWM escalar.

2012b).

2.5.2 Corrente no Barramento CC

Na Figura 2.18 são mostradas as harmônicas da corrente do barramento CC das configurações C222, C2D32, C2D22, C232 e C3D33. Esses resultados foram obtidos utilizando os parâmetros listados na Tabela 2.10. Pode-se notar que para as configurações que utilizam braços do tipo NPC (C2D32, C232 e C3D33), existe uma componente de baixa harmônica de 60 Hz na corrente do barramento capacitivo CC devido à conexão do braço NPC com o centro do barramento CC (COBRECES et al., 2006, UMBRIA et al., 2010, CHEN et al., 2008, DE FREITAS et al., 2015).

Além disso, na Tabela 2.8 são mostrados os valores RMS da corrente do barramento capacitivo para harmônicos de baixa ordem $i_{c,rms}^{LO}$ (frequências menores que 3 kHz) calculados a partir dos harmônicos mostrados na Figura 2.18. As configurações que utilizam braço do tipo NPC de três níveis apresentaram um maior valor da corrente RMS de baixa ordem, pois o braço de três níveis é conectado ao ponto central do barramento CC, ocorrendo uma adição de harmônicos de 60 Hz na corrente do barramento CC, como pode ser verificado na Figura 2.18. O aumento da corrente de baixa frequência no barramento CC pode reduzir a vida útil dos capacitores do barramento CC (GASPERI, 1996, WANG e BLAABJERG, 2014, FARSWAN e FERNANDES, 2015). Dentre as configurações que utilizam braço do tipo NPC, a configuração proposta C3D33 apresentou maiores valores da corrente RMS do capacitor, pois são utilizados três braços NPC, com três conexões no ponto central do barramento CC, em comparação com as configurações C2D32 e C232 que utilizam apenas um braço do tipo NPC.

Tabela 2.8: Valor RMS da corrente do barramento CC.

	C222	C2D22	C232	C2D32	C3D33
$i_{c,rms}^{LO}$	1,99A	1,99A	2,47A	2,47A	3,74A

2.6 Frequência de operação das chaves

Para as configurações convencionais C222 e C232, podem ser utilizados diferentes valores de vetores nulos a cada semi-ciclo, variando o valor da distorção harmônica de acordo com a

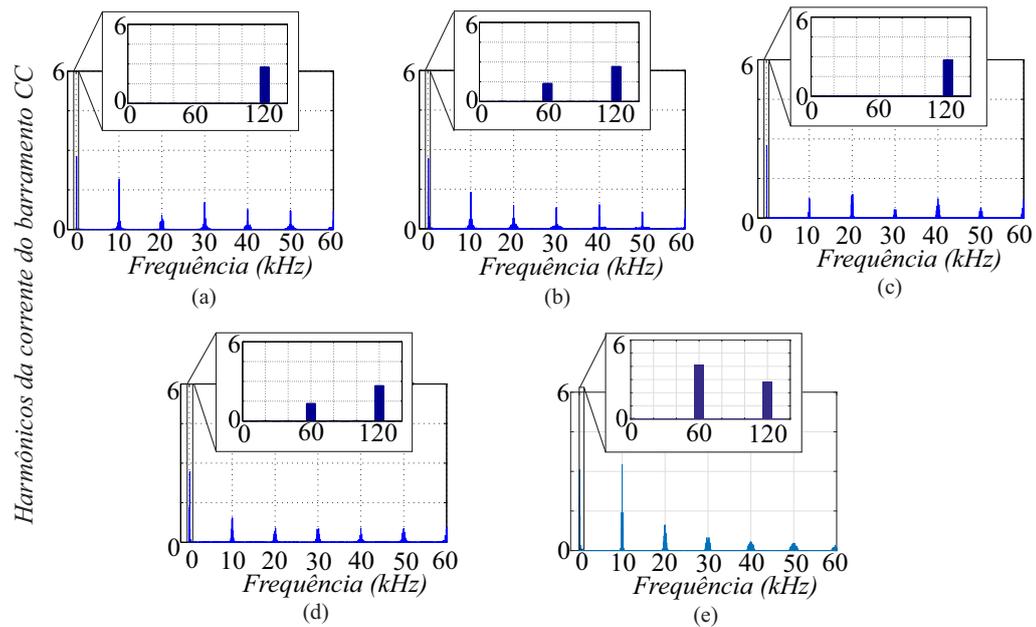


Figura 2.18: Harmônios da corrente do barramento CC. (a) Topologia C222, (b) Topologia C232, (c) Topologia C2D22, (d) Topologia C2D32, e (e) Topologia C3D33.

escolha do tempo de aplicação de cada vetor nulo. Neste trabalho, para efeito de comparação, a modulação das configurações convencionais será realizada utilizando a sequência de vetores que garantem os menores valores de distorção harmônica na corrente da rede (JACOBINA et al., 2006, JACOBINA et al., 2009).

Na Tabela 2.9 são listados os valores médios das frequências de chaveamento para cada chave das configurações. Pode-se observar que, para as configurações C2D32 e C3D33, a frequência média de chaveamento das chaves dos braços NPC é somente 5 kHz, porque cada chave só comuta uma vez a cada período, como pode ser observado nas Figuras 2.11 e 2.17. Devido ao uso dos braços a diodos, as chaves d_g (que representam os diodos) das configurações propostas são chaveadas em 60 Hz. Por outro lado, para as configurações convencionais (C222 e C232), as frequências de chaveamento são maiores pois, para obter um menor valor de distorção harmônica na corrente da rede, são utilizados mais de um vetor nulo a cada período de chaveamento.

Tabela 2.9: Frequência das chaves com o período $T = 0.1\text{ms}$ para as configurações C222, C2D22, C232, C2D32 e C3D33.

Chaves	C222	C2D22	C232	C2D32	C3D33
q_{g1}	-	-	-	-	5 kHz
q_{g2}	-	-	-	-	5 kHz
d_g	10kHz	60 Hz	3,9 kHz	60 Hz	-
q_{l1}	-	-	-	-	5 kHz
q_{l2}	-	-	-	-	5 kHz
q_l	10kHz	10kHz	10kHz	10kHz	-
q_{s1}	-	-	7kHz	5kHz	5kHz
q_{s2}	-	-	7kHz	5kHz	5kHz
q_s	10kHz	10kHz	-	-	-

2.7 Análise de Distorção Harmônica

A análise da distorção harmônica pode ser feita calculando a THD (Distorção Harmônica Total) e a WTHD (Distorção Harmônica Total Ponderada). A THD e WTHD são definidas pelas equações (2.26) e (2.27), respectivamente:

$$THD(\%) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (\alpha_h)^2} \quad (2.26)$$

$$WTHD(\%) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2} \quad (2.27)$$

onde α_1 é a amplitude da componente fundamental, α_h é a amplitude do h -sima componente harmônico e N_h é o número de harmônicos levados em consideração.

Nas Tabelas 2.11 e 2.12 são mostrados os valores de *WTHD* da tensão gerada no retificador (v_g) e na carga (v_l) e os valores de *THD* da corrente da rede (i_g) e da carga (i_l), fazendo a corrente da rede, i_g , sincronizada com a tensão gerada pelo conversor do lado da rede, v_g . Os parâmetros utilizados na simulação para a análise da distorção harmônica são mostrados na Tabela 2.10.

A configuração que apresentou os menores valores de distorção harmônica foi a C3D33, devido ao fato dessa topologia utilizar três braços do tipo NPC, gerando dessa maneira tensões com cinco níveis tanto no lado da rede quanto do lado da carga, como mostrado na Figura 2.16. Outro fator que influencia a redução da distorção harmônica da configuração C3D33 é a possibilidade de utilização de vetores redundantes em cada setor de operação do

Tabela 2.10: Parâmetros usados nas análises dos conversores.

Parâmetros	Valor
Tensão do Barramento CC	160 V
Tensão <i>RMS</i> da rede	110 V
Capacitância do capacitror do barramento CC	4400 μ F
Frequência de chaveamento	10 kHz
Potência na carga	1 kVA
Tensão na carga	$V_l = 0,9V_g$
r_g	0,1 Ω
l_g	2,3 mH

conversor. As outras configurações propostas C2D22 e C2D32 apresentaram maiores valores de distorção harmônica do que seus respectivos conversores convencionais C222 e C232 respectivamente, porque só podem utilizar apenas um vetor nulo em cada semi-ciclo, devido ao uso do braço com diodos no retificador. Além disso, as configurações que utilizam um braço NPC (C2D32 e C232) apresentam menores valores de distorções harmônicas que seus respectivos conversores convencionais de dois níveis (C2D22 e C222) devido a utilização do braço NPC compartilhado entre o lado da rede e o lado da carga, no qual são geradas tensões multiníveis em ambos os lados. As configurações C333 e C3D33 apresentam resultados semelhantes.

Tabela 2.11: Valores da WTHD para as configurações de três braços.

	C222	C2D22	C232	C2D32	C3D33
v_g	0,15%	0,29%	0,14%	0,16%	0,08%
v_l	0,20%	0,31%	0,15%	0,17%	0,10%

Tabela 2.12: Valores da THD para as configurações de três braços.

	C222	C2D22	C232	C2D32	C3D33
i_g	2,12%	4,22%	2,01%	2,25%	1,13%
i_l	0,45%	0,67%	0,27%	0,31%	0,2%

2.8 Análise de Perdas nos Semicondutores

A estimação de perdas nos semicondutores é realizada por meio do modelo matemático de regressão, no qual foi baseado em resultados experimentais (CAVALCANTI et al., 2003). Neste experimento foi usado a chave do tipo IGBT CM50DY-24H da POWEREX com o

drive SKHI-10 da SEMIKRON. As equações para a estimação das perdas são dadas por:

$$L_{cd} = a(T_j)^b i_c + c(T_j)^d i_c^2 + e(T_j)^f i_c^3 \quad (2.28)$$

$$L_{ch} = \frac{1}{\Delta T} [a(E)^b (T_j)^c + d(E)^e (T_j)^f i_c + g(E)^h (T_j)^i i_c^2] \quad (2.29)$$

onde L_{cd} é a perda devido a condução, T_j é a temperatura de junção dos semicondutores, i_c é a corrente no coletor, L_{ch} é a perda devido ao chaveamento e $a - i$ são os parâmetros do método.

Para a análise das perdas, foram utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 2.10. Na Tabela 2.13 são mostradas as perdas nas chaves semicondutoras (como percentagem da potência na carga) para as configurações convencionais C222 e C232 e para as configurações propostas C2D22, C2D32 e C3D33 para a mesma frequência de chaveamento e na Tabela 2.14 são mostrados os resultados das perdas das configurações analisadas nesse capítulo considerando o mesmo valor de distorção harmônica na corrente da rede.

As perdas mostradas nas Tabelas 2.13 e 2.14 são: a) perdas por condução (P_{cd}) em cada braço; b) perdas de chaveamento (P_{ch}) em cada braço; e c) perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

Analisando os resultados das perdas de condução e chaveamento obtidos utilizando a mesma frequência de chaveamento (Tabela 2.13), observou-se que a configuração C3D33 apresentou os menores valores de perdas apesar do maior número de chaves controladas, obtendo uma redução de aproximadamente 31,5%, 12,1%, 13% e 1,8% quando comparada com as configurações C222, C2D22, C232 e C2D32, respectivamente. Com a utilização dos braços de três níveis, além de reduzir os níveis de tensão sobre as chaves, reduz também o chaveamento das chaves do braço, por conseguinte, reduz as perdas de chaveamento. A configuração C2D32 apresentou um desempenho similar ao da configuração C3D33 pois apesar de apresentar o dobro das perdas de chaveamento no braço de dois níveis do lado da carga (braço l) em comparação com a topologia C3D33, as perdas de chaveamento do braço não-controlado de dois níveis é desprezível, compensando assim as perdas totais da topologia.

Com a análise da Tabela 2.14, no qual os conversores operam com a mesma distorção harmônica da corrente de entrada que foi verificado para o conversor C232 em 10 kHz, mostrado nas Tabelas 2.11 e 2.12, as frequências de chaveamento encontradas para os conversores C222, C2D22, C2D32 e C3D33 são aproximadamente 10,6 kHz, 21 kHz, 11,5 kHz e 6 kHz, respectivamente. Para esta condição, as menores perdas são também verificadas para

a configuração C3D33, no qual foram reduzidas ainda mais as perdas de chaveamento devido à redução da frequência de chaveamento. Comparando as configurações C2D32 e C232, a configuração proposta (C2D32) ainda tem um melhor desempenho quando comparada com a convencional (C232), apesar do pequeno aumento na frequência de chaveamento para igualar as distorções harmônicas. Por outro lado, as maiores perdas agora são verificadas para a configuração C2D22, pois ocorreu um grande incremento na frequência de chaveamento, de 10 kHz para 21 kHz, aumentando consideravelmente as perdas por chaveamento da configuração.

Tabela 2.13: Estimação de perdas nos semicondutores para as configurações C222, C2D22, C232 e C2D32 para a mesma frequência de chaveamento de 10 kHz.

Configurações	Perdas	Braços			Total	P_t
		g	s	l		
C222	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,06%	8,47%
	P_{ch}	1,92%	1,22%	2,30%	5,43%	
C2D22	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,06%	6,60%
	P_{ch}	0,00%	1,22%	2,30%	3,53%	
C232	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,06%	6,67%
	P_{ch}	0,45%	0,85%	2,30%	3,61%	
C2D32	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,07%	5,91%
	P_{ch}	0,0%	0,54%	2,30%	2,84%	
C3D33	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,07%	5,80%
	P_{ch}	0,97%	0,56%	1,18%	2,73%	

Tabela 2.14: Estimação de perdas nos semicondutores para as configurações C222, C2D22, C232, C2D32 e C3D33 para a mesma distorção harmônica na corrente da rede.

Configurações	Frequência	Perdas	Braços			Total	P_t
			g	s	l		
C222	10,6kHz	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,06%	9,06%
		P_{ch}	2,24%	1,31%	2,44%	6,00%	
C2D22	21kHz	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,06%	10,42%
		P_{ch}	0,00%	2,55%	4,82%	7,36%	
C232	10kHz	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,06%	6,67%
		P_{ch}	0,45%	0,85%	2,30%	3,61%	
C2D32	11,5kHz	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,07%	6,36%
		P_{ch}	0,0%	0,64%	2,64%	3,28%	
C3D33	6kHz	P_{cd}	1,12%	0,52%	1,42%	3,07%	4,82%
		P_{ch}	0,70%	0,35%	0,71%	1,75%	

2.9 Resultados de Simulação

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação para as topologias propostas C2D22, C2D32 e C3D33. Para a obtenção dos resultados, foi utilizado o *software Power Simulation (PSIM[®])*. Os parâmetros utilizados na simulação são mostrados na Tabela 2.10.

2.9.1 Conversor C2D22

Pode-se perceber que, usando a estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência apresentada na seção 2.2.3 e o diagrama de controle da seção 2.2.4, as correntes na carga e na rede são senoidais e controladas. Mesmo com o uso do braço a diodos, a corrente da rede não apresenta a distorção pela passagem pelo zero, como pode ser visto nas Figuras 2.19 (b) e 2.19 (c). Com o método de sincronização adotado, o fator de potência ficou em torno de 0,96, próximo do valor unitário.

A tensão do barramento CC é controlada no valor de 160 V e apresenta uma oscilação de segunda harmônica, pelo fato de ser usado um conversor monofásico, como mostrado na Figura 2.19(g). Nas Figuras 2.19(d) e 2.19(e) são mostradas as tensões geradas no conversor do lado da rede e do lado da carga, respectivamente. Percebe-se que as tensões geradas pelo conversor apresentam três níveis. A tensão da rede apresenta o valor RMS de 110 V e frequência de 60Hz, como mostrado na Figura 2.19(a). Na Figura 2.19(f) é mostrada a corrente no braço compartilhado. Por fim, na Figura 2.19(h) são mostradas a tensão da rede e as tensões geradas pelo conversor nos lados da rede da carga e a corrente da rede. Nota-se que as condições exigidas para a correta operação do conversor são satisfeitas, que são: (i) a tensão gerada no lado da rede e a tensão gerada no lado da carga em fase com a corrente da rede e (ii) a amplitude da tensão gerada na carga menor que a amplitude da tensão gerada rede ($V_l < V_g$).

2.9.2 Conversor C2D32

Os resultados de simulação da topologia C2D32 são mostrados na Figura 2.20. O fator de potência da rede ficou no mesmo valor que a topologia C2D22, em aproximadamente 0,96. Percebe-se que a corrente da rede, mostrada na Figura 2.20(b), também não apresenta

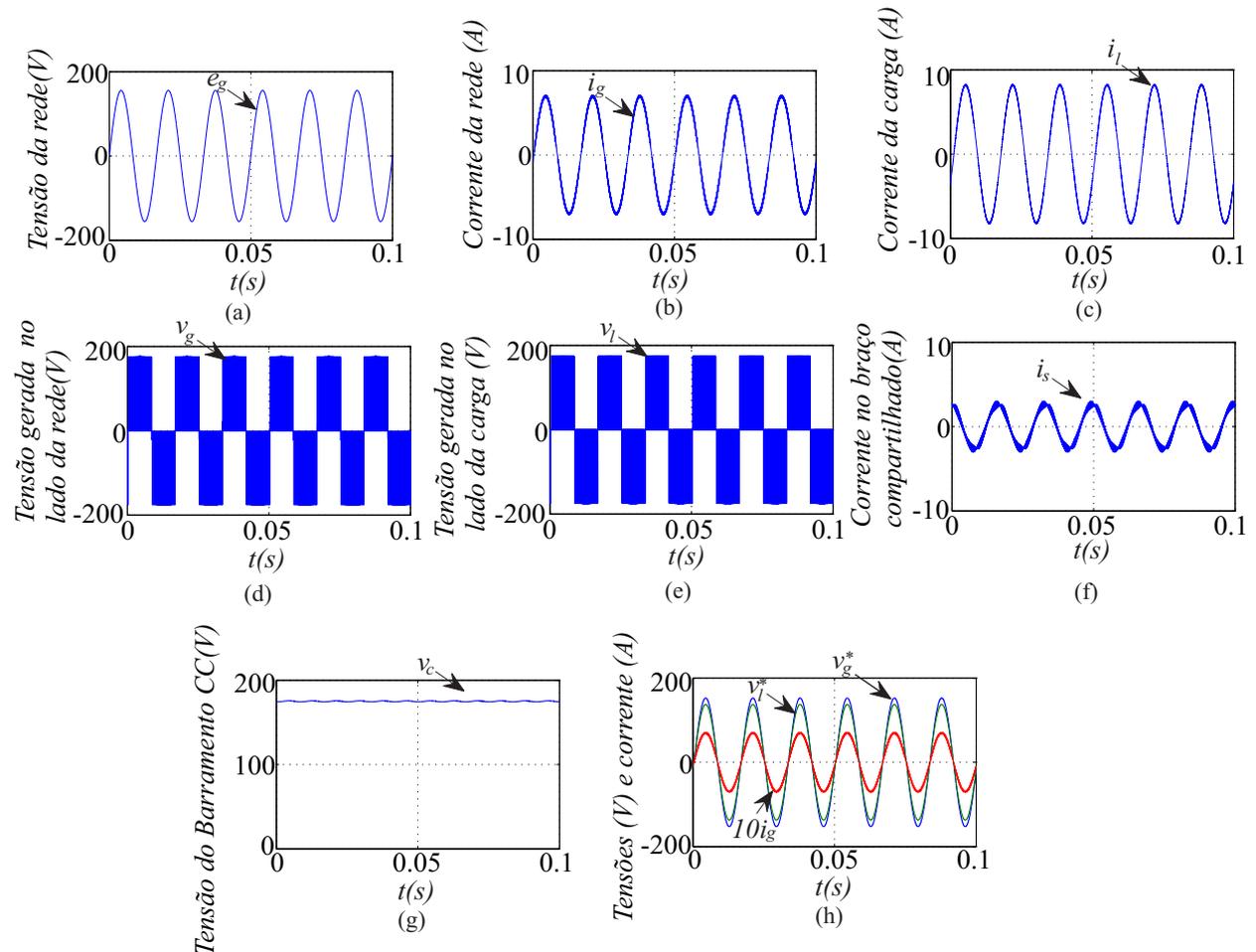


Figura 2.19: Resultados de simulação da configuração C2D22. (a) Tensão da rede e_g . (b) Corrente da rede i_g . (c) Corrente da carga i_l . (d) Tensão gerada no lado da rede v_g . (e) Tensão gerada no lado da carga v_l . (f) Corrente no braço compartilhado i_s . (g) Tensão no barramento CC v_c . (h) Tensões de referência v_g^* e v_l^* e corrente da rede i_g .

a distorção da passagem pelo zero, pois também foi realizada a sincronização das tensões geradas pelo conversor no lado da rede e da carga (v_g e v_l) com a corrente da rede (i_g). Neste caso, observa-se que as formas de ondas das tensões geradas pelo conversor no lado da rede e no lado da carga apresentam cinco níveis, conforme mostradas nas Figuras 2.20 (d) e (e), respectivamente, em virtude da aplicação do braço compartilhado do tipo NPC de três níveis. A geração de tensões multiníveis na entrada e na saída garante a redução da distorção harmônica da corrente da rede, quando comparada com as configurações monofásicas de três braços de dois níveis (C222 e C2D22).

A tensão do barramento capacitivo é controlada em seu valor de referência de 160 V e também apresenta a componente de segunda harmônica, como mostrado na Figura 2.20(g).

Na Figura 2.20(h) são mostradas a tensão da rede, as tensões geradas pelo conversor no lado da rede e no lado da carga em fase com a corrente da rede. É possível perceber, igualmente à configuração anterior, que a amplitude da tensão gerada no lado da carga é menor que a amplitude da tensão gerada no lado da rede. Também é possível observar a defasagem da corrente da rede com a tensão da rede, condição necessária para o adequado funcionamento da configuração proposta.

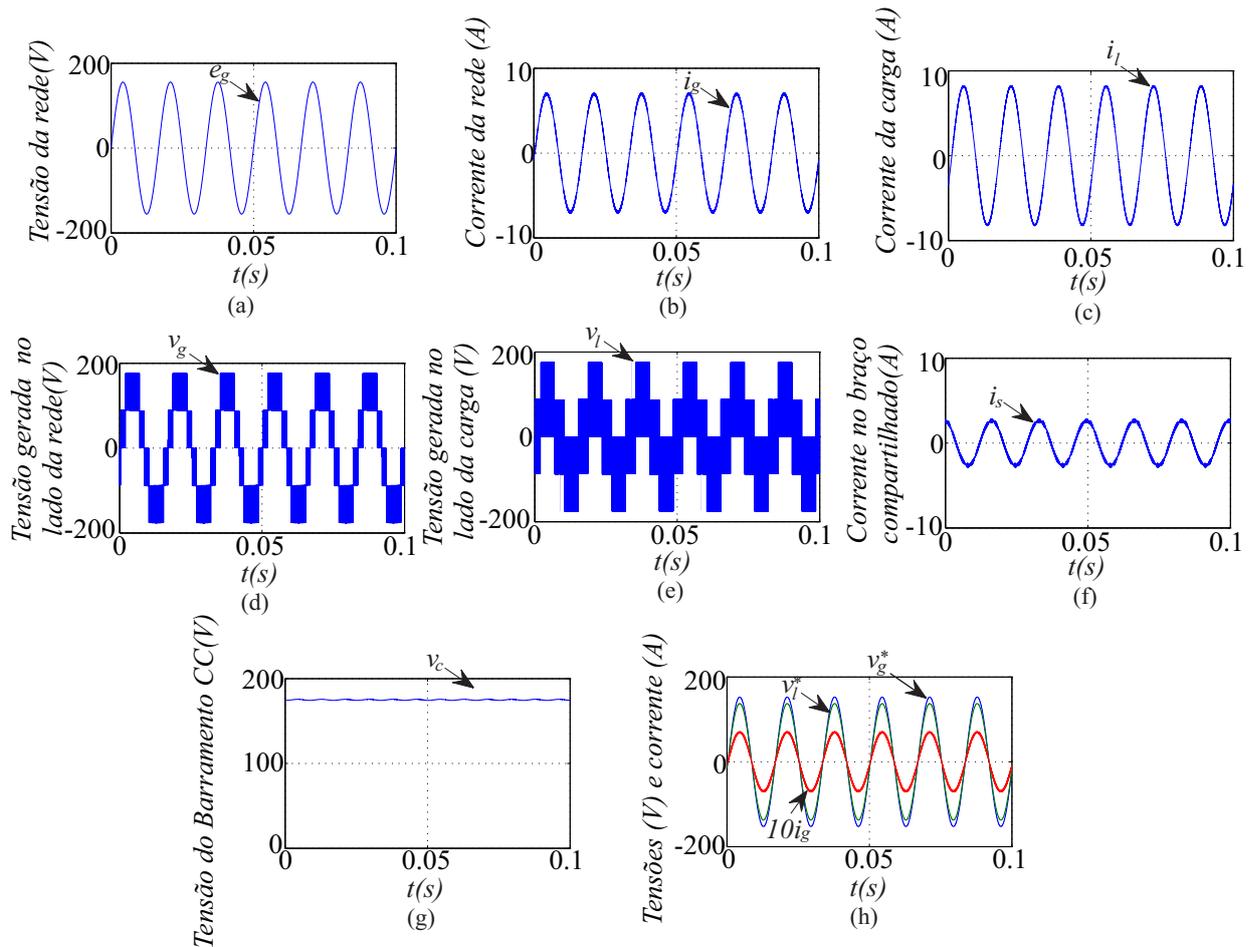


Figura 2.20: Resultados de simulação da configuração C2D32. (a) Tensão da rede e_g . (b) Corrente da rede i_g . (c) Corrente da carga i_l . (d) Tensão gerada no lado da rede v_g . (e) Tensão gerada no lado da carga v_l . (f) Corrente no braço compartilhado i_s . (g) Tensão no barramento CC v_c . (h) Tensões de referência v_g^* e v_l^* e corrente da rede i_g .

2.9.3 Conversor C3D33

Os resultados de simulação da configuração C3D33 são mostrados na Figura 2.21. A mesma sincronização utilizada para as configurações C2D22 e C2D32 foi utilizada para a

configuração C3D33, de acordo com a Figura 2.19(h). Desta forma, os mesmos valores de fator de potência e a ausência de distorção da corrente pela passagem pelo zero são evidenciadas. Observa-se que as formas de ondas das tensões geradas pelo conversor no lado da rede e no lado da carga apresentam cinco níveis, conforme mostradas nas Figuras 2.21 (d) e 2.21(e), respectivamente, em virtude da aplicação de três braços do tipo NPC de três níveis, reduzindo as distorções harmônicas do lado da rede e do lado da carga. A tensão em cada capacitor do barramento capacitivo é mostrada na Figura 2.21 (g), no qual percebe-se que não ocorre o desbalanceamento das tensões individuais e que a tensão total é controlada em seu valor de referência em 160 V. Também é possível perceber a presença da componente de 60 Hz sobre as tensões dos capacitores.

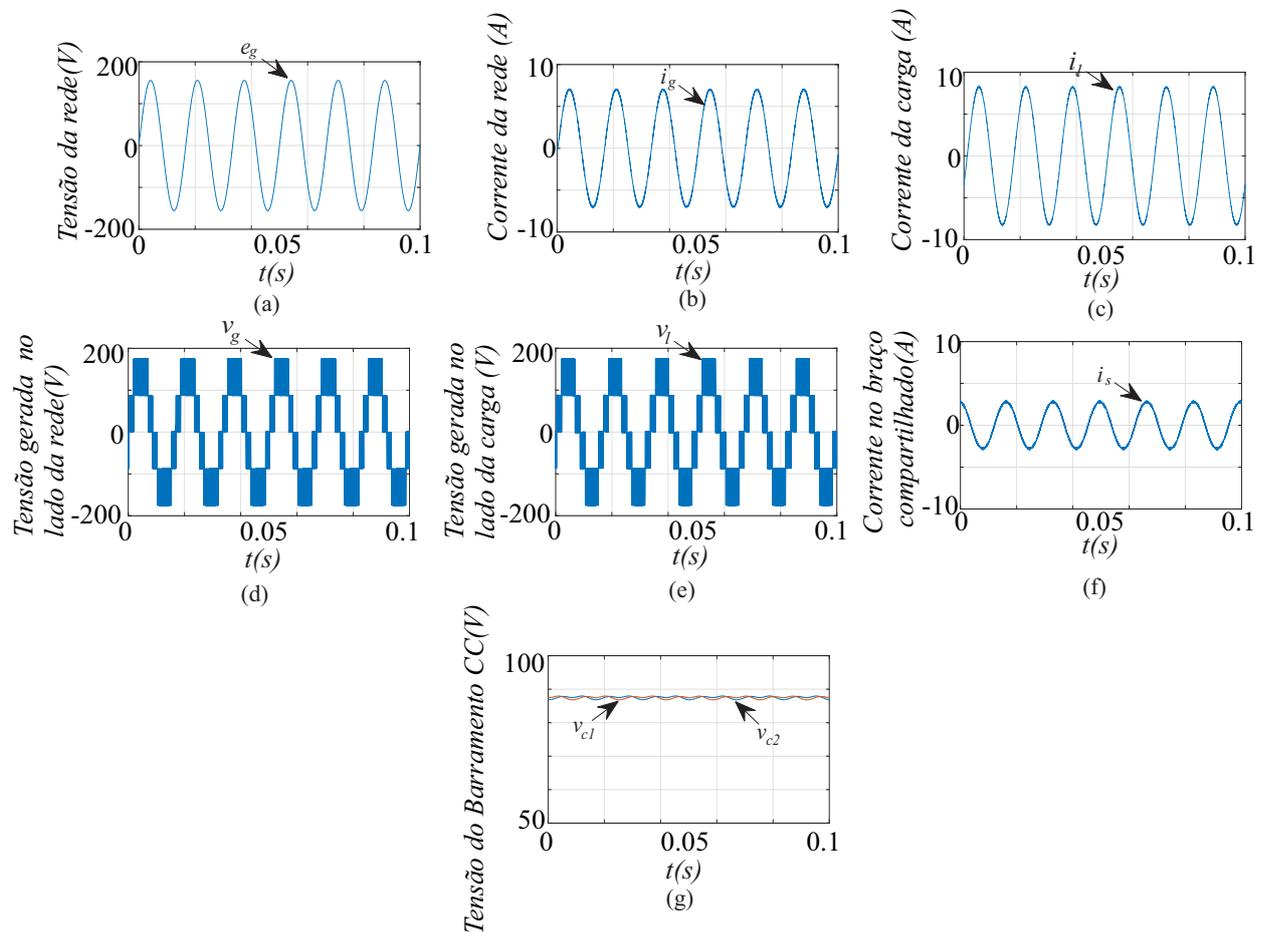


Figura 2.21: Resultados de simulação da configuração C3D33. (a) Tensão da rede e_g . (b) Corrente da rede i_g . (c) Corrente da carga i_l . (d) Tensão gerada no lado da rede v_g . (e) Tensão gerada no lado da carga v_l . (f) Corrente no braço compartilhado i_s . (g) Tensão nos capacitores do barramento CC v_{c1} e v_{c2} .

2.10 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais coletados no laboratório da topologia monofásica CA-CC-CA de três braços de dois níveis com retificador semicontrolado C2D22 e também para as configurações CA-CC-CA de três braços com braços do tipo NPC C2D32 e C3D33. Para obtenção dos resultados, foram utilizados os drivers da SEMIKRON, com as chaves controladas do tipo IGBTs com drivers dedicados (SKHI-23). Para o processamento dos sinais de gatilho das chaves foi utilizado um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 conectados aos sensores de corrente e de tensão para as medições das grandezas de interesse. Foi utilizada uma frequência de chaveamento de 10 kHz. Os demais parâmetros são mostrados na Tabela 2.15.

Tabela 2.15: Parâmetros usados nos resultados experimentais.

Parâmetros	Valor
Tensão do Barramento CC	170 V
Tensão RMS da rede	110 V
Capacitância do capacitor do barramento CC	4400 μ F
Potência da Carga	400 VA
r_g	1,0 Ω
l_g	7 mH

2.10.1 Conversor C2D22

Na Figura 2.22 são mostrados os resultados experimentais para a topologia C2D22. Para se obter estes resultados foram utilizados a estratégia PWM e o diagrama de controle propostos neste trabalho. Pode-se notar que as correntes da rede e da carga apresentam forma de onda senoidal e são devidamente controladas assim como a tensão do barramento CC, que é controlada em 170 V. A tensão da rede apresenta valor RMS de 110 V.

Na Figura 2.23 são mostradas as correntes da rede e da carga, tensão no barramento e a tensão gerada pelo conversor no lado da rede com a aplicação de um transitório de carga de 400 VA para 300 VA. Pode-se notar que todas as variáveis são devidamente controladas. Após a aplicação do transitório, a amplitude das correntes são reduzidas pelo fato de ter ocorrido uma redução na potência da carga. Na tensão do barramento CC é observada uma pequena sobre-tensão na aplicação do transitório, assim como na tensão gerada pelo

conversor.

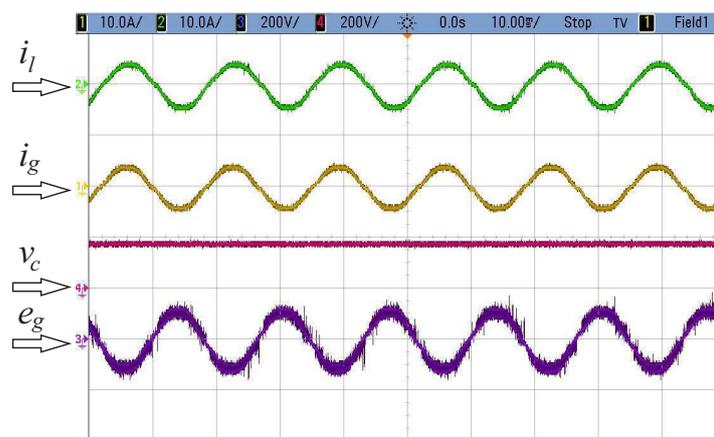


Figura 2.22: Resultados experimentais da configuração C2D22.

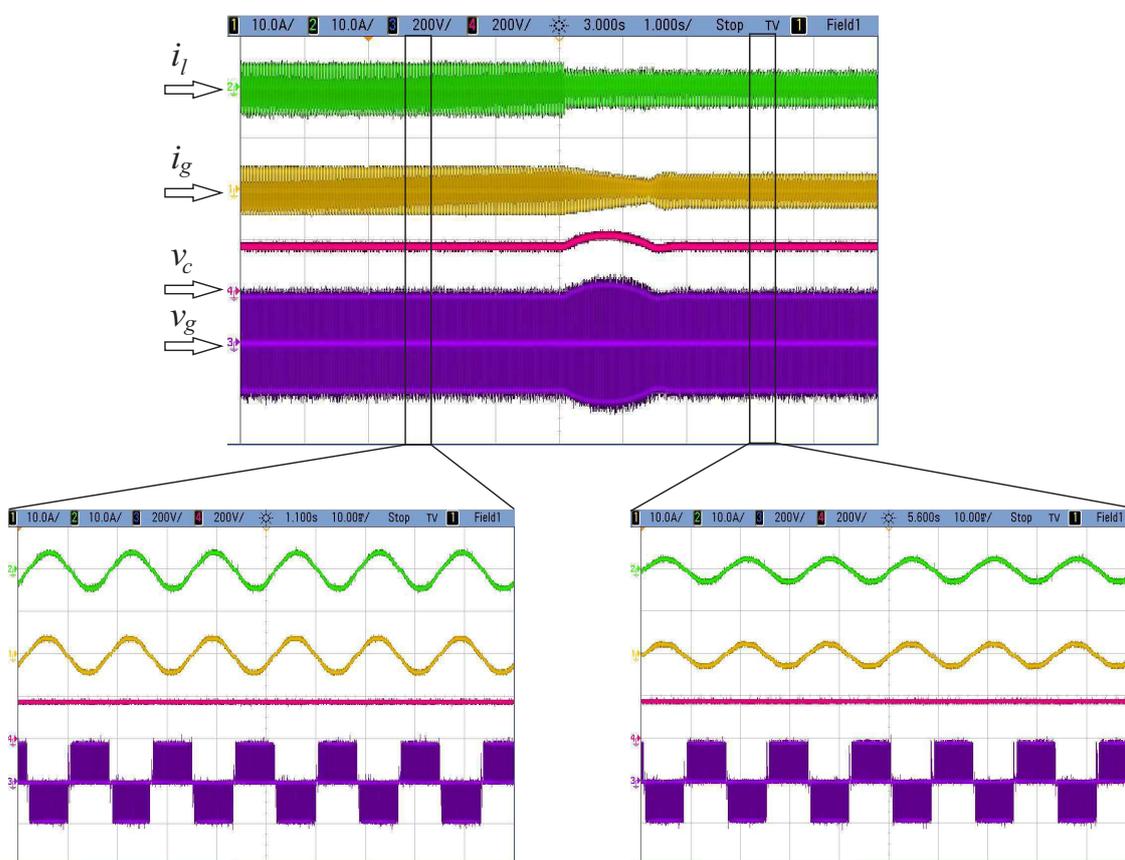


Figura 2.23: Resultados experimentais com transitório de carga para a configuração C2D22.

2.10.2 Conversor C2D32

Na Figura 2.24 são mostrados os resultados experimentais das correntes da rede e da carga, assim como as tensões da rede e do barramento CC da topologia C2D32. A estratégia

PWM baseada em portadores de alta frequência e a estratégia de controle apresentadas neste trabalho foram utilizadas. Pode-se notar que as correntes da rede e da carga apresentam um formato senoidal e estão devidamente controladas. A tensão no barramento CC é controlada no seu valor de referência de 170 V e a tensão da rede é de 110 Vrms. Na Figura 2.25 são mostradas as tensões individuais dos capacitores do barramento capacitivo (v_{c1} e v_{c2}). Pode-se observar que essas tensões são equilibradas e estão devidamente controladas em 85 V.

Por fim, na Figura 2.26 são mostradas as correntes da rede e da carga, tensão no barramento e a tensão gerada pelo conversor no lado da rede com a aplicação de um transitório de carga de 400 VA para 300 VA. Pode-se notar que, como ocorre com a configuração C2D22, todas as variáveis são devidamente controladas. A tensão gerada pelo conversor no lado da rede apresenta cinco níveis, devido ao uso de um braço NPC, reduzindo, assim, a distorção harmônica na corrente da rede

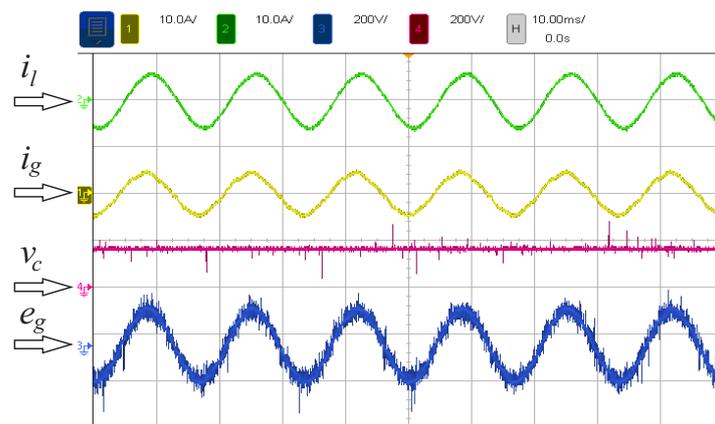


Figura 2.24: Resultados experimentais da configuração C2D32.

2.10.3 Conversor C3D33

Na Figura 2.27 são mostradas as correntes da rede e da carga, assim como as tensões gerada do lado da rede e no lado da carga para a topologia C3D33. Nota-se que as correntes da rede e da carga são controladas e apresentam o formato senoidal e as tensões geradas pelo conversor apresentam cinco níveis, pois são utilizados três braços de três níveis.

Na Figura 2.28 são mostradas as correntes da rede e da carga, tensão no barramento e a tensão gerada pelo conversor no lado da rede com a aplicação de um transitório de carga

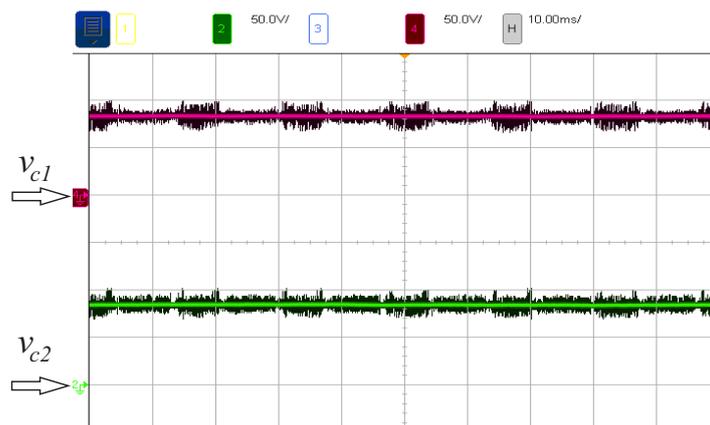


Figura 2.25: Resultados experimentais da configuração C2D32 - tensões nos capacitores do barramento CC.

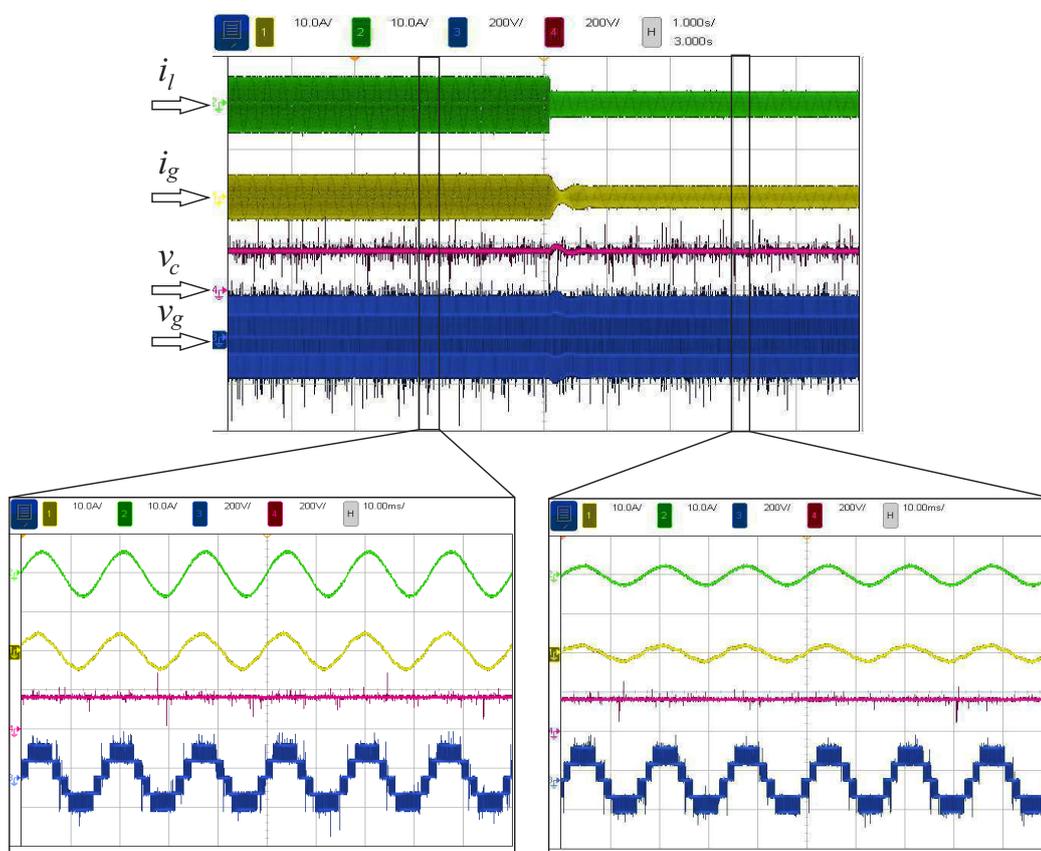


Figura 2.26: Resultados experimentais com transitório de carga da configuração C2D32.

de 400 VA para 300 VA. Após a aplicação do transitório, todas as variáveis são devidamente controladas. Nota-se que a tensão no barramento CC é controlada em seu valor de referência de 170 V, além disso observa-se uma redução na amplitude das correntes da rede e da carga devido a redução na potência da carga.

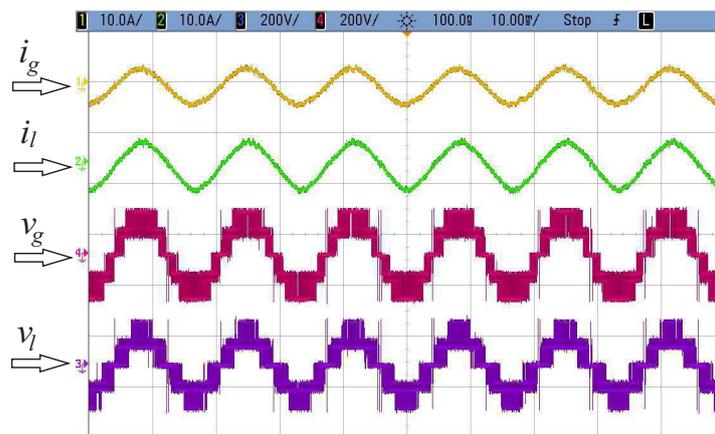


Figura 2.27: Resultados experimentais da configuração C3D33.

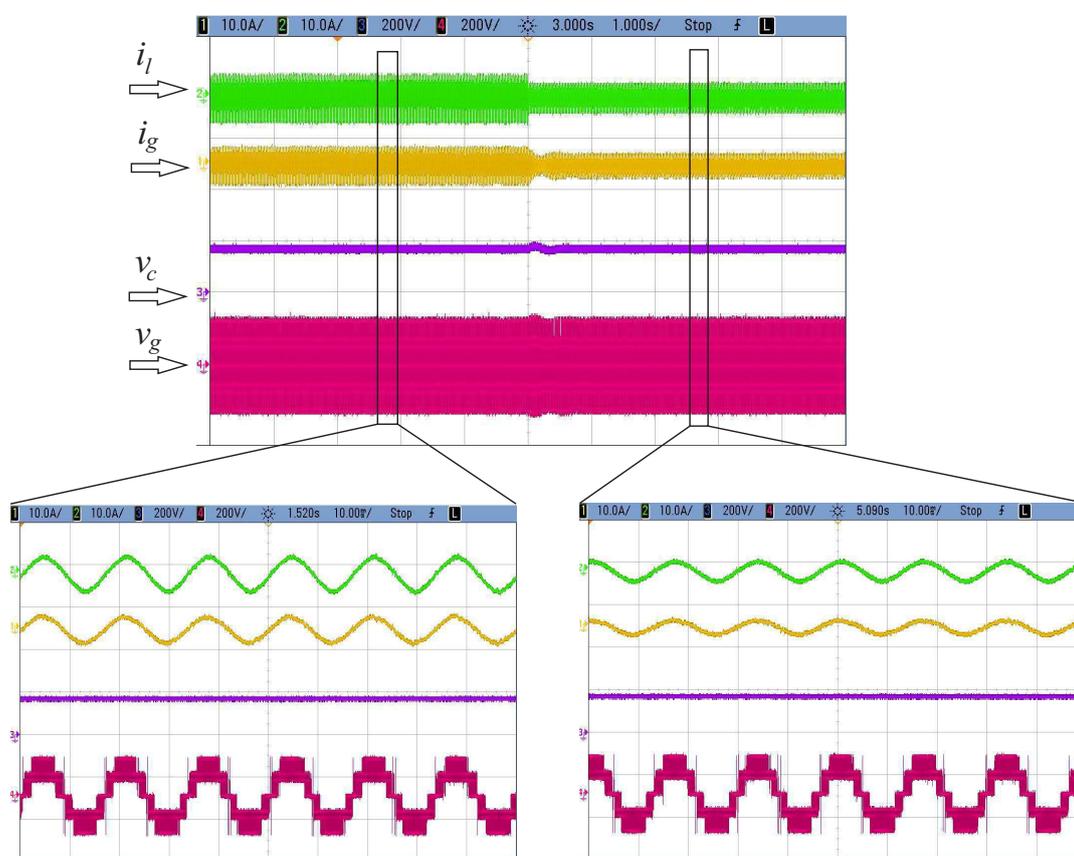


Figura 2.28: Resultados experimentais da configuração C3D33 - Transitório de carga.

2.11 Sumário de comparação entre as configurações

Uma comparação entre as configurações C2D22, C2D32, C232 e C3D33, tomando como base a configuração convencional C222 é mostrada na Tabela 2.16.

Nota-se que o número de chaves controladas da configuração proposta C2D32 é equiva-

lente ao da configuração convencional C222 e menor que as configurações C232 e C3D33. O menor número de chaves controladas é verificada na configuração C2D22. Os menores valores de corrente no barramento CC são observados nas configurações que utilizam apenas braços de dois níveis (C222 e C2D22) porque não há componente de 60 Hz nesta corrente. As configurações C2D32, C232 e C3D33 apresentam menores perdas devido ao fato de usarem braços do tipo NPC, que reduz os níveis de tensão sobre as chaves, reduzindo assim as perdas por chaveamento, para mesma frequência de chaveamento. A configuração C3D33 apresentou os menores valores de distorção harmônica e perdas nos semicondutores, devido ao uso de três braços do tipo NPC, desta forma existe a possibilidade de gerar tensões de cinco níveis tanto no lado da carga quanto do lado da rede.

Tabela 2.16: Comparação das configurações com a topologia C222.

	C2D22	C2D32	C232	C3D33
Número de chaves controladas	menor	igual	maior	maior
Valor RMS da corrente do barramento	igual	maior	maior	maior
Tensão no barramento CC	igual	igual	igual	igual
Distorção Harmônica	maior	maior	menor	menor
Perdas nos semicondutores para a mesma THD	maior	menor	menor	menor

2.12 Conclusões

Neste capítulo foram analisadas três topologias de conversores monofásicos CA-CC-CA de três braços com retificador semicontrolado. A primeira topologia é formada somente por braços de dois níveis, enquanto que a segunda topologia o braço compartilhado é do tipo NPC (multinível) e a terceira configuração é composta por três braços do tipo NPC, sendo o braço do lado do retificador do tipo NPC unidirecional.

Com base nas análises realizadas, a topologia C3D33 apresentou os melhores resultados, pois possui menor distorção harmônica, devido à geração de tensões multiníveis na entrada e saída do conversor proveniente da aplicação do braço NPC, além de apresentar uma redução nas perdas por chaveamento devido à redução dos níveis de tensão sobre as chaves dos braços multinível (NPC). Por outro lado, a topologia que garante uma maior redução nos custos é a configuração C2D22 que utiliza somente quatro chaves controladas, uma vez que as topologias convencional C222 e proposta C2D32 utilizam seis chaves controladas.

Em virtude do braço não controlado, nas configurações propostas a corrente da rede e a tensão gerada pelo inversor são sincronizadas com a tensão gerada pelo retificador. Além disso, a amplitude da tensão gerada pelo inversor deve ser menor ou igual à tensão gerada pelo retificador. Essas condições garantem um adequado funcionamento das configurações propostas, reduzindo as distorções das correntes na passagem pelo zero.

Foram desenvolvidas duas estratégias PWM, que foram a PWM vetorial e PWM baseado em portadoras de alta frequência. Para o PWM vetorial foi obtida a melhor sequência de vetores no qual os conversores apresentam menores distorções harmônicas e menores perdas. A sequência de vetores obtida foi igualmente utilizada na modulação PWM baseada em portadoras de alta frequência. As estratégias de controle propostas para as configurações foram devidamente utilizadas em plataforma de simulação e em bancada experimental, obtendo tensões e correntes senoidais e controladas para todas as configurações.

3

Retificador CA-CC Monofásico de Três Braços Semicontrolado

3.1 Introdução

Neste capítulo, um retificador monofásico de três braços utilizado em sistemas de alimentação monofásica a três fios é apresentado. O sistema de distribuição de três fios monofásico é bastante usado em países como EUA e Japão e é representado na Figura 3.1, onde é composto por duas tensões monofásicas defasadas de 180° uma da outra, para um sistema equilibrado. O retificador proposto para este sistema é baseado nos retificadores convencionais apresentados nas Figuras 3.2(a) e 3.2(b), chamados de retificador de três braços convencional e de dois braços convencional, respectivamente. O retificador proposto é composto de dois braços controlados e um braço não-controlado, como mostrado na Figura 3.2(c), e é chamado aqui de retificador de três braços semicontrolado. São estudados neste capítulo o modelo dinâmico da topologia, estratégias PWM e de controle. São também mostrados os resultados de simulação e experimentais do retificador proposto.

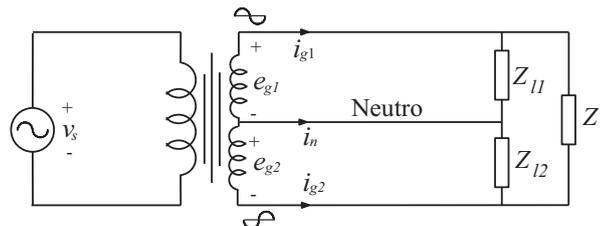


Figura 3.1: Sistema de alimentação monofásico de três fios.

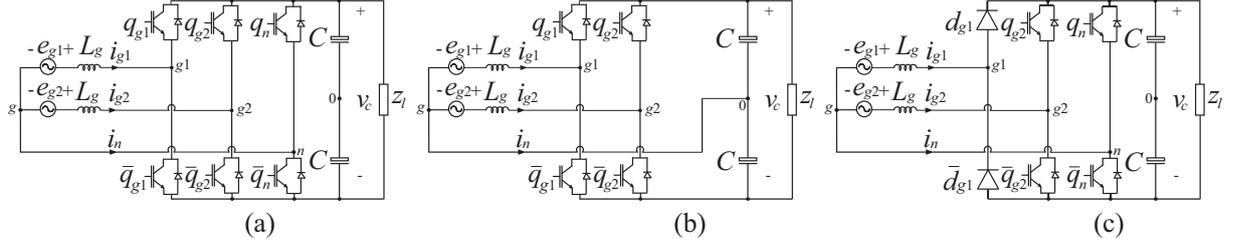


Figura 3.2: Configurações para sistemas de alimentação monofásico de três fios. (a) Configuração convencional de três braços. (b) Configuração convencional de dois braços. (c) Configuração proposta semicontrolada de três braços.

3.2 Modelo do Sistema

A configuração proposta é composta por dois braços controlados, formados pelas chaves q_{g2} e q_n e suas complementares \bar{q}_{g2} e \bar{q}_{gn} e um braço não controlado, formado pelos diodos d_{g1} e \bar{d}_{g1} . Além de dois filtros indutivos e um banco de capacitores.

A partir do sistema mostrado na Figura 3.2(c), as seguintes equações podem ser derivadas para as tensões dos retificadores (v_{g1} e v_{g2})

$$e_{gk} = (r_g + pl_g)i_{gk} + v_{gk} \quad (3.1)$$

$$i_n = -(i_{g1} + i_{g2}) \quad (3.2)$$

com

$$v_{gk} = v_{gk0} - v_{n0} \quad (3.3)$$

onde $k = 1, 2$, $p = d/dt$ e r_g e l_g representam a resistência e indutância dos filtros indutivos L_g , respectivamente. As correntes i_{gk} e i_n representam as correntes da rede e a corrente do neutro, respectivamente. As tensões e_{gk} representam as tensões da rede e v_{gk0} e v_{n0} representam as tensões de polo do retificador.

Devido à presença dos diodos, duas condições de operação são definidas de acordo com o sentido da corrente da rede.

- *Condição 1:* Se $i_{g1} \geq 0$:

Neste caso, o diodo d_{g1} está conduzindo a corrente i_{g1} e o diodo \bar{d}_{g1} está bloqueado.

Desta forma:

$$v_{g10} = \frac{v_c}{2}. \quad (3.4)$$

De (3.3), segue que

$$v_{n0} = \frac{v_c}{2} - v_{g1} \quad (3.5)$$

$$v_{g20} = v_{g2} + \frac{v_c}{2} - v_{g1}. \quad (3.6)$$

Uma vez que as tensões de polo v_{g20} e v_{n0} têm dois valores limites $-v_c/2$ e $v_c/2$, a partir da equação (3.5) e (3.6) as tensões de polo satisfazem esses limites se $0 \leq v_{g1} \leq v_c$ e $0 \leq v_{g1} - v_{g2} \leq v_c$, onde v_{g1} e v_{g2} são definidos por (3.3).

- *Condição 2: Se $i_{g1} < 0$:*

Para esta condição, o diodo \bar{d}_{g1} está diretamente polarizado e o diodo d_{g1} reversamente polarizado. Desta forma:

$$v_{g10} = -\frac{v_c}{2}. \quad (3.7)$$

Pela equação (3.3), segue que

$$v_{n0} = -\frac{v_c}{2} - v_{g1} \quad (3.8)$$

$$v_{g20} = v_{g2} - \frac{v_c}{2} - v_{g1}. \quad (3.9)$$

A partir das equações (3.8) e (3.9) as tensões de polo v_{n0} e v_{g20} satisfazem seus limites de operação se $-v_c \leq v_{g1} \leq 0$ e $-v_c \leq v_{g1} - v_{g2} \leq 0$.

Devido ao uso do braço $g1$ formado somente por dois diodos, a operação do retificador sem a distorção da corrente pela passagem pelo zero pode ser obtida se a corrente i_{g1} tiver a mesma fase da tensão v_{g1} .

3.3 Estratégia PWM

As tensões de referência v_{g1}^* e v_{g2}^* são fornecidas pelos controladores de corrente, conforme será mostrado na seção 3.4. Assumindo a condição de operação definida pelas equações (3.1) a (3.9), as tensões de polo de referência v_{g20}^* e v_{n0}^* são dadas por

- *Condição 1: $i_{g1}^* \geq 0$:*

$$v_{n0}^* = \frac{v_c}{2} - v_{g1}^* \quad (3.10)$$

$$v_{g20}^* = v_{g2}^* + \frac{v_c}{2} - v_{g1}^* \quad (3.11)$$

- Condição 2: $i_{g1}^* < 0$:

$$v_{n0}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{g1}^* \quad (3.12)$$

$$v_{g20}^* = v_{g2}^* - \frac{v_c^*}{2} - v_{g1}^*. \quad (3.13)$$

Uma vez que as tensões de polo são determinadas, os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos por meio da comparação das tensões de polo de referência com uma onda triangular de alta frequência, como mostrado na Figura 3.3.

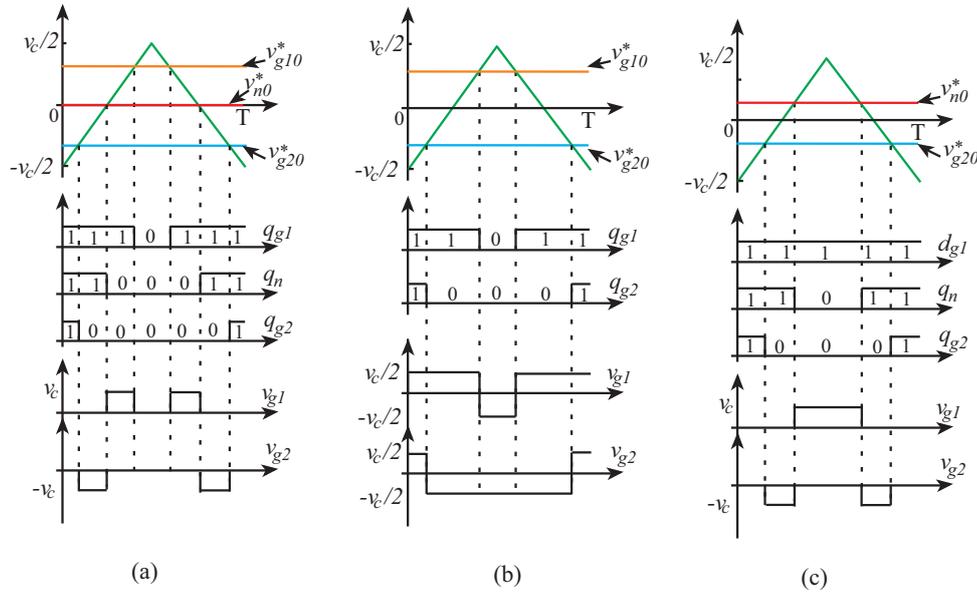


Figura 3.3: Tensões geradas pela comparação das tensões de referência com uma onda triangular de alta frequência. (a) Configuração de três braços convencional. (b) Configuração de dois braços convencional. (c) Configuração proposta.

3.4 Estratégia de Controle

Na Figura 3.4 é mostrado o diagrama de controle do retificador proposto. Um controlador PI convencional (bloco R_c) é usado para controlar a tensão do barramento capacitivo (v_c) no seu valor de referência (v_c^*). Este controlador fornece a amplitude da corrente da rede de referência I_g^* . Então, a corrente da rede de referência i_{gk}^* é sincronizada com a tensão gerada no retificador v_{gk} . A sincronização é feita utilizando um bloco G_{syn} que usa uma estratégia PLL. A tensão de referência v_{gk}^* é obtida usando um controlador de dupla sequência, indicado pelo bloco R_i (JACOBINA et al., 2001a). O bloco PWM processa as tensões de referência para definir o sinal de gatilho das chaves.

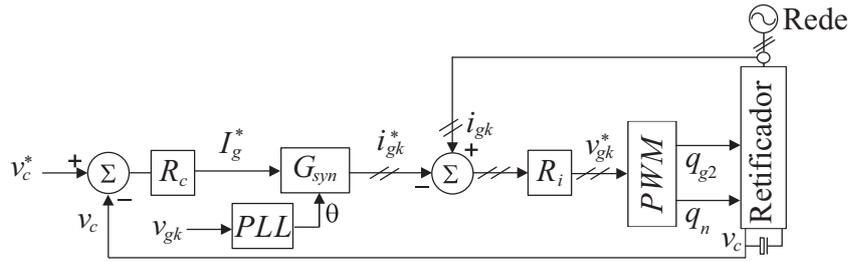


Figura 3.4: Diagrama de controle da configuração proposta.

3.5 Tensão no Barramento

3.5.1 Especificação da Tensão no Barramento

A partir do sistema mostrado na Figura 3.2(c), as tensões de polo do retificador são chaveadas entre os valores $-v_c/2$ e $v_c/2$. A partir das equações (3.1)-(3.3), as tensões geradas pelo retificador v_{g1} e v_{g2} são moduladas entre os valores $-v_c$ e v_c . Para a correta operação do retificador, as tensões de referência são moduladas corretamente se a tensão do barramento capacitivo for maior ou igual a $v_{g1}^* - v_{g2}^*$, isto é, $v_c \geq v_{g1}^* - v_{g2}^*$. Uma análise similar é obtida para as configurações convencionais.

3.5.2 Corrente no Barramento Capacitivo

Na Figura 3.5 são mostrados os espectros da corrente no barramento CC para as configurações convencionais e proposta. Esses resultados foram obtidos utilizando os parâmetros listados na Tabela 3.1 e com o sistema desbalanceado, ou seja, com o retificador do braço $g1$ processando 60% da potência total do conversor e os outros 40% são processados pelo retificador do braço $g2$. Desta maneira, a corrente do neutro será diferente de zero. Note que para a configuração de dois braços, existe uma componente de 60 Hz na corrente do capacitor, porque a corrente do neutro é diferente de zero.

Na Tabela 3.2 são mostrados os valores RMS da corrente no barramento capacitivo $i_{c,rms}^{Total}$. Também são mostrados os valores para componentes de baixa ordem $i_{c,rms}^{LO}$ (frequência menor que 150 Hz) e o valor RMS para as componentes de alta ordem $i_{c,rms}^{HO}$ (frequência maior que 3 kHz), calculadas a partir dos harmônicos mostrados na Figura 3.5. Devido a presença da componente de 60 Hz verificada na configuração convencional de dois braços, ocorre um incremento de aproximadamente 8,6% no valor da corrente de baixa ordem do barramento

Tabela 3.1: Parâmetros utilizados nas análises.

Parâmetros	Valor
Tensão do barramento	350 V
Tensão da rede (RMS)	120 V
Potência no conversor	2,5 kVA
Frequência de chaveamento	10kHz
Índice de modulação	0,9
r_g	0,1 Ω
l_g	2 mH

capacitivo e um incremento de 4,6% na corrente total da configuração de dois braços quando comparado com as configurações de três braços. Para um sistema balanceado, as correntes nos barramentos capacitivos são iguais.

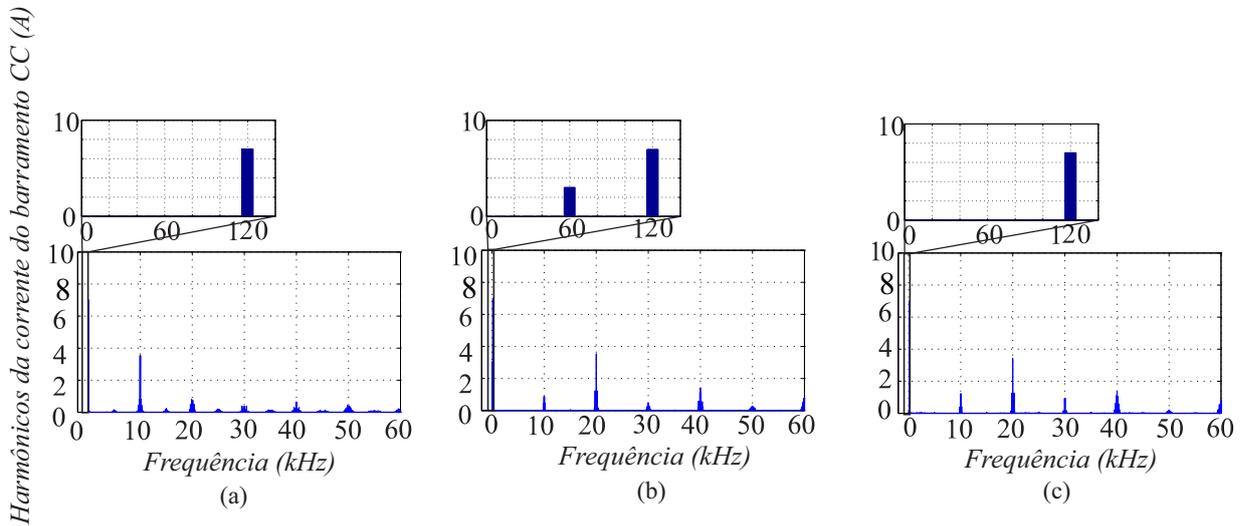


Figura 3.5: Espectros harmônicos da corrente do barramento. (a) Configuração proposta. (b) Configuração convencional de dois braços. (c) Configuração convencional de três braços.

Tabela 3.2: Valor RMS da corrente no barramento capacitivo.

	Proposta	Convencional de três braços	Convencional de dois braços
$i_{c,rms}^{Total}$	6,54 A	6,54 A	6,81 A
$i_{c,rms}^{LO}$	4,95 A	4,95 A	5,38 A
$i_{c,rms}^{HO}$	4,27 A	4,28 A	4,17 A

3.6 Distorção Harmônica

A análise de distorção harmônica é feita por meio da análise de THD e WTHD, mostrados nas equações (2.26) e (2.27), respectivamente. Os parâmetros utilizados para a análise

são listados na Tabela 3.1 e foram realizadas com carga equilibrada. Na Tabela 3.3 são mostrados os valores da WTHD das tensões geradas pelo retificador (v_{gk} e v_{g12}) e na Tabela 3.4 são mostrados os valores da THD das correntes i_{g1} e i_{g2} para todas as configurações analisadas neste capítulo. O valor de WTHD determina a distorção harmônica da corrente da rede. Nota-se que a WTHD das tensões geradas (v_{gk}) é menor para a configuração convencional de três braços, porque essas tensões são moduladas apenas por braços controlados, podendo obter maiores combinações de chaveamento. Para a configuração proposta, devido ao uso do diodo, a tensão v_{g1} é modulada por um braço não controlado e um braço controlado mas por outro lado a tensão v_{g2} é modulada por dois braços controlados, como mostrado na Figura 3.3. Uma análise similar é feita para a tensão de linha v_{g12} dos retificadores. A mesma análise realizada para a WTHD mostrados na Tabela 3.3 pode ser feita para os valores calculados da THD mostrados na Tabela 3.4.

Tabela 3.3: Valores da WTHD das tensões geradas.

	Proposta	Convencional de três braços	Convencional de dois braços
v_{g1}	0,70%	0,62%	0,65%
v_{g2}	0,42%	0,62%	0,65%
v_{g12}	0,33%	0,19%	0,20%

Tabela 3.4: Valores da THD das correntes da rede.

	Proposta	Convencional de três braços	Convencional de dois braços
i_{g1}	2,56%	1,83%	2,2%
i_{g2}	1,51%	1,83%	2,2%

3.7 Perdas nos Semicondutores

A estimação de perdas nos semicondutores são calculadas usando as equações (2.28)-(2.29), como apresentado em (CAVALCANTI et al., 2003).

Na Tabela 3.5 são mostrados os valores das perdas nos semicondutores (como porcentagem da potência da carga) para a configuração proposta e configurações convencionais. As perdas mostradas na tabela são: a) perdas de condução (P_{cd}), b) perdas de chaveamento (P_{ch}) e c) perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$). Os parâmetros utilizados são listados na Tabela 3.1 com o sistema equilibrado.

As perdas totais na configuração proposta são aproximadamente 35% menores que as

perdas da configuração convencional de três braços e 27% menor que as perdas da configuração convencional de dois braços. Esta redução é principalmente devido à redução das perdas de chaveamento, porque as perdas de chaveamento no braço à diodos pode ser consideradas desprezíveis. Para o sistema desbalanceado, as menores perdas nos semicondutores ainda são verificadas para a configuração proposta.

Na Tabela 3.6 são mostradas as perdas para a mesma distorção harmônica da corrente i_{g1} , ou seja, foram igualadas as distorções harmônicas da configuração proposta e convencional de dois braços com a configuração convencional de três braços operando com 10 kHz. As frequências de chaveamento da configuração proposta foi aumentada para, aproximadamente, 13,5 kHz e para a configuração convencional de dois braços para 12 kHz. Nota-se que apesar do aumento da frequência de chaveamento, a configuração proposta ainda apresenta as menores perdas, por outro lado, a configuração que apresentou o pior desempenho foi a convencional de dois braços.

Tabela 3.5: Estimação de perdas nos semicondutores com a mesma frequência de chaveamento.

Configurações	Perdas	Braços			Total	P_t
		$g1$	$g2$	n		
Configuração proposta	P_{cd}	0,52%	0,52%	0,0%	1,04%	3,27%
	P_{ch}	0,0%	1,72%	0,50%	2,23%	
Convencional de três braços	P_{cd}	0,52%	0,52%	0,0%	1,04%	5,04%
	P_{ch}	1,72%	1,72%	0,52%	4,00%	
Convencional de dois braços	P_{cd}	0,52%	0,52%	—	1,04%	4,51%
	P_{ch}	1,72%	1,72%	—	3,47%	

Tabela 3.6: Estimação de perdas nos semicondutores com a mesma distorção harmônica.

Configurações	Perdas	Braços			Total	P_t
		$g1$	$g2$	n		
Configuração proposta	P_{cd}	0,52%	0,52%	0,0%	1,04%	4,12%
	P_{ch}	0,0%	2,39%	0,69%	3,08%	
Convencional de três braços	P_{cd}	0,52%	0,52%	0,0%	1,04%	5,04%
	P_{ch}	1,72%	1,72%	0,52%	4,00%	
Convencional de dois braços	P_{cd}	0,52%	0,52%	—	1,04%	5,16%
	P_{ch}	2,06%	2,06%	—	4,12%	

3.8 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas utilizando o *software PSIM*[®] para demonstrar a viabilidade da topologia proposta e suas vantagens. Os parâmetros utilizados são listados na Tabela 3.1.

Na Figura 3.6 são mostrados os resultados de simulação do retificador proposto. Nota-se que todos os parâmetros estão devidamente controlados e estabilizados, isto é, o sistema de controle garante a corrente da rede senoidal [Figura 3.6(a)] e a tensão do barramento capacitivo controlada em seu valor de referência de 350 V [Figura 3.6(f)]. A corrente do neutro é aproximadamente zero porque as correntes da rede são 180 graus defasadas entre si e o sistema é balanceado [Figura 3.6(b)]. As tensões da rede são mostradas na Figura 3.6(c). As tensões geradas são mostradas nas Figuras 3.6(d) e 3.6(e). Nota-se que a corrente da rede é sincronizada com a tensão gerada pelo retificador e o fator de potência é aproximadamente 0,94.

Por fim, na Figura 3.7 são mostrados os resultados de simulação do retificador proposto com o sistema desbalanceado. Neste resultado, o retificador do braço $g1$ processa 60% da potência total enquanto que os outros 40% são processados pelo retificador do braço $g2$. Pode-se notar que a amplitude da corrente i_{g1} é maior que a amplitude da corrente i_{g2} , devido ao fato do retificador do braço $g1$ processar mais potência, como pode ser visto na Figura 3.7(a). Também é observado que, para este caso, a corrente i_n é diferente de zero, devido ao desbalanceamento do retificador, como pode ser visualizado na Figura 3.7(b).

3.9 Resultados Experimentais

O retificador proposto foi montada no laboratório com o uso de *drivers* de potência da SEMIKRON (SKHI23). Para o processamento do sinal, foi utilizado um Processador Digital de Sinais (DSP) TMS320F28335 conectado aos sensores para o processamento das correntes e tensões do conversor. A frequência de chaveamento do retificador, potência da carga, tensão da rede e tensão do barramento são iguais a 10 kHz, 700 VA, 60 Vrms e 170 V, respectivamente.

Na Figura 3.8(a) são mostradas as correntes da rede (i_{g1} e i_{g2}) e as tensões geradas pelo retificador (v_{g1} e v_{g2}) e na Figura 3.8(b) são mostradas as correntes da rede (i_{g1} e i_{g2})

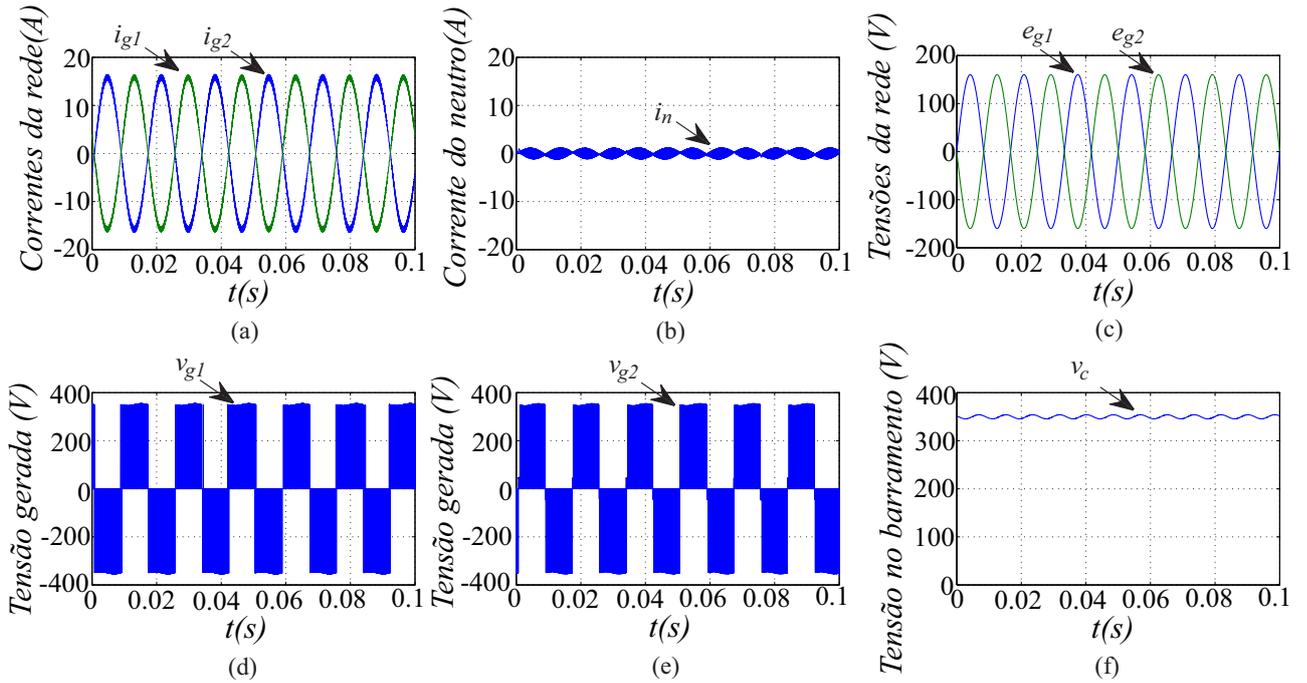


Figura 3.6: Resultados de simulação da configuração proposta. (a) Correntes da rede (i_{gk}). (b) Corrente no neutro (i_n). (c) Tensões da rede (e_{gk}). (d) Tensão gerada (v_{g1}). (e) Tensão gerada (v_{g2}). (f) Tensão do barramento (v_c).

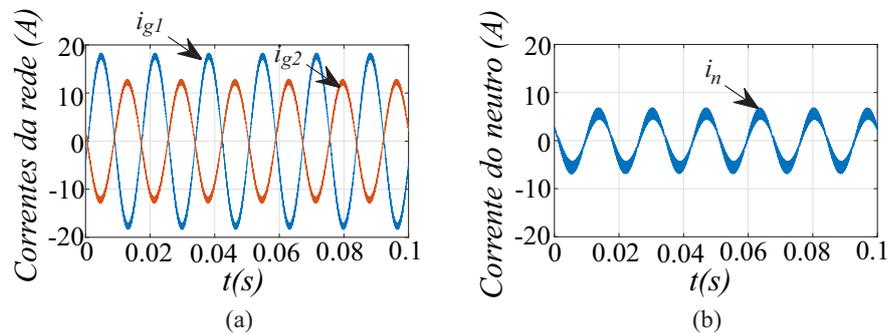


Figura 3.7: Resultados de simulação da configuração proposta com sistema desbalanceado. (a) Correntes da rede (i_{gk}). (b) Corrente no neutro (i_n).

e as tensões da rede (e_{g1} e e_{g2}) para o sistema balanceado. Nota-se que as correntes são sincronizadas com as suas respectivas tensões geradas. As correntes estão defasadas de 180 graus uma da outra e o mesmo ocorre para as tensões geradas (v_{g1} e v_{g2}) e tensões da rede (e_{g1} e e_{g2}). Apesar de não ter fator de potência unitário, o fator de potência é próximo da unidade, com valor de aproximadamente 0,93.

Na Figura 3.9 são mostradas as correntes da rede sincronizadas com as tensões geradas pelo retificador e com as tensões da rede. É possível notar que com a sincronização das correntes da rede com as tensões geradas pelo retificador ocorre a eliminação da distorção

da corrente pela passagem pelo zero, como mostrado na Figura 3.9(b).

Um último conjunto de resultados experimentais é mostrado na Figura 3.10. São mostrados um resultado com um transitório de carga (a potência da carga variando de 700 VA para 500 VA) com o sistema balanceado [Figura 3.10(a)] e com o sistema desbalanceado [Figura 3.10(b)], isto é, com o retificador $g1$ processando 60% da potência total e os outros 40% sendo processados pelo retificador $g2$. Nota-se que todas as variáveis são devidamente controladas após o transitório e que a tensão do barramento capacitivo teve uma pequena oscilação, mas foi devidamente controlada para ambos os casos. Também pode ser notado, que para o sistema balanceado, a corrente do neutro é igual a zero ($i_n = 0$) e para o sistema desbalanceado a corrente do neutro é diferente de zero ($i_n \neq 0$). Como o esperado, com a redução da potência da carga, as amplitudes das correntes são reduzidas.

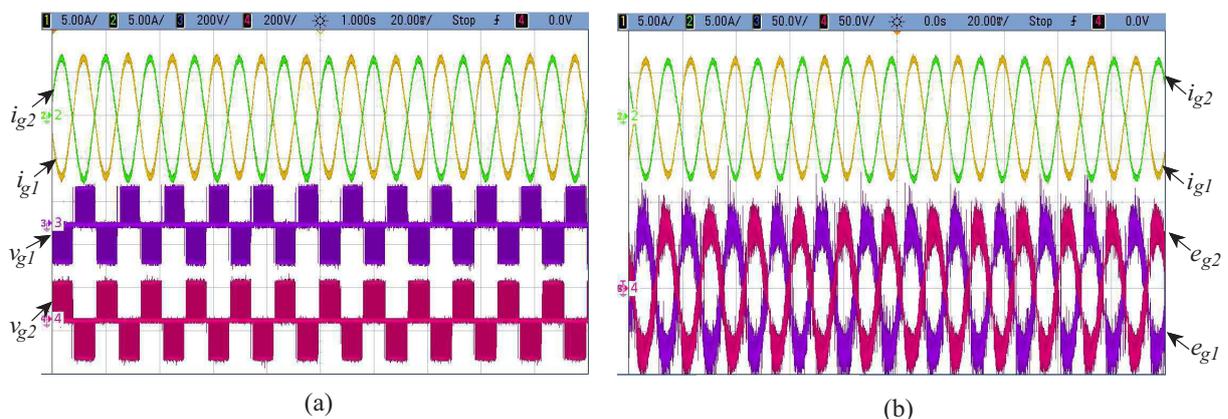


Figura 3.8: Resultados experimentais da configuração proposta. (a) Correntes da rede e tensões geradas. (b) Correntes da rede e tensões da rede.

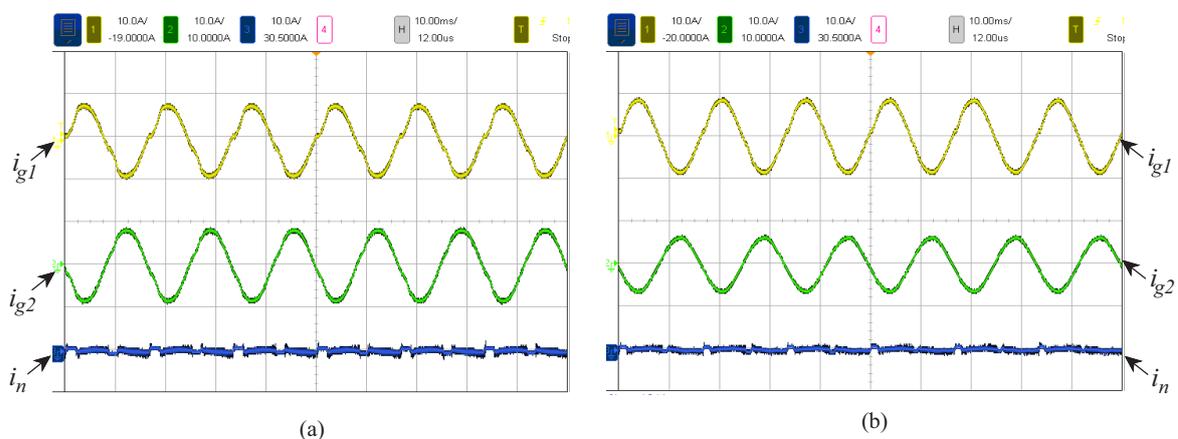
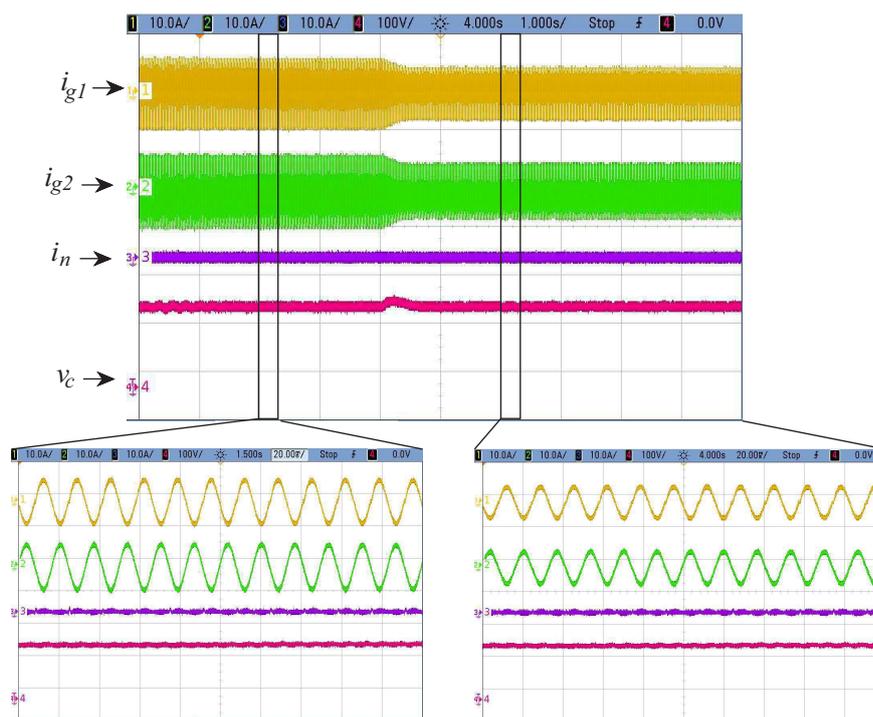
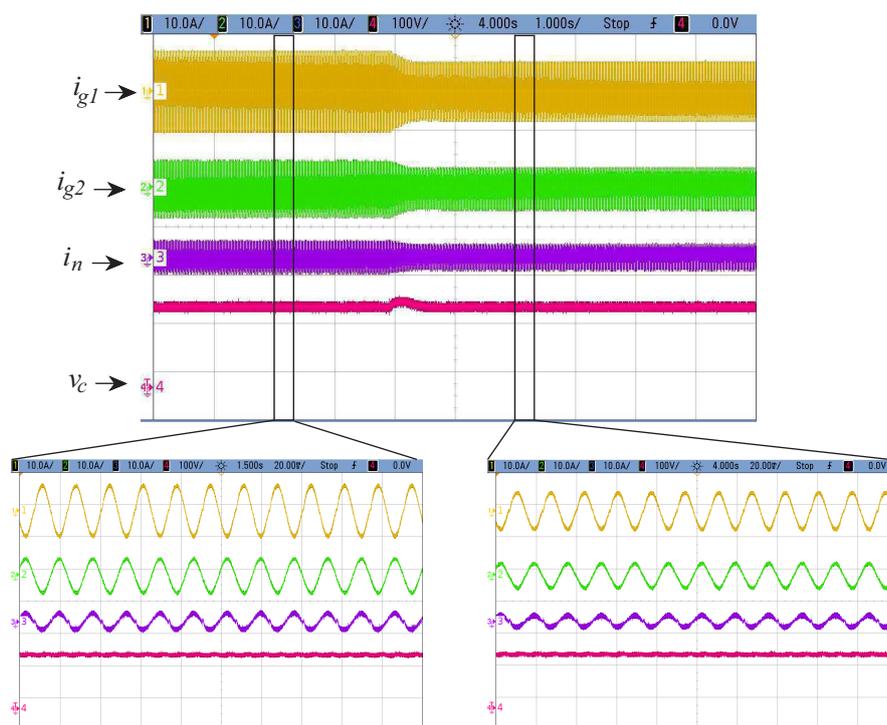


Figura 3.9: Resultados experimentais da configuração proposta. (a) Correntes da rede sincronizada com as tensões da rede. (b) Correntes da rede sincronizadas com as tensões gerada.



(a)



(b)

Figura 3.10: Resultados experimentais com transitório de carga. (a) Correntes da rede e tensão do barramento para o sistema balanceado. (b) Correntes da rede e tensão do barramento para o sistema desbalanceado.

3.10 Conclusões

Um novo retificador monofásico de três braços semicontrolado para ser usado em sistemas de distribuição monofásica de três fios foi proposto. Este retificador é composto por um retificador unidirecional, usando quatro chaves controladas e dois diodos. Métodos de sincronização, estratégia PWM e de controle foram propostos, nos quais permitem uma correta operação do retificador.

Quando comparado com a configuração monofásica de três braços, o retificador proposto apresenta como principal vantagem a redução de custos, devido à utilização de um menor número de chaves controladas e quando comparado com a configuração de dois braços, a configuração proposta apresenta uma redução nas perdas dos semicondutores e um controle do sistema desbalanceado sem a adição de componentes de baixa harmônica (em 60 Hz) no barramento capacitivo.

O modelo do sistema e a estratégia de controle do sistema foram apresentados. Os resultados de simulação e experimentais foram também apresentados mostrando que o retificador funciona adequadamente.

4

Conversor Trifásico CA-CC-CA com Retificadores Semicontrolados

4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada uma configuração de conversor trifásico CA-CC-CA baseada na configuração monofásica de três braços com retificador semicontrolado (C2D22). O conversor proposto é formado por três conversores C2D22, um em cada fase, sendo chamado de TT3C2D22. O conversor analisado será comparado ao conversor trifásico *back-to-back* convencional de seis braços controlados, e com o conversor convencional trifásico que utiliza um retificador Viena unidirecional (KIM et al., 2011, KOLAR e ZACH, 1997, BURGOS et al., 2008, HANG et al., 2014) conforme mostrado nas Figuras 4.1 e 4.2, respectivamente. Para a topologia proposta será apresentado o modelo dinâmico da topologia e as estratégias PWM e de controle. Serão também mostrados resultados de simulação e experimentais.

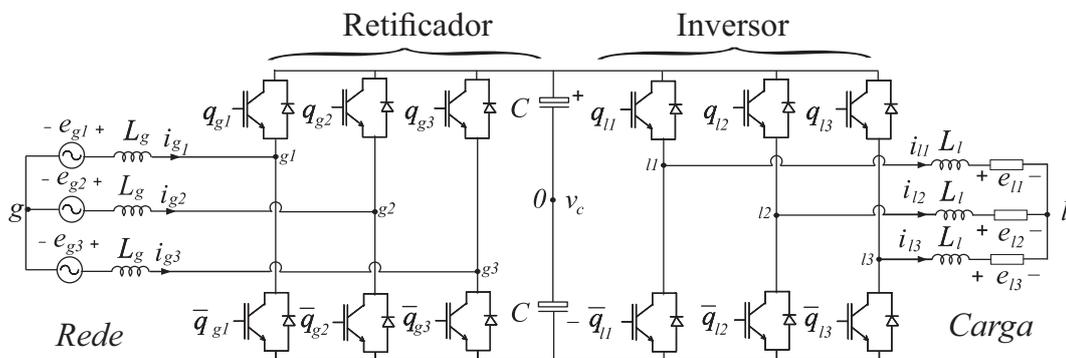


Figura 4.1: Conversor trifásico *back-to-back* convencional.

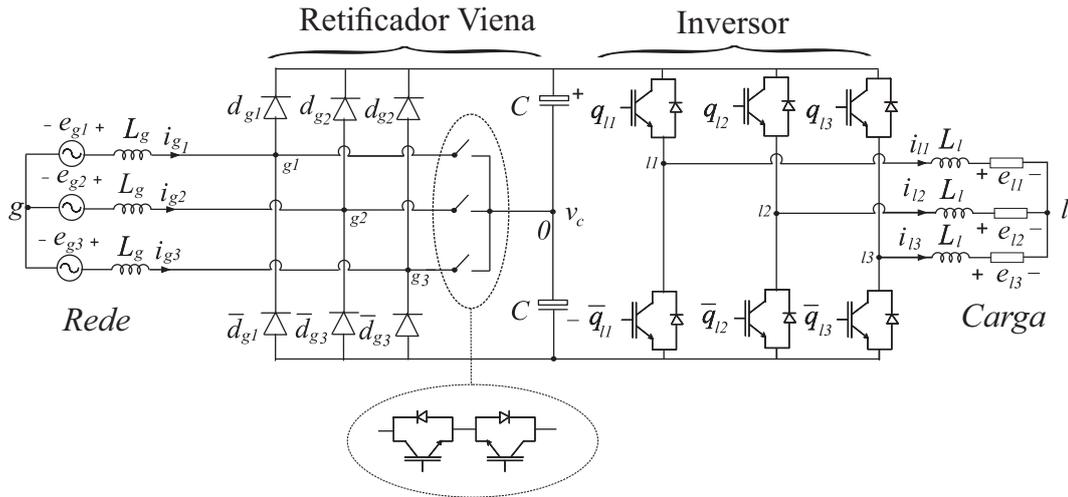


Figura 4.2: Conversor trifásico convencional unidirecional com retificador Viena.

4.2 Conversor TT3C2D22

O conversor TT3C2D22 é mostrado na Figura 4.3. A configuração é composta de nove braços, sendo seis braços controlados com um total de doze chaves controladas ($q_{s1}, \bar{q}_{s1}, q_{s2}, \bar{q}_{s2}, q_{s3}, \bar{q}_{s3}, q_{l1}, \bar{q}_{l1}, q_{l2}, \bar{q}_{l2}, q_{l3}, \bar{q}_{l3}$) e três braços não-controlados, no lado do retificador, com seis diodos ($d_{g1}, \bar{d}_{g1}, d_{g2}, \bar{d}_{g2}, d_{g3}, \bar{d}_{g3}$). É composto também por três barramentos CC, três filtros indutivos L_g no lado da rede e três filtros RLC no lado da carga (composto pelo capacitor C_l e indutância L_l), um para cada fase.

4.2.1 Modelo do Sistema

A partir do modelo do conversor proposto equivalente mostrado na Figura 4.4, as tensões geradas no lado da rede (v_{g1}, v_{g2} e v_{g3}) e no lado da carga (v_{l1}, v_{l2} e v_{l3}), para cada conversor monofásico, podem ser determinadas de acordo com as seguintes equações, onde $k = 1, 2, 3$:

$$e_{gk} = (r_g + pl_g)i_{gk} + v_{gk} \quad (4.1)$$

$$e_{lk} = -(r_l + pl_l)i_{lk} + v_{lk} \quad (4.2)$$

$$i_{gk} = i_{sk} + i_{lk} \quad (4.3)$$

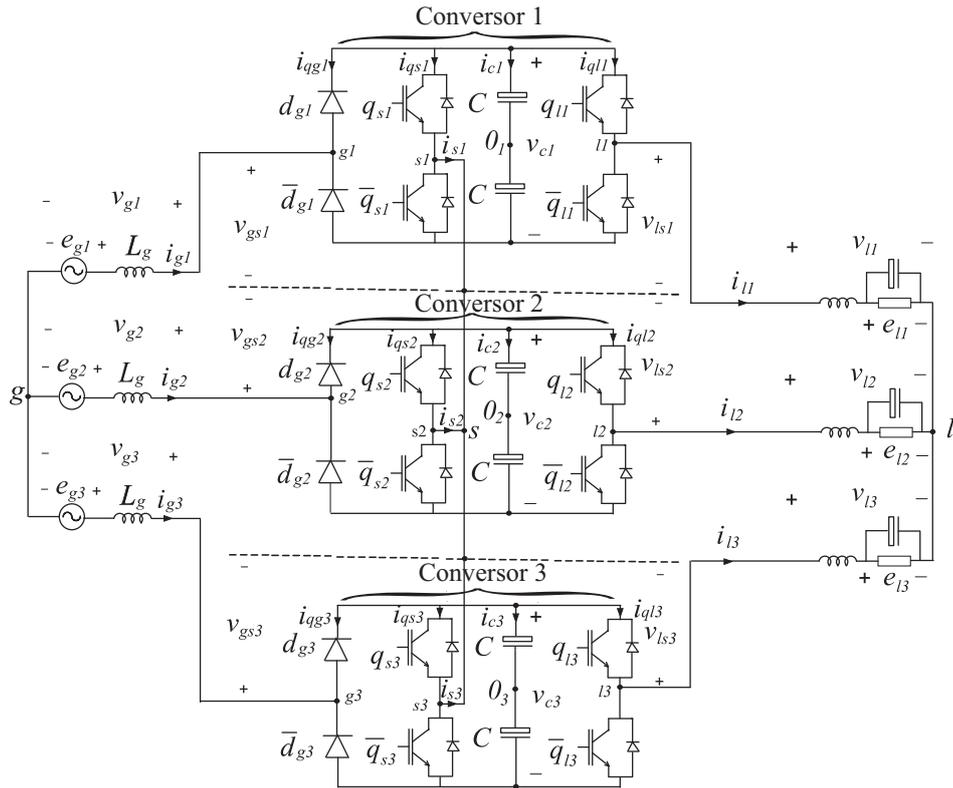


Figura 4.3: Diagrama elétrico que representa o conversor trifásico a partir de três conversores monofásicos semicontrolados de três braços - configuração TT3C2D22.

com

$$v_{gk} = v_{gsk} - v_{gs} \quad (4.4)$$

$$v_{lk} = v_{lsk} - v_{ls} \quad (4.5)$$

$$v_{gsk} = v_{gk0_k} - v_{sk0_k} \quad (4.6)$$

$$v_{lsk} = v_{lk0_k} - v_{sk0_k} \quad (4.7)$$

onde $p = d/dt$, r_g e r_l são as resistências do filtro indutivo do lado da rede e da carga, respectivamente, l_g e l_l são as indutâncias de L_g e L_l , respectivamente. As correntes da rede, da carga e do braço compartilhado são representadas, respectivamente, pelas variáveis i_{gk} , i_{lk} e i_{sk} . As tensões e_{gk} e e_{lk} representam as tensões da rede e da carga, respectivamente e v_{gk0_k} , v_{lk0_k} e v_{sk0_k} representam as tensões de polo para o braço do lado da rede, braço do lado da carga e o braço compartilhado, respectivamente. A tensão v_{gs} representa a diferença de potencial entre o ponto neutro da rede trifásica (ponto g) e o ponto neutro entre os braços compartilhados (ponto s) e a tensão v_{ls} representa a diferença da potencial entre o ponto neutro da carga trifásica (ponto l) e o ponto neutro entre os braços compartilhados (ponto

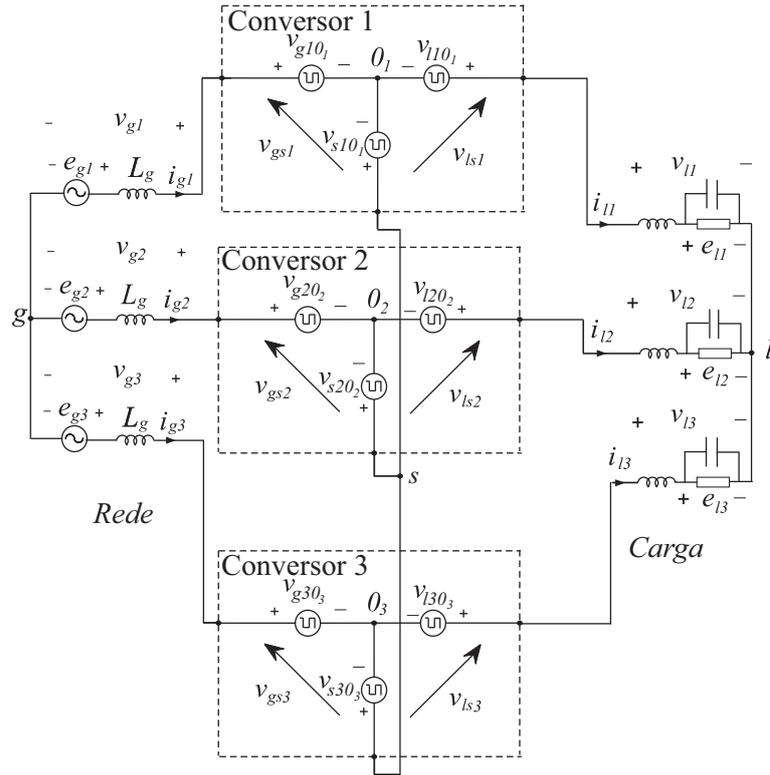


Figura 4.4: Modelo equivalente que representa o conversor trifásico a partir de três conversores monofásicos semicontrolados de três braços - configuração TT3C2D22.

s).

Quando o sistema é balanceado, as tensões v_{gs} e v_{ls} podem ser dadas por:

$$v_{gs} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{gsk} \tag{4.8}$$

$$v_{ls} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{lsk}. \tag{4.9}$$

Como o conversor é formado por três braços a diodos no lado da rede, para garantir corrente senoidal no circuito de entrada (retificador) duas condições de operação para o conversor deve ser satisfeita, que são:

- *Condição 1:* $i_{gk} \geq 0$:

Para este caso, os diodos d_{gk} conduzem as correntes i_{gk} , pois, encontram-se diretamente polarizados e o diodos \bar{d}_{gk} estão reversamente polarizados. Desta forma:

$$v_{gk0k} = \frac{v_{ck}}{2}. \tag{4.10}$$

A partir das equações (4.6) e (4.7), têm-se as seguintes equações das tensões de polo dos braços controlados:

$$v_{sk0k} = \frac{v_{ck}}{2} - v_{gsk} \quad (4.11)$$

$$v_{lk0k} = v_{lsk} + \frac{v_{ck}}{2} - v_{gsk}. \quad (4.12)$$

As tensões de polo v_{gk0k} , v_{sk0k} e v_{lk0k} têm dois valores limites $-v_{ck}/2$ e $v_{ck}/2$, então a partir das equações (4.11) e (4.12) as tensões de polo dos braços controlados satisfazem esses limites se $0 \leq v_{gsk} \leq v_{ck}$ e $0 \leq v_{gsk} - v_{lsk} \leq v_{ck}$, com v_{gsk} e v_{lsk} definidas por (4.4) e (4.5), respectivamente.

- *Condição 2: $i_{gk} < 0$:*

Para esta condição, os diodos \bar{d}_{gk} estão diretamente polarizados e os diodos d_{gk} estão reversamente polarizados, assim as correntes são conduzidas pelos diodos \bar{d}_{gk} , desta forma, tem-se as seguintes equações:

$$v_{gk0k} = -\frac{v_{ck}}{2}. \quad (4.13)$$

Pelas equações (4.6) e (4.7), têm-se que:

$$v_{sk0k} = -\frac{v_{ck}}{2} - v_{gsk} \quad (4.14)$$

$$v_{lk0k} = v_{lsk} - \frac{v_{ck}}{2} - v_{gsk}. \quad (4.15)$$

De acordo com as equações (4.14) e (4.15), as tensões de polo v_{sk0k} e v_{lk0k} satisfazem os limites de operação se $-v_{ck} \leq v_{gsk} \leq 0$ e $-v_{ck} \leq v_{gsk} - v_{lsk} \leq 0$.

Para uma correta operação do conversor e para garantir uma redução na distorção na passagem pelo zero, além de satisfazer as condições anteriores a corrente da rede e a tensão do inversor devem ser sincronizadas com a tensão gerada pelo retificador e a amplitude da tensão gerada no inversor (V_l) deve ser menor ou igual a amplitude da tensão gerada no retificador (V_g), ou seja, $V_l \leq V_g$.

4.2.2 Estratégias PWM

Da mesma forma que foram apresentadas as estratégias PWM (PWM Vetorial e PWM baseada em portadores de alta frequência) da configuração C2D22, pode-se fazer para a

configuração trifásica TT3C2D22. A sequência de vetores encontrada na modulação PWM Vetorial para cada conversor monofásico da configuração trifásica pode ser emulada na estratégia PWM baseada em portadoras de alta frequência.

PWM Vetorial

A partir das tensões v_{gk} e v_{lk} fornecidas em cada configuração C2D22, pode-se gerar um plano vetorial $v_g \times v_l$. O vetor que define o diagrama vetorial é definido por:

$$\vec{v}_{nk} = v_{gk} + jv_{lk} \quad (4.16)$$

com $n = 0, 1, \dots, 7$. O plano vetorial para cada fase k é igualmente definido pela Figura 2.4 e os mesmos vetores encontrados para a configuração C2D22 (Tabela 2.1), pode ser utilizado para cada fase k da configuração TT3C2D22. O que garante que a mesma sequência de vetores encontrada para a configuração C2D22, conforme mostrada na Tabela 2.2, é aplicada em cada fase da configuração proposta TT3C2D22. As formas de onda das tensões geradas pelos conversores no lado da rede (v_{gk}) e no lado da carga (v_{lk}), respectivamente, são ilustradas na Figura 4.5. Observa-se que no lado da rede é possível gerar uma tensão multinível com os níveis de tensão bem definidos o que proporciona uma redução da distorção harmônica, como será mostrado na seção 4.6.

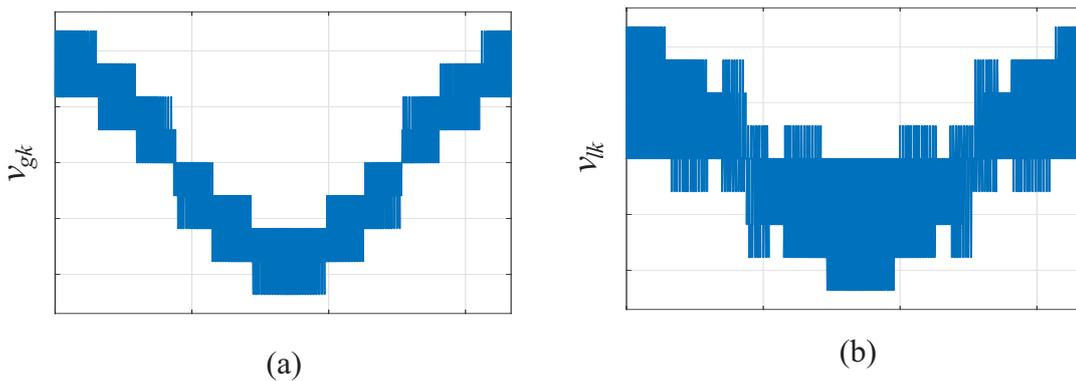


Figura 4.5: Tensões geradas da configuração TT3C2D22.

PWM Baseada em Portadoras de Alta Frequência

As tensões de referência geradas no lado da rede e no lado da carga v_{g1}^* e v_{g2}^* e v_{l1}^* e v_{l2}^* são fornecidas pelos controladores. Como três tensões de polo dos braços não-controlados

são definidas de acordo com o sentido da corrente, para adequada modulação da topologia proposta ainda é necessário adicionar duas tensões auxiliares para determinar as seis tensões de polo de referência do conversor. A partir das equações (4.4) e (4.5), pode-se ter as seguintes equações para as tensões de referências:

$$v_{gk}^* = v_{gsk}^* - v_{gs}^* \quad (4.17)$$

$$v_{lk}^* = v_{lsk}^* - v_{ls}^* \quad (4.18)$$

Então

$$v_{gsk}^* = v_{gk}^* + v_{gs}^* \quad (4.19)$$

$$v_{lsk}^* = v_{lk}^* + v_{ls}^* \quad (4.20)$$

onde v_{gs}^* e v_{ls}^* são as tensões auxiliares de referência do conversor.

As tensões v_{gs}^* e v_{ls}^* podem ser calculadas a partir dos seus valores máximos e mínimos, que são dadas pelas seguintes equações:

$$v_{gs,max}^* = v_c^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.21)$$

$$v_{gs,min}^* = -v_c^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.22)$$

$$v_{ls,max}^* = v_c^* - \max\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\} \quad (4.23)$$

$$v_{ls,min}^* = -v_c^* - \min\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\} \quad (4.24)$$

onde $v_c^* = v_{c1}^* = v_{c2}^* = v_{c3}^*$ são as tensões de referência para os barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3.

Introduzindo as variáveis μ_{gs} e μ_{ls} , para a normalização das variáveis auxiliares, onde $0 \leq \mu_{gs} \leq 1$ e $0 \leq \mu_{ls} \leq 1$, tem-se que:

$$v_{gs}^* = \mu_{gs} v_{gs,max}^* + (1 - \mu_{gs}) v_{gs,min}^* \quad (4.25)$$

$$v_{ls}^* = \mu_{ls} v_{ls,max}^* + (1 - \mu_{ls}) v_{ls,min}^* \quad (4.26)$$

Os valores de μ_{gs} e μ_{ls} são definidos pelo controle das tensões dos barramentos CC v_{c2} e v_{c3} , respectivamente. Devido ao uso dos diodos nos braços gk , o conversor apresenta dois modos de operação de acordo com o sentido das correntes i_{gk} , assim as tensões de polo de referência (v_{gk0k}^* , v_{sk0k}^* e v_{lk0k}^*) são dadas por:

- *Condição 1: $i_{gk}^* \geq 0$:*

Como as correntes são conduzidas pelos diodos d_{gk} , então:

$$v_{gk0k}^* = \frac{v_{ck}^*}{2} \quad (4.27)$$

$$v_{sk0k}^* = \frac{v_{ck}^*}{2} - v_{gsk}^* \quad (4.28)$$

$$v_{lk0k}^* = v_{lsk}^* + \frac{v_{ck}^*}{2} - v_{gsk}^* \quad (4.29)$$

- *Condição 2: $i_{gk}^* < 0$:*

Neste caso, as correntes são conduzidas pelos diodos \bar{d}_{gk} , desta forma:

$$v_{gk0k}^* = -\frac{v_{ck}^*}{2} \quad (4.30)$$

$$v_{sk0k}^* = -\frac{v_{ck}^*}{2} - v_{gsk}^* \quad (4.31)$$

$$v_{lk0k}^* = v_{lsk}^* - \frac{v_{ck}^*}{2} - v_{gsk}^* \quad (4.32)$$

Além de satisfazer as equações anteriores (4.27)-(4.32), para a correta operação do conversor, deve-se ter o sincronismo das correntes da rede i_{gk}^* e as tensões geradas no inversor v_{lk}^* com as respectivas tensões geradas no retificador v_{gk}^* , e a amplitude das tensões geradas no lado da carga deve ser menor ou igual que a amplitude da tensão gerada no lado da rede ($V_l^* \leq V_g^*$), com isso, os limites de funcionamento do conversor são satisfeitos.

Dadas as tensões de polo de referência, as mesmas são comparadas com uma onda triangular de alta frequência para obter os sinais de gatilho das chaves controladas (HOLTZ, 1994).

4.3 Fluxo de Potência nos Conversores

A potência processada em cada conversor (1, 2 e 3) pode ser definida como:

$$P_k = i_{gk} v_{gk0k} - i_{sk} v_{sk0k} - i_{lk} v_{lk0k} \quad (4.33)$$

onde a partir das equações (4.3)-(4.7), tem-se que:

$$P_k = P_{io_k} + P_{v_k} \quad (4.34)$$

onde o primeiro termo ($P_{iok} = i_{gk}v_{gk} - i_{lk}v_{lk}$) representa o balanço de potência de entrada e saída do conversor e o segundo termo ($P_{vk} = i_{gk}v_{gs} - i_{lk}v_{ls}$) é a potência variável em cada conversor, no qual dependem dos valores das variáveis auxiliares (μ_{gs} e μ_{ls}), de acordo com as equações (4.25) e (4.26).

As variáveis auxiliares são determinadas pelo controle para a regulação das tensões dos barramento CC v_{c2} e v_{c3} . Se o balanço de potência for diferente de zero e positivo ($P_k > 0$), então a tensão no barramento CC deste conversor carregará e caso o balanço de potência no conversor seja negativa ($P_k < 0$), a tensão no barramento CC irá descarregar. A regulação da tensão no barramento CC pode ser realizada com base no sentido da corrente i_{gk} para a variável auxiliar v_{gs}^* e do sentido da corrente i_{lk} para a variável auxiliar v_{ls}^* . Em outras palavras, a regulação das tensões dos barramentos CC v_{c2} e v_{c3} são realizadas a partir das variáveis auxiliares μ_{gs} e μ_{ls} , respectivamente.

Com o objetivo de mostrar a influência do fluxo de potência entre os conversores em função do valor de μ_{gs} e μ_{ls} , na Figura 4.6 é mostrada a potência no conversor 3 para diferentes valores de μ_{gs} e μ_{ls} . Nota-se que para $\mu_{gs} = 0,5$ e $\mu_{ls} = 0,5$ a potência no conversor é igual a zero, isto significa que em regime permanente, os valores das variáveis auxiliares variam em torno de 0,5.

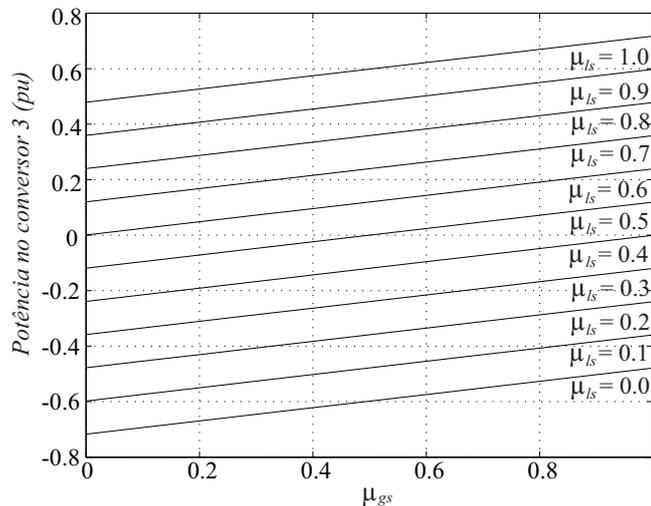


Figura 4.6: Potência no conversor 3 para diferentes valores de μ_{gs} e μ_{ls} .

4.4 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor TT3C2D22 é mostrado na Figura 4.7. De acordo com o diagrama, a média das tensões dos barramentos CC $v_{ct} = (v_{c1} + v_{c2} + v_{c3})/3$ é ajustado no seu valor de referência v_{ct}^* , por meio de um controlador PI convencional (bloco R_{ct}). Esse controlador fornece a amplitude de referência da corrente da rede I_g^* . Para o balanceamento dos capacitores, as tensões v_{c2} e v_{c3} são ajustadas nos seus valores de referência v_{c2}^* e v_{c3}^* usando os controladores PI convencionais R_{c2} e R_{c3} , respectivamente. Esses controladores fornecem os valores das variáveis auxiliares, μ_{gs}^* e μ_{ls}^* , respectivamente. Para a regulação da tensão do barramento CC do conversor 2 (v_{c2}), quando a corrente $i_{g2} > 0$, o valor da variável auxiliar é o complementar de 1, ou seja, $\mu_{gs} = 1 - \mu_{gs}^*$ e no caso $i_{g2} < 0$, o valor da variável auxiliar é o mesmo que o fornecido pelo controlador, ou seja, $\mu_{gs} = \mu_{gs}^*$. Para o controle de v_{c3} , quando $i_{l3} > 0$ o valor da variável auxiliar é o mesmo que o fornecido pelo controlador, ou seja, $\mu_{ls} = \mu_{ls}^*$ e para $i_{l3} < 0$ o valor da variável auxiliar é o complementar de 1 do valor fornecido pelo controlador, ou seja $\mu_{ls} = 1 - \mu_{ls}^*$.

Para minimizar a distorção da corrente na passagem pelo zero, os valores instantâneos das correntes de referência i_{gk}^* são sincronizados com as respectivas tensões geradas pelo conversor do lado da rede, v_{gk}^* , usando o bloco G_{syn} por meio de um esquema PLL. O controle das correntes da rede é feito por meio do bloco R_i , que usa um controlador de dupla sequência (JACOBINA et al., 2001a). No bloco *Controle tensão da carga* é realizado o controle da tensão da carga, no qual as tensões geradas pelo conversor no lado da carga v_{lk} também são sincronizadas com as tensões geradas pelo conversor no lado da rede v_{gk} .

4.5 Características dos Barramentos CC

4.5.1 Especificação do Barramento CC

A partir das equações (4.12) e (4.15), as tensões v_{lk} devem ser sincronizadas com as tensões v_{gk} , pois $-v_{ck}/2 \leq v_{lk0k} \leq v_{ck}/2$. Quando as tensões v_{lk} são sincronizadas com as tensões v_{gk} , as tensões dos barramentos CC da configuração proposta são menores que a tensão do barramento das configurações convencionais trifásicas. Assumindo que $v_c = v_{ck}$ e que V_g (magnitude da tensão gerada no lado da carga v_{gk}) é maior ou igual a V_l (magnitude

Desta forma, a partir de (4.35) e (4.36) e $i_{sk} = i_{gk} - i_{lk}$, as correntes nos barramentos capacitivos são dadas por:

$$i_{ck} = \frac{1}{v_{ck}^*} (i_{gk} v_{gsk}^* - i_{lk} v_{lsk}^*) \quad (4.37)$$

onde $v_{gsk}^* = v_{gk0_k}^* - v_{sk0_k}^*$ e $v_{lsk}^* = v_{lk0_k}^* - v_{sk0_k}^*$. A corrente no barramento capacitivo depende da corrente da rede, corrente da carga, tensões de polo e da tensão no barramento CC. Pela equação (4.37), observa-se que a corrente no barramento apresenta uma componente de segunda harmônica, isto é, para a frequência da rede em 60 Hz, a corrente do barramento CC é 120 Hz.

Na Figura 4.8 são mostrados os harmônicos da corrente no barramento capacitivo das configurações proposta [Figura 4.8(a)], trifásica convencional [Figura 4.8(b)] e trifásica convencional unidirecional [Figura 4.8(c)]. Esses resultados foram obtidos utilizando os parâmetros listados na Tabela 4.1. Para a configuração proposta, existe uma componente de segunda harmônica na corrente do barramento CC. No entanto, devido as harmônicas de alta frequência de i_c , o menor valor da corrente RMS é verificada para a configuração proposta.

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados nas análises.

Parâmetros	Valor
Tensão da configuração proposta	120 V
Tensão das configurações convencionais	240 V
Tensão da rede (RMS)	75 V
Potência da carga	1,54 kVA
Frequência de chaveamento	10 kHz
Índice de modulação	0,9
r_g	0,1 Ω
l_g	7 mH

Na Tabela 4.2 são mostrados os valores RMS da corrente do barramento capacitivo ($i_{c,rms}^{total}$), valor RMS da segunda harmônica da corrente (frequência igual a 120 Hz, $i_{c,rms}^{120Hz}$) e valor RMS para harmônicos de alta ordem (frequência maior que 3 kHz, $i_{c,rms}^{HO}$), calculadas a partir do espectro de harmônicos mostrados na Figura 4.8. Para a configuração proposta, os valores RMS da corrente são iguais para os três barramentos CC. Pode-se observar que a configuração proposta apresentou uma redução de aproximadamente 7% no valor RMS total da corrente do barramento quando comparado com as configurações convencionais. Considerando apenas os harmônicos de alta ordem, a redução é de aproximadamente 32% para a configuração proposta.

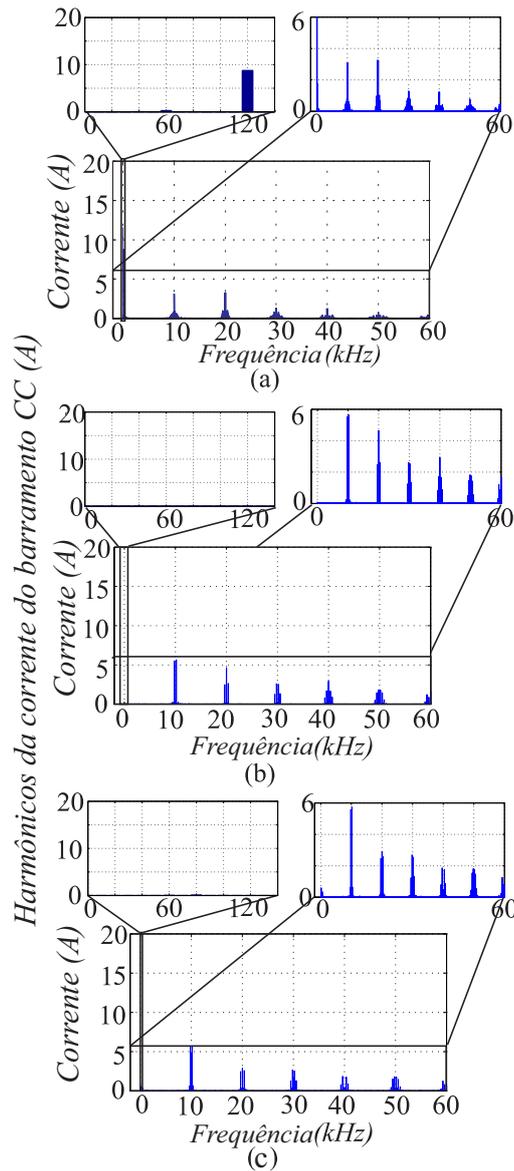


Figura 4.8: Harmônicos da corrente do barramento CC. (a) Configuração TT3C2D22. (b) Configuração convencional. (c) Configuração convencional unidirecional.

Tabela 4.2: Valores RMS da corrente do barramento CC.

	TT3C2D22	Convencional	Convencional unidirecional
$i_{c,rms}^{Total}$	8,96 A	9,47 A	9,63 A
$i_{c,rms}^{120Hz}$	6,19 A	—	—
$i_{c,rms}^{HO}$	6,04 A	8,91 A	9,12 A

4.5.3 Valor de Capacitância da Configuração Proposta

O valor de capacitância do barramento CC é proporcional à potência da carga e inversamente proporcional à frequência fundamental da corrente no barramento CC e ao valor

da ondulação da tensão (HAVA et al., 2012, LAI et al., 2008). O fluxo de potência em cada barramento da configuração proposta é três vezes menor quando comparado com as configurações convencionais. Para a configuração convencional existem somente componentes de alta frequência na corrente do barramento CC (HAVA et al., 2012), isto é, em 10 kHz, como pode ser verificado nas Figuras 4.8(b) e 4.8(c). Enquanto que, para a configuração proposta, sem a compensação de componentes de baixa harmônica, existe uma componente de segunda harmônica na ondulação da tensão do barramento CC (de FREITAS et al., 2010), isto é, em 120 Hz, como mostrado na Figura 4.8(a). Esta ondulação pode ser compensado com a adição de braços controlados e um filtro capacitivo para a componente CA do barramento CC (LIANG et al., 2014, WU et al., 2015, ALSOLAMI et al., 2015, SHIMIZU et al., 1997). Usando o mesmo valor de capacitância para todas as configurações, a ondulação da tensão no barramento CC da configuração proposta é maior que as das configurações convencionais. Por exemplo, usando os parâmetros listados na Tabela 4.1, a ondulação da configuração proposta é de aproximadamente 2,1% para uma capacitância de 2200 μ F (BHATTACHARYA et al., 2016). Esta ondulação pode ser compensada pela estratégia PWM (de FREITAS et al., 2010, BLAABJERG et al., 1999, LEE e KIM, 2007). Por outro lado, se for considerar a mesma ondulação para todas as configurações, o valor de capacitância da configuração proposta deve ser aproximadamente 27 vezes maior que a configuração convencional, que é uma condição não desejável.

4.6 Análise de Distorção Harmônica

Para a realização da análise da distorção harmônica são calculados os valores da THD e WTHD, utilizando as equações (2.26) e (2.27), respectivamente. São analisados os valores da distorção harmônica das topologias trifásica convencional, trifásica convencional unidirecional e TT3C2D22. Os resultados apresentados nessa seção foram obtidos com as condições apresentadas na Tabela 4.1.

Na Tabela 4.3 são mostrados os valores de WTHD da tensão gerada no lado da rede (v_{gk}) e no lado da carga (v_{lk}) das topologias analisadas. Percebe-se que os valores das WTHD das tensões geradas nos conversores TT3C2D22 e convencional trifásica unidirecional são menores quando comparados com a topologia trifásica convencional. Isto se deve ao fato

das formas de onda das tensões geradas apresentarem mais níveis de tensão, como pode ser observado na Figura 4.5.

Os resultados da THD das correntes da rede (i_{gk}) para as configurações convencionais e TT3C2D22 são mostrados na Tabela 4.4. A distorção harmônica total da corrente da rede da topologia TT3C2D22 é menor que a distorção da configuração convencional, apresentando uma redução de aproximadamente 44%. Esta redução é ocasionada pelo fato de as tensões geradas no conversor apresentarem nove níveis. O valor da THD da corrente da rede para as configurações unidirecionais são iguais porque as tensões geradas apresentam nove níveis no lado da rede.

Tabela 4.3: WTHD das tensões geradas no conversor.

	Conf. TT3C2D22	Conf. Conv.	Conf. Uni. Conv.
v_{gk}	0, 13%	0, 25%	0, 13%
v_{lk}	0, 22%	0, 25%	0, 25%

Tabela 4.4: THD das correntes da rede

	Conf. TT3C2D22	Conf. Conv.	Conf. Uni. Conv.
i_{gk}	0, 5%	0, 88%	0, 5%

4.7 Perdas no Conversor

4.7.1 Perdas nos Semicondutores

A estimação de perdas nos semicondutores são calculadas usando as equações (2.28) e (2.29), como apresentado em (CAVALCANTI et al., 2003).

Foram calculadas as perdas da configuração TT3C2D22 e das topologias trifásicas convencionais. Foram usadas as mesmas condições utilizadas na análise da distorção harmônica da seção anterior. Com os valores de μ_{gs} e μ_{ls} iguais a 0,5.

Na Tabela 4.5 são mostrados os valores das perdas nos semicondutores da topologia TT3C2D22 e das topologias convencionais. São apresentados, para cada braço do conversor, os valores das: a) perdas por condução (P_{cd}); b) perdas por chaveamento (P_{ch}) e c) perdas totais nos conversores ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$). Apesar do maior número de braços utilizados na

configuração TT3C2D22 quando comparada com as convencionais, a configuração proposta apresenta uma redução de aproximadamente 28% quando comparada com a configuração trifásica convencional e de 16% quando comparada com a convencional unidirecional. Esta redução é devido à tensão no barramento CC da configuração TT3C2D22 ser a metade do valor das configurações convencionais, diminuindo assim o nível de tensão nas chaves. Outro fator que influencia na redução das perdas é a substituição de chaves controladas por chaves não controladas, o que contribui na redução das perdas por chaveamento do conversor. As configurações unidirecionais apresentam menores perdas devido à redução nas perdas por chaveamento pois essas perdas são desprezíveis nos diodos e também porque o valor das tensões sobre as chaves no lado da rede, para as configurações unidirecionais, é metade do valor das tensões aplicadas sobre as chaves na configuração convencional.

Tabela 4.5: Estimação das perdas nos semicondutores para a mesma frequência de chaveamento.

Configurações	Perdas	Braços			Total	P_t
		gk	sk	lk		
Proposta	P_{cd}	0,5%	0,8%	0,7%	6,0%	12,4%
	P_{ch}	0,0%	1,2%	1,0%	6,9%	
Convencional	P_{cd}	0,5%	—	0,9%	4,2%	17,1%
	P_{ch}	1,6%	—	2,7%	12,9%	
Convencional Unidirecional	P_{cd}	0,5%	—	0,9%	4,2%	14,5%
	P_{ch}	0,7%	—	2,7%	10,2%	

4.7.2 Perdas nos Capacitores

As perdas no capacitor de alumínio eletrolítico são definidas pela seguinte equação:

$$P_{C, Loss}^{Total} = \sum_{h=1}^{N_h} P_h = \sum_{h=1}^{N_h} (ESR_{(h)} I_{c,rms}^{(h)}) \quad (4.38)$$

onde $I_{c,rms}^{(h)}$ é a corrente RMS na $h - sima$ componente harmônica e $ESR_{(h)}$ é a *Equivalent Series Resistance* (Resistência em Série Equivalente) do capacitor na componente harmônica $h - sima$ (BOTH, 2015, BRAHAM et al., 2010). Para as configurações analisadas, as perdas no capacitor pode ser calculado pela seguinte equação:

$$P_{loss}^{Total} = ESR_{120} (I_{c,rms}^{120})^2 + ESR_{HO} (I_{c,rms}^{HO})^2 \quad (4.39)$$

onde $I_{c,rms}^{120}$ e $I_{c,rms}^{HO}$ são os componentes da corrente no capacitor em 120 Hz e em alta frequência (frequências maiores que 3 kHz), respectivamente, e ESR_{120} e ESR_{HO} são os

valores das resistência série equivalente do capacitor para uma frequência de 120 Hz e em alta frequência (frequências maiores que 3 kHz), respectivamente (BRAHAM et al., 2010). A ESR_{HO} pode ser considerada constante para frequências maiores que 3 kHz e iguais a 0,45 do valor da ESR para 120 Hz (KOLAR e ROUND, 2006, ASIMINOAEI et al., 2008). Desta forma, as perdas no banco de capacitores podem ser calculadas da seguinte forma:

$$P_{loss}^{total} = ESR_{120}(I_{c,rms}^{120})^2 + 0.45ESR_{120}(I_{c,rms}^{HO})^2 \quad (4.40)$$

Os parâmetros usados do capacitor em $25^{\circ}C$ são mostrados na Tabela 4.6 (TELKO, 2016) e a estrutura de ligação do banco de capacitores no barramento capacitivo é mostrado na Figura 4.9. Para uma melhor comparação, o mesmo banco de capacitor será usado em todas as configurações.

Tabela 4.6: Parâmetros do capacitor utilizado.

Parâmetros	Valor
ESR_{120}	0,060 Ω
Capacitância	2200 μF
Referência	B43875
Tensão nominal	450 V
Dimensões (d x l)	50 x 105mm

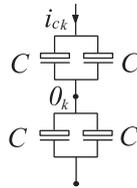


Figura 4.9: Estrutura do barramento CC.

De acordo com os parâmetros mostrados na Tabela 4.6 e os valores RMS da corrente no barramento CC mostrados na Tabela 4.2, as perdas nos barramentos são apresentadas na Tabela 4.7. Nota-se que as perdas no barramento capacitivo CC da configuração proposta são maiores por que existe uma componente de baixa harmônica em 120 Hz, como mostrado na Figura 4.8(a). As perdas totais nos barramentos CC da configuração proposta é aproximadamente 0,6%, porque a configuração possui três barramentos CC.

Tabela 4.7: Perdas no barramento CC

	Conf. Proposta	Conf. Conv.	Conf. Uni. Conv.
$P_{C, Loss}^{total}$	0,6%	0,14%	0,15%

4.7.3 Perdas no conversor

Com o objetivo de comparar o desempenho da topologia proposta em relação as topologias convencionais, na Tabela 4.8 são apresentadas os valores das perdas totais (perdas nas chaves semicondutoras e perdas nos barramentos CC).

Embora a configuração proposta utiliza uma quantidade maior de barramento CC (três barramentos) que as configurações convencionais (um barramento cada topologia), as perdas totais da configuração proposta são menores, principalmente devido à redução das perdas por chaveamento, em virtude do uso dos braços a diodos e à redução da tensão aplicada em cada barramento CC.

Tabela 4.8: Perdas totais nos conversores.

	Conf. Proposta	Conf. Conv.	Conf. Uni. Conv.
P_{Total}	13,0%	17,52%	14,85%

4.8 Resultados de simulação

Os resultados de simulação da topologia TT3C2D22 são mostrados na Figura 4.10. Estes resultados foram obtidos com a utilização do *software PSIM*[®] com as seguintes condições: frequência de chaveamento igual a 10 kHz, potência da carga igual a 1,9 kVA com fator de potência 0,83 atrasado, tensão na rede igual a 85 Vrms e tensão em cada barramento CC igual a 120 V. Com base nos resultados apresentados, pode-se perceber que o controle garante que as correntes da rede, conforme mostrado na Figura 4.10(b) sejam senoidais. As tensões nos barramentos capacitivos CC estão controladas no valor de referência (120V), como também estão equilibradas. Além disso, observa-se uma componente de segunda harmônica devido a utilização de três conversores CA-CC-CA monofásico, como mostrado na Figura 4.10(d). A tensão da rede é mostrada na Figura 4.10(a). A tensão gerada pelo conversor do lado da rede apresenta nove níveis, assim, justifica-se o fato deste conversor apresentar valores menores nas taxas de distorções harmônicas quando comparada com a topologia convencional. A tensão gerada pelo conversor no lado da carga é mostrada

na Figura 4.10(c). Para melhorar a visualização, essa tensão foi filtrada por um filtro passa baixa. Pode-se perceber também que as tensões geradas na carga têm um valor de amplitude menor que a amplitude da tensão da rede, condição necessária para o correto funcionamento do conversor. Na Figura 4.10(g) é mostrada a tensão gerada no lado da carga.

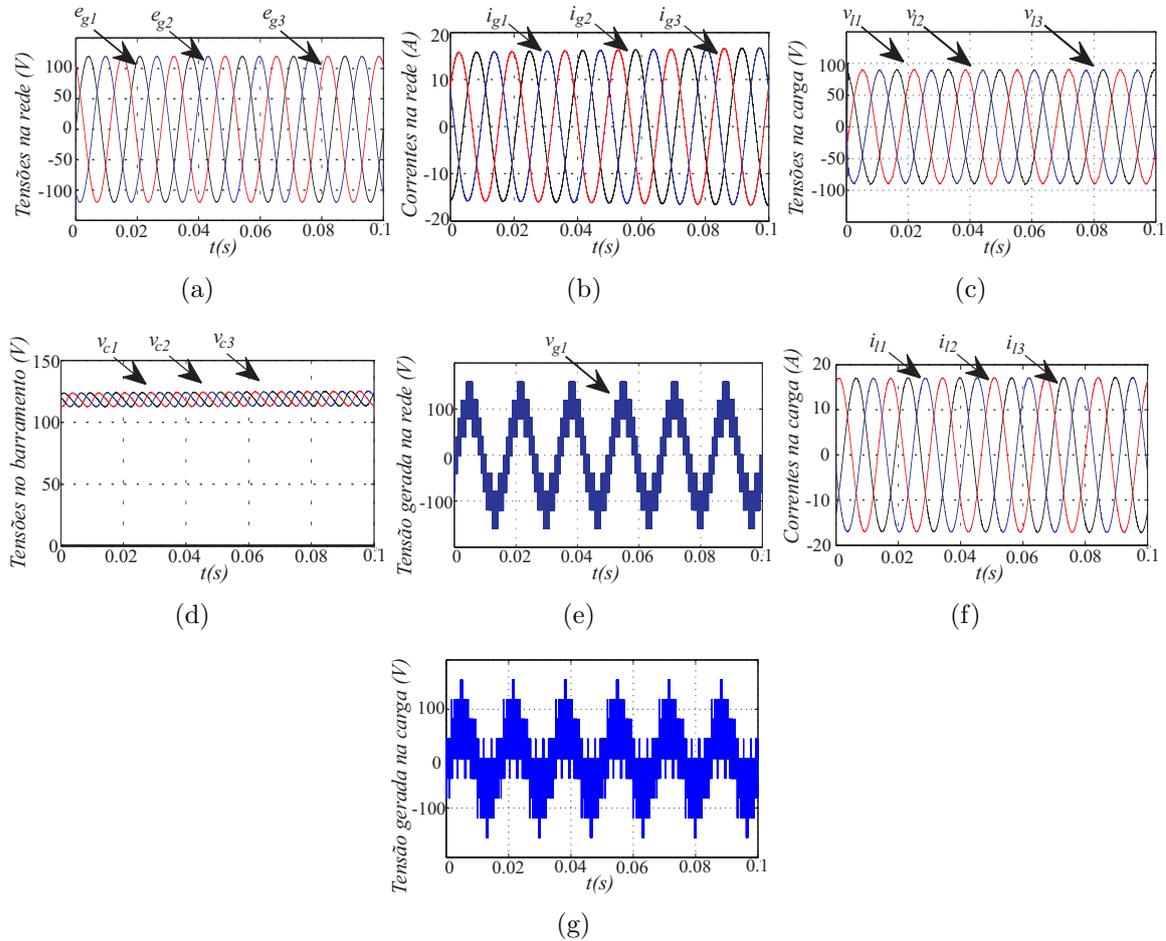


Figura 4.10: Resultados de simulação da topologia TT3C2D22. (a) Tensões da rede (e_{gk}). (b) Correntes da rede (i_{gk}). (c) Tensões na carga (v_{lk}). (d) Tensões nos barramentos capacitivos do conversor (v_{ck}). (e) Tensão gerada no lado da rede (v_{g1}). (f) Correntes da carga (i_{lk}). (g) Tensão gerada na fase 1 da carga (v_{l1}).

4.9 Resultados Experimentais

A topologia TT3C2D22 foi montada no laboratório com o uso de *drivers* de potência da SEMIKRON (SKHI23). Para o processamento do sinal, foi utilizado um Processador Digital de Sinais (DSP) TMS320F28335 conectado aos sensores para o processamento das correntes e tensões do conversor. A frequência de chaveamento aplicada no conversor foi igual a 10

kHz. Os demais parâmetros usados na montagem encontram-se na Tabela 4.9.

Tabela 4.9: Parâmetros usados no experimento.

Parâmetros	Valor
Tensões nos barramentos CC	120 V
Tensão da rede (RMS)	75 V
Capacitância C	4400 μ F
Potência da carga	1 kVA
r_g	1,0 Ω
l_g	7mH

Na Figura 4.11 são mostrados os resultados experimentais. As correntes da rede e da carga são mostradas nas Figuras 4.11(b) e 4.11(f) e apresentam valores RMS de 5,6 A e 4,9 A, respectivamente, conforme mostrado na Tabela 4.10. Pode ser visto que as correntes apresentam formas senoidais e que as correntes da rede não apresentam distorção na passagem pelo zero, porque essas correntes estão sincronizadas com as tensões geradas pelo retificador, apresentando valor de THD igual a 2,7%, conforme mostrado na Tabela 4.10. As tensões nos barramentos CC são controladas nos valores de 120V, como pode ser visto na Figura 4.11(d). Nota-se que as tensões nos três barramentos CC estão equilibradas. A tensão da rede tem um valor de 75 V RMS, como observado na Figura 4.11(a). A tensão gerada no lado do retificador é mostrada na Figura 4.11(e) onde é possível observar a presença dos nove níveis de tensão, como foi encontrado nos resultados de simulação. O valor de WTHD calculado para a tensão do lado da rede foi igual a 0,5%. Desta forma, ocorre a redução da distorção harmônica da corrente. Esses resultados são similares ao de simulação validando as estratégias de controle e PWM apresentadas neste capítulo.

Na Figura 4.12 são mostrados os resultados experimentais com a aplicação de um transitório de carga. A potência da carga foi reduzida de 1kVA para 0,5kVA no instante de tempo igual a 0,1s. Pode-se perceber que o controle faz com que a tensão nos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3 e a corrente da fase 1 se estabilizem nos seus valores de referência. Nota-se que, com a redução da potência da carga, as amplitudes das correntes foram também reduzidas. Com base nos resultados apresentados nas Figuras 4.12(a), (b) e (c), observa-se que também os transitórios das tensões nos barramentos CC são diferentes entre si, porque para os barramentos 2 e 3, o controle define os valores de μ_{gs} e μ_{gs} das variáveis auxiliares, enquanto que o controle do barramento 1 define a amplitude da corrente da rede.

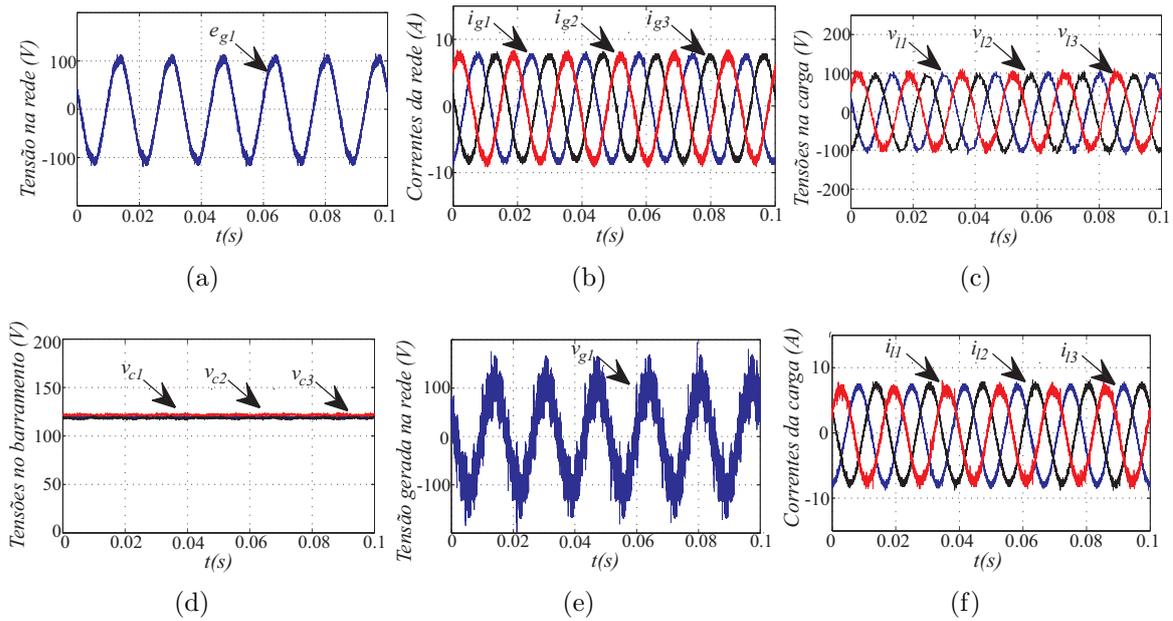


Figura 4.11: Resultados experimentais da topologia TT3C2D22. (a) Tensão da rede (e_{g1}). (b) Correntes da rede (i_{gk}). (c) Tensões na carga (v_{lk}). (d) Tensões nos barramentos capacitivos do conversor (v_{ck}). (e) Tensão gerada pelo conversor no lado da rede (v_{g1}). (f) Correntes da carga (i_{lk}).

Tabela 4.10: Valores dos resultados experimentais.

Parâmetros	Valor
i_{gk} (RMS)	5,6A
i_{lk} (RMS)	4,9A
THD da i_{gk}	2,7%
WTHD da v_{gk}	0,5%

4.10 Sumário de Comparações Entre as Configurações

Uma comparação entre as configurações convencionais discutidas neste capítulo com a configuração proposta é mostrado na Tabela 4.11. Apesar do maior número de capacitores para a configuração proposta, as perdas totais no conversor proposto apresenta o menor valor entre as três configurações e a distorção harmônica da corrente da rede é igual quando comparada com a configuração convencional unidirecional e menor que a configuração trifásica convencional.

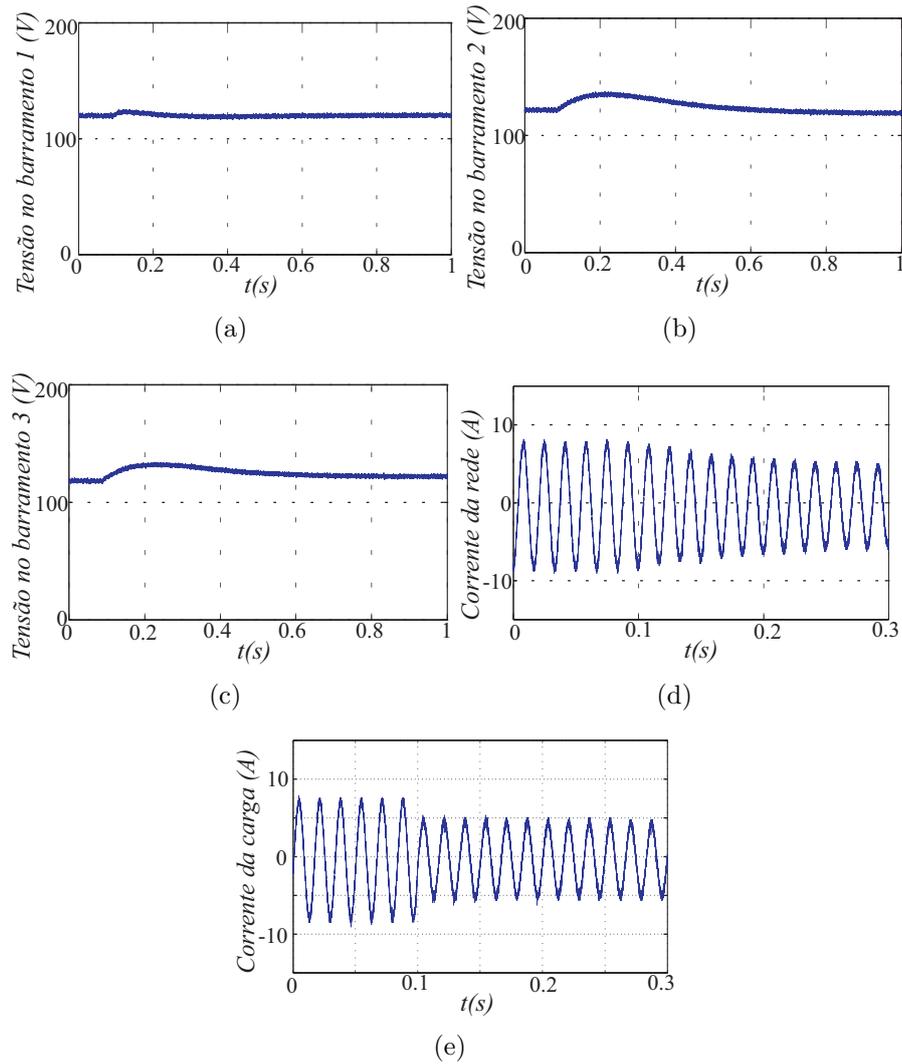


Figura 4.12: Resultados experimentais com transitório de carga da configuração TT3C2D22. (a) Tensão no barramento capacitivo do conversor 1 (v_{c1}). (b) Tensão no barramento capacitivo do conversor 2 (v_{c2}). (c) Tensão no barramento capacitivo do conversor 3 (v_{c3}). (c) Corrente da rede (i_{g1}). (d) Corrente da carga (i_{l1}).

Tabela 4.11: Comparação da configuração proposta com as configurações convencionais.

	Conf. Conv.	Conf. Uni. Conv.
Número de chaves controladas	Equivalente	Equivalente
Número de diodos	Menor	Equivalente
Número de capacitores	Menor	Menor
Tamanho do capacitor	Menor	Menor
Valor RMS da corrente no barramento	Maior	Maior
Distorção harmônica da corrente da rede	Maior	Equivalente
Perdas totais no conversor	Maior	Maior

4.11 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a topologia trifásica TT3C2D22 na qual é composta por três conversores monofásicos C2D22 em série. Esta configuração permite uma redução na distorção da corrente devido ao fato da tensão gerada pelo conversor no lado da rede apresentar maior quantidade de níveis quando comparada com a topologia trifásica convencional de seis braços controlados. As perdas também são menores, pois o conversor proposto faz uso de três braços a diodos, reduzindo assim as perdas por chaveamento e também apresenta uma redução na tensão do barramento CC, o que garante a redução da tensão sobre as chaves semicondutoras. Foram mostrados resultados de simulação e experimentais para a configuração proposta, com o uso das estratégias PWM e de controle propostas.

5

Conversores Trifásicos CA-CC-CA Semicontrolados Usando Máquina a Ímã Permanente com Terminais Abertos

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados quatro sistemas de conversão de energia eólica por meio de máquinas à ímã permanente. A configuração trifásica convencional de 12 chaves controladas é mostrada na Figura 5.1. As configurações propostas são baseadas na convencional *open-end winding* com vinte e quatro (24) chaves controladas (12 braços), mostrada na Figura 5.2. As topologias propostas são compostas por retificadores trifásicos controlados, semicontrolados e não-controlados. A topologia mostrada na Figura 5.3 utiliza dois retificadores semicontrolados, também conhecido na literatura técnica por *half-controlled converter* (HCC), sendo chamada topologia simétrica de seis chaves controladas, ou S6C. Já o conversor mostrado na Figura 5.7 utiliza um retificador controlado e um retificador não-controlado, sendo chamada de topologia assimétrica de seis chaves controladas, ou A6C. A terceira topologia proposta neste capítulo é mostrada na Figura 5.10. Ela é composta por um retificador controlado e um retificador semicontrolado, sendo chamada de topologia assimétrica de nove chaves controladas, ou A9C. Já o conversor mostrado na Figura 5.12 é composto por um retificador não-controlado e um retificador semicontrolado, chamada de topologia assimétrico

de três chaves controladas, ou A3C. São estudados neste capítulo o modelo dinâmico das topologias propostas, bem como as estratégias *PWM* e de controle. São também mostrados os resultados de simulação e experimentais.

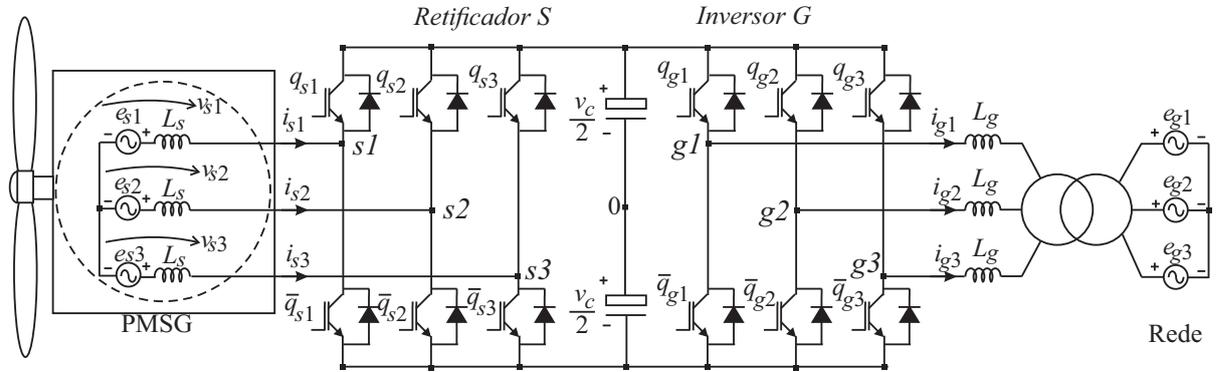


Figura 5.1: Sistema de geração trifásico *back-to-back* convencional.

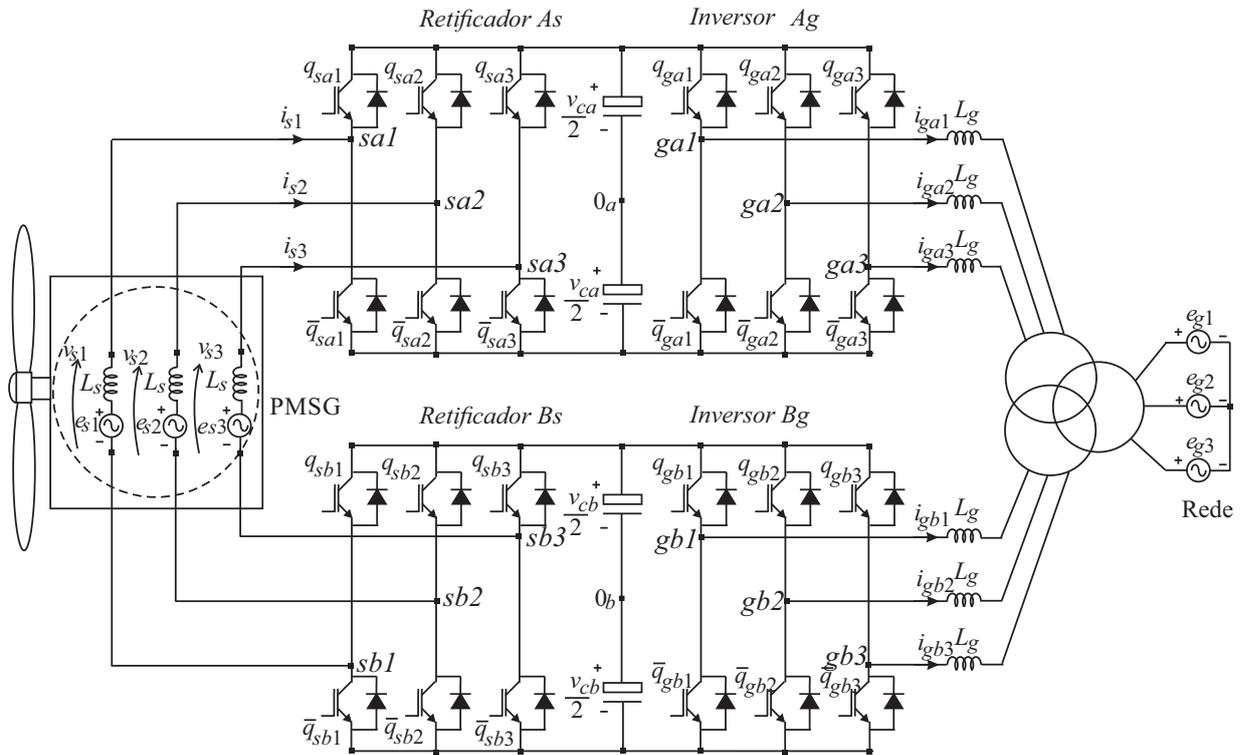


Figura 5.2: Sistema de geração trifásico *open-end back-to-back* convencional.

5.2 Conversor *Open-end* Simétrico - S6C

Na Figura 5.3 é mostrado o conversor *open-end* simétrico S6C. Este conversor é composto de doze braços, sendo seis braços do lado da geração e seis braços no lado da rede e dois

barramentos capacitivos, v_{ca} e v_{cb} . Em comparação com o conversor *open-end* convencional [mostrada na Figura 5.2], a mudança é apenas no lado da geração, no qual são utilizados retificadores semicontrolados, ou seja, cada braço do retificador é composto por um diodo em série com uma chave controlada. O retificador *As* é formado pelos diodos d_{sa1} , d_{sa2} e d_{sa3} e pelas chaves controladas \bar{q}_{sa1} , \bar{q}_{sa2} e \bar{q}_{sa3} , enquanto que o retificador *Bs* é formado pelos diodos d_{sb1} , d_{sb2} e d_{sb3} e pelas chaves controladas \bar{q}_{sb1} , \bar{q}_{sb2} e \bar{q}_{sb3} .

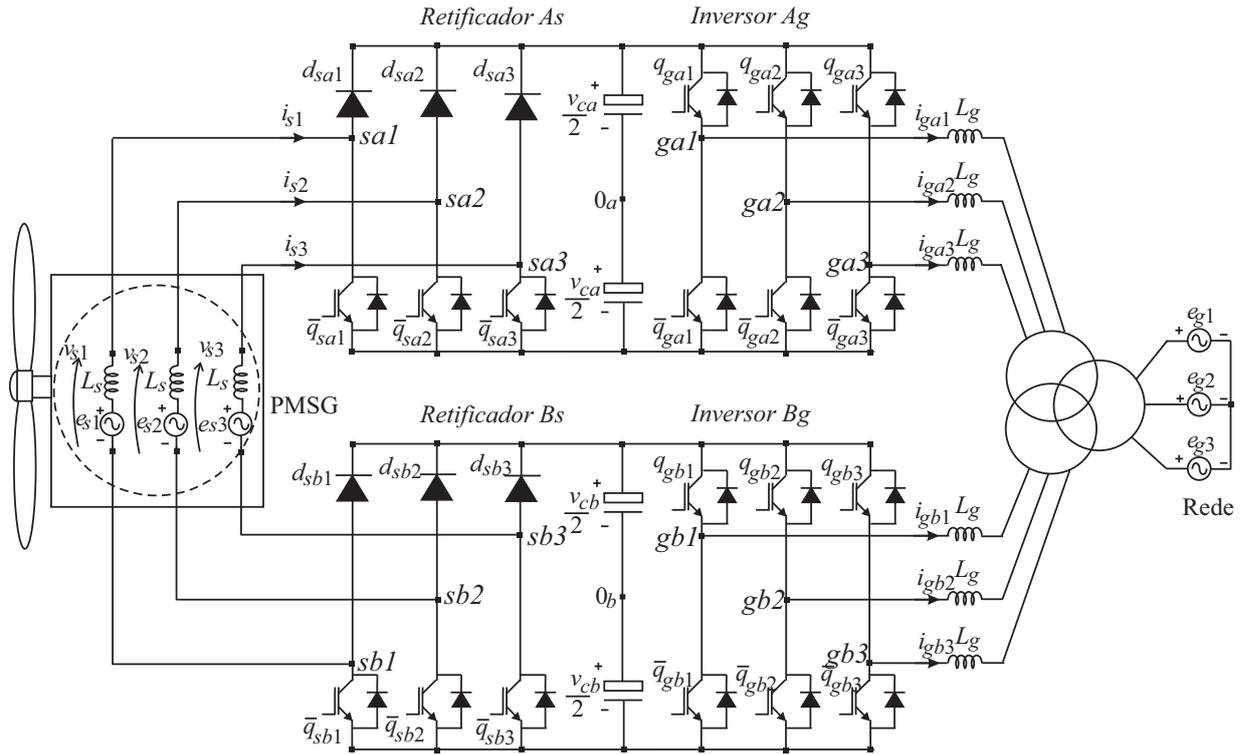


Figura 5.3: Sistema de geração trifásico *open-end back-to-back* simétrico S6C.

5.2.1 Modelo do Sistema

O modelo dqo da máquina encontra-se no apêndice A. De acordo com a Figura 5.3 e tomando como base o modelo RLE da máquina, o modelo do sistema do lado da geração (retificadores *As* e *Bs*) é:

$$v_{sj} = e_{sj} - l_s \frac{di_{sj}}{dt} - r_s i_{sj} \quad (5.1)$$

com

$$v_{sj} = v_{saj0_a} - v_{sbj0_b} + v_{s0ab} \quad (5.2)$$

$$v_{rj} = v_{saj0_a} - v_{sbj0_b} \quad (5.3)$$

onde $j = 1, 2, 3$, v_{saj0_a} e v_{sbj0_b} são as tensões de polo dos conversores A_s e B_s , respectivamente e v_{s0ab} é a tensão entre os pontos médios dos barramentos capacitivos, 0_a e 0_b . As resistências e indutâncias internas da máquina são representadas por r_s e l_s , respectivamente, e v_{sj} e e_{sj} são as tensões geradas pelo conversor e internas da máquina, respectivamente. Para o restante do modelo neste capítulo, é feito $j = 1, 2, 3$.

Assumindo a máquina simétrica, ou seja, $v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0$ e $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$, pode ser derivada a expressão para v_{s0ab}

$$v_{s0ab} = -\frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{saj0_a} + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{sbj0_b}. \quad (5.4)$$

Para evitar uma distorção na corrente, devido a presença dos diodos, o conversor apresenta duas condições de operação, que dependem do sentido da corrente da máquina, i_{sj} .

- *Condição 1: $i_{sj} \geq 0$:*

Neste caso, os diodos d_{sbj} estão reversamente polarizados, fazendo com que a corrente passe pelo diodo das chaves controladas \bar{q}_{sbj} . Desta forma, de acordo com a Figura 5.3 e com as equações (5.2) e (5.4), pode-se obter as seguintes equações:

$$v_{saj0_a} = v_{rj} - \frac{v_{Cb}}{2} \quad (5.5)$$

$$v_{sbj0_b} = -\frac{v_{Cb}}{2}. \quad (5.6)$$

As tensões de polo v_{saj0_a} e v_{sbj0_b} têm dois valores limites, que são $-v_{Ca}/2$ e $v_{Ca}/2$ e $-v_{Cb}/2$ e $v_{Cb}/2$, respectivamente, e, a partir da equação (5.5), as tensões de polo v_{saj0_a} satisfazem esses limites se $(-v_{Ca} + v_{Cb})/2 \leq v_{rj} \leq (v_{Ca} + v_{Cb})/2$.

- *Condição 2: $i_{sj} < 0$*

Para este caso, os diodos d_{saj} estão reversamente polarizados. Então, a partir das equações (5.2) e (5.4) obtêm-se as seguintes equações:

$$v_{saj0_a} = -\frac{v_{Ca}}{2} \quad (5.7)$$

$$v_{sbj0_b} = -v_{rj} - \frac{v_{Ca}}{2}. \quad (5.8)$$

As tensões de polo v_{sbj0_b} satisfazem os seus limites se $-(v_{Ca} + v_{Cb})/2 \leq v_{rj} \leq (-v_{Ca} + v_{Cb})/2$.

5.2.2 Estratégia *PWM*

Nesta seção serão apresentados duas estratégias *PWM* baseadas em portadoras de alta frequência para a configuração S6C: *PWM* baseada em uma portadora e Level-Shift *PWM* baseada em duas portadoras.

PWM Baseada em uma Portadora Triangular

A estratégia *PWM* baseada em uma portadora triangular para o conversor S6C é mostrada nessa seção. Para esta estratégia, é necessário calcular os valores das tensões de polo de referência e compará-las com uma portadora triangular de alta frequência. As tensões de referência da máquina (v_{s1}^* , v_{s2}^* e v_{s3}^*) são fornecidas pelo controle, conforme é mostrado na seção 5.2.3. Como o conversor apresenta seis tensões de polo, onde três destas são definidas de acordo com o sentido da corrente, é necessário a definição de uma variável auxiliar de referência v_{s0ab}^* e, a partir das equações (5.2) e (5.4), tem-se que

$$v_{s1}^* = v_{sa10_a}^* + v_{s0ab}^* - v_{sb10_b}^* \quad (5.9)$$

$$v_{s2}^* = v_{sa20_a}^* + v_{s0ab}^* - v_{sb20_b}^* \quad (5.10)$$

$$v_{s3}^* = v_{sa30_a}^* + v_{s0ab}^* - v_{sb30_b}^* \quad (5.11)$$

onde

$$v_{s0ab}^* = -\frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{saj0_a}^* + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{sbj0_b}^*. \quad (5.12)$$

A partir das equações (5.9)-(5.11), as tensões de polo de referência dos conversores *As* e *Bs* podem ser escritas da seguinte forma:

$$v_{saj0_a}^* = v_{sj}^* + v_{sbj0_b}^* - v_{s0ab}^* \quad (5.13)$$

$$v_{sbj0_b}^* = -v_{sj}^* + v_{saj0_a}^* + v_{s0ab}^*. \quad (5.14)$$

Devido o uso dos diodos nos conversores *As* e *Bs*, a escolha das tensões de polo de referência obedece a duas condições de operação, que dependem do sentido da corrente da máquina i_{sj}^* .

- Condição 1: $i_{sj}^* \geq 0$

$$v_{sbj0_b}^* = -\frac{v_{Cb}^*}{2} \quad (5.15)$$

$$v_{saj0_a}^* = v_{sj}^* + v_{sbj0_b}^* - v_{s0ab}^* \quad (5.16)$$

$$k_j = 1 \quad (5.17)$$

- Condição 2: $i_{sj}^* < 0$

$$v_{saj0_a}^* = -\frac{v_{Ca}^*}{2} \quad (5.18)$$

$$v_{sbj0_b}^* = -v_{sj}^* + v_{saj0_a}^* + v_{s0ab}^* \quad (5.19)$$

$$k_j = -1. \quad (5.20)$$

A variável auxiliar v_{s0ab}^* deve ser escolhida dentro do seguinte intervalo:

$$v_{s0ab \min}^* \leq v_{s0ab}^* \leq v_{s0ab \max}^* \quad (5.21)$$

$$v_{s0ab \min}^* = -\frac{v_{Ca}^* + v_{Cb}^*}{4} - \min\{V_s^*\} \quad (5.22)$$

$$v_{s0ab \max}^* = \frac{v_{Ca}^* + v_{Cb}^*}{4} - \max\{V_s^*\} \quad (5.23)$$

onde $V_s^* = \{k_j v_{sj}^* + (1 - k_j)v_{saj0_a}^*/2 + (1 + k_j)v_{sbj0_b}^*/2\}$.

A variável auxiliar pode ser determinada utilizando uma normalização por meio da variável μ_{ab}^* ($0 \leq \mu_{ab}^* \leq 1$), desta forma:

$$v_{s0ab}^* = \mu_{ab}^* v_{s0ab \max}^* + (1 - \mu_{ab}^*) v_{s0ab \min}^* \quad (5.24)$$

A sequência para o cálculo das tensões de polo de referência a partir das tensões de referência da máquina v_{s1}^* , v_{s2}^* , e v_{s3}^* é resumida no seguinte algoritmo:

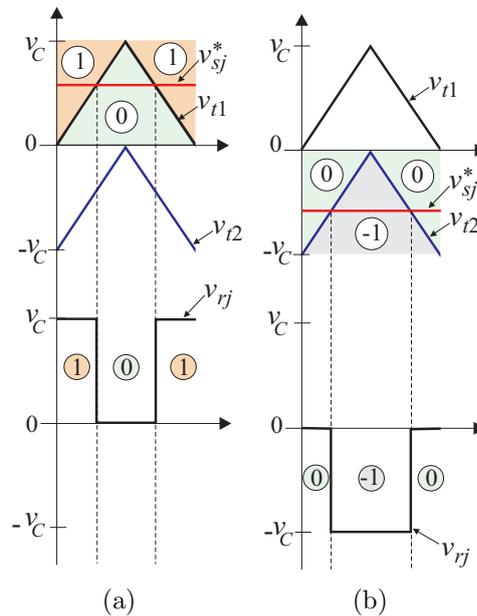
1. Determine as tensões de polo dos conversores As ou Bs a partir das equações (5.15) ou (5.18);
2. Determine k_j de (5.17) ou (5.20);
3. Determine $v_{s0ab \min}^*$ e $v_{s0ab \max}^*$ de (5.22) e (5.23);
4. Escolha μ_{ab}^* ;
5. Determine v_{s0ab}^* a partir da equação (5.24); e
6. Determine as tensões de polo de referência dos conversores As ou Bs de (5.16) ou (5.19), de acordo com o sentido da corrente de referência i_{sj}^* ;

Tabela 5.1: Estados das chaves baseadas no sentido da corrente com $[q_{saj}, q_{sbj}]$.

Estados	S6C	
	$i_{sj} \geq 0$	$i_{sj} < 0$
1	[1,0]	-
0	a	-
	b	[0,0]
-1	-	[0,1]

***Level-Shift PWM* Baseada em Duas Portadoras Triangulares**

Uma solução para a modulação do conversor *open-end* com barramentos isolados é o *Level-Shift PWM* (LS-*PWM*). Existem diferentes formas de implementar o LS-*PWM*. Quando as portadoras estão em fase, o método pode ser denominado *phased-disposition* (PD-*PWM*) (BODO et al., 2013). Para esta modulação, a tensão de referência a ser comparada é a tensão de referência gerada pelo conversor, no qual quando a referência é positiva, esta é comparada com uma triangular positiva (v_{t1}) e quando a referência é negativa, a comparação é feita com uma triangular negativa (v_{t2}), como mostrado na Figura 5.4.

Figura 5.4: *Level-Shift PWM*. (a) Para $v_{sj} > 0$. (b) Para $v_{sj} < 0$.

Na Tabela 5.1 são mostrados os estados das chaves $[q_{saj}, q_{sbj}]$ para os retificadores As e Bs da configuração S6C. Devido ao uso dos diodos, apenas um vetor redundante pode ser utilizado para a configuração simétrica, no qual é representada pelo estado 0b. Ou seja, quando a corrente i_{sj} é positiva, os estados que podem ser aplicados são 1 e 0b e quando a

corrente i_{sj} é negativa, os estados 0b e -1 são aplicados.

Na Figura 5.5 são mostrados três diagramas vetoriais unidimensionais de acordo com a tensão gerada pelo retificador v_{rj} e de acordo com os valores das tensões dos barramentos CC dos conversores A_s e B_s . O diagrama mostrado na Figura 5.5(a) representa o primeiro caso, onde as tensões nos barramentos CC dos conversores são iguais, ou seja, $v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$. Percebe-se que, para este caso, a tensão gerada pelo retificador (v_{rj}) pode assumir três valores, que são $-v_C$, 0 e v_C . Os casos com valores diferentes de tensões de barramento CC são mostrados nas Figuras 5.5(b) e 5.5(c), representando os casos 2 e 3, respectivamente. Para o caso 2 ($v_{Cb} > v_{Ca}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$) e caso 3 ($v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$) a tensão gerada pelo retificador pode assumir três valores, que são $-v_C$, $v_C/3$ e v_C para o caso 2 e $-v_C$, $-v_C/3$ e v_C para o caso 3.

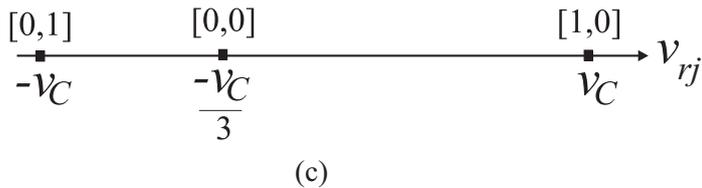
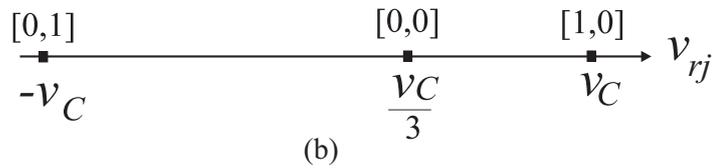
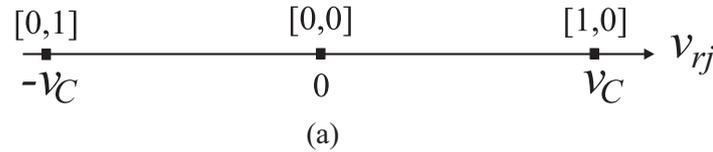


Figura 5.5: Diagrama vetorial simplificado com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ para a configuração S6C. (a) Caso 1: diagrama para tensões de barramento CC iguais $v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$. (b) Caso 2: diagrama vetorial para tensões de barramento CC diferentes, onde $v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$. (c) Caso 3: diagrama vetorial para diferentes valores das tensões dos barramentos CC, onde $v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$.

De acordo com a Tabela 5.1 e Figura 5.5 e considerando a corrente da máquina i_{sj} em fase com a tensão gerada do lado da máquina v_{sj} , tem-se os seguintes vetores gerados para diferentes valores de tensão do barramento CC:

- Caso 1: tensões nos barramentos CC iguais ($v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$):

Neste caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = 0$ e quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = 0$.

Para este caso, a tensão v_{sj} pode ser completamente modulada em todo o intervalo.

- Caso 2: tensões nos barramentos CC diferentes ($v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$):

Para este caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C/3$ e quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C/3$.

Nota-se que a tensão v_{sj} não pode ser completamente modulada quando $i_{sj} \geq 0$, causando distorções na corrente neste intervalo.

- Caso 3: tensões nos barramentos CC diferentes ($v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$):

Para este caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C/3$ e quando $i_{sj} \leq 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C/3$. A tensão v_{sj} não pode ser completamente modulada quando $i_{sj} < 0$, causando distorções na corrente neste intervalo.

5.2.3 Estratégia de Controle

Na Figura 5.6 é apresentado o diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor S6C. Tradicionalmente, o controle da máquina à ímã permanente é realizado fazendo $i_{sd}^r = 0$ (corrente do eixo d igual a zero), de tal forma a obter a maior eficiência da máquina (ZHANG et al., 2011). Como o conversor proposto apresenta diodos, é utilizado o controle de corrente para obter fator de potência unitário (corrente da máquina em fase com a tensão da máquina) e eliminar a distorção da corrente pela passagem pelo zero (ZHANG et al., 2011). No diagrama, a corrente de referência do eixo d (i_{sd}^{r*}) é obtido fazendo a potência reativa da máquina igual a zero, sendo representado pelo bloco G_{id} . Então, a corrente de referência do

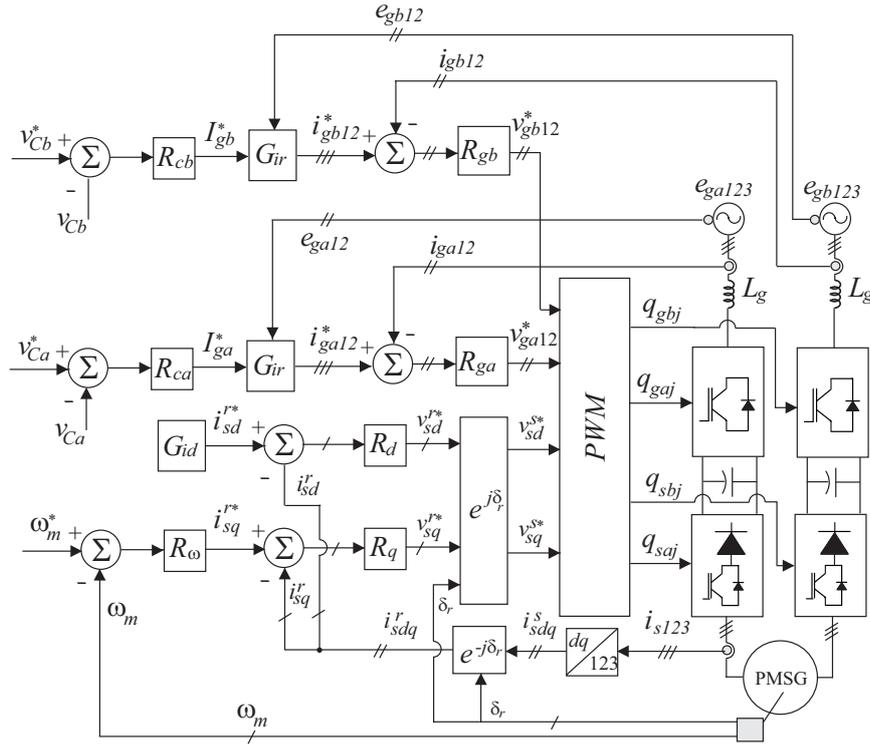


Figura 5.6: Diagrama de bloco para o conversor *open-end* simétrico S6C.

eixo d (i_{sd}^{r*}) pode ser representada pela seguinte equação:

$$i_{sd}^{r*} = \frac{v_{sd}^{r*}}{v_{sq}^{r*}} i_{sq}^{r*} \quad (v_{sq}^{r*} \neq 0) \quad (5.25)$$

Com a corrente i_{sd}^{r*} definida de acordo com a equação (5.25), é obtido o fator de potência unitário entre a corrente da máquina e a tensão gerada na máquina. O controle da corrente i_{sd}^{r*} é realizado por meio de um PI convencional implementado no bloco R_d . Por outro lado, a referência da corrente no eixo em quadratura, i_{sq}^{r*} , é obtido pelo controle de velocidade da máquina, R_ω . O controle da corrente do eixo em quadratura é feito, também, por um PI convencional, implementado pelo bloco R_q . O controle das corrente do eixo direto e no eixo em quadratura define as tensões de referência do eixo direto e em quadratura, v_{sd}^{r*} e v_{sq}^{r*} , respectivamente. As tensões de referência dos eixos direto e em quadratura da máquina no referencial estático é obtido por meio da transformação de coordenadas $e^{j\delta_r}$ (onde δ_r indica a posição angular do rotor).

As tensões estáticas de referência da máquina são obtidas das tensões v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} usando a transformada $dq - 123$. As tensões v_{s1}^{s*} , v_{s2}^{s*} e v_{s3}^{s*} são aplicadas no bloco PWM para gerar os gatilhos das chaves controladas \bar{q}_{saj} e \bar{q}_{sbj} .

5.3 Conversor *Open-end* Assimétrico A6C

Na Figura 5.7 é mostrado o conversor A6C. Este conversor é composto da mesma quantidade de braços, de chaves e de diodos que a topologia S6C, entretanto no lado da geração, é formado por um retificador trifásico não controlado (retificador *As* formado pelos diodos d_{sa1} , d_{sa2} , d_{sa3} , \bar{d}_{sa1} , \bar{d}_{sa2} e \bar{d}_{sa3}) e por um retificador trifásico controlado (retificador *Bs* formado pelas chaves q_{sb1} , q_{sb2} , q_{sb3} , \bar{q}_{sb1} , \bar{q}_{sb2} , \bar{q}_{sb3}). Também é composto por dois barramentos capacitivos, v_{ca} e v_{cb} .

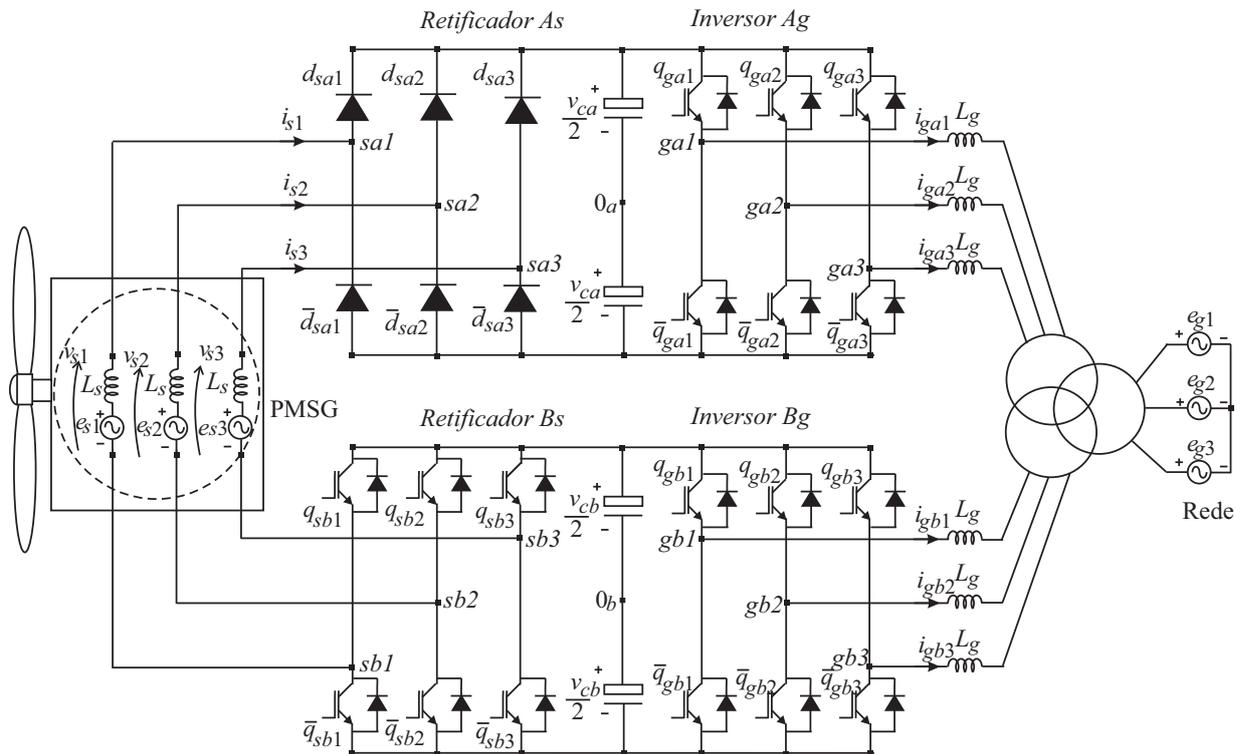


Figura 5.7: Sistema de geração trifásico *open-end back-to-back* assimétrico A6C.

5.3.1 Modelo do Sistema

As equações (5.2)-(5.4) também são válidas para o conversor A6C. Da mesma forma, para garantir uma corrente senoidal, devido a presença dos diodos, o conversor apresenta duas condições de operação, que dependem do sentido da corrente da máquina, i_{sj} .

- Condição 1: $i_{sj} \geq 0$:

Para este caso, o diodo d_{saj} do conversor *As* conduz a corrente i_{sj} e o diodo \bar{d}_{saj} está reversamente polarizado. Desta forma, de acordo com as equações (5.2) e (5.4) tem-se as

seguintes equações:

$$v_{saj0_a} = \frac{v_{Ca}}{2} \quad (5.26)$$

$$v_{sbj0_b} = -v_{rj} + \frac{v_{Ca}}{2} \quad (5.27)$$

onde

$$v_{rj} = v_{sj} - v_{s0ab}. \quad (5.28)$$

Os limites das tensões de polo do conversor controlado Bs têm dois valores $-v_{Cb}/2$ e $v_{Cb}/2$. De acordo com a equação (5.27), as tensões de polo v_{sbj0_b} satisfazem esses limites se $(v_{Ca} - v_{Cb})/2 \leq v_{rj} \leq (v_{Ca} + v_{Cb})/2$.

- Condição 2: $i_{sj} < 0$

Nessa condição, a corrente da máquina i_{sj} é conduzida pelos diodos \bar{d}_{saj} do conversor As , então, de acordo com as equações (5.2) e (5.4), pode-se obter as seguintes equações:

$$v_{saj0_a} = -\frac{v_{Ca}}{2} \quad (5.29)$$

$$v_{sbj0_b} = -v_{rj} - \frac{v_{Ca}}{2}. \quad (5.30)$$

As tensões de polo v_{sbj0_b} satisfazem os seus limites se $-(v_{Ca} + v_{Cb})/2 \leq v_{rj} \leq (-v_{Ca} + v_{Cb})/2$.

5.3.2 Estratégias *PWM*

Nesta seção são apresentados as estratégias *PWM* baseadas em apenas uma portadora e em duas portadoras, também chamada de LS-*PWM*.

PWM baseada em uma portadora triangular

Da mesma forma que a estratégia *PWM* apresentada para a configuração S6C, deve-se calcular os valores das tensões de polo de referência e compará-las a uma portadora triangular de alta frequência. Como o conversor é similar ao conversor S6C, as equações (5.9)-(5.24) são igualmente satisfeitas para o conversor A6C e dadas as tensões de referência da máquina

v_{s1}^* e v_{s2}^* ($v_{s3}^* = -v_{s1}^* - v_{s2}^*$), as tensões de polo de referência para o conversor Bs são:

$$v_{sb10_b}^* = -v_{s1}^* + v_{sa10_a}^* + v_{s0ab}^* \quad (5.31)$$

$$v_{sb20_b}^* = -v_{s2}^* + v_{sa20_a}^* + v_{s0ab}^* \quad (5.32)$$

$$v_{sb30_b}^* = -v_{s3}^* + v_{sa30_a}^* + v_{s0ab}^*. \quad (5.33)$$

Devido ao uso do retificador não controlado (retificador As), as tensões de polo de referência $v_{saj0_a}^*$ obedecem a duas condições de operação, como descritas anteriormente em função do sentido da corrente de referência da máquina, ou seja:

- Condição 1: $i_{sj}^* \geq 0$

$$v_{saj0_a}^* = \frac{v_{Ca}^*}{2} \quad (5.34)$$

- Condição 2: $i_{sj}^* < 0$

$$v_{saj0_a}^* = -\frac{v_{Ca}^*}{2} \quad (5.35)$$

onde v_{Ca}^* é a tensão de referência do barramento CC do conversor As .

A variável auxiliar pode ser escolhida livremente dentro do intervalo estipulado pelos limites das tensões de polo de referência ($\pm v_{Cb}^*/2$). Assim, a variável auxiliar v_{s0ab}^* pode ser escolhida como segue:

$$v_{s0ab \min}^* \leq v_{s0ab}^* \leq v_{s0ab \max}^* \quad (5.36)$$

$$v_{s0ab \min}^* = -\frac{v_{Cb}^*}{2} - \min\{V_s^*\} \quad (5.37)$$

$$v_{s0ab \max}^* = \frac{v_{Cb}^*}{2} - \max\{V_s^*\} \quad (5.38)$$

onde v_{Cb}^* é a tensão de referência do barramento CC do conversor Bs e $V_s^* = \{-v_{s1}^* + v_{sa10_a}^*, -v_{s2}^* + v_{sa20_a}^*, -v_{s3}^* + v_{sa30_a}^*\}$.

A variável auxiliar pode ser determinada utilizando uma normalização por meio da variável μ_{ab}^* ($0 \leq \mu_{ab}^* \leq 1$), desta forma:

$$v_{s0ab}^* = \mu_{ab}^* v_{s0ab \max}^* + (1 - \mu_{ab}^*) v_{s0ab \min}^* \quad (5.39)$$

O algoritmo para o cálculo das tensões de polo de referência, dadas as tensões de referência da máquina, são resumidas em cinco passos, como mostrado a seguir.

Tabela 5.2: Estados das chaves baseadas no sentido da corrente com $[q_{saj}, q_{sbj}]$.

Estados	A6C	
	$i_{sj} \geq 0$	$i_{sj} < 0$
1	[1,0]	-
0	a	[1,1]
	b	-
-1	-	[0,1]

1. Determine as tensões de referência do conversor As a partir das equações (5.34) e (5.35);
2. Determine $v_{s0ab \min}^*$ e $v_{s0ab \max}^*$ pelas equações (5.37) e (5.38);
3. Escolha μ_{ab}^* ;
4. Determine v_{s0ab}^* a partir da equação (5.39); e
5. Determine as tensões de referência do conversor Bs com as equações (5.31)-(5.33).

***Level-Shift PWM* baseada em duas portadoras triangulares**

Da mesma forma que é realizada para o conversor S6C, as tensões de referência são comparadas com duas portadores triangulares de alta frequência, uma positiva (v_{t1}) e outra negativa (v_{t2}), como mostrado na Figura 5.4 .

Na Tabela 5.2 são mostrados os estados das chaves $[q_{saj}, q_{sbj}]$ para os retificadores As e Bs da configuração A6C. De maneira similar à configuração S6C, devido ao uso dos diodos, apenas um vetor redundante pode ser utilizado para a configuração assimétrica, no qual é representada pelo estado 0a para $i_{sj} \geq 0$ e pelo estado 0b para $i_{sj} < 0$. Em outras palavras, quando a corrente i_{sj} é positiva, os estados que podem ser aplicados são 1 e 0a e quando a corrente i_{sj} é negativa, os estados 0b e -1 são aplicados.

Na Figura 5.8 são mostrados os três diagramas vetoriais unidimensionais de acordo com a tensão gerada pelo retificador v_{rj} e de acordo com os valores das tensões dos barramentos CC dos conversores As e Bs . Os mesmos três casos apresentados na Figura 5.5 para a configuração S6C são apresentados na Figura 5.8 para a configuração S6C.

De acordo com a Tabela 5.2 e Figura 5.8, tem-se os seguintes vetores gerados para diferentes valores de tensão do barramento CC, considerando a corrente da máquina i_{sj} em

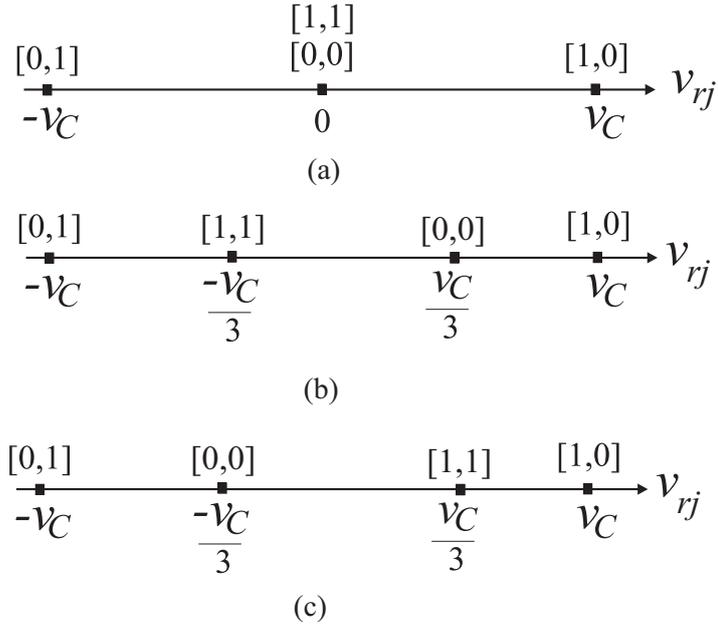


Figura 5.8: Diagrama vetorial simplificado com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ para a configuração A6C. (a) Caso 1: diagrama para tensões de barramento CC iguais $v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$. (b) Caso 2: diagrama vetorial para tensões de barramento CC diferentes, onde $v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$. (c) Caso 3: diagrama vetorial para diferentes valores das tensões dos barramentos CC, onde $v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$.

fase com a tensão gerada do lado da máquina v_{sj} :

- Caso 1: tensões nos barramentos CC iguais ($v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$):

Neste caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[1,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = 0$ e quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = 0$.

Para este caso, a tensão v_{sj} pode ser completamente modulada em todo o intervalo.

- Caso 2: tensões nos barramentos CC diferentes ($v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$):

Para este caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[1,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C/3$ e quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C/3$.

A tensão v_{sj} pode ser completamente modulada em todo o intervalo, mas os vetores são mais distantes quando comparada com o caso 1 (barramentos iguais), desta forma, ocorre um aumento na distorção harmônica da corrente e tensão gerada pelo conversor.

5.4 Conversor *Open-end* Assimétrico A9C

Na Figura 5.10 é mostrado o conversor A9C. Este conversor é composto por um retificador controlado *Bs*, formado pelas chaves q_{sb1} , q_{sb2} , q_{sb3} , \bar{q}_{sb1} , \bar{q}_{sb2} e \bar{q}_{sb3} e um retificador semi-controlado *As* formado pelos diodos d_{sa1} , d_{sa2} , d_{sa3} e pelas chaves \bar{q}_{sa1} , \bar{q}_{sa2} , \bar{q}_{sa3} . Também é composto por dois barramentos capacitivos, v_{ca} e v_{cb} .

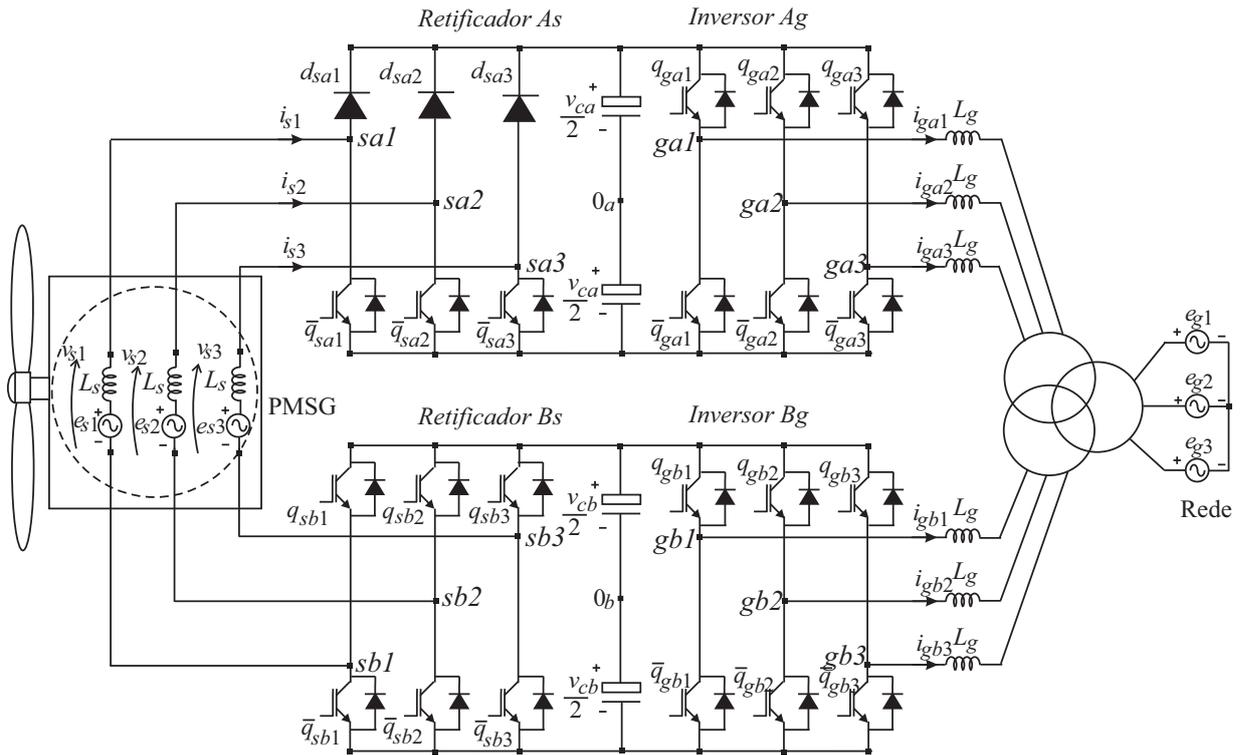


Figura 5.10: Sistema de geração trifásico *open-end back-to-back* assimétrico A9C.

5.4.1 Modelo do sistema

As equações (5.2)-(5.4) são também válidas para o conversor assimétrico A9C. Como o conversor apresenta apenas três diodos, a tensão de polo do conversor *As* é definida pela corrente i_{sj} em apenas uma condição:

- Condição 1: $i_{sj} < 0$:

Nessa condição, a corrente da máquina i_{sj} é conduzida pelos diodos das chaves \bar{q}_{sa_j} do conversor *As*, então, de acordo com as equações (5.2) e (5.4), pode-se obter as seguintes

Tabela 5.3: Estados das chaves baseadas no sentido da corrente com $[q_{saj}, q_{sbj}]$.

Estados	A9C	
	$i_{sj} \geq 0$	$i_{sj} < 0$
1	[1,0]	-
0	a	[1,1]
	b	[0,0]
-1	-	[0,1]

equações:

$$v_{saj0_a} = -\frac{v_{Ca}}{2} \quad (5.40)$$

$$v_{sbj0_b} = -v_{rj} - \frac{v_{Ca}}{2}. \quad (5.41)$$

As tensões de polo v_{sbj0_b} satisfazem os seus limites se $-(v_{Ca} + v_{Cb})/2 \leq v_{rj} \leq (-v_{Ca} + v_{Cb})/2$.

5.4.2 Estratégia *PWM*

A estratégia *PWM* para o conversor A9C é semelhante às configurações *open-end* convencional e S6C. Para a corrente de referência positiva, i.e. $i_{sj}^* \geq 0$, a estratégia *PWM* é igual a configuração *open-end* convencional e para $i_{sj}^* < 0$, a estratégia *PWM* é igual a da configuração S6C.

Level-Shift PWM Baseada em Duas Portadoras Triangulares

A Figura 5.4 apresentada para as configurações S6C e A6C é igualmente satisfeita para a configuração A9C para representar a modulação LS-PWM.

Na Tabela 5.3 são mostrados os estados das chaves $[q_{saj}, q_{sbj}]$ para os retificadores As e Bs da configuração A9C. Para esta configuração, devido ao uso dos diodos, apenas um vetor redundante pode ser utilizado para a configuração assimétrica de nove chaves comente para $i_{sj} < 0$ mas para $i_{sj} \geq 0$ pode ser utilizado os dois vetores nulos. Ou seja, quando a corrente i_{sj} é positiva, os estados que podem ser aplicados são 1, 0a e 0b e quando a corrente i_{sj} é negativa, apenas os estados 0b e -1 são aplicados.

O diagrama vetorial simplificado da configuração A9C é igualmente representado pela Figura 5.8.

De acordo com a Tabela 5.3 e Figura 5.8, tem-se os seguintes vetores gerados para diferentes valores de tensão do barramento CC, considerando a corrente da máquina i_{sj} em fase com a tensão gerada do lado da máquina v_{sj} :

- Caso 1: tensões nos barramentos CC iguais ($v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$):

Neste caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[0,0]$ ou $[1,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = 0$ e quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = 0$.

Para este caso, a tensão v_{sj} pode ser completamente modulada em todo o intervalo.

- Caso 2: tensões nos barramentos CC diferentes ($v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$):

Para este caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C/3$ ou $[1,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C/3$ e quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C/3$.

Nota-se que a tensão v_{sj} pode ser completamente modulada utilizando o vetor $[1,1]$ para o nível de tensão zero no caso em que $i_{sj} \geq 0$, mas ocorre um aumento na distorção harmônica da corrente, quando comparado com o caso 1, pois os vetores são mais distantes.

- Caso 3: tensões nos barramentos CC diferentes ($v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$):

Para este caso, quando $i_{sj} \geq 0$ os vetores gerados podem ser $[1,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C/3$ ou $[1,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C/3$ e quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C/3$.

Nota-se que a tensão v_{sj} não pode ser completamente modulada quando $i_{sj} < 0$, causando distorções na corrente neste intervalo.

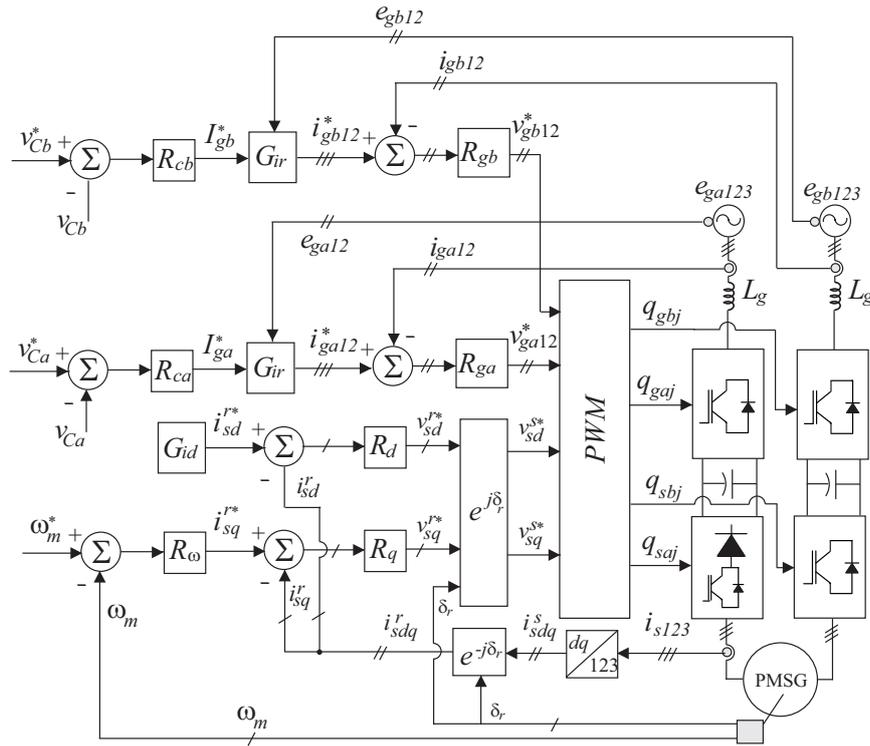


Figura 5.11: Diagrama de bloco para o conversor *open-end* assimétrico A9C.

5.4.3 Estratégia de Controle

Na Figura 5.11 é apresentado o diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor A9C. A estratégia é similar aos conversores S6C e A6C, mas os sinais de gatilhos das chaves são diferentes, pois são usadas mais chaves controladas.

5.5 Conversor *Open-end* Assimétrico A3C

Na Figura 5.12 é mostrado o conversor A3C. Este conversor é composto por um retificador semicontrolado B_s , formado pelas chaves \bar{q}_{sb1} , \bar{q}_{sb2} , \bar{q}_{sb3} e diodos d_{sb1} , d_{sb2} , d_{sb3} e um retificador não controlado A_s formado pelos diodos d_{sa1} , d_{sa2} , d_{sa3} , \bar{d}_{sa1} , \bar{d}_{sa2} e \bar{d}_{sa3} . Esta topologia também é composta por dois barramentos capacitivos, v_{ca} e v_{cb} .

5.5.1 Modelo do Sistema

As equações (5.2)-(5.4) são igualmente válidas para o conversor A3C. Como o conversor apresenta nove diodos, as tensões de polo dos retificadores A_s e B_s são definidas pelo sentido

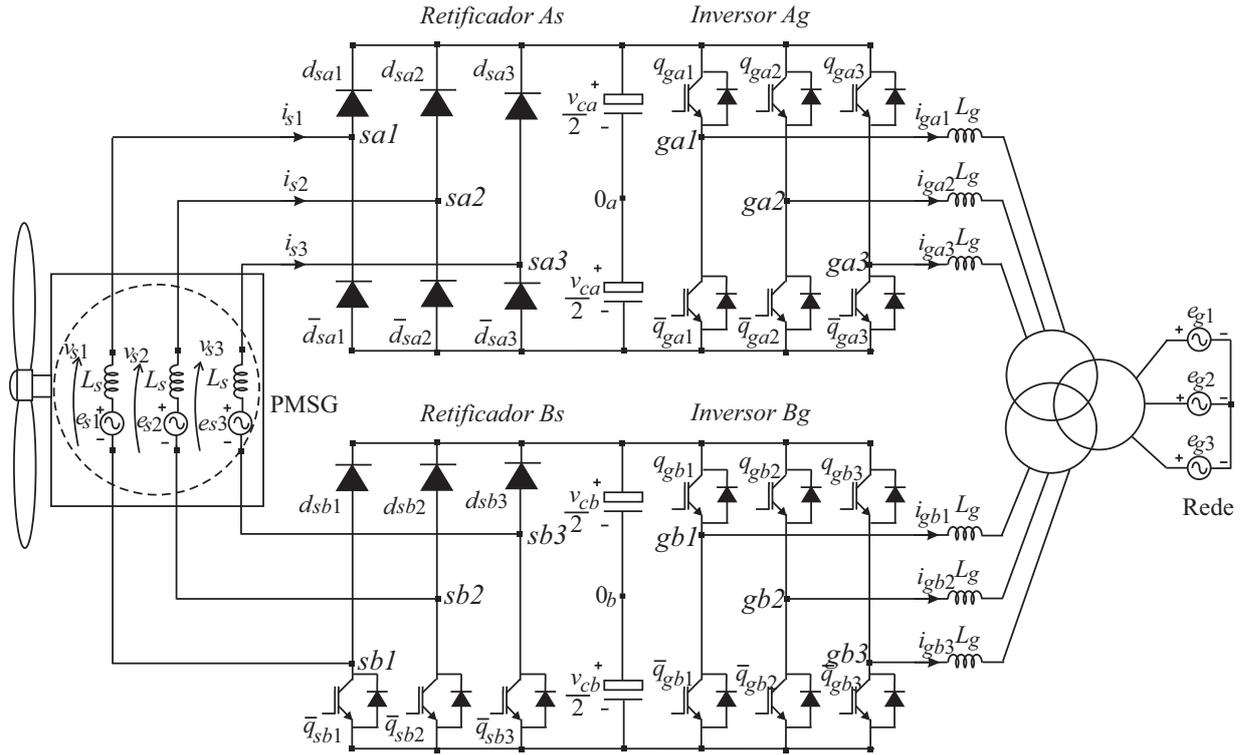


Figura 5.12: Sistema de geração trifásico *open-end back-to-back* assimétrico A3C.

da corrente i_{sj} como segue:

- Condição 1: $i_{sj} \geq 0$:

Nessa condição, a corrente da máquina i_{sj} é conduzida pelos diodos das chaves \bar{q}_{sbj} do retificador *Bs* e pelos diodos d_{saj} do retificador *As*, então, de acordo com as equações (5.2) e (5.4), pode-se obter as seguintes equações:

$$v_{saj0a} = \frac{v_{Ca}}{2} \quad (5.42)$$

$$v_{sbj0b} = -\frac{v_{Cb}}{2}. \quad (5.43)$$

- Condição 2: $i_{sj} < 0$:

Esta condição é idêntica à condição do conversor A6C, ou seja,

$$v_{saj0a} = -\frac{v_{Ca}}{2} \quad (5.44)$$

$$v_{sbj0b} = -v_{rj} - \frac{v_{Cb}}{2}. \quad (5.45)$$

Tabela 5.4: Estados das chaves baseadas no sentido da corrente onde $[q_{saj}, q_{sbj}]$.

Estados	A3C	
	$i_{sj} \geq 0$	$i_{sj} < 0$
1	[1,0]	-
0	a	-
	b	[0,0]
-1	-	[0,1]

5.5.2 Estratégia PWM

Para este caso, os sinais de gatilho das chaves do conversor Bs são definidos de acordo com um controle por histerese da corrente e os estados das chaves estão listados na Tabela 5.4, de acordo com o sentido da corrente da máquina.

Os sinais das chaves são definidos apenas para $i_{sj}^* < 0$, onde os estados das chaves são $\bar{q}_{sbj} = 0$ (estado 0b) e $\bar{q}_{sbj} = 1$ (estado -1). No controle por histerese, são definidos os valores máximos e mínimos de ondulação da corrente da máquina de acordo com a variável δ . Desta forma, os limites da histerese são: $I_{sj,max} = i_{sj}^* + \delta$ e $I_{sj,min} = i_{sj}^* - \delta$. Se $i_{sj}^* \geq I_{sj,max}$, é utilizado o estado 0b ($\bar{q}_{sbj} = 0$) e para $i_{sj}^* < I_{sj,min}$, é utilizado o estado 1 ($\bar{q}_{sbj} = 1$).

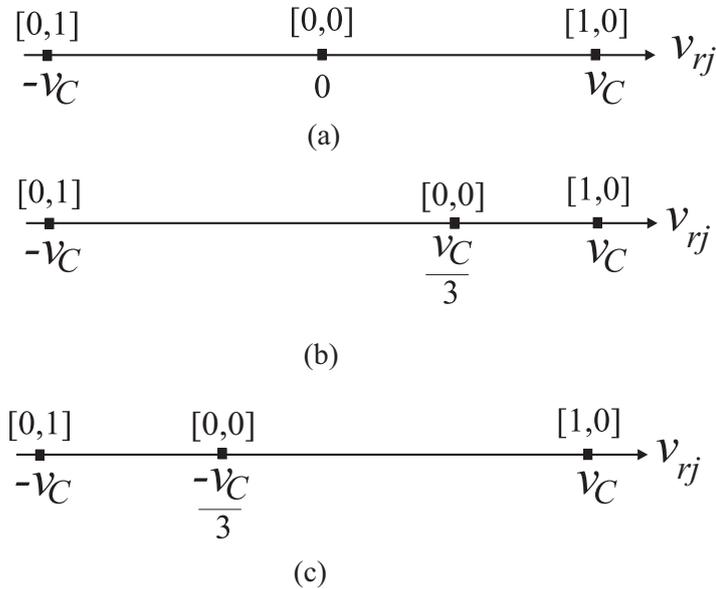


Figura 5.13: Diagrama vetorial simplificado com $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ para a configuração A3C. (a) Caso 1: diagrama para tensões de barramento CC iguais $v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$. (b) Caso 2: diagrama vetorial para tensões de barramento CC diferentes, onde $v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$. (c) Caso 3: diagrama vetorial para diferentes valores das tensões dos barramentos CC, onde $v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$.

De acordo com a Tabela 5.4 e Figura 5.13, tem-se os seguintes vetores gerados para diferentes valores de tensão do barramento CC, considerando a corrente da máquina i_{sj} em fase com a tensão gerada do lado da máquina v_{sj} :

- Caso 1: tensões nos barramentos CC iguais ($v_{Ca} = v_{Cb} = v_C/2$):

Quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = 0$. Para este caso, somente quando $i_{sj} < 0$ a tensão v_{sj} pode ser modulada.

- Caso 2: tensões nos barramentos CC diferentes ($v_{Ca} < v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = v_C/3$ e $v_{Cb} = 2v_C/3$):

Quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = v_C/3$. Para este caso, somente quando $i_{sj} < 0$ a tensão v_{sj} pode ser modulada, mas a distorção harmônica da corrente será maior quando comparada com o caso 1, pois os vetores estão mais distantes.

- Caso 3: tensões nos barramentos CC diferentes ($v_{Ca} > v_{Cb}$, i.e., $v_{Ca} = 2v_C/3$ e $v_{Cb} = v_C/3$):

Quando $i_{sj} < 0$ os vetores gerados podem ser $[0,1]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C$, ou $[0,0]$, para o nível de tensão $v_{sj} = -v_C/3$. Para este caso, a tensão v_{sj} não pode ser completamente modulada em todo o intervalo, aumentando a distorção na corrente da máquina.

Para os três casos, quando $i_{sj} \geq 0$ somente o vetor $[1,0]$, para o nível $v_{sj} = v_C$, pode ser gerado.

5.5.3 Estratégia de Controle

É realizado para este caso um controle por histerese da corrente, onde a corrente de referência é definida de forma similar às outras configurações (S6C, A6C e A9C).

5.6 Tensão no Barramento CC

Negligenciando as oscilações nas tensões nos barramentos e considerando o sistema balanceado, ou seja, indutores com os mesmos valores, o valor mínimo da tensão no barramento

CC de referência, para as configurações *open-end* de dois barramentos, deve ser:

$$v_C^* = v_{Ca}^* + v_{Cb}^* \geq |v_{si}^* - v_{sk}^*| \quad (5.46)$$

com $i = 1, 2, 3$, $k = 1, 2, 3$ e $i \neq k$.

Se $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, a tensão no barramento CC requerida para as configurações *open-end* de dois barramentos CC é a metade do valor quando comparada com a configuração trifásico convencional. De acordo com o diagrama vetorial simplificado, para que a tensão seja completamente modulada para as configurações A6C e A9C, a tensão no barramento CC do conversor *Bs* deve ser maior ou igual que a tensão no barramento CC do conversor *As*, ou seja, $v_{Cb}^* \geq v_{Ca}^*$ enquanto que para a configuração S6C as tensões nos barramentos devem ser iguais, ou seja, $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$ para a correta modulação das tensões no conversor.

5.7 Potência nos Conversores *As* e *Bs*

5.7.1 Compartilhamento da Potência Entre os Conversores *As* e *Bs*

Para a configuração S6C, o compartilhamento da potência entre os conversores *As* e *Bs* é sempre igual, pois os conversores são simétricos, enquanto que para a configuração A6C, o compartilhamento da potência entre os conversores *As* e *Bs* são diferentes.

Para a configuração A6C, o processamento da potência nos conversores *As* e *Bs* são definidos como:

$$P_{As} = v_{sa10_a} i_{s1} + v_{sa20_a} i_{s2} + v_{sa30_a} i_{s3} \quad (5.47)$$

$$P_{Bs} = -v_{sb10_b} i_{s1} - v_{sb20_b} i_{s2} - v_{sb30_b} i_{s3}. \quad (5.48)$$

De acordo com essas equações, pode-se notar que o compartilhamento da potência entre os conversores *As* e *Bs* depende de duas variáveis:

- Tensão no barramento CC de cada conversor: As tensões de polo do conversor *As* têm somente dois estados ($\pm v_{Ca}/2$), definidos de acordo com sentido da corrente, então para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, a potência processada no conversor *As* é maior que a potência processada no conversor *Bs*. Por outro lado, quando $v_{Cb} > v_{Ca}$ a potência processada no conversor *Bs* pode ser maior.

Tabela 5.5: Compartilhamento de potência entre os conversores As e Bs - caso 1

k	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
P_{As}	11%	22%	33%	44%	55%
P_{Bs}	89%	78%	67%	56%	45%

Tabela 5.6: Compartilhamento de potência entre os conversores As e Bs - caso 2

V_s/V_n	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
P_{As}	275%	138%	92%	69%	55%
P_{Bs}	-175%	-38%	8%	31%	45%

- Amplitude da tensão da máquina (V_s): Por exemplo, assumindo $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$, quando V_s é menor que a tensão nominal da máquina, a potência do conversor As é maior que a potência no conversor Bs ($P_{As} > P_{Bs}$).

Nas Tabelas 5.5, 5.6 e 5.7 são mostrados os compartilhamentos das potências nos conversores As e Bs para diferentes condições de operação. Na Tabela 5.5 é mostrada a potência dos conversores para V_s igual a potência nominal da máquina V_n , onde $v_{Ca}^* = kv_C^*$ e $v_{Cb}^* = (1 - k)v_C^*$, com $0 \leq k \leq 0.5$. Dos resultados, conclui-se que para $k > 0.4$, a potência processada pelo conversor não-controlado é maior que o conversor controlado ($P_{As} > P_{Bs}$).

Uma outra condição de operação é mostrada na Tabela 5.6. Neste caso, os resultados são também obtidos para diferentes valores de V_s , com a amplitude de V_s menor que a tensão nominal da máquina V_n e $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$. Note que, quando V_s é igual a 60% do valor nominal, a potência no conversor Bs é praticamente nula. No entanto, quando $V_s < 0.6V_n$ a potência processada pelo conversor As é maior que a potência gerada pela máquina.

O terceiro conjunto de resultado é mostrado na Tabela 5.7. Neste caso, a tensão do barramento CC do conversor Bs é maior do que do conversor As ($k = 0.3$, i.e., $v_{Ca} = 0.3V_C$ e $v_{Cb} = 0.7v_C$). Estes resultados são obtidos para diferentes valores de V_s , com V_s menor do que V_n . Note que, quando V_s é menor ou igual a 60% de V_n , o conversor As processa mais potência do que o conversor Bs . Por outro lado, para V_s menor que 40% de V_n a potência

Tabela 5.7: Compartilhamento de potência entre os conversores As e Bs - caso 3

V_s/V_n	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
P_{As}	165%	83%	55%	41%	33%
P_{Bs}	-65%	17%	45%	59%	67%

P_{As} é maior que a potência gerada pela máquina.

Assumindo um PMSG com potência nominal P_n e que a potência gerada é proporcional à tensão no estator. Isto é, quando a tensão no estator é igual a 60% da tensão nominal ($V_s = 0.6V_n$), a potência gerada é igual a 60% da potência nominal. Então, pela Tabela 5.6, quando V_s é igual a 20% da tensão nominal, a potência processada pelo conversor As é igual a 55% da potência da máquina, enquanto que a potência processada pelo conversor Bs é igual a 35% da potência nominal da máquina. Isto significa que o projeto dos conversores As e Bs pode ser feito a partir da potência nominal de PMSG. No entanto, esta condição de operação não é desejável porque irá existir uma circulação de potência entre os conversores.

A configuração A9C apresenta uma distribuição variável de potência entre os conversores As e Bs , com valores entre os da configuração S6C e A6C, dependendo do valor do vetor nulo utilizado para $i_{sj} \geq 0$, de acordo com a Tabela 5.3. Para a configuração A3C, os valores da potência nos conversores As e Bs são similares à configuração A6C.

5.7.2 Configuração A9C Operando com Potência Zero em um dos Barramentos CC

A condição no qual as configurações *open-end* podem operar como capacitor flutuante tem sido largamente discutido na literatura, onde o capacitor flutuante pode fornecer uma compensação da potência reativa da máquina, elevação dos níveis de tensão da máquina, aumento da quantidade de níveis das tensões geradas para reduzir as distorções harmônicas e também pode operar quando ocorrer uma falta em um conversor (EWANCHUK e SALMON, 2010, EWANCHUK et al., 2013, HAQUE et al., 2013). As configurações convencional *open-end* e proposta A6C podem ser usadas como capacitor flutuante, onde para a configuração convencional são utilizados vetores nulos redundantes para controlar a tensão sobre o capacitor (CHOWDHURY et al., 2015, PAN e LIPO, 2012). Em (PAN e LIPO, 2012) foi mostrado que para a configuração A6C, a corrente da máquina não é senoidal porque não há vetores redundantes para descarregar e carregar o barramento, desta forma as tensões não são corretamente moduladas.

Neste trabalho, foi analisado a configuração A9C operando como capacitor flutuante. Esta configuração pode operar com capacitor flutuante e também garantir corrente da má-

Tabela 5.8: Condição para a configuração A9C operar como capacitor flutuante.

	$v_{Cb} > v_{Cb_{max}}^*$		$v_{Cb} < v_{Cb_{min}}^*$	
$i_{sj} \geq 0$	[1,0]	Estado 1	[1,0]	Estado 1
	[1,1]	Estado 0a	[0,0]	Estado 0b
$i_{sj} > 0$	[0,1]	Estado -1	[0,1]	Estado -1
	[0,0]	Estado 0b	[0,0]	Estado 0b

quina senoidal, porque o fluxo de potência entre os conversores As e Bs podem variar com a aplicação de vetores redundantes nulos (estados 0a e 0b, mostrados na Tabela 5.3). Quando o conversor A9C opera com capacitor flutuante, o conversor Bg não é usado (condição de falta) e a tensão do barramento CC deve ser controlada pelo conversor Bs, aplicando os vetores nulos corretos. Nesta condição, o índice de modulação deve ser menor que 0,58, isto é, a tensão gerada é 58% da tensão nominal. Baseado na Tabela 5.6, quando a tensão da máquina é menor que 58% da tensão nominal, a potência ativa no conversor Bs é zero. A partir da configuração A9C, o controle da tensão do barramento Bs pode ser feito usando um controle por histerese. Considerando a corrente da máquina i_{sj} com o mesmo sinal que a tensão gerada pelo conversor v_{sj} , para a configuração A9C operar com capacitor flutuante e potência reativa zero no conversor Bs, os estados possíveis das chaves são mostrados na Tabela 5.8. Quando da tensão do barramento precisa ser descarregada a modulação da topologia A9C é igual à da topologia A6C (diminuindo o fluxo de potência no conversor Bs) e quando o barramento precisa carregar, a modulação é igual ao da configuração S6C (incrementando o fluxo de potência no conversor Bs).

5.8 Análise da Distorção Harmônica

A análise da distorção harmônica nos conversores foi realizada a partir das equações (2.26) e (2.27). Nesta seção são apresentados os valores da THD e da WTHD analisados para a topologia trifásica convencional e para as topologias propostas neste capítulo (configurações S6C, A6C, A9C e A3C).

Na Tabela 5.9 são mostrados os valores das *WTHD* dos conversores trifásico convencional, *open-end* convencional, S6C, A6C e A9C. Para esses resultados foram utilizados a frequência de chaveamento de $10kHz$ e valores das tensões dos barramentos CC iguais a $v_{Ca} = v_{Cb} = 282V$. É possível notar que a *WTHD* das tensões geradas nas configurações

Tabela 5.9: WTHD da tensão gerada na máquina

	Convencional	Convencional <i>open-end</i>	A9C	A6C	S6C
v_{s123}	0,26%	0,14%	0,14%	0,14%	0,14%

Tabela 5.10: THD das correntes da máquina

	Convencional	Convencional <i>open-end</i>	A9C	A6C	S6C
i_{s123}	2,71%	1,16%	1,16%	1,16%	1,16%

open-end são menores quando comparadas com a configuração trifásico convencional pelo fato das tensões geradas nas configurações *open-end* apresentarem nove níveis de tensão, como são mostrados nas Figuras 5.14(b), 5.16(b) e 5.18(b).

Os resultados da *THD* da corrente da máquina são mostrados na Tabela 5.10. Igualmente como a *WTHD*, o menor valor de *THD* é obtida com as configurações *open-end* porque a tensão gerada apresenta nove níveis de tensão conforme mostrada na Figura 5.14.

Para a configuração A3C, foi utilizado um limite de erro da corrente para o controle por histerese de 1%. A *THD* da configuração A3C foi de 18,3%, onde devido ao controle por histerese, a frequência de chaveamento é variável. Este resultado é igual quando comparado com a configuração trifásico semicontrolado convencional, ou seja, com o uso apenas do retificador *Bs* semicontrolado.

Em ambos os resultados, os valores para a *WTHD* e *THD* são iguais para as configurações *open-end* convencional, A6C, S6C e A9C. Isto se deve ao fato dos vetores gerados apresentarem a mesma distância para todos os casos.

5.9 Análise de Perdas nos Semicondutores

O cálculo para a estimação de perdas nos semicondutores são baseadas nas equações (2.28) e (2.29). Na Tabela 5.11 é mostrado as perdas dos semicondutores das configurações trifásica convencional, *open-end* convencional, A6C, A9C e S6C. Foram usados os valores da frequência de chaveamento, potência na carga, tensões nos barramentos CC e tensões da máquina iguais a 10 kHz, 3 kVA, 282 V e 280 V, respectivamente. Para a topologia trifásica convencional, para que se obtenha o mesmo valor de distorção harmônica das demais topologias *open-end*, foi utilizado a frequência de chaveamento igual a 20 kHz e o dobro do

Tabela 5.11: Estimação das perdas nos semicondutores.

Configuração	Perdas	P_t
Trifásico convencional	$\frac{P_{cd}}{P_{ch}}$ 0,65%	4,67%
	4,02%	
<i>Open-end</i> convencional	$\frac{P_{cd}}{P_{ch}}$ 1,1%	4,52%
	3,42%	
A6C	$\frac{P_{cd}}{P_{ch}}$ 1,4%	3,53%
	2,13%	
S6C	$\frac{P_{cd}}{P_{ch}}$ 1,38%	3,50%
	2,12%	
A9C	$\frac{P_{cd}}{P_{ch}}$ 1,11%	3,70%
	2,58%	

Tabela 5.12: Estimação das perdas nos semicondutores.

Configuração	Perdas	P_t
Trifásico semicontrolado convencional	$\frac{P_{cd}}{P_{ch}}$ 0,65%	12,86%
	12,21%	
A3C	$\frac{P_{cd}}{P_{ch}}$ 1,26%	11,29%
	10,12%	

valor da tensão no barramento CC.

Os valores das perdas mostradas na Tabela 5.11 são: a) Perdas por condução (P_{cd}), b) Perdas de chaveamento (P_{ch}) e c) Perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$). Percebe-se que com a substituição das chaves controladas da topologia *open-end* convencional por diodos para as topologias semicontroladas, os valores das perdas são reduzidas pela diminuição das perdas por chaveamento, com uma redução total de 22%. Quando comparados com a topologia trifásica convencional, a redução nas perdas é ocasionada pela diminuição das tensões nos barramentos CC, reduzindo assim as tensões sobre as chaves semicondutoras.

Na Tabela 5.12 são mostradas as perdas para as configurações convencional com retificador trifásico semicontrolado e a A3C. Pode-se perceber que para a configuração *open-end* proposta, ocorre uma redução de aproximadamente 11%, pois apesar de ter mais braços, o conversor apresenta a metade do nível de tensão sobre as chaves quando comparada com a convencional, reduzindo assim as perdas por chaveamento nos semicondutores.

5.10 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação foram obtidos usando o *software MATLAB*[®]. Os parâmetros utilizados para a simulação foram: capacitância $C = 2200\mu F$, frequência de chaveamento igual a $10kHz$ e tensões nos barramentos iguais a $160V$, máquina com potência de $1,3kW$, velocidade elétrica da máquina $300rad/s$ e 11 pares de polos.

5.10.1 Configuração A6C

Na Figura 5.14 são mostrados os resultados de simulação para a configuração A6C. Pode-se observar na Figura 5.14 (a) que as correntes da máquina não apresentam a distorção pela passagem pelo zero, pois são sincronizadas pelas tensões geradas na máquina. Nota-se que a tensão gerada pelos conversores é uma tensão multiníveis, apresentando um total de nove níveis, como mostrado na Figura 5.14(b). Isto garante a redução da distorção da corrente quando comparada com a topologia trifásica convencional. As tensões nos dois barramentos CC são mostradas nas Figuras 5.14(c) e (d), onde as mesmas estão devidamente controladas nos seus valores de referência de $160V$. Nas Figuras 5.14(e) e (f) são mostradas as correntes nos conversores Ag e Bg , respectivamente. Pode-se notar que as amplitudes são diferentes, pois as potências processadas pelos conversores não são iguais por se tratar de um conversor assimétrico. Por fim, na Figura 5.14(g) é mostrado a velocidade mecânica da máquina, no qual é controlada no valor de $27,27rad/s$, com a velocidade elétrica igual a $300rad/s$.

Na Figura 5.15 são mostrados os resultados para um transitório na potência mecânica, correspondente a um aumento de 20% nesta potência no tempo de 2,15 segundos. Pode-se perceber que as tensões dos barramentos e as correntes da máquina retornam para os seus respectivos valor de referência, após a aplicação do transitório. Também é mostrado na Figura 5.15(d) o transitório da velocidade elétrica da máquina.

5.10.2 Configuração S6C

Para a configuração S6C, os resultados são mostrados na Figura 5.16. Foram utilizados os mesmos parâmetros que a configuração A6C. Igualmente como na configuração A6C, pode-

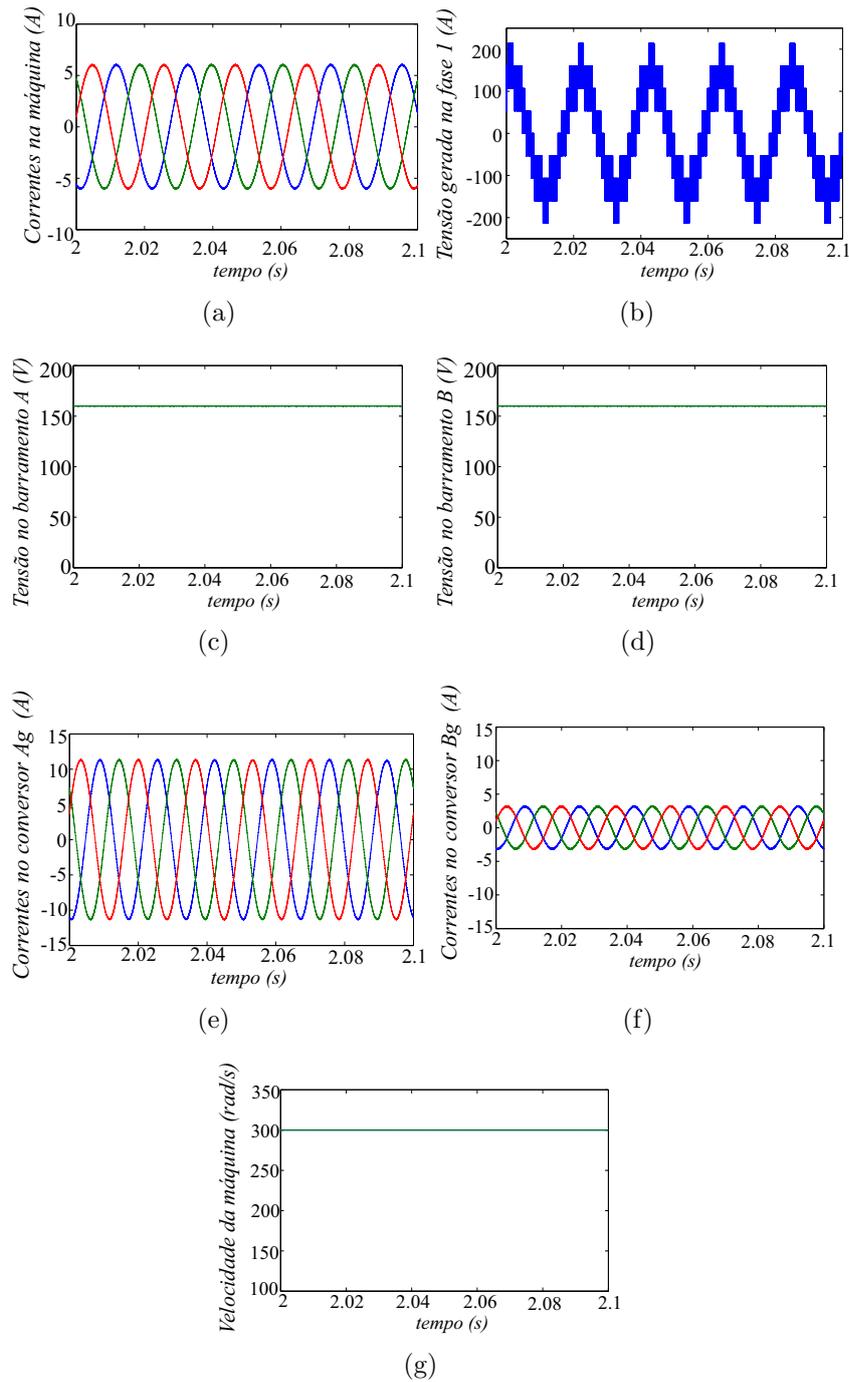


Figura 5.14: Resultados de simulação da topologia A6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão da máquina (v_{s1}). (c) Tensão no barramento capacitivos do conversor As (v_{ca}). (d) Tensão no barramento capacitivos do conversor Bs (v_{cb}). (e) Correntes do conversor Ag . (f) Correntes do conversor Bg . (g) Velocidade elétrica da máquina.

se notar a eliminação da distorção da corrente pela passagem pelo zero. As variáveis são similares, diferindo apenas nas amplitudes das correntes nos conversores Ag e Bg , mostradas nas Figuras 5.16(e) e (f), que possuem amplitudes iguais por se tratar de um conversor

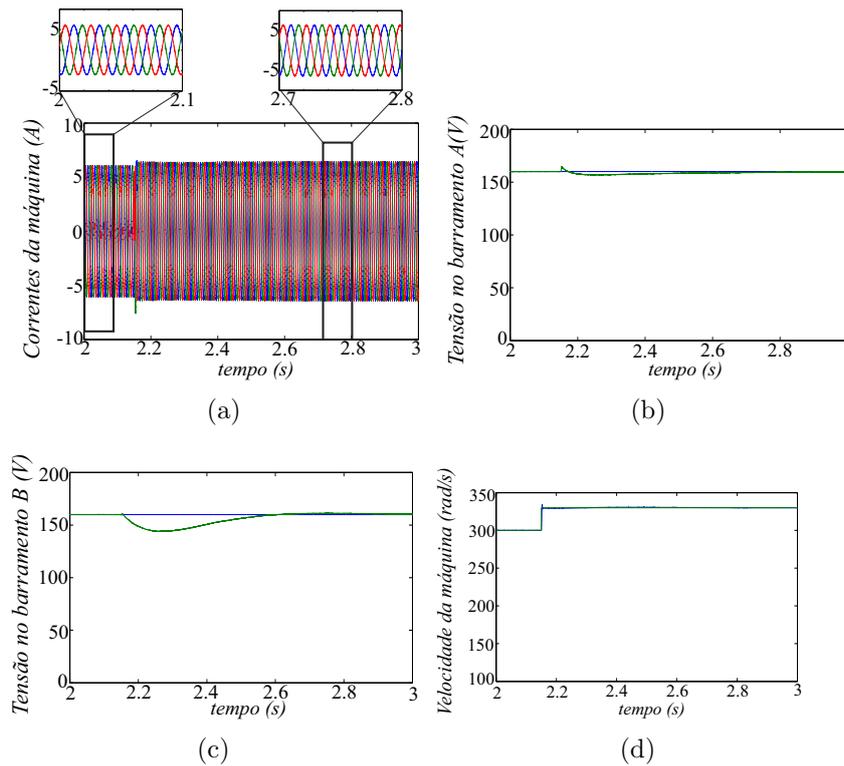


Figura 5.15: Resultados de simulação para um transitório da configuração A6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão no barramento A. (c) Tensão no barramento B. (d) Velocidade elétrica da máquina.

simétrico.

Na Figura 5.17 são mostrados os resultados para um transitório na potência mecânica, correspondente a um aumento de 20% nesta potência no tempo de 2,15 segundos. Pode-se perceber que as tensões dos barramentos e as correntes da máquina retornam para o regime permanente, após a aplicação do transitório. Também é mostrado na Figura 5.17(d) o transitório da velocidade elétrica da máquina.

5.10.3 Configuração A9C

Os resultados de simulação para a configuração A9C se assemelham com a configuração S6C, como mostrado na Figura 5.18. Percebe-se que, para as mesmas condições de operação, as variáveis da configuração A9C são semelhantes à configuração S6C.

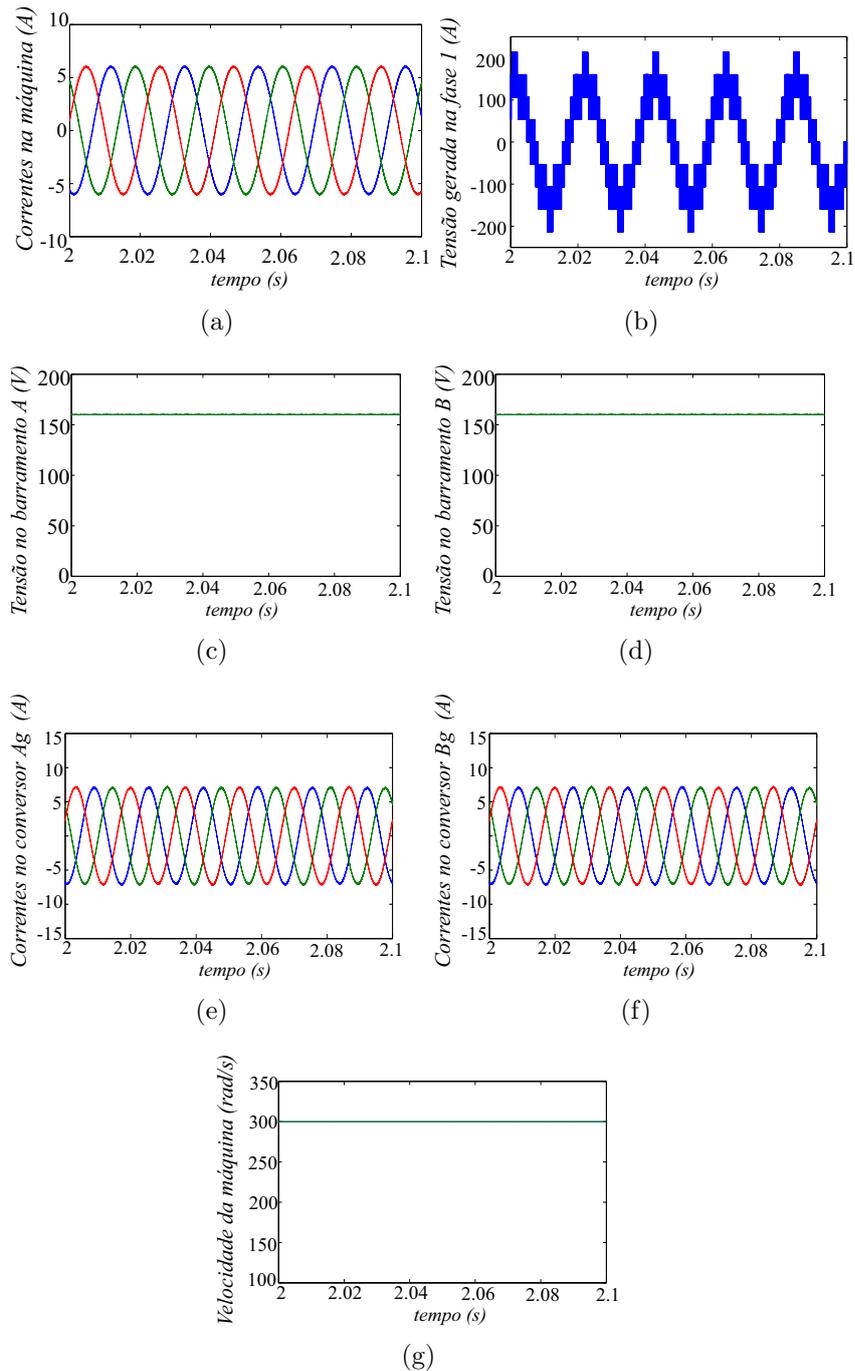


Figura 5.16: Resultados de simulação da topologia S6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão da máquina (v_{s1}). (c) Tensão no barramento capacitivos do conversor As (v_{ca}). (d) Tensão no barramento capacitivos do conversor Bs (v_{cb}). (e) Correntes do conversor Ag . (f) Correntes do conversor Bg . (g) Velocidade elétrica da máquina.

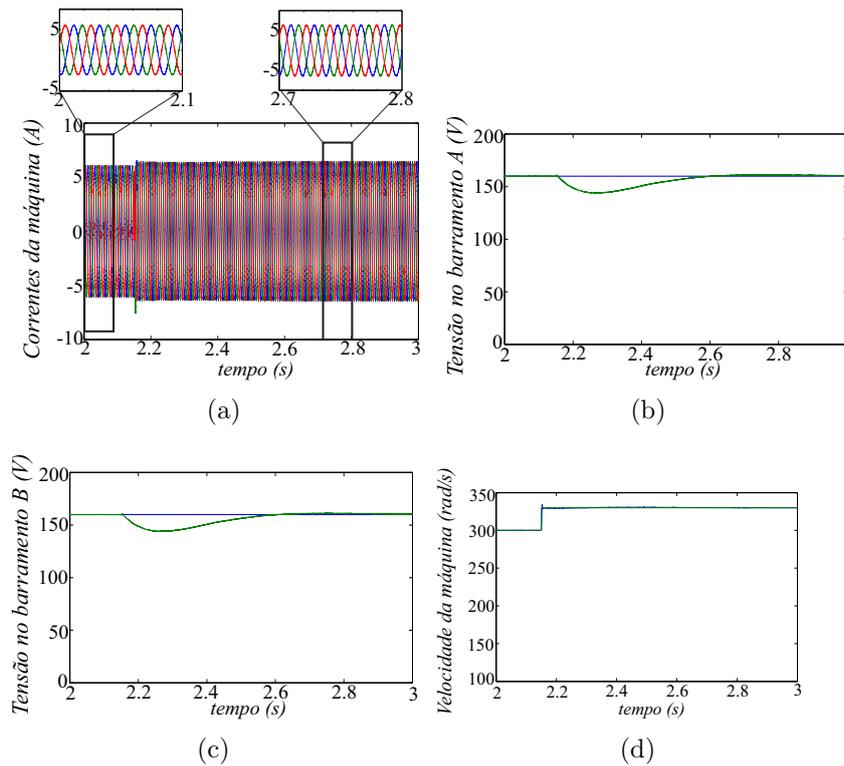


Figura 5.17: Resultados de simulação para um transitório da configuração S6C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão no barramento A. (c) Tensão no barramento B. (d) Velocidade elétrica da máquina

5.10.4 Configuração A3C

Na Figura 5.19 são mostradas as correntes da máquina para a configuração A3C, tensões dos barramentos e correntes dos conversores do lado da rede (conversores Ag e Bg). Percebe-se que as correntes da máquina têm um formato senoidal no semiciclo negativo mas apresenta distorções no semiciclo positivo. O controle da corrente é feito por histerese, com limite de erro de 1%. Nota-se também que as tensões do barramento são devidamente controladas e as correntes do lado da rede apresentam formato senoidal mas possuem amplitudes diferentes pelo fato de processarem potência diferentes entre os conversores.

5.11 Resultados Experimentais

Foi montado no laboratório os retificadores As e Bs, onde foram usados os *drivers* e braços da SEMIKRON (SKHI23) e para o controle e processamento dos sinais foi utilizado o DSP TMS320F28335 conectado com sensores de tensão e corrente. Foi utilizado

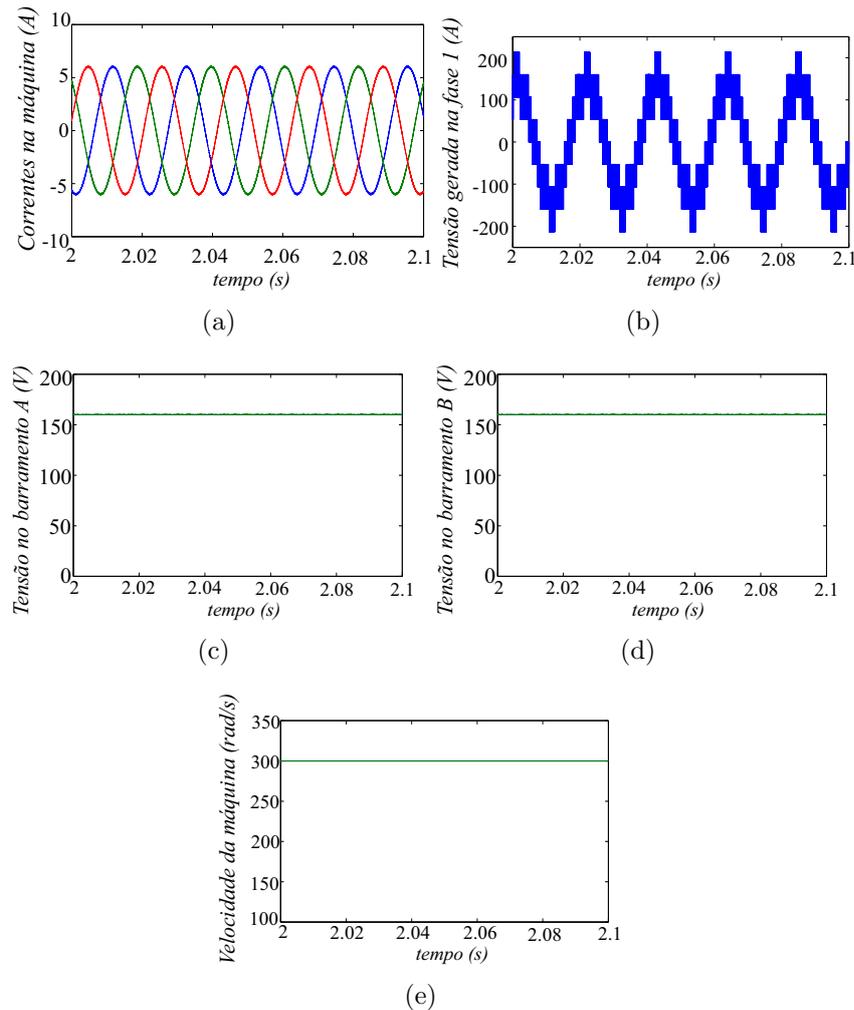


Figura 5.18: Resultados de simulação da topologia A9C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão da máquina (v_{s1}). (c) Tensão no barramento capacitivo do conversor As (v_{ca}). (d) Tensão no barramento capacitivo do conversor Bs (v_{cb}). (e) Velocidade elétrica da máquina.

uma frequência de chaveamento de 10 kHz, valor de capacitância de $2200\mu F$ e tensão nos barramentos de 75V. Os resultados experimentais dizem respeito à configuração A6C.

Na Figura 5.20 são mostrados os resultados experimentais da configuração proposta *open-end* assimétrico A6C. Na Figura 5.20(b) são mostrados as tensões nos barramentos dos conversores As e Bs e pode-se notar que as mesmas estão controladas nos seus valores de referência de 75V. A tensão gerada na máquina é mostrada na Figura 5.20(b) onde é observado os nove níveis de tensão. Percebe-se pela Figura 5.20(c) que a corrente não apresenta a distorção pela passagem pelo zero pois a mesma é sincronizada com a tensão gerada na máquina, por outro lado, na Figura 5.20(d) são mostradas as correntes da máquina sincronizadas com as tensões internas da máquina. Pode-se notar a presença, para este caso,

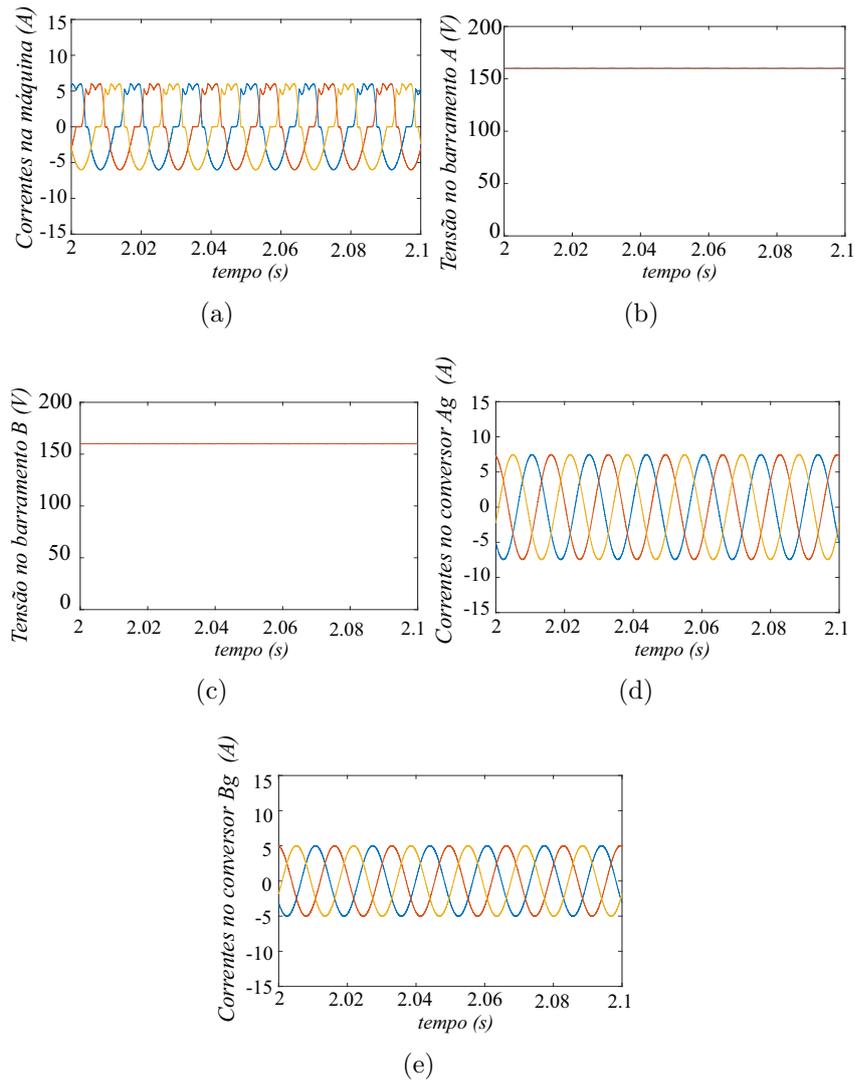


Figura 5.19: Resultados de simulação da topologia A3C. (a) Correntes da máquina (i_{sj}). (b) Tensão no barramento capacitivo do conversor As (v_{ca}). (c) Tensão no barramento capacitivo do conversor Bs (v_{cb}). (d) Corrente do conversor Ag . (e) Corrente do conversor Bg .

da distorção da corrente pela passagem pelo zero.

5.12 Sumário de Comparações das Configurações

Uma comparação entre as configurações *open-end* discutidas neste capítulo com a configuração trifásica convencional é mostrada na Tabela 5.13. As tensões do barramento CC, perdas nos conversores, níveis de tensão sobre as chaves e distorção harmônica das correntes da máquina são menores para as configurações *open-end* que a configuração convencional trifásica 6C. A complexidade de controle é equivalente para todas as configurações. O número

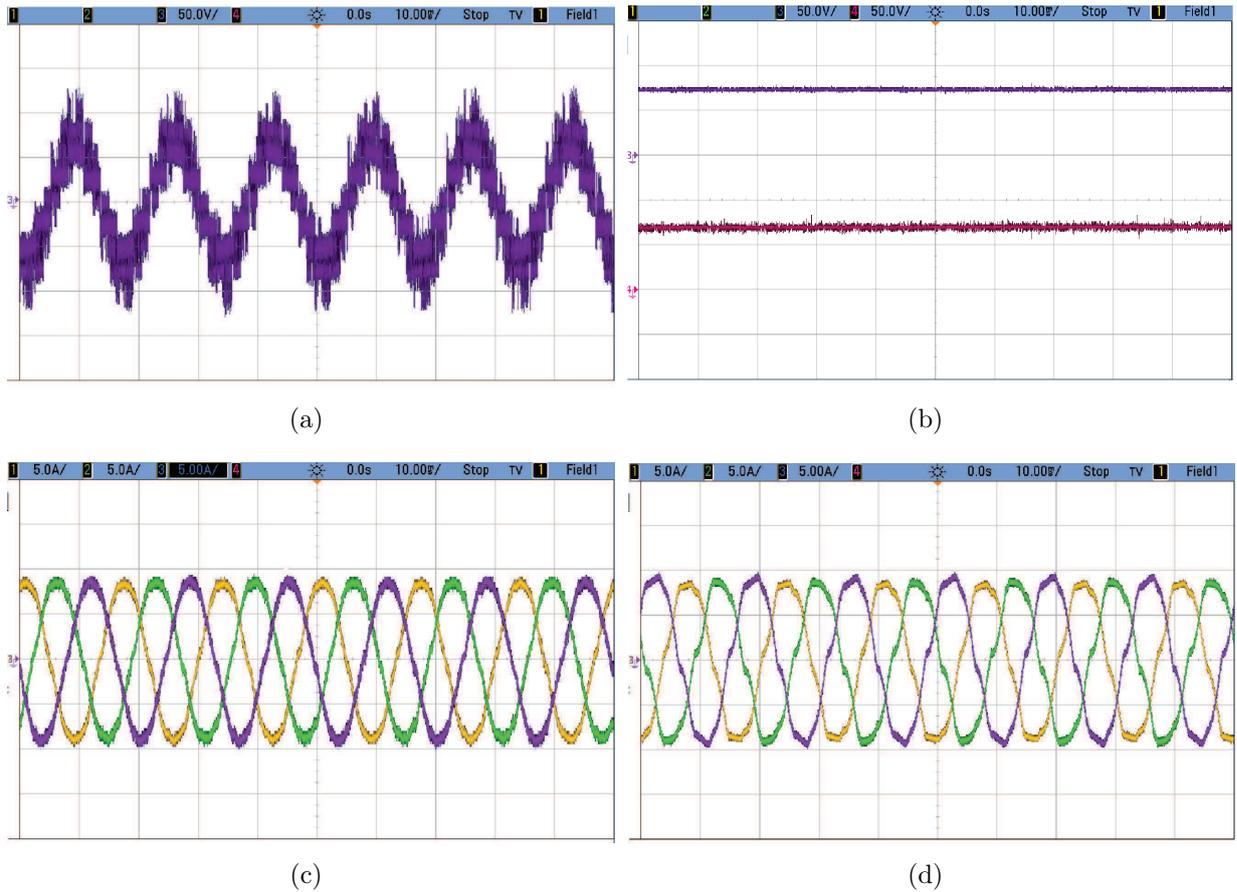


Figura 5.20: Resultados experimentais da configuração A6C. (a) Tensão gerada (v_{s1}). (b) Tensões nos barramentos CC (v_{Ca} e v_{Cb}). (c) Correntes da máquina utilizando o método de sincronização (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (d) Correntes da máquina sem o método de sincronização (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}).

Tabela 5.13: Comparação das configurações *open-end* com a trifásica convencional 6C.

Características	12C	A6C	S6C.	A9C	A3C
Chaves controladas	maior	equivalente	equivalente	maior	menor
Tensões sobre as chaves	menor	menor	menor	menor	menor
Tensão do barramento CC	menor	menor	menor	menor	menor
Complexidade de controle	equivalente	equivalente	equivalente	equivalente	maior
Perdas no conversor	menor	menor	menor	menor	maior
Distorção harmônica	menor	menor	menor	menor	maior

de chaves controladas é maior na configuração *open-end* convencional e A9C e equivalente para as configurações A6C e S6C.

5.13 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados as topologias *open-end* S6C, A6C, A9C e A3C, mostradas nas Figuras 5.3, 5.7, 5.10 e 5.12 . A distorção harmônica para as topologias propostas S6C, A6C e A9C são menores quando comparadas com as distorções harmônicas da topologia trifásico convencional. Com a substituição das chaves controladas por chaves não-controladas, as perdas totais nos semicondutores para as topologias propostas podem ser menores quando comparadas com a *open-end* convencional. Também as perdas nos semicondutores para as topologias propostas são menores que a topologia trifásico convencional pois, apesar do maior número de braços, a tensão nos barramentos CC são menores, reduzindo pela metade o nível de tensão sobre as chaves semicondutoras, reduzindo assim as perdas por chaveamento. Para a configuração A3C, a distorção harmônica da corrente é igual quando comparada com a configuração trifásica convencional semicontrolada, por outro lado apresenta menores perdas, pois a tensão nos barramentos CC da topologia proposta é reduzida pela metade.

6

Conclusões e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho foram apresentadas três topologias de conversores monofásico-monofásico de três braços com retificador semicontrolado, onde uma é composta por três braços de dois níveis, outra por dois braços de dois níveis e um de três níveis do tipo *NPC* e a última por três braços de três níveis do tipo *NPC*. Um retificador semicontrolado monofásico de três braços usado em sistemas de distribuição de energia monofásica de três fios foi proposto. Além das configurações monofásicas, foi apresentada uma configuração de conversores trifásico-trifásico baseados em três conversores monofásicos de três braços semicontrolados. Quatro sistemas de conversão de energia eólica usando máquina à ímã permanente com terminais abertos foram apresentados, com o uso de retificadores trifásicos controlados, semicontrolados e não-controlados.

Foram apresentados os seus modelos dinâmicos, as estratégias PWM e as estratégias de controle, bem como os resultados de simulação e resultados experimentais. Também foi realizada uma análise de distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores.

Foi utilizado o método de sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor, nas topologias com retificadores semicontrolados, a fim de diminuir a distorção harmônica da corrente pela passagem pelo zero causada devido ao uso dos braços com diodos.

Com o método de sincronização adotado, a distorção harmônica da corrente da rede é reduzida nas configurações propostas devido a eliminação da distorção da passagem pelo zero. Para as configurações monofásicas de três braços, a configuração que faz uso de três braços de três níveis (conversor C3D33) apresentou os menores valores de THD, devido às tensões geradas terem mais níveis, e também menores perdas nos semicondutores, pela diminuição das perdas por chaveamento devido ao uso do braço do tipo *NPC*, quando comparadas com as configurações C2D22, C222, C232 e C2D32.

O retificador monofásico semicontrolado de três braços proposto apresentou melhor desempenho que a configuração convencional de dois braços, devido ao fato de não haver adição de componentes harmônicos de baixa ordem, em 60 Hz, na corrente do barramento com o sistema desbalanceado e em comparação com a configuração convencional de três braços, apresenta como principal vantagem a redução de custos pelo fato de usar apenas quatro chaves controladas.

A configuração trifásica-trifásica baseada em três conversores monofásicos de três braços semincontrolados, chamada de TT3C2D22, apresentou menores valores de distorção harmônica e menores perdas quando comparada com a configuração trifásica convencional pelo fato de serem geradas tensões multiníveis e também o nível de tensão nos semicondutores ser reduzido devido a redução na tensão dos barramentos CC nos conversores.

Para os sistemas de conversão de energia eólica usando máquinas a ímã permanente com terminais abertos, os conversores propostos apresentaram valores similares de distorção harmônica e perdas nos semicondutores quando comparada com a configuração convencional de terminais abertos e valores menores quando comparada com o sistema trifásico convencional. As perdas são reduzidas para as configurações propostas pois ocorre a redução nas perdas por chaveamento. Para as configurações propostas, é feito o controle de velocidade e corrente da máquina de tal forma que a potência reativa seja zero, para a redução da distorção da corrente da máquina.

Pode-se perceber, pelos resultados de simulação e experimentais, que apesar do fator de potência ser prejudicado no método de sincronização adotado (corrente da rede em fase com a tensão gerada no lado da rede) em relação ao método usual que é sincronizar a corrente da rede com a tensão da rede para ter fator de potência unitário, o método se mostra bastante

útil no que diz respeito a diminuição da distorção harmônica na corrente e ainda sim ter fator de potência considerado alto e dentro dos padrões usuais na indústria. Desta forma, pode-se obter desempenho similar nas configurações propostas quando comparadas com as configurações convencionais, apesar da redução no número de chaves controladas.

6.2 Trabalhos Futuros

Foi desenvolvido neste trabalho o estudo de nove configurações de conversores com retificadores semicontrolados, ou seja, com o uso de chaves controladas e chaves não-controladas. Para a obtenção de correntes com formato senoidais, ou seja, sem a presença da distorção pela passagem pelo zero devido ao uso dos diodos, é realizada a sincronização da corrente da rede com a tensão gerada pelo conversor do lado da rede. Para a continuidade deste trabalho, pode-se elencar algumas atividades a serem realizadas:

- Estudo do conversor trifásico baseado em três conversores monofásicos CA-CC-CA C2D32 conectados em cascata, similar à configuração TT3C2D22;
- Estudo do conversor trifásico baseado em três conversores monofásicos CA-CC-CA C3D33 conectados em cascata, similar à configuração TT3C2D22;
- Estudo de outros conversores usados em sistemas de geração de energia eólica utilizando máquina a ímã permanente;

A

Modelo da Máquina a Ímã Permanente

O modelo dq do gerador síncrono à ímã permanente no referencial rotórico é dada por

$$v_{sd}^r = r_s i_{sd}^r + l_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd}^r - \omega_r l_{sq} i_{sq}^r \quad (\text{A.1})$$

$$v_{sq}^r = r_s i_{sq}^r + l_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq}^r - \omega_r l_{sd} i_{sd}^r + \omega_r \psi_f \quad (\text{A.2})$$

$$\lambda_{sd}^r = l_{sd} i_{sd}^r + \psi_f \quad (\text{A.3})$$

$$\lambda_{sq}^r = l_{sq} i_{sq}^r \quad (\text{A.4})$$

$$c_e = P[\psi_f i_{sq}^r + (l_{sd} - l_{sq}) i_{sq}^r i_{sd}^r] \quad (\text{A.5})$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = c_e - c_m + B\omega_m \quad (\text{A.6})$$

onde v_{sd}^r e v_{sq}^r representam a tensão dq do estator, i_{sd}^r e i_{sq}^r representa a corrente dq do estator, r_s representa a resistência do estator, l_{sd} e l_{sq} representam as indutâncias no eixo dq , ω_r e ω_m são as velocidades elétrica e mecânica, respectivamente, ψ_f é o fluxo magnético, c_e e c_m são o torques elétrico e mecânico, respectivamente, P é o número de pares de polos, J é o momento de inércia e B é o coeficiente de atrito.

Referências Bibliográficas

- AGELIDIS, V. G.; BALOUKTSIS, A. I. e DAHIDAH, M. S. A. (2008) A five-level symmetrically defined selective harmonic elimination PWM strategy: Analysis and experimental validation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(1):19–26.
- ALSMADI, Y.; UTKIN, V.; XU, L. e WANG, A. (2014) Sliding mode control of three-phase, boost-type and three-wire, single-phase AC/DC power converters, In: *2014 13th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, pp. 1–6.
- ALSOLAMI, M.; WANG, J. e HERRERA, L. (2015) DC ripple current reduction on multilevel, multiport, single-phase DC/AC converter for renewable energy applications, In: *Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2015 IEEE 3rd Workshop on*, pp. 312–318.
- AMIN, M. e MOHAMMED, O. (2011) A three-phase high frequency semi-controlled battery charging power converter for plug-in hybrid electric vehicles, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 2641–2648.
- ANDO, I.; TAKAHASHI, I.; TANAKA, Y. e IKCHARA, M. (1997) Development of a high efficiency UPS having active filter ability composed of a three arms bridge, In: *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on*, vol. 2, pp. 804–809 vol.2.
- ANEEL (2008) Atlas de energia elétrica do Brasil, Agência Nacional de Energia Elétrica, pp. , Vol. 3.
- ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; ENJETI, P. e BLAABJERG, F. (2008) Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(3):1175–1189.
- BELKAMEL, H.; MEKHILEF, S.; MASAOU, A. e NAEIM, M. (2013) Novel three-

- phase asymmetrical cascaded multilevel voltage source inverter, *Power Electronics, IET*, **6**(8):1696–1706.
- BHAGWAT, P. M. e STEFANOVIC, V. (1983) Generalized structure of a multilevel PWM inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-19**(6):1057–1069.
- BHATTACHARYA, S.; DEB, P.; BISWAS, S. K. e KARCHOWDHURY, S. (2016) Performance and design of an open-delta connected grid tied bidirectional PWM converter, *International Journal of Electrical Power e Energy Systems*, **78**:183 – 193.
- BISWAS, S.; BASAK, B. e SWAMY, M. (1991) A three-phase half-controlled rectifier with pulse width modulation, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **38**(2):121–125.
- BLAABJERG, F.; NEACSU, D. O. e PEDERSEN, J. K. (1999) Adaptive SVM to compensate DC-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **14**(4):743–752.
- BODO, N.; LEVI, E. e JONES, M. (2013) Investigation of carrier-based PWM techniques for a five-phase open-end winding drive topology, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(5):2054–2065.
- BOSE, B. (2009) Power electronics and motor drives recent progress and perspective, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **56**(2):581–588.
- BOTH, J. (2015) The modern era of aluminum electrolytic capacitors, *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, **31**(4):24–34.
- BRAHAM, A.; LAHYANI, A.; VENET, P. e REJEB, N. (2010) Recent developments in fault detection and power loss estimation of electrolytic capacitors, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(1):33–43.
- BURGOS, R.; LAI, R.; PEI, Y.; WANG, F.; BORROYEVICH, D. e POU, J. (2008) Space vector modulator for vienna-type rectifiers based on the equivalence between two and three-level converters: A carrier-based implementation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(4):1888–1898.
- C. WANG, L. WANG, L. S. e NI, Y. (2007) "a survey on wind power technologies in power systems", *Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1 –6, Vol. 3.
- CARLOS, G.; JACOBINA, C. B.; SANTOS, E. C. D.; FABRICIO, E. L. L. e ROCHA, N.

- (2015a) Shunt active power filter with open-end winding transformer and series-connected converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **51**(4):3273–3283.
- CARLOS, G. A. A.; SOUSA, R. P. R.; JACOBINA, C. B.; MELLO, J. P. R. A.; BARROS, L. M. e OLIVEIRA, A. C. (2015b) Three-phase drive systems based on OEW configurations with reduced controlled switch count, In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6.
- CAVALCANTI, M.; da SILVA, E.; BOROYEVICH, D.; DONG, W. e JACOBINA, C. (2003) A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters, In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 4, pp. 1845–1850 vol.4.
- CAVALCANTI, R.; ROCHA, N.; JACOBINA, C.; MARINUS, N. e DOS SANTOS, E. (2011) Synchronization method for asymmetrical bridgeless boost rectifier, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, pp. 1009–1014.
- 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, G. R.; JOU, H. L.; WU, K.-D. e WU, J. C. (2014) Single-phase three-wire fuel-cell generation system for micro-grid, In: *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 610–615.
- CHEN, W.; ZOU, Y. e XU, L. (2008) Direct power control for neutral-point-clamped three-level PWM rectifier, In: *Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on*, pp. 1–6.
- CHIANG, H.; MA, T.; CHENG, Y.; CHANG, J. e CHANG, W. (2010) Design and implementation of a hybrid regenerative power system combining grid-tie and uninterruptible power supply functions, *Renewable Power Generation, IET*, **4**(1):85–99.
- CHIANG, S. J. e LIAW, C. M. (1994) Single-phase three-wire transformerless inverter, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **141**(4):197–205.
- CHOI, J.-H.; KWON, J.-M.; JUNG, J.-H. e KWON, B.-H. (2005) High-performance on-line UPS using three-leg-type converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **52**(3):889–897.

- CHOI, N.; CHO, J. e CHO, G. H. (1991) A general circuit topology of multilevel inverter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*, pp. 96–103.
- CHOI, W.-Y. e YOO, J.-S. (2011) A bridgeless single-stage half-bridge AC/DC converter, *Power Electronics*, IEEE Transactions on, **26**(12):3884–3895.
- CHOI, W.-Y.; KWON, J.-M.; HO, K. E.; JAE, L. J. e KWON, B.-H. (2007) Bridgeless boost rectifier with low conduction losses and reduced diode reverse-recovery problems, *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, **54**(2):769–780.
- CHOWDHURY, S.; WHEELER, P.; GERADA, C. e AREVALO, S. (2015) A dual inverter for an open end winding induction motor drive without an isolation transformer, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*, pp. 283–289.
- CHOWDHURY, S.; WHEELER, P. W.; PATEL, C. e GERADA, C. (2016) A multilevel converter with a floating bridge for open-end winding motor drive applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(9):5366–5375.
- COBRECES, S.; BUENO, E.; RODRIGUEZ, F.; SALAET, J. e BORDONAU, J. (2006) A new neutral-point voltage control for single-phase three-level NPC converters, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–6.
- COLAK, I.; KABALCI, E.; BAYINDIR, R. e SAHIROGLU, S. (2009) The design and analysis of a 5-level cascaded voltage source inverter with low THD, In: *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, pp. 575–580.
- DE FREITAS, I.; BANDEIRA, M.; BARROS, L.; JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E.; SALVADORI, F. e DA SILVA, S. (2015) A carrier-based PWM technique for capacitor voltage balancing of single-phase three-level neutral-point-clamped converters, *Industry Applications*, IEEE Transactions on, **51**(4):3227–3235.
- DIVAN, D. (1989) A new topology for single phase UPS systems, In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*, pp. 931–936 vol.1.
- DOS SANTOS, E.; MUNIZ, J. e DA SILVA, E. (2011) 2L3L inverter, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, pp. 924–929.

- DOS SANTOS, E. C. (2007) Sistemas de Conversão Estático com Número Reduzido de Componentes, Tese de doutorado, Universidade Federal Campina Grande, Rua Aprigio Veloso, Campos I.
- DZHUSUPOVA, R.; COBBEN, J. e KLING, W. (2012) Zero energy tunnel: Renewable energy generation and reduction of energy consumption, In: *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2012 47th International*, pp. 1–6.
- EIA (2012) U.S. Energy Information Administration (EIA): International Energy Statistic, U.S. Energy Information Administration, pp. , Vol. 1.
- EPE (2008) Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2013, Empresa de Pesquisa Energética, pp. , Vol. 1.
- EWANCHUK, J. e SALMON, J. (2010) A square-wave controller for a high speed induction motor drive using a three phase floating bridge inverter, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp. 2584–2591.
- EWANCHUK, J.; SALMON, J. e CHAPELSKY, C. (2013) A method for supply voltage boosting in an open-ended induction machine using a dual inverter system with a floating capacitor bridge, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(3):1348–1357.
- FARSWAN, R. e FERNANDES, B. (2015) Analysis of different PWM schemes for 3-level boost converter to reduce current stress in DC-link capacitors of single phase NPC inverter, In: *Photovoltaic Specialist Conference (PVSC), 2015 IEEE 42nd*, pp. 1–6.
- FIGUEIREDO, J.; TOFOLLI, F. e SILVA, B. (2010) A review of single-phase PFC topologies based on the boost converter, In: *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*, pp. 1–6.
- FREITAS, I. S. (2007) Sistemas Estáticos de Conversores CA/CA com Barramento CC e Número Reduzido de Componentes, Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Rua Aprigio Veloso, Campos I.
- de FREITAS, I. S.; JACOBINA, C. B. e JR, E. C. D. S. (2010) Single-phase to single-phase full-bridge converter operating with reduced AC power in the DC-link capacitor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **25**(2):272–279.
- FUJITA, T. e HIDA, S. (2006) An AC-DC converter with power compensator functions for single-phase three-wire distribution system, In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference*

- on *IEEE Industrial Electronics*, pp. 2624–2629.
- GASPERI, M. (1996) Life prediction model for aluminum electrolytic capacitors, In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, vol. 3, pp. 1347–1351 vol.3.
- HANG, L.; LI, B.; ZHANG, M.; WANG, Y. e TOLBERT, L. M. (2014) Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three-phase/wire/level vienna rectifier and capability of unbalanced-load control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**(1):20–28.
- HAQUE, R. U.; KOWAL, A.; EWANCHUK, J.; KNIGHT, A. e SALMON, J. (2013) PWM control of a dual inverter drive using an open-ended winding induction motor, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, pp. 150–156.
- HAVA, A. M.; AYHAN, U. e ABAN, V. V. (2012) A DC bus capacitor design method for various inverter applications, In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4592–4599.
- HELDWEIN, M. L.; MUSSA, S. A. e BARBI, I. (2010) Three-phase multilevel PWM rectifiers based on conventional bidirectional converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **25**(3):545–549.
- HIRAO, N.; SATOGANA, T.; UEMATSU, T.; KOHAMA, T.; NINOMIYA, T. e SHOYAMA, M. (1998) Analytical considerations on power loss in a three-arm-type uninterruptible power supply, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1886–1891 vol.2.
- HOLTZ, J. (1994) Pulsewidth modulation for electronic power conversion, *Proceedings of the IEEE*, **82**(8):1194–1214.
- i. ITOH, J.; KARAKI, T. e NOGE, Y. (2014) Experimental verification of a multi-level inverter with H-bridge clamp circuit for single-phase three-wire grid connection, In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1446–1452.
- JACOBINA, C.; DE ROSSITER CORREA, M.; PINHEIRO, R.; CABRAL DA SILVA, E. e LIMA, A. (2001a) Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **37**(6):1807–1816.

- JACOBINA, C.; LIMA, A.; da SILVA, E.; ALVES, R. e SEIXAS, P. (2001b) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **16**(3):351–359.
- JACOBINA, C.; 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.; GOMES, Y.; FREITAS, I. e DA SILVA, E. (2007) Three-level three-leg converter for single-phase to single-phase applications, In: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, pp. 1515–1521.
- JACOBINA, C.; DE FREITAS, I.; OLIVEIRA, T. e DA SILVA, E. (2009) AC/AC single-phase three-leg DC-link converters based on three-level and two-level legs, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 1842–1848.
- JACOBINA, C.; MARINUS, N.; DOS SANTOS, E. e ROCHA, N. (2012a) Single-phase to three-phase dc-link converters with reduced controlled switch count, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 1128–1135.
- JACOBINA, C.; ROCHA, N.; MARINUS, N. e SANTOS, E. (2012b) AC-AC single-phase DC-link converter with four controlled switches, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 1927–1932.
- JACOBINA, C.; ROCHA, N. e MARINUS, N. (2013) Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, pp. 692–698.
- JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; d. M. L. MARINUS, N. S. e SANTOS, E. C. D. (2014) Single-phase to three-phase DC-link converters with reduced controlled switch count, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **50**(2):1150–1160.
- JAYASINGHE, S. D. G.; VILATHGAMUWA, D. M. e MADAWALA, U. K. (2010) A battery energy storage interface for wind power systems with the use of grid side inverter, In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3786–3791.
- KAGOTANI, T.; KUROKI, K.; SHINOHARA, J. e MISAIZU, A. (1989) A novel UPS using high-frequency switch-mode rectifier and high-frequency PWM inverter, In: *Power*

- Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE*, pp. 53–57 vol.1.
- KAI, D.; YUNPING, Z.; LEI, L.; ZHICHAO, W.; HONGYAUN, J. e XUDONG, Z. (2005) Novel hybrid cascade asymmetric inverter based on 5-level asymmetric inverter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 2302–2306.
- KAUR, S. C. e CROSSLEY, P. (2009) "control of wind power generation system - a survey report", International Conference and Exhibition, (1):1 –5, Vol. 55.
- KIKUCHI, J.; MANJREKAR, M. e LIPO, T. (1999) Performance improvement of half controlled three phase PWM boost rectifier, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, vol. 1, pp. 319–324 vol.1.
- KIM, H.-W.; YOON, B.-C.; CHO, K.-Y.; LIM, B.-K. e HWANG, S.-S. (2011) Single carrier wave comparison PWM for vienna rectifier and consideration for DC-link voltage unbalance of offset voltage effects, In: *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–6.
- KOLAR, J. e ROUND, S. (2006) Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, **153**(4):535–543.
- KOLAR, J. W. e ZACH, F. C. (1997) A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **44**(4):456–467.
- KOURO, S.; MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; POU, J.; FRANQUELO, L.; WU, B.; RODRIGUEZ, J.; PEREZ, M. e LEON, J. (2010) Recent advances and industrial applications of multilevel converters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **57**(8):2553–2580.
- KUO, Y.-C.; LIANG, T.-J. e CHEN, J.-F. (2003) A high-efficiency single-phase three-wire photovoltaic energy conversion system, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **50**(1):116–122.
- KUSUI, S. e NAGAI, T. (1994) A single-phase three-wire watt-to-pulse frequency converter using simple PWM and its accuracy analysis, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, **43**(5):770–774.

- KWON, J.-M.; KIM, K.-T. e KWON, B.-h. (2013) Instant voltage compensator based on a three-leg converter, *Power Electronics, IET*, **6**(8):1618–1625.
- LAI, R.; WANG, F.; BURGOS, R.; PEI, Y.; BOROYEVICH, D.; WANG, B.; LIPO, T. A.; IMMANUEL, V. D. e KARIMI, K. J. (2008) A systematic topology evaluation methodology for high-density three-phase PWM AC-AC converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(6):2665–2680.
- LEE, D.-C. e KIM, Y.-S. (2007) Control of single-phase-to-three-phase AC/DC/AC PWM converters for induction motor drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **54**(2):797–804.
- LEVI, E.; SATIAWAN, I.; BODO, N. e JONES, M. (2012) A space-vector modulation scheme for multilevel open-end winding five-phase drives, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, **27**(1):1–10.
- LIANG, S.; LU, X.; CHEN, R.; LIU, Y.; ZHANG, S. e PENG, F. Z. (2014) A solid state variable capacitor with minimum DC capacitance, In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pp. 3496–3501.
- LIAW, C. M. e CHIANG, S. J. (1994) Design and implementation of a single-phase three-wire transformerless battery energy storage system, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **41**(5):540–549.
- LIN, B. R. e YANG, T. Y. (2005) Three-phase high power factor AC/DC converter, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **152**(3):485–493.
- LIN, B.-R.; YANG, T. e WEI, T. (2003) Single-phase AC/AC converter based on half-bridge NPC topology, In: *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, vol. 3, pp. III–340–III–343 vol.3.
- LINARD, F. M. A.; HENN, G. A. L.; CRUZ, C. M. T.; BASCOPE, R. P. T. e OLIVEIRA, D. S. (2009) Double conversion uninterrupted power system with integration of the rectifier and the inverter, In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 551–557.
- LO, Y.-K.; SONG, T.-H. e CHIU, H.-J. (2002) Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(5):1175–1177.

- LOH, P. C.; HOLMES, D.; FUKUTA, Y. e LIPO, T. (2004) A reduced common mode hysteresis current regulation strategy for multilevel inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **19**(1):192–200.
- LU, B.; BROWM, R. e SOLDANO, M. (2005) Bridgeless PFC implementation using one cycle control technique, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 812–817 Vol. 2.
- LU, S.; CORZINE, K. A. e FERDOWSI, M. (2007) A unique ultracapacitor direct integration scheme in multilevel motor drives for large vehicle propulsion, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **56**(4):1506–1515.
- LU, X.; XIE, Y.; CHENG, L.; WANG, Z. e GUI, C. (2012a) Semi-bridgeless boost PFC rectifier for wide voltage input range based on voltage feed-forward control, In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, vol. 3, pp. 1894–1899.
- LU, Z.; WU, C.; ZHAO, L. e ZHU, W. (2012b) A new three-phase inverter built by a low-frequency three-phase inverter in series with three high-frequency single-phase inverters, In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, vol. 3, pp. 1573–1577.
- LUNG, C.; KAKIGANO, H.; MIURA, Y. e ISE, T. (2013) Implementation of sigma-delta modulation controller for single-phase three-wire inverter in stand-alone operation applied for hybrid generation system for residential houses, In: *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*, pp. 680–685.
- MAHESWARAN, D.; KAILAS, K.; RANGARAJ, V. e KUMAR, W. (2012) Energy efficiency in electrical systems, In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 1–6.
- MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B.; FREITAS, N. B. e SILVA, I. R. F. M. P. D. (2015) Open-end multilevel six-phase machine drive system with five three-leg converters, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6581–6588.
- MALINOWSKI, M.; GOPAKAMUR, K.; RODRIGUEZ, J. e PEREZ, M. (2010) A survey on cascaded multilevel inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **57**(7):2197–2206.

- MARINUS, N.; JACOBINA, C.; ROCHA, N. e CAVALCANTI, R. (2014a) Parallel AC-DC single-phase asymmetrical boost rectifiers, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, pp. 1686–1692.
- MARINUS, N.; JACOBINA, C.; ROCHA, N. e dos SANTOS, E. (2014b) AC-DC-AC three-phase converter based on three three-leg converters connected in series, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, pp. 2107–2114.
- MARINUS, N.; JACOBINA, C.; ROCHA, N. e DOS SANTOS, E. (2016) AC-DC-AC three-phase converter based on three three-leg converters connected in series, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **52**(4):3171–3181.
- MARINUS, N. S. M. L. (2012) Conversores Estáticos a partir de Retificadores Monofásicos Mistos, Dissertação, Universidade Federal de Campina Grande.
- MARTINEZ, R. e ENJETI, P. (1996) A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **11**(2):311–317.
- MCGRATH, B. e HOLMES, D. (2002) Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(4):858–867.
- MELLO, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B.; CARLOS, G. A. A. e ROCHA, N. (2014) AC/DC converters with open-end grid for AC machine conversion systems, In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1278–1285.
- MELO, V. F. M. B.; JACOBINA, C. B.; ROCHA, N. e MARINUS, N. S. (2014) Six-phase open-end machine conversion system with reduced number of controlled components, In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 888–894.
- MIDHUN, G. e SANDHYA, P. (2015) SVPWM based common mode voltage mitigation using boost converter fed open-end winding AC drive, In: *2015 International Conference on Control Communication Computing India (ICCC)*, pp. 206–211.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I. e AKAGI, H. (1981) A new neutral-point-clamped PWM inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-17**(5):518–523.
- NIAN, H. e ZHOU, Y. (2015) Investigation of open-winding PMSG system with the integration of fully controlled and uncontrolled converter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **51**(1):429–439.

- NINO, E. E. e XU, W. (2007) Measurement of harmonic sources in three-wire single-phase supply systems, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **22**(4):2527–2533.
- OCHS, D. e MILLER, R. (2014) Teaching sustainable energy and power electronics to engineering students in a laboratory environment using industry-standard tools, *Education, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1–1.
- OJO, O. e KSHIRSAGAR, P. (2004) Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **19**(1):46–53.
- OLIVEIRA, D.; REIS, M.; SILVA, C.; BARRETO, L.; ANTUNES, F. e SOARES, B. (2010) A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for PM WECS, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(3):677–685.
- PAN, D. e LIPO, T. (2012) Series compensated open-winding PM generator wind generation system, In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pp. LS7c.1–1–LS7c.1–8.
- PENG, F. Z. (2001) A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **37**(2):611–618.
- PIRES, V. e SILVA, J. (2012) Hybrid cascade multilevel inverter using a single DC source for open-end winding induction motors, In: *Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 966–970.
- QUEIROZ, A. P. D. (2010) Conversores Estáticos CA-CC-CA Obtidos a Partir da Conexão de Módulos Monofásicos, *Dissertação*, Universidade Federal de Campina Grande.
- RAFAL, K.; BOBROWSKA, M.; BARRENA, J. A. e KAZMIERKOWSKI, M. P. (2009) Component minimized AC/DC/AC converter with DC-link capacitors voltages balancing, In: *EUROCON 2009, EUROCON '09. IEEE*, pp. 861–866.
- ROCHA, N. (2010) Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com Barramento CC, *Tese de doutorado*, Universidade Federal Campina Grande, Rua Aprígio Veloso, Campos I.
- ROCHA, N.; JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E. e de CAVALCANTI, R. (2012) Parallel connection of two single-phase AC-DC-AC three-leg converter with interleaved technique, In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 639–644.

- SALEM, A.; DE BELIE, F.; DARBA, A.; EISSA, M.; WASFY, S. e MELKEBEEK, J. (2013) Evaluation of a dual-T-type converter supplying an open-end winding induction machine, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 749–754.
- SALMON, J. (1995) 3-phase PWM boost rectifier circuit topologies using 2-level and 3-level asymmetrical half-bridges, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, nº 0, pp. 842–848 vol.2.
- SANTOS FILHO, R.; SEIXAS, P.; CORTIZO, P.; TORRES, L. e SOUZA, A. (2008) Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(8):2923–2932.
- SEKHAR, K. e SRINIVAS, S. (2013) Discontinuous decoupled PWMs for reduced current ripple in a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(5):2493–2502.
- SHEN, J. M.; JOU, H. L. e WU, J. C. (2012) Transformerless single-phase three-wire line-interactive uninterruptible power supply, *IET Power Electronics*, **5**(9):1847–1855.
- SHIMIZU, T.; FUJITA, T.; KIMURA, G. e HIROSE, J. (1997) A unity power factor PWM rectifier with DC ripple compensation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **44**(4):447–455.
- SILVA, C. E. A. (2012) Estudo e desenvolvimento experimental de um sistema eólico interligado à rede elétrica., Tese, Universidade Federal do Ceará.
- SILVA, I. R. F. M. P. D.; JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, A. C.; CARLOS, G. A. A. e d. R. CORREA, M. B. (2015) Hybrid multilevel inverter system for open-end winding (OEW) induction motor drive based on double-star chopper-cells (DSCC) converter, In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2380–2386.
- SIVAKUMAR, K.; DAS, A.; RAMCHAND, R.; PATEL, C. e GOPAKUMAR, K. (2009) A three level voltage space vector generation for open end winding IM using single voltage source driven dual two-level inverter, In: *TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1–5.

- SOTER, S. e WEGENER, R. (2007) "development of induction machines in wind power technology", In: *IEMDC '07*, pp. 1490–1495, vol. 2.
- SU, B. e LU, Z. (2010) An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(6):1406–1415.
- TANAKA, H.; TANAKA, T.; WAKIMOTO, T.; HIRAKI, E. e OKAMOTO, M. (2015a) Reduced-capacity smart charger for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders with reactive power control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **51**(1):315–324.
- TANAKA, H.; IKEDA, F.; TANAKA, T.; YAMADA, H. e OKAMOTO, M. (2016) Novel reactive power control strategy based on constant DC-capacitor voltage control for reducing the capacity of smart charger for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **4**(2):481–488.
- TANAKA, T.; IKEDA, F.; TANAKA, H.; YAMADA, H. e OKAMOTO, M. (2015b) Novel simple harmonics compensation method for smart charger with constant DC-capacitor voltage control for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5411–5416.
- TELKO (2016) Datasheet epcos capacitor.
- TRZYNADLOWSKI, A.; KIRLIN, R. e LEGOWSKI, S. (1997) Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate for VSI, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **44**(2):173–181.
- UEMATSU, T.; IKEDA, T.; HIRAO, N.; TOTSUKA, S.; NINOMIYA, T. e KAWAMOTO, H. (1998) A study of the high performance single-phase UPS, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1872–1878 vol.2.
- UMBRIA, F.; GORDILLO, F.; SALAS, F. e VAZQUEZ, S. (2010) Voltages balance control in three phase three-level NPC rectifiers, In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 3018–3023.
- VATTUONE, L.; KOURO, S.; ESTAY, G. e WU, B. (2013) Open-end-winding PMSG for

- wind energy conversion system with dual boost NPC converter, In: *Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on*, pp. 1763–1768.
- WANG, H. e BLAABJERG, F. (2014) Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters - an overview, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **50**(5):3569–3578.
- WANG, Y.; PANDA, D.; LIPO, T. e PAN, D. (2011) Performance improvement of dual-half-controlled-converter and its applications in utility rectifiers, In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pp. 1711–1718.
- WANG, Y.; PANDA, D.; LIPO, T. e PAN, D. (2013) Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(5):2427–2436.
- WEN, J. e SMEDLEY, K. (2008) Synthesis of multilevel converters based on single-and/or three-phase converter building blocks, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **23**(3):1247–1256.
- WU, H.; WONG, S. C.; TSE, C. K. e CHEN, Q. (2015) Analysis, control and design of a long-lifetime AC-DC bus converter within a nanogrid, In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1855–1860.
- WU, T. F.; KUO, C. L.; LIN, L. C. e HSIEH, H. C. (2013) Load impedance estimation and iterative-learning control for a single-phase three-wire inverter, In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3434–3439.
- ZHANG, S.; TSENG, K.-J.; VILATHGAMUWA, D.; NGUYEN, T. D. e WANG, X.-Y. (2011) Design of a robust grid interface system for PMSG-based wind turbine generators, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **58**(1):316–328.