



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

Tese de Doutorado

Conversores Estáticos Utilizando Estruturas de Dois e Três-Níveis

Luciano de Macedo Barros

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Luciano de Macedo Barros, Agosto de 2015



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

Conversores Estáticos Utilizando Estruturas de Dois e Três-Níveis

Tese de Doutorado submetido à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Grau de Doutor em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Alexandre Cunha Oliveira, D.Sc.

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Luciano de Macedo Barros, Agosto de 2015

Agradecimentos

A Deus, pelos momentos de dores e dúvidas, necessários para o meu crescimento moral, espiritual e intelectual. Pelos momentos de alegrias e certezas, que nos dão novo fôlego para continuar. Por estar sempre presente em minha vida. Obrigado por tudo!

A Cursino Brandão Jacobina, por toda ajuda, orientação e conselhos, sem os quais, esse trabalho não teria sido realizado. Lembro do começo do mestrado, onde Cursino me aconselhou, a seguir a área acadêmica/pesquisa, sem a qual eu não estaria realizando o que mais gosto hoje: estar em sala de aula. Espero que nossa parceria na pesquisa e, principalmente, na amizade, possam continuar por muitos anos. Obrigado, chefe.

A Alexandre Cunha Oliveira, por quase 10 anos de convívio, através do qual tive exemplos de esforço e perseverança. Alexandre me deu a oportunidade da pesquisa, em 2005, no LEIAM, e acompanhou de perto cada passo dado, até esse momento. Hoje, eu tenho mais que um orientador, tenho um amigo! Obrigado pela confiança, orientações e incentivos.

Ao professor Isaac Soares de Freitas, obrigado pelas orientações e paciência ao longo desse trabalho. Aos professores: Edison Roberto Cabral da Silva, Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Luiz Henrique Silva Colado Barreto, pelas colaborações, que engrandeceram esse trabalho.

Aos meus pais, Luzimar Barros e Maria Hermelinda de Macedo Barros, que me deram todo o suporte durante toda a minha vida. Deram-me a oportunidade de realizar os estudos em Campina Grande, e mesmo estando distante fisicamente, ao longo de quase 12 anos, sempre estiveram presentes através de conselhos, ou na lembrança em meu coração. Obrigado pelo estímulo e pelos valorosos conselhos.

A Tarsila Lúvia, obrigado pela presença, pelos conselhos, e pela força, nessa jornada que se chama vida! Muitas foram as conversas, as idéias, as palavras de estímulo e conforto

nesses 7 anos. Muitas vezes, eu precisava só ser ouvido por você, para que a solução viesse ou, para me acalmar. Obrigado pela calma e sorrisos, nos momentos em que mais precisei.

Aos amigos, enviados por Deus, que me auxiliaram muito durante o meu doutorado! A vocês todos os meus agradecimentos: Álvaro de Medeiros Maciel, Abinadabe Silva Andrade, Antonio de Paula Dias Queiroz, Simões Soares Toledo, João Helder Gonzaga Muniz, Luis Gustavo Guedes Pereira Castro, Lucas Vinicius Hartmann, Reuben Palmer. Meu muito obrigado!

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Sergipe, na figura do professor Leocarlos Bezerra da Silva Lima, pelas constantes liberações de afastamentos, e pela paciência que tiveram comigo ao longo desse doutorado.

Aos colegas do LEIAM, Montiê, Gregs, Ed, Vitrola, Isaac, Emanuel, Bruno Emanuel, Marcus André, Ketzer, Caisson, Nutela, Leal, JP, Roger, Herculano, Loulou, Vágner/Vinícius, Paulo, Wellington, Tâmisa, Lucas, obrigado.

A CAPES pelo suporte financeiro que permitiu a realização deste trabalho.

“Comece fazendo o que é necessário,
depois o que é possível,
e de repente você estará fazendo
o impossível.”

Francisco de Assis

Resumo

A redução da complexidade e custo dos conversores estáticos podem ser alcançados através do uso de topologias com número reduzido de dispositivos. Nesse sentido, é proposto neste trabalho o estudo de topologias de conversores que utilizam braços de dois e três-níveis (*NPC-Neutral Point Clamped*) em sua composição (topologias híbridas). Para a conversão de energia CC/CA serão avaliadas quatro configurações presentes na literatura. Para a conversão CA/CC/CA com cargas a três fios, duas topologias convencionais e cinco propostas. Para a conversão CC/CA utilizando cargas a quatro fios, duas topologias convencionais e quatro propostas. Para cada topologia apresentada, foram estudados os seguintes pontos: modelagem da configuração, estratégias *PWM*, estratégia de controle. Foram realizados estudos comparativos entre as topologias propostas e as convencionais, avaliando seus desempenhos, através dos parâmetros: Distorção harmônica das tensões, distorção harmônica das correntes, perdas nas chaves e tensão do barramento. Através das análises fica demonstrado que as topologias propostas têm resultados melhores que os conversores convencionais de dois-níveis (para as topologias de três braços, a 222 teve uma distorção harmônica de tensão total de 0,78% e as topologias híbridas 322 e 323, com 0,67% e 0,46%, respectivamente). Algumas topologias propostas apresentaram desempenho equivalente ao observado nos conversores convencionais de três-níveis (o rendimento da topologia de cinco braços 22322 foi igual ao da topologia convencional 33333, 0,94, utilizando um número reduzido de componentes). Resultados de simulação e experimentais dão suporte as análises realizadas.

Palavras-chave: eletrônica de potência, redução de componentes, dois e três-níveis, topologias híbridas.

Abstract

The reduction in complexity and cost of the static converters may be achieved through the use of topologies with few devices. Therefore, it is proposed in this paper the study of topologies of converters using arms of two and three-levels (NPC - Neutral Point Clamped) in its composition (hybrid topologies). For DC/AC power conversion, four configurations present in the literature will be studied. To AC/DC/AC conversion with three-wire loads, two conventional topologies and five proposals. For DC/AC conversion using four-wire loads, two conventional topologies and four proposals. For each presented topology, the following points were studied: modeling setup, PWM strategies, control strategy. Comparative studies have been conducted between the proposed and conventional topologies, evaluating their performance, through the parameters: voltage harmonic distortions, current harmonic distortions, switches losses and voltage bus. From the analysis it is shown that the proposed topologies have better results than conventional two-level converters (for three legs topologies, the 222 had a total voltage harmonic distortion of 0.78% and hybrid topologies 322 and 323, with 0.67% and 0.46%, respectively). Some proposed topologies exhibited performance equivalent to that observed in the conventional three-level converters (the efficiency of five legs proposed topology 22322 was equal to conventional topology 33333, 0.94, using a reduced number of components). Simulation results and experimental support the analyzes.

Keywords: power electronics, reduction components, two and three-levels, hybrid topologies.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	iv
Abstract	v
Índice	vi
Índice de Tabelas	x
Índice de Figuras	xiv
Lista de Símbolos	xxvi
1 Introdução Geral	2
1.1 Localização do Tema	2
1.2 Motivação e Contribuições do Trabalho	6
1.3 Introdução do Conversor Estático CA/CC e CC/CA de dois e três-níveis	7
1.3.1 Conversor Trifásico em Ponte	11
1.4 Retificador Trifásico em Ponte Completa	13
1.5 Inversor Trifásico em Ponte Completa	15
1.6 Revisão Bibliográfica	16
1.7 Organização do Trabalho	21
1.8 Produção Gerada	22
2 Conversores Trifásicos em Ponte Utilizando Braços de Dois e Três-Níveis	24
2.1 Introdução	24
2.2 Tensões do Conversor	26

2.2.1	Modelo do Inversor	27
2.3	Estratégias <i>PWM</i>	28
2.3.1	<i>PWM</i> Escalar	28
2.3.2	<i>PWM</i> Espaço Vetorial	29
2.3.3	<i>PWM</i> 0/1	39
2.4	Balanco de Tensão dos Capacitores	40
2.4.1	Controle das Tensões nos Capacitores	46
2.5	Distorção Harmônica	48
2.5.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	49
2.5.2	Frequência de chaveamento de 720Hz	55
2.6	Perdas	57
2.6.1	Perdas no Barramento	61
2.7	Resultados de Simulação	66
2.7.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	66
2.7.2	Frequência de chaveamento de 720Hz	68
2.7.3	Tensão de Modo Comum	70
2.7.4	Tempo Para Desbalanceamento	72
2.8	Resultados Experimentais	73
2.8.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	73
2.8.2	Frequência de chaveamento de 720Hz	77
2.9	Conclusões	81
3	Conversor CA/CC/CA de Cinco Braços	84
3.1	Introdução	84
3.2	Tensões do Conversor	88
3.3	Modelo do Sistema	89
3.4	Estratégias <i>PWM</i>	90
3.4.1	<i>PWM</i> Escalar	91
3.4.2	<i>PWM</i> Espaço Vetorial	92
3.5	Sistema de Controle	96
3.6	Balanco de Tensão dos Capacitores	97
3.7	Análise de Tensão	99

3.8	Distorção Harmônica	102
3.8.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	102
3.8.2	Frequência de chaveamento de 5kHz	105
3.9	Perdas	107
3.9.1	Perdas no Barramento	109
3.10	Resultados de Simulação	112
3.10.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	113
3.10.2	Frequência de chaveamento de 5kHz	115
3.10.3	Tensão de Modo Comum	116
3.11	Resultados Experimentais	116
3.11.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	117
3.11.2	Frequência de chaveamento de 5kHz	123
3.11.3	Eficiência	127
3.11.4	Comportamento Dinâmico	127
3.12	Conclusões	129
4	Conversor Trifásico CC/CA a Quatro Fios	132
4.1	Introdução	132
4.2	Tensões do Conversor	135
4.3	Estratégia <i>PWM</i>	136
4.3.1	<i>PWM</i> Escalar	136
4.4	Distorção Harmônica	138
4.4.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	138
4.4.2	Frequência de chaveamento de 720Hz	142
4.5	Perdas	144
4.5.1	Perdas no Barramento	145
4.6	Resultados de Simulação	148
4.6.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	149
4.6.2	Frequência de chaveamento de 720Hz	150
4.6.3	Tensão de Modo Comum	152
4.6.4	Tempo Para Desbalanceamento	153
4.7	Resultados Experimentais	154

4.7.1	Frequência de chaveamento de 10kHz	154
4.7.2	Frequência de chaveamento de 720Hz	158
4.8	Conclusões	162
5	Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros	164
5.1	Conclusões Gerais	164
5.2	Trabalhos Futuros	166
6	Apêndice	168
6.1	Figuras Capítulo 2	168
6.2	Figuras Capítulo 3	176
6.3	Figuras Capítulo 4	190
	Referências Bibliográficas	197

Índice de Tabelas

1.1	Principais aplicações e benefícios da eletrônica de potência.	4
1.2	Estados dos interruptores para o braço de dois-níveis.	10
1.3	Estados dos interruptores para o braço de três-níveis.	10
2.1	Número de diodos e chaves nos conversores	26
2.2	Estados das chaves para a configuração 222.	30
2.3	Estados das chaves para a configuração 333.	31
2.4	Corrente injetada no ponto central e seus respectivos vetores.	42
2.5	Corrente injetada no ponto central e seus respectivos vetores.	42
2.6	Valor das componentes pares de baixa ordem para uma frequência de chaveamento de 10kHz	45
2.7	Valor das componentes pares de baixa ordem para uma frequência de chaveamento de 720Hz	45
2.8	Valor das componentes harmônicas pares de baixa ordem - Estratégia Escalar.	48
2.9	Valor das componentes harmônicas pares de baixa ordem - Estratégia Vetorial.	48
2.10	<i>WTHD</i> (%) das tensões para o <i>PWM</i> Escalar para frequência de chaveamento = 10kHz	49
2.11	<i>WTHD</i> (%) das tensões para o <i>PWM</i> vetorial para frequência de chaveamento = 10kHz	52
2.12	<i>WTHD</i> (%) das tensões para o <i>PWM</i> Escalar para frequência de chaveamento = 720Hz	55
2.13	<i>WTHD</i> (%) das tensões para o <i>PWM</i> vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz	56
2.14	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Escalar - Cenário 1	58
2.15	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Vetorial - Cenário 1	58

2.16	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Escalar - Cenário 2	59
2.17	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Vetorial - Cenário 2	59
2.18	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Escalar para $f_s = 720\text{Hz}$ - Cenário 1	59
2.19	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Vetorial para $f_s = 720\text{Hz}$ - Cenário 1	59
2.20	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Escalar para $f_s = 720\text{Hz}$ - Cenário 2	59
2.21	Perdas dos conversores - <i>PWM</i> Vetorial para $f_s = 720\text{Hz}$ - Cenário 2	59
2.22	Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Escalar ($f_s = 10\text{kHz}$)	63
2.23	Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Vetorial (frequência de chaveamento = 10kHz)	63
2.24	Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Escalar (frequência de chaveamento = 720Hz)	64
2.25	Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Vetorial (frequência de chaveamento = 720Hz)	65
2.26	Dados gerais para as simulações	66
2.27	Nível da Tensão de Modo Comum - <i>PWM</i> Escalar	70
2.28	Nível da Tensão de Modo Comum - <i>PWM</i> Vetorial	71
2.29	Tempo de Desbalanceamento - <i>PWM</i> Escalar	72
2.30	Tempo de Desbalanceamento - <i>PWM</i> Espaço Vetorial	72
2.31	<i>WTHD</i> (%) das tensões para o <i>PWM</i> vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 10kHz	75
2.32	<i>THD</i> (%) das correntes para o <i>PWM</i> vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 10kHz	76
2.33	<i>WTHD</i> (%) das tensões para o <i>PWM</i> vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 720Hz	81
2.34	<i>THD</i> (%) das correntes para o <i>PWM</i> vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 720Hz	81
2.35	Tabela Comparativa do Capítulo 2	82
3.1	Número de diodos e chaves nos conversores	86
3.2	Tensões de polo e estados dos braços como uma função dos estados de condução das chaves de potência	89
3.3	Estados das chaves para a configuração 33333.	94

3.4	Tensão requerida para o barramento CC para variações de tensão na entrada do conversor.	101
3.5	<i>WTHD</i> (%) das tensões do conversor 22322 com variação na tensão de entrada	102
3.6	<i>WTHD</i> (%) das tensões v_{x1} , v_{x2} e v_{x3}	103
3.7	<i>THD</i> (%) das correntes de entrada para frequência de chaveamento = 10kHz	105
3.8	<i>THD</i> (%) das correntes de saída para frequência de chaveamento = 10kHz . .	105
3.9	<i>WTHD</i> (%) das tensões v_{x1} , v_{x2} e v_{x3}	106
3.10	<i>THD</i> (%) das correntes de entrada para frequência de chaveamento = 5kHz .	107
3.11	<i>THD</i> (%) das correntes de saída para frequência de chaveamento = 5kHz . .	107
3.12	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 10kHz - Cenário 1	108
3.13	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 10kHz - Cenário 2	108
3.14	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 5kHz - Cenário 1 .	108
3.15	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 5kHz - Cenário 2 .	108
3.16	Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 10kHz)	109
3.17	Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 5kHz) .	109
3.18	Dados gerais para as simulações	113
3.19	<i>THD</i> (%) das correntes de entrada para f_s de 10kHz	119
3.20	<i>THD</i> (%) das correntes de saída para f_s chaveamento de 10kHz	119
3.21	<i>WTHD</i> (%) das tensões de entrada para f_s chaveamento de 10kHz	119
3.22	<i>WTHD</i> (%) das tensões de saída para f_s chaveamento de 10kHz	119
3.23	<i>THD</i> (%) das correntes de entrada para f_s de chaveamento de 5kHz	126
3.24	<i>THD</i> (%) das correntes de saída para f_s de chaveamento de 5kHz	126
3.25	<i>WTHD</i> (%) das tensões de entrada para f_s de chaveamento de 5kHz	126
3.26	<i>WTHD</i> (%) das tensões de saída para f_s de chaveamento de 5kHz	126
3.27	Eficiência dos conversores	127
3.28	Tabela Comparativa do Capítulo 3	130
4.1	Número de diodos e chaves nos conversores	135
4.2	Valor das componentes harmônicas pares de baixa ordem - frequência de chaveamento de 720Hz.	137
4.3	<i>WTHD</i> (%) das tensões para frequência de chaveamento de 10kHz	138
4.4	<i>WTHD</i> (%) das tensões para frequência de chaveamento de 720Hz	142

4.5	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 10kHz - Cenário 1	144
4.6	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 720Hz - Cenário 1	144
4.7	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 10kHz - Cenário 2	145
4.8	Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 720Hz - Cenário 2	145
4.9	Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 10kHz)	148
4.10	Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 720Hz)	148
4.11	Dados gerais para as simulações	149
4.12	Nível da Tensão de Modo Comum	153
4.13	Tempo de Desbalanceamento - <i>PWM</i> Escalar	154
4.14	<i>THD</i> (%) das correntes	158
4.15	<i>WTHD</i> (%) das tensões	158
4.16	<i>THD</i> (%) das correntes	159
4.17	<i>WTHD</i> (%) das tensões	161
4.18	Tabela Comparativa do Capítulo 4	162

Índice de Figuras

1.1	Cenário global de geração de energia.	3
1.2	a) Braço de dois níveis; b) Braço de três níveis.	8
1.3	Braço de um conversor de dois níveis até n-níveis.	8
1.4	Estados das chaves: (a) de um braço de dois-níveis. (b) de um braço de três-níveis.	9
1.5	(a) Tensão de saída com o respectivo estado de chaveamento de um conversor de dois níveis. (b) Tensão de saída com o respectivo estado de chaveamento de um conversor de três níveis <i>NPC</i>	10
1.6	Formas de onda de um conversor trifásico funcionando como retificador ($x = g$) ou inversor ($x = l$), para a topologia 222: (a) Tensão de polo. (b) Tensão de fase. (c) Tensão de linha. Para a topologia 333: (d) Tensão de polo. (e) Tensão de fase. (f) Tensão de linha.	12
1.7	(a) Estrutura de um retificador de dois-níveis. (b) Circuito equivalente para a topologia de dois-níveis.	13
1.8	(a) Estrutura de um retificador de três-níveis <i>NPC</i> . (b) Circuito equivalente para a topologia de três-níveis.	14
1.9	(a) Inversor de dois-níveis. (b) Circuito equivalente.	15
1.10	(a) Inversor de três-níveis. (b) Circuito equivalente.	15
2.1	Conversores de três braços. (a) Três braços de três-níveis (333). (b) Dois braços de três-níveis e um de dois-níveis (323). (c) Um braço de três-níveis e dois de dois-níveis (322). (d) Três braços de dois-níveis (222).	25
2.2	Circuito generalizado para o inversor.	26
2.3	Modelo dos conversores de três braços.	27

2.4	(a) Vetores espaciais gerados pelo conversor completo formado por braços de dois-níveis. (b) Vetores espaciais gerados pelo conversor completo formado por braços de três-níveis.	29
2.5	Espaço vetorial gerado pelos conversores. (a) Configuração 233. (b) 323. (c) 332.	32
2.6	Espaço vetorial gerado pelos conversores. (a) Configuração 223. (b) 232. (c) 322.	33
2.7	Vetores espaciais gerados pelo conversor completo formado por braços de três-níveis	33
2.8	Regiões do Setor A para o conversor 333.	34
2.9	Padrão de chaveamento para a Região 3A.	35
2.10	Vetores espaciais gerados pelo conversor com dois braços de três-níveis e um de dois níveis (323)	35
2.11	Setor A com a Região Única para o conversor 323.	36
2.12	Padrão de chaveamento para a Região Única do Setor A.	37
2.13	Vetores espaciais gerados pelo conversor com dois braços de três-níveis e um de dois níveis (322)	38
2.14	Padrão de chaveamento para a Região 1 do Setor A.	39
2.15	<i>PWM</i> 0/1. (a) Espaço Vetorial e vetores do conversor 323.(b) Espaço Vetorial do conversor 323. (b) Variação do μ	40
2.16	Vetores espaciais gerados pelo conversor com três braços de três-níveis. . . .	41
2.17	Correntes no capacitores. a) Grupo 'Z'. b) Grupo 'L'.	43
2.18	Vetores do grupo <i>Small</i> . a) Configuração (211). b) Configuração (100)	43
2.19	Vetores do grupo <i>Middle</i> . a) Configuração (201). b) Configuração (210). . .	43
2.20	Espaço vetorial gerado para os conversores 322.	44
2.21	Corrente no ponto central do barramento e setores de acordo com o diagrama visto na Fig. 2.13.	45
2.22	Correntes nos capacitores. (a) Configuração V_1 na Região 1, Setor (A). (b) Configuração V_1 na Região 2, Setor (F). (c) Configuração V_{10} no Setor (B). (d) Configuração V_{16} no Setor (E). (e) Configuração V_4 Região 1, Setor (E). (f) Configuração V_4 Região 1, Setor (C).	46

2.23	Vetores espaciais gerados pelo conversor com dois braços de três-níveis e um de dois níveis (322)	47
2.24	Diagrama de controle das tensões dos capacitores para a técnica escalar.	47
2.25	Diagrama de controle das tensões dos capacitores para a técnica vetorial.	47
2.26	Tensões para a topologia 333 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	50
2.27	Tensões para a topologia 323 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	50
2.28	Tensões para a topologia 322 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	51
2.29	Tensões para a topologia 222 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	51
2.30	Tensões para a topologia 333 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	53
2.31	Tensões para a topologia 323 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	53
2.32	Tensões para a topologia 322 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	54
2.33	Tensões para a topologia 222 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	54
2.34	Tensões para a topologia 322 - técnica escalar (frequência de chaveamento = 720Hz). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	56
2.35	Tensões para a topologia 322 - técnica vetorial (frequência de chaveamento = 720Hz). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	57
2.36	Sequência de vetores. (a) <i>PWM</i> Escalar. (b) <i>PWM</i> Espaço Vetorial.	60
2.37	Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz utilizando <i>PWM</i> Escalar. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.	62
2.38	Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz utilizando <i>PWM</i> Vetorial. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.	63
2.39	Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz utilizando <i>PWM</i> Escalar. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.	64

2.40	Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz utilizando PWM Vetorial. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.	65
2.41	Resultados de simulação das correntes da modulação escalar (frequência de chaveamento = 10kHz) aplicada a topologia 322. (a) <i>PWM</i> Escalar. (b) <i>PWM</i> Espaço Vetorial.	67
2.42	Resultados das tensões do barramento da modulação escalar (frequência de chaveamento = 10kHz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333	67
2.43	Resultados das tensões do barramento da modulação vetorial (frequência de chaveamento = 10kHz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	68
2.44	Resultados de simulação das correntes da modulação escalar (frequência de chaveamento = 720Hz) aplicada a topologia 322. (a) <i>PWM</i> Escalar. (b) <i>PWM</i> Espaço Vetorial.	69
2.45	Resultados das tensões do barramento da modulação escalar (frequência de chaveamento = 720Hz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333	69
2.46	Resultados das tensões do barramento da modulação vetorial (frequência de chaveamento = 720Hz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	70
2.47	Níveis da TMC. (a) Topologia 222. (b) Topologia 333.	71
2.48	Níveis da TMC para a topologia 223. (a) <i>PWM</i> Escalar. (b) <i>PWM</i> Vetorial - Setores 2 e 5. (c) <i>PWM</i> Vetorial - Setores 1, 3, 4 e 6.	71
2.49	Tensões para a topologia 333 - <i>PWM</i> Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	73
2.50	Tensões para a topologia 323 - <i>PWM</i> Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	74
2.51	Tensões para a topologia 322 - <i>PWM</i> Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	74
2.52	Tensões para a topologia 222- <i>PWM</i> Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	75

2.53	Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	76
2.54	Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	77
2.55	Tensões para a topologia 333 - <i>PWM</i> Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	78
2.56	Tensões para a topologia 323 - <i>PWM</i> Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	78
2.57	Tensões para a topologia 322 - <i>PWM</i> Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	79
2.58	Tensões para a topologia 222 - <i>PWM</i> Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	79
2.59	Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	80
2.60	Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	80
3.1	Conversor de seis braços de três-níveis (6x3).	85
3.2	Diagrama generalizado de um conversor de cinco braços.	86
3.3	Exemplos dos conversores propostos de cinco braços. (a) Cinco braços de três-níveis (33333). (b) Um braço de três-níveis (22322). (c) Dois braços de três-níveis (32223). (d) Três braços de três-níveis (23332). (e) Três braços de três-níveis no lado da rede (33322). (f) Três braços de três-níveis no lado da carga (22333).	87
3.4	Circuito equivalente de um conversor de cinco braços.	88
3.5	Vetores espaciais gerados pelos conversores G e L (onde u_g , t_g , u_l , e t_l são 2 ou 3). (a) Configuração 333 $u_l t_l$ ou $u_g t_g$ 333	93
3.6	Espaço vetorial gerado pelos conversores G e L (onde u_g , t_g , u_l , e t_l possuem valores 2 ou 3). (a) Configuração 233 $u_l t_l$ ou $u_g t_g$ 332. (b) 323 $u_l t_l$ ou $u_g t_g$ 323. (c) 332 $u_l t_l$ ou $u_g t_g$ 233.	95

3.7	Espaço vetorial gerado pelos conversores G e L (onde u_g , t_g , u_l , e t_l possuem valores 2 ou 3). (a) Configuração $223u_l t_l$ ou $u_g t_g 322$. (b) $232u_l t_l$ ou $u_g t_g 232$. (c) $322u_l t_l$ ou $u_g t_g 223$	96
3.8	Diagrama de controle.	97
3.9	Espaço vetorial gerado para os conversores $223u_l t_l$ ou $u_g t_g 322$	98
3.10	Corrente no ponto central do barramento e setores de acordo com o diagrama visto em Fig. 3.9(b).	98
3.11	Correntes nos capacitores. (a) Configuração V_2 no setor (A). (b) Configuração V_2 no setor (B). (c) Configuração V_{12} no setor (C). (d) Configuração V_5 no setor (D). (e) Configuração V_5 no setor (E). (f) Configuração V_{18} no setor (F).	99
3.12	Tensão no barramento CC em função da diferença entre o ângulo de tensão de entrada e o ângulo de tensão de saída.	101
3.13	Análise da tensão do barramento CC. (a) Caso <i>d</i> . (b) Caso <i>e</i>	102
3.14	Tensões da rede para a topologia 22322 para frequência de chaveamento = 10kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}	104
3.15	(a, b e c) Tensões de polo. (d) tensão de neutro. (e) Tensão da fase 3 do lado da rede para a topologia 22322.	104
3.16	Tensões da rede e da carga da topologia 22322 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} . (d) Tensão v_{l1} . (e) Tensão v_{l2} . (f) Tensão v_{l3}	106
3.17	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) e (b) 33333. (c) e (d) 22322. (e) e (f) 23332. (g) e (h) 33322.	110
3.18	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) e (b) 22333.	111
3.19	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 5kHz. (a) e (b) 33333. (c) e (d) 22322. (d) e (e) 23332.	111
3.20	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 5kHz. (a) e (b) 33322. (c) e (d) 22333.	112
3.21	Resultados de simulação para o conversor 33333 para uma frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Fator de potência. (b) Correntes na entrada. (c) Correntes de saída.	113

3.22	Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de chaveamento = 10kHz. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333	114
3.23	Resultados de simulação para o conversor 33333 para uma frequência de chaveamento de 5kHz. (a) Fator de potência. (b) Correntes na entrada. (c) Correntes de saída.	115
3.24	Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de chaveamento = 5kHz. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333	116
3.25	Resultados para o conversor 33333 para frequência de chaveamento = 10kHz: (a) fator de potência. (b) tensões no barramento. (c) correntes na rede. (d) correntes na carga	117
3.26	Tensões da rede da topologia 33333. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}	118
3.27	Tensões da rede da topologia 23332. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}	118
3.28	Tensões da rede da topologia 22322. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}	119
3.29	Correntes na entrada do conversor frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a)6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333	120
3.30	Correntes na saída do conversor frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a)6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333	121
3.31	Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de chaveamento = 10kHz. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333	122
3.32	Tensões da rede e da carga da topologia 33333 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}	123
3.33	Tensões da rede e da carga da topologia 23332 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}	124
3.34	Tensões da rede para a topologia 22322 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}	124

3.35	Correntes na entrada do conversor frequência de chaveamento = 5kHz aplicada as topologias: (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332.	125
3.36	Correntes na entrada do conversor frequência de chaveamento = 5kHz aplicada as topologias: (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332.	125
3.37	Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de chaveamento = 5kHz. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333	126
3.38	Transitório de carga para as topologias. (a) 22322. (b) 23332. (c) 22333. . .	128
3.39	Corrente da rede (i_{g3}), corrente da carga (i_{l3}) e corrente do braço compartilhado (i_3) para a topologia 22322.	129
4.1	Topologia dois-níveis para alimentação de cargas a quatro fios.	133
4.2	Topologia três-níveis para alimentação de cargas a quatro fios.	133
4.3	Exemplos dos conversores propostos de quatro braços. (a) Um braço de três-níveis para o quarto fio da carga (3222). (b) Dois braços de três-níveis (um para o quarto fio da carga, e outro para uma das fases - 3223). (c) Três braços de três-níveis (um para o quarto fio e outros dois para duas fases - 3233). (d) Três braços de três-níveis, para cada uma das fases da carga (2333).	134
4.4	Diagrama generalizado de um conversor de quatro braços.	135
4.5	Circuito equivalente de um conversor de quatro braços.	136
4.6	Tensões da carga da topologia 3333 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	139
4.7	Tensões da carga da topologia 2222 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	139
4.8	Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	140
4.9	Tensões da carga da topologia 3223 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	140
4.10	Tensões da carga da topologia 3233 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	141
4.11	Tensões da carga da topologia 2333 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	141

4.12	Tensões da carga da topologia 3333 para frequência de chaveamento de 720Hz.	
	(a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	143
4.13	Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 720Hz.	
	(a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	143
4.14	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz.	
	(a) e (b) 3333. (c) e (d) 3222. (e) e (f) 3223.	146
4.15	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz.	
	(a) e (b) 3323. (c) e (d) 2333.	147
4.16	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz.	
	(a) e (b) 3333. (c) e (d) 3222. (d) e (e) 3223.	147
4.17	Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz.	
	(a) e (b) 3233. (c) e (d) 2233.	148
4.18	Correntes na carga para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias.	
	(a) 3333. (b) 3222.	149
4.19	Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias.	
	(a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.	150
4.20	Correntes na carga para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias.	
	(a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.	151
4.21	Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias.	
	(a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.	152
4.22	Níveis da TMC. (a) Topologias 2222 e 2333. (b) Topologias 3222, 3223, 3233 e 3333.	153
4.23	Correntes na carga para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias.	
	(a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.	155
4.24	Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias.	
	(a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3222. (e) 3222. (f) 3223. (g) 3233. (h) 2333.	156
4.25	Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 10kHz.	
	(a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	157
4.26	Tensões da carga da topologia 3223 para frequência de chaveamento de 10kHz.	
	(a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	157

4.27	Correntes na carga para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.	159
4.28	Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	160
4.29	Tensões da carga da topologia 3223 para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	160
4.30	Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3222. (e) 3222. (f) 3223. (g) 3233. (h) 2333.	161
6.1	Resultados de simulação das tensões para a topologia 333 - técnica escalar ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	168
6.2	Resultados de simulação das tensões para a topologia 323 - técnica escalar ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	169
6.3	Resultados de simulação das tensões para a topologia 222 - técnica escalar ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	169
6.4	Resultados de simulação das tensões para a topologia 333 - técnica vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	170
6.5	Resultados de simulação das tensões para a topologia 323 - técnica vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	170
6.6	Resultados de simulação das tensões para a topologia 222 - técnica vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	171
6.7	Resultados de simulação da modulação escalar ($f_s = 10\text{kHz}$) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333	172
6.8	Resultados de simulação da modulação vetorial ($f_s = 10\text{kHz}$) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	173
6.9	Resultados de simulação da modulação escalar ($f_s = 720\text{Hz}$) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333	174
6.10	Resultados de simulação da modulação vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.	175

6.11	Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 33333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	176
6.12	Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 32223 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	177
6.13	Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 23332 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	178
6.14	Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 33322 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	179
6.15	Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 22333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	180
6.16	Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 33333 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	181
6.17	Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 23332 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	182
6.18	Resultados de simulação das correntes da rede para $f_s = 10\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 23332. (e) 33322. (f) 22333. . .	183
6.19	Resultados de simulação das correntes da carga para $f_s = 10\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 23332. (e) 33322. (f) 22333. . .	184
6.20	Resultados de simulação das correntes da rede para $f_s = 5\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333.	185
6.21	Resultados de simulação das correntes da carga para $f_s = 5\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333.	186
6.22	Resultados experimentais das tensões da rede e da carga da topologia 33333 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	187

6.23	Resultados experimentais das tensões da rede e da carga da topologia 22322 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	188
6.24	Resultados experimentais das tensões da rede e da carga da topologia 23332 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}	189
6.25	Resultados de simulação das correntes na carga para $f_s = 10\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.	190
6.26	Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 2222 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	191
6.27	Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 3223 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	191
6.28	Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 3233 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	192
6.29	Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 2333 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	192
6.30	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	193
6.31	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2222 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	193
6.32	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3233 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	194
6.33	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	194
6.34	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3333 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	195
6.35	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2222 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	195
6.36	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3233 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	196
6.37	Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2333 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3}	196

Lista de Símbolos

L_f	– Filtro indutivo
f_s	– Frequência de chaveamento
$q_{xya}, q_{xyb}, q_{xyc}$ e q_{xyd}	– , onde $x = g$ ou l , $y = 1, 2, 3$ ou 4 Chaves de potência
v_{g1}, v_{g2} e v_{g3}	– Tensões da rede de alimentação trifásica
i_{g1}, i_{g2} e i_{g3}	– Correntes de fase da rede de alimentação trifásica
r_f	– Resistência do filtro indutivo L_f
l_f	– Indutância do filtro indutivo L_f
p	– Representa a função derivada, $p = d/dt$
v_{g10}, v_{g20} e v_{g30}	– Tensões de polo
$v_{l10}, v_{l20}, v_{l30}$ e v_{40}	– Tensões de polo
v_{n0}	– Tensões do neutro da rede (n) ao ponto médio do barramento CC (0)
i_{l1}, i_{l2} e i_{l3}	– Correntes de fase da carga
s_1, s_2, s_3 e s_4	– Estado de condução das chaves
E	– Tensão do barramento CC
$v_{10}^*, v_{20}^*, v_{30}^*$ e v_{40}^*	– Tensões de polo de referência
v_{g1}^*, v_{g2}^* e v_{g3}^*	– Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes de entrada
V_c^*	– Tensão de referência do barramento CC dos FAPs convencionais
V^*	– Vetor de tensão de referência
v_{\max}^* e v_{\min}^*	– Valores máximo e mínimo de tensão

$\cos(\phi)$	– Fator de potência da carga
THD	– Distorção harmônica total
$WTHD$	– Distorção harmônica total ponderada
v_{l1}, v_{l2} e v_{l3}	– Tensões da carga

1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

O cenário mundial sobre fontes de energia está mudando. A exploração de novas fontes de energia, sem agredir o meio ambiente, tornou-se uma meta buscada pelas nações do mundo com vistas a mitigar os efeitos do aquecimento global, tema bastante debatido na atualidade.

A dependência sobre os combustíveis fósseis, o seu alto custo, somando-se a isso as questões ambientais, como o efeito a longo prazo do aquecimento global (derretimento das geleiras, secas severas nos países tropicais perto da linha do equador, formação de furacões, tornados mais fortes, etc), estão levando a cada dia um maior investimento em pesquisas e desenvolvimento relacionados à exploração de fontes de energia alternativas e/ou renováveis (Bose, 2009a). Junte-se a isso alguns desafios a serem resolvidos como a integração da geração de energia limpa, a utilização eficiente e o armazenamento de energia (Franquelo e Leon, 2013).

Na Fig. 1.1 mostra-se o cenário de geração de energia no mundo. Globalmente, cerca de 84% da nossa energia é gerada por combustíveis fósseis, dos quais 28% vêm do carvão, 22% vêm do gás natural, e os 34% restantes do petróleo. Cerca de 3% do total de energia é gerada em usinas nucleares, e os 13% restantes vêm de fontes renováveis, tais como hídrica (a maior parte), eólica, solar, geotérmica e biocombustíveis (Bose, 2013). Estudos indicam que a utilização de fontes de energia alternativa (hídrica, eólica e fotovoltaica) podem fornecer

100% da energia do consumo mundial, eliminando o consumo dos combustíveis fósseis (IEA, 2015), (Hatzigiorgiou e Zervos, 2001).

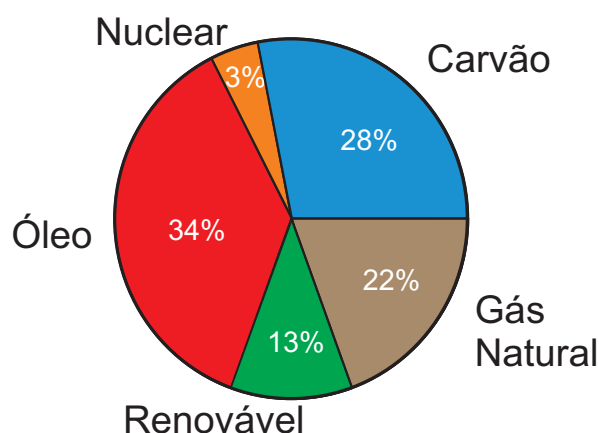


Figura 1.1: Cenário global de geração de energia.

Em um debate sobre a utilização de fontes de energia poluentes versus fontes de energia renováveis e limpas há de se destacar a eletrônica de potência, como elemento viabilizador da exploração das fontes renováveis e sua integração aos sistemas de energia. A Eletrônica de Potência (EP) lida com conversão e controle do fluxo da energia elétrica, utilizando dispositivos semicondutores de potência que compõe os conversores estáticos, elevando a eficiência, reduzindo o custo e tamanho dos sistemas de energia (Rodriguez et al., 2007), (Franquelo et al., 2008), (Bose, 2009b), (Bose, 2013), (Ribeiro et al., 2010).

A EP é uma área muito importante em modernos sistemas de processamento de energia de alta eficiência, transmissão de alta tensão em corrente contínua (HVDC), compensador estático, controle de fluxo de energia universal (UPFC), fonte de alimentação ininterrupta (UPS), e controle de processos industriais (Manojkumar et al., 2014), (Boroyevich et al., 2013).

Hoje a EP pode ser encontrada em áreas tão diversas como: industrial, comercial, residencial, transporte, aeroespacial e militar, entre outras. Uma possível classificação poderia ser feita levando-se em conta três cenários principais sendo apresentada na Tabela 1.1, onde as principais aplicações, benefícios da aplicação da eletrônica de potência e os requisitos mais relevantes são apresentados (Franquelo e Leon, 2013).

A potência para estes cenários podem variar de aplicações para pequenos consumidores (cerca de watts) para as aplicações de rede de energia onde são necessárias altas potências

Tabela 1.1: Principais aplicações e benefícios da eletrônica de potência.

	Eletrônicos de Consumo	Transporte	Redes Elétricas e Indústria
Aplicações	Carregadores de baterias Fontes de alimentação chaveada Eletrodomésticos	Trens Automotivo Aeroespacial	Geração Distribuição Armazenamento
Vantagens	Sistemas mais eficientes Economia de Energia Diminuir tamanho e peso Integração com dispositivos portáteis	Mais veículos elétricos Mais eficiência e disponibilidade Novos sistemas de energia e transporte	Mais eficiência e estabilidade Mais integração de energias alternativas Maior flexibilidade da rede Aumento da confiabilidade e robustez
Requisitos	Diminuir perdas Diminuir custos de produção Aumentar confiabilidade Redução de ruído	Diminuir perdas peso e tamanho Aumentar o gerenciamento de potência Aumentar a confiabilidade	Diminuir perdas Geradores de maior potência Motores industriais de maior potência

(em torno de centenas de megawatts ou gigawatts).

Nossas fontes ambientalmente limpas de energia renovável (eólica, fotovoltaica, e células de combustível), que não causam impactos ambientais, são fortemente dependentes da EP, e uma questão importante é a integração eficiente das energias renováveis à rede elétrica.

Para que essa integração ocorra de forma cada vez mais eficiente, tem-se aprofundado os estudos, e com isso, tem-se desenvolvido novos e mais eficientes semicondutores de potência, como também, o uso de técnicas de controle e o desenvolvimento de topologias, o que tem possibilitado uma melhor integração.

A geração de energia através dos painéis fotovoltaicos, assim como a eólica, está disponível em abundância, sendo uma das fontes de energia renováveis com mais rápido desenvolvimento nos últimos anos (REN, 2015). Recentemente, o custo de painéis fotovoltaicos diminuiu. No entanto, a geração da energia fotovoltaica ainda possui um custo elevado, além da relação potência gerada/superfície de instalação (normalmente três vezes mais do que a energia eólica) (IEA, 2015).

Ambas as fontes eólica e fotovoltaica apresentam um comportamento naturalmente intermitente, exigindo, para algumas aplicações, a utilização de sistemas de armazenamento de energia. Todas as técnicas de armazenamento de eletricidade (bateria, *flywheel*, armazenadores supercondutores de energia (SMES), ultracapacitores) são novamente fortemente dependentes da EP (COMMISSION, 2015), (Manz et al., 2012), (IEC, 2015).

Os veículos elétricos (VE) e os veículos híbridos (VH) também são fortemente dependentes da EP. Eles são eficientes em comparação com os veículos de combustão e diminuem o problema do aquecimento global, se a eletricidade para carregar a bateria é gerada a partir de fontes renováveis. Infelizmente, a limitação da tecnologia da bateria faz com que esses veículos ainda sejam caros. Atualmente, esses veículos estão encontrando crescente aceitação por causa do aumento do preço da gasolina. Estudos apontam para a substituição dos VH's por VE's, devido ao uso de baterias econômicas (Bose, 2010).

Além dos conversores convencionais de dois-níveis tem surgido nas últimas décadas, conversores multiníveis, que estão encontrando cada vez mais atenção na indústria tornando-se uma opção técnica viável para conversão de energia em aplicações de alta potência (Rodriguez et al., 2009), (Bose, 2009b). Sistemas flexíveis de transmissão de corrente alternada (FACTS), compensação de energia reativa, HVDC, conversores regenerativos, e conexão de sistemas de energia renovável à rede, são algumas aplicações dos conversores multinível, com um objetivo: qualidade da energia e eficiência. Com o advento de várias aplicações operando em elevados níveis de potência, os conversores multinível tem se destacado como a substituição natural aos conversores de dois-níveis (Rodriguez et al., 2009), (Kouro et al., 2010).

Um exemplo mais específico da utilização dos conversores multiníveis em detrimento dos conversores convencionais, é para o uso em grandes geradores fotovoltaicos. Com faixa de potência de 20 - 400kW, é usada uma configuração gerador-inversor centralizada, fazendo a interface da geração com a rede (Abella e Chento, 2004). Sendo os níveis atuais de aplicação em megawatt, topologias clássicas, como o conversor de dois-níveis não serão capazes de oferecerem a qualidade de energia necessária, alta frequência de chaveamento, operação em alta tensão, e redução no tamanho do filtro que conversores multiníveis podem proporcionar (Kouro et al., 2010), (Blaabjerg e Ma, 2013), (Franquelo e Leon, 2013).

1.2 Motivação e Contribuições do Trabalho

Os conversores de energia com elevado número de componentes fornece ao sistema uma implementação mais complexa, além de aumentar seu custo e diminuir sua confiabilidade. A motivação desse trabalho é reduzir a complexidade e os custos através do desenvolvimento de novas topologias com número reduzido de componentes (chaves, diodos, sensores), e ter seu desempenho aproximado ao das topologias clássicas de conversores com maior número de componentes de potência.

São analisadas nesse trabalho novas topologias que utilizam braços de dois e três-níveis em conversores CC/CA e CA/CC/CA. A nomenclatura das configurações é feita da seguinte forma: quando se tem um braço de dois-níveis, utiliza-se o número “2”, e, para um braço de três-níveis, o número “3”. Logo, se o conversor for composto com os dois primeiros braços de três-níveis e o terceiro braço for de dois-níveis, teremos: 332.

No âmbito de conversores CC/CA, são estudadas estratégias *PWM* escalar e vetorial, para as topologias convencionais de dois e três-níveis, 222 e 333, respectivamente, como também, para as topologias com um braço de três-níveis e dois de dois-níveis (322) e com dois braços de três-níveis e um de dois-níveis (323), já presentes na literatura.

No âmbito de conversores CA/CC/CA para cargas com três fios, são propostas cinco topologias: 22322, 32223, 23332, 33322 e 22333; como também, é proposta a estratégia *PWM* escalar para essas configurações.

No âmbito de conversores CC/CA para cargas com quatro fios, são propostas quatro topologias de conversores: 3222, 3223, 3233 e 2333; e também, é proposta a estratégia *PWM* escalar para essas configurações.

São realizadas comparações das topologias propostas com as topologias que utilizam todos os braços de dois e três-níveis. Em síntese, são feitas comparações, através de simulações e ensaios experimentais, para demonstrar que o desempenho das topologias propostas equipara-se ao das topologias com três-níveis, apresentando um menor custo.

Para cada uma das topologias, é apresentado: um modelo do sistema, a estratégia *PWM*, bem como a estratégia de controle. São feitas análises de *THD*, *WTHD* e perdas por condução e chaveamento, visando obter dados para comparações e assim identificar vantagens

e desvantagens, ganhos e perdas de desempenho, de cada uma das topologias propostas comparadas com as topologias convencionais.

1.3 Introdução do Conversor Estático CA/CC e CC/CA de dois e três-níveis

Conversores de tensão de três-níveis com diodos de grampeamento incluem um conjunto de chaves de potência e um banco de capacitores no barramento CC para gerar os níveis de tensão na saída. Na Fig 1.2 é apresentada o braço de três-níveis, formado a partir de módulos de dois-níveis. Pode-se observar que as chaves são conectadas em série, sendo incluído no novo braço, os diodos de grampeamento.

Uma das vantagens da utilização do braço multinível se refere à tensão de bloqueio na chave. Para um conversor de dois-níveis, a máxima tensão a ser suportada pela chave que se encontra bloqueada, será igual ao valor de tensão total que se encontra no barramento CC. Já no conversor multinível, especificamente em um de três-níveis, não importa a configuração, sempre haverá duas chaves abertas, então a tensão passa a ser a metade da tensão do barramento sobre cada chave que está bloqueada, reduzindo a tensão sobre as mesmas, sendo possível por isto, trabalhar com tensões mais elevadas (Newton e Sumner, 1997; Marchesoni, 1992; Rodriguez et al., 2002; Franquelo et al., 2008).

Uma desvantagem do conversor de três-níveis está relacionada às tensões nos capacitores do barramento CC. O equilíbrio dessas tensões deve ser mantido para se ter o correto funcionamento da estrutura multinível, o que torna o seu funcionamento mais complexo (Umbria et al., 2010; Chen et al., 2008; Ogasawara e Akagi, 1993; Seo et al., 2001; de Oliveira., 2005).

Os conversores convencionais trifásicos são classificados como dois-níveis devido à tensão de polo (tensão entre o terminal “ xy ” e um terminal virtual “ O ”, da Fig. 1.4(a)) poder assumir dois valores (Tabela 1.2). Os conversores trifásicos são classificados como três-níveis devido à tensão de polo (tensão entre o terminal “ xy ” e um terminal virtual “ O ”, da Fig. 1.4(b)) poder assumir três valores (Tabela 1.3).

Pode ser visto na Figura 1.3, uma forma bem simples e generalizada de um braço de um conversor de dois-níveis até n -níveis. De um lado encontram-se os capacitores e do outro

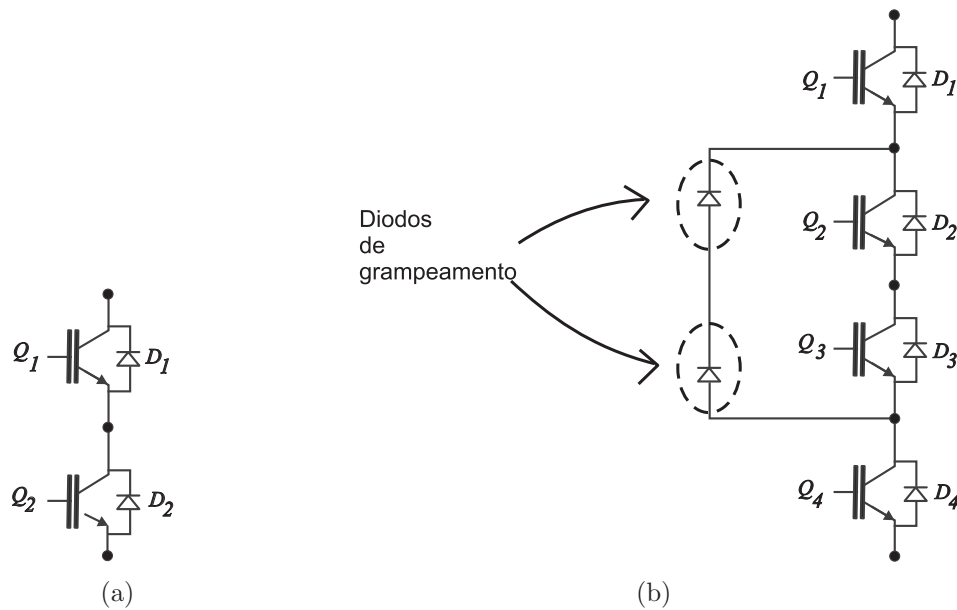


Figura 1.2: a) Braço de dois níveis; b) Braço de três níveis.

(braço do conversor) os interruptores que geram na saída.

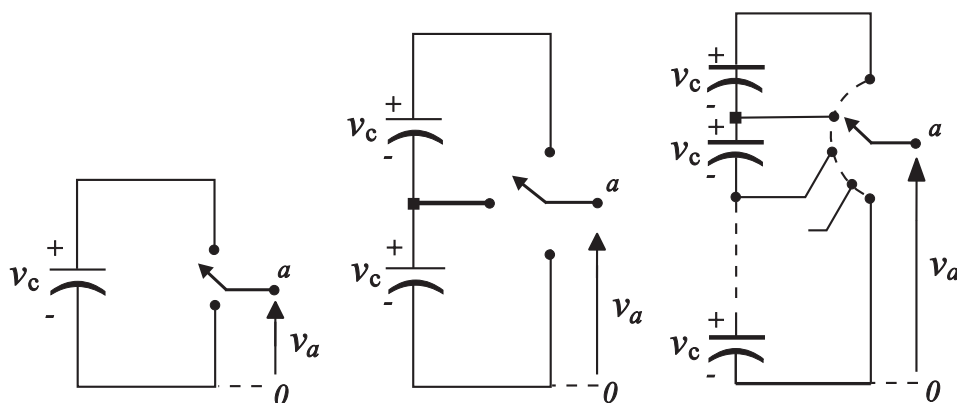


Figura 1.3: Braço de um conversor de dois níveis até n-níveis.

Na Fig. 1.4 são observados os estados possíveis para as chaves (estados de chaveamento) de cada braço do conversor, com o respectivo caminho que a corrente percorrerá. Na figura observa-se o sentido positivo (corrente em direção a carga). Nas Figs. 1.5(a) e 1.5(b) é possível visualizar a tensão de saída com os respectivos estados de chaveamento.

- Para o braço de dois-níveis: Estado (2) - A chave Q_{xya} está conduzindo; Estado (0) - A chave Q_{xyc} está conduzindo;
- Para o braço de três-níveis: Estado (2) - As chaves Q_{xya} e Q_{xyb} estão conduzindo;

Estado (1) - As chaves Q_{xyb} e Q_{xyc} estão conduzindo; Estado (0) - As chaves Q_{xyc} e Q_{xyd} estão conduzindo.

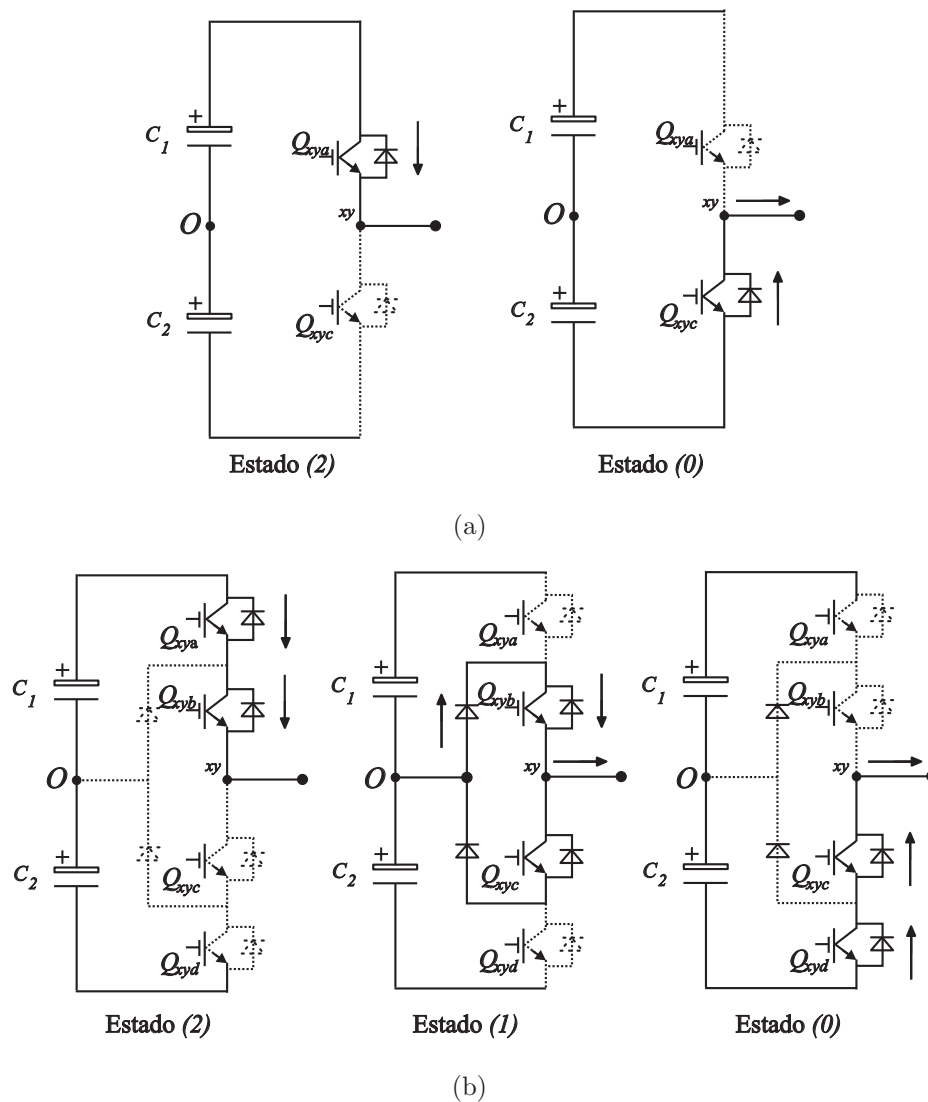


Figura 1.4: Estados das chaves: (a) de um braço de dois-níveis. (b) de um braço de três-níveis.

A partir das curvas apresentadas na Fig. 1.5 é possível obter os termos das Tabelas 1.2 e 1.3, que de maneira resumida, mostram o esquema de comutação e as respectivas tensões de saída, onde o “ x ” representa a utilização do conversor como retificador ($x = g$) ou inversor ($x = l$), o “ y ” a fase que está conectada ao braço do conversor ($y = 1, 2$ ou 3) e o “ E ” representa a tensão do barramento.

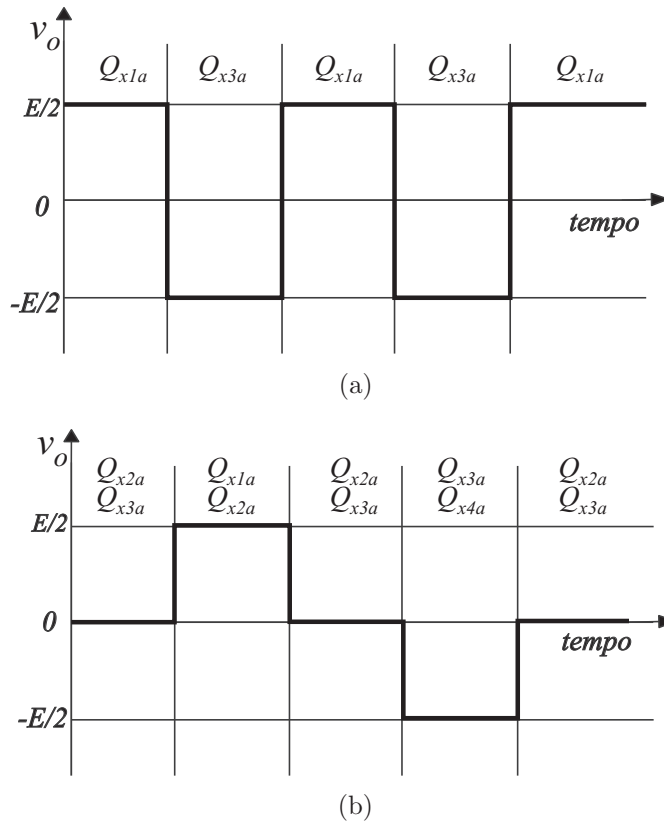


Figura 1.5: (a) Tensão de saída com o respectivo estado de chaveamento de um conversor de dois níveis. (b) Tensão de saída com o respectivo estado de chaveamento de um conversor de três níveis NPC.

Tabela 1.2: Estados dos interruptores para o braço de dois-níveis.

Configuração	Estados k_x	Q_{xya}	Q_{xyc}	v_{x0}
2	10	Condução	Bloqueio	+E/2
0	01	Bloqueio	Condução	-E/2

Tabela 1.3: Estados dos interruptores para o braço de três-níveis.

Configuração	Estados k_x	Q_{xya}	Q_{xyb}	Q_{xyc}	Q_{xyd}	v_{x0}
2	1100	Condução	Condução	Bloqueio	Bloqueio	+E/2
1	0110	Bloqueio	Condução	Condução	Bloqueio	0
0	0011	Bloqueio	Bloqueio	Condução	Condução	-E/2

Têm-se no uso de estruturas de três-níveis, um meio para melhorar a qualidade da conversão de energia. Este tipo de conversor produz uma forma de tensão de saída com baixos níveis de distorção harmônica.

O ponto médio “ O ” entre os capacitores corresponde ao ponto do neutro do barramento CC (*Neutral Point*). A tensão de saída deste conversor para cada fase é $E/2$, 0 e $-E/2$. Esses três níveis são obtidos por uma combinação de estados das chaves. Cada braço deste conversor possui quatro chaves, das quais duas são complementares.

Outro diferencial da estrutura de três-níveis com relação à estrutura de dois-níveis é a presença dos diodos ligados ao ponto do neutro, permitindo fixar os diferentes níveis de tensão criados pelos capacitores (Fig. 1.5).

As tensões de polo são dadas por

$$v_{xy0} = (S_{xy} - 1) \frac{v_c}{2} \quad \text{para } x = g \text{ ou } l \text{ e } y = 1, 2 \text{ ou } 3 \quad (1.1)$$

onde o estado do braço xy é $S_{xy} = 0, 1$ e 2 para os braços de três-níveis e $S_{xy} = 0$ e 2 para os braços de dois-níveis e $v_c = v_{c1} + v_{c2}$ é a tensão do barramento CC.

1.3.1 Conversor Trifásico em Ponte

As tensões de linha do conversor trifásico em ponte podem ser calculadas como indicado abaixo (onde o “ x ” representa a utilização do conversor como retificador, $x = g$, ou inversor, $x = l$):

$$\text{Tensões de polo:} \quad \begin{cases} v_{x10} \\ v_{x20} \\ v_{x30} \end{cases} \quad (1.2)$$

$$\text{Tensão de neutro:} \quad v_{n0} = \frac{v_{x10} + v_{x20} + v_{x30}}{3} \quad (1.3)$$

$$\text{Tensões de fase:} \quad \begin{cases} v_{x1} = v_{x10} - v_{n0} \\ v_{x2} = v_{x20} - v_{n0} \\ v_{x3} = v_{x30} - v_{n0} \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\text{Tensões de linha:} \quad \begin{cases} v_{x12} = v_{x10} - v_{x20} = v_{x1} - v_{x2} \\ v_{x23} = v_{x20} - v_{x30} = v_{x2} - v_{x3} \\ v_{x31} = v_{x30} - v_{x10} = v_{x3} - v_{x1} \end{cases} \quad (1.5)$$

Substituindo as tensões de polo obtidas na equação (1.1) nas equações das tensões de linha (1.5), tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{x12} \\ v_{x23} \\ v_{x31} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{x10} - v_{x20} \\ v_{x20} - v_{x30} \\ v_{x30} - v_{x10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{x1} - 1) \frac{v_c}{2} - (S_{x2} - 1) \frac{v_c}{2} \\ (S_{x2} - 1) \frac{v_c}{2} - (S_{x3} - 1) \frac{v_c}{2} \\ (S_{x3} - 1) \frac{v_c}{2} - (S_{x1} - 1) \frac{v_c}{2} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_{x1} - S_{x2} \\ S_{x2} - S_{x3} \\ S_{x3} - S_{x1} \end{bmatrix} \\ &= \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{x1} \\ S_{x2} \\ S_{x3} \end{bmatrix} \quad (1.6) \end{aligned}$$

As tensões de fase podem ser escritas em função apenas das tensões de polo substituindo a tensão de neutro da equação (1.3) na equação (1.4), assim:

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ v_{x3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2v_{x10} - v_{x20} - v_{x30} \\ -v_{x10} + 2v_{x20} - v_{x30} \\ -v_{x10} - v_{x20} + 2v_{x30} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{x10} \\ v_{x20} \\ v_{x30} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

onde as tensões de polo são obtidas da equação (1.1). As tensões de linha são dadas em função do estado das chaves por:

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ v_{x3} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2S_{x1} - S_{x2} - S_{x3} \\ -S_{x1} + 2S_{x2} - S_{x3} \\ -S_{x1} - S_{x2} + 2S_{x3} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{x1} \\ S_{x2} \\ S_{x3} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Num sistema equilibrado a três fases, as tensões de fase são obtidas em função das tensões de linha:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ v_{x3} \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2v_{x10} - v_{x20} - v_{x30} \\ -v_{x10} + 2v_{x20} - v_{x30} \\ -v_{x10} - v_{x20} + 2v_{x30} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{x12} - v_{x13} \\ v_{x23} - v_{x12} \\ v_{x31} - v_{x23} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{x12} \\ v_{x23} \\ v_{x31} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.9)$$

Na Fig. 1.6 são vistas as formas de onda características destas estruturas de dois e três-níveis.

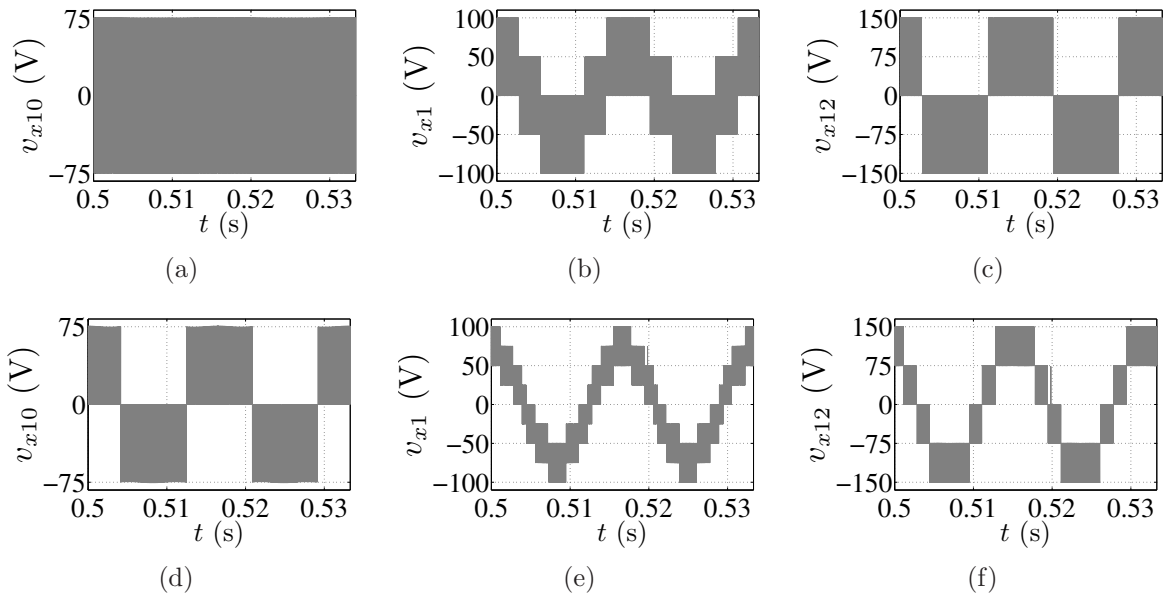


Figura 1.6: Formas de onda de um conversor trifásico funcionando como retificador ($x = g$) ou inversor ($x = l$), para a topologia 222: (a) Tensão de polo. (b) Tensão de fase. (c) Tensão de linha. Para a topologia 333: (d) Tensão de polo. (e) Tensão de fase. (f) Tensão de linha.

1.4 Retificador Trifásico em Ponte Completa

A topologia do retificador de dois-níveis apresenta na sua saída um barramento CC dividido entre dois bancos de capacitores. A tensão que será aplicada, quando o interruptor estiver bloqueado, será a tensão total do barramento. Utilizam-se duas chaves por braço e dois diodos, totalizando para a estrutura trifásica em ponte, seis chaves e seis diodos.

Na Fig. 1.7(a) é apresentada a estrutura de um retificador de dois-níveis, e na Fig. 1.7(b) pode ser visto o circuito equivalente dessa topologia.

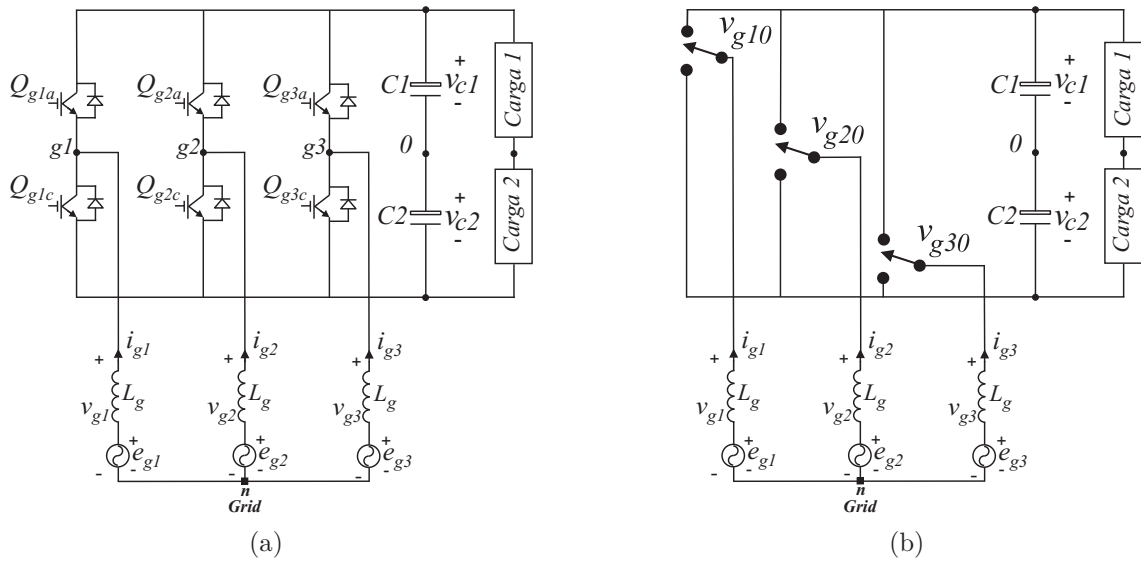


Figura 1.7: (a) Estrutura de um retificador de dois-níveis. (b) Circuito equivalente para a topologia de dois-níveis.

As funções de chaveamento são apresentadas a seguir e descrevem os estados de um retificador de dois-níveis como observado na Fig. 1.7(b), gerando as tensões de polo da Eq. 1.1.

$$S_y = \begin{cases} 2, & Q_{gya} : \text{Ligado} \quad Q_{gyc} : \text{Desligado} \\ 0, & Q_{gyc} : \text{Ligado} \quad Q_{gya} : \text{Desligado} \end{cases}$$

onde o y representa a fase 1,2 ou 3 dos três braços.

A topologia do retificador de três níveis apresenta na sua saída dois barramentos CC (ver Fig. 1.8). Para esta estrutura, deve-se ter uma estratégia de controle para equilibrar as tensões nesses barramentos, ou seja, que cada barramento apresente a metade da tensão de saída. Utilizam-se quatro chaves por braço e seis diodos (quatro anti-paralelos e dois de grampeamento), totalizando para a estrutura trifásica em ponte, doze chaves e dezoito

diodos.

Com a obtenção do equilíbrio de tensão, a tensão que será aplicada em cada interruptor será metade da tensão total do barramento. Esta topologia de três-níveis torna-se muito atrativa para aplicações que necessitam de valores elevados de tensão na saída.

Não ocorrendo o equilíbrio das tensões no barramento CC, têm-se como consequência tensões elevadas sobre os interruptores, e níveis altos de distorção harmônica. Daí a importância deste balanceamento no barramento CC.

Na Fig. 1.8(a) é vista a estrutura de um retificador NPC de três-níveis. Na Fig. 1.8(b) pode ser visto o circuito equivalente da topologia NPC.

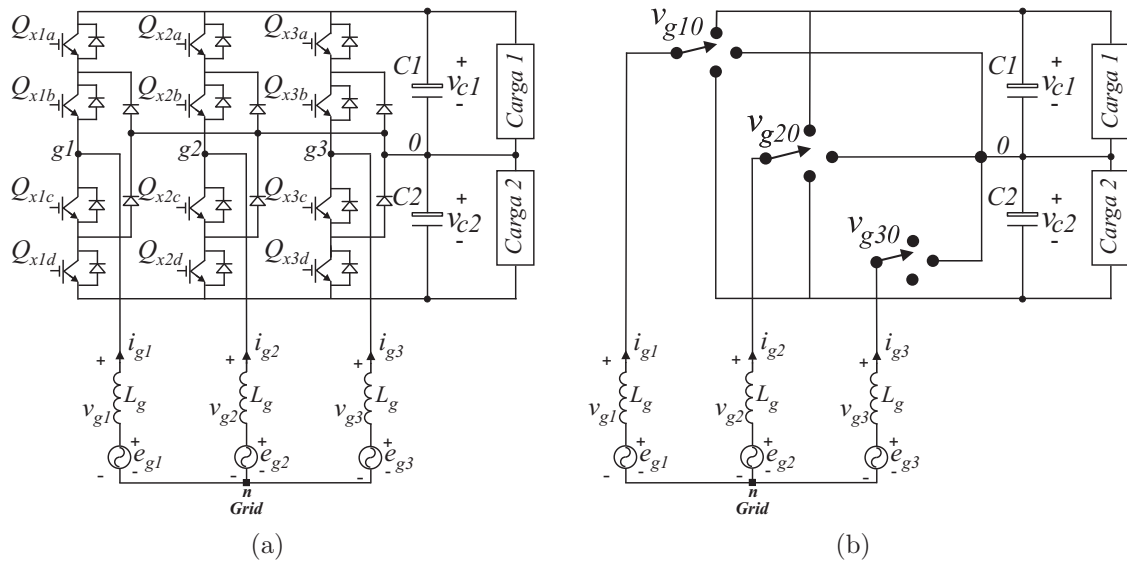


Figura 1.8: (a) Estrutura de um retificador de três-níveis NPC. (b) Circuito equivalente para a topologia de três-níveis.

As funções de chaveamento são apresentadas a seguir e descrevem os estados de um retificador de três-níveis NPC como observado na Fig. 1.8(b), gerando as tensões de polo da Eq. 1.1.

$$S_y = \begin{cases} 2, & Q_{gya}, Q_{gyb} : \text{Ligado} & Q_{gyc}, Q_{gyd} : \text{Desligado} \\ 1, & Q_{gyb}, Q_{gyc} : \text{Ligado} & Q_{gya}, Q_{gyd} : \text{Desligado} \\ 0, & Q_{gyc}, Q_{gyd} : \text{Ligado} & Q_{gya}, Q_{gyb} : \text{Desligado} \end{cases}$$

onde o y representa a fase 1,2 ou 3 dos três braços.

1.5 Inversor Trifásico em Ponte Completa

A estrutura do inversor de dois-níveis pode ser vista na Fig. 1.9(a). Na Fig. 1.9(b) pode ser visto o circuito equivalente da topologia.

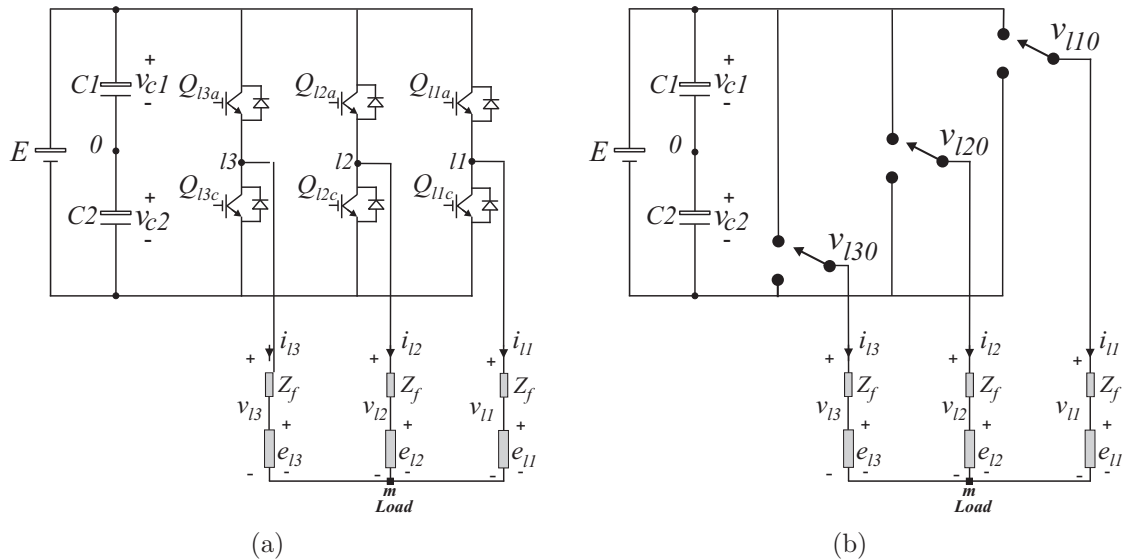


Figura 1.9: (a) Inversor de dois-níveis. (b) Circuito equivalente.

O inversor multinível *NPC* foi desenvolvido por Nabae (Nabae et al., 1981). Sua estrutura pode ser vista na Fig. 1.10(a). Na Figura 1.10(b) pode ser visto o circuito equivalente da topologia *NPC*.

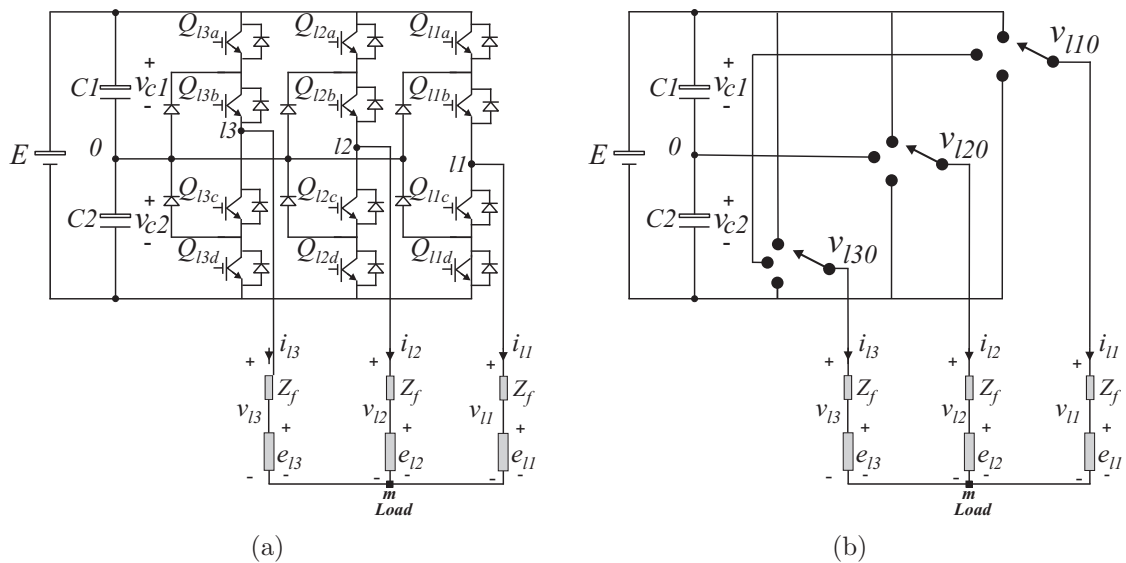


Figura 1.10: (a) Inversor de três-níveis. (b) Circuito equivalente.

1.6 Revisão Bibliográfica

A partir de estudos relacionados a área de eletrônica de potência, com o intuito de se melhorar a qualidade da energia, se desenvolveu uma nova topologia de conversores: os multiníveis, com a introdução do conversor com neutro grampeado de três-níveis (Nabae et al., 1981). Este tipo de conversor foi generalizado posteriormente para estrutura de n níveis (Bhagwat e Stefanovic, 1983) e (Choi et al., 1991).

Três diferentes topologias destes conversores multiníveis foram propostas: A de diodo de grampeamento (*Neutral Point Clamped - NPC*) (Nabae et al., 1981); Posteriormente, uma estrutura alternativa para o *NPC* foi proposta por Meynard (*Flying Capacitors*) (Meynard e Foch, 1992). Nesta topologia, chamada de capacitor flutuante, a tensão sobre as chaves é limitada através da utilização de capacitores, em vez dos diodos da estrutura *NPC*. A terceira estrutura de multinível encontrada na literatura foi proposta por Marchesoni (*Cascaded Multicell*) (Marchesoni, 1992). A topologia denominada de cascata, propôs a conexão em série de conversores monofásicos.

Em geral, o uso de muitos interruptores aumenta o custo e diminui a confiabilidade dos conversores estáticos de energia. Visando diminuir o custo, o estudo de topologias com um número reduzido de chaves de potência constitui um importante tópico de pesquisa em eletrônica de potência (Enjeti e Rahman, 1993; Blaabjerg et al., 1997; Kim e Lipo, 1996; Ledezma et al., 2001; Park et al., 2001; Kominami e Fujimoto, 2007b).

A redução no número de chaves proporciona uma redução de complexidade construtiva, aumento de confiabilidade e possivelmente uma redução no custo do conversor mantendo a qualidade da energia. Novas topologias de conversores têm sido propostas em muitos trabalhos com um número reduzido de chaves para sistemas:

- Monofásicos: (I. Ando e Takahashi, 1997; Park et al., 2001; Jacobina et al., 2009; Chang et al., 2006; de Melo et al., 2010; Aamir e Kim, 2011; da Silva et al., 2011; Fatemi et al., 2013a; Soares de Freitas et al., 2010; Liu et al., 2011; Wu et al., 2011; Kim et al., 2012);
- Bifásicos: (Brandao Jacobina et al., 2003; Jang e Yoon, 2003; Jacobina et al., 2005; Najmi et al., 2013; Milan et al., 2012; Ziaeinejad et al., 2013; Fatemi et al., 2013b)

- Trifásicos: (Van Der Broeck e Van Wyk, 1984; Enjeti e Rahman, 1993; Kim e Lipo, 1996; Heydari et al., 2011b; Brandao Jacobina et al., 2014; Narimani et al., 2014; Heydari et al., 2011a; Masmoudi et al., 2014; Heydari et al., 2012; Cipriano et al., 2012; Khosravi et al., 2012).

Um conversor com quatro chaves (dois braços de dois-níveis) é proposto em (Ouni et al., 2013). A terceira fase é conectada ao ponto central do barramento. Quando a corrente de fase flui para o ponto médio do barramento, resulta numa grande variação da tensão nos capacitores. São usados controladores para manter a tensão equilibrada entre os capacitores, o que não é suficiente (ainda ocorrem grandes oscilações nas tensões dos capacitores).

Uma estrutura de conversor CA/CC que utiliza três chaves e seis diodos é proposto em (Lin e Hung, 2002). A estrutura em estudo pode operar como um retificador de dois ou três-níveis. Para o caso de operação de três-níveis é utilizado um circuito adicional para realizar o balanceamento das tensões nos capacitores do barramento CC. Os resultados obtidos mostraram o bom funcionamento do conversor: alto fator de potência, tensão constante no barramento CC e o balanceamento destas tensões.

Em (Jacobina et al., 2005) são propostas duas configurações para acionamento de motores bifásicos que utilizam um número reduzido de componentes. A redução de componentes foi obtida utilizando-se chaves de potência elevada, assim, uma avaliação mais criteriosa para utilização das duas configurações deve ser realizada para avaliar se o custo dessas chaves com potência elevada é menor do que a redução no número de componentes.

O conversor proposto em (Dehnavi et al., 2010) e (Kominami e Fujimoto, 2007a) consiste de dois conversores trifásicos, com três chaves compartilhadas (utiliza nove chaves). A soma das tensões de fase dos dois conversores não pode ser maior que a tensão do barramento dividida por raiz de 3 ($v_1 + v_2 < \frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}$, onde v_1 e v_2 são as amplitudes das tensões de fase e V_{CC} é a tensão do barramento), o que leva a uma menor utilização do barramento. Quando um dos conversores está em funcionamento, as correntes fluem através das chaves do outro conversor, e vice-versa, ocasionando um aumento nos níveis de corrente nos braços, resultando em menor eficiência e maior custo.

O conversor proposto em (Shibata e Hoshi, 2007) e (Hoshi e Ogawa, 2011) é bem parecido com o conversor de nove chaves, só que esse conversor utiliza um braço a menos, já que

conecta uma fase da entrada e uma fase da saída, aos pontos centrais do barramento. Esse conversor, como o de nove chaves, também terá chaves compartilhadas. Tem uma tensão de barramento menor que o de nove chaves (a soma das tensões dos dois conversores não pode ser maior que a tensão do barramento dividida por duas vezes raiz de 3: $v_1 + v_2 < \frac{V_{CC}}{2\sqrt{3}}$, onde v_1 e v_2 são as amplitudes das tensões de fase e V_{CC} é a tensão do barramento). Similarmente ao que acontece com o conversor de nove chaves, tem também variações na tensão do barramento. Os níveis de corrente nos braços são maiores do que os observados na estrutura completa de seis braços.

O conversor de dois-níveis com carga a quatro fios tem a sua utilização voltada para a compensação da corrente para uma carga desbalanceada. A topologia mais comum de conversor para sistemas a quatro fios é representada por uma estrutura formada por três braços com o quarto fio sendo conectado no ponto central do barramento (Verdelho e Marques, 1998; Albatran et al., 2013; Montero et al., 2007).

Este tipo de topologia tem como vantagem o número reduzido de componentes, e como desvantagem, variações na tensão do barramento devido a corrente do neutro que flui através dos capacitores. Nessa configuração, o inversor trifásico equivale a três inversores monofásicos de meia-ponte. Logo, o valor de pico da tensão de saída será 0,5 da tensão do barramento. Outra desvantagem é que deverão ser utilizados altos valores de capacitância, devido a corrente.

Outra topologia é formada por quatro braços, sendo o quarto braço utilizado para a conexão do quarto fio da carga (Fernandes et al., 2013; Demirkutlu e Hava, 2009; Kim e Sul, 2004; Li et al., 2011). Essa topologia tem como vantagem a utilização de capacitores menores, comparados com a topologia anterior. Outra vantagem está relacionada a utilização do barramento, pois, o valor de pico da tensão de saída, será de 0,57 da tensão do barramento.

Em (Sharifzade et al., 2014; Zhang et al., 2013; Franquelo et al., 2006; Dai et al., 2006; Yang et al., 2008; Yaramasu et al., 2013) têm-se o conversor de quatro braços, na configuração de três-níveis.

Através da junção do retificador e do inversor, obtém-se uma estrutura chamada de “*back-to-back*”.

A topologia de conversor *back-to-back* têm atraído cada vez mais atenção devido as suas

vantagens (Kohlmeier, 1987), tais como:

- Fluxo de potência bidirecional;
- Baixa taxa de distorção harmônica (*THD*);
- Alto fator de potência (próximo de um);
- Controle de tensão do barramento CC.

A utilização desta topologia de conversor apresenta características interessantes para aplicações envolvendo a exploração de fontes de energia renováveis (conexão de sistemas de geração eólica à rede), em sistemas de alta potência (Yingchao et al., 2008; Portillo et al., 2006; Faulstich et al., 2005). O emprego da topologia *back-to-back* permite minimizar indesejáveis interações dinâmicas entre a rede e o gerador eólico. Neste sentido, a análise do impacto elétrico da rede sobre o sistema de geração se torna mais simples quando comparado com as tecnologias que possuem a máquina conectada diretamente na rede (Yazdani e Iravani, 2006).

A configuração alternativa usualmente utilizada para reduzir o número de chaves é a meia-ponte (utiliza oito chaves - quatro braços de dois-níveis), (Kim e Lipo, 1996) e (Ledezma et al., 2001). No entanto, o conversor meia-ponte tem metade da capacidade do conversor ponte completa gerando uma baixa utilização do barramento. Além disso, esse conversor possui elevadas taxas de distorção, devido a se ter uma das fases ligada ao ponto central do barramento, ocasionando uma variação nas tensões dos capacitores. Para corrigir essas oscilações, torna-se necessário a utilização de um grande capacitor para suprimir as variações de tensão, devido a circulação de corrente de carga. Portanto, com base nessa desvantagem, estes conversores não são tão atraentes para aplicações de alta potência. Para se obter a mesma corrente de carga vista no conversor completo com doze chaves (todos os braços de dois-níveis) e uma baixa ondulação de tensão no barramento, uma alta tensão do barramento e alta capacitância são necessárias.

Uma topologia para um conversor de dois-níveis monofásico CA/CA que utiliza somente 3 chaves é proposta em (Fatemi et al., 2012). Com uma baixa taxa de distorção harmônica para entrada, fator de potência unitário, e uma rápida resposta dinâmica, tem também, como

vantagem, a compensação na queda de tensão da entrada quando alimenta cargas lineares ou não-lineares.

O conversor de dois-níveis com cinco braços (Bouscayrol et al., 2005; Jacobina et al., 2006) é uma abordagem interessante, uma vez que utiliza um número menor de chaves do que a topologia de seis braços (doze chaves) e têm um desempenho melhor do que a topologia de quatro braços (oito chaves). Para esse conversor, não há ligação no ponto central, mas uma das fases da rede e da carga estão ligadas em um mesmo braço (braço compartilhado). Comparado com a de quatro braços, a variação da tensão do barramento é menor. É necessário que as tensões de entrada e saída estejam em fase, para se ter o mesmo barramento de uma estrutura completa de seis braços.

Para a estrutura tradicional de um conversor *back-to-back* trifásico de três-níveis, utilizam-se seis braços, os quais possuem, cada braço, quatro chaves de potência e seis diodos (quatro diodos em anti-paralelo e dois diodos de grampeamento), resultando num total de 24 chaves e 36 diodos.

Em (Jacobina et al., 2008), tem-se o conversor *back-to-back* de três-níveis, que utiliza um braço a menos que a estrutura completa de seis braços. Um dos braços do conversor é compartilhado por uma fase da entrada e outra da saída. Da mesma forma que para o caso de dois-níveis citado anteriormente, para se ter o mesmo nível de tensão do barramento de uma estrutura de seis braços, torna-se necessário que as tensões de entrada e saída estejam em fase.

Em (Silva et al., 2012), é estudado um inversor híbrido baseado nas topologias *Half-Bridge* e *ANPC*. A estrutura proposta utiliza 8 chaves e 2 fontes, contra, 8 chaves, 6 diodos e 4 fontes da estrutura convencional de cinco níveis do tipo *NPC*. Dentre as vantagens da topologia, pode-se citar: alimentação por barramento único, a redução do número de semicondutores simultaneamente conduzindo a corrente, o que auxilia na redução das perdas; a possibilidade de emprego de semicondutores com baixas perdas de condução nos lugares dos interruptores que comutam em baixa frequência; e, uma grande flexibilidade para a implementação de técnicas de modulação. A topologia proposta pode ser empregada tanto em aplicações de alta potência como em aplicações como retificadores bidirecionais onde o objetivo seja a redução de componentes passivos.

Em (Lin e Chen, 2002), é proposto um conversor monofásico CA/CA híbrido que utiliza três braços, dos quais um é compartilhado com entrada e saída. A estrutura utiliza dois braços de três-níveis do tipo *NPC*, sendo o braço compartilhado de dois-níveis, para redução no número de dispositivos de chaveamento. Foram obtidos um fator de potência na entrada próximo a unidade e uma tensão de saída com baixo conteúdo harmônico.

Em (Mihalache, 2006), é apresentado um inversor de baixo-custo. Este inversor chamado de híbrido, utiliza braços de dois e três-níveis (duas fases utilizam três-níveis e uma utiliza dois-níveis). A topologia proposta utiliza 10 chaves, em vez das 12, convencionalmente utilizadas em um conversor de três níveis.

No artigo (Muniz et al., 2013), é proposta uma modificação (redução de 2 chaves) na topologia vista em (Mihalache, 2006), sendo o novo conversor formado por dois braços de dois-níveis e um de três-níveis. É proposta também uma estratégia de modulação para a estrutura. A *THD* e perdas do conversor proposto são comparadas às topologias convencionais de dois e três-níveis. Os resultados de simulação e experimentais demonstraram que a topologia proposta obteve resultados melhores que a estrutura convencional de dois-níveis e próximos da estrutura convencional de três-níveis.

Em (Jacobina et al., 2009), são realizados estudos de seis estruturas de um conversor CA/CA monofásico utilizando braços de dois e três-níveis. O resultado das taxas de distorção harmônica desses conversores é comparado com a estrutura de três-níveis. Os resultados obtidos demonstram a viabilidade de sua utilização.

1.7 Organização do Trabalho

Esse trabalho faz o estudo de 17 topologias, das quais, 9 são novas topologias.

No Capítulo 2, serão apresentadas as estratégias *PWM*, Escalar e Espaço Vetorial, para as topologias trifásicas em ponte com estruturas híbridas (utilizando braços de dois e três-níveis).

No Capítulo 3, será estudado o conversor CA/CC/CA (*back-to-back*) com carga a três-fios, sendo apresentadas cinco das topologias propostas.

No Capítulo 4, será estudado o conversor CC/CA com carga a quatro-fios e apresentadas

quatro das topologias propostas.

1.8 Produção Gerada

Este trabalho gerou **01** artigo em *Transactions* do *IEEE* (Barros et al., 2015) e **01** artigo em congresso do *IEEE* (Barros et al., 2013).

2

Conversores Trifásicos em Ponte Utilizando Braços de Dois e Três-Níveis

2.1 Introdução

Os conversores trifásicos em ponte de dois-níveis tem em sua composição seis chaves e seis diodos, podendo operar tanto como conversor CA-CC, como CC-CA. Para se obter redução do conteúdo harmônico nas formas de onda da corrente e tensão, torna-se necessário, principalmente, o aumento da frequência de chaveamento (Mendes., 2000) do conversor. Para o braço de dois-níveis, a tensão aplicada aos terminais dos semicondutores no bloqueio é igual à tensão do barramento. Com isso, as perdas por chaveamento terão um aumento significativo, em aplicações de alta tensão e potência.

Os conversores trifásicos em ponte de três-níveis do tipo *NPC*, possibilitam a geração de formas de onda de tensão mais próximas das senoidais, gerando um baixo conteúdo harmônico. Com isso, é possível utilizar uma frequência de chaveamento menor, gerando menores perdas. Porém, em sua composição são utilizadas, doze chaves e dezoito diodos, um número de componentes bem superior ao de dois-níveis. Os conversores com elevado número de componentes apresentam uma implementação complexa, além de ter seu custo elevado, com impacto na sua confiabilidade. A complexidade, tanto de concepção, como de controle, dos conversores com elevado número de chaves, tem estimulado um conjunto de

pesquisas que a partir do compartilhamento no uso de chaves, propicie uma diminuição da complexidade de concepção, com a manutenção de índices de qualidade (THD, perdas, etc.) próximos àqueles observados nas topologias originais.

As topologias propostas nesse trabalho são compostas por braços de dois e três-níveis de tensão. Na Fig. 2.1 são vistos quatro exemplos do conversor de três braços.

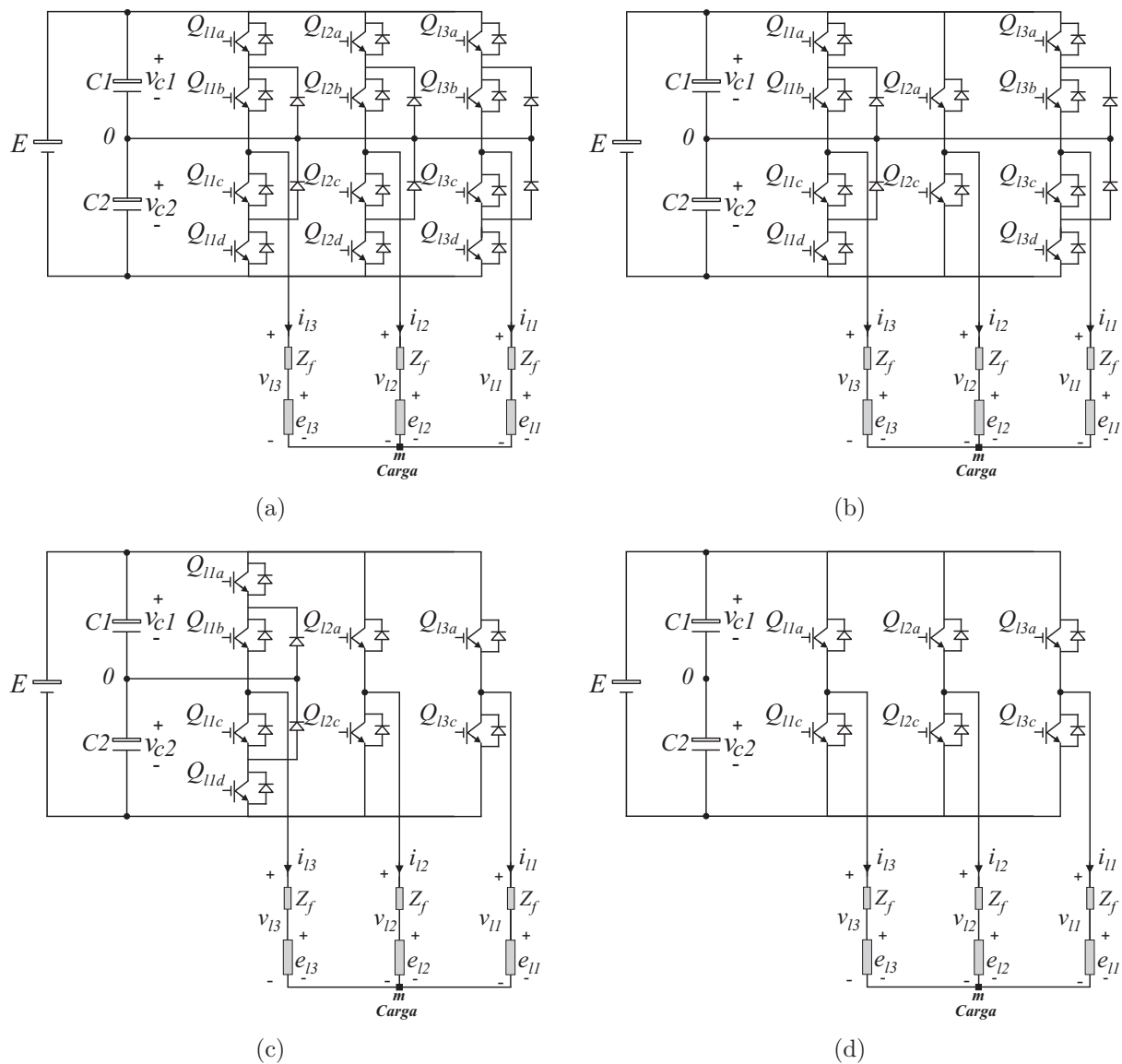


Figura 2.1: Conversores de três braços. (a) Três braços de três-níveis (333). (b) Dois braços de três-níveis e um de dois-níveis (323). (c) Um braço de três-níveis e dois de dois-níveis (322). (d) Três braços de dois-níveis (222).

Na Fig. 2.2 é apresentado um circuito generalizado que representa todas as combinações possíveis de braços. O conversor 333 é a configuração de referência, com três braços de

três-níveis. O conversor 233 é um exemplo utilizando dois braços de três-níveis. O conversor 223, utiliza um braço de três-níveis, e dois de dois-níveis. O conversor 222 é o conversor de dois-níveis, que será usado também como referência. Na Tabela 2.1 é listado o número de diodos e chaves de potência para cada uma das configurações estudadas.

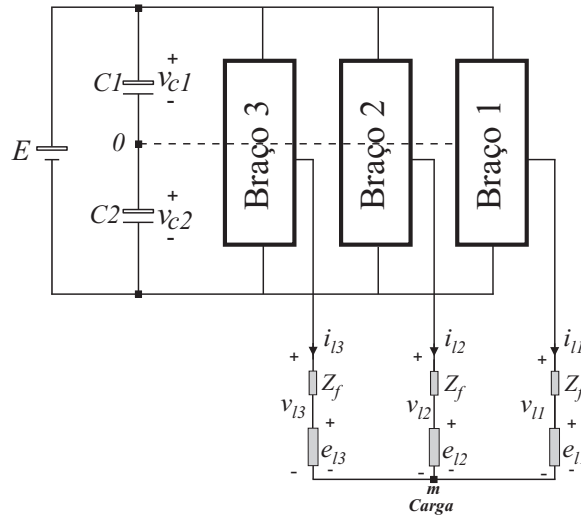


Figura 2.2: Circuito generalizado para o inversor.

Tabela 2.1: Número de diodos e chaves nos conversores

Topologia	Chaves	Diodos
333	12	18
323	10	14
322	8	10
222	6	6

2.2 Tensões do Conversor

O conversor de três braços pode ser representado pelo circuito equivalente visto na Fig. 2.3. As seguintes equações com $y = 1, 2, 3$ podem ser derivadas do circuito apresentado

$$v_{ly0} = v_{ly} + v_{m0} \tag{2.1}$$

sendo v_{l1}, v_{l2} e v_{l3} , tensões do lado da carga do conversor, $v_{l10}, v_{l20}, v_{l30}$, tensões de polo do lado da carga com referência ao ponto central do barramento CC (“0”), e v_{m0} é a tensão do ponto m com referência ao ponto central do barramento.

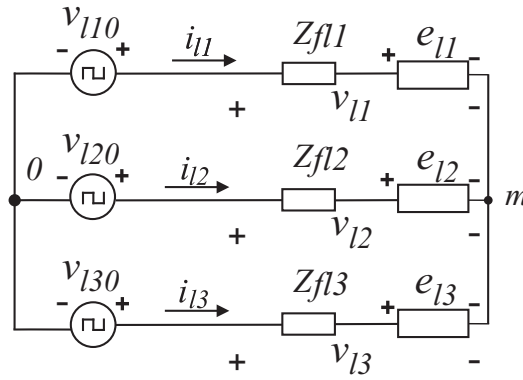


Figura 2.3: Modelo dos conversores de três braços.

2.2.1 Modelo do Inversor

A partir do circuito apresentado na Fig. 2.3 pode se desenvolver as seguintes equações que descrevem esta estrutura de conversor:

$$-v_{l1} - (r_{f11} + pl_{f11})i_{l1} - v_{l10} + v_{om} = 0 \quad (2.2)$$

$$-v_{l2} - (r_{f12} + pl_{f12})i_{l2} - v_{l20} + v_{om} = 0 \quad (2.3)$$

$$-v_{l3} - (r_{f13} + pl_{f13})i_{l3} - v_{l30} + v_{om} = 0 \quad (2.4)$$

onde, v_{ly} e i_{ly} são as tensões e correntes da saída trifásica, respectivamente, com $y = 1, 2$ e 3 ; o elemento $p = d/dt$; r_{fly} e l_{fly} representam as resistências e indutâncias dos indutores da carga, Z_{fly} ; as tensões v_{ly0} são as tensões de polo do conversor; e a tensão v_{om} corresponde à diferença de tensão entre o ponto central do barramento capacitivo e o neutro da carga.

Considerando-se as tensões e correntes balanceadas e os valores de resistências e indutâncias iguais ($r_f = r_{f1} = r_{f2} = r_{f3}$; e $l_f = l_{f1} = l_{f2} = l_{f3}$), a fim de simplificação do modelo, soma-se as equações (2.2)-(2.4), obtendo:

$$v_{om} = \frac{v_{l10} + v_{l20} + v_{l30}}{3} \quad (2.5)$$

Substituindo a equação (2.5) nas equações (2.2)-(2.4), tem-se:

$$-v_{l1} - i_{l1}r_f - i_{l1}pl_f + \frac{2}{3}v_{l10} - \frac{1}{3}v_{l20} - \frac{1}{3}v_{l30} = 0 \quad (2.6)$$

$$-v_{l2} - i_{l2}r_f - i_{l2}pl_f - \frac{1}{3}v_{l10} + \frac{2}{3}v_{l20} - \frac{1}{3}v_{l30} = 0 \quad (2.7)$$

$$-v_{l3} - i_{l3}r_f - i_{l3}pl_f - \frac{1}{3}v_{l10} - \frac{1}{3}v_{l20} + \frac{2}{3}v_{l30} = 0 \quad (2.8)$$

Matricialmente:

$$\begin{bmatrix} v_{l1} \\ v_{l2} \\ v_{l3} \end{bmatrix} = -r_f \begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ i_{l3} \end{bmatrix} - l_f \begin{bmatrix} \frac{di_{l1}}{dt} \\ \frac{di_{l2}}{dt} \\ \frac{di_{l3}}{dt} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{l10} \\ v_{l20} \\ v_{l30} \end{bmatrix}$$

2.3 Estratégias *PWM*

Os sinais *PWM* podem ser gerados usando técnicas baseadas em portadoras, espaço vetorial ou técnicas de eliminação seletiva de harmônicos (Holtz, 1994; Trzynadlowski et al., 1993; Ojo et al., 2002; Agelidis et al., 2008). As técnicas *PWM* Escalar e *PWM* Espaço Vetorial serão discutidas a seguir.

2.3.1 *PWM* Escalar

Os sinais de comando das chaves dos conversores podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência, com uma ou mais portadoras.

As tensões de referência são indicadas como v_{l1}^* , v_{l2}^* e v_{l3}^* . Baseado no circuito equivalente visto na Fig. 2.3 as tensões de polo (para $y = 1, 2, 3$), podem ser expressas por

$$v_{ly0}^* = v_{ly}^* + v_{m0}^* \quad (2.9)$$

Existe um grau de liberdade (v_{m0}) na definição das tensões de polo de referência (2.9). A fim de distribuir as tensões de polo de referência no interior da região linear do *PWM*, é definido um fator de distribuição, μ ($0 \leq \mu \leq 1$), de modo que

$$v_{m0}^* = v_c^* \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{max}^* + (\mu - 1) v_{min}^* \quad (2.10)$$

onde, $v_{max}^* = \max \vartheta$ e $v_{min}^* = \min \vartheta$, onde $\vartheta = \{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\}$. Esta expressão foi derivada utilizando a mesma abordagem vista em (Jacobina et al., 2001), (Blasko, 1996).

O valor de μ ($0 < \mu < 1$) modifica o sinal de sequência zero v_{m0}^* de forma a alterar a relação entre os vetores utilizados no início e no fim de cada período da modulação. Para esse caso, utilizou-se o $\mu = 0,5$ (o mesmo tempo de aplicação de vetores no início e no final do período de modulação).

O algoritmo proposto fica resumido assim:

1. Determinar o valor de μ e calcular v_{m0}^* (4.6)
2. Determinar $v_{l10}^*, v_{l20}^*, v_{l30}^*$ (2.9);
3. Gerar os sinais de gatilhamento comparando $v_{l10}^*, v_{l20}^*, v_{l30}^*$ para as situações: para um braço de três-níveis comparar com duas portadoras triangulares de alta frequência, como feito usualmente para os conversores de três-níveis (Wang, 2002), ou, para um braço de dois-níveis, comparar com uma portadora triangular de alta frequência.

2.3.2 PWM Espaço Vetorial

As tensões da carga v_{l1}, v_{l2}, v_{l3} , podem ser exibidas no plano vetorial dq . Este plano vetorial é definido de tal modo que as tensões trifásicas são representadas por duas tensões v_d e v_q que são definidas pelos eixo d [eixo real (Re)] e eixo q [eixo imaginário (Im)], respectivamente. Esses vetores são representados por $V_i = V_d + jV_q$ com $i = 0, 1, 2, \dots, 18$, sendo o espaço vetorial dividido em regiões, como apresentado na Fig. 2.4.

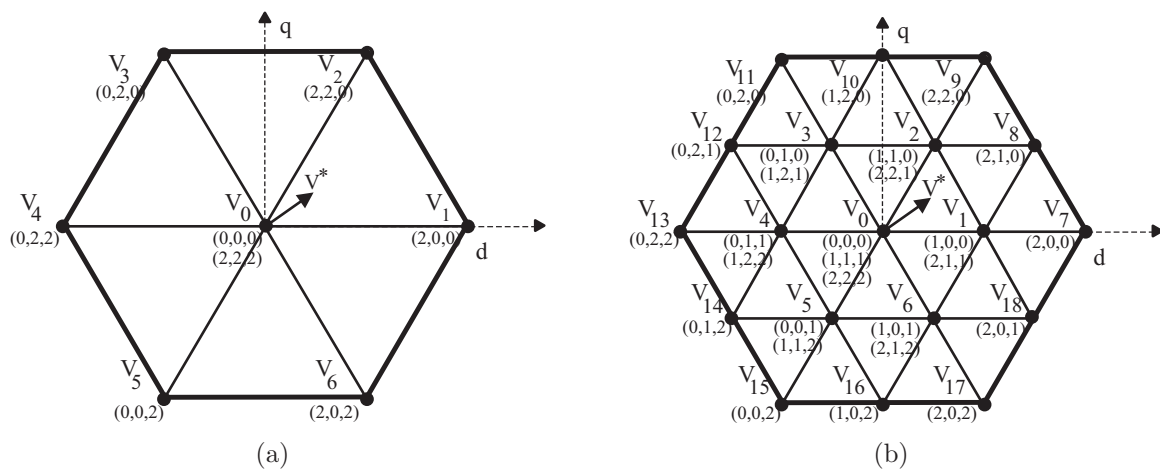


Figura 2.4: (a) Vetores espaciais gerados pelo conversor completo formado por braços de dois-níveis. (b) Vetores espaciais gerados pelo conversor completo formado por braços de três-níveis.

Para a configuração 222 (ver Fig.2.1(d)) que utiliza três braços de dois-níveis, existem 7 diferentes vetores de tensão (V_0 ao V_6) (Fig. 2.4(a)). Na Tabela 2.2 têm-se os estados dos interruptores para cada vetor. Para a configuração 333 (ver Fig.2.1(a)) que utiliza três braços de três-níveis, existem 19 diferentes vetores de tensão (V_0 ao V_{18}) (Fig. 2.4(b)). Na Tabela 2.3 têm-se os estados dos interruptores para cada vetor.

Tabela 2.2: Estados das chaves para a configuração 222.

Vetores	Estados (k)	Estados (V_{l10})	Estados (V_{l20})	Estados (V_{l30})	V_d	V_q	θ
0	000	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0
	222	E/2	E/2	E/2			
1	200	E/2	-E/2	-E/2	$\frac{2E}{3}$	0	0^0
2	220	E/2	E/2	-E/2	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	60^0
3	020	-E/2	E/2	-E/2	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	120^0
4	022	-E/2	E/2	E/2	$-\frac{2E}{3}$	0	180^0
5	002	-E/2	-E/2	E/2	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	240^0
6	202	E/2	-E/2	E/2	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	300^0

Para as topologias que utilizam tanto dois e três-níveis, observa-se uma redução no número de vetores no espaço vetorial. Por exemplo, nas configurações utilizando dois braços de três-níveis e um de dois-níveis, i.e., 233, 323 (ver Fig. 2.1(b)), 332, existem 17 vetores no espaço vetorial, dois vetores a menos que na configuração completa com três-níveis. Os vetores que faltam são V_{10} e V_{16} para a configuração 233 (ver Fig. 2.5(a)), V_8 e V_{14} para a configuração 323 (ver Fig. 2.5(b)), V_{12} e V_{18} para a configuração 332 (ver Fig. 2.5(c)).

Para configurações utilizando dois braços de dois-níveis e um braço de três-níveis, i.e., 322, 232, 223 (ver Fig. 2.1(c)), existem onze vetores no espaço vetorial. Isso significa que houve uma redução de oito vetores quando comparado com o espaço vetorial do conversor de três-níveis 333. Os vetores que faltam são V_1 , V_3 , V_4 , V_6 , V_8 , V_{10} , V_{14} e V_{16} para a configuração 223 (ver Fig. 2.6(a)), V_1 , V_2 , V_4 , V_5 , V_{10} , V_{12} , V_{16} e V_{18} para a configuração 232 (ver Fig. 2.6(b)), V_2 , V_3 , V_5 , V_6 , V_8 , V_{12} , V_{14} e V_{18} para a configuração 322 (ver Fig. 2.6(c)).

O vetor tensão de referência é calculado a partir da transformação vista na equação

$$V^* = \frac{2}{3} \left[\left(v_{l1} - \frac{1}{2}v_{l2} - \frac{1}{2}v_{l3} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{l2} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{l3} \right) \right] \quad (2.11)$$

De acordo com a técnica de espaço vetorial (Holtz, 1994), (Van Der Broeck et al., 1988), o vetor tensão de referência, $V^* = V_d^* + jV_q^*$, localizado dentro de qualquer setor, deve ser formado usando os vetores que definem os vértices do triângulo onde ele se encontra, ou seja, os vetores mais próximos, dessa forma, obtém-se uma tensão com menos conteúdo

Tabela 2.3: Estados das chaves para a configuração 333.

Vetores	Estados (k)	Estados (V_{l10})	Estados (V_{l20})	Estados (V_{l30})	V_d	V_q	θ
0	000	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0
	111	0	0	0			
	222	E/2	E/2	E/2			
1	100	0	-E/2	-E/2	$\frac{E}{3}$	0	0
	211	E/2	0	0			
2	110	0	0	-E/2	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	60^0
	221	E/2	E/2	0			
3	010	-E/2	0	-E/2	$-\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	120^0
	121	0	E/2	0			
4	011	-E/2	0	0	$-\frac{E}{3}$	0	180^0
	122	0	E/2	E/2			
5	001	-E/2	-E/2	0	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	240^0
	112	0	0	E/2			
6	101	0	-E/2	0	$\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	300^0
	212	E/2	0	E/2			
7	200	E/2	-E/2	-E/2	$\frac{2E}{3}$	0	0^0
8	210	E/2	0	-E/2	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	30^0
9	220	E/2	E/2	-E/2	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	60^0
10	120	0	E/2	-E/2	0	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	90^0
11	020	-E/2	E/2	-E/2	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	120^0
12	021	-E/2	E/2	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	150^0
13	022	-E/2	E/2	E/2	$-\frac{2E}{3}$	0	180^0
14	012	-E/2	0	E/2	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	210^0
15	002	-E/2	-E/2	E/2	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	240^0
16	102	0	-E/2	E/2	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	270^0
17	202	E/2	-E/2	E/2	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	300^0
18	201	E/2	-E/2	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	330^0

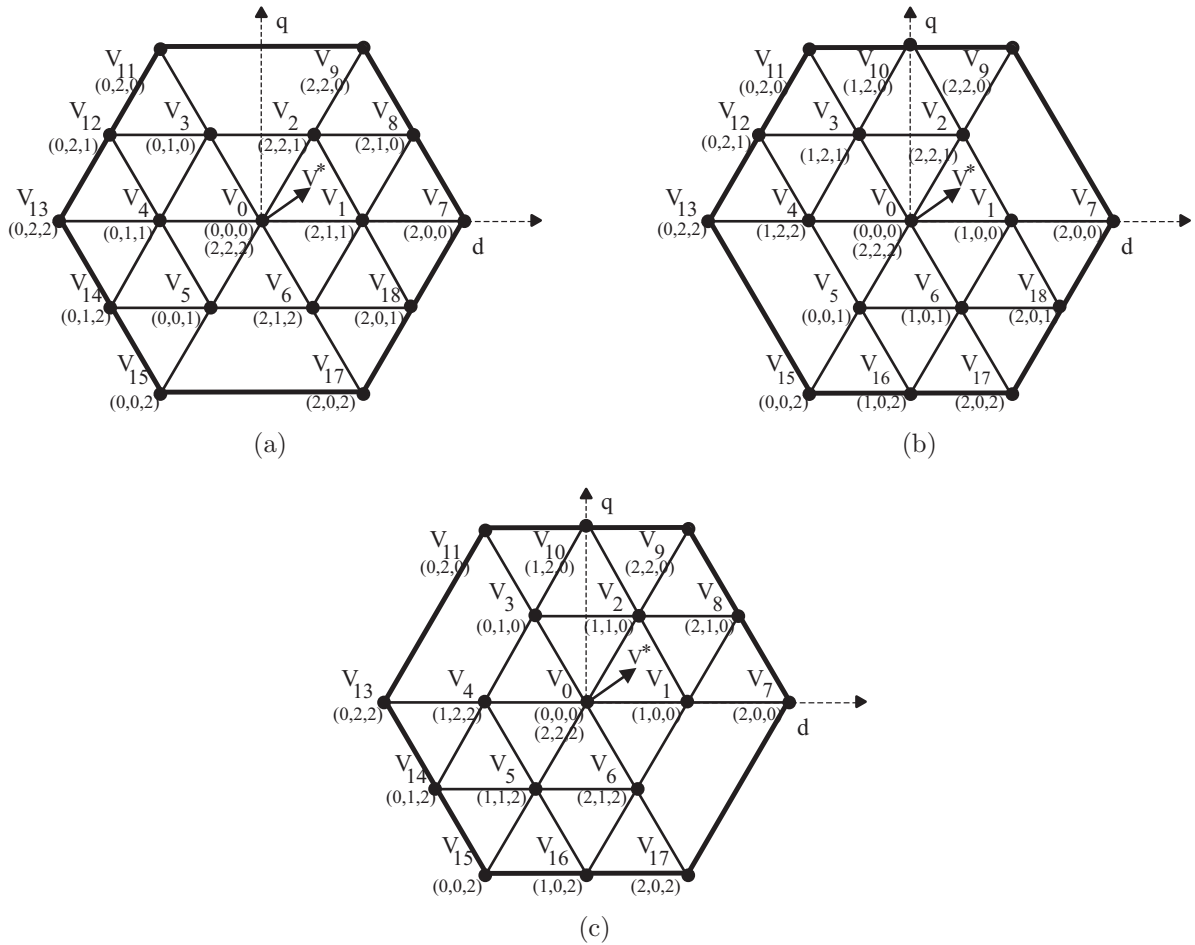


Figura 2.5: Espaço vetorial gerado pelos conversores. (a) Configuração 233. (b) 323. (c) 332.

harmônico para uma dada frequência de chaveamento (Lee et al., 1994), (Liu e Cho, 1993) e (Seo et al., 2001).

O diagrama visto na Fig. 2.4(b), será dividido em setores, como visto na Fig. 2.7. Na Fig. 2.8, tem-se as regiões para o Setor A.

Após determinar a região e o setor onde se encontra o vetor de referência é calculado o tempo de aplicação de cada um dos três vetores que limitam a região. Considerando-se o exemplo da Fig. 2.8, onde o vetor de referência se encontra na Região 3, os tempos de aplicação dos vetores V_1 , V_2 e V_8 , são calculados a partir da equação (2.11) e da equação a seguir, onde T é o período, t_1 é o tempo de aplicação do vetor V_1 , t_2 é o tempo de aplicação do vetor V_2 e t_8 é o tempo de aplicação do vetor V_8

$$V^*T = t_1V_1 + t_2V_2 + t_8V_8 \quad (2.12)$$

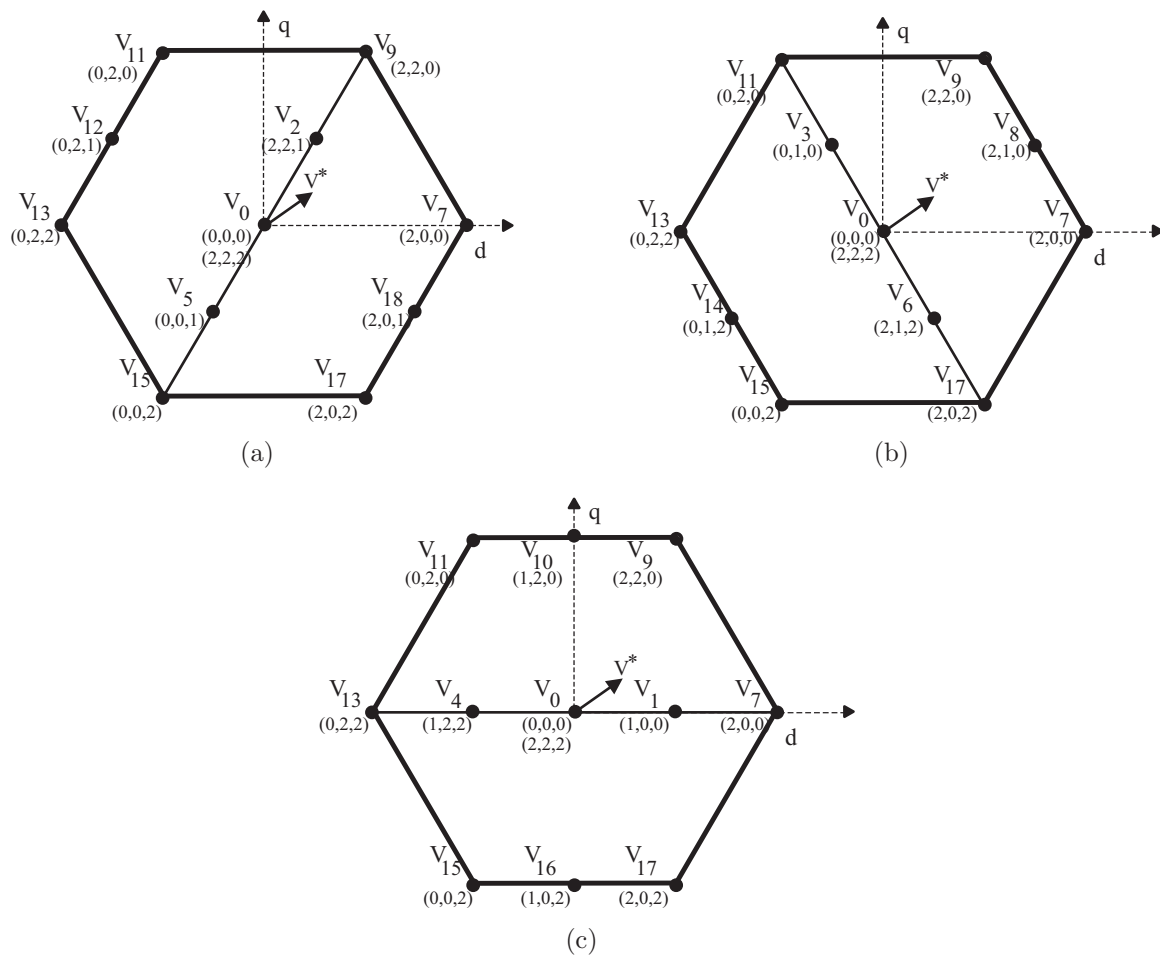


Figura 2.6: Espaço vetorial gerado pelos conversores. (a) Configuração 223. (b) 232. (c) 322.

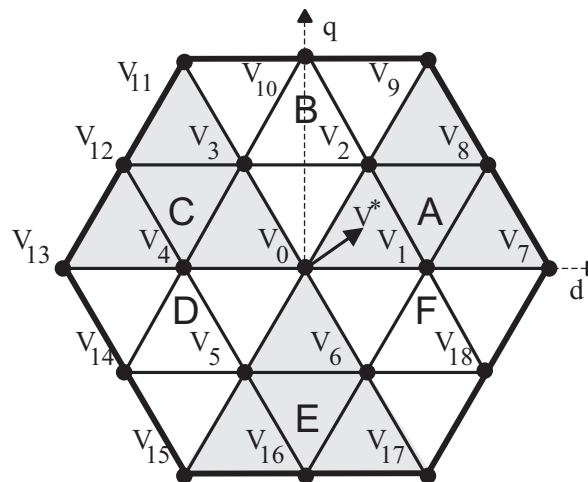


Figura 2.7: Vetores espaciais gerados pelo conversor completo formado por braços de três-níveis

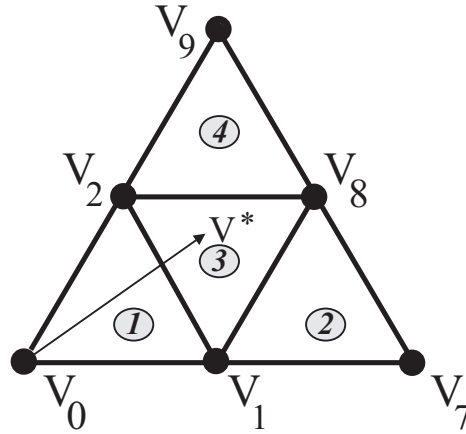


Figura 2.8: Regiões do Setor A para o conversor 333.

Igualando as equações (2.11) e (2.12), tem-se

$$\frac{2}{3} \left[\left(v_{l1} - \frac{1}{2}v_{l2} - \frac{1}{2}v_{l3} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{l2} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{l3} \right) \right] = t_1 \left(\frac{1}{3}E \right) + t_2 \left(\frac{1}{6}E + j\frac{\sqrt{3}}{6}E \right) + t_8 \left(\frac{1}{2}E + j\frac{\sqrt{3}}{6}E \right) \quad (2.13)$$

Igualando-se as partes real e imaginária da equação 2.13, chega-se a duas equações, sendo uma terceira equação formada pelo tempo de aplicação dos três vetores mais próximos. Logo, torna-se necessário resolver o sistema de equações a seguir

$$\frac{2}{3} \left(v_{l1} - \frac{1}{2}v_{l2} - \frac{1}{2}v_{l3} \right) = t_1 \left(\frac{1}{3}E \right) + t_2 \left(\frac{1}{3}E \frac{1}{2} \right) + t_8 \left(\frac{1}{\sqrt{3}}E \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (2.14)$$

$$\frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{l2} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{l3} \right) = t_2 \left(\frac{1}{3}E \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + t_8 \left(\frac{1}{\sqrt{3}}E \frac{1}{2} \right) \quad (2.15)$$

$$t_1 + t_2 + t_8 = T \quad (2.16)$$

Tem-se na Fig. 2.9 o padrão de chaveamento para a Região 3 do Setor A.

Para o caso do conversor com dois braços de três-níveis e um de dois-níveis, como visto na Fig. 2.5, faltam alguns vetores. Como exemplo para essa topologia, foi escolhida a configuração 323, cujo diagrama espaço vetorial é observado na Fig. 2.5(b), que será dividido

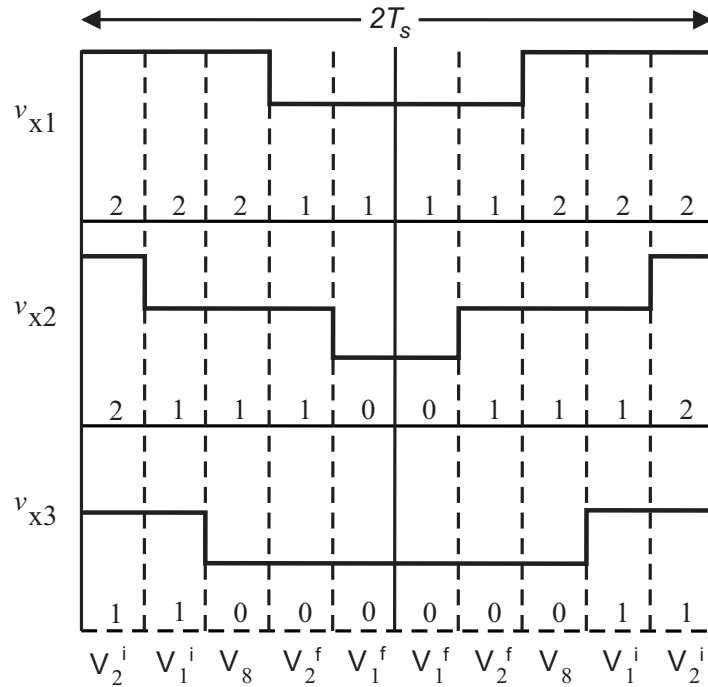


Figura 2.9: Padrão de chaveamento para a Região 3A.

em setores, como visto na Fig. 2.10. É observado que para os setores A e D, tem-se uma região maior, chamado nesse trabalho de “Região Única”. Para o Setor A, será usado um vetor virtual formado pelos vetores V_2 e V_1 . Esse vetor foi gerado para se ter apenas três vetores quando o vetor de referência estiver na Região Única.

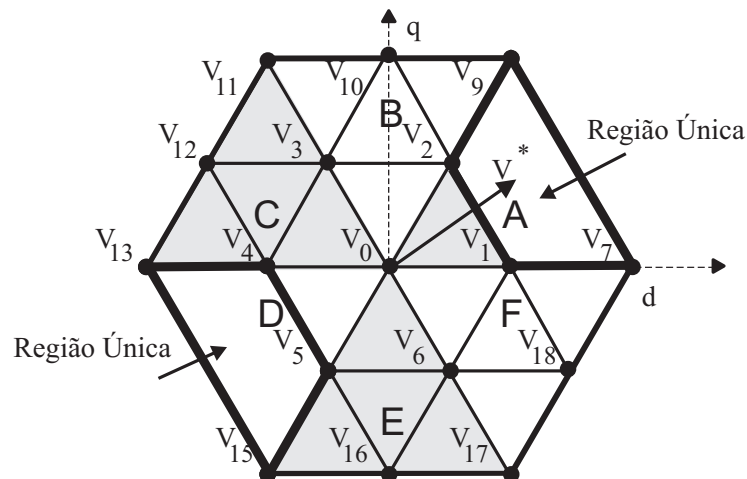


Figura 2.10: Vetores espaciais gerados pelo conversor com dois braços de três-níveis e um de dois níveis (323)

O tempo de aplicação do vetor virtual será a soma da metade do tempo do vetor V_1 (100), mais a metade do tempo de aplicação do vetor V_2 (221). Para a Região 1 do Setor A, e para as demais regiões o procedimento é o mesmo visto anteriormente. Determina-se

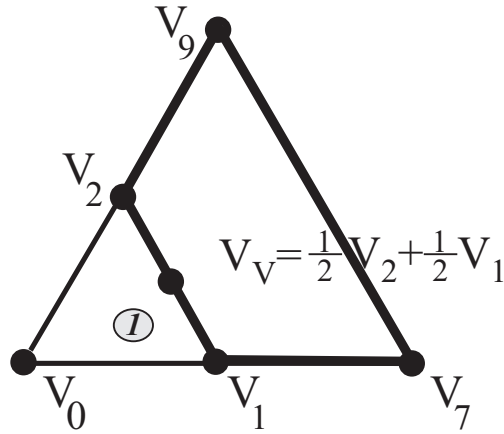


Figura 2.11: Setor A com a Região Única para o conversor 323.

a região e o setor onde se encontra o vetor de referência, calcula-se o tempo de aplicação de cada um dos três vetores que limitam a região. Considerando-se o exemplo da Fig.2.10, onde o vetor de referência se encontra na Região Única, os tempos de aplicação dos vetores V_V , V_7 e V_9 , são calculados a partir da equação (2.11) e da equação a seguir

$$V^*T = t_V V_V + t_7 V_7 + t_9 V_9 \quad (2.17)$$

A seguir tem-se a composição do vetor virtual

$$V_V = \frac{1}{2} V_2 + \frac{1}{2} V_1 \quad (2.18)$$

$$V_V = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{3} E \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} E + j \frac{\sqrt{3}}{6} E \right) \quad (2.19)$$

Igualando as equações (2.11) e (2.17), tem-se

$$\frac{2}{3} \left[\left(v_{l1} - \frac{1}{2} v_{l2} - \frac{1}{2} v_{l3} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{l2} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{l3} \right) \right] = t_V \left(\frac{1}{6} E + \frac{1}{12} E + j \frac{\sqrt{3}}{12} E \right) + t_7 \left(\frac{2}{3} E \right) + t_9 \left(\frac{1}{3} E + j \frac{\sqrt{3}}{3} E \right) \quad (2.20)$$

Igualando-se as partes real e imaginária da equação (2.20), chega-se a duas equações, sendo uma terceira equação formada pelo tempo de aplicação dos três vetores mais próximos. Logo, torna-se necessário resolver o sistema de equações a seguir

$$\frac{2}{3} \left(v_{l1} - \frac{1}{2} v_{l2} - \frac{1}{2} v_{l3} \right) = t_V \left(\frac{1}{6} E + \frac{1}{12} E \right) + t_7 \left(\frac{2}{3} E \right) + t_9 \left(\frac{1}{3} E \right) \quad (2.21)$$

$$\frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{l2} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{l3} \right) = t_V \left(\frac{\sqrt{3}}{12} E \right) + t_9 \left(\frac{\sqrt{3}}{3} E \right) \quad (2.22)$$

$$t_V + t_7 + t_9 = T \quad (2.23)$$

Tem-se na Fig. 2.12 o padrão de chaveamento para a Região Única do Setor A.

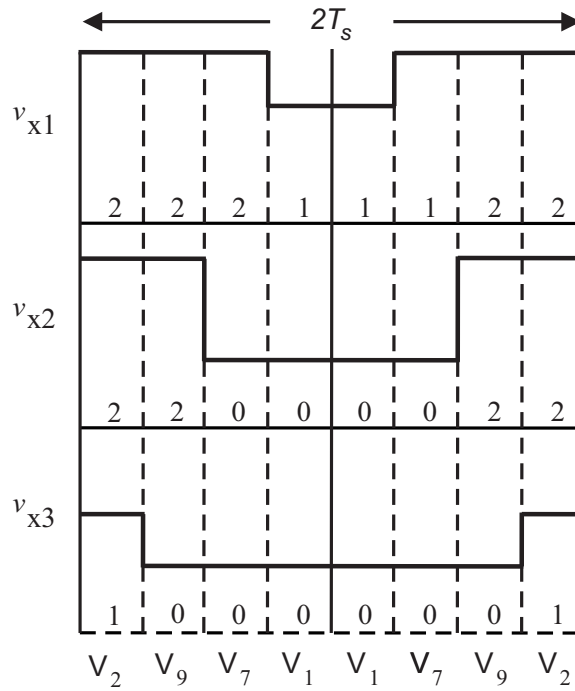


Figura 2.12: Padrão de chaveamento para a Região Única do Setor A.

Como exemplo da topologia com dois braços de dois-níveis e um braço de três-níveis, foi escolhida a configuração 322, cujo diagrama espaço vetorial é observado na Fig. 2.6(c), que será dividido em setores, como visto na Fig. 2.13.

O procedimento para o cálculo dos tempos é o mesmo visto até o momento. Determina-se a Região e o Setor onde se encontra o vetor de referência e calcula-se o tempo de aplicação de cada um dos três vetores que limitam a região. Considerando-se o exemplo da Fig. 2.13, onde o vetor de referência se encontra na Região 1, os tempos de aplicação dos vetores V_1 , V_7 e V_9 , são calculados a partir da equação (2.11) e da equação a seguir

$$V^*T = t_1V_1 + t_7V_7 + t_9V_9 \quad (2.24)$$

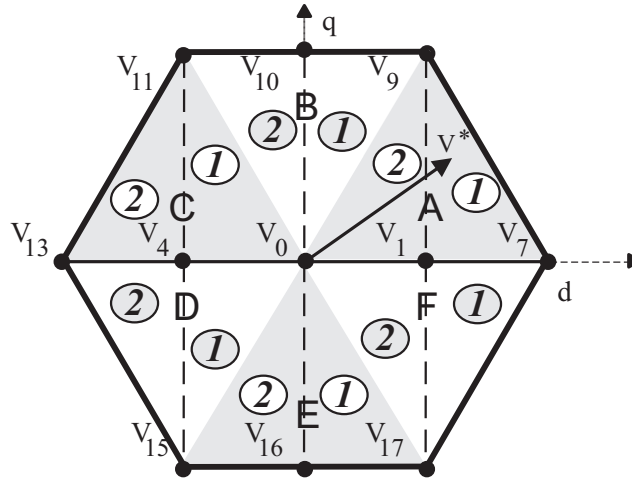


Figura 2.13: Vetores espaciais gerados pelo conversor com dois braços de três-níveis e um de dois níveis (322)

Igualando as equações (2.11) e (2.24), tem-se

$$\frac{2}{3} \left[\left(v_{l1} - \frac{1}{2}v_{l2} - \frac{1}{2}v_{l3} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{l2} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{l3} \right) \right] = t_1 \left(\frac{1}{3}E+ \right) + t_7 \left(\frac{2}{3}E \right) + t_9 \left(\frac{1}{3}E + j\frac{\sqrt{3}}{3}E \right) \quad (2.25)$$

Igualando-se as partes real e imaginária da equação (2.25), obtém-se duas equações, sendo uma terceira equação formada pelo tempo de aplicação dos três vetores mais próximos. Logo, torna-se necessário resolver o sistema de equações a seguir

$$\frac{2}{3} \left(v_{l1} - \frac{1}{2}v_{l2} - \frac{1}{2}v_{l3} \right) = t_1 \left(\frac{1}{3}E \right) + t_7 \left(\frac{2}{3}E \right) + t_9 \left(\frac{1}{3}E \right) \quad (2.26)$$

$$\frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{l2} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{l3} \right) = t_9 \left(\frac{\sqrt{3}}{3}E \right) \quad (2.27)$$

$$t_1 + t_7 + t_9 = T \quad (2.28)$$

Tem-se na Fig. 2.14 o padrão de chaveamento para a Região 1 do Setor A.

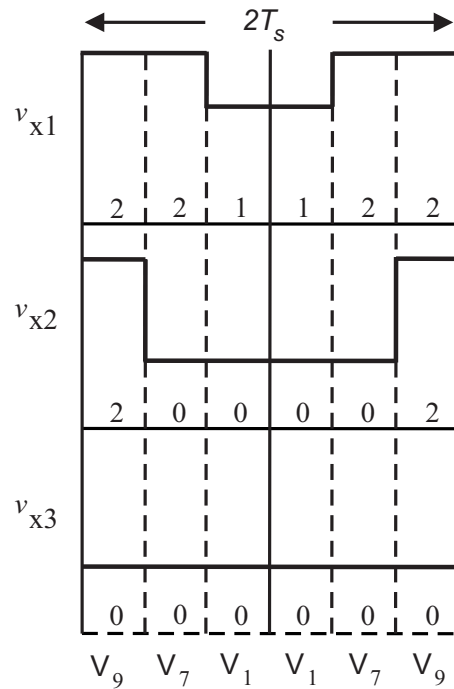


Figura 2.14: Padrão de chaveamento para a Região 1 do Setor A.

2.3.3 PWM 0/1

Para a configuração com dois braços de três-níveis e um de dois-níveis (ex. visto na Fig. 2.1(b)), é possível implementar uma técnica de variação do μ (visto na técnica Escalar), obtendo-se os mesmos resultados da técnica Espaço Vetorial.

A técnica consiste em grampear uma das fases em determinadas regiões do espaço vetorial, utilizando os valores do μ (visto na equação 2.10).

Na Fig. 2.15(b), para os setores *B* e *C* utilizando o valor de $\mu = 1$, ocorre o grampeamento da fase 2 (correspondente ao braço de dois-níveis) no Estado (2) (ver Tabela 1.2). Para os setores *E* e *F*, utilizando o valor de $\mu = 0$, ocorre o grampeamento da fase 2 no Estado (0) (ver Tabela 1.2). Isso resultará no padrão de chaveamento utilizado na técnica vetorial, já que nesses setores, como visto na Fig. 2.15(a), esses grampeamentos ocorrem.

Para as regiões únicas, utilizando o valor de $\mu = 0,5$, a sequência de chaveamento utilizará os quatro vetores que formam o trapézio ($V_1 - V_2 - V_9 - V_7$), similar ao apresentado com o vetor virtual na Fig. 2.11.

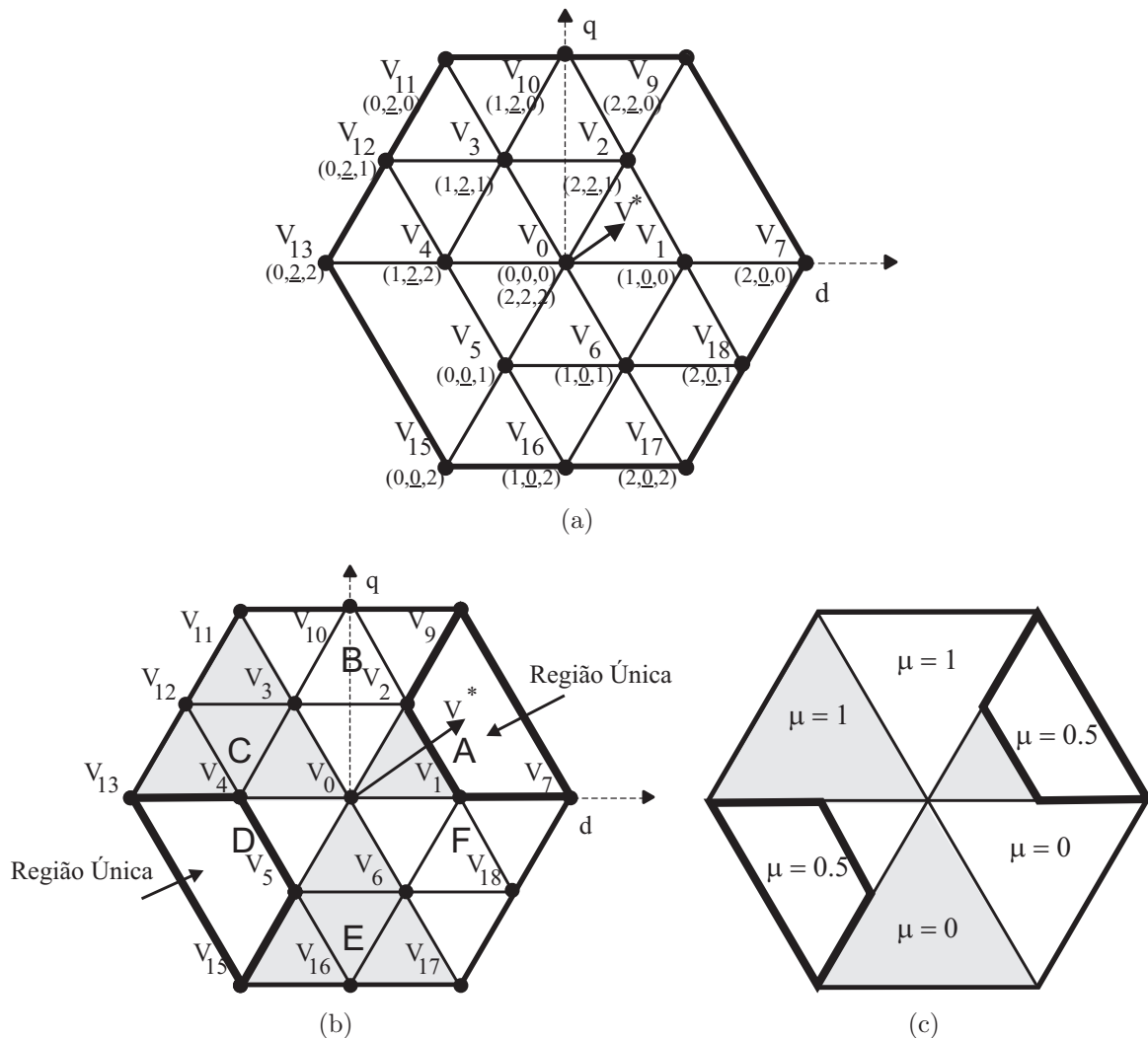


Figura 2.15: PWM 0/1. (a) Espaço Vetorial e vetores do conversor 323.(b) Espaço Vetorial do conversor 323. (b) Variação do μ .

2.4 Balanço de Tensão dos Capacitores

Nessa seção será apresentado o problema do desequilíbrio nas tensões dos capacitores do barramento CC nos conversores multiníveis NPC. Essas alterações nas tensões dos capacitores são ocasionadas pelo carregamento e descarregamento, gerado pelos estados dos interruptores do conversor.

Para se obter um correto funcionamento do braço de três-níveis, torna-se necessário o balanceamento da tensão dos capacitores do barramento CC. Sendo isto um dos pontos críticos do sistema, é possível encontrar na literatura várias estratégias para o correto funcionamento (Steinke, 1992; Seo et al., 2001; de Oliveira., 2005; Chen et al., 2008; Umbria et al., 2010).

No diagrama vetorial da Fig. 2.16, para conversores de três-níveis, existem vetores do grupo ‘Z’ (*Zero Vector*, V_0), do grupo ‘L’ (*Large Vectors*, $V_7, V_9, V_{11}, V_{13}, V_{15}, V_{17}$), do grupo ‘S’ (*Small Vectors*, $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) e do grupo ‘M’ (*Middle Vectors*, $V_8, V_{10}, V_{12}, V_{14}, V_{16}, V_{18}$).

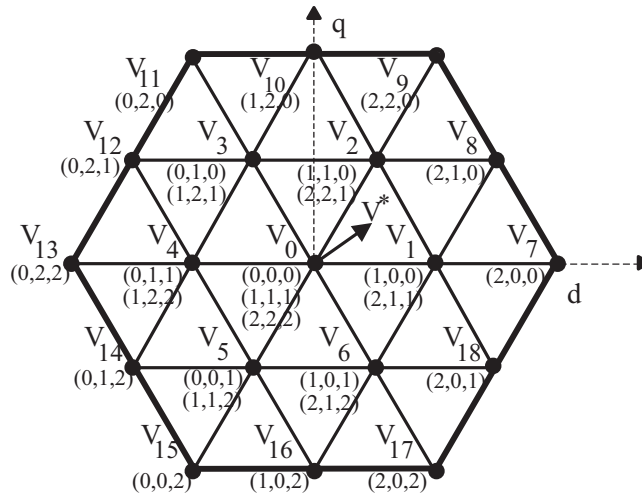


Figura 2.16: Vetores espaciais gerados pelo conversor com três braços de três-níveis.

Os vetores dos grupos ‘Z’ e ‘L’ não alteram o equilíbrio das tensões no barramento, já que as configurações dos interruptores para estes grupos não interferem nem na carga nem na descarga das tensões destes capacitores (Figura 2.17).

No grupo ‘S’, existem dois estados para cada vetor, que a depender do sentido da corrente de carga, irá carregar um capacitor e descarregar o outro, enquanto a outra configuração fará o inverso. Na Figura 2.18 é apresentado o exemplo dos circuitos equivalentes correspondentes ao vetor V_1 onde o efeito de carregamento/descarregamento dos capacitores é observado. Fica claro, depois da análise desta figura, que se ocorrer a aplicação de cada um dos estados do vetor V_1 , em intervalos de tempo iguais, em um mesmo período de modulação, é possível compensar o desequilíbrio das tensões no barramento CC.

Os vetores do grupo ‘M’ também afetam o equilíbrio da tensão no ponto central, mas, não é possível aplicar a mesma idéia do grupo ‘S’, já que cada vetor do grupo ‘M’ é gerado apenas por uma única configuração. Então, a depender da configuração do vetor que está sendo aplicado do grupo ‘M’, um capacitor irá se carregar e o outro descarregar, não tendo nenhuma outra configuração para o mesmo vetor que promova a compensação (Figura 2.19).

Nas Tabelas 2.4 e 2.5, a seguir, apresentam-se os vetores do grupo *Small* e do grupo

Middle, respectivamente, encontrando-se também, as correntes injetadas no ponto central para cada vetor selecionado.

Tabela 2.4: Corrente injetada no ponto central e seus respectivos vetores.

Vetor do grupo ‘S’ Positivo	i_0	Vetor do grupo ‘S’ Negativo	i_0
100	i_a	211	$-i_a$
211	i_c	110	$-i_c$
010	i_b	121	$-i_b$
122	i_a	011	$-i_a$
001	i_c	112	$-i_c$
212	i_b	101	$-i_b$

Tabela 2.5: Corrente injetada no ponto central e seus respectivos vetores.

Vetor do grupo ‘M’	i_0
210	i_b
120	i_a
021	i_c
012	i_b
102	i_a
201	i_c

Em qualquer triângulo utilizado para compor o vetor tensão de referência V_S , Fig. 2.16, haverá, pelo menos, em dois de seus vértices, dois vetores do grupo ‘S’ ou um vetor do grupo ‘S’ e outro vetor do grupo ‘M’, que são vetores que afetam o balanceamento dos capacitores.

Sendo assim, é necessário desenvolver uma técnica para resolver o problema da variação da tensão no ponto central.

Na Fig. 2.22 são apresentadas as correntes nos capacitores, para todos os estados de chaveamento que provocam alteração nas tensões dos capacitores, para a topologia 322 (Fig. 2.6(c)).

Conforme já comentado, os vetores que influenciam no carregamento e descarregamento dos capacitores, são vetores que tem a conexão com o ponto central do barramento (vetores

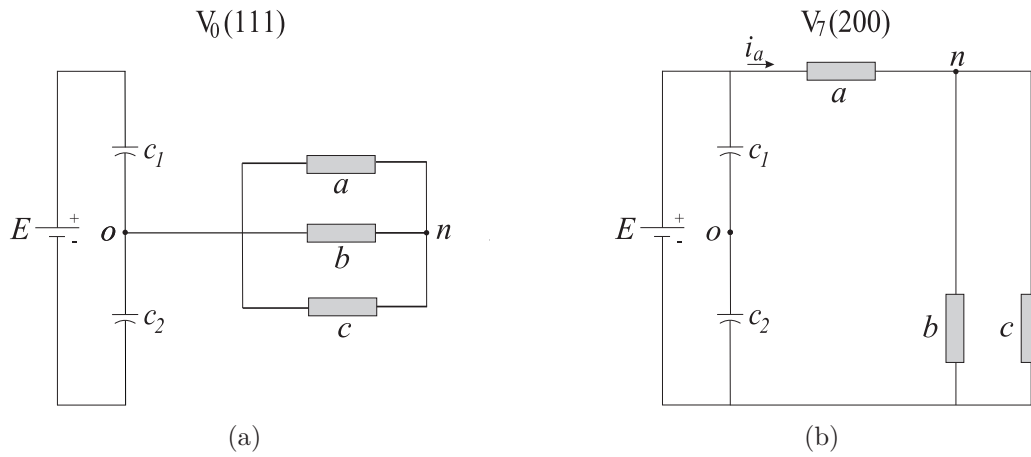


Figura 2.17: Correntes no capacitores. a) Grupo 'Z'. b) Grupo 'L'.

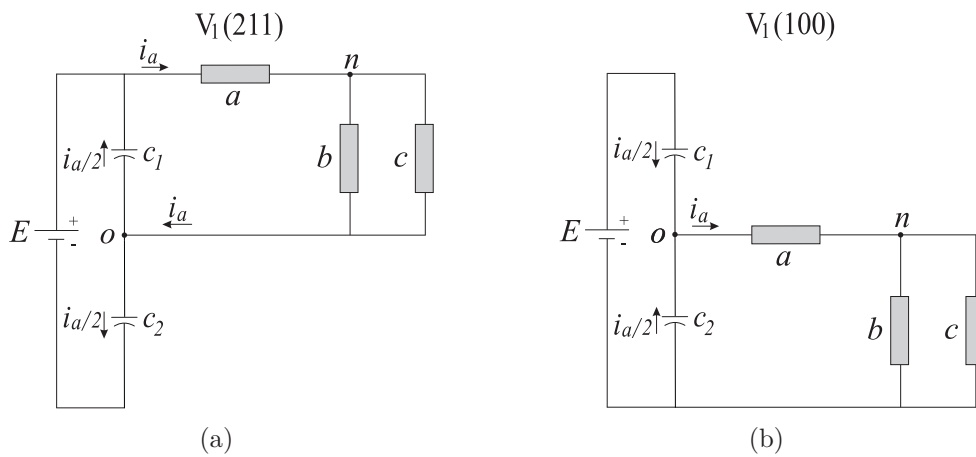


Figura 2.18: Vetores do grupo *Small*. a) Configuração (211). b) Configuração (100)

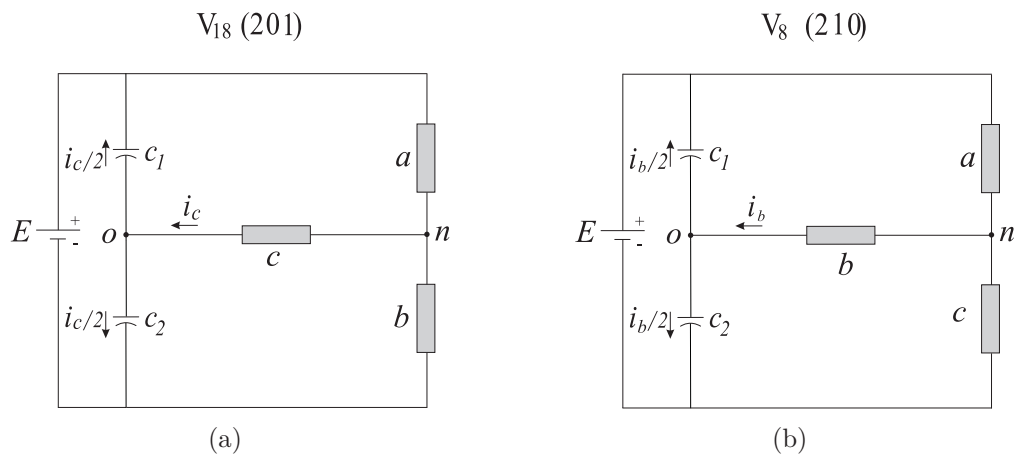


Figura 2.19: Vetores do grupo *Middle*. a) Configuração (201). b) Configuração (210).

do grupo ‘S’ e do grupo ‘M’). Para a configuração com um braço de três-níveis e dois de dois-níveis, os vetores do grupo ‘S’: V_1 e V_4 , e os vetores do grupo ‘M’: V_{10} V_{16} .

Na Fig. 2.20(b), tem-se a carga e descarga para os capacitores nos setores e regiões, como visto na Fig. 2.13 (i_C é a corrente que flui pelo ponto médio do barramento; o + indica a corrente saindo do ponto central, o que ocasiona a carga do capacitor C_1 e a descarga do capacitor C_2 ; o – indica que a corrente está entrando no ponto central, o que ocasiona a descarga do capacitor C_1 e a carga do capacitor C_2).

Uma mesma configuração de chaves pode levar a comportamentos diferentes com relação as tensões dos capacitores. Um exemplo é visto na Fig. 2.22, tem-se na configuração do vetor V_1 , para o Setor A - Região 1, a corrente saindo do ponto central, o que ocasiona a carga do banco de capacitores C_1 e descarga do banco de capacitores C_2 . A situação se inverte, para o mesmo vetor, só que no Setor F - Região 2, a corrente entrando no ponto central, o que ocasiona a carga do banco de capacitores C_2 e descarga do banco de capacitores C_1 .

Na Fig. 2.21, tem-se o comportamento da corrente no ponto central para a topologia 322, com relação aos setores do espaço vetorial, vistos na Fig. 2.13. Os valores positivos de corrente, indicam que a corrente sai do ponto central, e para valores negativos, a corrente entra no ponto central.

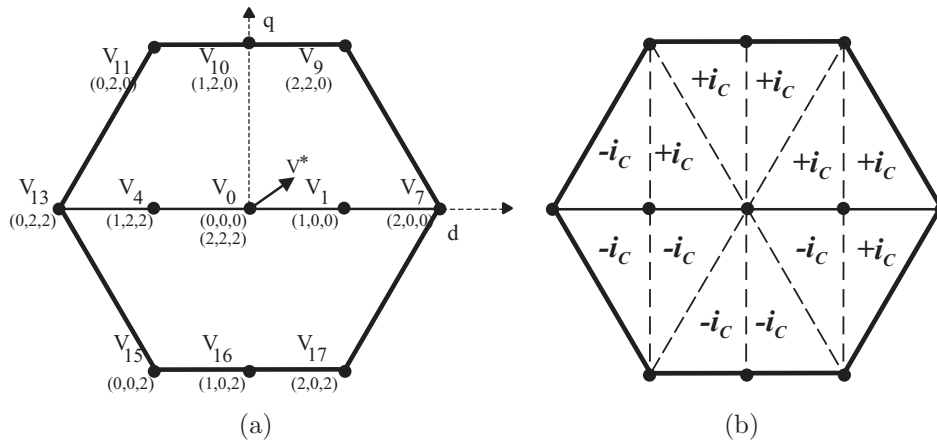


Figura 2.20: Espaço vetorial gerado para os conversores 322.

Para o conversor com braços de dois e três-níveis, faltam alguns vetores ou, algumas configurações de vetores do conversor completo com braços de três-níveis (ver Figs. 2.5 e 2.6). Para as técnicas (escalar e vetorial), utilizando uma frequência de chaveamento de 10kHz, o balanceamento ocorreu sem a necessidade de uma técnica específica para isso. Foi

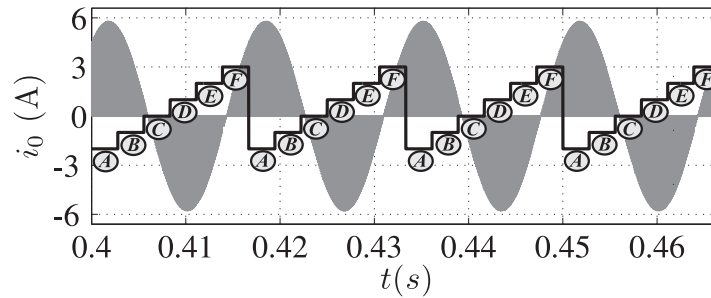


Figura 2.21: Corrente no ponto central do barramento e setores de acordo com o diagrama visto na Fig. 2.13.

utilizado o $\mu = 0,5$ para a técnica escalar. Para a técnica vetorial, foi utilizado o cálculo dos tempos e os procedimentos, vistos na seção 2.3.2.

Para uma baixa frequência de chaveamento, especificamente, $f_s=720\text{Hz}$, surgiu um desequilíbrio das tensões dos capacitores. Esse desequilíbrio é causado por harmônicas pares de baixa ordem (Wang, 2007). Para uma alta frequência de chaveamento, essas harmônicas tem seu valor reduzido, não interferindo no equilíbrio das tensões do barramento. Nas Tabelas 2.6 e 2.7, tem-se o valor dessas componentes para uma frequência de 10kHz e 720Hz, respectivamente, para a topologia 322, utilizando a estratégia vetorial. A componente fundamental tem amplitude de 70V.

Tabela 2.6: Valor das componentes pares de baixa ordem para uma frequência de chaveamento de 10kHz

Topologia	2 ^a	4 ^a	6 ^a
Fase 1	0,084	0,015	0,026
Fase 2	0,11	0,026	0,051
Fase 3	0,097	0,035	0,027

Tabela 2.7: Valor das componentes pares de baixa ordem para uma frequência de chaveamento de 720Hz

Topologia	2 ^a	4 ^a	6 ^a
Fase 1	6,42	5,26	4,35
Fase 2	3,53	3,45	2,13
Fase 3	2,88	1,81	2,21

Para manter o equilíbrio da tensão dos capacitores do barramento CC, foram empregadas técnicas de controle, que serão discutidas a seguir.

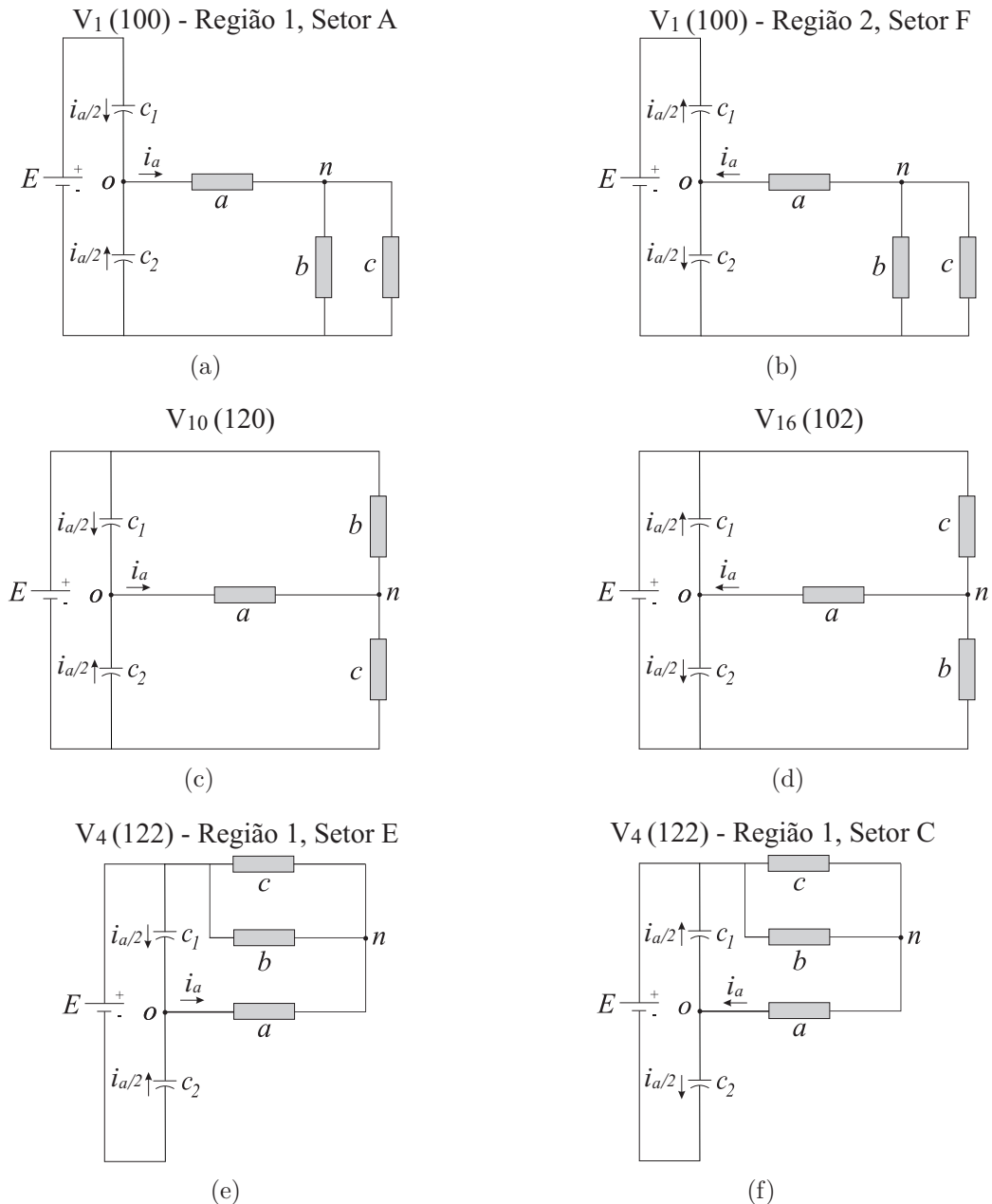


Figura 2.22: Correntes nos capacitores. (a) Configuração V_1 na Região 1, Setor (A). (b) Configuração V_1 na Região 2, Setor (F). (c) Configuração V_{10} no Setor (B). (d) Configuração V_{16} no Setor (E). (e) Configuração V_4 Região 1, Setor (E). (f) Configuração V_4 Região 1, Setor (C).

2.4.1 Controle das Tensões nos Capacitores

Para baixas frequências de chaveamento, foi utilizada a estratégia de controle cujo diagrama de blocos pode ser visto nas Figs. 2.24 e 2.25, para as técnicas escalar e vetorial, respectivamente. Na técnica escalar, o valor de μ , determinado a partir da equação 2.10, antes fixado em 0,5, passa a ter valor entre 0 e 1, de acordo com o erro entre as tensões

do barramento. Com isso, tem-se a variação dos estados de chaveamento para o equilíbrio dessas tensões.

Na técnica vetorial, a ideia é a mesma. A variável “ q ”, será multiplicada pelo tempo de aplicação do vetor do grupo ‘S’, que dependerá do setor onde encontra-se o vetor de referência (seção 2.3.2). Como exemplo para a técnica vetorial, tem-se para a topologia 322, a alteração que será realizada, para o vetor de referência no Setor A, Região 1, como visto na Fig. 2.23. O procedimento para o cálculo dos tempos é o mesmo visto até o momento, calculando-se os tempos de aplicação dos vetores V_1 , V_7 e V_9 , a partir da equação (2.11) e da equação (2.24). Após resolver o sistema, o tempo de aplicação do vetor V_1 é multiplicado pela variável “ q ”, obtendo-se um novo valor para o tempo de aplicação do vetor V_1 .

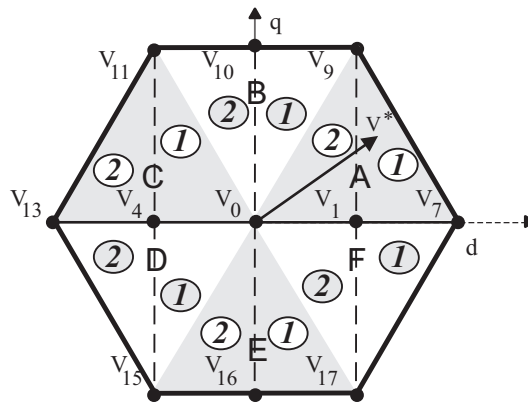


Figura 2.23: Vetores espaciais gerados pelo conversor com dois braços de três-níveis e um de dois níveis (322)

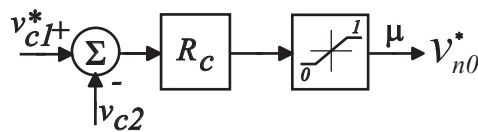


Figura 2.24: Diagrama de controle das tensões dos capacitores para a técnica escalar.

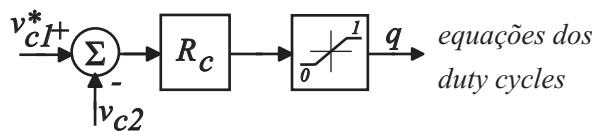


Figura 2.25: Diagrama de controle das tensões dos capacitores para a técnica vetorial.

Nas Tabelas 2.8 e 2.9, são listados os valores das componentes harmônicas, utilizando-se

o controle proposto, para uma amplitude da fundamental de 70V, para o *PWM* Escalar e Espaço Vetorial, respectivamente.

Tabela 2.8: Valor das componentes harmônicas pares de baixa ordem - Estratégia Escalar.

Topologia	Fase	2 ^a	4 ^a	6 ^a
333	Fase 1	1,2	1,83	0,062
	Fase 2	1,13	1,88	0,048
	Fase 3	1,14	1,75	0,021
322	Fase 1	1,26	1,25	1,69
	Fase 2	0,68	0,93	1,83
	Fase 3	0,85	0,98	1,86
323	Fase 1	0,87	0,25	1,85
	Fase 2	1,39	1,9	1,67
	Fase 3	0,44	1,9	1,82

Tabela 2.9: Valor das componentes harmônicas pares de baixa ordem - Estratégia Vetorial.

Topologia	Fase	2 ^a	4 ^a	6 ^a
333	Fase 1	0,74	0,51	0,11
	Fase 2	0,53	0,55	0,005
	Fase 3	0,65	0,58	0,1
322	Fase 1	0,15	1,32	1,64
	Fase 2	0,72	1,71	1,31
	Fase 3	0,72	1,72	1,35
323	Fase 1	0,63	0,32	0,035
	Fase 2	0,87	1,58	1,96
	Fase 3	0,012	1,34	1,93

2.5 Distorção Harmônica

A distorção harmônica das correntes e tensões da rede e da carga, para cada uma das configurações, será avaliada com base na Distorção Harmônica Total (*THD* - *Total Harmonic Distortion*, (2.29)), e na Distorção Harmônica Total Ponderada (*WTHD* - *Weighted Total Harmonic Distortion*, (2.30)), respectivamente

$$THD = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \alpha_h^2} \quad (2.29)$$

$$WTHD = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2} \quad (2.30)$$

onde α_1 é a amplitude da componente fundamental da tensão, α_h é a amplitude da harmônica de ordem “ h ”, e N_h é a ordem da maior harmônica levada em consideração para o cálculo da THD e $WTHD$.

2.5.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Os resultados que se seguem utilizaram uma frequência de chaveamento de 10kHz.

PWM Escalar

A Tabela 2.10 apresenta a $WTHD$ das tensões v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} como função da variação dos valores mais significativos do μ (0, 1 e 0,5) para as configurações 333, 233, 223 e 222. A frequência de chaveamento foi de 10kHz. As configurações formadas por mais braços de três-níveis apresentaram menores níveis de distorção harmônica, independente da posição do braço. É observado também, que a distorção harmônica depende do μ , e que o menor valor de $WTHD$ ocorreu para $\mu = 0,5$.

Nas Figs. 2.26, 2.27, 2.28, 2.29 são mostradas as tensões de simulação que foram usadas para o cálculo da $WTHD$ para as topologias 333, 233, 223, 222, respectivamente.

Tabela 2.10: $WTHD$ (%) das tensões para o *PWM Escalar* para frequência de chaveamento = 10kHz

Topologia	μ	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
333	0	0,18	0,18	0,18
	1	0,18	0,18	0,18
	0,5	0,11	0,11	0,11
323	0	0,22	0,30	0,22
	1	0,23	0,31	0,23
	0,5	0,14	0,21	0,14
223	0	0,31	0,31	0,26
	1	0,32	0,32	0,27
	0,5	0,23	0,23	0,17
222	0	0,33	0,33	0,33
	1	0,35	0,35	0,35
	0,5	0,26	0,26	0,26

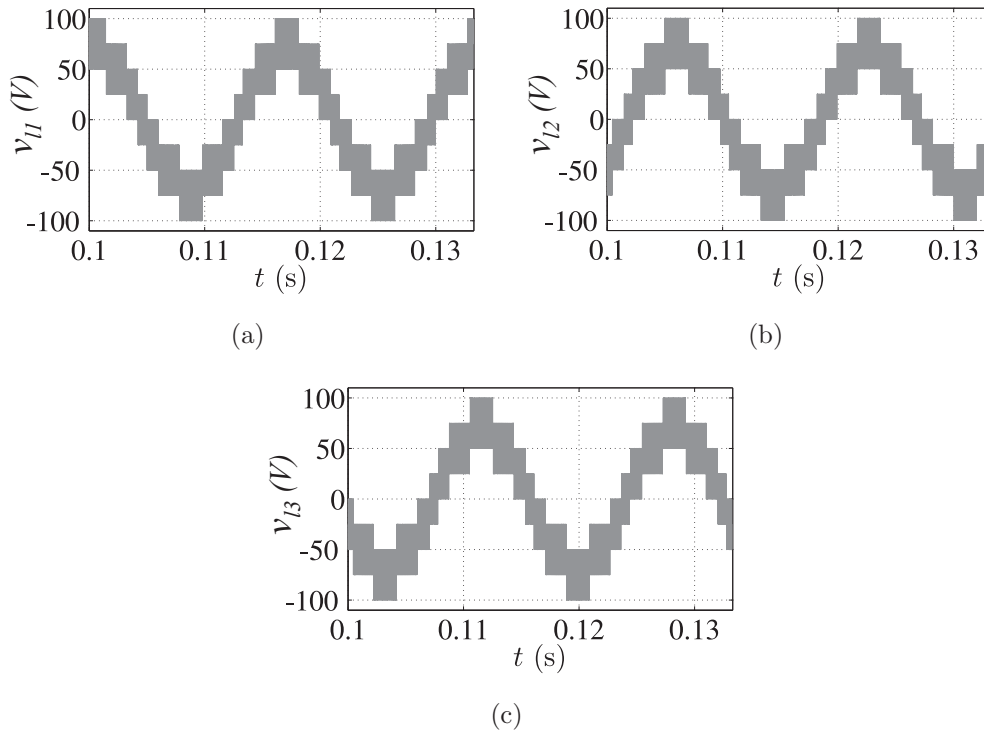


Figura 2.26: Tensões para a topologia 333 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

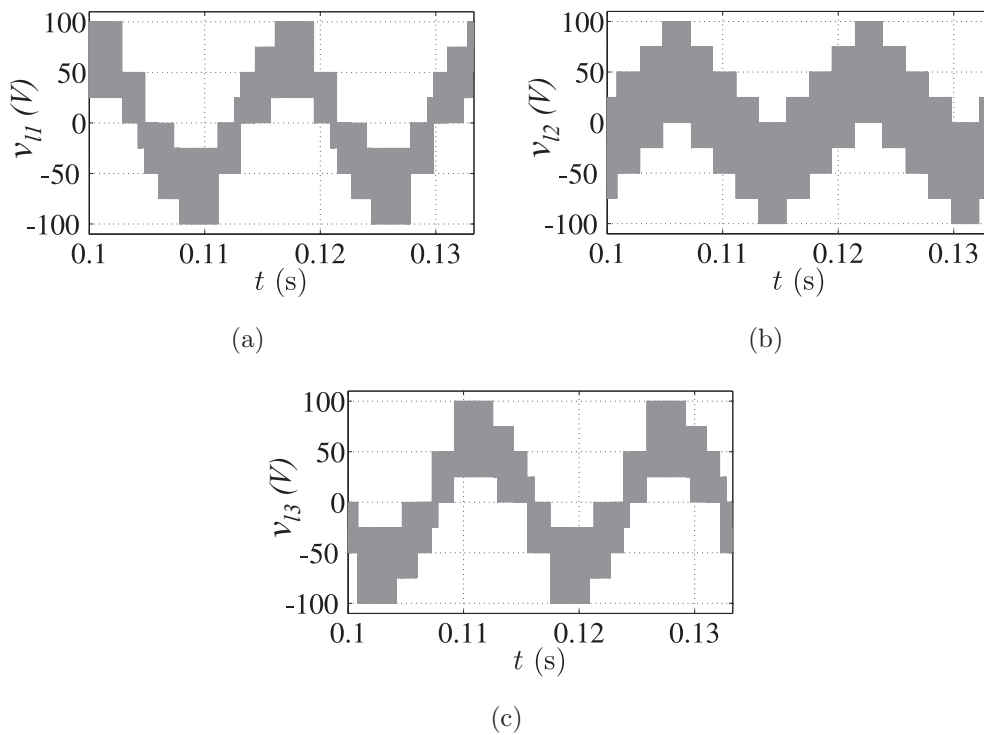


Figura 2.27: Tensões para a topologia 323 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

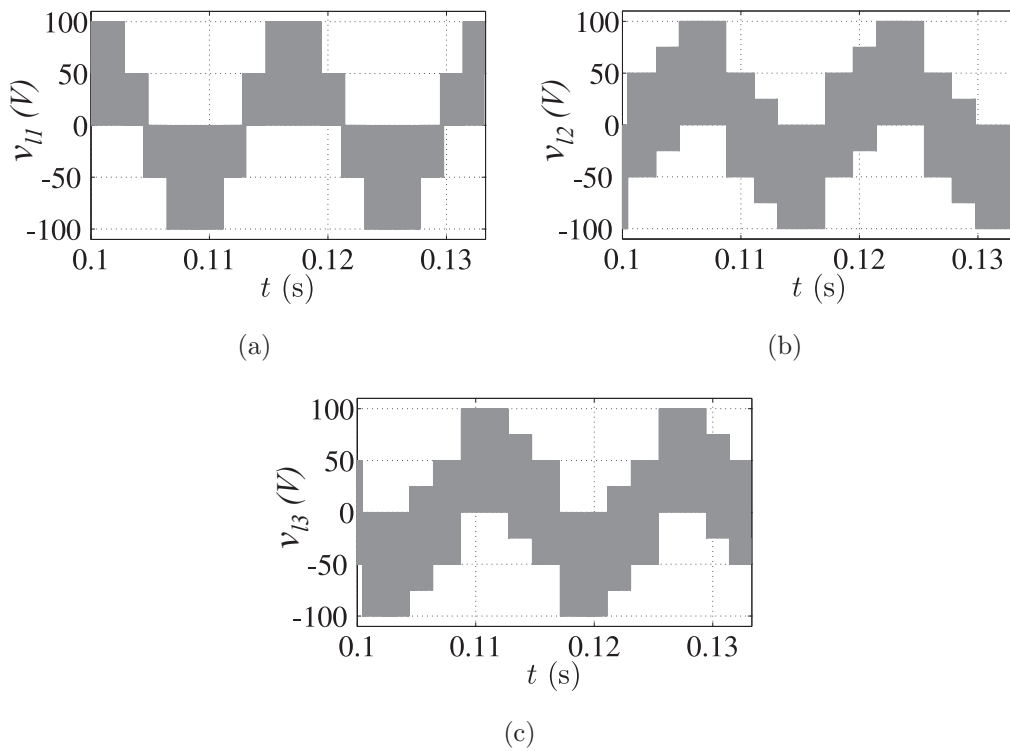


Figura 2.28: Tensões para a topologia 322 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

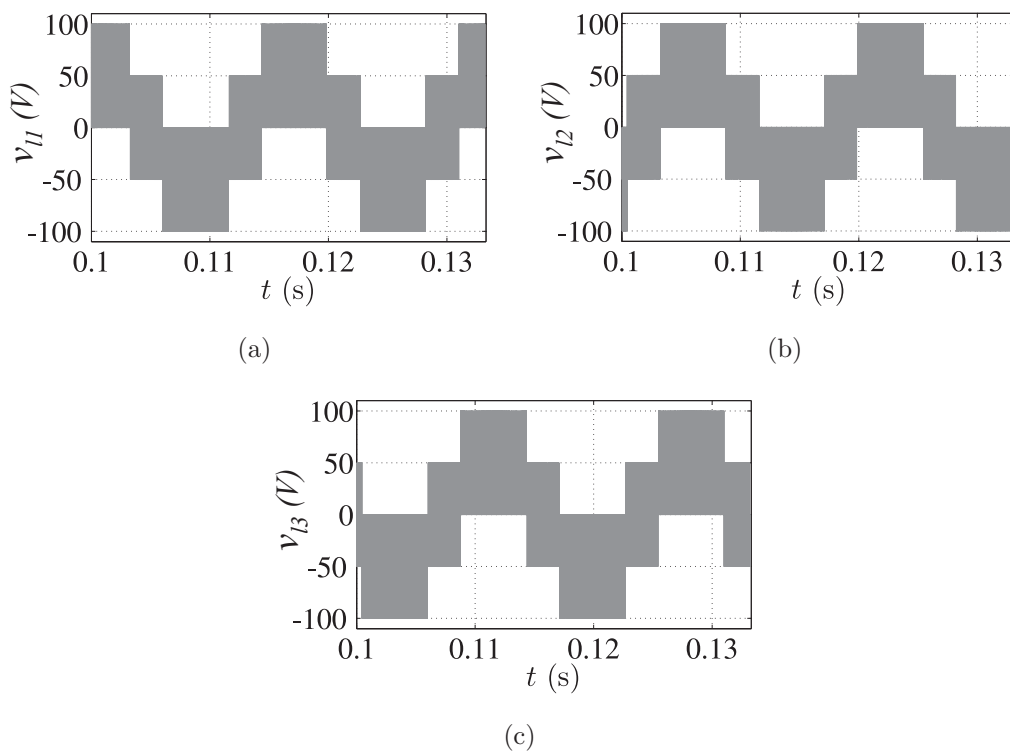


Figura 2.29: Tensões para a topologia 222 - técnica escalar. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

PWM Vetorial

A Tabela 2.11 apresenta a *WTHD* das tensões v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} para as configurações 333, 233, 223 e 222. Da mesma forma que o caso escalar, configurações com mais braços de três-níveis apresentam menores níveis de distorção harmônica.

Nas Figs. 2.30, 2.31, 2.32, 2.33 são mostradas as tensões que foram usadas para o cálculo da *WTHD* para as topologias 333, 233, 223, 222, respectivamente.

As formas de onda observadas, quando comparadas com o caso escalar, tiveram o mesmo número de níveis de tensão e valores bem próximos de distorção, para os conversores convencionais de dois (222) e três-níveis (333).

Para as topologias híbridas (322 e 323), as formas de onda dos resultados do *PWM* Vetorial, tiveram mais “níveis”, ou seja, um dv/dt menor, quando comparado com os resultados do *PWM* Escalar. Os níveis de distorção também foram menores para o *PWM* Vetorial. A diferença desses resultados, está na forma que é realizado o chaveamento, que será explicado na seção de perdas (ver seção 2.6).

Tabela 2.11: *WTHD* (%) das tensões para o *PWM* vetorial para frequência de chaveamento = 10kHz

Topologia	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
333	0, 10	0, 10	0, 10
323	0, 13	0, 20	0, 13
223	0, 27	0, 27	0, 13
222	0, 26	0, 26	0, 26

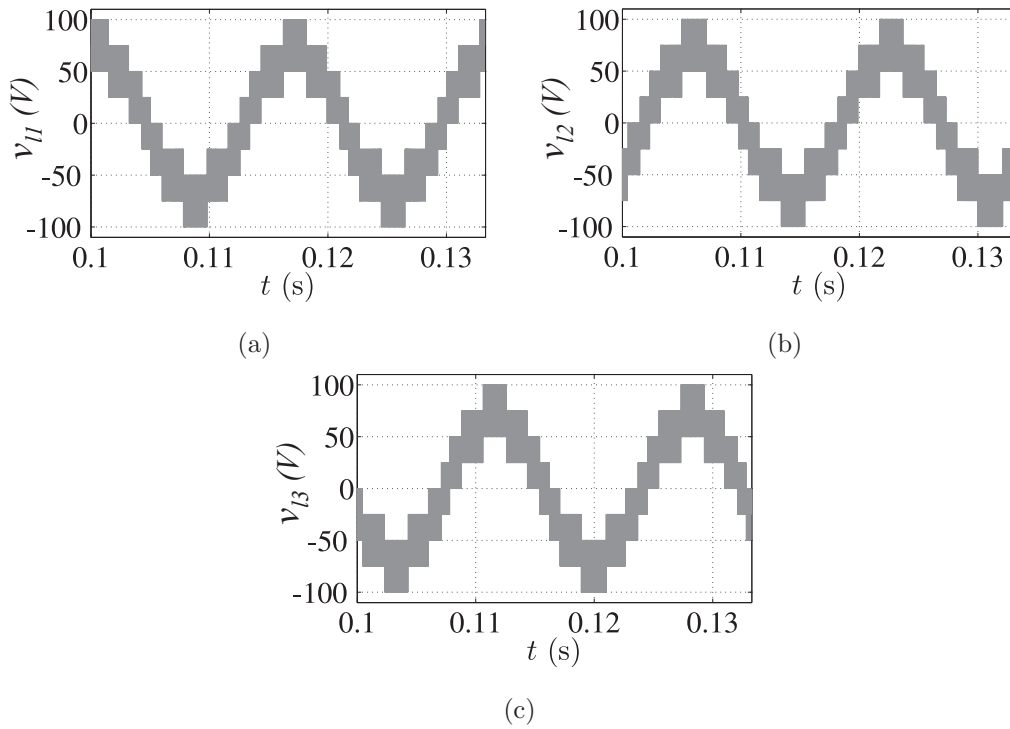


Figura 2.30: Tensões para a topologia 333 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

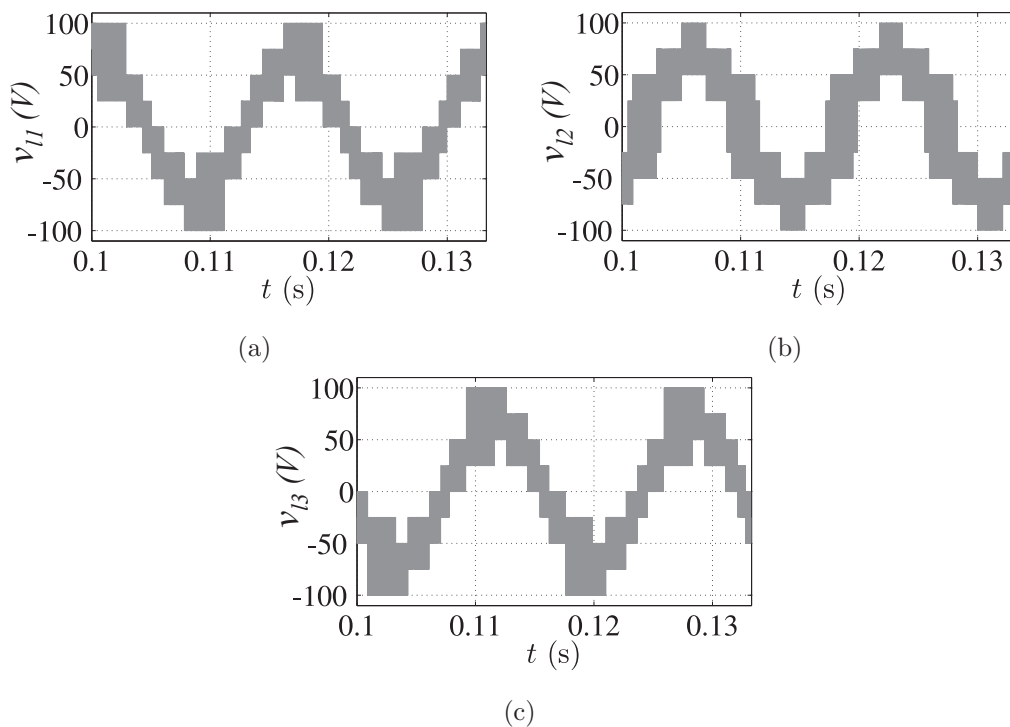


Figura 2.31: Tensões para a topologia 323 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

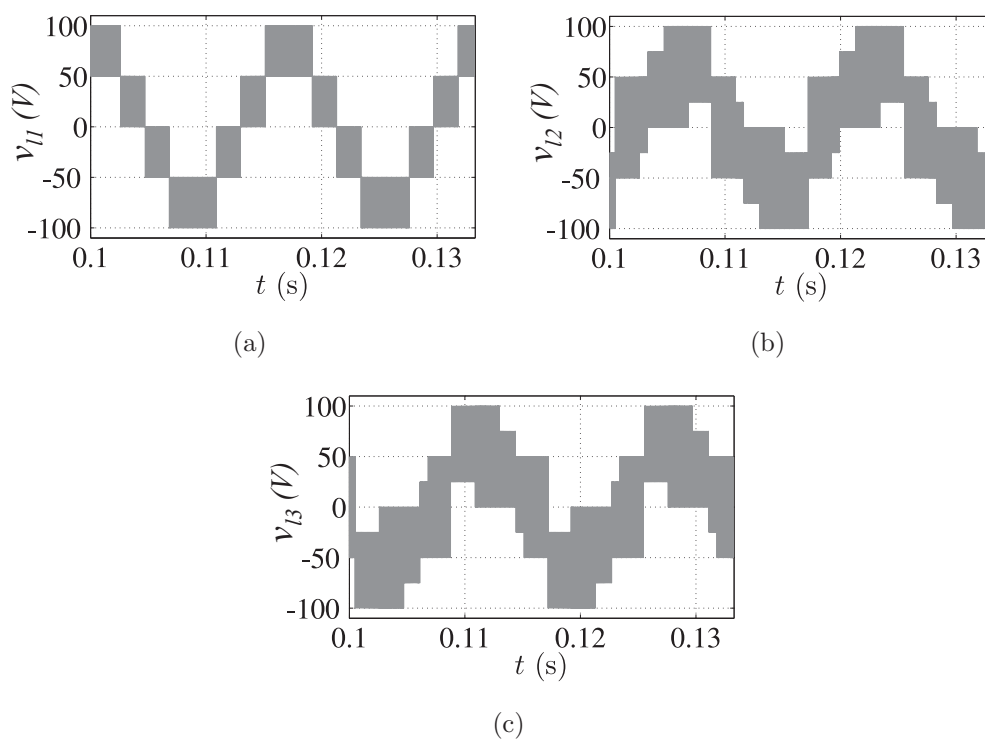


Figura 2.32: Tensões para a topologia 322 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

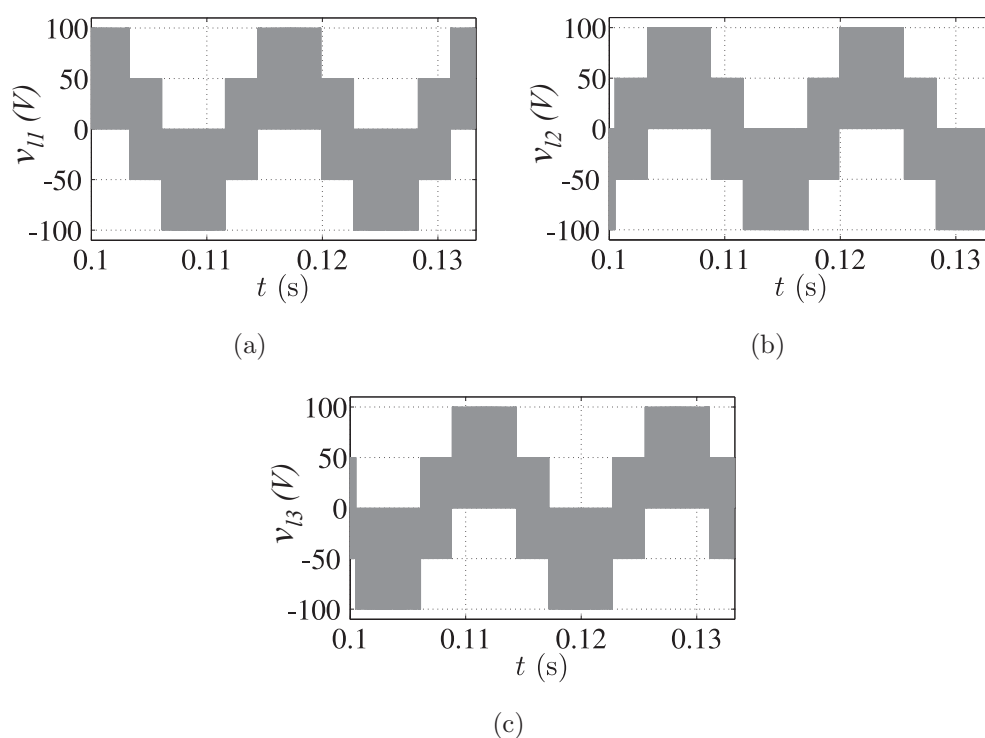


Figura 2.33: Tensões para a topologia 222 - técnica vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

2.5.2 Frequência de chaveamento de 720Hz

Os resultados que se seguem utilizaram uma frequência de chaveamento de 720Hz.

PWM Escalar

A Tabela 2.12 apresenta a *WTHD* das topologias estudadas. Configurações com mais braços de três-níveis apresentaram menores níveis de distorção harmônica e o melhor valor de *WTHD* ocorreu para $\mu = 0,5$. Na Fig. 2.34, tem-se o resultado de simulação para a topologia 322. Os resultados para as outras topologias, tiveram o mesmo número de níveis de tensão observados para uma f_s de 10kHz, e podem ser vistos no apêndice.

Tabela 2.12: *WTHD* (%) das tensões para o *PWM* Escalar para frequência de chaveamento = 720Hz

Topologia	μ	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
333	0	2,94	2,93	2,94
	1	2,95	2,95	2,96
	0,5	2,22	2,22	2,22
323	0	3,27	4,39	3,27
	1	3,37	4,45	3,37
	0,5	2,5	3,25	2,5
223	0	4,46	4,46	3,84
	1	4,57	4,57	3,87
	0,5	3,45	3,45	2,78
222	0	4,72	4,72	4,73
	1	4,81	4,81	4,81
	0,5	3,65	3,65	3,65

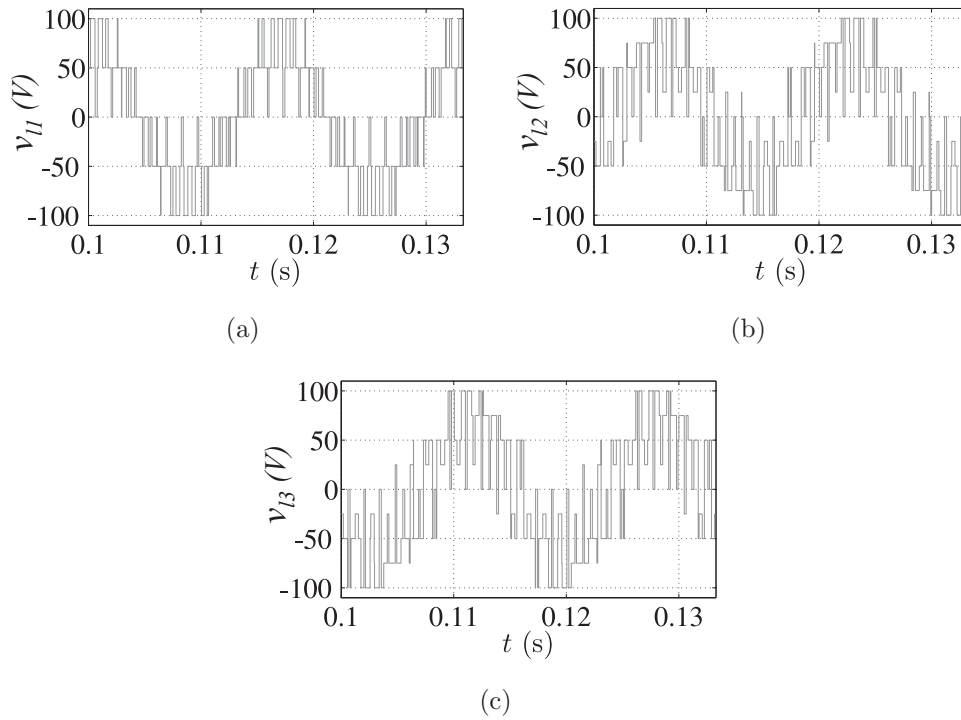


Figura 2.34: Tensões para a topologia 322 - técnica escalar (frequência de chaveamento = 720Hz). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

PWM Vetorial

A Tabela 2.13 apresenta a *WTHD* das tensões v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} para as configurações 333, 233, 223 e 222. Da mesma forma que o caso escalar, configurações com mais braços de três-níveis apresentam menores níveis de distorção harmônica.

Na Fig. 2.35, tem-se o resultado de simulação para a topologia 322. Os resultados para as outras topologias, tiveram o mesmo número de níveis de tensão observados para uma f_s de 10kHz, e podem ser vistos no apêndice.

Tabela 2.13: *WTHD* (%) das tensões para o *PWM* vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz

Topologia	v_{k1}	v_{k2}	v_{k3}
333	2, 2	2, 2	2, 2
323	2, 15	3, 13	2, 15
223	4, 09	4, 09	2, 24
222	3, 67	3, 67	3, 67

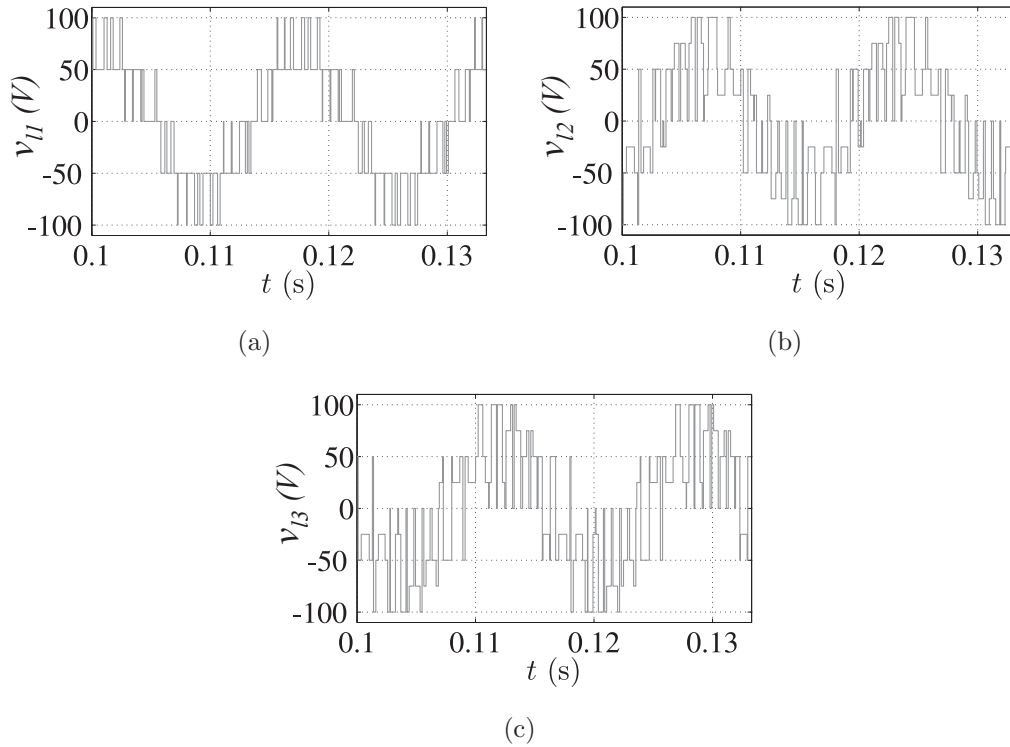


Figura 2.35: Tensões para a topologia 322 - técnica vetorial (frequência de chaveamento = 720Hz). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

2.6 Perdas

As perdas por condução e chaveamento do conversor foram obtidas pelo modelo de regressão apresentado em (Cavalcanti et al., 2003). Foi utilizado também, o *Thermal Module*, que é uma ferramenta presente no PSIM 9.0.

Nas Tabelas 2.14 e 2.15 são listadas as perdas por condução (P_{cd}), as perdas por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$), com frequências médias diferentes entre as estratégias. As topologias operaram como inversor, utilizando as estratégias *PWM* previamente discutidas e em todas as simulações foi utilizada uma carga de 590W. O valor de potência foi ajustado de acordo com os valores da parte experimental. Devido à existência de limitações da montagem, foram utilizados baixos valores para os níveis de tensão e corrente na carga.

Nas Tabelas 2.14 e 2.15 são listados os resultados para a técnica *PWM* Escalar e *PWM* Vetorial, respectivamente. Foi fixada uma frequência média de chaveamento (Chav. Médio) para a realização da comparação entre as topologias e técnicas de modulação estudadas

(Cenário 1). A frequência média é calculada, somando-se quantas vezes cada chave muda de estado: conduzindo para bloqueada, e vice-versa, sendo computado o chaveamento de todas as chaves do conversor. Foi utilizada a topologia 222, para a técnica vetorial como referência. Para uma frequência de 10kHz, para o tempo de simulação de 0,5s, a frequência média foi de 30500. A depender da topologia e da estratégia de modulação utilizada, o valor da frequência de chaveamento (f_s) foi alterada para se ter o mesmo número de comutações entre as topologias estudadas.

Nos resultados listados nas Tabelas 2.16 e 2.17, a análise foi realizada fixando-se um valor de distorção e para este foram avaliadas as perdas (Cenário 2). Foram verificadas as perdas para a frequência de chaveamento em 720Hz (Tabelas 2.18, 2.19, 2.20, 2.21), que utilizaram os mesmos parâmetros da análise na frequência de 10KHz.

Os braços de dois-níveis apresentam perdas por chaveamento maiores que os braços de três-níveis, já que para o cálculo das perdas por chaveamento de um braço de três-níveis, a tensão aplicada em cada chave é apenas metade da tensão que é aplicada em um braço de dois-níveis (Newton e Sumner, 1997; Rodriguez et al., 2002; Franquelo et al., 2008). Portanto, quanto maior a quantidade de braços de três-níveis, menores serão as perdas por chaveamento. Além disso, a frequência de chaveamento média de uma chave do braço de três-níveis é metade da frequência média de uma chave do braço de dois-níveis. As perdas de condução de um braço de três-níveis têm o dobro do valor de um braço de dois-níveis, devido a se ter o dobro de chaves nessas estruturas.

Tabela 2.14: Perdas dos conversores - PWM Escalar - Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio
222	26,4	9,9	36,3	9850	30500
322	22	13,7	35,7	9850	30500
323	16,7	16,8	33,5	9850	30500
333	11,3	20,0	31,3	9850	30500

Tabela 2.15: Perdas dos conversores - PWM Vetorial - Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio
222	28	10,5	38,5	10000	30500
322	19,4	13,7	33,1	10000	30500
323	13,5	16,8	30,3	12650	30500
333	11,3	20,0	31,3	9200	30500

Tabela 2.16: Perdas dos conversores - *PWM* Escalar - Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
222	28	10,5	38,5	10000	0,76
322	18,7	13,7	32,4	8350	0,76
323	11,5	16,8	28,3	6800	0,76
333	4,8	20,0	24,8	4200	0,76

Tabela 2.17: Perdas dos conversores - *PWM* Vetorial - Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
222	28	10,5	38,5	10000	0,76
322	18,5	13,7	32,2	9500	0,76
323	8,4	16,8	25,2	7800	0,76
333	5,6	20,0	25,6	4500	0,76

Tabela 2.18: Perdas dos conversores - *PWM* Escalar para $f_s = 720$ Hz - Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio
222	1,95	10,55	12,5	720	2236
322	1,55	13,7	15,25	720	2236
323	1,15	16,88	18,03	720	2236
333	0,86	19,8	20,66	720	2238

Tabela 2.19: Perdas dos conversores - *PWM* Vetorial para $f_s = 720$ Hz - Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio
222	1,95	10,4	12,35	720	2230
322	1,4	13,5	14,9	690	2230
323	0,9	16,6	17,5	838	2230
333	0,87	19,5	20,38	570	2230

Tabela 2.20: Perdas dos conversores - *PWM* Escalar para $f_s = 720$ Hz - Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
222	1,93	10,55	12,48	720	11,0
322	1,36	13,8	15,16	643	11,03
323	0,8	16,9	17,7	530	11,03
333	0,43	19,9	20,33	420	11,0

Tabela 2.21: Perdas dos conversores - *PWM* Vetorial para $f_s = 720$ Hz - Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
222	1,93	10,4	12,33	720	11,04
322	1,45	13,5	14,95	679	11,03
323	0,69	16,5	17,19	610	11,03
333	0,61	19,2	19,81	450	11,03

Para os conversores 322 e 323 o chaveamento médio é menor para o *PWM* Vetorial do que para o *PWM* Escalar. Isso ocorre devido à estratégia escalar utilizar sempre “quatro vetores”, em qualquer região do espaço vetorial. Foi analisado que não existe grampeamento nas fases, como visto na modulação vetorial. Como exemplo, são mostradas na Fig. 2.36 para a estrutura 322, as tensões de pólo nas duas estratégias, e o padrão de chaveamento.

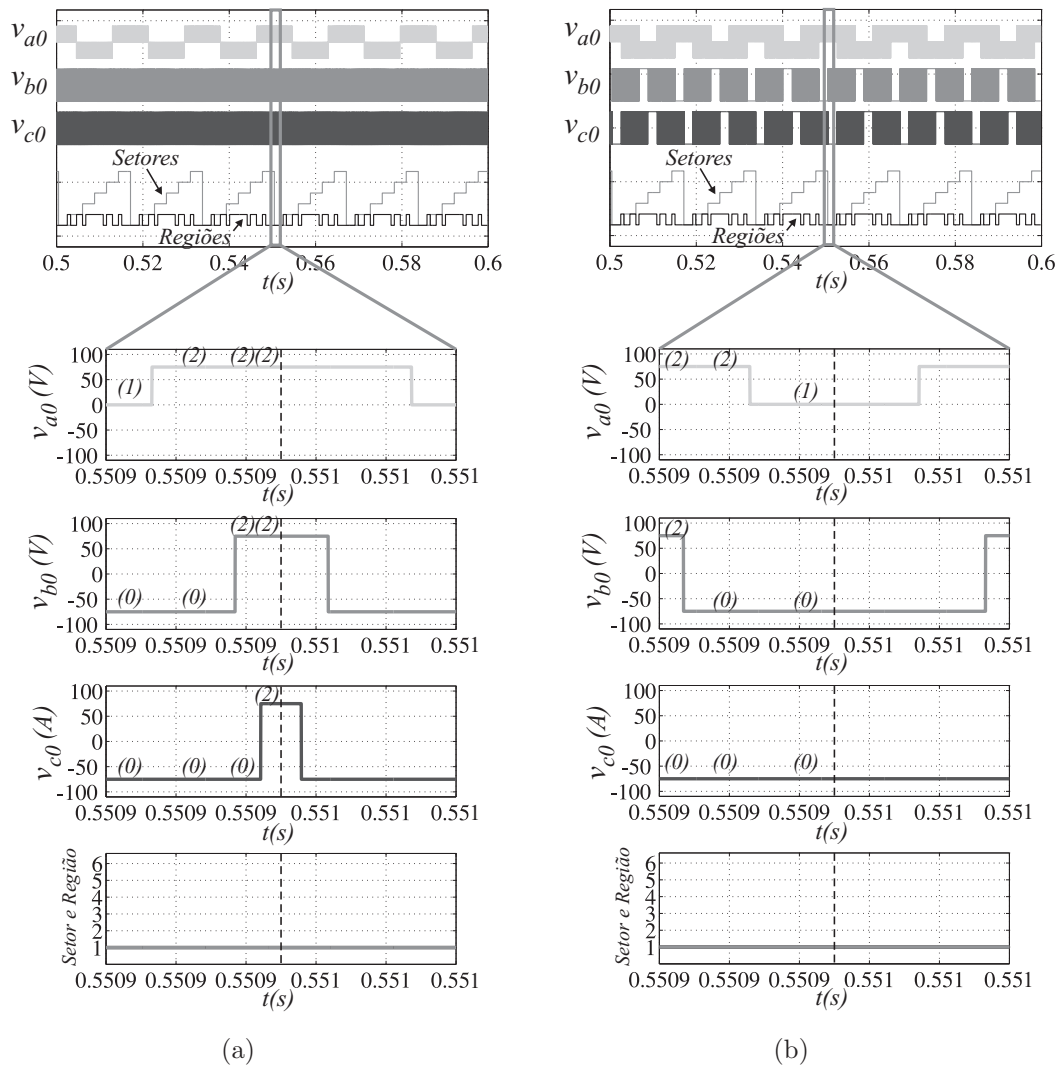


Figura 2.36: Sequência de vetores. (a) *PWM* Escalar. (b) *PWM* Espaço Vetorial.

A Fig. 2.36 apresenta os vetores aplicados para o Setor A Região 1:

- *PWM* Escalar: $(V_1 = 100)-(V_7 = 200)-(V_9 = 220)-(V_0 = 222)$;
- *PWM* Vetorial: $(V_9 = 220)-(V_7 = 200)-(V_1 = 100)$;

Para a topologia 323 foi obtido com a estratégia proposta o menor chaveamento médio comparativamente com as outras topologias.

2.6.1 Perdas no Barramento

Um estudo comparativo referente à estimativa de perdas no barramento CC foi realizada. As perdas de potência dos capacitores são calculadas em (Kieferndorf et al., 2004) através da expressão

$$P_{perdas} = \sum_{h=1}^{N_h} ESR(h)I_c^2(h) \quad (2.31)$$

onde $I_c(h)$ é a componente harmônica da corrente do capacitor e ESR representa a resistência série equivalente (do inglês, *Equivalent Series Resistance*). A ESR pode ser considerada constante para frequências superiores a 3kHz (Venet et al., 2002), sendo considerada igual a 0.45 vezes o valor da resistência medida numa frequência de 100Hz (Kolar e Round, 2006). Desse modo, a partir da equação 2.31, tem-se

$$P_{perdas}^{LO} = \sum_{h=1}^{50} ESR(h)I_c^2(h) \quad (2.32)$$

$$P_{perdas}^{HO} = 0.45ESR_{100Hz} \sum_{h>50}^{N_h} (I_c^2)(h) \quad (2.33)$$

onde P_{perdas}^{LO} representa as perdas de potência para harmônicas de baixa frequência e P_{perdas}^{HO} são as perdas de potência das harmônicas de alta frequência.

Para estimar as perdas de potência dos capacitores do barramento CC é necessário determinar a corrente RMS do barramento CC que é definida em (Kieferndorf et al., 2004), sendo

$$I_{c,RMS} = \sqrt{\sum_{h=1}^{N_h} I_c^2(h)} \quad (2.34)$$

Desta forma, a partir da equação 2.34, obtém-se

$$P_{perdas}^{HO} = 0.45ESR_{100Hz}(I_{c,RMS}^{HO})^2 \quad (2.35)$$

Para altas frequência a ESR pode ser considerada constante, então as perdas de alta frequência dependem apenas da componente da corrente RMS de alta frequência. Com isso, a redução nas perdas do barramento CC é determinada pela redução das oscilações de alta frequência da corrente RMS do capacitor. Nas Figs. 2.37 e 2.38, são mostrados os espectros das componentes harmônicas da corrente do capacitor para as estratégias escalar e vetorial (frequência de chaveamento = 10kHz), respectivamente.

Nas Figs. 2.39 e 2.40, são mostrados os espectros das componentes harmônicas da corrente do capacitor para as estratégias escalar e vetorial (frequência de chaveamento = 720Hz), respectivamente. É mostrada somente a corrente em um capacitor, pois, o espectro da corrente no outro capacitor foi de igual valor e distribuição harmônica.

Nas Tabelas 2.22 e 2.24, são listadas as estimativas de perdas para a estratégia escalar para uma f_s de 10kHz e 720Hz, respectivamente, e nas Tabelas 2.23 e 2.25 para a estratégia vetorial para uma f_s de 10kHz e 720Hz, respectivamente, normalizadas pela potência obtida para a configuração convencional de três-níveis.

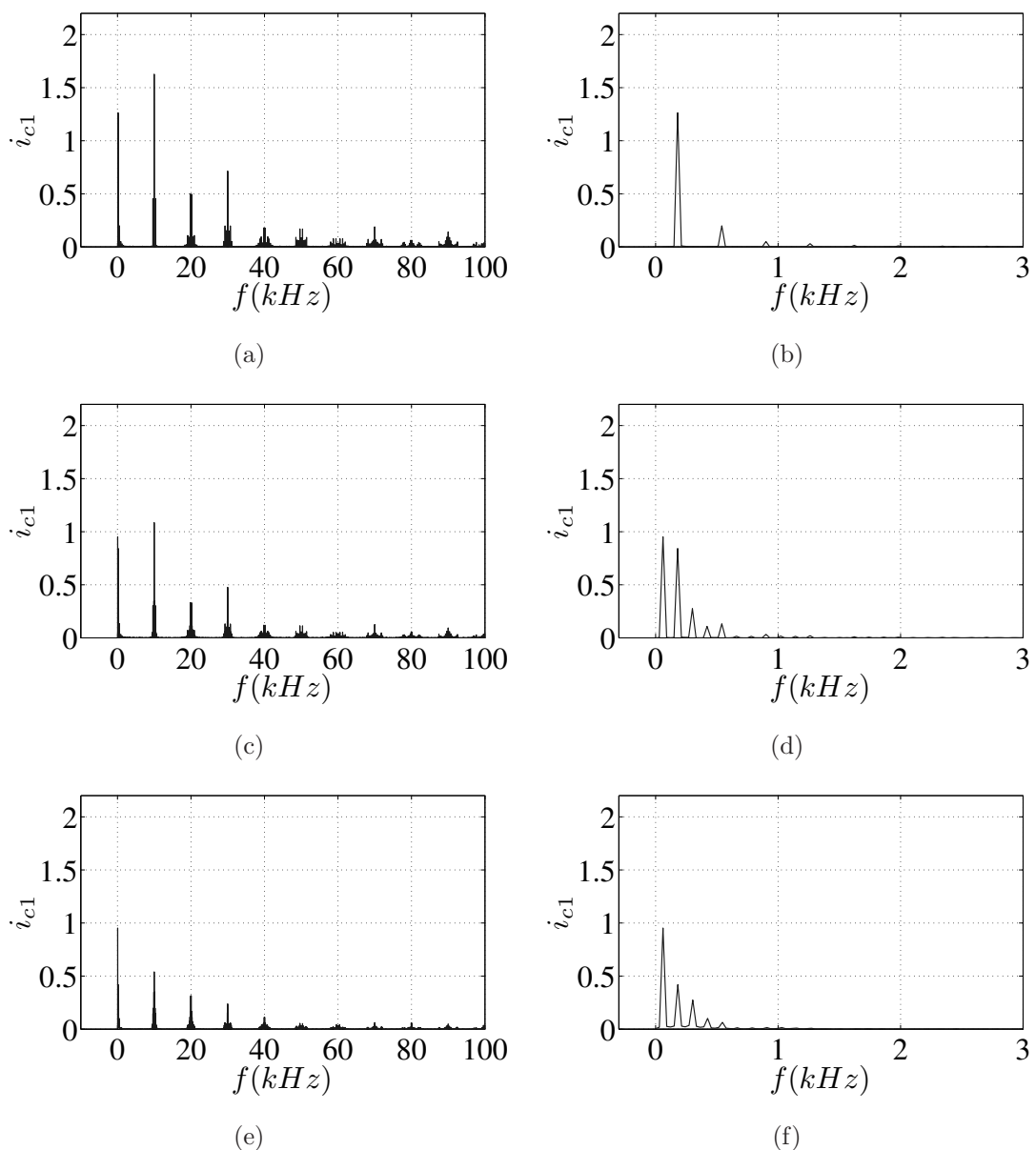


Figura 2.37: Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz utilizando PWM Escalar. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.

Tabela 2.22: Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Escalar ($f_s = 10\text{kHz}$)

Topologia	333	323	322
$P_{perdas}^{HO} / P_{perdas(333)}^{HO}$	1,00	0,72	0,39

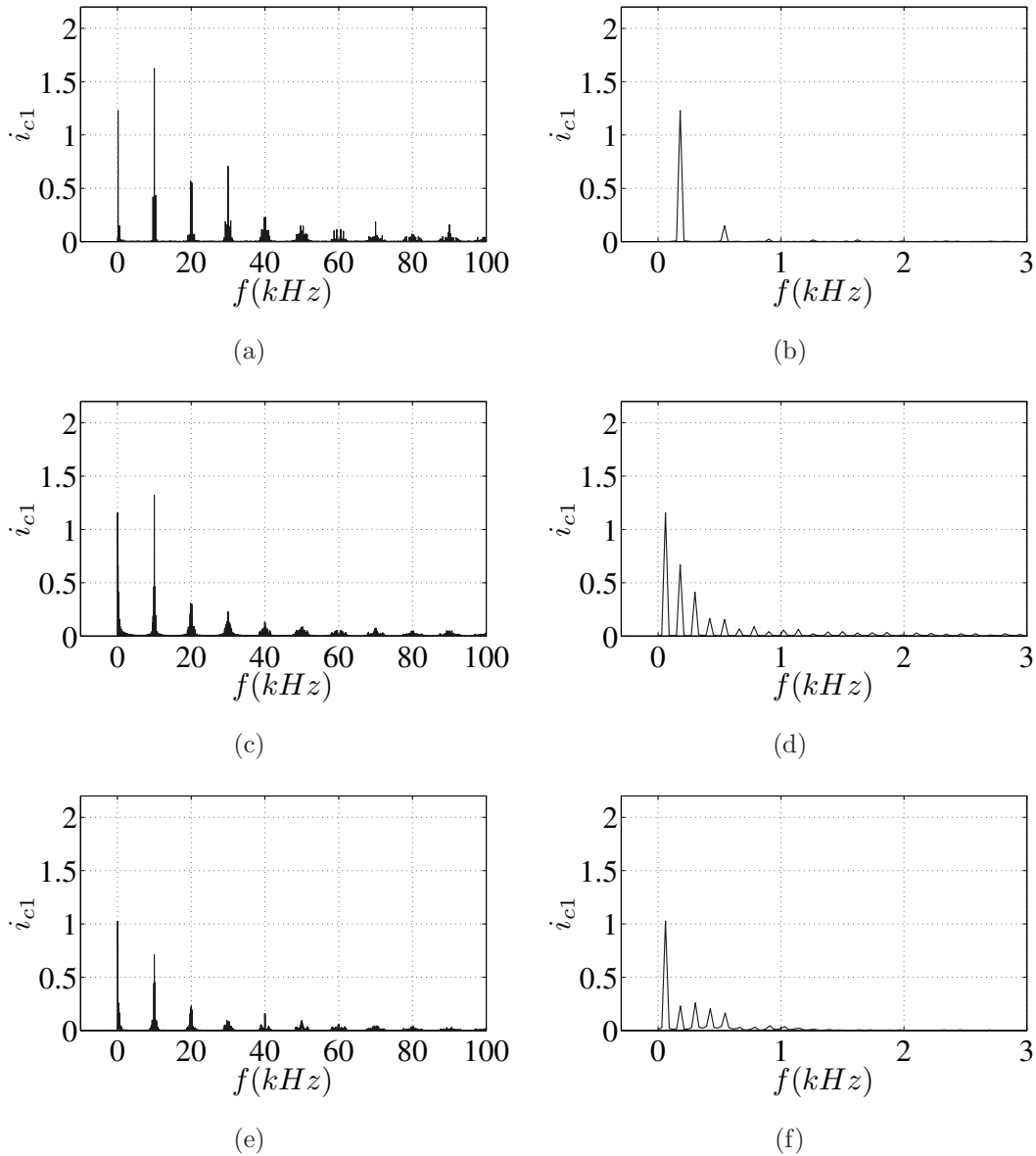


Figura 2.38: Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz utilizando PWM Vetorial. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.

Tabela 2.23: Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Vetorial (frequência de chaveamento = 10kHz)

Topologia	333	323	322
$P_{perdas}^{HO} / P_{perdas(333)}^{HO}$	1,00	0,84	0,46

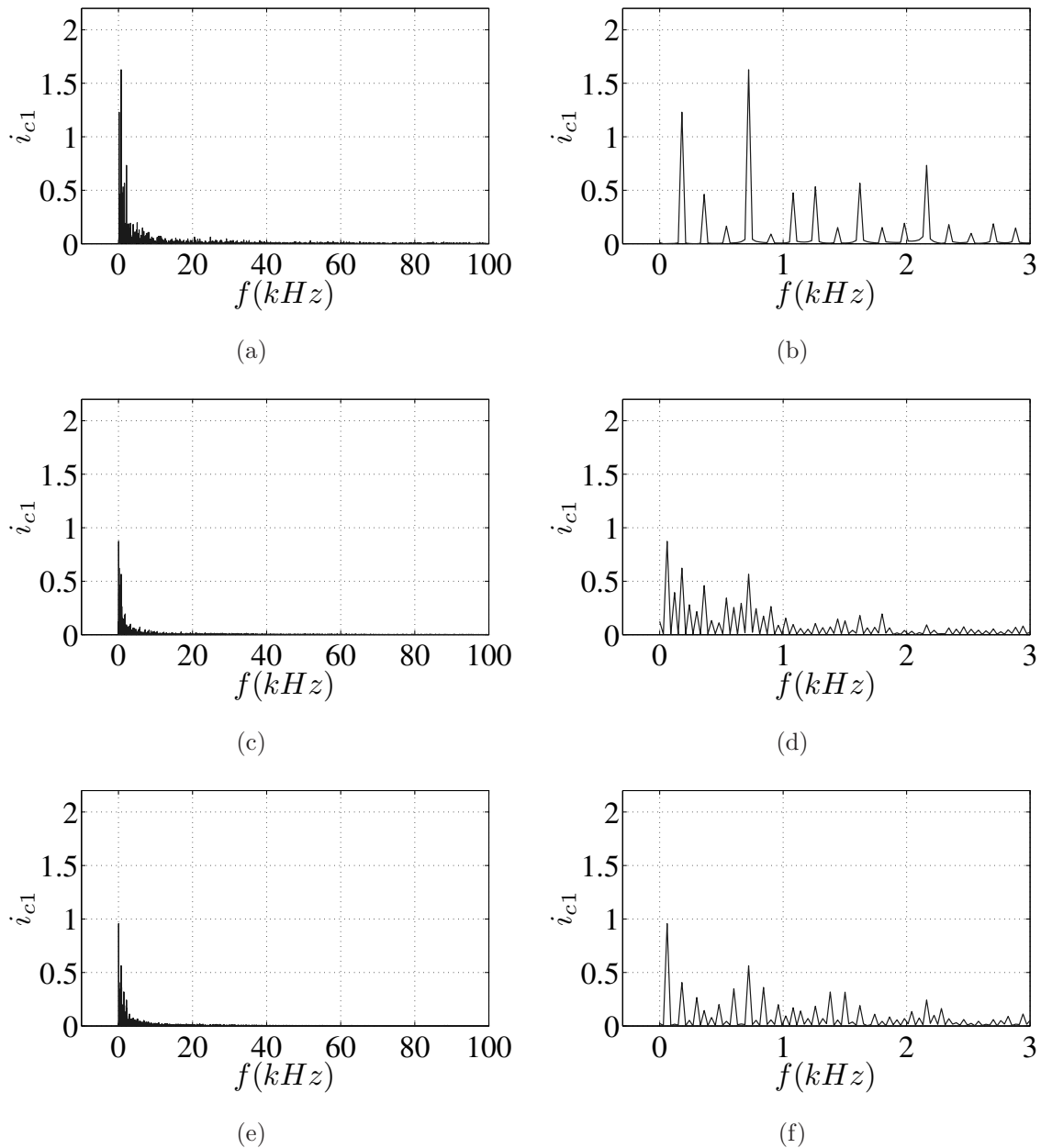


Figura 2.39: Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz utilizando PWM Escalar. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.

Tabela 2.24: Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Escalar (frequência de chaveamento = 720Hz)

Topologia	333	323	322
$\frac{P_{perdas}^{HO}}{P_{perdas}^{HO(333)}}$	1,00	0,72	0,39

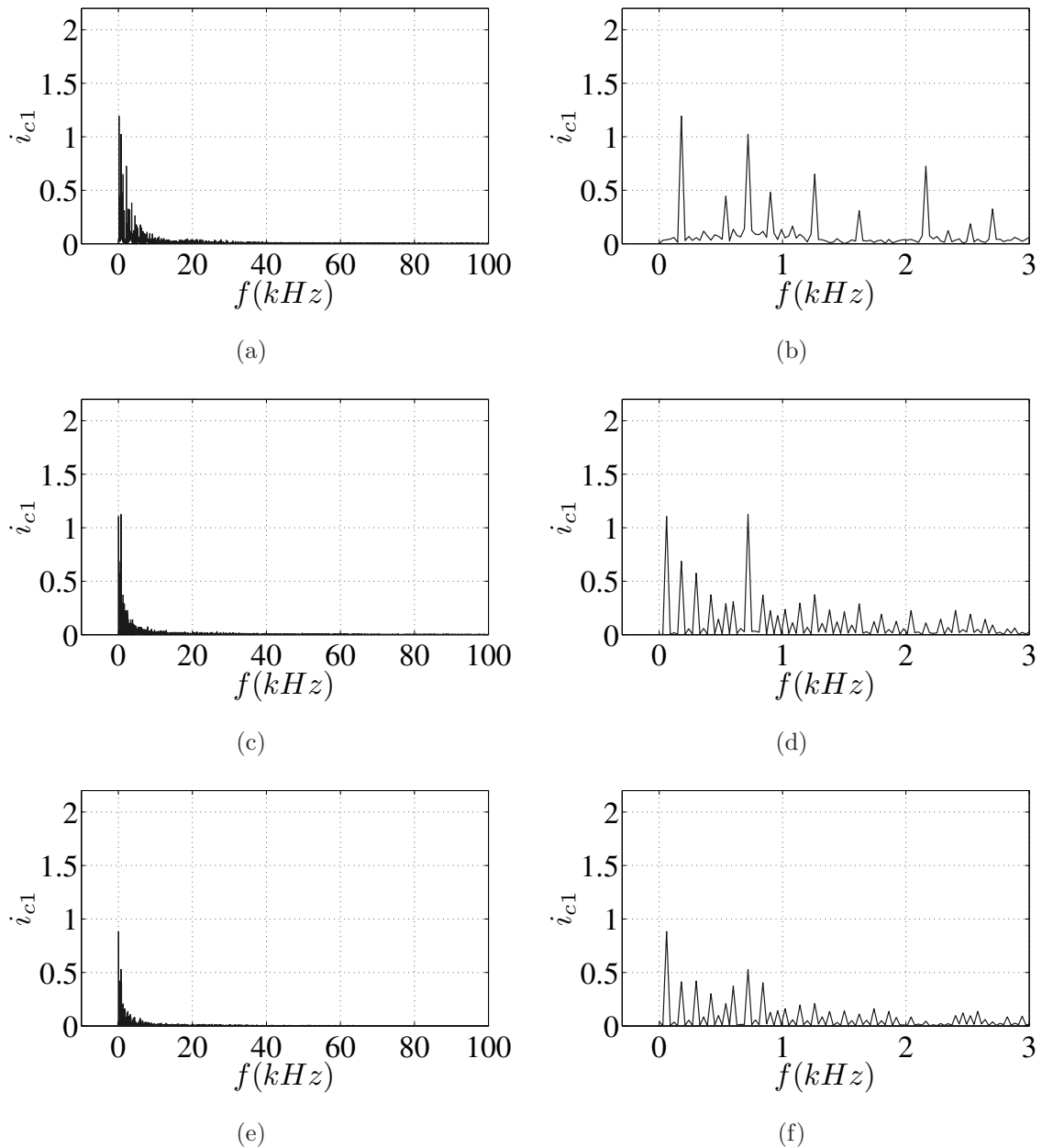


Figura 2.40: Espectro da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz utilizando PWM Vetorial. (a) e (b) 333. (c) e (d) 323. (e) e (f) 322.

Tabela 2.25: Estimativa de Perdas no Barramento - Estratégia Vetorial (frequência de chaveamento = 720Hz)

Topologia	333	323	322
$P_{perdas}^{HO} / P_{perdas}^{HO(333)}$	1,00	0,84	0,43

2.7 Resultados de Simulação

Nesta seção será apresentado um conjunto de resultados obtidos através de simulações, as quais foram realizadas utilizando-se os ambientes *PSIM* e *MATLAB*. Os conversores propostos estão funcionando como inversor. Os resultados de simulação utilizaram os seguintes dados contidos na Tabela 2.26.

Tabela 2.26: Dados gerais para as simulações

Dados
Carga RL: $\cos(\phi) = 0,78$.
Índice de modulação: 0,85
Tensão total do barramento CC: $E = 150$ V.
Frequência de chaveamento: $f_s = 720$ Hz ou 10kHz.
Topologias da Tabela 2.1

Os valores de tensão, foram ajustados de acordo com os valores da parte experimental. Devido à existência de limitações da montagem, foram utilizados baixos valores para os níveis de tensão do barramento.

2.7.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Nas Figs. 2.41(a) e 2.41(b) são apresentados os resultados de simulação das correntes para a topologia 322, para as técnicas escalar e vetorial, respectivamente. Para as outras topologias, os resultados foram semelhantes, e se encontram no apêndice.

Nas Figs. 2.42 e 2.43 são apresentados os resultados das tensões do barramento para as técnicas escalar e vetorial, respectivamente, para a mesma topologia. Para ambas as estratégias, foi mantido o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento em todas as topologias (observada uma margem, em torno do valor médio de +/- 5%).

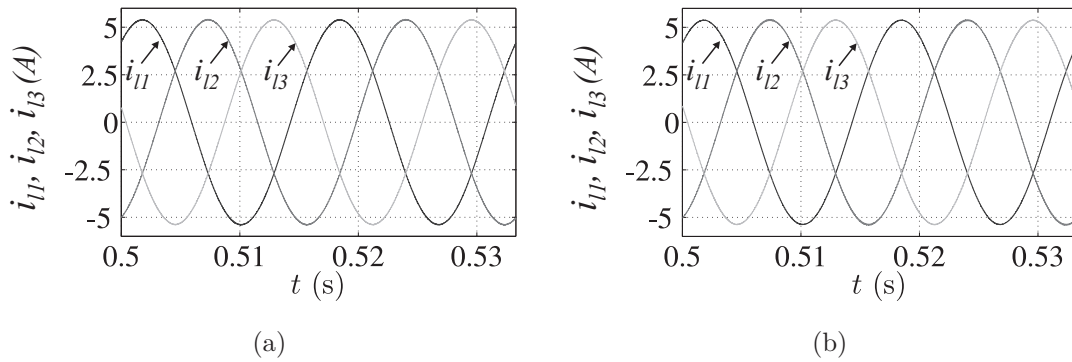


Figura 2.41: Resultados de simulação das correntes da modulação escalar (frequência de chaveamento = 10kHz) aplicada a topologia 322. (a) PWM Escalar. (b) PWM Espaço Vetorial.

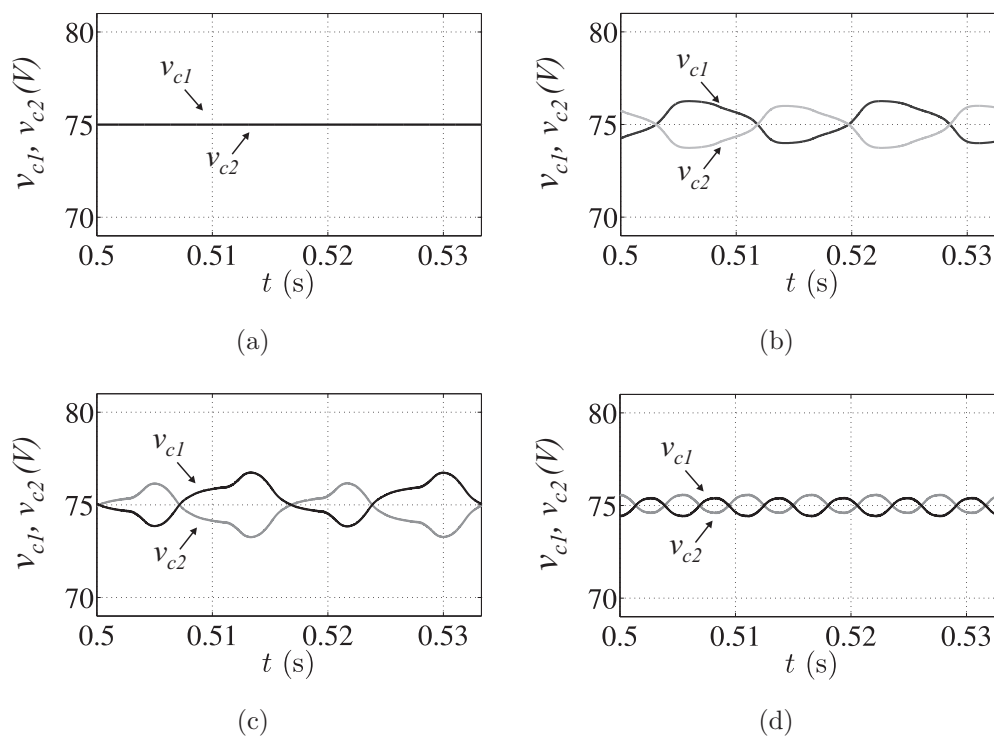


Figura 2.42: Resultados das tensões do barramento da modulação escalar (frequência de chaveamento = 10kHz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333

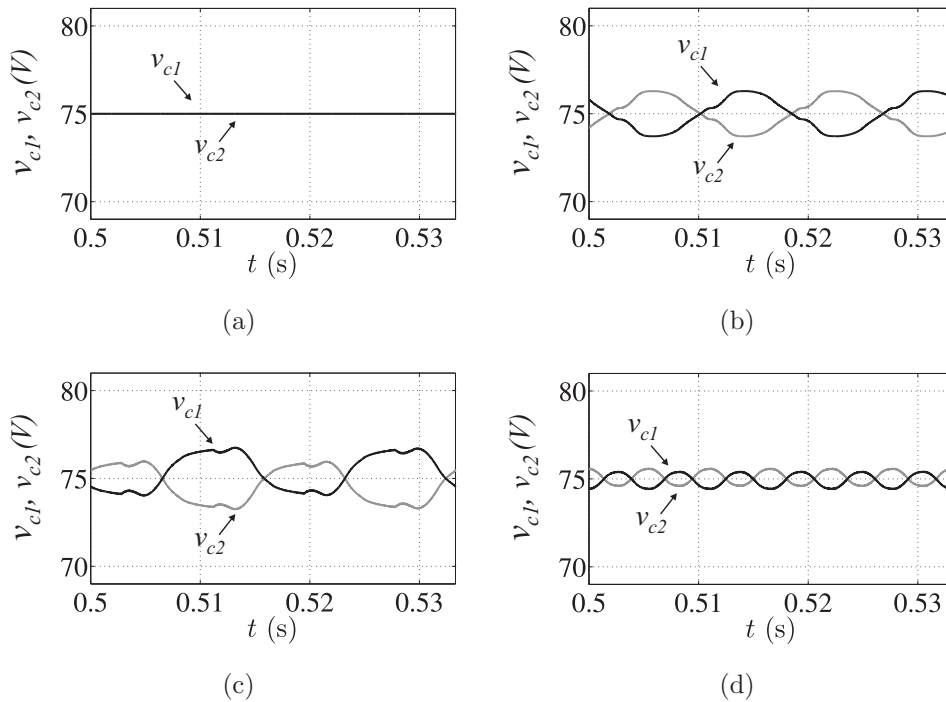


Figura 2.43: Resultados das tensões do barramento da modulação vetorial (frequência de chaveamento = 10kHz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

2.7.2 Frequência de chaveamento de 720Hz

Nas Figs. 2.44(a) e 2.44(b) são apresentados os resultados de simulação das correntes para a topologia 322, para as técnicas escalar e vetorial, respectivamente. Para as outras topologias, os resultados foram semelhantes, e se encontram no apêndice. Nas Figs. 2.45 e 2.46, observam-se as tensões do barramento para as técnica escalar e vetorial, respectivamente. O equilíbrio das tensões foi alcançado utilizando o controle do “ μ ”, para a técnica escalar, e o controle da variável “q”, como explicado anteriormente,

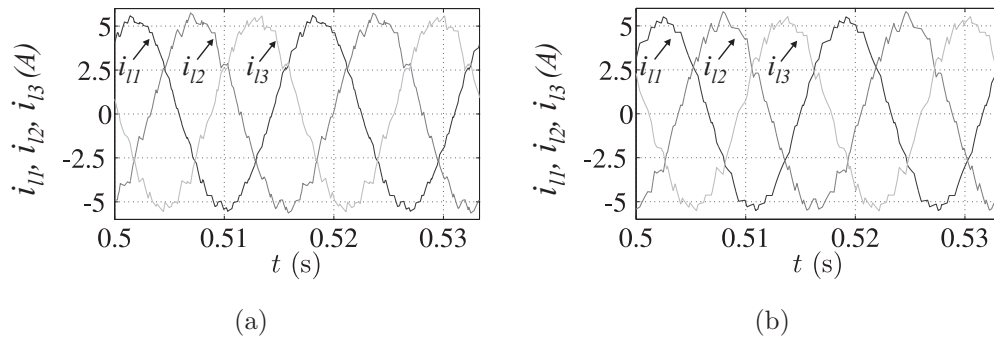


Figura 2.44: Resultados de simulação das correntes da modulação escalar (frequência de chaveamento = 720Hz) aplicada a topologia 322. (a) *PWM* Escalar. (b) *PWM* Espaço Vetorial.

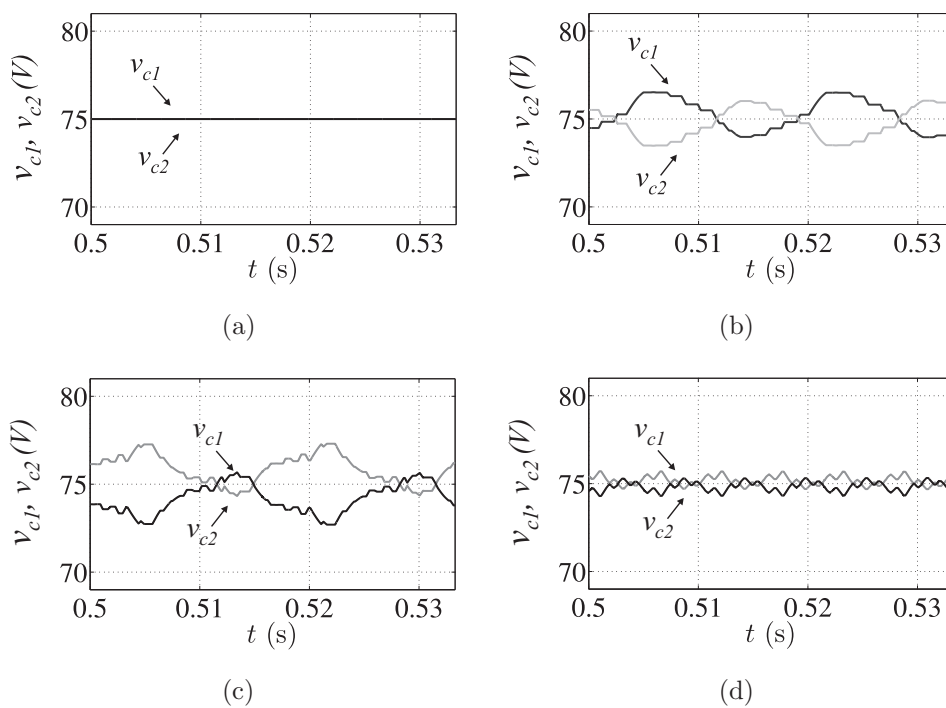


Figura 2.45: Resultados das tensões do barramento da modulação escalar (frequência de chaveamento = 720Hz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333

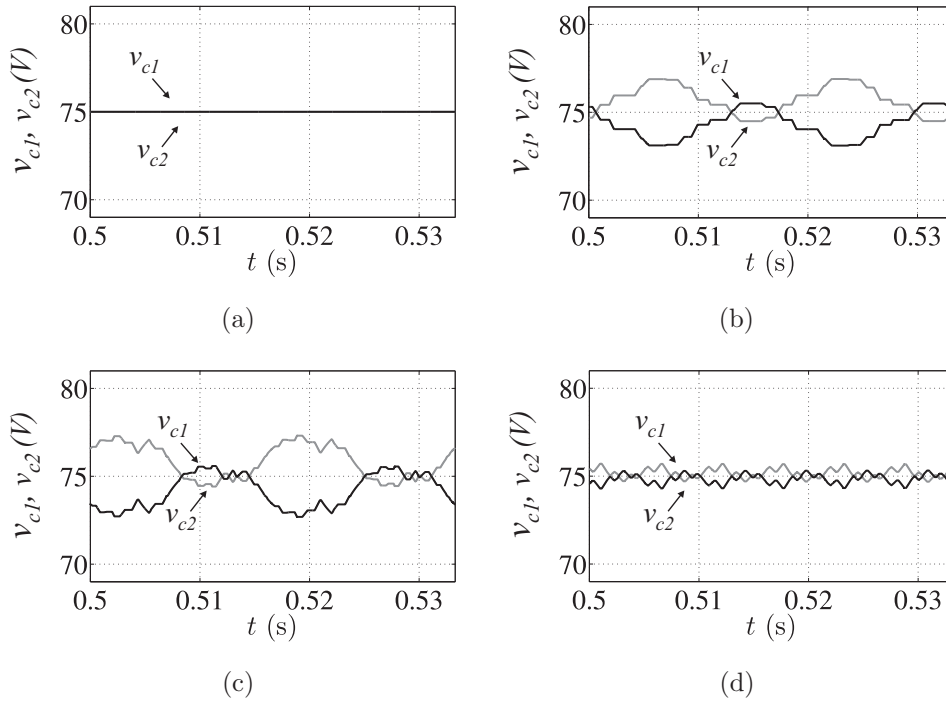


Figura 2.46: Resultados das tensões do barramento da modulação vetorial (frequência de chaveamento = 720Hz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

2.7.3 Tensão de Modo Comum

Foram avaliadas também as tensões de modo comum, seguindo a mesma linha de análises vistas nos artigos (Karugaba et al., 2012; Wei et al., 2004; Chaturvedi et al., 2008; Hoosh et al., 2010), onde foram vistos, o número de níveis dessas tensões.

Nas Tabelas 2.27 e 2.28, são listadas as amplitudes e o dv/dt dos níveis das tensões de modo comum para as topologias de três braços, como fração da tensão do barramento. Nas Figs. 2.47 e 2.48, são mostradas as formas de onda da tensão de modo comum (TMC) para algumas dessas topologias, onde E é a tensão do barramento.

Tabela 2.27: Nível da Tensão de Modo Comum - PWM Escalar

Topologia	Tamanho do Degrau
222	$E/3$
223	Dois níveis $E/3$, Um nível $E/6$
233	Dois níveis $E/6$, Um nível $E/3$
333	$E/6$

Tabela 2.28: Nível da Tensão de Modo Comum - PWM Vetorial

Topologia	Tamanho do Degrau
222	$E/3$
223	Setores 2 e 5: Um nível $E/3$, Um nível $E/6$, Um nível $E/2$ Setores 1, 3, 4 e 6: Um nível $E/6$, Um nível $E/3$
233	Setores 1 e 4: Dois níveis $E/6$, Um nível $E/3$ Setores 2, 3, 5 e 6: Dois níveis de $E/6$
333	$E/6$

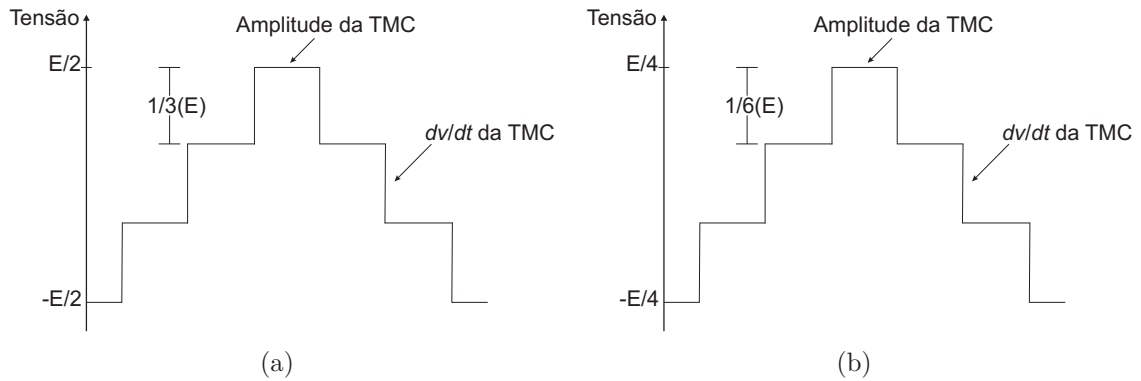


Figura 2.47: Níveis da TMC. (a) Topologia 222. (b) Topologia 333.

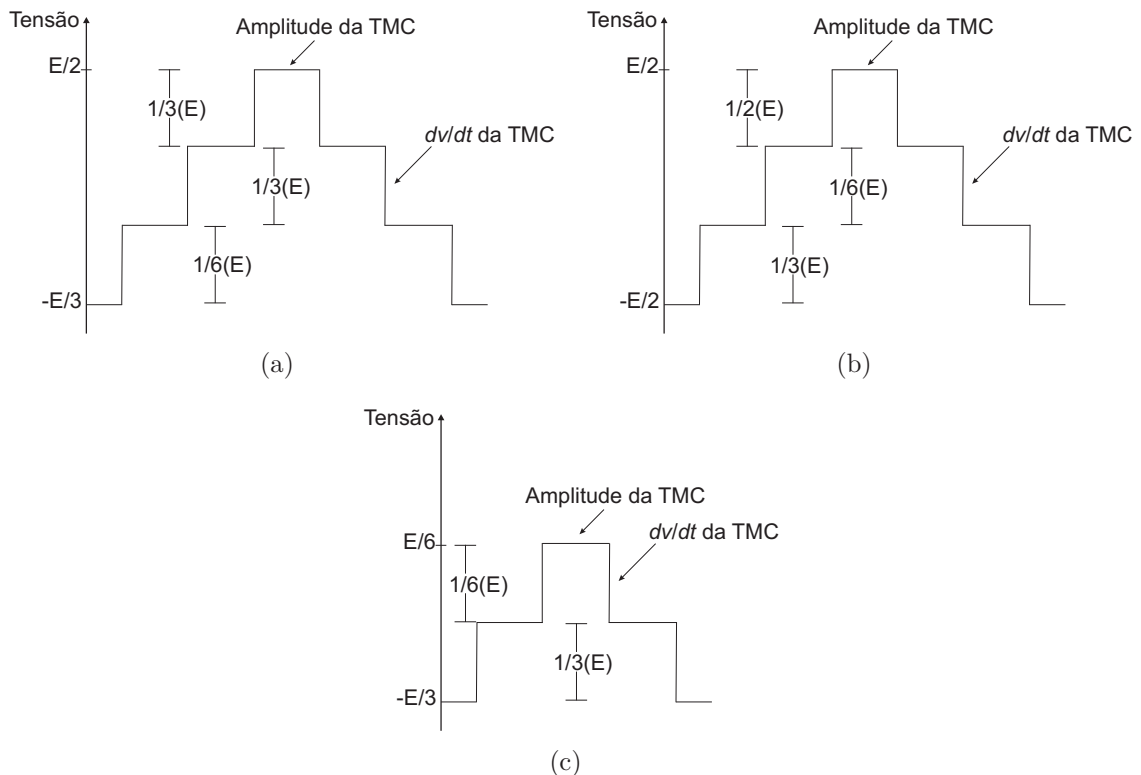


Figura 2.48: Níveis da TMC para a topologia 223. (a) PWM Escalar. (b) PWM Vetorial - Setores 2 e 5. (c) PWM Vetorial - Setores 1, 3, 4 e 6.

Quanto maior a quantidade de braços de três-níveis, menores as amplitudes, como também, menor o dv/dt da TMC. Essa redução é interessante para aplicações que envolvem motores como carga. O dv/dt da tensão de modo comum nos terminais do motor, influencia a amplitude das correntes que circulam no rolamento. Quanto menor for essa amplitude, menor será a degradação produzida, aumentando a vida útil do motor.

2.7.4 Tempo Para Desbalanceamento

Foi realizado o estudo da dinâmica do processo de desbalanceamento, tendo sido avaliado o tempo necessário para que o nível de desbalanceamento atinja uma diferença de tensão entre os capacitores de 20%. Para ambas as estratégias, o resultado pode ser visto nas Tabelas 2.29 e 2.30. A estratégia vetorial demorou mais tempo, quando comparada a técnica escalar, devido a se ter um chaveamento médio menor. O tempo das topologias propostas ficou bem próximo da topologia convencional de três-níveis.

Tabela 2.29: Tempo de Desbalanceamento - *PWM* Escalar

Topologia	<i>Tempo(s)</i>
333	0,1
323	0,16
322	0,18

Tabela 2.30: Tempo de Desbalanceamento - *PWM* Espaço Vetorial

Topologia	<i>Tempo(s)</i>
333	1,4
323	1,6
322	1,7

2.8 Resultados Experimentais

Será apresentado um conjunto de resultados obtidos experimentalmente. Os conversores propostos estão funcionando como inversor. Os resultados da parte experimental utilizaram os mesmos parâmetros da simulação (ver Tabela 2.26).

2.8.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Nas Figs. 2.49 - 2.52, são vistos os resultados para as técnicas vetorial para f_s de 10kHz. Como observado na simulação, não foi necessário a utilização de nenhum controle para equalizar as tensões do barramento na frequência de 10kHz. Será possível observar uma concordância dos resultados experimentais com os resultados obtidos por simulação.

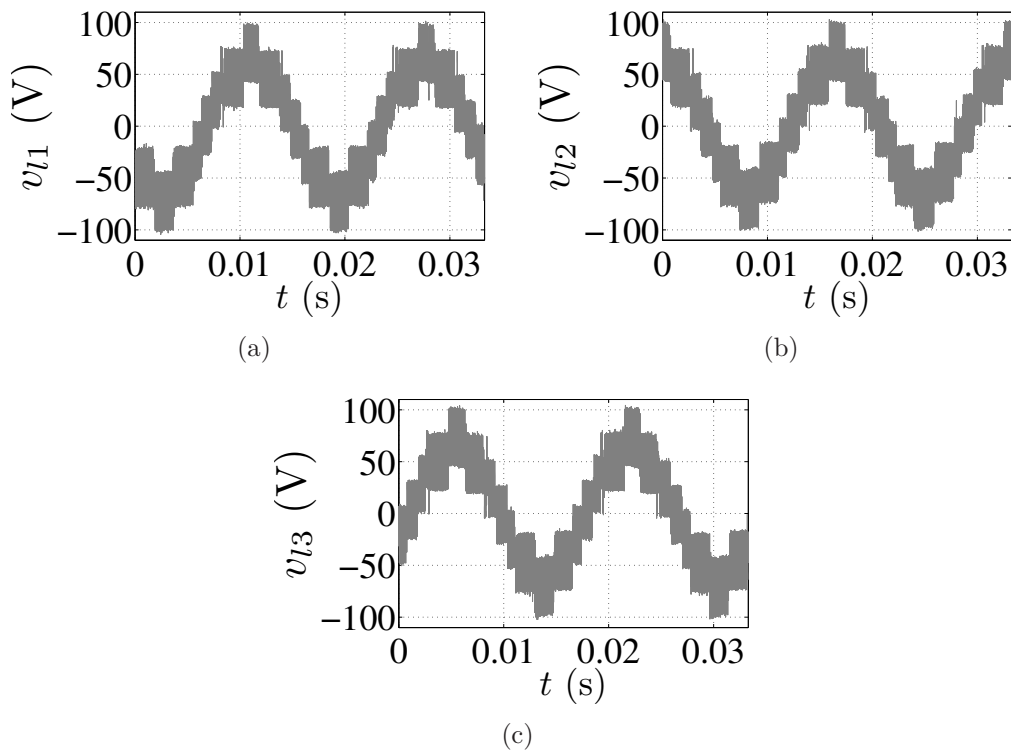


Figura 2.49: Tensões para a topologia 333 - *PWM* Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

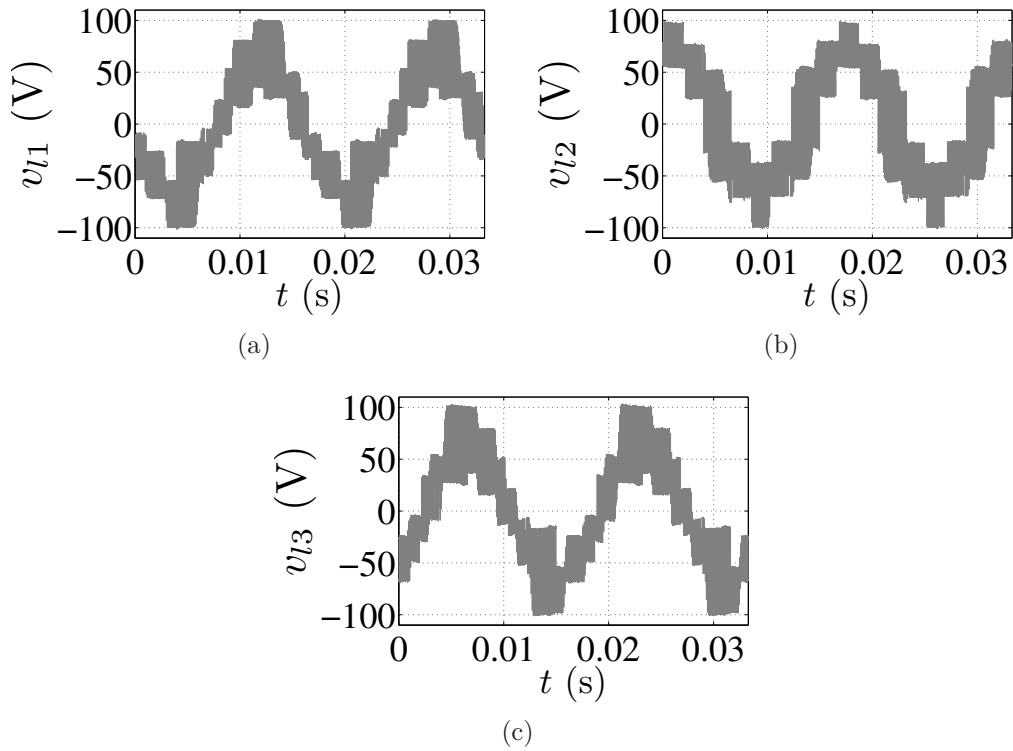


Figura 2.50: Tensões para a topologia 323 - *PWM* Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

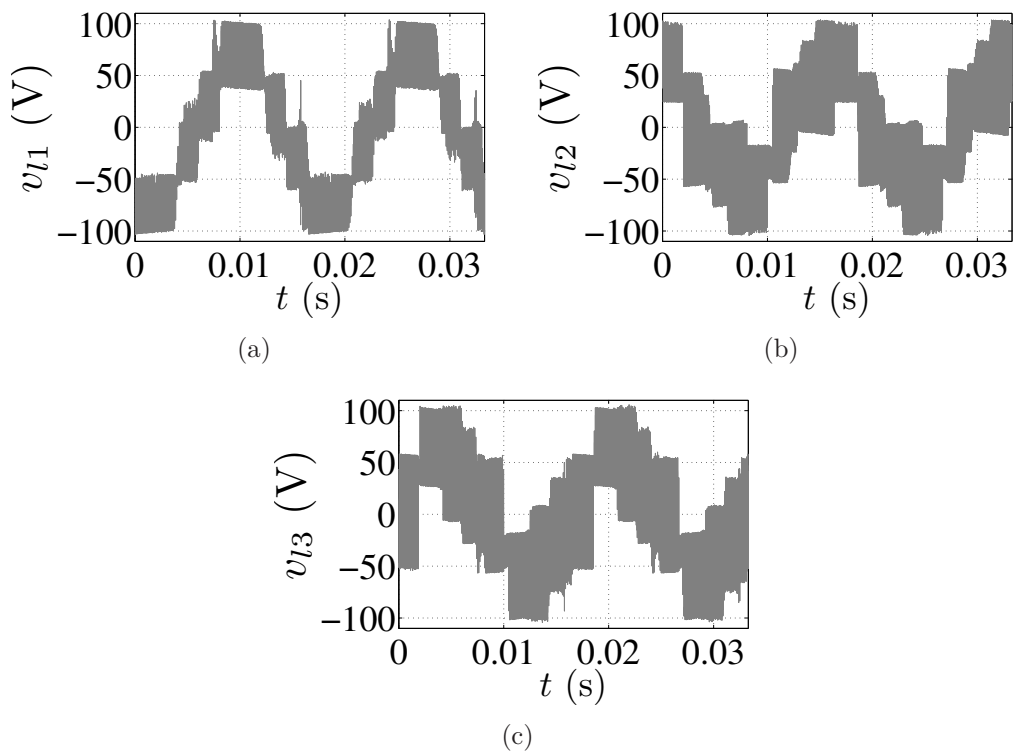


Figura 2.51: Tensões para a topologia 322 - *PWM* Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

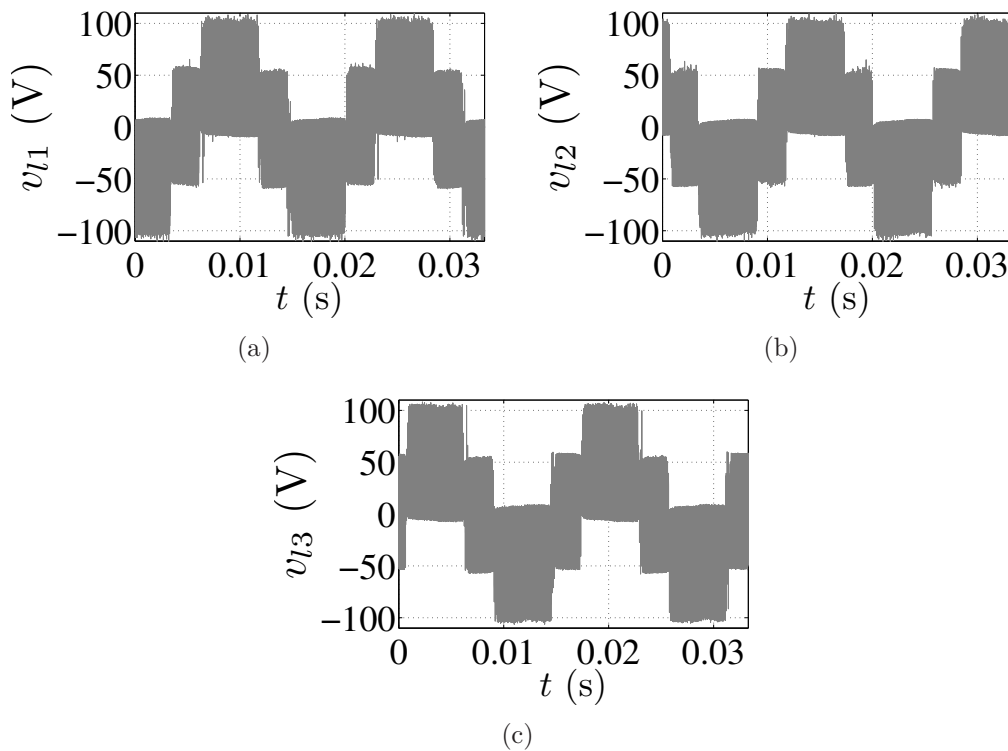


Figura 2.52: Tensões para a topologia 222-*PWM* Vetorial. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

As correntes para as topologias em estudo são apresentadas na Fig. 2.53. Nas Tabelas 2.31 e 2.32 são listados os resultados das distorções dessas tensões e correntes para f_s de 10kHz. Na Fig. 2.54, são mostrados os resultados para as tensões dos capacitores. Os resultados foram semelhantes aos resultados de simulação, sendo mantido o equilíbrio das tensões (observada uma margem, em torno do valor médio de +/- 5%).

Tabela 2.31: *WTHD* (%) das tensões para o *PWM* vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 10kHz

Topologia	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}	<i>Total</i>
333	0,82	0,89	0,79	2,5
233	1,72	0,93	1,05	3,70
223	0,92	1,76	1,73	4,41
222	1,72	1,56	1,60	4,88

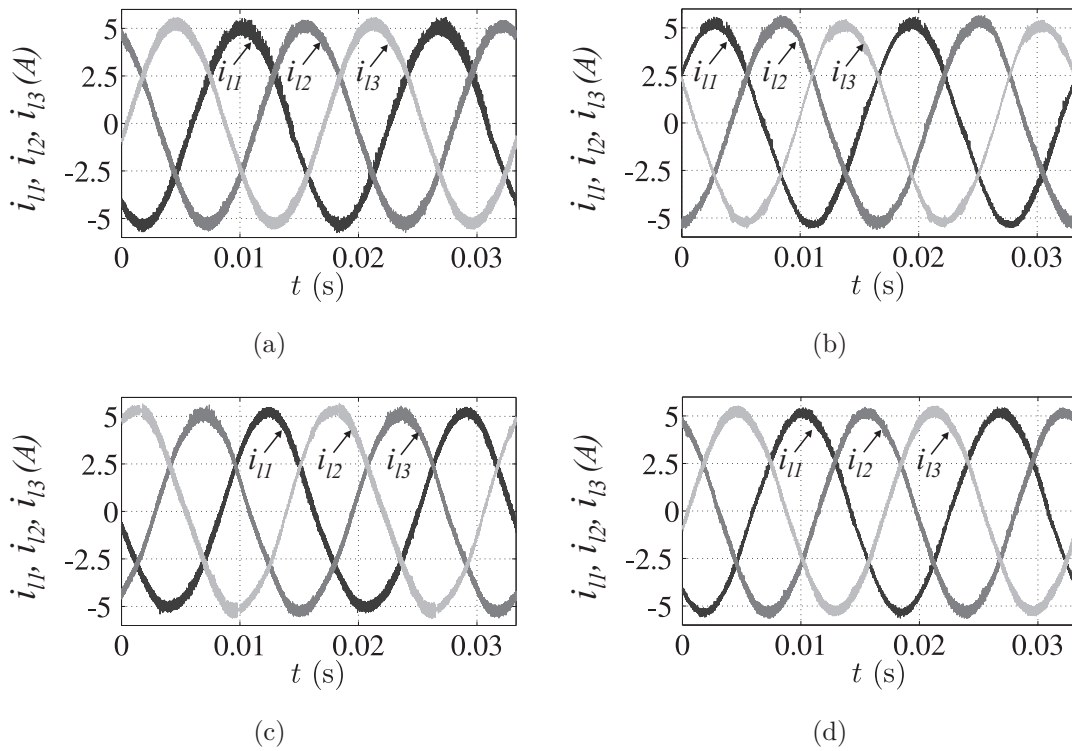


Figura 2.53: Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

Tabela 2.32: THD (%) das correntes para o PWM vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 10kHz

Topologia	i_{l1}	i_{l2}	i_{l3}	Total
333	0,96	0,91	0,90	2,77
233	1,35	1,2	1,16	3,63
223	1,6	1,85	1,07	4,52
222	1,78	1,68	1,58	5,04

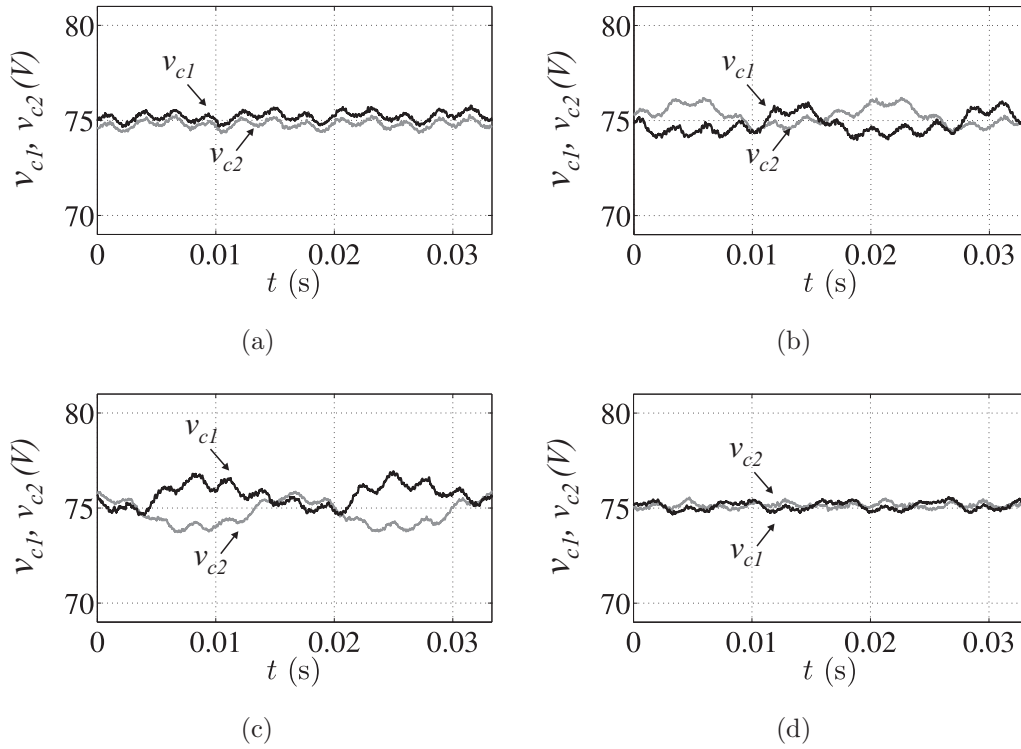


Figura 2.54: Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

2.8.2 Frequência de chaveamento de 720Hz

Nas Figs. 2.55 - 2.58, são apresentados os resultados para as técnicas vetorial. Para $f_s = 720\text{Hz}$, foi utilizado o controle das tensões dos capacitores, discutido na seção 2.4.1.

As correntes para as topologias em estudo podem ser observadas na Fig. 2.59. Na Fig. 2.60, são mostrados os resultados para as tensões dos capacitores. Os resultados foram semelhantes aos resultados de simulação, sendo mantido o equilíbrio das tensões (observada uma margem, em torno do valor médio de $\pm 5\%$). Nas Tabelas 2.33 e 2.34, são listados os resultados das distorções dessas tensões e correntes.

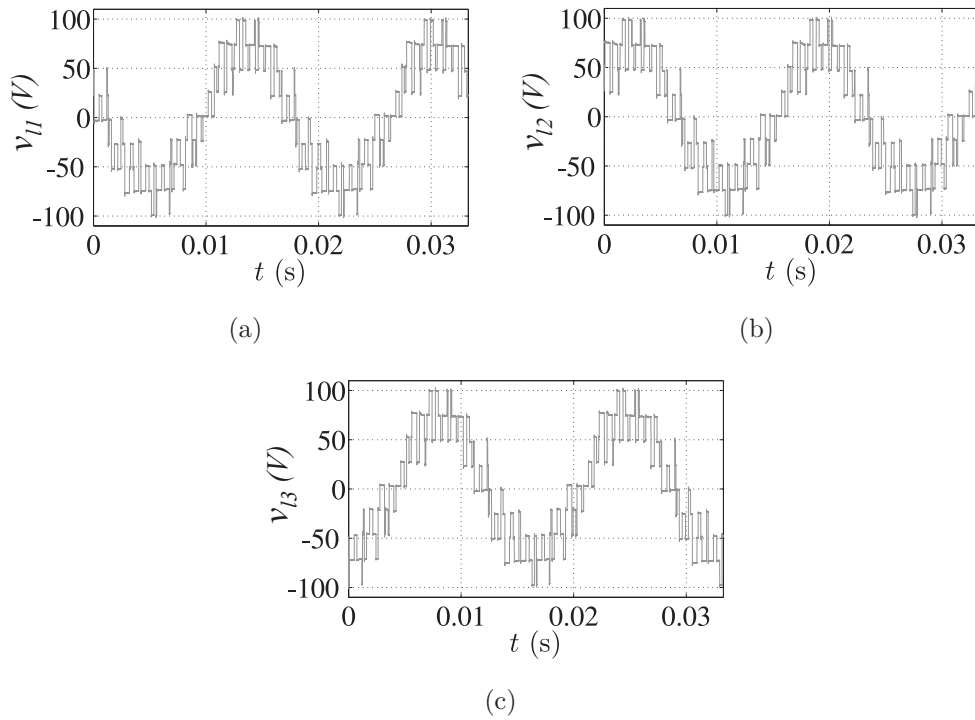


Figura 2.55: Tensões para a topologia 333 - *PWM* Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

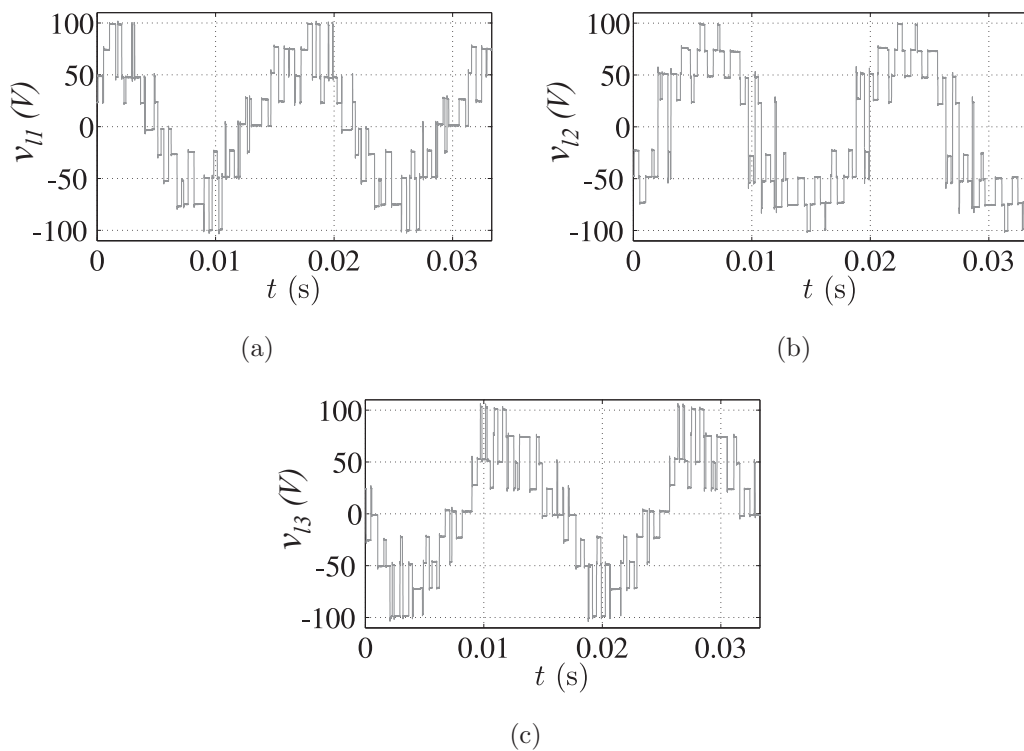


Figura 2.56: Tensões para a topologia 323 - *PWM* Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

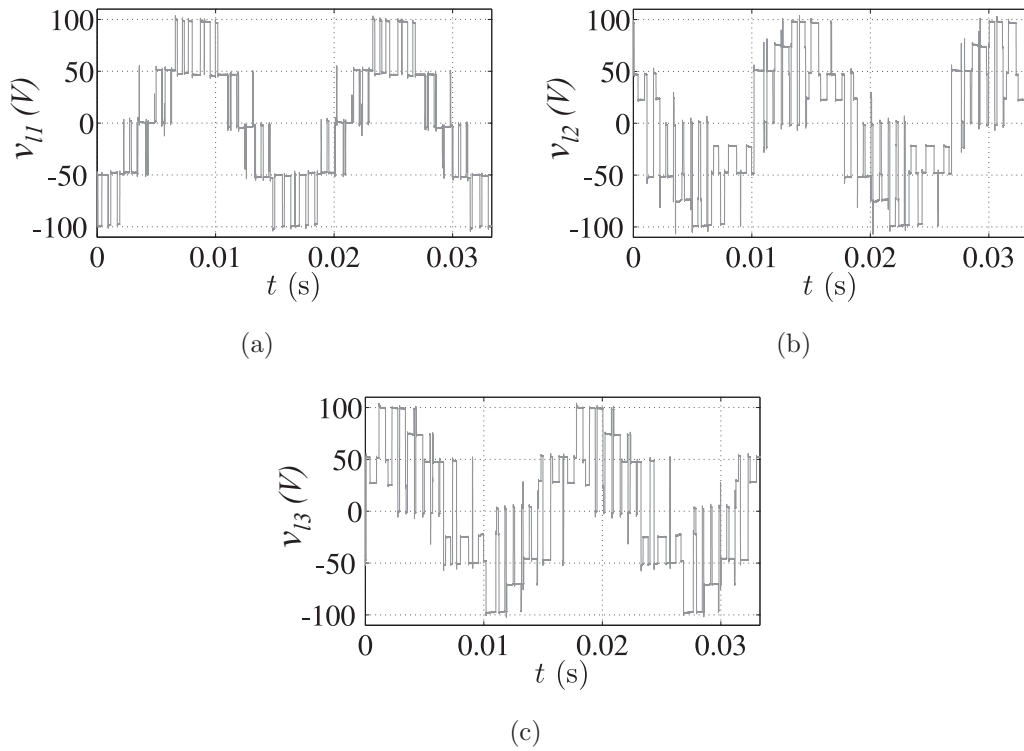


Figura 2.57: Tensões para a topologia 322 - *PWM* Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

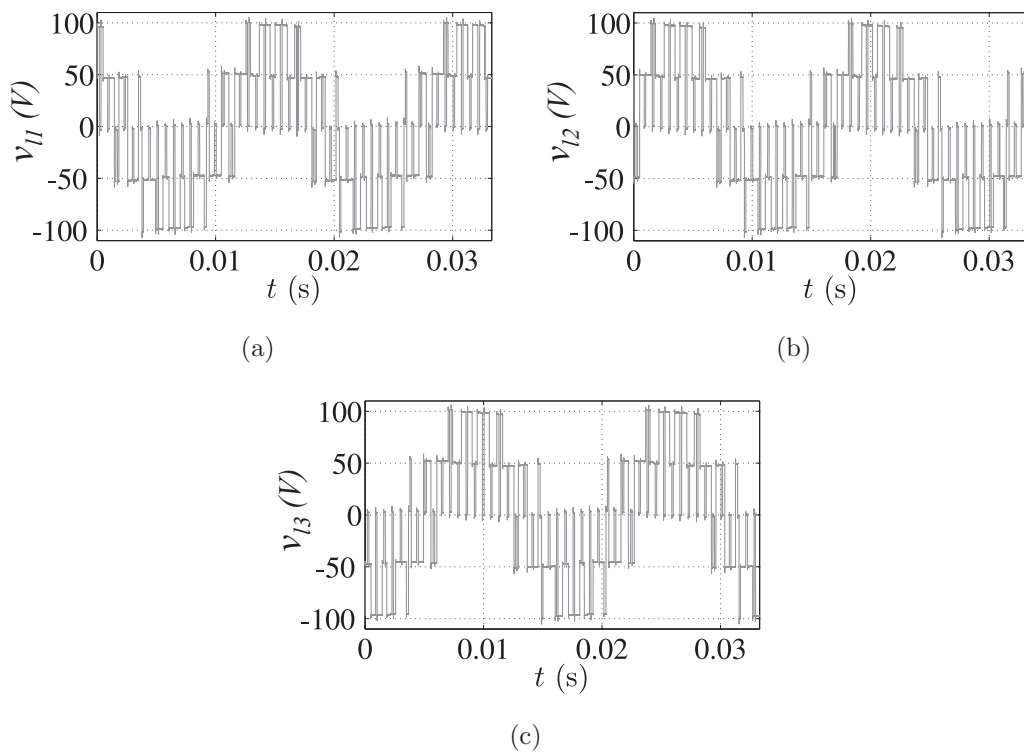


Figura 2.58: Tensões para a topologia 222 - *PWM* Vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

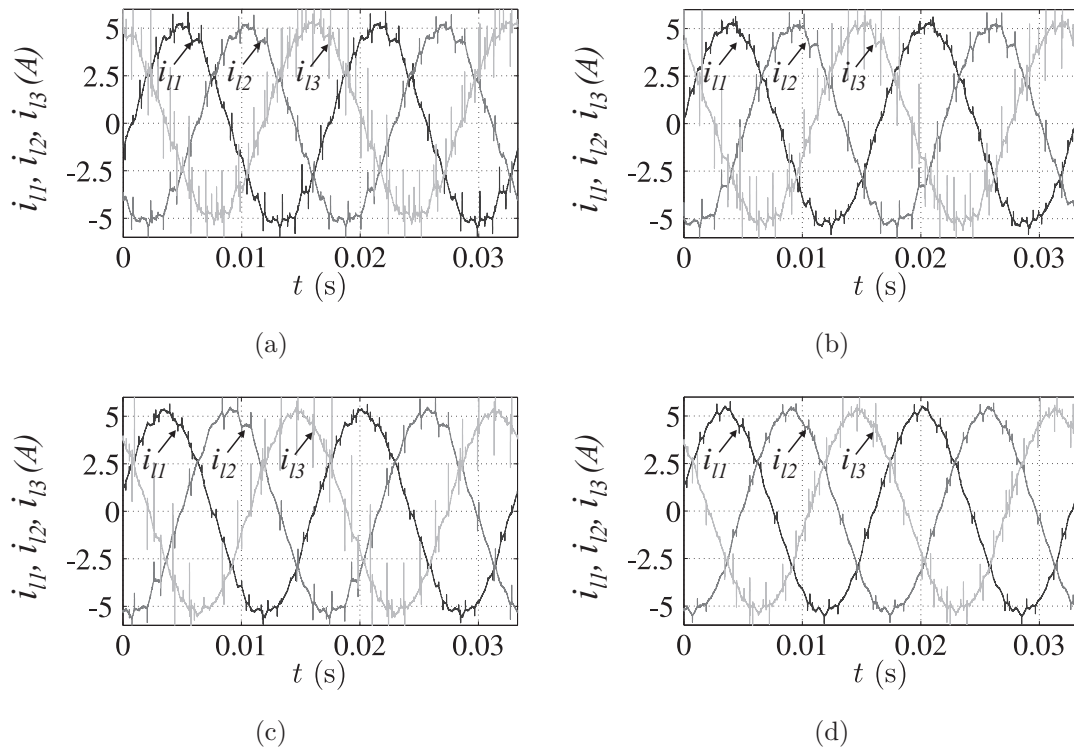


Figura 2.59: Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

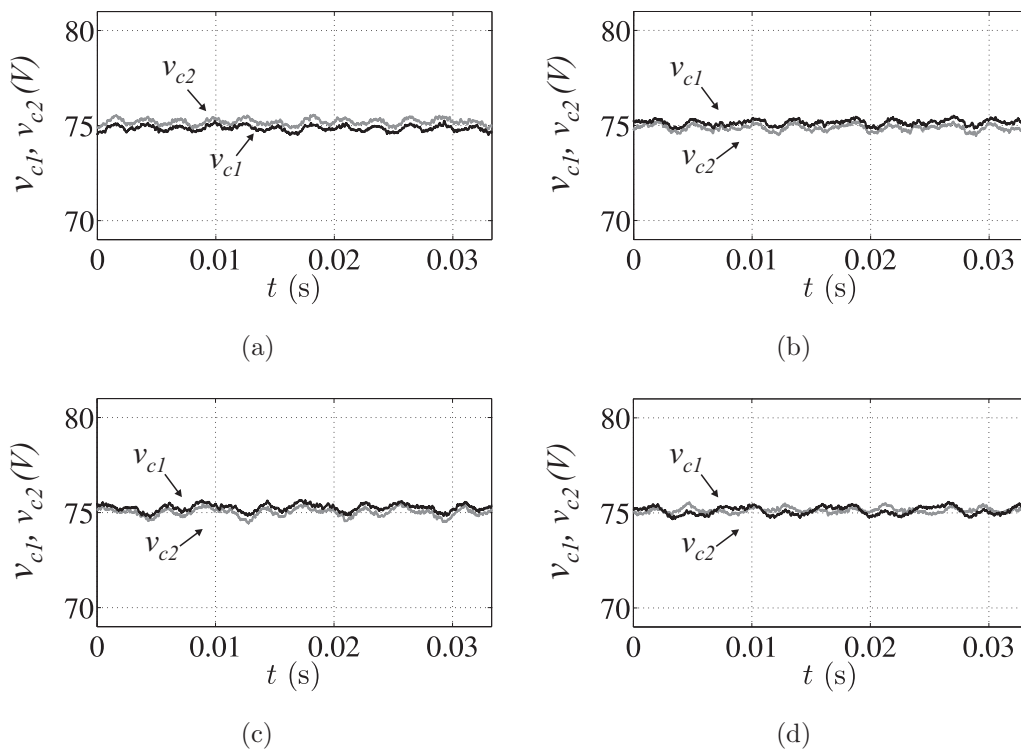


Figura 2.60: Resultados da modulação vetorial para frequência de chaveamento = 720Hz aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

Tabela 2.33: *WTHD* (%) das tensões para o *PWM* vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 720Hz

Topologia	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}	<i>Total</i>
333	3	3,0	3,0	9,0
233	3,5	3,16	3,31	9,97
223	3,7	3,6	3,5	10,8
222	3,83	3,87	3,79	11,5

Tabela 2.34: *THD* (%) das correntes para o *PWM* vetorial - experimental para frequência de chaveamento = 720Hz

Topologia	i_{l1}	i_{l2}	i_{l3}	<i>Total</i>
333	3,73	3,72	3,72	11,17
233	4,83	3,47	3,47	11,77
223	5,0	5,0	4,2	14,6
222	5,32	5,2	5,2	15,72

2.9 Conclusões

Os conversores que utilizam configurações mistas de chaves têm seu desempenho próximo ao de um conversor que utiliza todos os braços de três-níveis, utilizando menos chaves. O melhor “ μ ” para a técnica Escalar foi 0,5 para uma f_s de 10kHz. Para uma f_s de 720Hz, utilizou-se o controle para ambas as técnicas vistas na seção 2.4.1. Das análises realizadas, a técnica vetorial foi a que apresentou um melhor resultado.

Perdas nos Conversores

A técnica vetorial, para as perdas, obteve um ganho com relação a técnica escalar, devido à estratégia escalar utilizar sempre “quatro vetores”, em qualquer região do espaço vetorial. Foi analisado que não existe grampeamento nas fases, como visto na modulação vetorial. Quanto mais braços de três-níveis, menores as perdas por chaveamento, e maiores as perdas por condução, em ambas as estratégias.

Distorção Harmônica

Das análises das distorções, conclui-se que quanto maior o número de braços de três-níveis, menor o nível de distorção produzido pelo conversor.

Resultados Gerais

Na Tabela 2.35, tem-se a comparação das perdas e das distorções de uma topologia

proposta com as duas topologias convencionais de dois e três-níveis, utilizando a estratégia vetorial, para uma f_S de 10kHz. Os resultados de desempenho, para a topologia proposta, estão entre as duas topologias de conversores convencionais: são melhores que o convencional de dois-níveis, e piores, mas próximos, dos resultados do convencional de três-níveis. Os resultados experimentais foram semelhantes aos vistos em simulação: o mesmo número de níveis observados nas tensões de fase, a relação entre os níveis de distorção, e o equilíbrio das tensões do barramento, validando o experimento realizado.

Tabela 2.35: Tabela Comparativa do Capítulo 2

Topologia	$WTHD(\%)$	$Perdas(W)$
333	0,30	31,3
323	0,46	30,3
322	0,67	33,1
222	0,78	38,5

3

Conversor CA/CC/CA de Cinco Braços

3.1 Introdução

O conversor CA/CC/CA trifásico, também chamado de *back-to-back*, consiste de um retificador controlado (conversão CA/CC) e de um inversor controlado (conversão CC/CA), utilizando o mesmo barramento CC. Uma vantagem desse esquema é que a energia pode ser devolvida para a rede, como no caso de se utilizar fontes de energias renováveis.

O conversor *back-to-back* trifásico de três-níveis é apresentado na Fig. 3.1, denominado nesse trabalho de 6x3. Esta configuração pode gerar tensões com baixos níveis de distorção harmônica comparativamente com o conversor equivalente de dois-níveis. No entanto, o elevado número de chaves de potência tende a aumentar a complexidade de operação e custo do conversor, e reduz a sua confiabilidade.

Na Fig. 3.3(a), é apresentado o conversor de cinco braços de três-níveis proposto em (Jacobina et al., 2008), denominado aqui como 33333.

O conversor de cinco braços é muito interessante para ser utilizado como fonte de alimentação ininterrupta (do inglês, *UPS*) ou condicionador de qualidade de energia unificado (do inglês, *UPQC*), sem o transformador de isolamento. Uma abordagem interessante para reduzir o número de componentes de um conversor *back-to-back* de três-níveis *NPC*, preservando as características do conversor multinível, é combinar em um mesmo conversor braços

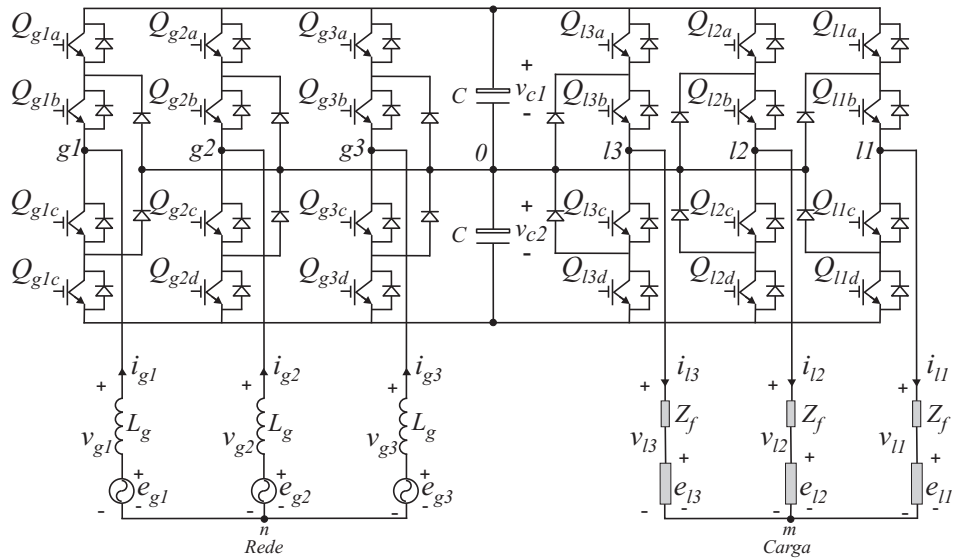


Figura 3.1: Conversor de seis braços de três-níveis (6x3).

de dois e três-níveis, como as configurações propostas em (Jacobina et al., 2009) para o conversor monofásico.

Neste capítulo, são investigadas as topologias utilizadas em um conversor trifásico, com cinco braços, utilizando estruturas de dois e três-níveis. Há 32 (2^5) combinações possíveis utilizando braços de dois e três-níveis em um conversor de energia de cinco braços. As seis configurações diferentes apresentados na Fig. 3.3 serão discutidas neste trabalho. As seguintes características relevantes das topologias são apresentadas:

- Método *PWM* Escalar e Espaço Vetorial;
- Análise das distorções harmônicas;
- Perdas nos diodos e chaves de potência.

As topologias propostas são compostas por braços que geram tensões de polo de 2 e 3 níveis. Na Fig. 3.2, é apresentado um circuito generalizado que representa todas as combinações possíveis de braços.

A identificação das diferentes topologias dos conversores é feita indicando o número de níveis de tensão em cada braço seguindo a sequência do braço $g1, g2, 3, l2, l1$. Por exemplo, quando os braços $g1, g2$ e $l1$ são de três-níveis e os braços 3 e $l2$ são de dois-níveis, esta

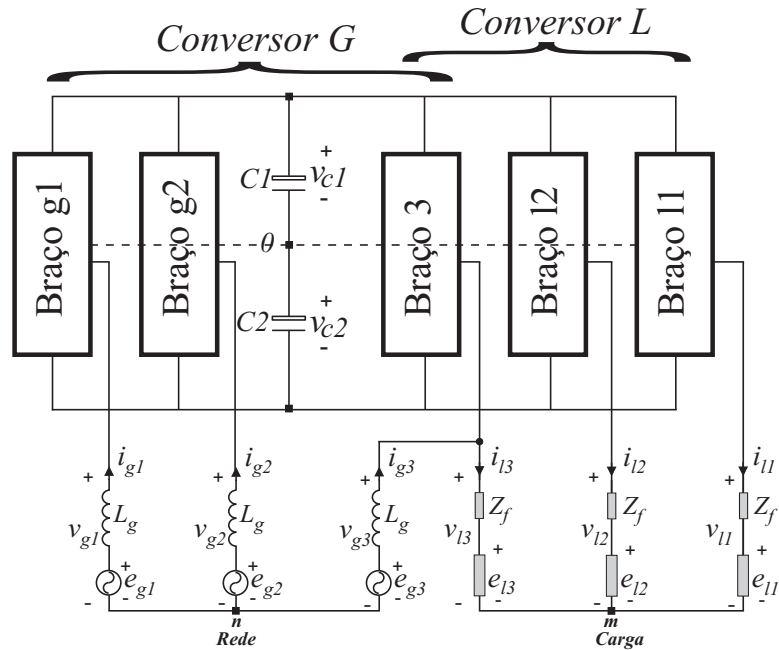


Figura 3.2: Diagrama generalizado de um conversor de cinco braços.

configuração é chamada 33223. A Fig. 3.3 apresenta seis exemplos de configurações do conversor de cinco braços: (a) 33333, (b) 22322, (c) 32223, (d) 23332, (e) 33322 e (f) 22333.

O conversor 33333 é a configuração de referência, com cinco braços de três-níveis. O conversor 22322 é um exemplo utilizando um único braço de três-níveis, e nesse caso, o braço é compartilhado entre os lados da rede e da carga do conversor. O conversor 32223, utiliza um braço de três-níveis, tanto para o lado da rede como para o lado da carga. O conversor 23332 é um exemplo em que são utilizados dois braços de três-níveis, tanto para a rede como para a carga. Os conversores de 33322 e 22333 têm três braços de três-níveis para os lados da rede e da carga, respectivamente. Eles permitem melhorar os níveis de distorção preferencialmente da rede (com 33322) ou da carga (com 22333). Na Tabela 3.1, é listado o número de diodos e chaves de potência para cada uma das configurações estudadas.

Tabela 3.1: Número de diodos e chaves nos conversores

Topologia	Chaves	Diodos
6x3	24	36
33333	20	30
22322	12	14
32223	14	18
23332	16	22
33322	16	22
22333	16	22

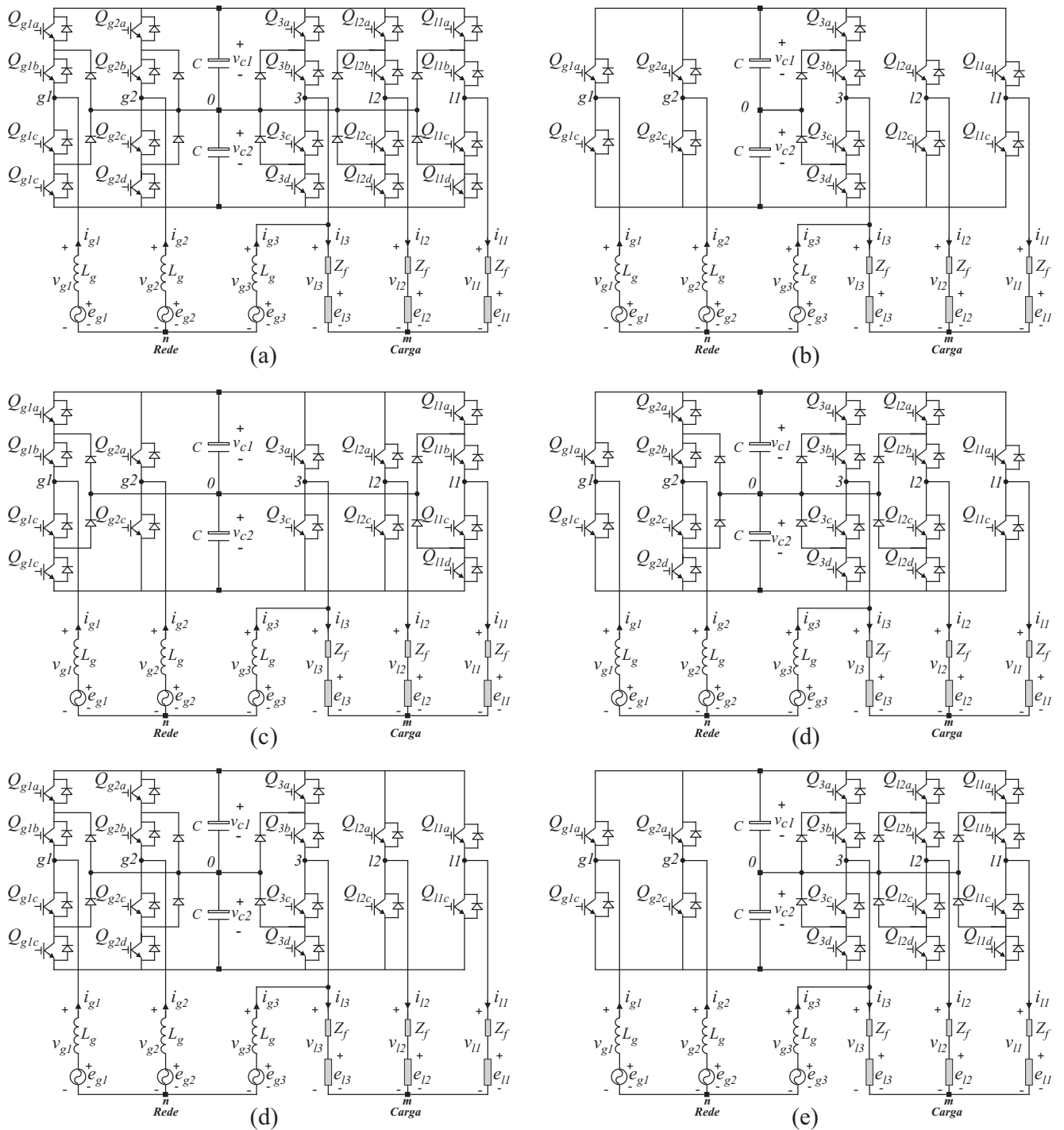


Figura 3.3: Exemplos dos conversores propostos de cinco braços. (a) Cinco braços de três-níveis (33333). (b) Um braço de três-níveis (22322). (c) Dois braços de três-níveis (32223). (d) Três braços de três-níveis (23332). (e) Três braços de três-níveis no lado da rede (33322). (f) Três braços de três-níveis no lado da carga (22333).

3.2 Tensões do Conversor

O conversor de cinco braços pode ser representado pelo circuito equivalente visto na Fig. 3.4. As seguintes equações com $j = 1, 2$ podem ser derivadas da Fig. 3.4

$$v_{gj0} = v_{gj} + v_{n0} \tag{3.1}$$

$$v_{30} = v_{g3} + v_{n0} = v_{l3} + v_{m0} \tag{3.2}$$

$$v_{lj0} = v_{lj} + v_{m0} \tag{3.3}$$

onde v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são as tensões do conversor do lado da rede, v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} são as tensões do conversor do lado da carga, v_{g10} , v_{g20} , v_{30} , v_{l10} e v_{l20} são as tensões de polo do lado da rede e da carga com referência ao ponto central do barramento CC (“0”), respectivamente, e v_{n0} e v_{m0} são as tensões dos pontos n e m com referência ao ponto central do barramento.

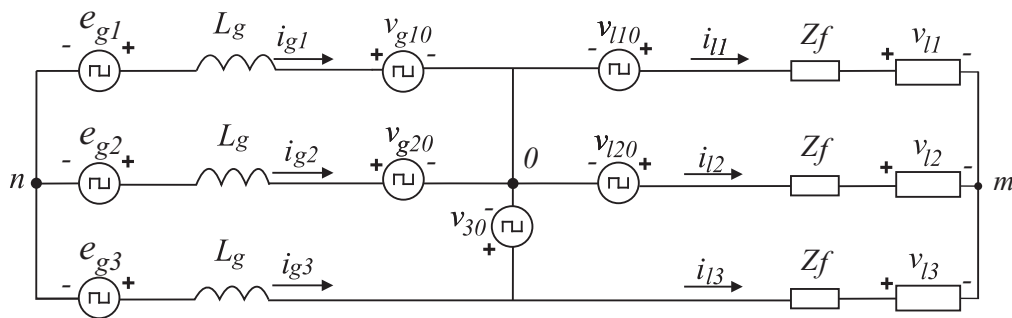


Figura 3.4: Circuito equivalente de um conversor de cinco braços.

As tensões de polo são dadas por

$$v_{w0} = (S_w - 1) \frac{v_c}{2} \text{ para } w = g1, g2, 3, l1 \text{ e } l2 \tag{3.4}$$

onde o estado do braço w é $S_w = 0, 1$ e 2 para os braços de três-níveis e $S_w = 0$ e 2 para os braços de dois-níveis e $v_c = v_{c1} + v_{c2}$ é a tensão do barramento CC.

Na Tabela 3.2, estão listadas as tensões de polo e os estados S_w dos braços como função do estado de cada chave de potência, onde q_{wa} , q_{wb} , q_{wc} e q_{wd} são os estados de condução das chaves Q_{wa} , Q_{wb} , Q_{wc} , e Q_{wd} .

Com a mesma tensão de barramento CC, o estresse de tensão sobre os interruptores de um braço de dois-níveis é duas vezes a de um braço de três-níveis. Portanto, a tensão dos interruptores no braço de três-níveis é selecionada como metade da escolhida para os interruptores nos braços de dois-níveis.

Tabela 3.2: Tensões de polo e estados dos braços como uma função dos estados de condução das chaves de potência

Trê-níveis					
S_w	q_{wa}	q_{wb}	q_{wc}	q_{wd}	v_{w0}
0	0	0	1	1	$-v_c/2$
1	0	1	1	0	0
2	1	1	0	0	$v_c/2$
Dois-níveis					
0	0	—	1	—	$-v_c/2$
2	1	—	0	—	$v_c/2$

3.3 Modelo do Sistema

Na Figura 3.4, é apresentado o conversor *back-to-back* em uma topologia com cinco braços. Ele é alimentado por uma entrada trifásica, e é composto por indutores de entrada (L_g), um retificador *PWM*, um banco de capacitores, um inversor *PWM* e a carga.

A Fig. 3.4 ilustra o modelo do circuito equivalente genérico onde é possível ver os sentidos das correntes e as tensões presentes na topologia. Este esquema será usado para desenvolver as equações do modelo.

A partir da Fig. 3.4, as equações do conversor podem ser escritas da seguinte maneira:

$$e_{g1} - (r_g + pl_g)i_{g1} - v_{g10} + v_{no} = 0 \quad (3.5)$$

$$e_{g2} - (r_g + pl_g)i_{g2} - v_{g20} + v_{no} = 0 \quad (3.6)$$

$$e_{g3} - (r_g + pl_g)i_{g3} + v_{no} - v_{30} - (R_l + pL_l)i_{l3} - v_{l3} + v_{mo} = 0 \quad (3.7)$$

$$-v_{l1} - (R_l + pL_l)i_{l1} - v_{l10} + v_{mo} = 0 \quad (3.8)$$

$$-v_{l2} - (R_l + pL_l)i_{l2} - v_{l20} + v_{mo} = 0 \quad (3.9)$$

onde, e_{g1} , e_{g2} , e_{g3} , i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} são as tensões e correntes da rede trifásica, e v_{l1} , v_{l2} , v_{l3} , i_{l1} , i_{l2} e i_{l3} são as tensões e correntes da saída trifásica; o elemento $p = d/dt$; r_g e l_g representam as resistências e indutâncias dos indutores da entrada, L_l e R_l representam as indutâncias e resistências dos indutores do motor.

As tensões v_{g10} e v_{g20} são as tensões de polo do lado do retificador do conversor, as tensões v_{l10} , v_{l20} são as tensões de polo do lado do inversor do conversor e v_{30} é a tensão do braço compartilhado. A tensão v_{no} corresponde à diferença de tensão entre o ponto central do barramento capacitivo e o neutro da rede, e a tensão v_{mo} corresponde à diferença de

tensão entre o ponto central do barramento capacitivo e o neutro da carga.

A partir das Equações (3.5)-(3.9) podem ser derivadas as expressões que modelam dinamicamente o sistema em termos das correntes internas do conversor em estudo. Estas expressões são exibidas nas Equações (3.10) - (3.15).

$$di_{g1} = -\frac{1}{3} \frac{-2e_{g1} + e_{g2} + 2R_g i_{g1} - R_g i_{g2} + 2v_{g1o} - v_{g2o} + e_{g3} - R_g i_{g3} - v_{g3o}}{L_g} \quad (3.10)$$

$$di_{g2} = \frac{1}{3} \frac{-e_{g1} + 2e_{g2} + R_g i_{g1} - 2R_g i_{g2} + v_{g1o} - 2v_{g2o} - e_{g3} + R_g i_{g3} + v_{g3o}}{L_g} \quad (3.11)$$

$$di_{g3} = -\frac{1}{3} \frac{e_{g1} + e_{g2} - R_g i_{g1} - R_g i_{g2} - v_{g1o} - v_{g2o} - 2e_{g3} + 2R_g i_{g3} + 2v_{g3o}}{L_g} \quad (3.12)$$

$$di_{l1} = -\frac{1}{3} \frac{-2v_{l10} + v_{l20} + 2R_l i_{l1} - R_l i_{l2} + v_{g30} - R_l i_{l3}}{L_l} \quad (3.13)$$

$$di_{l2} = -\frac{1}{3} \frac{v_{l10} - 2v_{l20} - R_l i_{l1} + 2R_l i_{l2} + v_{g30} - R_l i_{l3}}{L_l} \quad (3.14)$$

$$di_{l3} = -\frac{1}{3} \frac{v_{l10} + v_{l20} - R_l i_{l1} - R_l i_{l2} - 2v_{g30} + 2R_l i_{l3}}{L_l} \quad (3.15)$$

onde e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} são as tensões da rede trifásica, i_{g1} , i_{g2} , i_{g3} , i_{l1} , i_{l2} e i_{l3} representam as correntes internas do conversor. As variáveis v_{g10} , v_{g20} , v_{g30} , v_{l10} , v_{l20} são as tensões de polo do conversor. As indutâncias L_g acoplam os braços do conversor nas fases 1, 2 e 3 no lado do retificador e as indutâncias L_l acoplam os braços do conversor nas fases da carga no lado do inversor, além de atuarem como filtros para eliminar harmônicos de corrente em alta frequência.

3.4 Estratégias *PWM*

Os sinais *PWM* podem ser gerados usando técnicas baseadas em portadoras, espaço vetorial ou técnicas de eliminação seletiva de harmônicos (Holtz, 1994; Trzynadlowski et al., 1993; Ojo et al., 2002; Agelidis et al., 2008). As técnicas com portadora *PWM* triangular (Escalar) e Espaço Vetorial serão discutidas a seguir.

3.4.1 PWM Escalar

A modulação por largura de pulso pode ser baseada nas tensões de polo da rede e da carga, as quais são definidas a partir das tensões de referência do conversor da rede e da carga, respectivamente.

As tensões de referência são indicadas como v_{g1}^* , v_{g2}^* , v_{g3}^* , v_{l1}^* , v_{l2}^* e v_{l3}^* . Existem somente quatro tensões de referência independentes do conversor; duas entre v_{g1}^* , v_{g2}^* , e v_{g3}^* e duas entre v_{l1}^* , v_{l2}^* e v_{l3}^* , devido a soma das tensões da rede e da carga ser igual a zero. Baseado no circuito equivalente, visto na Fig. 3.4, as tensões de polo (para $j = 1, 2$), podem ser expressas por

$$v_{gj0}^* = v_{gj}^* + v_{n0}^* \quad (3.16)$$

$$v_{30}^* = v_{g3}^* + v_{n0}^* = v_{l3}^* + v_{m0}^* \quad (3.17)$$

$$v_{lj0}^* = v_{lj}^* + v_{m0}^* \quad (3.18)$$

A partir de (3.2) podemos obter v_{m0} , dado por (3.19)

$$v_{m0}^* = v_{gl}^* + v_{n0}^* \quad (3.19)$$

onde $v_{gl}^* = v_{g3}^* - v_{l3}^*$. Essa equação mostra que v_{n0}^* e v_{m0}^* não são independentes. Substituindo (3.19) em (3.3), as seis tensões de polo de referência (para $j = 1, 2$), são dadas por

$$v_{gj0}^* = v_{gj}^* + v_{n0}^* \quad (3.20)$$

$$v_{30}^* = v_{g3}^* + v_{n0}^* \quad (3.21)$$

$$v_{lj0}^* = v_{lj}^* + v_{gl}^* + v_{n0}^* \quad (3.22)$$

Existe um grau de liberdade (v_{n0}) na definição das tensões de polo de referência (3.20)-(3.22). A fim de distribuir as tensões de polo de referência no interior da região linear do *PWM*, é definido um fator de distribuição, μ ($0 \leq \mu \leq 1$), de modo que

$$v_{n0}^* = \mu v_{n0\max}^* + (1 - \mu)v_{n0\min}^* \quad (3.23)$$

onde $v_{n0\max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{\max}$ e $v_{n0\min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{\min}$, com $v_{\max} = \max \vartheta$, $v_{\min} = \min \vartheta$ e $\vartheta = \{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*, v_{l1}^* + v_{gl}^*, v_{l2}^* + v_{gl}^*\}$. Essa expressão é derivada usando a mesma abordagem usada para obter o *PWM* equivalente trifásico (Jacobina et al., 2001), (Blasko, 1996).

A partir do valor escolhido para μ , as cinco tensões de polo v_{gj0}^* à v_{lj0}^* são calculadas. A fim de obter os estados das chaves, as tensões de polo de referência são comparadas com duas portadoras triangulares deslocadas (de 0 a $E/2$ e outra de $-E/2$ a zero, sendo E a tensão do barramento) para os braços de três-níveis, e com uma portadora (de $-E/2$ a $E/2$) para os braços de dois-níveis.

Para analisar os conversores G e L, da mesma maneira que é feito para o conversor de seis braços, podem ser definidos fatores de distribuição μ_g ($0 \leq \mu_g \leq 1$) e μ_l ($0 \leq \mu_l \leq 1$), respectivamente. Nesse caso, são introduzidos v_{n0}^* e v_{m0}^* dados pelos conversores G e L, por

$$v_{n0}^* = \mu_g v_{n0 \max} + (1 - \mu_g) v_{n0 \min} \quad (3.24)$$

$$v_{m0}^* = \mu_l v_{m0 \max} + (1 - \mu_l) v_{m0 \min} \quad (3.25)$$

onde $v_{n0 \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{g \max}$, $v_{n0 \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{g \min}$, $v_{m0 \max}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_{l \max}$ e $v_{m0 \min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_{l \min}$ com $v_{g \max} = \max \vartheta_g$, $v_{g \min} = \min \vartheta_g$, $v_{l \max} = \max \vartheta_l$, $v_{l \min} = \min \vartheta_l$, $\vartheta_g = \{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}$ e $\vartheta_l = \{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\}$. Desde que os conversores G e L não são independentes, os valores de μ_g e μ_l não podem ser escolhidos independentemente, uma vez que são funções de μ . Primeiro escolhe-se o valor de μ , só então pode-se determinar o valor de v_{n0}^* da equação (3.23). Então, determina-se v_{n0}^* e v_{m0}^* usando $v_{n0}^* = v_{n0}^*$ e $v_{m0}^* = v_{gl}^* + v_{n0}^*$, e a partir das equações (3.24)-(3.25), são determinados μ_g e μ_l .

3.4.2 PWM Espaço Vetorial

As tensões da rede e da carga, v_{g1} , v_{g2} , v_{g3} e v_{l1} , v_{l2} , v_{l3} , as quais são fornecidas por cada um dos lados do conversor correspondente, podem ser exibidas no plano espaço vetorial dq . Este plano vetorial é definido de tal modo que as tensões v_d e v_q coincidem com eixo d [eixo real (Re)] e eixo q [eixo imaginário (Im)], respectivamente. Esses vetores são representados por $V_i = V_d + jV_q$ com $i = 0, 1, 2, \dots, 18$, como visto na Fig. 3.5.

Para a configuração 33333 ou quaisquer configurações onde existem três braços de três-níveis nos lados da rede ou da carga, i.e., conversor G para a configuração 333 $u_l t_l$ e conversor L para a configuração $u_g t_g 333$ (u_g , t_g , u_l , e t_l tem valores 2 e 3, para indicar qualquer combinação de braços de três ou dois-níveis), existem 19 diferentes vetores de tensão (V_0 ao V_{18}) (Fig. 3.5). Na Tabela 3.3, têm-se os estados dos interruptores para cada vetor. Ao longo desse capítulo, as variáveis u_g , t_g , u_l , e t_l representam, respectivamente, g_1 , g_2 , l_2 e l_1 e tem

valores de 2 ou 3 representando braços de dois-níveis e três-níveis, respectivamente.

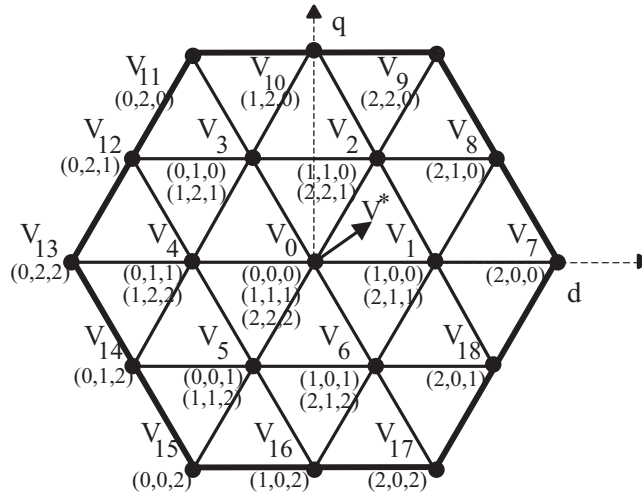


Figura 3.5: Vetores espaciais gerados pelos conversores G e L (onde u_g , t_g , u_l , e t_l são 2 ou 3). (a) Configuração 333 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 333$

Para configurações utilizando dois braços de três-níveis e um de dois-níveis no lado da rede ou da carga, i.e., 233 $u_l t_l$, 323 $u_l t_l$, 332 $u_l t_l$ para o lado da rede e $u_g t_g 233$, $u_g t_g 323$, e $u_g t_g 332$ para o lado da carga, existem 17 vetores no espaço vetorial. Isso significa que existem dois vetores a menos que na configuração de três níveis. Os vetores que faltam são V_{10} e V_{16} para as configurações 233 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 332$ (ver Fig. 3.6(a)), V_8 e V_{14} para as configurações 323 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 323$ (ver Fig. 3.6(b)), V_{12} e V_{18} para as configurações 332 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 233$ (ver Fig. 3.6(c)).

Para configurações utilizando dois braços de dois-níveis e um braço de três-níveis, i.e., 322 $u_l t_l$, 232 $u_l t_l$, 223 $u_l t_l$ para o lado da rede e $u_g t_g 322$, $u_g t_g 232$, e $u_g t_g 223$ para o lado da carga, existem onze vetores no espaço vetorial.

Isso significa que houve uma redução de oito vetores no espaço vetorial quando comparado com o espaço vetorial dos conversores de três-níveis $u_g t_g 333$ e 333 $u_l t_l$. Os vetores que faltam são V_1 , V_3 , V_4 , V_6 , V_8 , V_{10} , V_{14} e V_{16} para as configurações 223 $u_l t_l$ e $u_g t_g 322$ (ver Fig. 3.7(a)), V_1 , V_2 , V_4 , V_5 , V_{10} , V_{12} , V_{16} e V_{18} para as configurações 232 $u_l t_l$ e $u_g t_g 232$ (ver Fig. 3.7(b)), V_2 , V_3 , V_5 , V_6 , V_8 , V_{12} , V_{14} e V_{18} para as configurações 322 $u_l t_l$ e $u_g t_g 223$ (ver Fig. 3.7(c)).

De acordo com a técnica de espaço vetorial (Holtz, 1994), (Van Der Broeck et al., 1988), o vetor tensão de referência, $V^* = V_d^* + jV_q^*$, localizado dentro de qualquer setor, deve ser formado usando os vetores que definem os vértices do triângulo onde ele se encontra.

Tabela 3.3: Estados das chaves para a configuração 33333.

Vetores	Estados (k_x)	Estados (V_{x10})	Estados (V_{x20})	Estados (V_{x30})	V_d	V_q	θ
0	000	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0
	111	0	0	0			
	222	$E/2$	$E/2$	$E/2$			
1	100	0	$-E/2$	$-E/2$	$\frac{E}{3}$	0	0
	211	$E/2$	0	0			
2	110	0	0	$-E/2$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	60^0
	221	$E/2$	$E/2$	0			
3	010	$-E/2$	0	$-E/2$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	120^0
	121	0	$E/2$	0			
4	011	$-E/2$	0	0	$-\frac{E}{3}$	0	180^0
	122	0	$E/2$	$E/2$			
5	001	$-E/2$	$-E/2$	0	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	240^0
	112	0	0	$E/2$			
6	101	0	$-E/2$	0	$\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	300^0
	212	$E/2$	0	$E/2$			
7	200	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$\frac{2E}{3}$	0	0^0
8	210	$E/2$	0	$-E/2$	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	30^0
9	220	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	60^0
10	120	0	$E/2$	$-E/2$	0	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	90^0
11	020	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	120^0
12	021	$-E/2$	$E/2$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	150^0
13	022	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-\frac{2E}{3}$	0	180^0
14	012	$-E/2$	0	$E/2$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	210^0
15	002	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	240^0
16	102	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	270^0
17	202	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	300^0
18	201	$E/2$	$-E/2$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	330^0

Como na topologia de cinco braços, um dos braços é compartilhado entre entrada e saída, o *PWM Espaço Vetorial* não pode ser resolvido independente, para a rede e carga. O vetor deve ser escolhido para se obter a mesma tensão de polo v_{30} , que satisfaça ambos os lados.

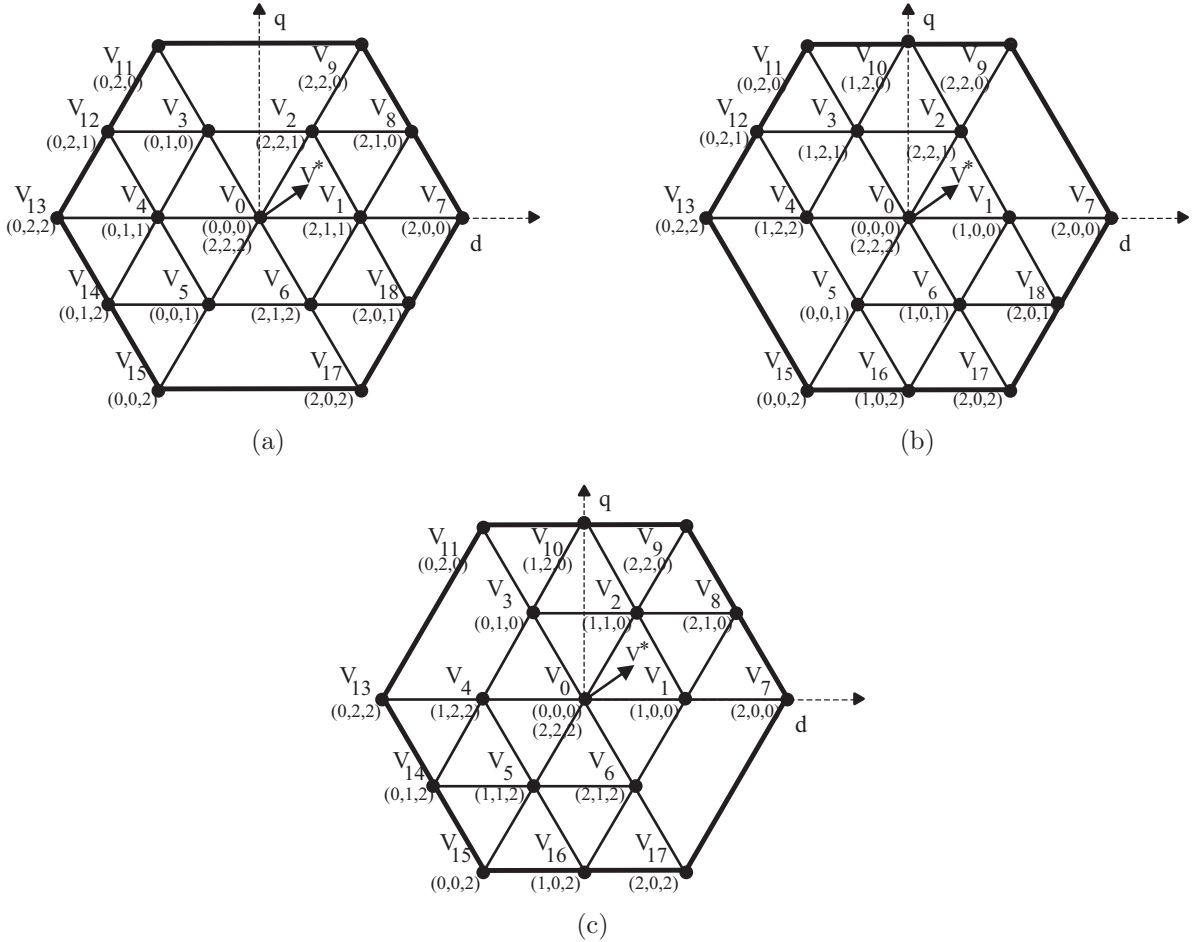


Figura 3.6: Espaço vetorial gerado pelos conversores G e L (onde u_g , t_g , u_l , e t_l possuem valores 2 ou 3). (a) Configuração 233 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 332$. (b) 323 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 323$. (c) 332 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 233$.

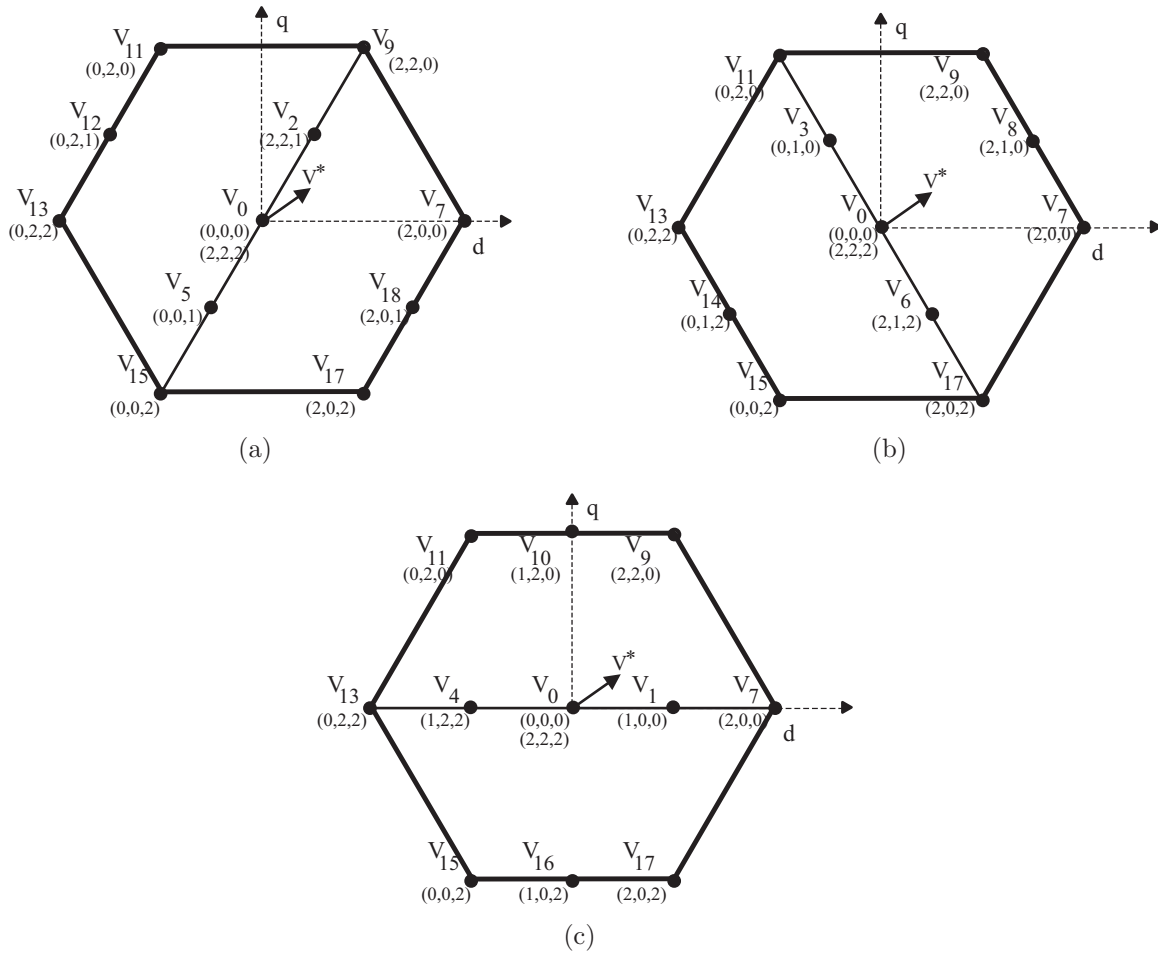


Figura 3.7: Espaço vetorial gerado pelos conversores G e L (onde u_g , t_g , u_l , e t_l possuem valores 2 ou 3). (a) Configuração 223 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 322$. (b) 232 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 232$. (c) 322 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 223$.

3.5 Sistema de Controle

Na Fig. 3.8, é apresentado o diagrama de controle das tensões e correntes do conversor de cinco braços. A tensão do capacitor do barramento CC é ajustada para o valor de referência usando o controlador R_c (Controlador PI). Esse controlador fornece a amplitude da corrente de referência de entrada (I_g^*). Para realizar o controle de fator de potência, a corrente I_g^* é sincronizada com a tensão e_g através dos blocos $SYNe$ e $Gene - ig$. O ângulo de saída do bloco $SYNe$ (δ_g), indica a fase da tensão e_g . Isto é realizado pelo bloco $Gene - g$, que implementa um PLL. O controlador de corrente R_i , que é um PI dupla-sequência (como visto em (Jacobina et al., 1999)), define as tensões de referência de entrada v_{gk}^* ($k = 1, 2, 3$). Pode-se ter uma regulação de tensão na carga, ou, operar em malha aberta, através da conexão da chave k_1 , para os pontos a e b ; i.e, para malha aberta, k_1 é conectada ao ponto a , para

malha fechada, k_1 é conectada ao ponto b . Quando as tensões de saída não precisarem ser reguladas por tensões de saída de referência v_{ly}^* ($y = 1, 2, 3$), as tensões são definidas através das tensões e_{ly}^* ($y = 1, 2, 3$). Para malha fechada, o controlador R_{el} define v_{ly}^* .

As tensões de saída de referência podem ser obtidas sem sincronização (chave k_2 é conectada ao ponto w) ou com sincronização (chave k_2 é conectada ao ponto s).

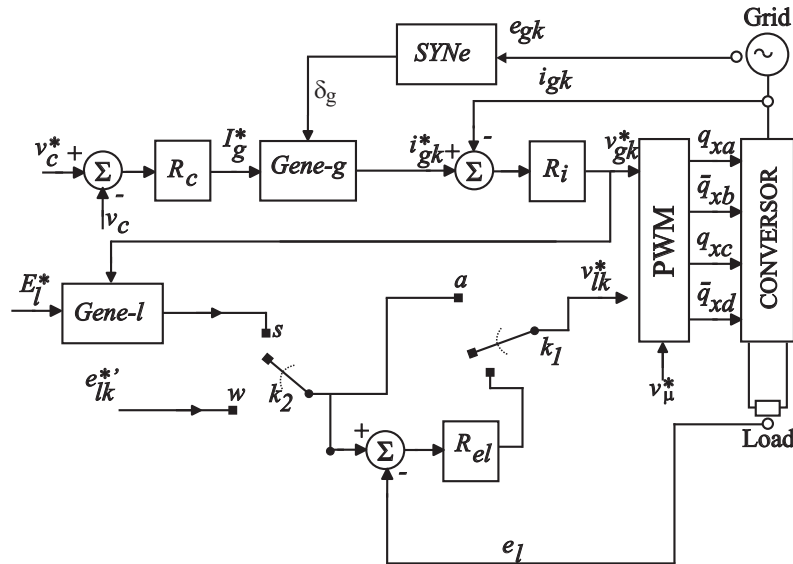


Figura 3.8: Diagrama de controle.

3.6 Balanço de Tensão dos Capacitores

Para o conversor com braços de dois e três níveis, faltam alguns vetores ou, algumas configurações de vetores do conversor completo com braços de três-níveis (ver Fig. 3.5). Essa falta de alguns vetores faz com que o balanceamento das tensões dos capacitores ocorra sem a necessidade de implementação de alguma técnica de controle extra.

Na Fig. 3.9(a), tem-se o diagrama do espaço vetorial para a topologia 22322, e na Fig. 3.9(b), tem-se a carga e descarga para os capacitores nos setores e regiões, como observado em 2.13 (i_C é a corrente que flui pelo ponto médio do barramento; o + indica a corrente saindo do ponto central, o que ocasiona a carga do capacitor C_1 e a descarga do capacitor C_2 ; - o indica que a corrente está entrando no ponto central, o que ocasiona a descarga do capacitor C_1 e a carga do capacitor C_2).

Como indicado anteriormente, uma mesma configuração do estado de um mesmo con-

junto de chaves pode levar a comportamentos diferentes com relação às tensões dos capacitores, por exemplo, o vetor V_2 , para o Setor A, provoca o carregamento do capacitor C_1 e descarregamento de C_2 (ver Fig. 3.11(a)), ocorrendo o inverso no Setor B, o carregamento do banco de capacitores C_2 e descarregamento do banco de capacitores C_1 (ver Fig. 3.11(b)).

Na Fig. 3.10, tem-se o comportamento da corrente no ponto central para a topologia 22322, com relação ao setores do espaço vetorial, observada na Fig. 3.9(b).

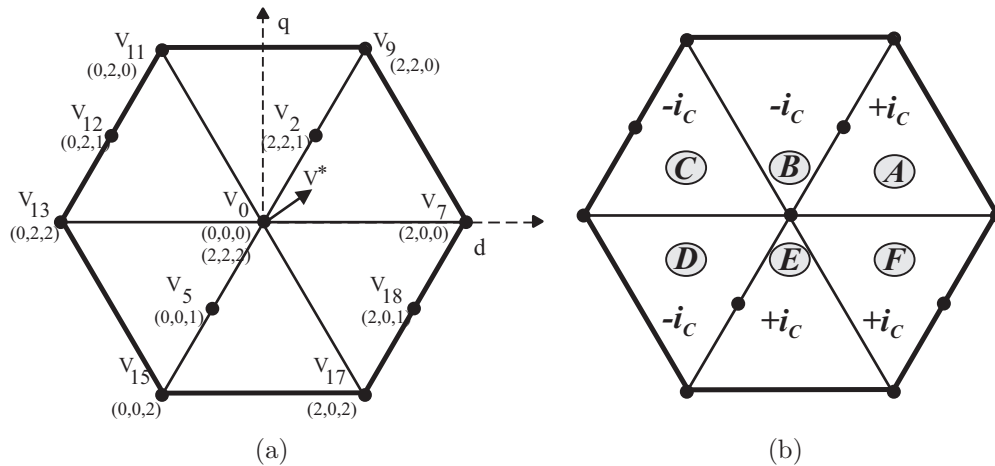


Figura 3.9: Espaço vetorial gerado para os conversores 223 u_t t_l ou u_g t_g 322.

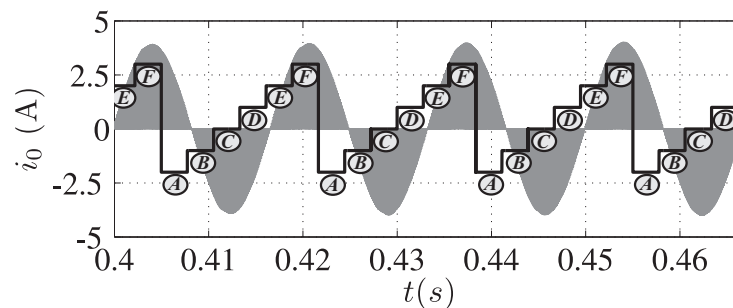


Figura 3.10: Corrente no ponto central do barramento e setores de acordo com o diagrama visto em Fig. 3.9(b).

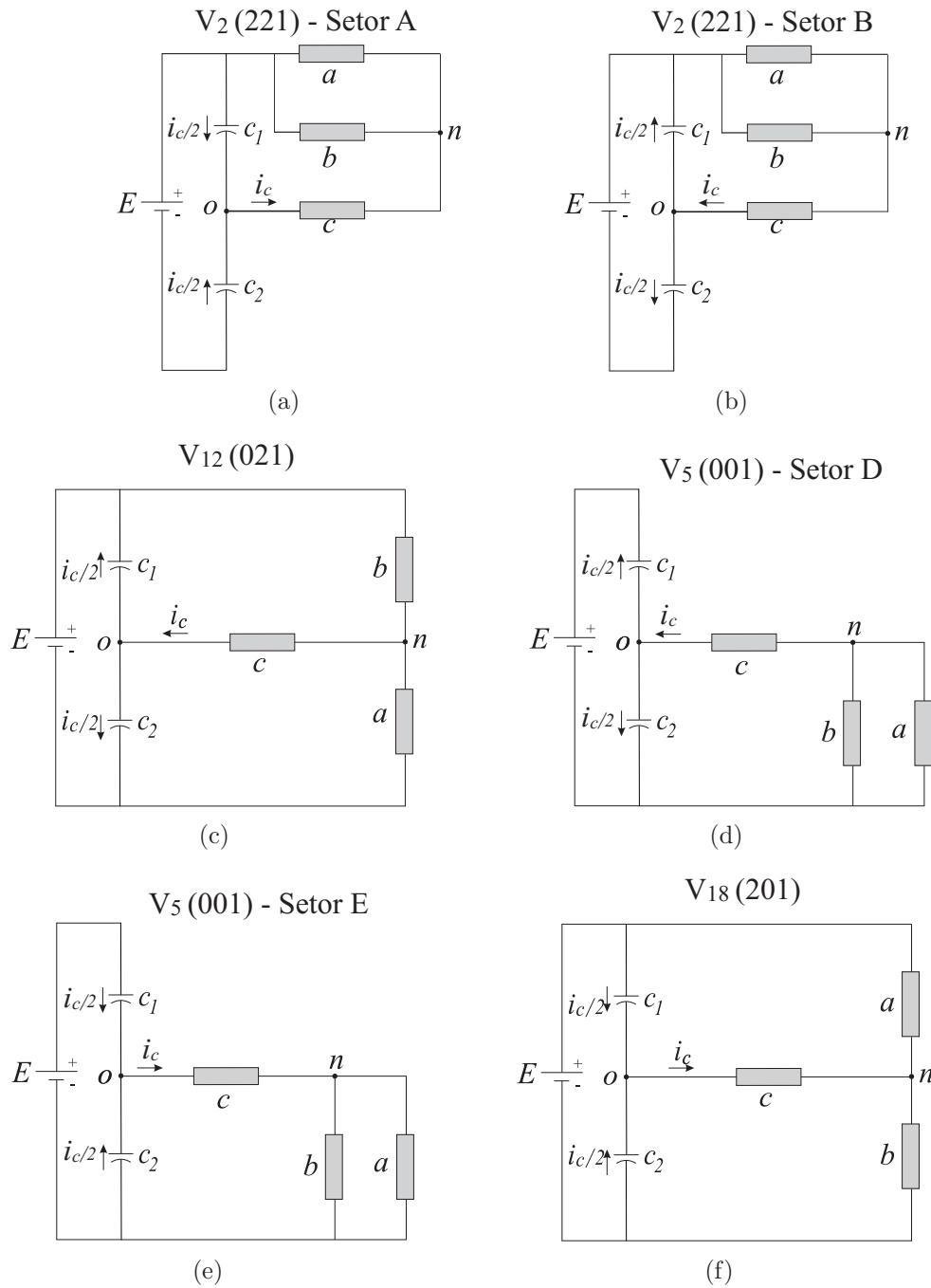


Figura 3.11: Correntes nos capacitores. (a) Configuração V_2 no setor (A). (b) Configuração V_2 no setor (B). (c) Configuração V_{12} no setor (C). (d) Configuração V_5 no setor (D). (e) Configuração V_5 no setor (E). (f) Configuração V_{18} no setor (F).

3.7 Análise de Tensão

A técnica de sincronização da tensão de entrada e tensão de saída pode ser usada com o conversor de cinco braços para elevar a capacidade de tensão para valores próximos do

conversor convencional de seis braços, quando a tensão na carga possui a mesma frequência da tensão da rede.

Reescrevendo as equações 3.20 - 3.22, em termos dos estados de chaveamento

$$v_{g1} = v_{g10} - v_{no} = (s_{g1} - 1) \frac{v_c}{2} - v_{no} \quad (3.26)$$

$$v_{g2} = v_{g20} - v_{no} = (s_{g2} - 1) \frac{v_c}{2} - v_{no} \quad (3.27)$$

$$v_{g3} = v_{30} - v_{no} = (s_3 - 1) \frac{v_c}{2} - v_{no} \quad (3.28)$$

$$v_{l1} = v_{l10} - v_{mo} = (s_{l1} - 1) \frac{v_c}{2} - v_{mo} \quad (3.29)$$

$$v_{l2} = v_{l20} - v_{mo} = (s_{l2} - 1) \frac{v_c}{2} - v_{mo} \quad (3.30)$$

$$v_{l3} = v_{30} - v_{mo} = (s_3 - 1) \frac{v_c}{2} - v_{mo} \quad (3.31)$$

Das equações 3.26 - 3.31, pode-se obter

$$|v_{gy} - v_{gm}| \leq v_c, \quad \text{para } m, y = 1, 2, 3, m \neq y \quad (3.32)$$

$$|v_{ly} - v_{lm}| \leq v_c, \quad \text{para } m, y = 1, 2, 3, m \neq y \quad (3.33)$$

$$|v_{g3} - v_{gr} + v_{lr} - v_{l3}| \leq v_c, \quad \text{para } r = 1, 2 \quad (3.34)$$

Quando v_{g123} (v_{g1} , v_{g2} e v_{g3}) e v_{l123} (v_{l1} , v_{l2} e v_{l3}) são independentes, (3.34) define as tensões de entrada e saída, máxima e mínima, do conversor para uma dada tensão do barramento CC.

Considera-se que $v_{gy} = V_g \cos[wt - (y - 1)2\pi/3]$ e $v_{ly} = V_l \cos[wt - ((y - 1)2\pi/3) - \varepsilon]$ para $y = 1, 2, 3$ onde ε é a margem de sincronização de fase. A maior amplitude entre as tensões $v_{g3} - v_{gr} + v_{lr} - v_{l3}$ de (3.34), é dada por

$$V(\varepsilon) = \sqrt{3V_g^2 + 3V_l^2 + 6V_gV_l \cos(120^\circ - |\varepsilon|)} \quad (3.35)$$

Para $|\varepsilon| \neq 120^\circ$, a amplitude é menor que $\sqrt{3}V_g + \sqrt{3}V_l$, e, portanto, isso pode levar a um valor de barramento que é menor do que o calculado sem sincronização.

A partir de (3.32), (3.33) e (3.35), pode-se mostrar que quando $\varepsilon = 0$ (tensões de entrada e saída do conversor perfeitamente sincronizadas) a máxima tensão V_g e V_l tem valor de $v_c/\sqrt{3}$, ou seja, o mesmo nível de tensão de um conversor de seis braços (ponte completa). Na Fig. 3.12, tem-se a tensão do barramento CC em função do ângulo de sincronização. A

análise é realizada supondo que a tensão de entrada é igual a 1 pu e que a tensão de saída é regulada em 1 pu.

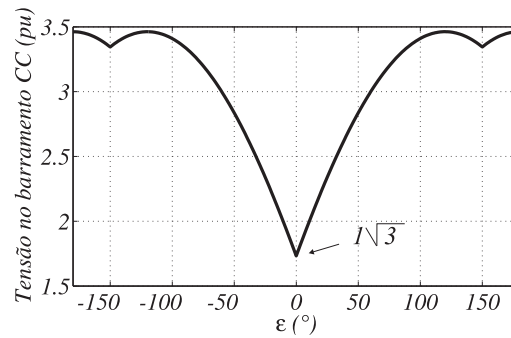


Figura 3.12: Tensão no barramento CC em função da diferença entre o ângulo de tensão de entrada e o ângulo de tensão de saída.

Para pequenas variações de tensão na entrada (listadas na Tabela 3.4), que ocorrem em aplicações que envolvem sistemas que utilizam fontes de energia renováveis (ex. sombreamento de painéis em um sistema fotovoltaico), mantendo-se o mesmo nível de tensão na saída, tem-se os resultados do barramento CC, apresentados nas Figs. 3.13(a) e 3.13(b), para os casos *d* e *e*, respectivamente. Quanto menor a tensão da entrada, mantendo-se a tensão na saída em 1 pu, aumenta-se a variação do ângulo de sincronismo (para o Caso *d* tem-se $\varepsilon = -3^0 : +3^0$, resultando em 6^0 ; para o Caso *e* tem-se $\varepsilon = -6^0 : +6^0$, tendo 12^0), ocorrendo a menor utilização do barramento, que na situação de 1 pu na entrada, ocorre em 0^0 .

Ocorre também, nos Casos *d* e *e*, uma menor tensão requerida pelo barramento sem sincronização. Como desvantagem, tem-se uma piora na distorção do conversor, como listado na Tabela 3.5.

Tabela 3.4: Tensão requerida para o barramento CC para variações de tensão na entrada do conversor.

	Tensão de Entrada	Tensão de Saída
Caso <i>d</i>	0,9 pu	1,0 pu
Caso <i>e</i>	0,8 pu	1,0 pu

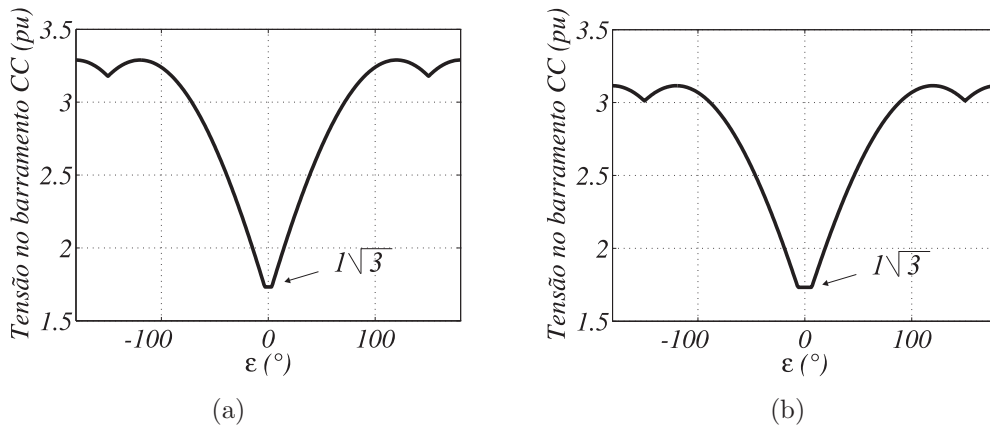


Figura 3.13: Análise da tensão do barramento CC. (a) Caso *d*. (b) Caso *e*.

Tabela 3.5: *WTHD*(%) das tensões do conversor 22322 com variação na tensão de entrada

Tensão de Entrada	Distorção na Entrada	Distorção na Saída
1,0 pu	0,63	0,63
0,9 pu	0,72	0,64
0,8 pu	0,80	0,64

3.8 Distorção Harmônica

A distorção harmônica das correntes e tensões da rede e da carga, para cada uma das configurações, será avaliada com base na Distorção Harmônica Total (*THD* - *Total Harmonic Distortion*, (2.29)), e na Distorção Harmônica Total Ponderada (*WTHD* - *Weighted Total Harmonic Distortion*, (2.30)), apresentadas na seção 2.5.

3.8.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Os resultados que seguem foram obtidos para uma frequência de chaveamento de 10kHz. A Tabela 3.6 apresenta a *WTHD* das tensões v_{x1} , v_{x2} e v_{x3} como função da variação dos valores mais significativos do μ_x ($x = g$ ou l) 0, 1 e 0.5 para as configurações 333 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 333$, 233 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 332$ e 223 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 322$. Os resultados para as configurações 233 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 332$ são os mesmos para as configurações 323 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 323$ e 332 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 233$. Os resultados para as configurações 223 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 322$ são os mesmos para as configurações 232 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 232$ e 322 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 223$. Configurações com mais braços de três-níveis apresentam menores níveis de distorção harmônica e o melhor valor de *WTHD* ocorre para $\mu = 0.5$.

Pode-se observar que a distorção harmônica depende do μ , então, depende da tensão v_{n0} .

Tabela 3.6: $WTHD(\%)$ das tensões v_{x1} , v_{x2} e v_{x3}

Topologia	μ_k	v_{x1}	v_{x2}	v_{x3}
333 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 333$	0	0,18	0,18	0,18
	1	0,18	0,18	0,18
	0,5	0,11	0,11	0,11
233 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 332$	0	0,30	0,22	0,22
	1	0,30	0,22	0,22
	0,5	0,21	0,14	0,14
223 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 322$	0	0,31	0,21	0,26
	1	0,31	0,21	0,26
	0,5	0,23	0,23	0,17

Na Fig. 3.14, são apresentadas as tensões que foram usadas para o cálculo da $WTHD$ para a topologia 22322, para o lado da rede (Conversor G, Fig.3.2). Observa-se que os resultados tiveram os mesmos níveis de tensão que a topologia 322, vista no capítulo 2. O mesmo aconteceu para as demais topologias de cinco braços, já que a topologia de cinco braços é a junção de dois conversores de três braços: Conversor G, para a rede, e Conversor L, para o lado da carga (ver Fig.3.2). No apêndice é possível consultar os demais resultados para as demais topologias estudadas.

As formas de onda das tensões de fase, observadas na Fig. 3.14, podem ser explicadas pela adição da tensão de neutro com a tensão de polo. Por exemplo, a forma de onda do braço de três-níveis nessas figuras é dada pela equação

$$v_{g3} = v_{g30} - v_{n0} \tag{3.36}$$

onde

$$v_{n0} = \frac{v_{g10} + v_{g20} + v_{g30}}{3} \tag{3.37}$$

Na Fig. 3.15, pode-se observar as três tensões de polo do lado da rede, a tensão do neutro e a tensão do conversor para a fase 3, para o conversor G, da topologia 22322.

Nas Tabelas 3.7 e 3.8, são listados os valores de THD para as correntes da rede e da carga.

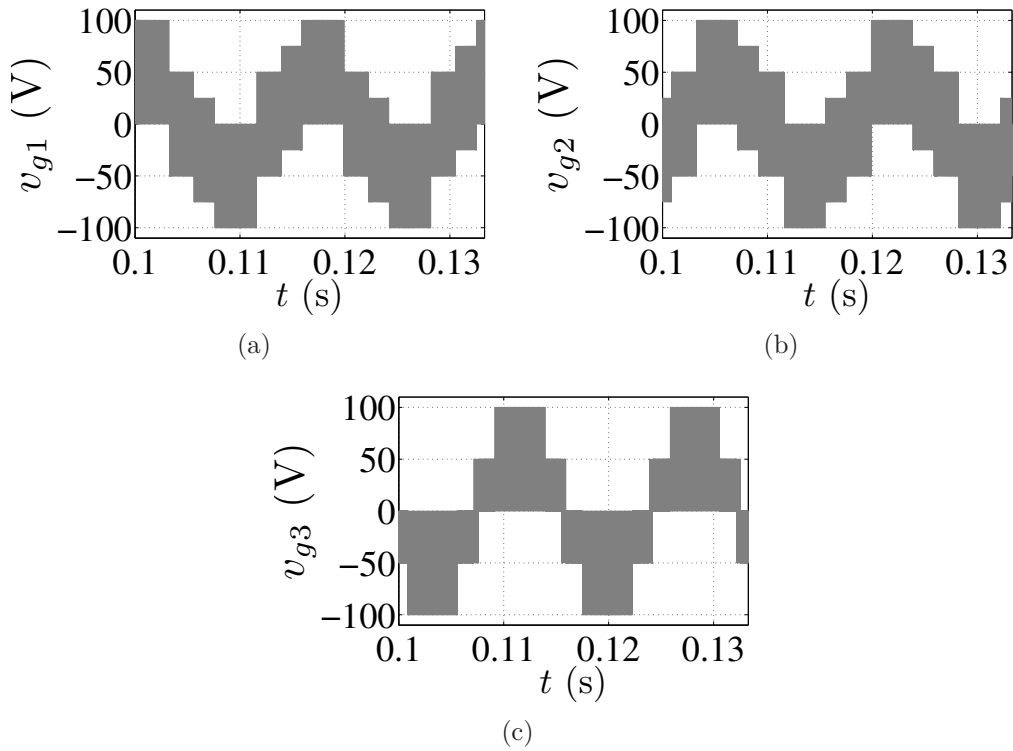


Figura 3.14: Tensões da rede para a topologia 22322 para frequência de chaveamento = 10kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3}

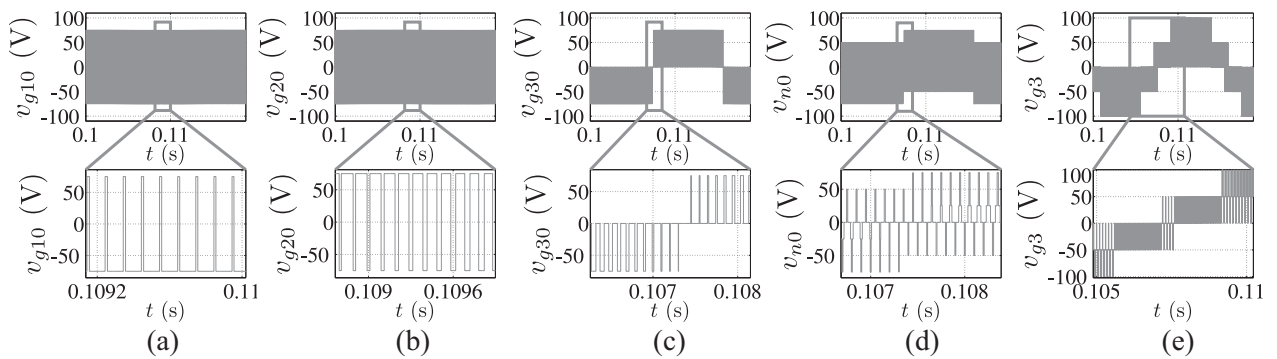


Figura 3.15: (a, b e c) Tensões de polo. (d) tensão de neutro. (e) Tensão da fase 3 do lado da rede para a topologia 22322.

A topologia 22322 tem um baixo nível de distorção e utiliza apenas um braço de três-níveis, sendo este compartilhado entre a rede e a carga. As topologias que tem o braço de três-níveis na posição do braço compartilhado são mais interessantes, devido as características do braço de três-níveis serem compartilhadas entre os dois lados do conversor (rede e carga, Conversor G e Conversor L, respectivamente).

Tabela 3.7: $THD(\%)$ das correntes de entrada para frequência de chaveamento = 10kHz

Topologia	i_{g1}	i_{g2}	i_{g3}
6x3	0,62	0,62	0,62
33333	0,62	0,62	0,62
22322	1,33	1,31	1,03
32223	1,03	1,33	1,32
23332	1,26	0,81	0,84
33322	0,62	0,62	0,61
22333	1,33	1,31	1,03

Tabela 3.8: $THD(\%)$ das correntes de saída para frequência de chaveamento = 10kHz

Topology	i_{l3}	i_{l2}	i_{l1}
6x3	0,17	0,17	0,17
33333	0,17	0,17	0,17
22322	0,27	0,36	0,35
32223	0,36	0,35	0,27
23332	0,22	0,22	0,33
33322	0,27	0,36	0,36
22333	0,17	0,17	0,17

3.8.2 Frequência de chaveamento de 5kHz

Foi testada também uma frequência de $f_s = 5\text{kHz}$ para as topologias de cinco braços, diferentemente da frequência que foi usada para o conversor de três braços ($f_s=720\text{Hz}$). Isso ocorreu devido ao fato dos resultados obtidos em baixas frequências de chaveamento, terem apresentado níveis de distorção superiores ao estabelecido em norma, como a IEEE-519, onde o limite é 5%. Para a topologia 22322, operando em uma frequência de 720Hz, a distorção observada superou os 20%. Foram feitas análises, e a menor frequência a ser utilizada, mantendo-se os níveis permitidos pela norma, foi de uma frequência de chaveamento de 5kHz.

A Tabela 3.9 apresenta a $WTHD$ das tensões v_{x1} , v_{x2} e v_{x3} como função da variação dos valores mais significativos do μ_x ($x = g$ ou l) 0, 1 e 0.5, para as topologias estudadas. Da mesma forma que em 10kHz, configurações com mais braços de três-níveis apresentam menores níveis de distorção harmônica e o melhor valor de $WTHD$ ocorre para $\mu = 0.5$.

Na Fig. 3.16, são apresentadas as tensões que foram usadas para o cálculo da $WTHD$ para a topologia 22322, para o lado da rede (Conversor G, Fig.3.2). Os resultados tiveram

Tabela 3.9: $WTHD(\%)$ das tensões v_{x1} , v_{x2} e v_{x3}

Topologia	μ_x	v_{x1}	v_{x2}	v_{x3}
333 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 333$	0	0,41	0,41	0,41
	1	0,41	0,41	0,41
	0,5	0,22	0,22	0,23
233 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 332$	0	0,65	0,48	0,48
	1	0,65	0,48	0,48
	0,5	0,43	0,30	0,30
223 $u_l t_l$ ou $u_g t_g 322$	0	0,67	0,67	0,52
	1	0,67	0,67	0,52
	0,5	0,47	0,47	0,35

os mesmos níveis de tensão aos apresentados para uma frequência de 10kHz. No apêndice encontram-se os demais resultados para as topologias estudadas.

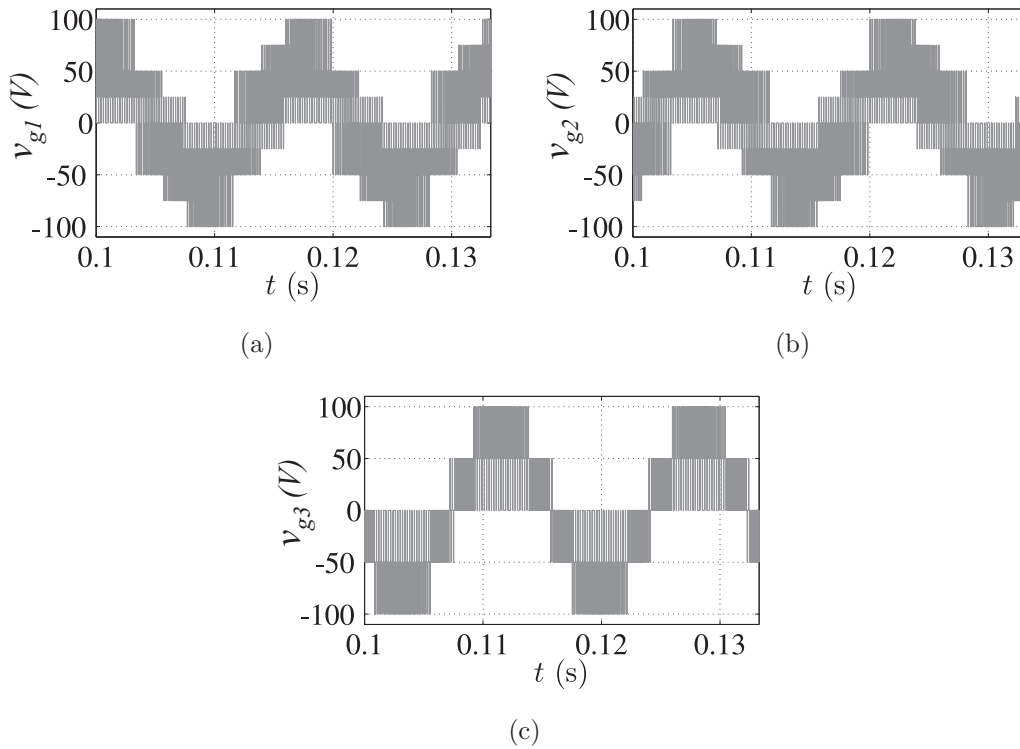


Figura 3.16: Tensões da rede e da carga da topologia 22322 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} . (d) Tensão v_{l1} . (e) Tensão v_{l2} . (f) Tensão v_{l3}

Nas Tabelas 3.10 e 3.11, são listados os valores de THD para as correntes da rede e da carga.

Quanto mais braços de três-níveis, menores os níveis de distorção. As topologias mais interessantes são as que contém o braço de três-níveis na posição do braço compartilhado

Tabela 3.10: $THD(\%)$ das correntes de entrada para frequência de chaveamento = 5kHz

Topologia	i_{g1}	i_{g2}	i_{g3}
33333	1,27	1,27	1,27
22322	2,74	2,74	2,12
23332	2,60	1,68	1,68
33322	1,26	1,26	1,26
22333	2,74	2,74	2,12

Tabela 3.11: $THD(\%)$ das correntes de saída para frequência de chaveamento = 5kHz

Topologia	i_{l3}	i_{l2}	i_{l1}
33333	0,34	0,34	0,34
22322	0,55	0,74	0,74
23332	0,45	0,45	0,69
33322	0,55	0,74	0,74
22333	0,34	0,34	0,34

(características do braço de três-níveis são compartilhadas entre os dois lados do conversor).

3.9 Perdas

As perdas por condução e chaveamento do conversor foram calculadas pelo modelo de regressão apresentado em (Cavalcanti et al., 2003). Foi utilizado também, o Thermal Module, que é uma ferramenta presente no PSIM 9.0.

Nas Tabelas 3.12 e 3.14 (f_s de 10kHz e 5kHz, respectivamente), são listadas as perdas por condução (P_{cd}), as perdas por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$) para as topologias apresentadas para uma carga de potência de 610W, sendo fixada a frequência média de chaveamento (Cenário 1 - ver seção 2.6). A topologia 6x3 teve que ter um chaveamento médio de 8300 comutações durante o período total de simulação (0,5s) para o mesmo ser igual ao das outras topologias. Isso ocorreu devido a topologia 6x3 ter um maior número de componentes, o que aumenta o valor do chaveamento médio. Nas Tabelas 3.13 e 3.15 (f_s de 10kHz e 5kHz, respectivamente) foi fixada a distorção harmônica e observadas as perdas (Cenário 2). Para os estudos da situação do Cenário 2, a topologia 22322, foi tomada como referência, por ser a que tem o maior nível de distorção.

Os braços de dois-níveis apresentam perdas por chaveamento maiores que os braços de

três-níveis, e as perdas de condução de um braço de três-níveis é o dobro de um braço de dois-níveis, como já explicado na seção 2.6.

Tabela 3.12: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 10kHz -
Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio
6x3	19,8	36,2	56	8300	11685
33333	18,5	28	46,5	10000	11671
22322	36	15,4	51,4	10000	11665
32223	31	19	50	10000	11670
23332	27,5	21,5	49	10000	11669
33322	28,5	20,2	48,7	10000	11668
22333	26,5	22,5	49	10000	11668

Tabela 3.13: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 10kHz -
Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
6x3	12,2	36,2	48,4	5100	1,25
33333	9,5	28	37,5	5100	1,25
22322	36	15,4	51,4	10000	1,25
32223	31	19	50	10000	1,25
23332	22	21,5	43,5	8000	1,25
33322	21,9	20,2	42,1	7700	1,25
22333	20,3	22,5	42,8	7700	1,25

Tabela 3.14: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 5kHz -
Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio
33333	9,34	28	37,3	5000	5836
22322	18	15,3	33,3	5000	5830
23332	13,6	21,5	35,1	5000	5830
33322	14,2	20,2	34,4	5000	5833
22333	13,2	22,5	35,7	5000	5833

Tabela 3.15: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento = 5kHz -
Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
33333	4,8	28	32,8	2600	2,55
22322	18	15,3	33,3	5000	2,55
23332	10,9	21,5	32,4	4000	2,54
33322	10,5	20,2	30,7	3750	2,54
22333	9,8	22,5	32,3	3750	2,54

3.9.1 Perdas no Barramento

Um estudo comparativo referente à estimativa de perdas no barramento CC foi realizada para as configurações propostas, utilizando a expressão 2.35, apresentada na seção 2.6.1.

Nas Figs. 3.17 e 3.18 são mostrados os espectros das componentes harmônicas da corrente do capacitor para as topologias em estudo, para uma f_s de 10kHz. É mostrada somente a corrente em um capacitor, pois o espectro da corrente no outro capacitor foi de igual valor e distribuição harmônica. Nas Figs. 3.19 e 3.20 são mostrados os espectros das componentes harmônicas da corrente do capacitor para as topologias em estudo, para uma f_s de 5kHz.

Quanto maior o número de braços de três-níveis, maior o conteúdo harmônico, devido ao maior número de conexões ao ponto central do barramento. Diferente da análise do conversor de três braços, têm-se amplitudes de corrente diferentes (rede e carga), que influenciarão no conteúdo harmônico, caso se tenha mais braços de três-níveis sendo percorridos por correntes de amplitude maior que o braço de dois-níveis. Nos parâmetros utilizados, a amplitude de corrente da carga é maior que a amplitude de corrente da rede, o que leva a topologia 22333 a ter um maior conteúdo harmônico que a topologia 33322 (ver Fig. 3.18), apesar de terem o mesmo número de braços de três-níveis.

Nas Tabelas 3.16 e 3.17, são listadas as estimativas de perdas para uma f_s de 10kHz e 5kHz, respectivamente, normalizadas pela potência obtida para a configuração convencional de três-níveis.

Tabela 3.16: Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 10kHz)

Topologia	33333	22322	23332	33322	22333
$P_{perdas}^{HO} / P_{perdas(333)}^{HO}$	1,00	0,56	0,76	0,73	0,81

Tabela 3.17: Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 5kHz)

Topologia	33333	22322	23332	33322	22333
$P_{perdas}^{HO} / P_{perdas(333)}^{HO}$	1,00	0,55	0,75	0,71	0,80

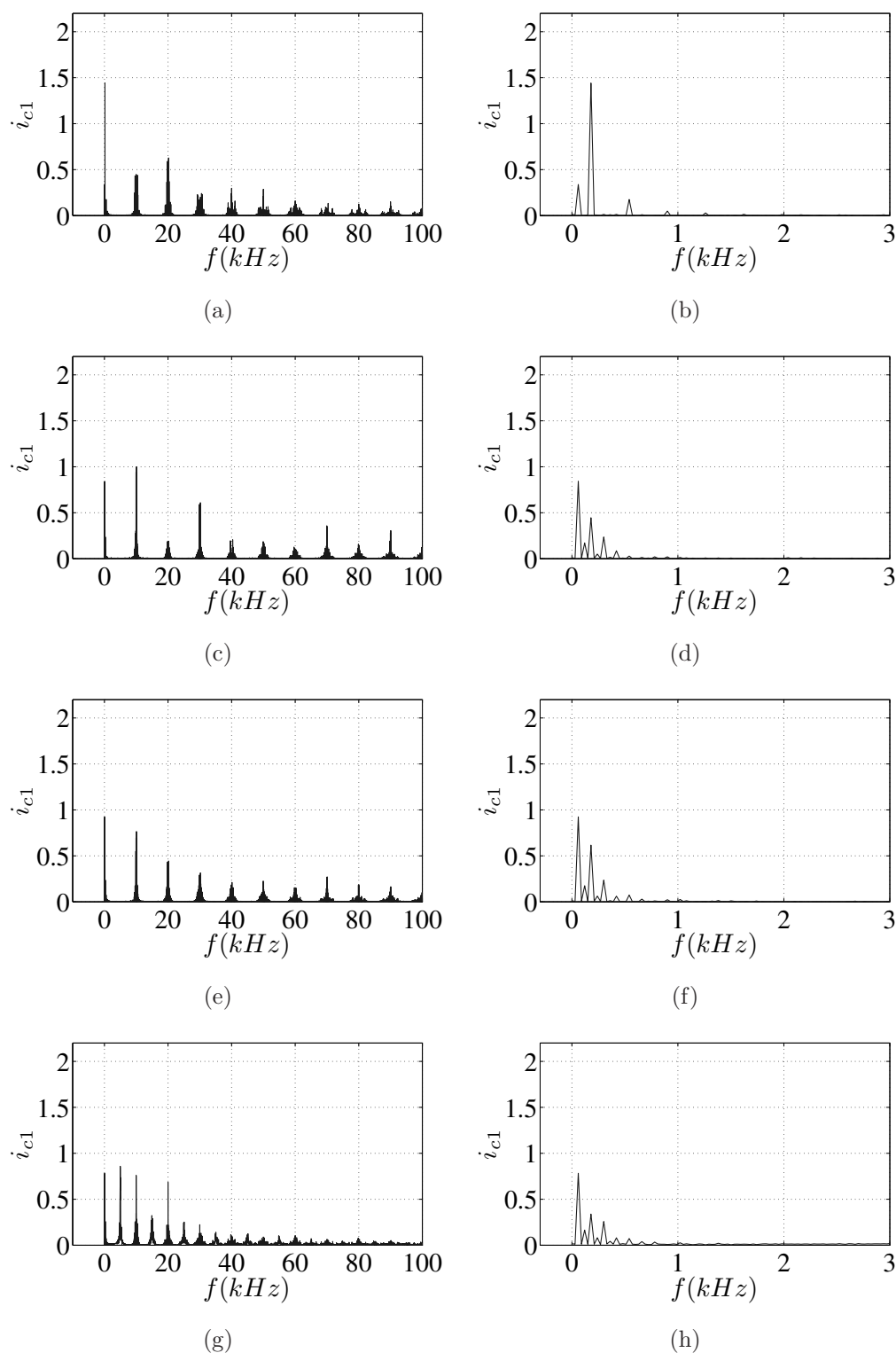


Figura 3.17: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) e (b) 33333. (c) e (d) 22322. (e) e (f) 23332. (g) e (h) 33322.

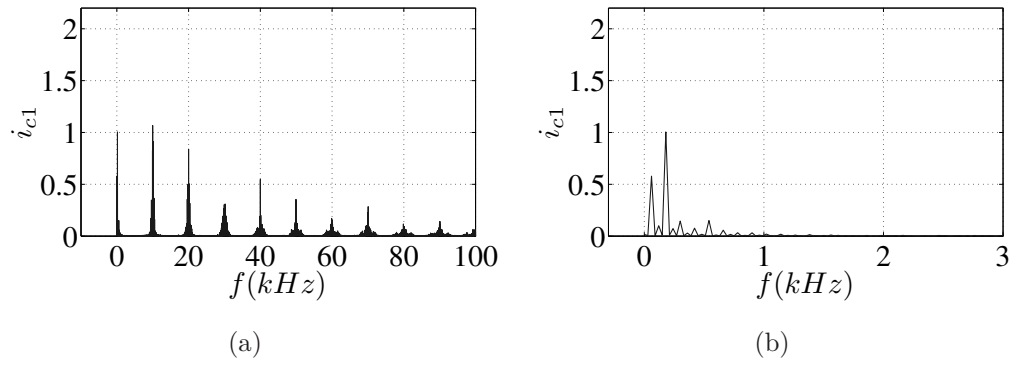


Figura 3.18: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) e (b) 22333.

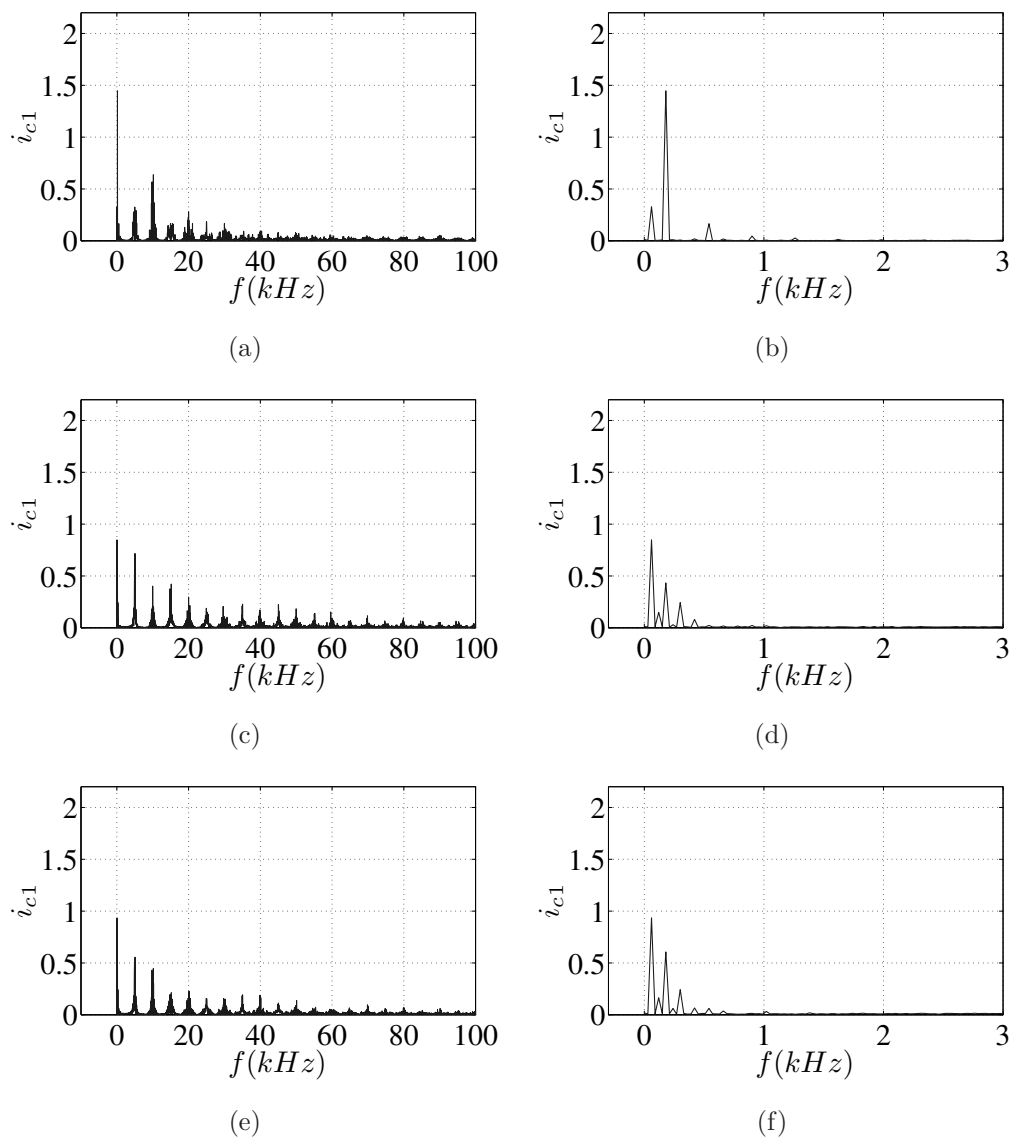


Figura 3.19: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 5kHz. (a) e (b) 33333. (c) e (d) 22322. (d) e (e) 23332.

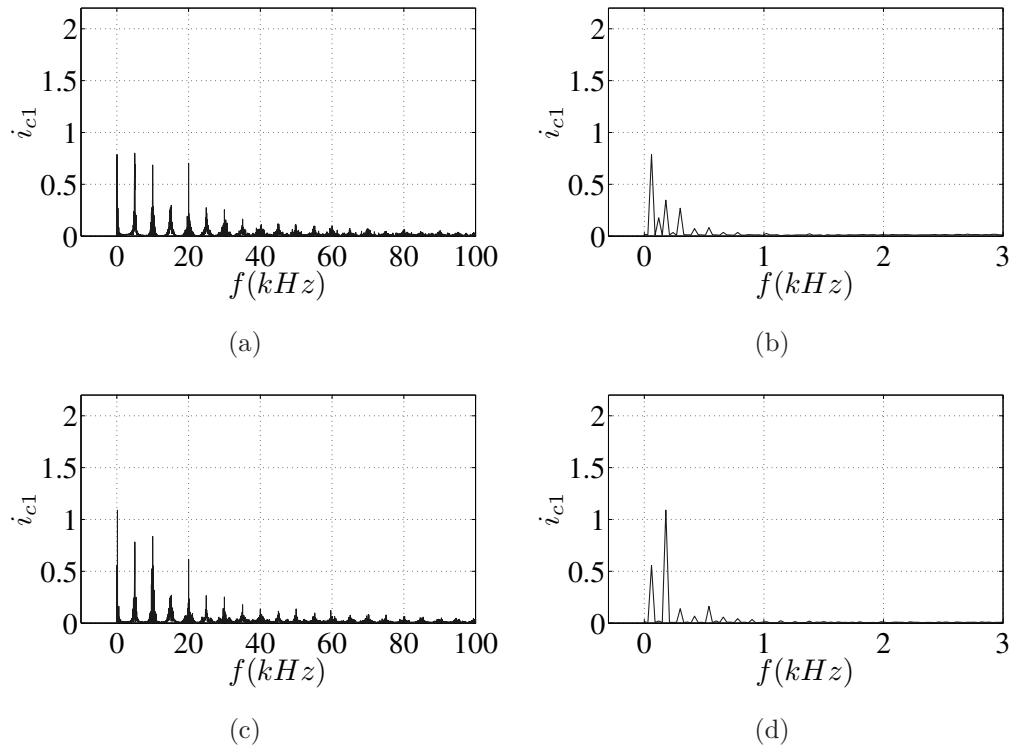


Figura 3.20: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 5kHz. (a) e (b) 33322. (c) e (d) 22333.

3.10 Resultados de Simulação

Nesta seção, será apresentado um conjunto de resultados obtidos através de simulações, os quais foram realizados utilizando-se os programas *PSIM* e *MATLAB*. O conversor L fornece energia para uma carga trifásica RL, utilizando uma fonte de alimentação trifásica. Uma vez que as frequências de entrada e saída são as mesmas, a técnica de sincronização foi aplicada. Neste caso, a topologia com chaves compartilhadas operará com uma tensão CC de barramento igual a que seria requerida para o conversor com 6 braços de três-níveis.

A técnica de controle foi eficaz no monitoramento da tensão do barramento e na obtenção do fator de potência unitário para todas as topologias. Os resultados de simulação utilizaram os seguintes dados listados na Tabela 3.18.

Devido a algumas limitações na parte experimental, de modo a aproximar as características dos circuitos simulados daquelas observadas na montagem experimental, utilizou-se uma tensão do barramento de 150V.

Tabela 3.18: Dados gerais para as simulações

Dados
Índice de modulação: 0,85
Carga RL: $\cos(\phi) = 0,78$.
Indutor de entrada de 0,7mH
Tensão total do barramento CC: $E = 150$ V.
Frequência de chaveamento (f_s): 10kHz e 5kHz.

3.10.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Na Fig. 3.21, têm-se os resultados para o conversor 33333: a corrente e a tensão estão em fase, garantindo o fator de potência unitário (Fig.3.21(a)). Pode ser visto também as correntes na rede (Fig.3.21(b)) e as correntes da carga (Fig.3.21(c)). Os resultados para as outras topologias foram semelhantes a esses, podendo ser consultados no apêndice. Na Fig. 3.22, têm-se as formas de onda das tensões dos capacitores do barramento. Para todas as topologias em estudo, a referência para a tensão do barramento foi alcançada, como também foi obtido o equilíbrio dessas tensões.

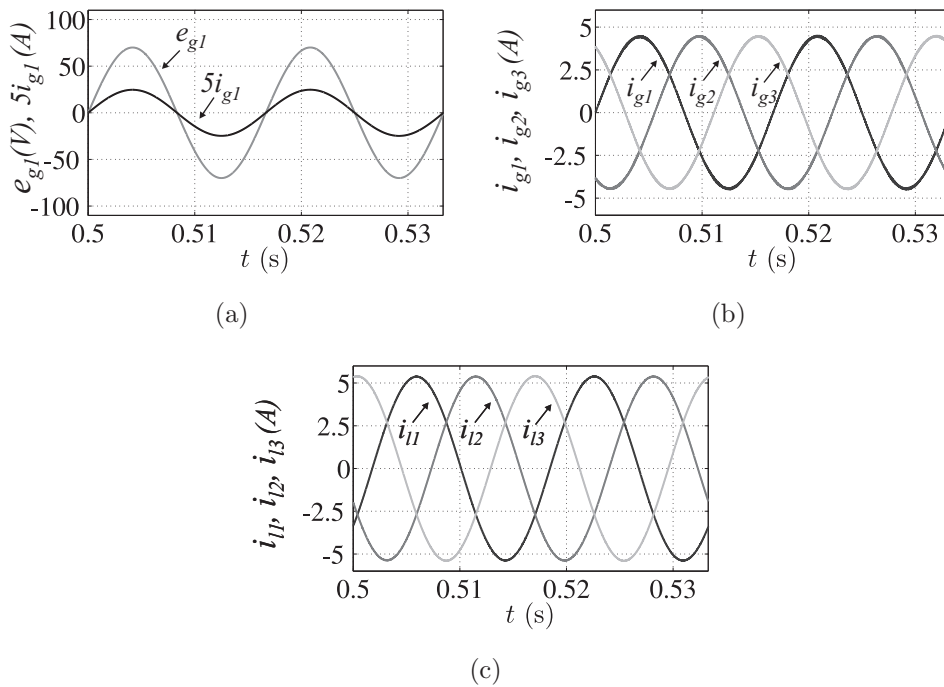


Figura 3.21: Resultados de simulação para o conversor 33333 para uma frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Fator de potência. (b) Correntes na entrada. (c) Correntes de saída.

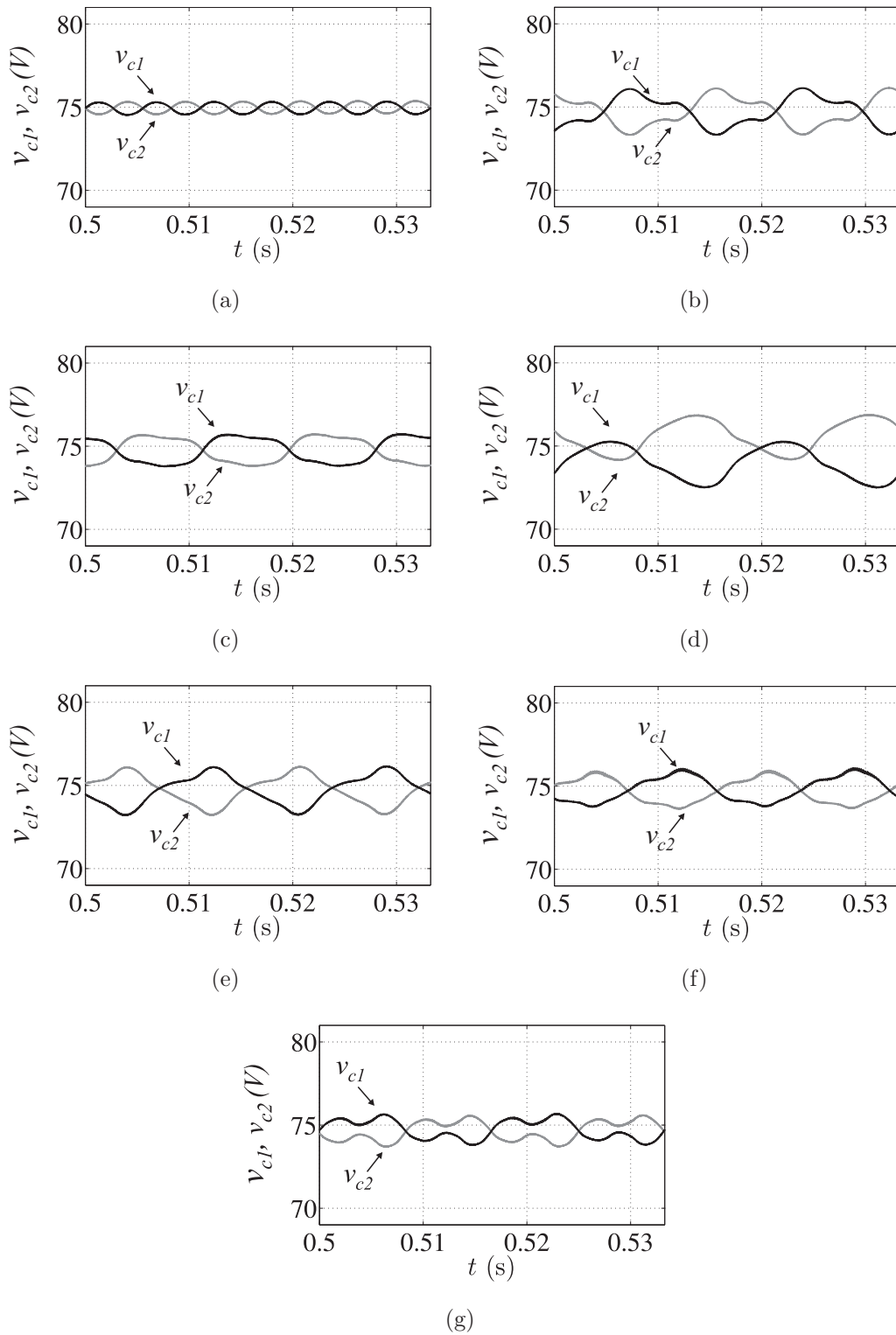


Figura 3.22: Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de frequência de chaveamento = 10kHz. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333

3.10.2 Frequência de chaveamento de 5kHz

Na Fig. 3.23, tem-se os resultados para o conversor 33333: a corrente e a tensão estão em fase, garantindo o fator de potência unitário (Fig.3.23(a)). Pode ser visto também as correntes na rede (Fig.3.23(b)) e as correntes da carga (Fig.3.23(c)).

Os resultados para as outras topologias foram semelhantes a esses e podem ser consultados no apêndice. Na Fig. 3.24, tem-se as formas de onda das tensões dos capacitores do barramento. Para todas as topologias em estudo, a referência para a tensão do barramento foi alcançada, como também foi obtido o equilíbrio dessas tensões.

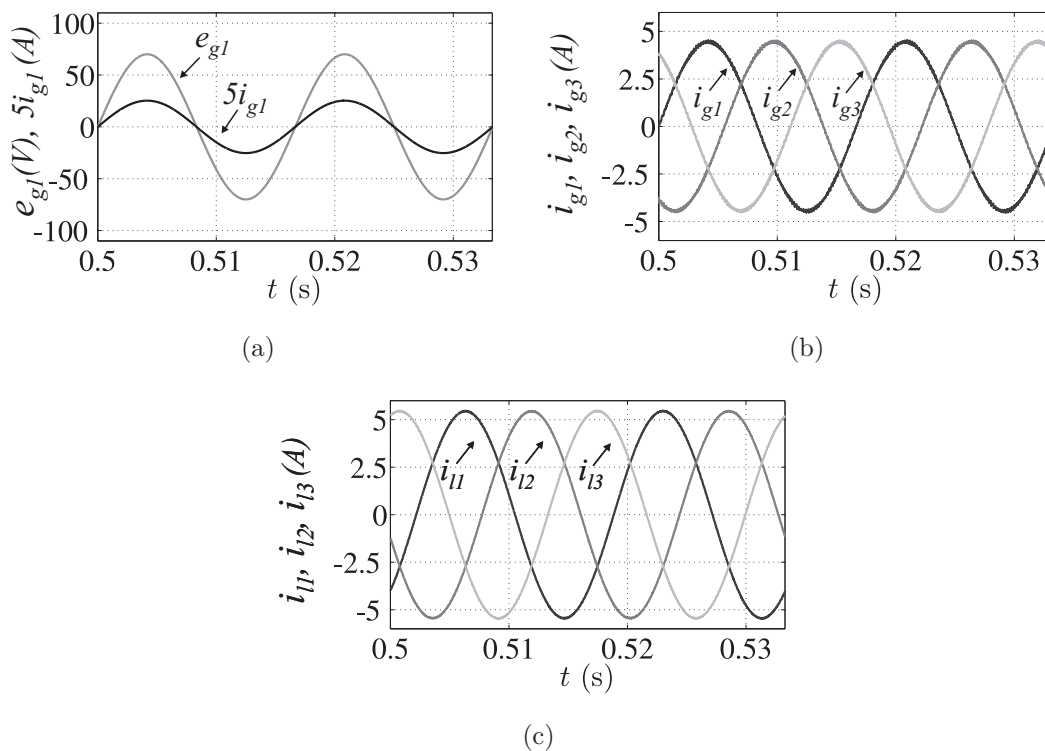


Figura 3.23: Resultados de simulação para o conversor 33333 para uma frequência de chaveamento de 5kHz. (a) Fator de potência. (b) Correntes na entrada. (c) Correntes de saída.

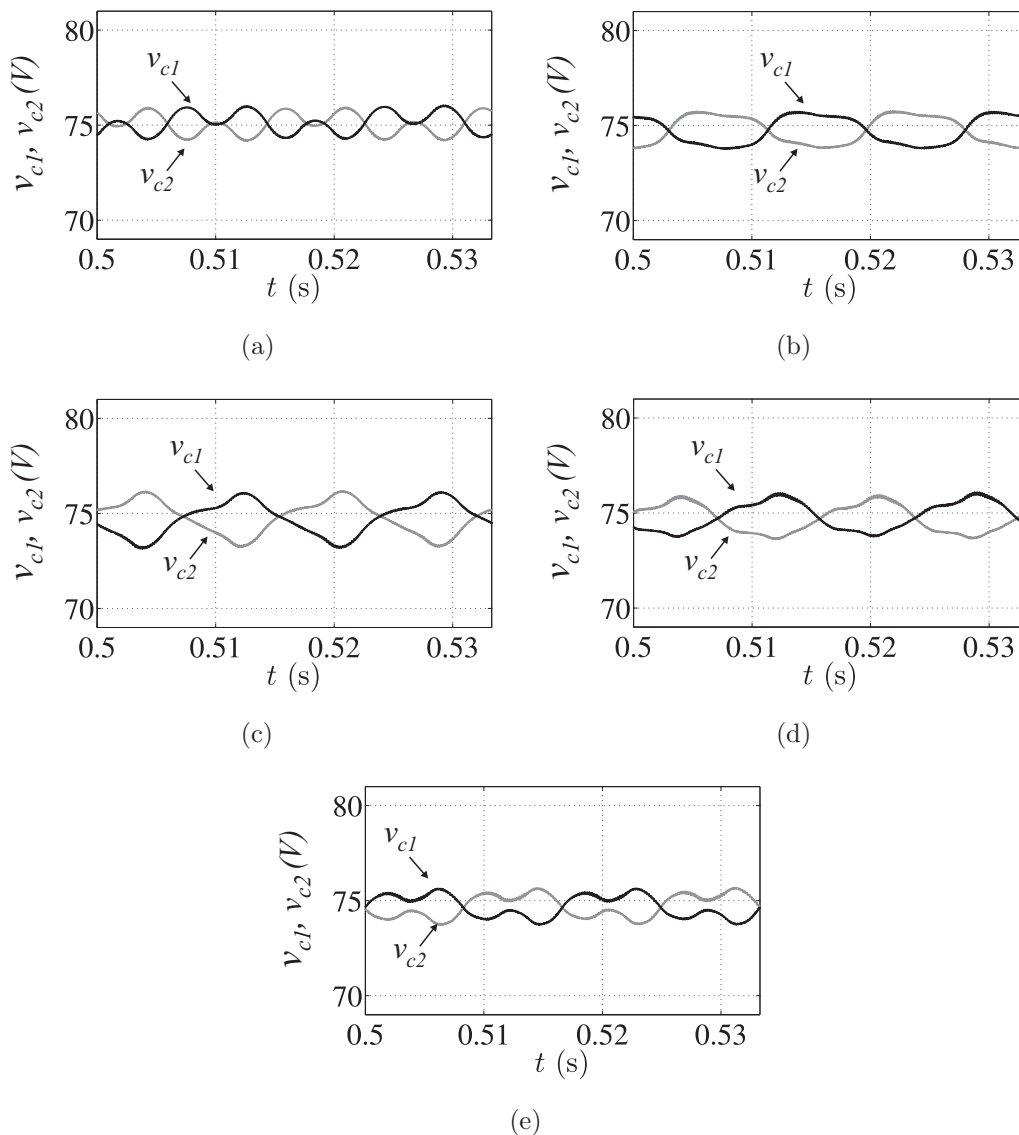


Figura 3.24: Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de frequência de chaveamento = 5kHz. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333

3.10.3 Tensão de Modo Comum

Para as topologias de cinco braços, os resultados foram idênticos ao da Tabela 2.27, presente na seção 2.7.3.

3.11 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais para as topologias estudadas são apresentados nas Figs. 3.26 - 3.39. Os mesmos parâmetros das simulações foram usados nas análises experimentais (ver

Tabela 3.18).

3.11.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Pode ser visto na Fig. 3.25 alguns resultados para a configuração 33333: a corrente e a tensão estão em fase, garantindo o fator de potência unitário (Fig.3.25(a)), o equilíbrio das tensões do barramento (Fig.3.25(b)), as correntes na rede (Fig.3.25(c)) e as correntes da carga (Fig.3.25(d)).

Os resultados experimentais foram semelhantes aos vistos em simulação (ver Fig. 3.21). Nas Figs. 3.26, 3.27 e 3.28, são mostradas algumas formas de onda para as tensões de entrada dos conversores 33333, 23332 e 22322, respectivamente. Apresentam-se nas Tabelas 3.19 e 3.20 os valores de *THD* para as correntes de entrada e saída, respectivamente. Além disso, nas Tabelas 3.21 e 3.22 são listados os valores de *WTHD* para as tensões de entrada e saída, respectivamente. As correntes de entrada e saída do conversor, bem como as tensões dos capacitores, podem ser vistas nas Figs. 3.29, 3.30 e 3.31, respectivamente.

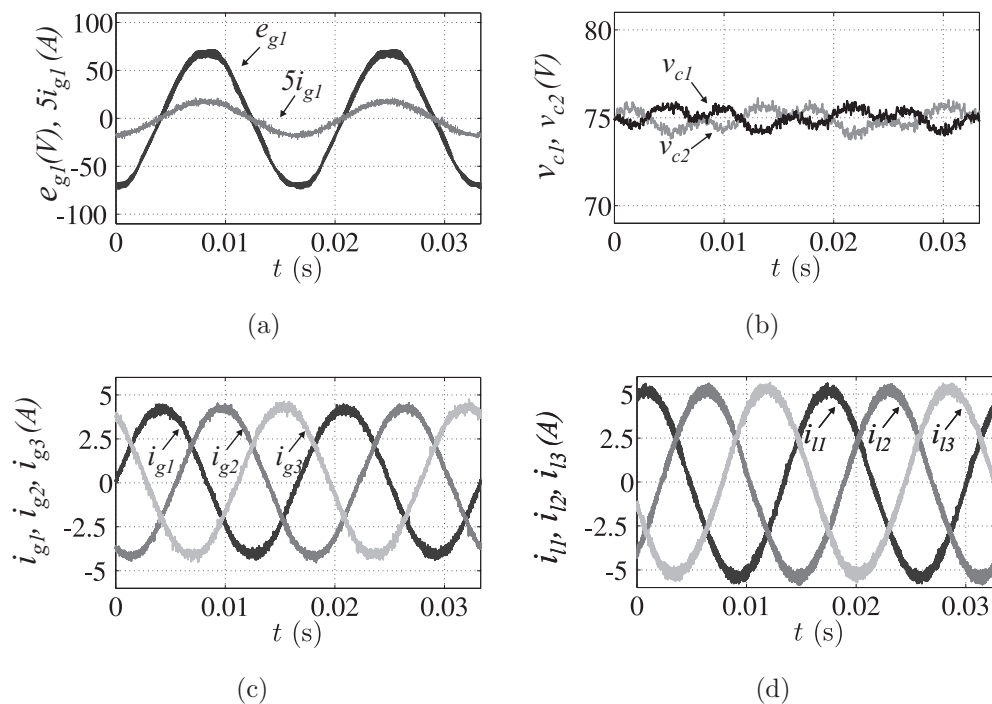


Figura 3.25: Resultados para o conversor 33333 para frequência de chaveamento = 10kHz: (a) fator de potência. (b) tensões no barramento. (c) correntes na rede. (d) correntes na carga

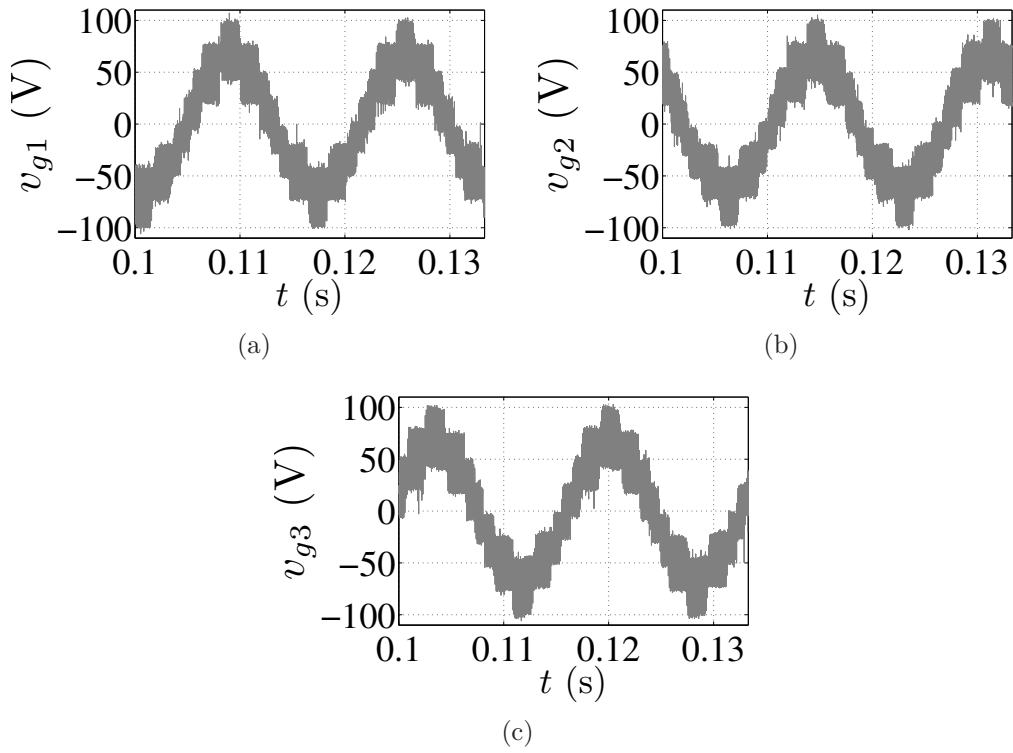


Figura 3.26: Tensões da rede da topologia 33333. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} .

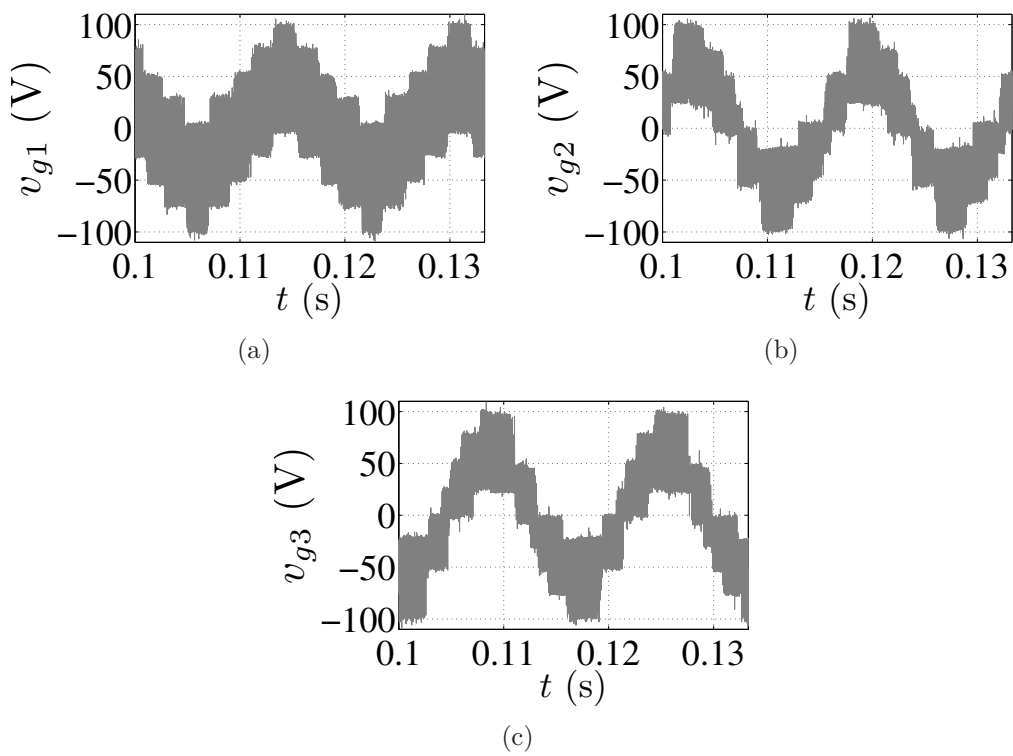


Figura 3.27: Tensões da rede da topologia 23332. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} .

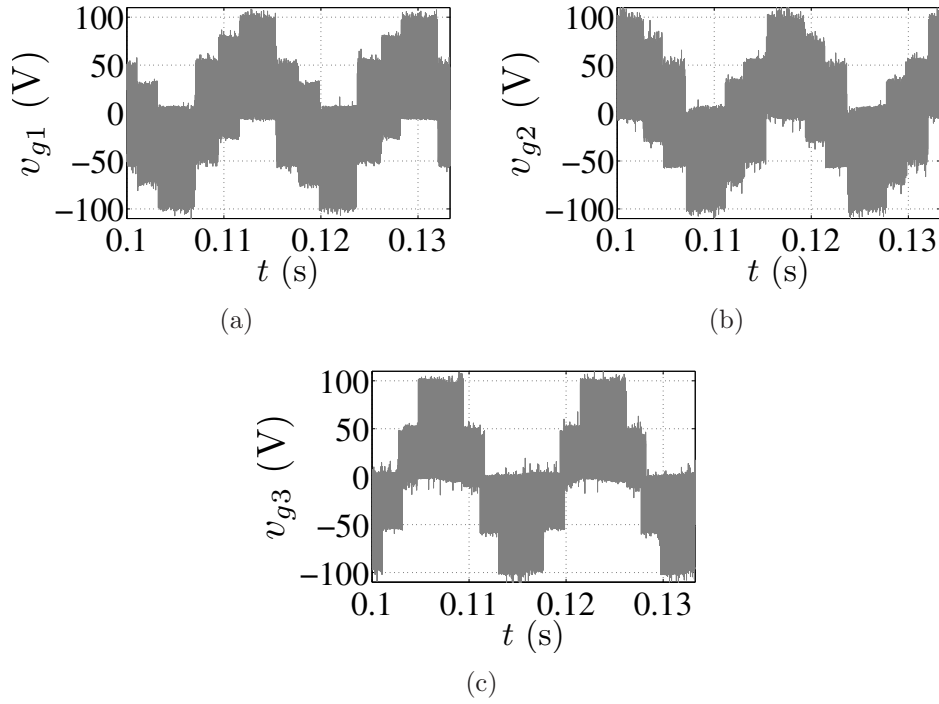


Figura 3.28: Tensões da rede da topologia 22322. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} .

Tabela 3.19: THD (%) das correntes de entrada para f_s de 10kHz

Topologia	i_{g1}	i_{g2}	i_{g3}
33333	2,09	2,15	2,12
22322	3,00	3,10	2,60

Tabela 3.20: THD (%) das correntes de saída para f_s chaveamento de 10kHz

Topologia	i_{l1}	i_{l2}	i_{l3}
33333	1,36	1,32	1,38
22322	1,96	1,98	1,70

Tabela 3.21: $WTHD$ (%) das tensões de entrada para f_s chaveamento de 10kHz

Topologia	v_{g1}	v_{g2}	v_{g3}
33333	0,49	0,48	0,50
22322	0,59	0,61	0,55

Tabela 3.22: $WTHD$ (%) das tensões de saída para f_s chaveamento de 10kHz

Topologia	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
33333	0,41	0,42	0,46
22322	0,55	0,57	0,5

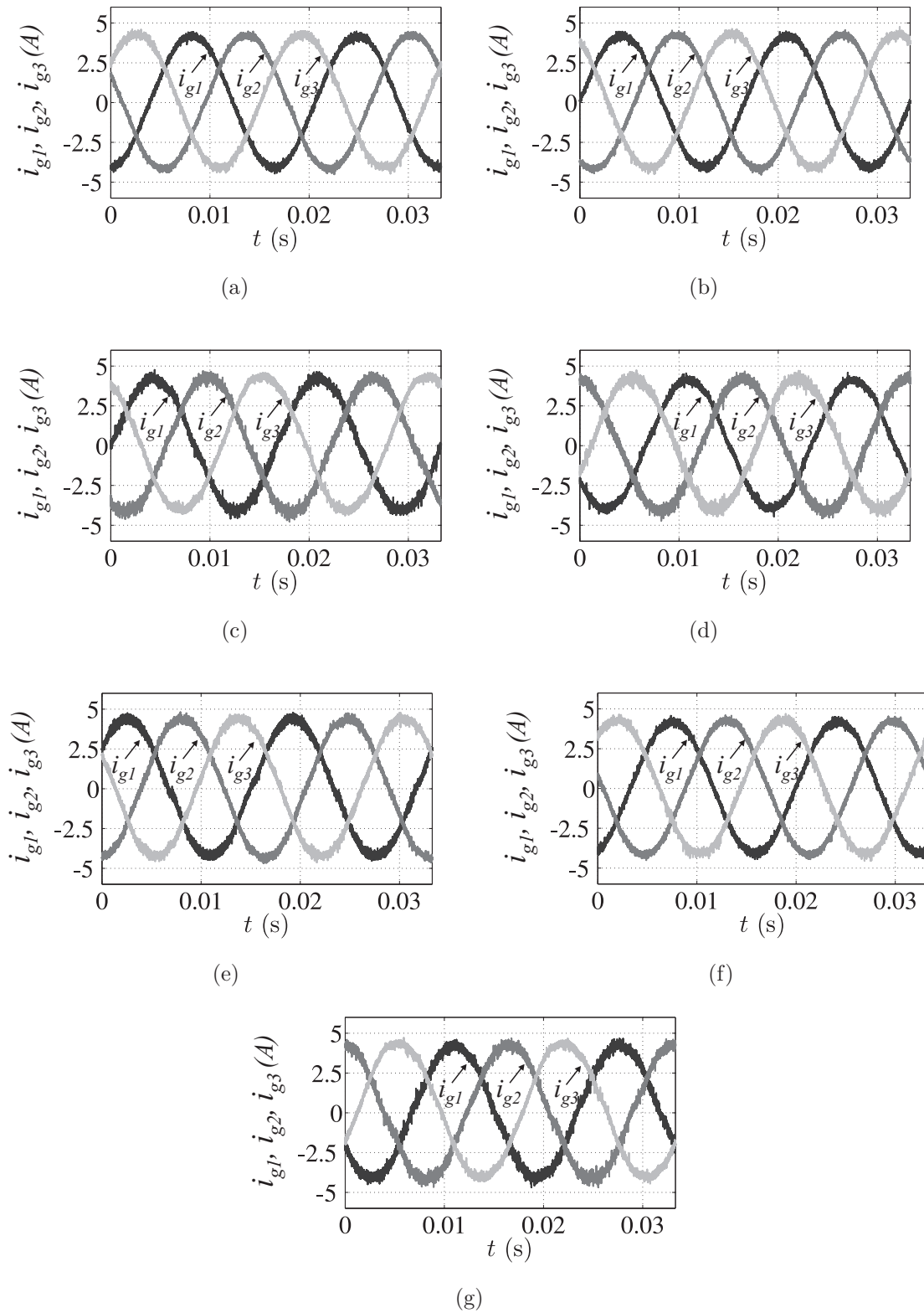


Figura 3.29: Correntes na entrada do conversor frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a)6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333

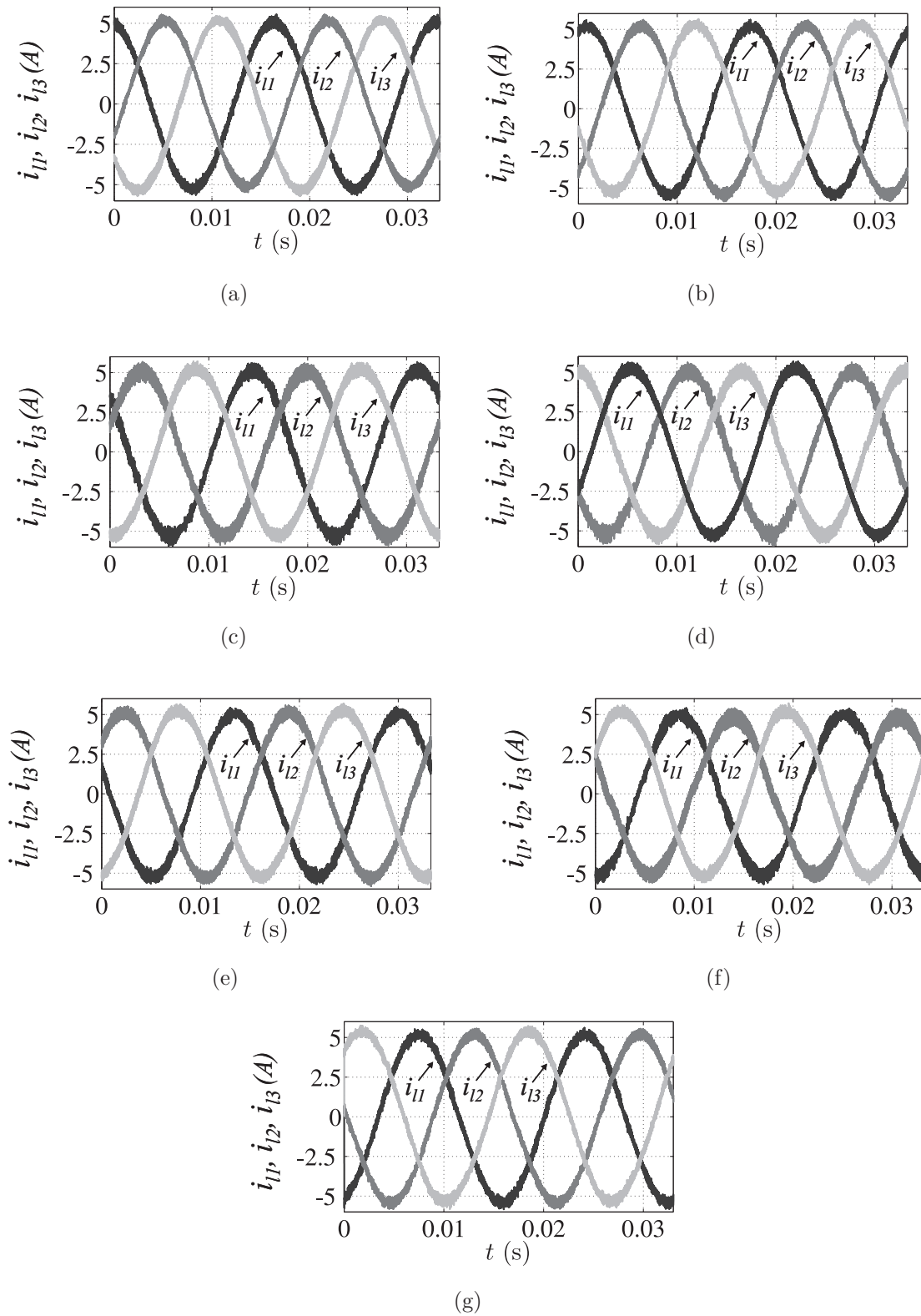


Figura 3.30: Correntes na saída do conversor frequência de chaveamento = 10kHz aplicada as topologias: (a)6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333

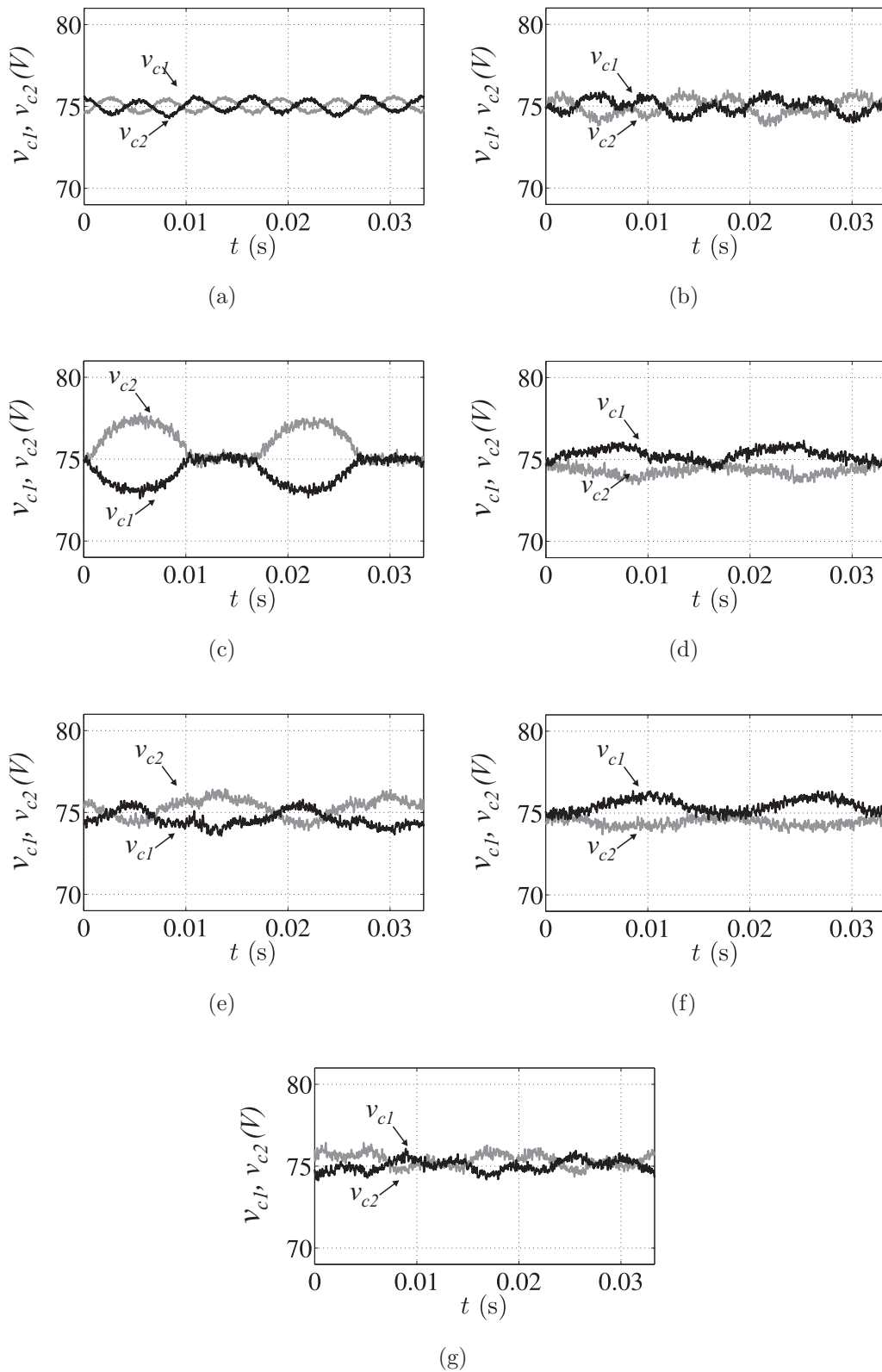


Figura 3.31: Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de frequência de chaveamento = 10kHz. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 32223. (e) 23332. (f) 33322. (g) 22333

3.11.2 Frequência de chaveamento de 5kHz

Nas Figs. 3.32, 3.33 e 3.34, são apresentadas as formas de onda para as seguinte topologias: 33333, 23332 e 22322, respectivamente. As correntes de entrada e saída do conversor, como também, as tensões dos capacitores, podem ser vistas nas Figs. 3.35, 3.36 e 3.24, respectivamente.

Apresentam-se nas Tabelas 3.23 e 3.24 os valores de THD para as correntes de entrada e saída, respectivamente. Nas Tabelas 3.25 e 3.26, são listados os valores de $WTHD$ para as tensões de entrada e saída, respectivamente.

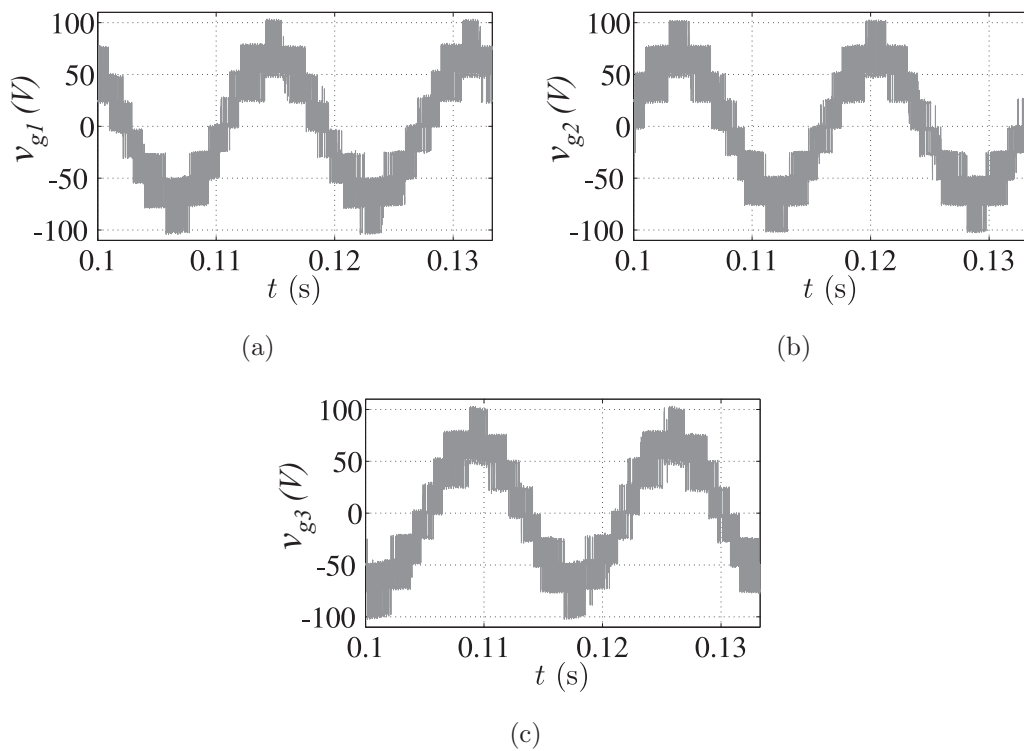


Figura 3.32: Tensões da rede e da carga da topologia 33333 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} .

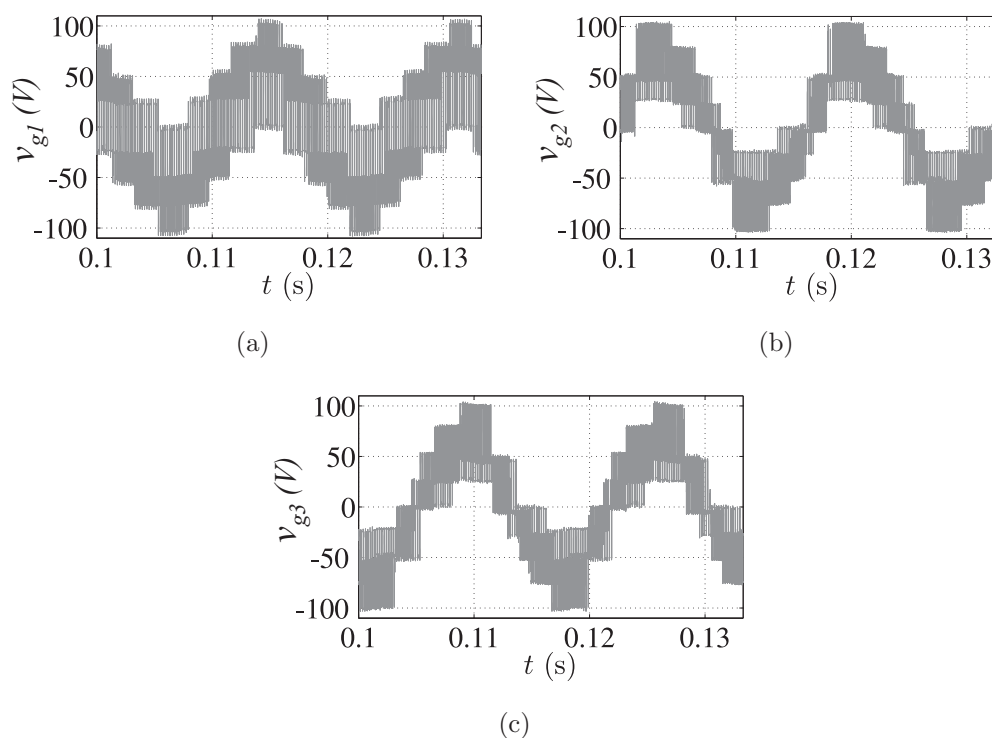


Figura 3.33: Tensões da rede e da carga da topologia 23332 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} .

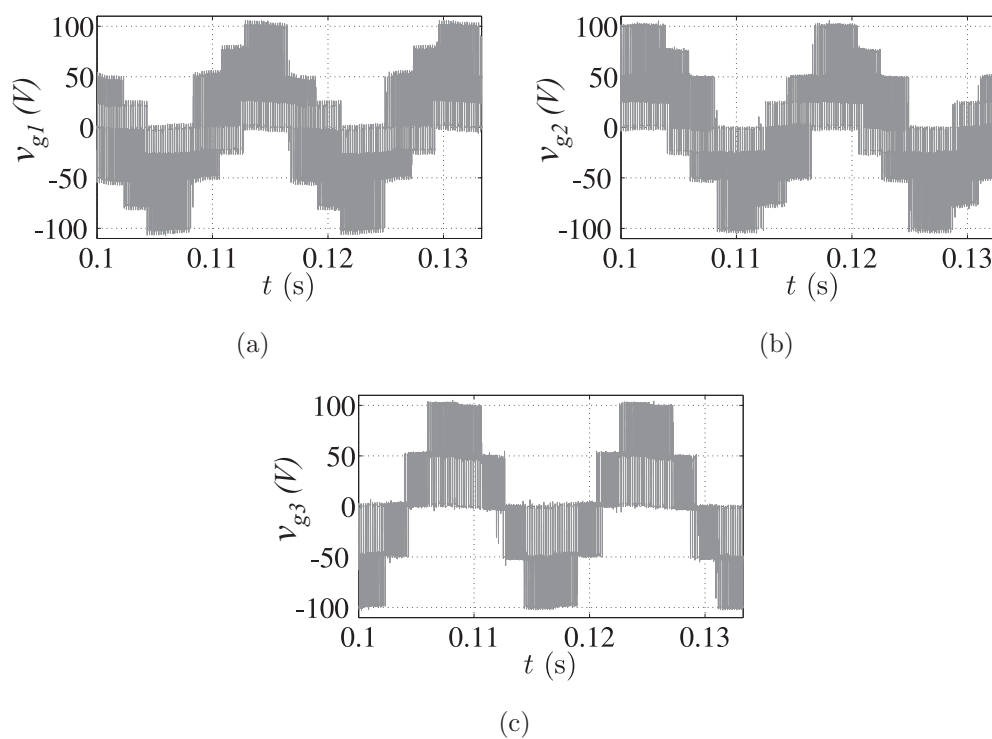


Figura 3.34: Tensões da rede para a topologia 22322 para frequência de chaveamento = 5kHz. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{g2} . (c) Tensão v_{g3} .

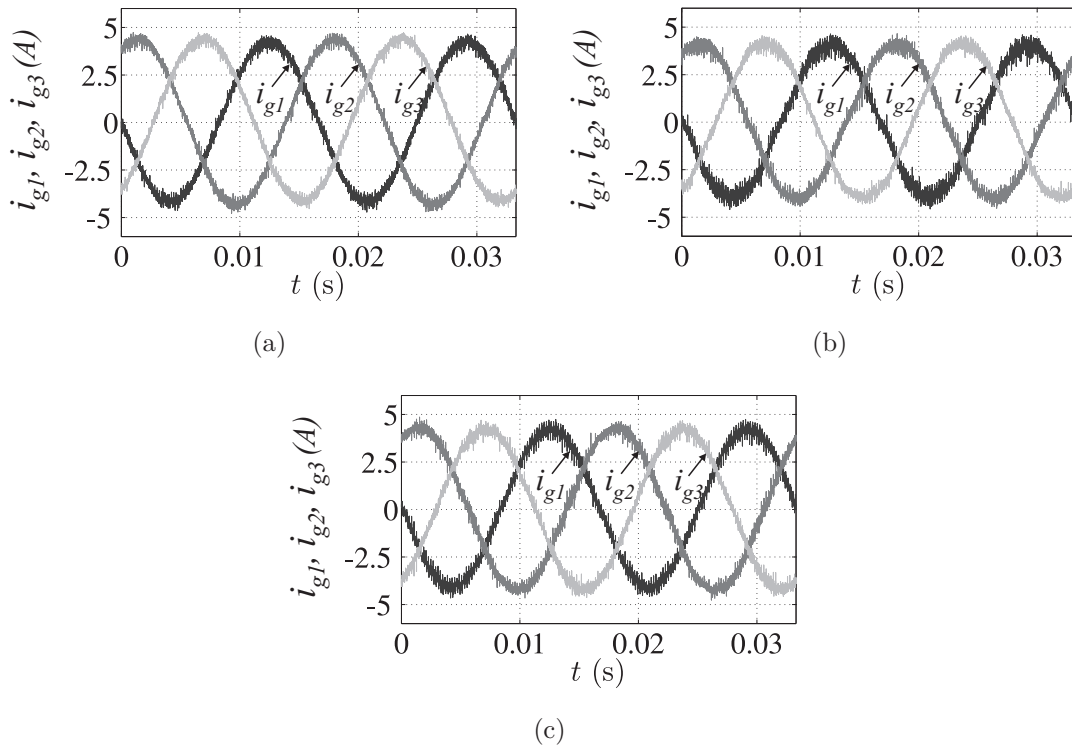


Figura 3.35: Correntes na entrada do conversor frequência de chaveamento = 5kHz aplicada as topologias: (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332.

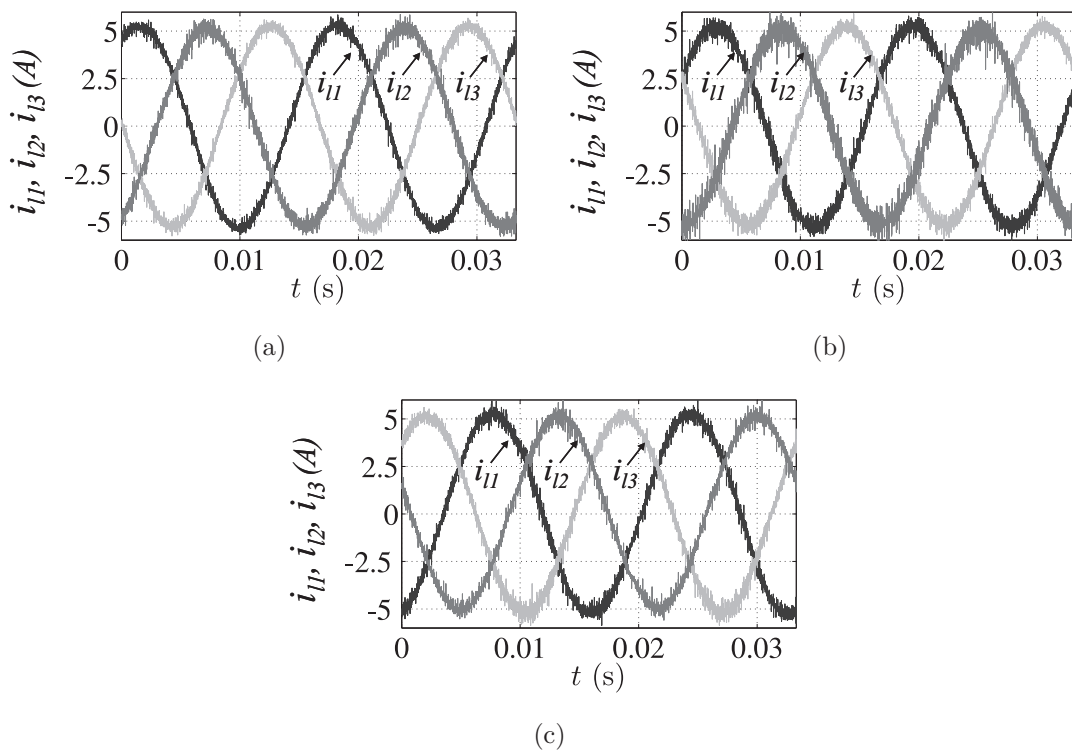


Figura 3.36: Correntes na entrada do conversor frequência de chaveamento = 5kHz aplicada as topologias: (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332.

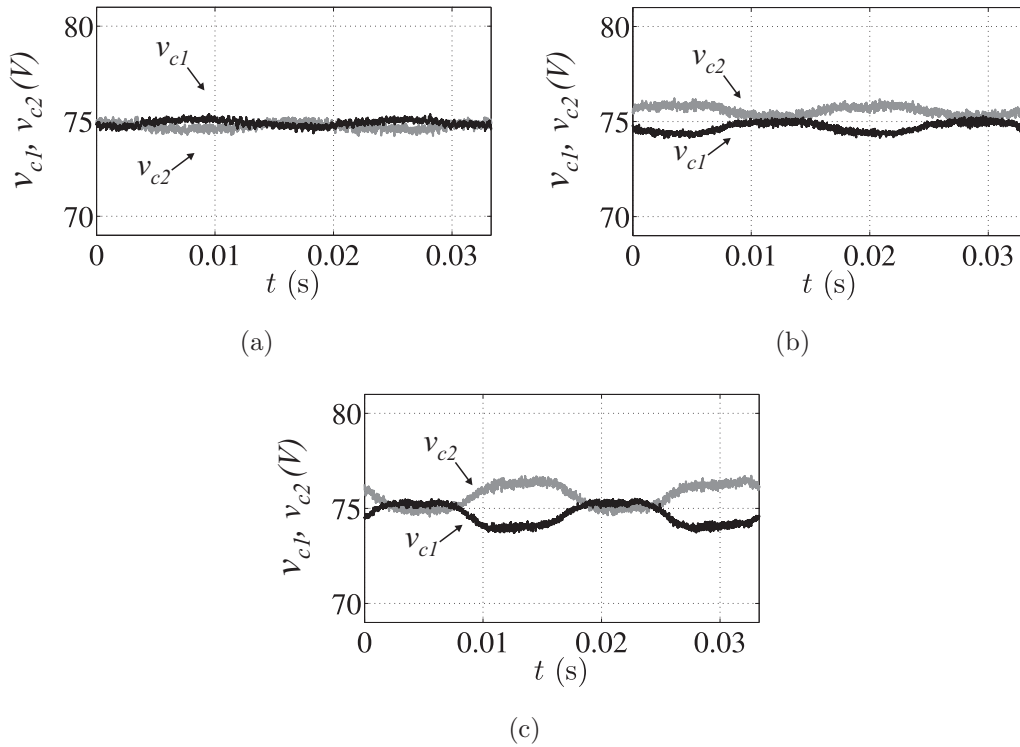


Figura 3.37: Tensões nos capacitores do barramento para uma frequência de frequência de chaveamento = 5kHz. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333

Tabela 3.23: THD (%) das correntes de entrada para f_s de chaveamento de 5kHz

Topologia	i_{g1}	i_{g2}	i_{g3}
33333	3,0	3,04	2,98
22322	4,32	4,34	3,82

Tabela 3.24: THD (%) das correntes de saída para f_s de chaveamento de 5kHz

Topologia	i_{l1}	i_{l2}	i_{l3}
33333	2,25	2,23	2,25
22322	3,08	3,0	2,84

Tabela 3.25: WTHD (%) das tensões de entrada para f_s de chaveamento de 5kHz

Topologia	v_{g1}	v_{g2}	v_{g3}
33333	0,60	0,63	0,62
22322	0,75	0,76	0,68

Tabela 3.26: WTHD (%) das tensões de saída para f_s de chaveamento de 5kHz

Topologia	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
33333	0,61	0,63	0,63
22322	0,74	0,73	0,66

3.11.3 Eficiência

Também foi calculada a eficiência das topologias 33333, 22322 e 6x3, conforme dados listados na Tabela 3.27. A partir dos dados, observa-se que a topologia de cinco braços, tem uma maior eficiência. Com os mesmos valores de tensão de entrada/saída e o mesmo valor de tensão do barramento, o conversor de cinco braços utiliza menos componentes de potência (interruptores e diodos), se comparado com o de seis braços.

Além disso, o valor eficaz da corrente do braço compartilhado é menor do que o de cada um dos outros braços. Isto ocorre também quando se compara com as correntes nos braços do conversor 6x3. Portanto, o conversor de cinco braços tem melhor eficiência do que a convencional de seis braços (6x3).

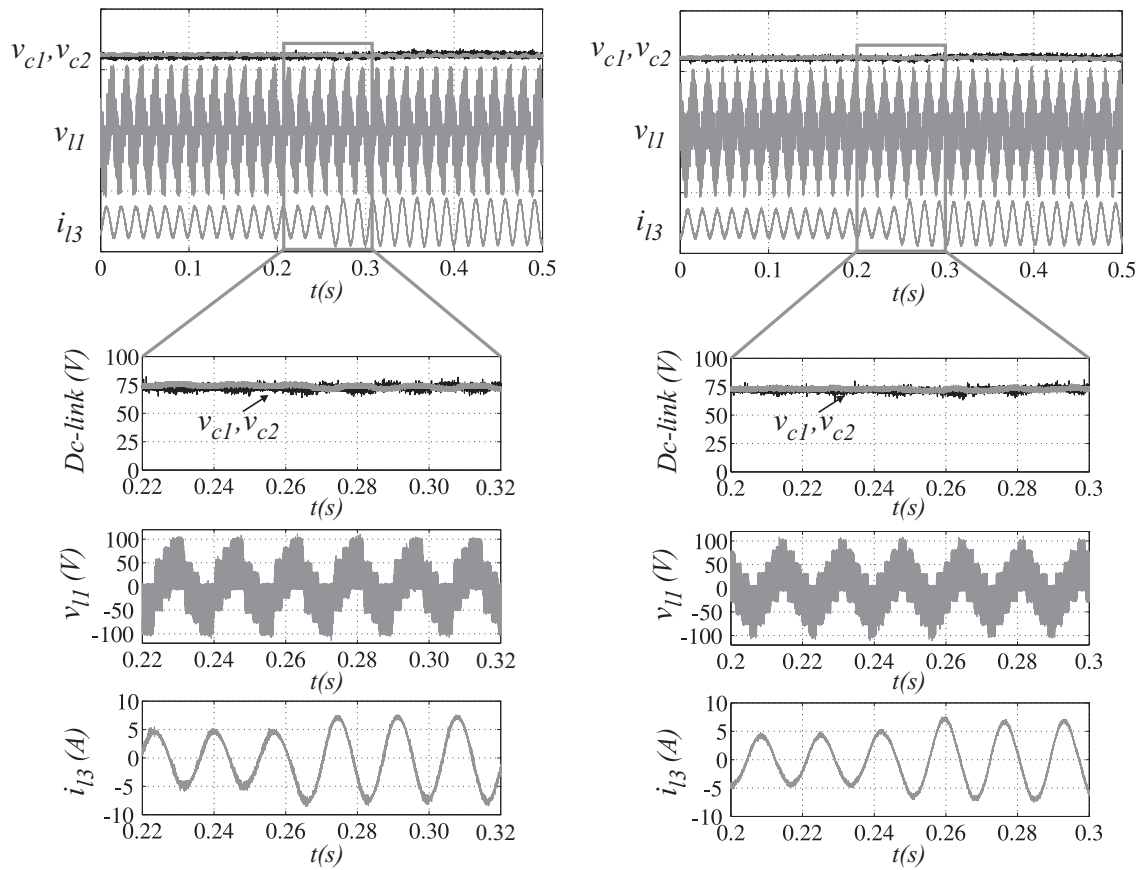
Tabela 3.27: Eficiência dos conversores

Conversor	Eficiência
6x3	0,88
33333	0,94
22322	0,94

3.11.4 Comportamento Dinâmico

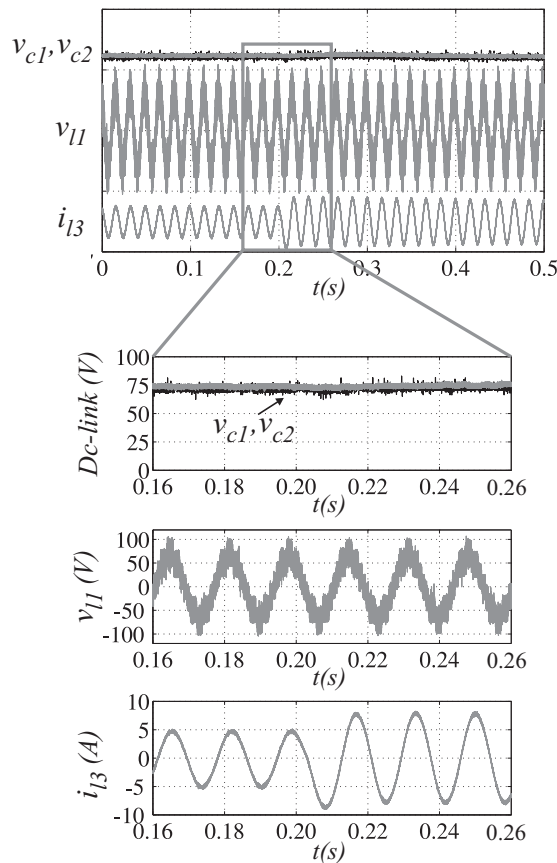
O comportamento dinâmico do sistema foi testado por meio de uma carga transitória. Uma carga resistiva foi conectada em paralelo com a carga inicial do conversor (aproximadamente nos instantes 0,26s, 0,24s e 0,20s, para as topologias, 22322, 23332 e 22333, respectivamente), gerando um acréscimo de potência em 70W por fase (isso equivale a 35% em cada fase). As formas de onda dos transitórios de corrente, tensão na carga e tensões no barramento CC são vistos nas Figs. 3.38(a), 3.38(b) e 3.38(c).

Na Fig. 3.39, são vistas as formas de onda das correntes na rede, carga e do braço compartilhado e seus valores *rms*. A corrente no braço compartilhado é menor que as outras correntes. Uma vez que a tensão e a frequência no braço compartilhado são semelhantes às dos outros braços, uma menor corrente no braço compartilhado indica que este possui menores perdas totais. Isso já era esperado devido à corrente no braço compartilhado ser a diferença entre as correntes da rede e da carga.



(a)

(b)



(c)

Figura 3.38: Transitório de carga para as topologias. (a) 22322. (b) 23332. (c) 22333.

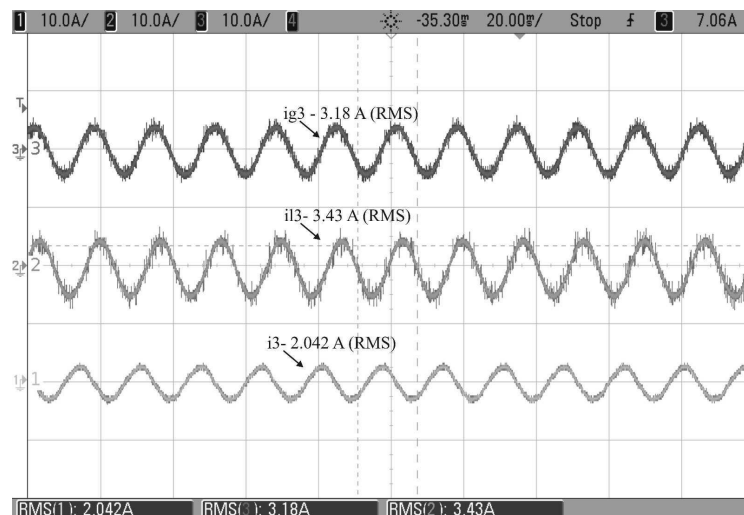


Figura 3.39: Corrente da rede (i_{g3}), corrente da carga (i_{l3}) e corrente do braço compartilhado (i_3) para a topologia 22322.

3.12 Conclusões

O comportamento do conversor depende do valor escolhido de v_{n0}^* (ex. ver Tabela. 3.6 para a $WTHD$ da tensão). Uma vez que o valor de v_{n0} otimiza a distorção harmônica de um lado do conversor, não necessariamente vai otimizar o outro lado. Não podendo ser garantida, simultaneamente, a otimização de ambos os lados em qualquer situação, então, a distorção harmônica para um lado pode ser otimizada enquanto, o outro lado vai operar com a distorção não otimizada. Usando esse critério, o comportamento do conversor para o lado da rede e da carga é essencialmente definido em relação ao número de braços de dois e três-níveis para cada lado do conversor, independente de suas posições (ex., $322u_l t_l$ tem o mesmo comportamento para o lado da rede que $232u_l t_l$ e $223u_l t_l$).

Limite de Potência do Conversor

Através da técnica de sincronismo, a tensão do barramento no conversor de cinco braços é a mesma de um conversor de seis braços. A potência nas chaves dos braços $g1$, $g2$, $l2$ e $l1$, são as mesmas do conversor completo com seis braços. O braço compartilhado (braço 3), tem uma menor corrente, quando comparado com os outros braços, devido a diferença entre as correntes da rede e da carga.

Distorção Harmônica

Ao analisar a distorção harmônica pode-se notar que a topologia completa, com seis

braços (6x3) tem um desempenho equivalente ($WTHD$) quando comparada com a topologia com cinco braços (33333), que usa quatro chaves e seis diodos a menos. Por outro lado, a configuração 22322 apresenta um número reduzido de interruptores (quatro chaves e quatro diodos a menos), o que resulta em um baixo custo, apresentando também um nível de distorção inferior a 5 % da norma IEEE-519. Além disso, o braço compartilhado melhora as tensões geradas pelo conversor do lado da rede e do lado da carga. Os conversores 33322 e 22333 permitem melhorar preferencialmente os lados da rede ou da carga, respectivamente.

Perdas nos Conversores

De acordo com a Tabela. 3.12, observa-se que o conversor de referência (configuração 6x3) tem as maiores perdas totais, que incluem a condução e as perdas de comutação, em comparação com as configurações de cinco braços. Na verdade, esse resultado era esperado devido ao seu maior número de componentes.

Resultados Gerais

Na Tabela 3.28, tem-se a comparação das perdas e das distorções de duas topologias propostas com a topologia convencional de três-níveis, para uma f_s de 10kHz. Os resultados em perdas e distorção, para as topologias propostas, são próximos dos resultados do convencional de cinco braços de três-níveis.

Os resultados experimentais foram semelhantes aos vistos em simulação: o mesmo número de níveis observados nas tensões de fase, a relação entre os níveis de distorção, e o equilíbrio das tensões do barramento, validando o experimento realizado.

Tabela 3.28: Tabela Comparativa do Capítulo 3

Topologia	$WTHD(\%)$	$Perdas(W)$
33333	0,66	46,5
23332	0,98	49,0
22322	1,26	51,4

4

Conversor Trifásico CC/CA a Quatro Fios

4.1 Introdução

O conversor de três braços, apresentado no Capítulo 2, tem seu uso voltado para cargas a três fios equilibradas, já que existe a falta de graus de liberdade necessários para produzir três tensões independentes, pois esse conversor produz somente duas tensões de saída independentes, ou seja, se v_{ab} e v_{bc} são determinadas, então v_{ca} fica definida.

Uma possibilidade seria a conexão do neutro da carga (quarto fio) ao ponto central do barramento, mas, tem como desvantagem o nível máximo de tensão de fase limitado ao valor de metade do barramento ($E/2$), menor que $2E/3$ dos conversores trifásicos a três fios, como também, o desbalanceamento das tensões do barramento, causado pela corrente que circula pelo quarto fio.

O conversor convencional mais simples que contenha três graus de liberdade, necessário para compensar desequilíbrios, é um conversor de quatro braços, sendo uma solução para sistemas que utilizam cargas desequilibradas. Para as topologias que alimentam cargas com quatro fios, foram propostas algumas configurações que serão apresentadas a seguir. Nas Figs. 4.1 e 4.2, tem-se as configurações completas de dois e três-níveis (chamadas neste trabalho de 2222 e 3333, respectivamente) que serão usadas como referências para avaliação das topologias propostas. Neste capítulo, são investigadas as topologias utilizadas em um

conversor trifásico, com quatro braços, utilizando estruturas de dois e três-níveis.

As topologias foram propostas para se ter redução do número de componentes, em comparação a topologia de um conversor com 4 braços de três níveis. As quatro configurações propostas, apresentadas na Fig. 4.3, serão analisadas considerando-se as seguintes características:

- Método *PWM* Escalar;
- Análise das distorções harmônicas;
- Perdas nos diodos e chaves de potência.

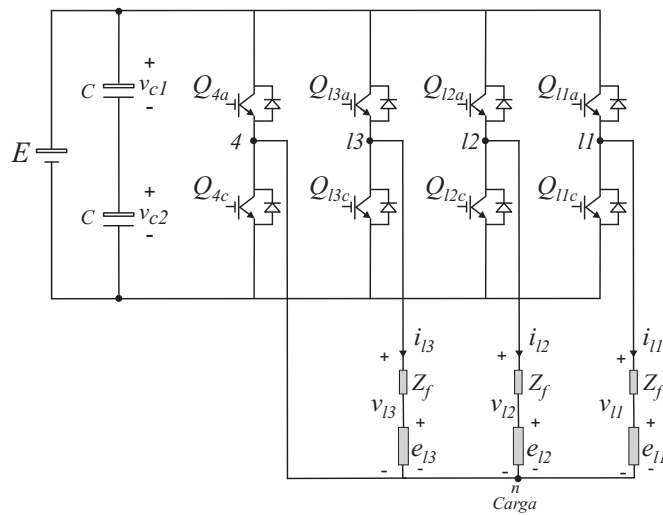


Figura 4.1: Topologia dois-níveis para alimentação de cargas a quatro fios.

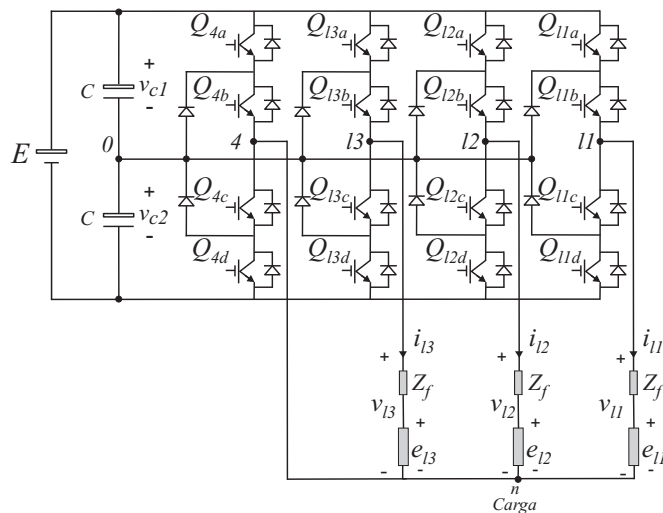


Figura 4.2: Topologia três-níveis para alimentação de cargas a quatro fios.

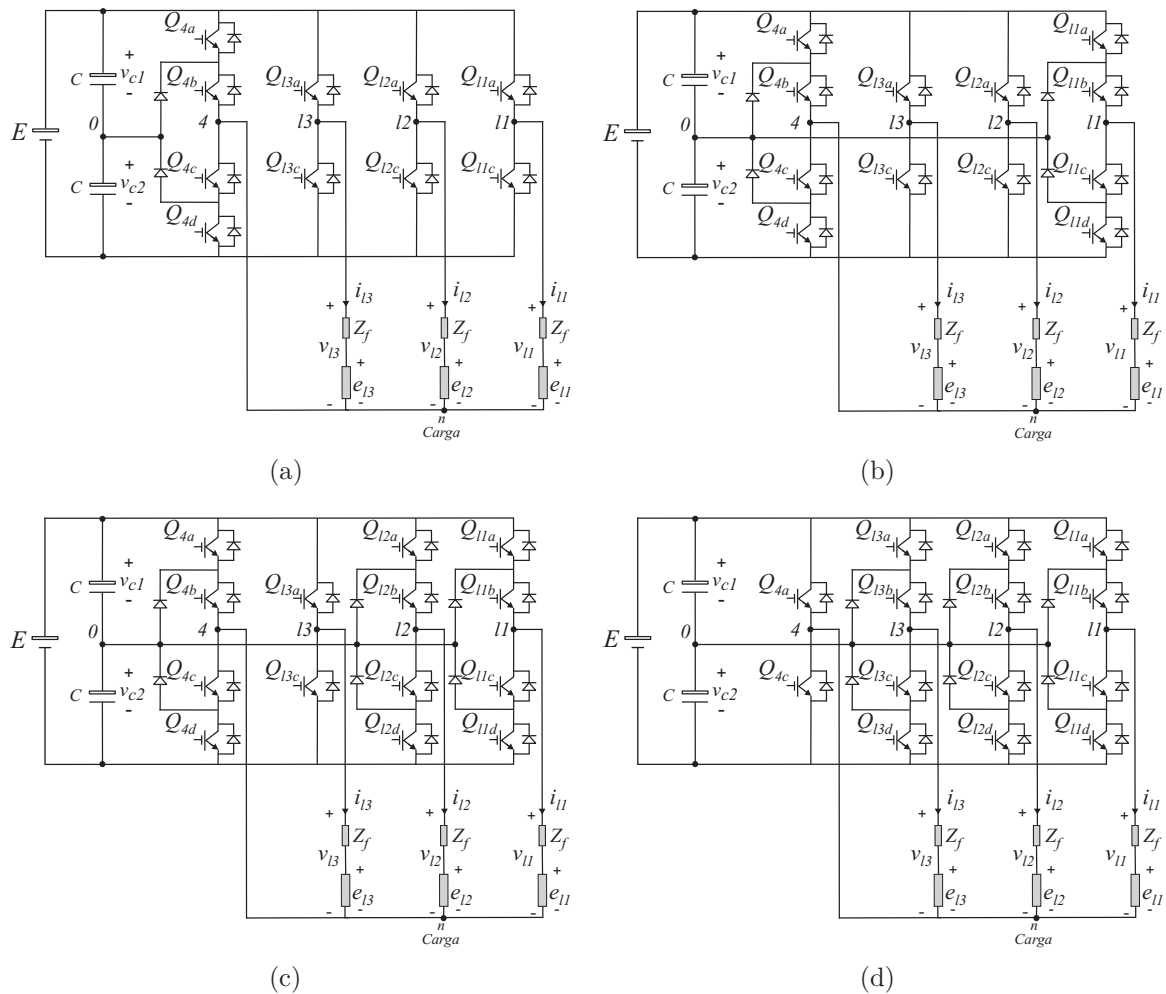


Figura 4.3: Exemplos dos conversores propostos de quatro braços. (a) Um braço de três-níveis para o quarto fio da carga (3222). (b) Dois braços de três-níveis (um para o quarto fio da carga, e outro para uma das fases - 3223). (c) Três braços de três-níveis (um para o quarto fio e outros dois para duas fases - 3233). (d) Três braços de três-níveis, para cada uma das fases da carga (2333).

Na Fig. 4.4, é visto um circuito generalizado que representa todas as combinações possíveis de braços.

A identificação das diferentes topologias dos conversores é feita indicando o número de níveis de tensão em cada braço seguindo a sequência do braço 4, l_3 , l_2 , l_1 . Por exemplo, quando os braços 4, l_2 e l_1 são de três-níveis e o braço l_3 é de dois-níveis, esta configuração é chamada 3223. Na Fig. 4.3, são apresentados os conversores propostos de quatro braços: 3222, 3223, 3233 e 2333.

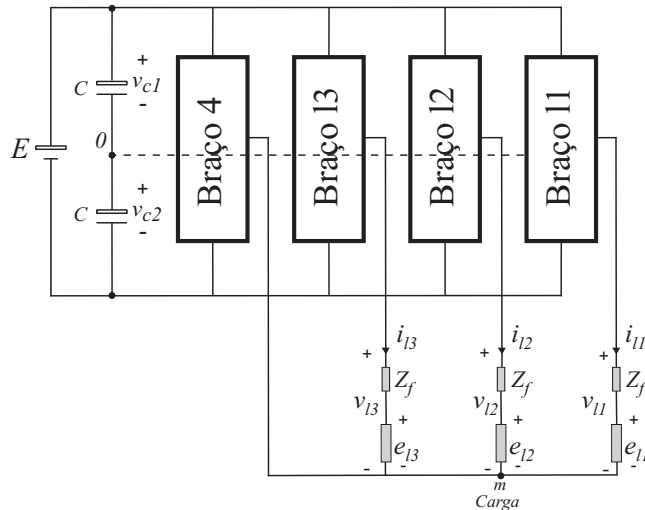


Figura 4.4: Diagrama generalizado de um conversor de quatro braços.

O conversor 3333 é a configuração de referência, com quatro braços de três-níveis. O conversor 3222 utiliza um braço de três-níveis no quarto braço (braço em que é conectado o quarto fio da carga). O conversor 3223 utiliza dois braços de três-níveis, um conectado ao quarto fio da carga e outro conectado a uma das fases da carga. O conversor 3233 utiliza três braços de três-níveis, um conectado ao quarto fio da carga e os outros dois conectados a duas fases da carga. O conversor 2333 utiliza três braços de três-níveis, um conectado para cada fase. Na Tabela 4.1, é listado o número de diodos e chaves de potência para cada uma das configurações estudadas.

Tabela 4.1: Número de diodos e chaves nos conversores

Topologia	Chaves	Diodos
3333	16	24
2333	14	20
3222	10	12
3223	12	16
3233	14	20

4.2 Tensões do Conversor

O conversor de quatro braços pode ser representado pelo circuito equivalente visto na Fig. 4.5. As seguintes equações podem ser derivadas da Fig. 4.5

$$v_{ly0} = v_{ly} + v_{n0} \quad y = 1, 2, 3 \quad (4.1)$$

$$v_{40} = v_{n0} \quad (4.2)$$

onde v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} são as tensões do conversor do lado da carga, v_{l10} , v_{l20} , v_{l30} e v_{40} são as tensões de polo do lado da carga com referência ao ponto central do barramento CC (“0”), e v_{n0} é a tensão do ponto n com referência ao ponto central do barramento.

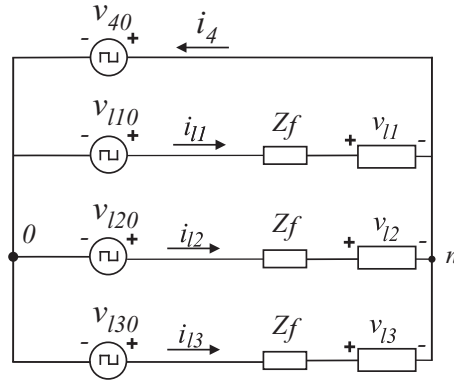


Figura 4.5: Circuito equivalente de um conversor de quatro braços.

As tensões de polo são dadas por

$$v_{z0} = (s_z - 1) \frac{v_c}{2} \text{ para } z = l1, l2, l3 \text{ e } 4 \quad (4.3)$$

onde o estado do braço z é $s_z = 0, 1$ e 2 para os braços de três-níveis e $s_z = 0$ e 2 para os braços de dois-níveis e $v_c = v_{c1} + v_{c2}$ é a tensão do barramento CC.

4.3 Estratégia PWM

4.3.1 PWM Escalar

Os sinais de comando das chaves dos conversores podem ser obtidos através da comparação das tensões de polo de referência, com uma ou mais portadoras. As tensões de referência são indicadas como v_{l1}^* , v_{l2}^* , v_{l3}^* e v_4^*

$$v_{ly0}^* = v_{ly}^* + v_{n0}^* \quad y = 1, 2, 3 \quad (4.4)$$

$$v_{40}^* = v_{n0}^* \quad (4.5)$$

Existe um grau de liberdade (v_{n0}) na definição das tensões de polo de referência (4.4)-(4.5). A fim de distribuir as tensões de pólo de referência no interior da região linear do PWM, é definido um fator de distribuição, μ ($0 \leq \mu \leq 1$), de modo que

$$v_{n0}^* = v_c^* \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{xmax}^* + (\mu - 1) v_{min}^* \quad (4.6)$$

onde, $v_{max}^* = \max \vartheta$ e $v_{min}^* = \min \vartheta$, onde $\vartheta = \{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^* \text{ e } 0\}$.

O valor de μ ($0 < \mu < 1$) modifica o sinal de sequência zero v_{n0}^* de forma a modificar a relação entre os vetores utilizados no início e no fim de cada período da modulação. Para esse caso, utilizou-se o $\mu = 0,5$ (o mesmo tempo de aplicação de vetores no início e no final do período de modulação).

Para baixas frequências de chaveamento, surgiu um desequilíbrio nas tensões dos capacitores, como já foi mencionado na seção 2.4.1. Para equalização dessas tensões, foi utilizado o diagrama de controle visto na Fig. 2.24. Na Tabela 4.2, tem-se o valor das componentes harmônicas pares de baixa ordem, após o controle, para as topologias em estudo. A componente fundamental, tem amplitude de 70V.

Tabela 4.2: Valor das componentes harmônicas pares de baixa ordem - frequência de chaveamento de 720Hz.

Topologia	Fase	2ª	4ª	6ª
3333	Fase 1	1,47	2,13	1,82
	Fase 2	1,57	2,08	1,78
	Fase 3	1,56	2,47	1,76
3222	Fase 1	0,31	1,05	2,22
	Fase 2	0,34	0,55	2,49
	Fase 3	0,35	0,77	2,47
3223	Fase 1	2,47	3,01	0,85
	Fase 2	0,55	1,11	4,26
	Fase 3	0,96	1,51	6,28
3233	Fase 1	1,25	1,7	1,15
	Fase 2	0,7	0,54	0,45
	Fase 3	1,16	2,3	0,82
2333	Fase 1	1,45	2,1	3,58
	Fase 2	1,7	2,11	2,66
	Fase 3	1,44	2,36	1,15

4.4 Distorção Harmônica

Foram realizadas análises das distorções nas tensões da carga geradas pelas configurações propostas, utilizando a Distorção Harmônica Total Ponderada (*WTHD* - *Weighted Total Harmonic Distortion*, (seção 2.5, expressão 2.30).

4.4.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

A Tabela 4.3 apresenta a *WTHD* das tensões v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} para as configurações propostas, indicadas na Tabela 4.1. Para as configurações híbridas de quatro braços, percebe-se que o braço que recebe o quarto fio, tem de ser de três-níveis, para se ter índices de distorção menores, como atestam os resultados. Exemplo disso é que a topologia 2333 tem nível de distorção pior que a topologia 2222, utilizando três braços de três-níveis. Além disso, os menores níveis de distorção harmônica ocorrem para $\mu = 0,5$.

Tabela 4.3: *WTHD* (%) das tensões para frequência de chaveamento de 10kHz

Topologia	μ	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
2222	0	0,56	0,56	0,56
	1	0,55	0,55	0,55
	0,5	0,50	0,50	0,50
3333	0	0,24	0,24	0,24
	1	0,23	0,24	0,23
	0,5	0,20	0,20	0,20
3222	0	0,42	0,42	0,42
	1	0,44	0,44	0,44
	0,5	0,40	0,40	0,40
3223	0	0,23	0,42	0,42
	1	0,24	0,44	0,44
	0,5	0,20	0,40	0,40
3233	0	0,23	0,23	0,41
	1	0,24	0,24	0,45
	0,5	0,20	0,20	0,40
2333	0	0,62	0,62	0,62
	1	0,61	0,61	0,61
	0,5	0,58	0,58	0,58

A configuração 3222, que tem o braço do quarto fio de três-níveis, proporciona uma redução de 0.3% na distorção harmônica, quando comparada com a topologia completa de dois-níveis. Nas Figs. 4.6 - 4.11, são apresentadas as tensões que foram usadas para o cálculo da *WTHD* para as topologias 3333, 2222, 3222, 3223, 3233 e 2333, respectivamente.

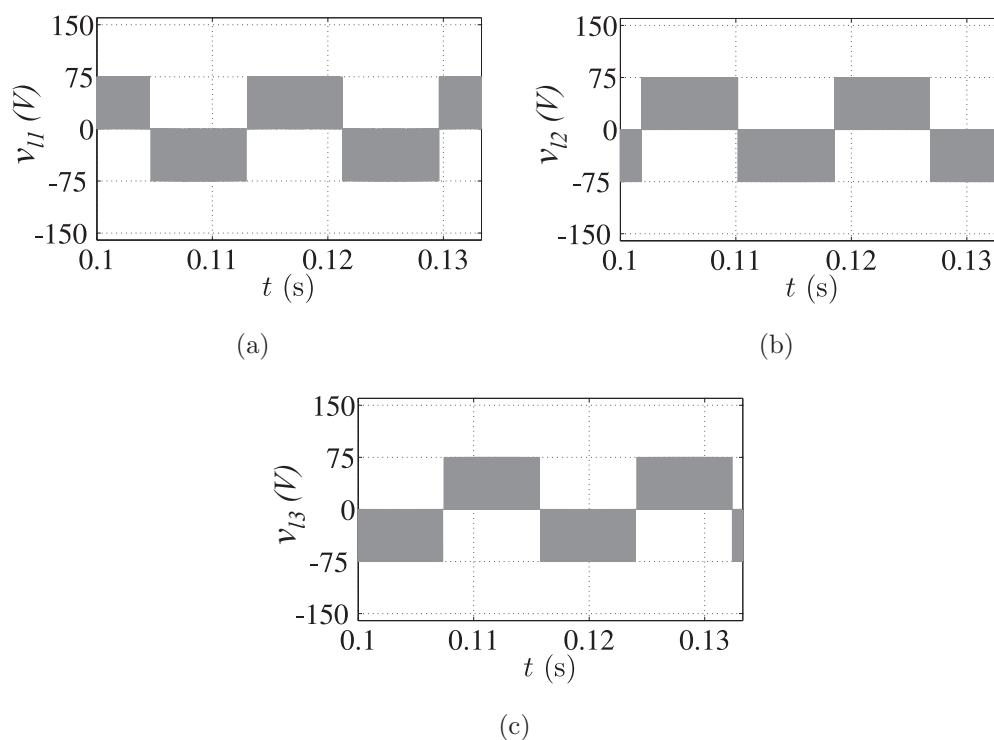


Figura 4.6: Tensões da carga da topologia 3333 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

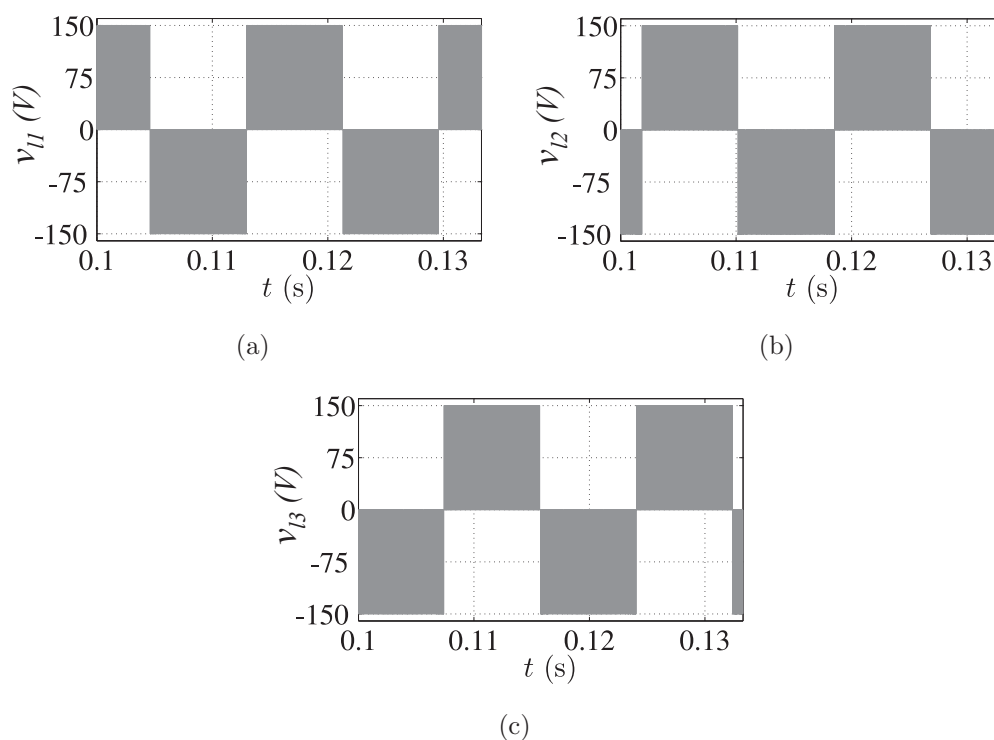


Figura 4.7: Tensões da carga da topologia 2222 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

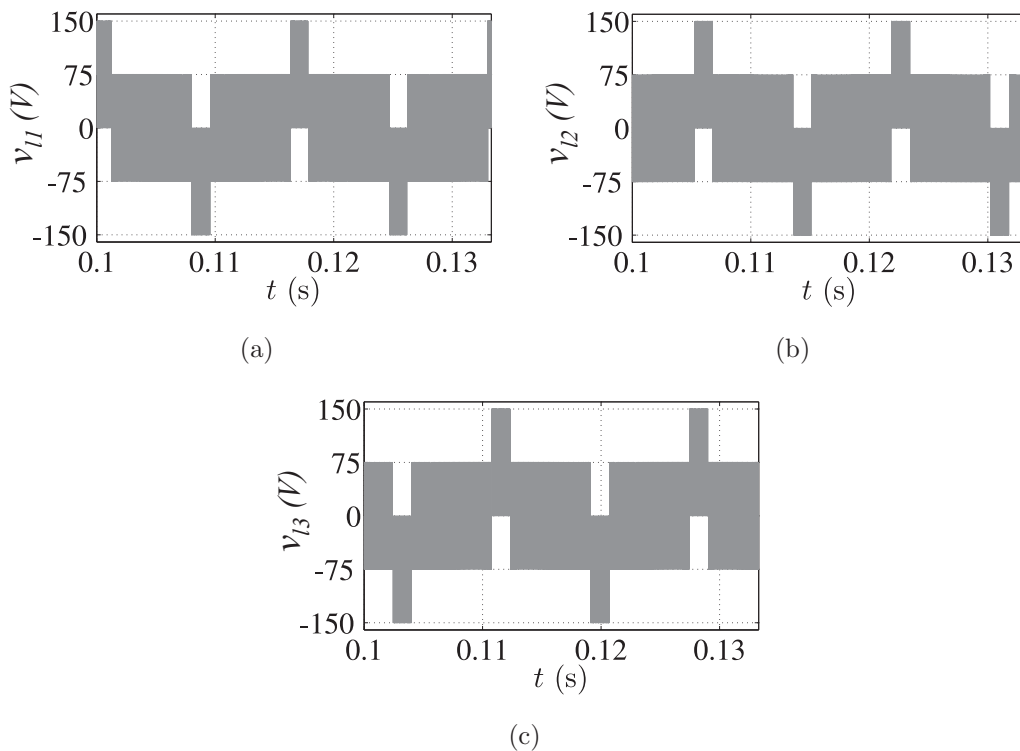


Figura 4.8: Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

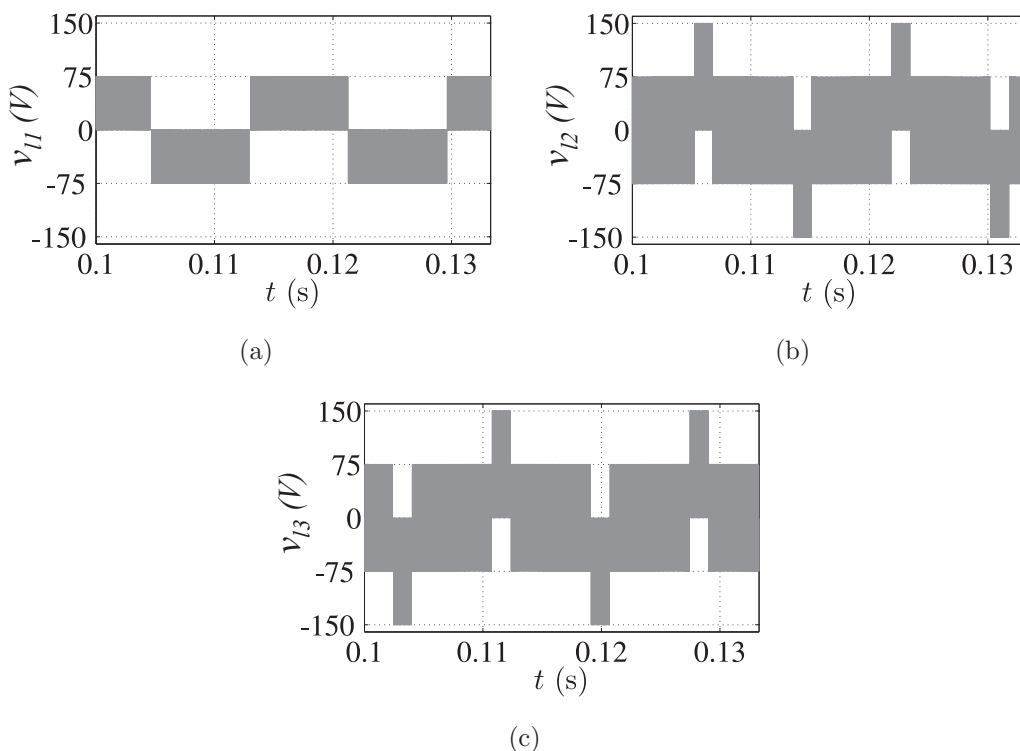


Figura 4.9: Tensões da carga da topologia 3223 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

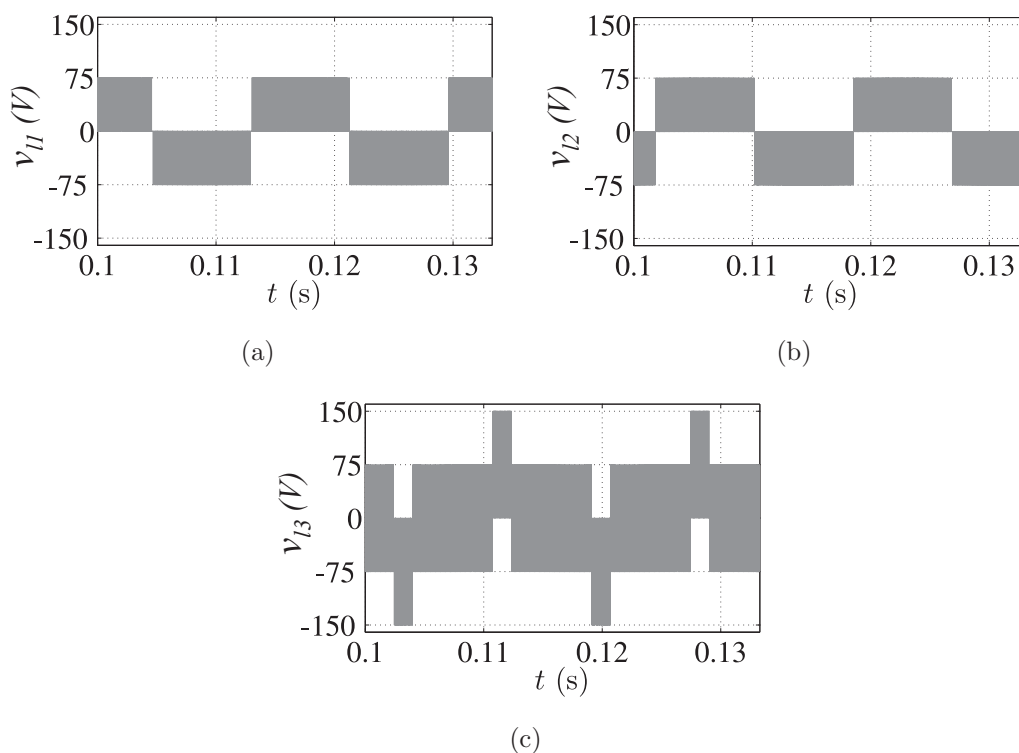


Figura 4.10: Tensões da carga da topologia 3233 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

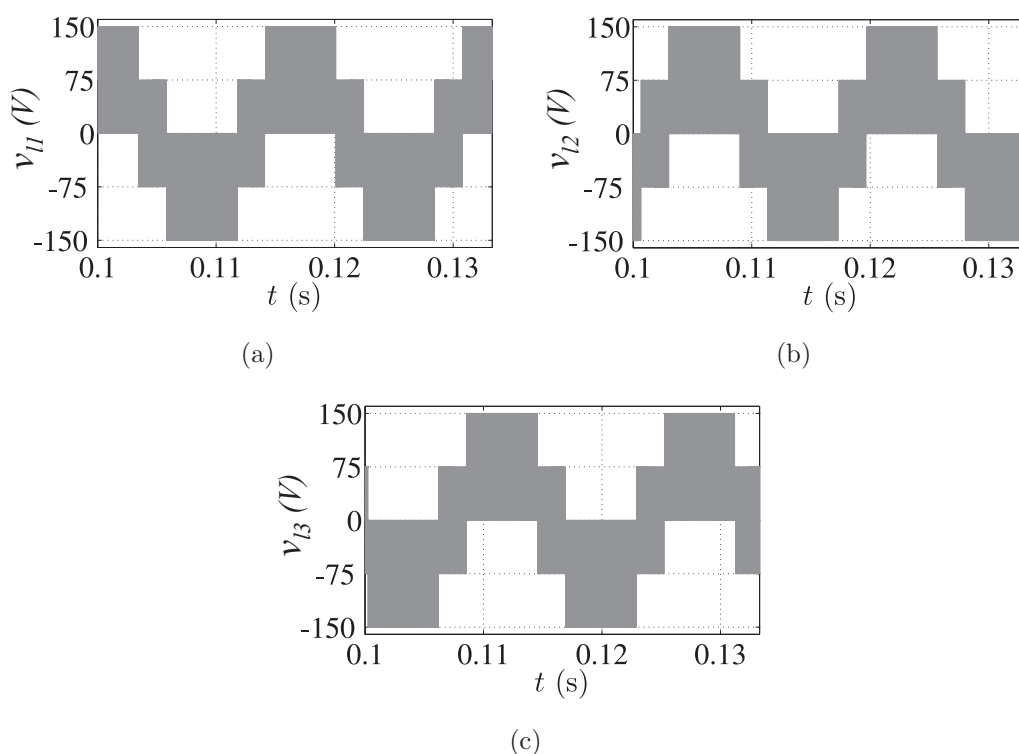


Figura 4.11: Tensões da carga da topologia 2333 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

4.4.2 Frequência de chaveamento de 720Hz

A Tabela 4.4 apresenta a *WTHD* das tensões v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} para as configurações propostas, para uma frequência de chaveamento de 720Hz. Nas Figs. 4.12 e 4.13, são apresentadas as tensões que foram usadas para o cálculo da *WTHD* para as topologias 3333 e 3222, respectivamente.

Os outros resultados tiveram o mesmo número de níveis de tensão observados para o caso de 10kHz, e se encontram no apêndice. As observações que foram feitas para f_s de 10kHz são repetidas aqui: o braço que recebe o quarto fio deve ser de três-níveis e o melhor μ , que fornece os menores valores de distorção, tem valor de 0,5.

Tabela 4.4: *WTHD* (%) das tensões para frequência de chaveamento de 720Hz

Topologia	μ	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}
2222	0	7,44	7,44	7,44
	1	7,50	7,50	7,50
	0,5	6,80	6,80	6,80
3333	0	3,99	3,99	3,99
	1	3,91	3,91	3,91
	0,5	3,15	3,15	3,15
3222	0	5,99	5,99	5,99
	1	6,02	6,02	6,02
	0,5	5,80	5,80	5,80
3223	0	3,98	5,99	5,99
	1	3,91	6,02	6,02
	0,5	3,16	5,80	5,80
3233	0	3,98	3,97	5,99
	1	3,91	3,91	6,02
	0,5	3,16	3,15	5,80
2333	0	8,48	8,48	8,48
	1	8,49	8,49	8,49
	0,5	7,92	7,91	7,92

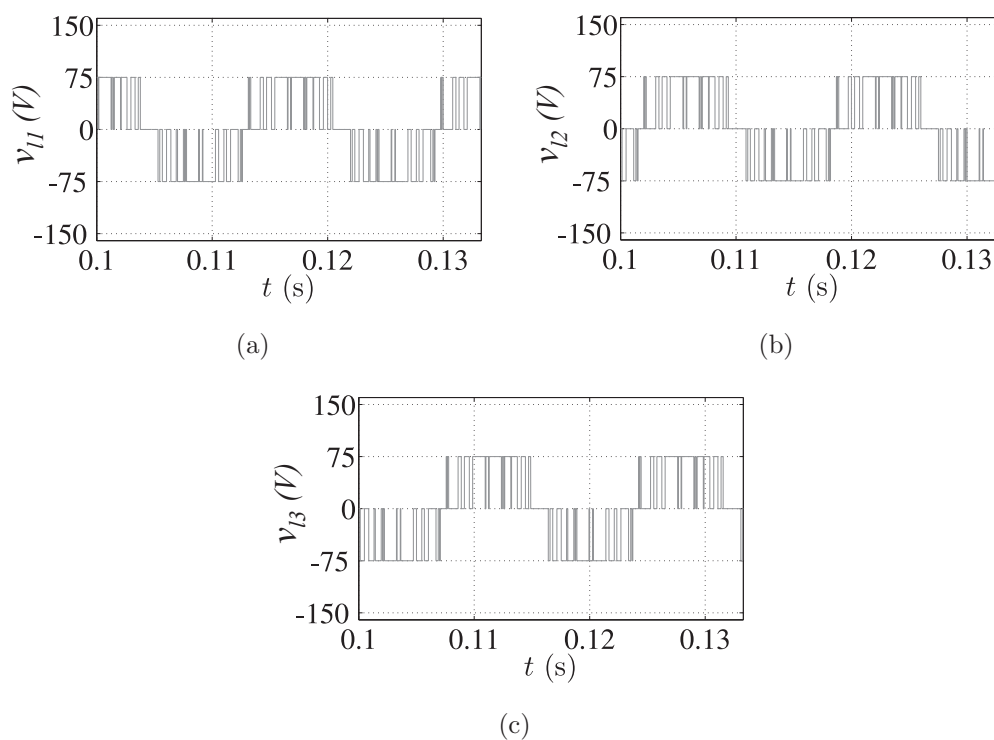


Figura 4.12: Tensões da carga da topologia 3333 para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

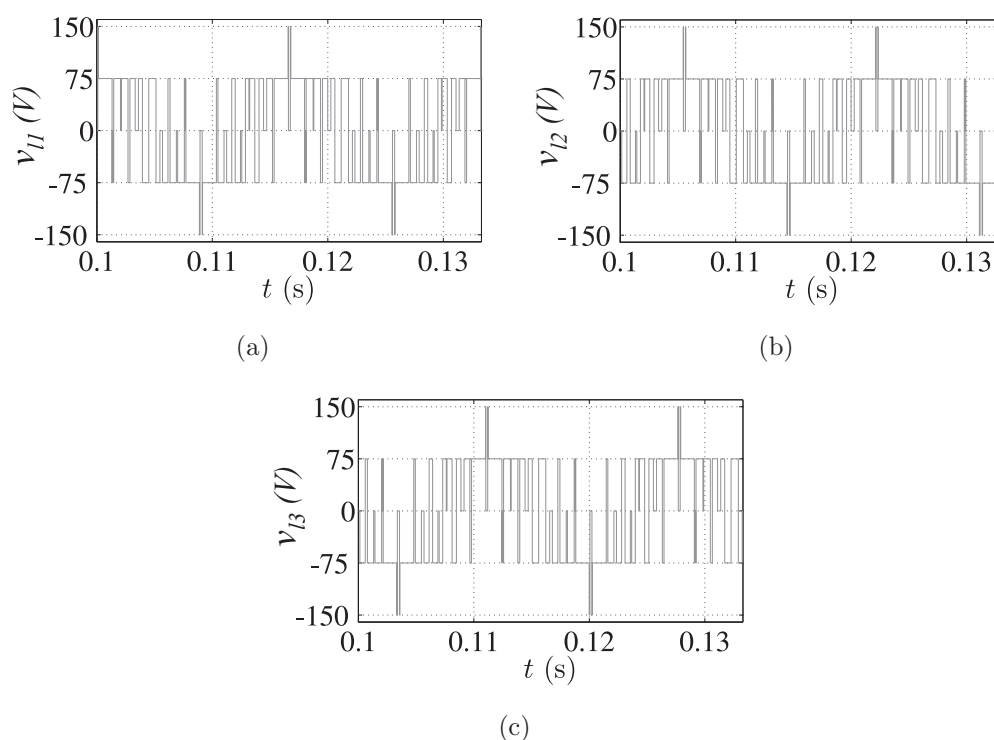


Figura 4.13: Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

4.5 Perdas

Nas Tabelas 4.5 e 4.6 (f_s de 10kHz e 720Hz, respectivamente) são listadas as perdas por condução (P_{cd}), as perdas por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$) para as topologias apresentadas para uma carga de potência de 410W, sendo fixada a frequência média de chaveamento (Cenário 1 - ver seção 2.6). Nas Tabelas 4.7 e 4.8 (f_s de 10kHz e 720Hz, respectivamente), foi fixada a distorção harmônica e observadas as perdas (Cenário 2). Para os estudos da situação do Cenário 2, a topologia 2333, foi tomada como referência, por ser a que tem o maior nível de distorção.

As estruturas que têm em sua composição um maior número de braços de três-níveis, apresentam menores perdas por chaveamento. O ponto negativo está no aumento do número de componentes, aumentando com isso, as perdas por condução.

Tabela 4.5: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 10kHz - Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio
2222	27,6	10,0	37,6	10000	41335
3333	11,3	18,9	30,2	10000	41334
3222	27,5	10,1	37,6	10000	41335
3223	22,1	13,0	35,1	10000	41333
3233	16,6	16,0	32,6	10000	41335
2333	11,6	18,9	30,5	10000	41335

Tabela 4.6: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 720Hz - Cenário 1

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	Chav. Médio (%)
2222	2,19	9,9	12,09	720	3174
3222	1,84	11,75	13,59	720	3114
3223	1,43	14,2	15,63	720	3175
3233	1,21	15	16,21	720	3114
2333	1,12	16,55	17,67	720	3114
3333	0,8	17,8	18,6	720	3054

Tabela 4.7: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 10kHz - Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
2333	15,7	16,4	32,1	10000	1,69
2222	25,9	9,8	35,7	8750	1,68
3222	18,1	11,6	29,7	7125	1,68
3223	11,5	14,2	25,7	5770	1,7
3233	7,7	15	48,7	4570	1,7
3333	3,9	17,9	21,8	3390	1,69

Tabela 4.8: Perdas dos conversores para frequência de chaveamento de 720Hz - Cenário 2

Topologia	P_{ch} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)	f_s (Hz)	WTHD (%)
2333	2,2	9,9	12,1	720	23,75
2222	1,82	10	11,82	625	23,72
3222	1,37	11,85	13,22	583	23,86
3223	0,88	14,6	15,48	504	23,76
3233	0,61	17,7	18,31	413	23,65
3333	0,41	19,6	20,01	295	23,73

4.5.1 Perdas no Barramento

Um estudo comparativo referente à estimativa de perdas no barramento CC foi realizada para as configurações propostas, utilizando a expressão 2.35, apresentada na seção 2.6.1.

Nas Figs. 4.14 e 4.15, são mostrados os espectros das componentes harmônicas da corrente do capacitor para as topologias em estudo para uma f_s de 10kHz. Nas Figs. 4.16 e 4.17, são mostrados os espectros das componentes harmônicas da corrente do capacitor para as topologias em estudo para uma f_s de 720Hz. Quanto maior o número de braços de três-níveis maior o conteúdo harmônico. Foi visto também que, se o quarto braço for de dois-níveis, elimina-se a corrente que entra no ponto central do barramento, gerando menores perdas.

Nas Tabelas 4.9 e 4.10, são listadas as estimativas de perdas para uma f_s de 10kHz e 720Hz, respectivamente, normalizadas pela potência obtida para a configuração convencional de três-níveis.

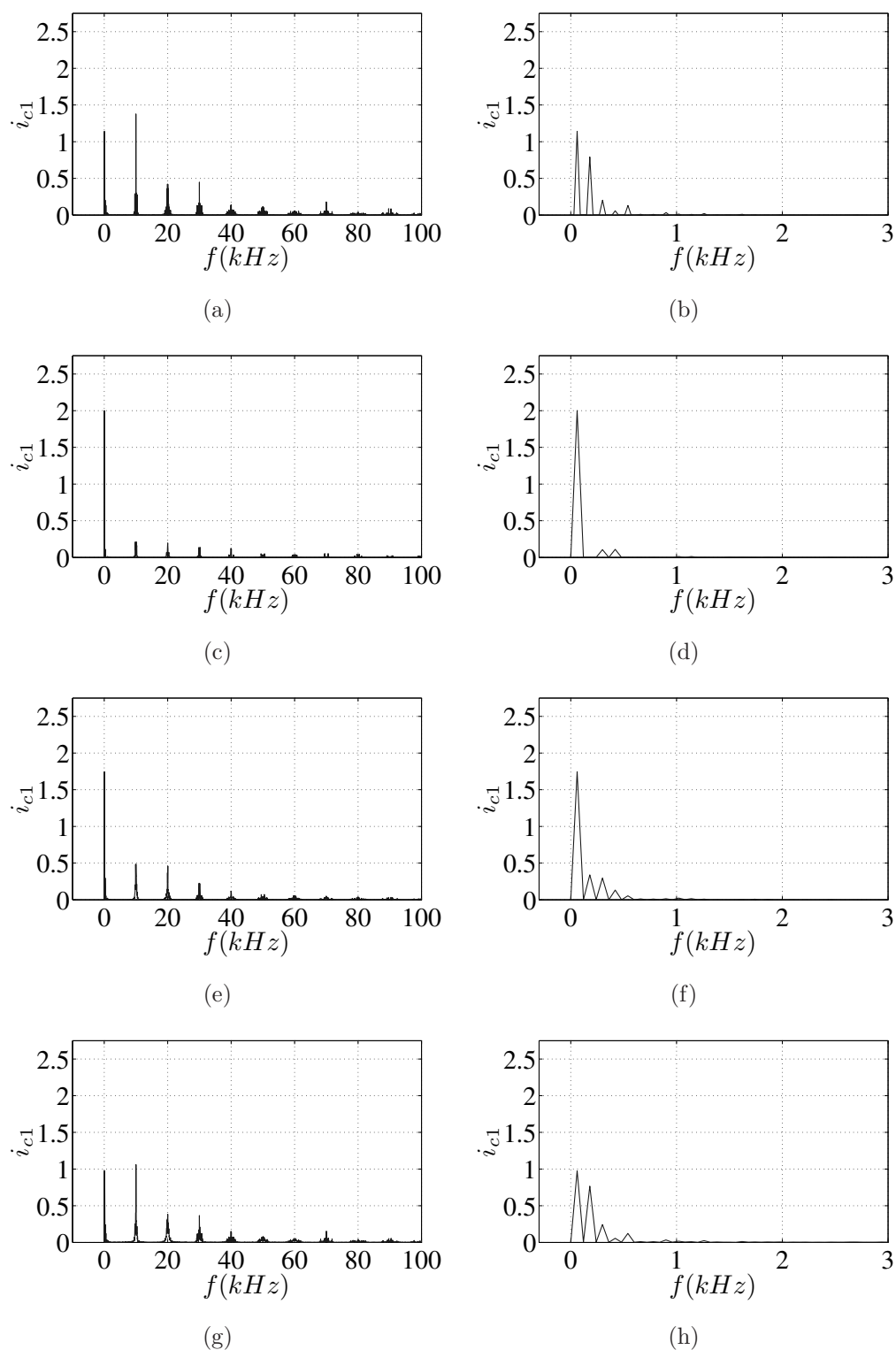


Figura 4.14: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) e (b) 3333. (c) e (d) 3222. (e) e (f) 3223.

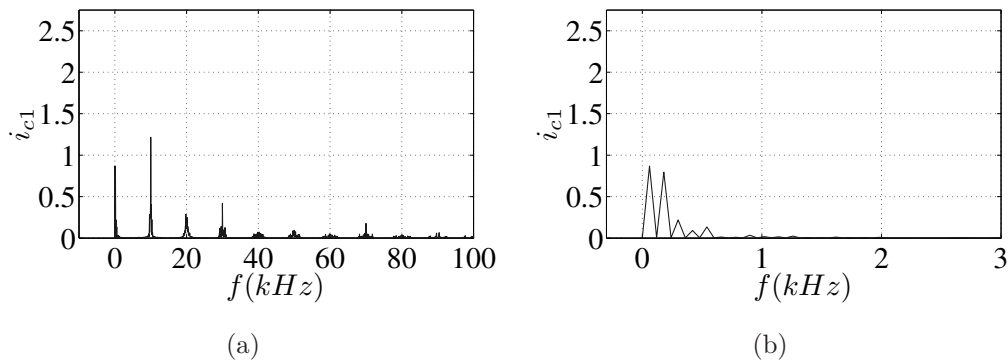


Figura 4.15: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) e (b) 3323. (c) e (d) 2333.

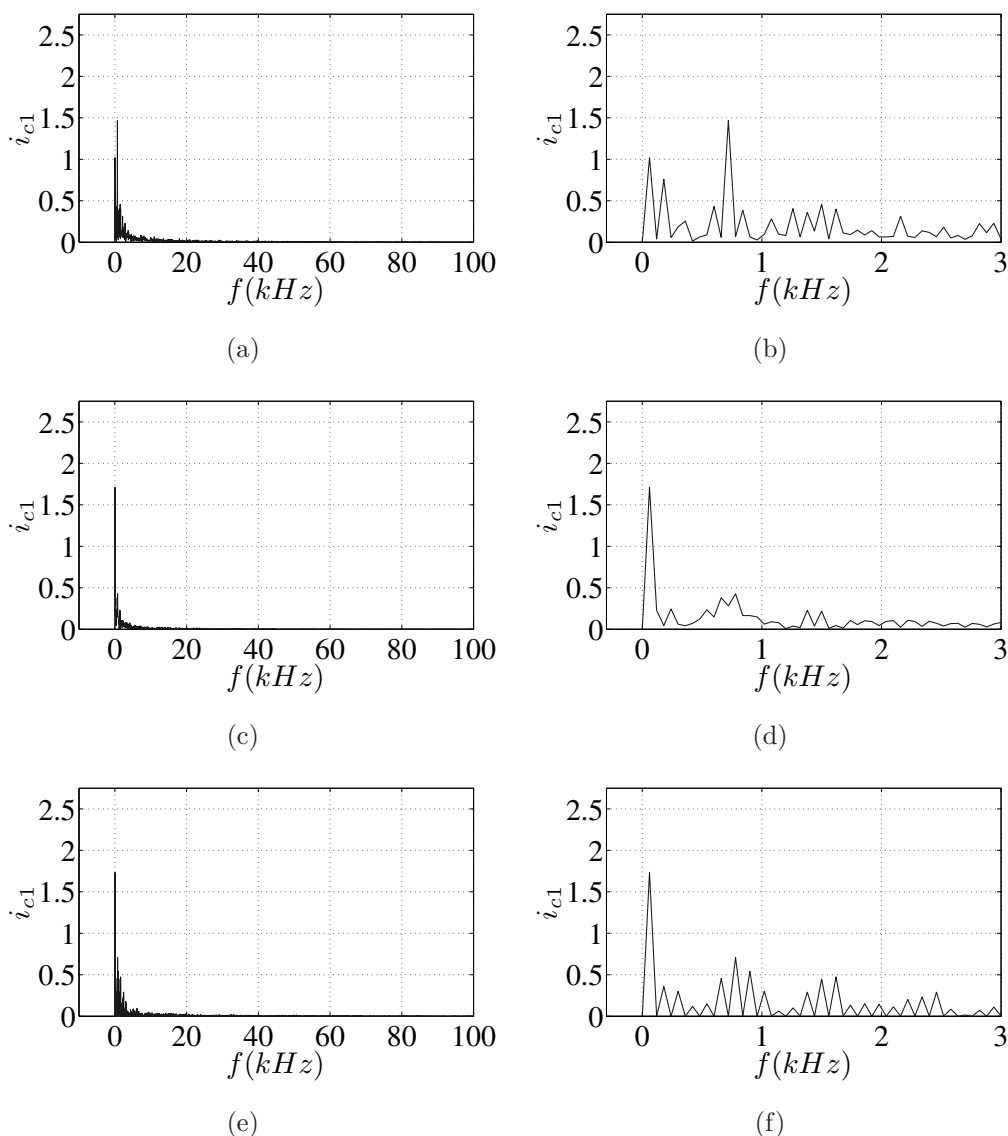


Figura 4.16: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) e (b) 3333. (c) e (d) 3222. (d) e (e) 3223.

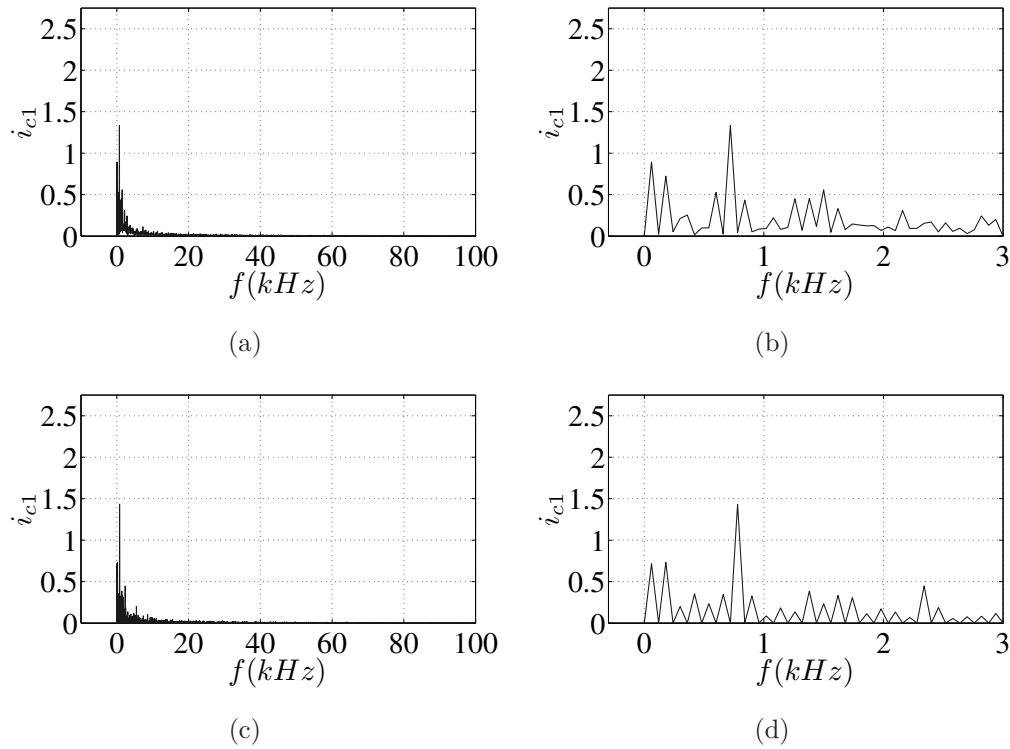


Figura 4.17: Espectros da corrente do capacitor para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) e (b) 3233. (c) e (d) 2233.

Tabela 4.9: Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 10kHz)

Topologia	3333	3222	3223	3323	2333
$\frac{P_{perdas}^{HO}}{P_{perdas}^{HO(333)}}$	1,00	0,67	0,87	0,95	0,80

Tabela 4.10: Estimativa de Perdas no Barramento (frequência de chaveamento de 720Hz)

Topologia	3333	3222	3223	3323	2333
$\frac{P_{perdas}^{HO}}{P_{perdas}^{HO(333)}}$	1,00	0,66	0,89	0,92	0,78

4.6 Resultados de Simulação

Nesta seção será apresentado um conjunto de resultados obtidos através de simulações, as quais foram realizadas utilizando-se os programas *PSIM* e *MATLAB*.

Os resultados de simulação utilizaram os seguintes dados listados na Tabela 4.11.

Tabela 4.11: Dados gerais para as simulações

Dados
Índice de modulação: 0,85
Carga RL desbalanceada: 10Ω 50Ω 10Ω , 21mH
Tensão total do barramento CC: $E = 150$ V.
Frequência de chaveamento (f_s): 10kHz e 720Hz.

4.6.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Na Fig. 4.18, tem-se os resultados das correntes, para as topologias 3333 e 3222, para uma carga desbalanceada (10Ω 50Ω 10Ω , 21mH por fase - gerando uma corrente de sequência zero de amplitude 78% da corrente da fase 1). Os outros resultados foram semelhantes a estes, podendo ser consultados no apêndice. Na Fig. 4.19, tem-se as tensões do barramento equilibradas.

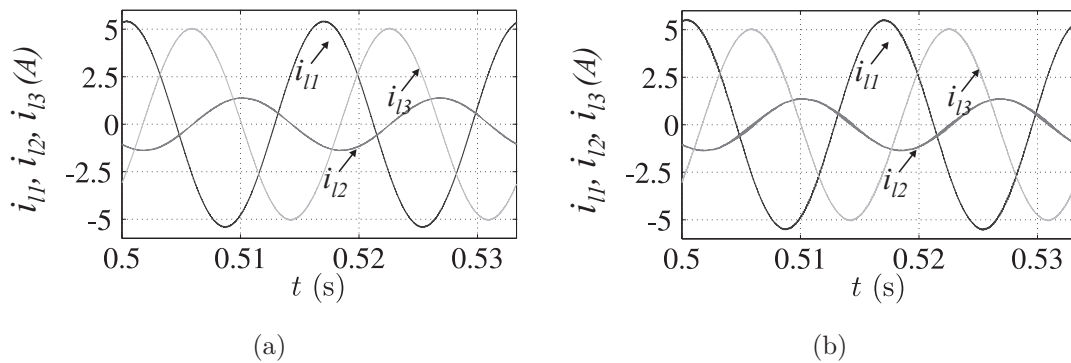


Figura 4.18: Correntes na carga para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias. (a) 3333. (b) 3222.

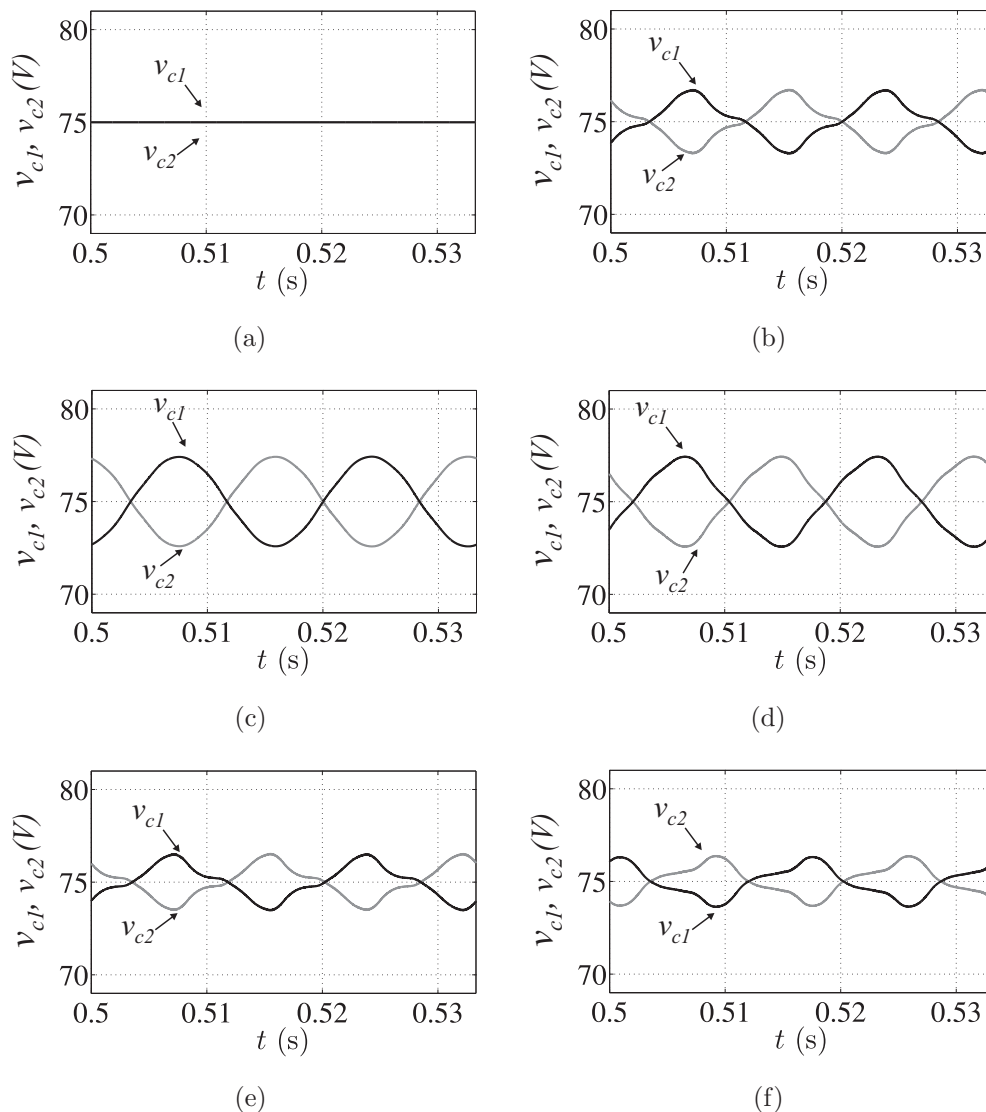


Figura 4.19: Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.

4.6.2 Frequência de chaveamento de 720Hz

Foi testado o comportamento dos conversores para a frequência de chaveamento em 720Hz. Na Fig. 4.20, tem-se as correntes e na Fig. 4.21, tem-se as tensões do barramento equilibradas, sendo utilizada a técnica de controle do μ , mostrada na seção 2.4.1.

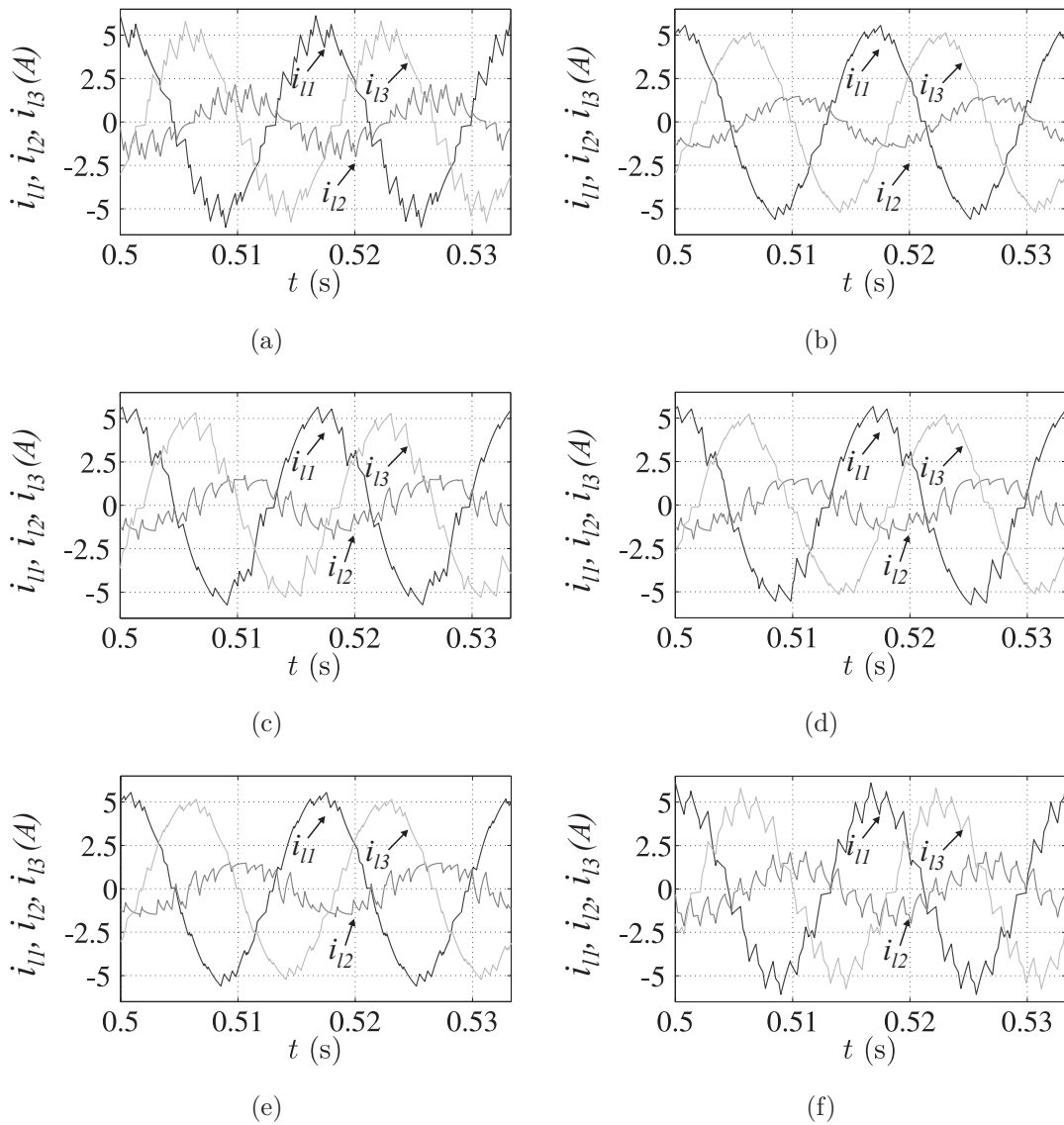


Figura 4.20: Correntes na carga para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.

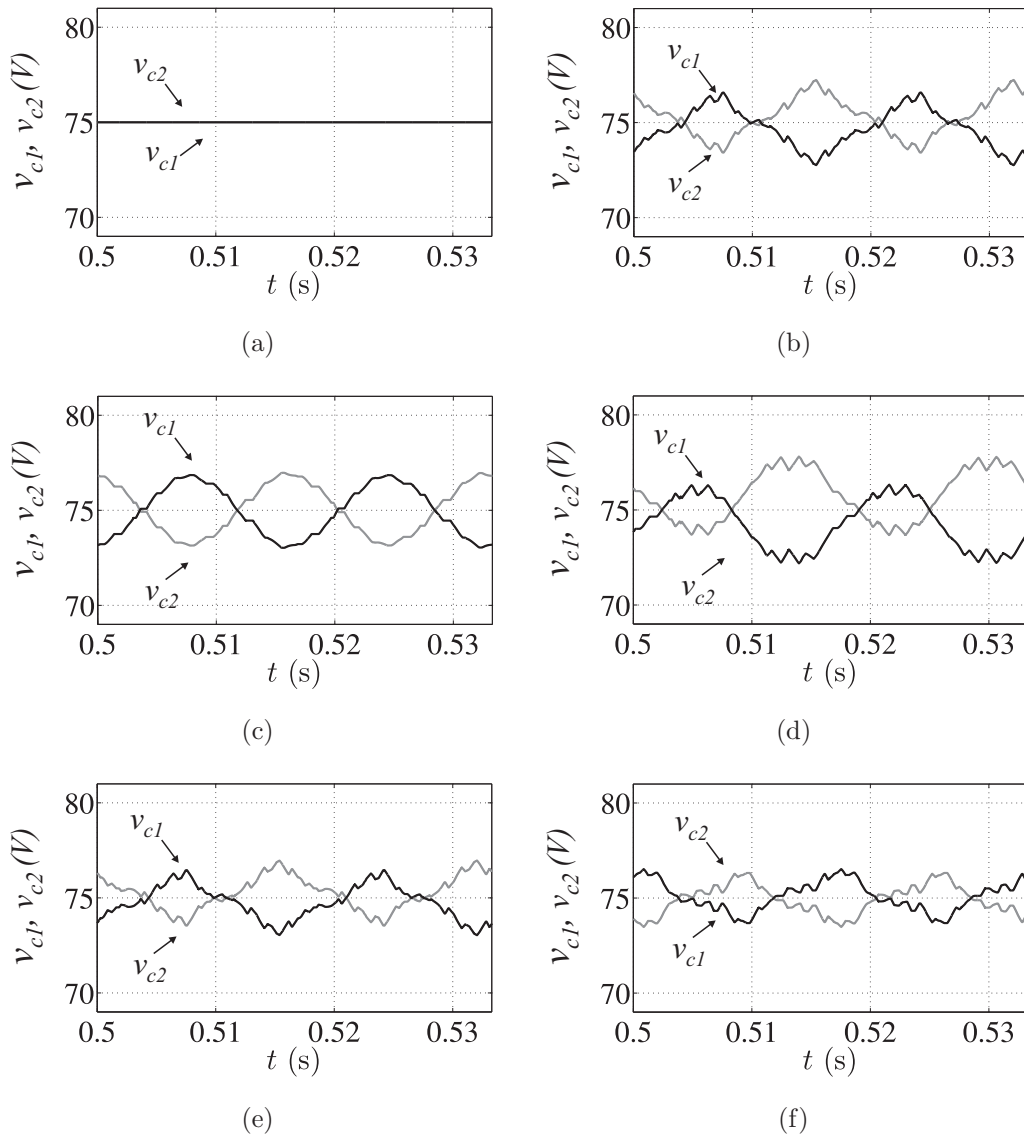


Figura 4.21: Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.

4.6.3 Tensão de Modo Comum

Na Tabela 4.12, são listadas as amplitudes e o dv/dt dos níveis das tensões de modo comum para as topologias de quatro braços, como fração da tensão do barramento. Na Fig. 4.22, são mostradas as formas de onda da tensão de modo comum (TMC) para algumas dessas topologias, onde E é a tensão do barramento.

Tabela 4.12: Nível da Tensão de Modo Comum

Topologia	Tamanho do Degrau
2222	E
3222	E/2
3223	E/2
3233	E/2
2333	E
3333	E/2

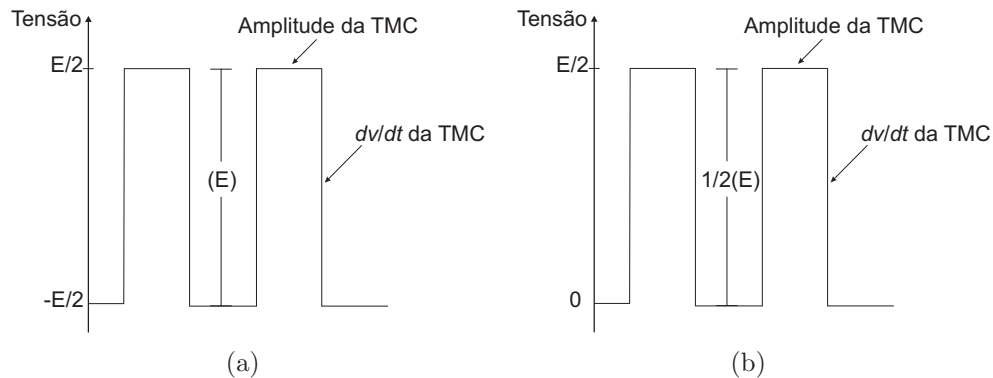


Figura 4.22: Níveis da TMC. (a) Topologias 2222 e 2333. (b) Topologias 3222, 3223, 3233 e 3333.

O dv/dt das topologias 2222 e 2333 foi o maior valor em comparação com as outras topologias em estudo, o que as tornam não atrativas para acionamento de máquinas, devido a altas correntes no rolamento. A topologia mais vantajosa com relação ao custo/benefício é a 3222, que utiliza apenas um braço de três-níveis (braço que recebe o quarto fio), e tem o mesmo resultado que uma topologia completa de três-níveis (3333).

4.6.4 Tempo Para Desbalanceamento

Foi realizado o estudo para avaliar a dinâmica do processo de desbalanceamento (superior a 20%) das tensões dos capacitores, caso o controle proposto não atuasse para o equilíbrio. O tempo das estruturas propostas ficou bem próximo da topologia convencional de três-níveis (ver Tabela 4.13).

Tabela 4.13: Tempo de Desbalanceamento - *PWM* Escalar

Topologia	<i>Tempo(s)</i>
3333	0,2
3222	0,26
3223	0,25
3323	0,24
2333	0,22

4.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais para as topologias estudadas são apresentados nas figuras a seguir. Os mesmos parâmetros das simulações foram usados nas análises experimentais (ver Tabela 4.11).

4.7.1 Frequência de chaveamento de 10kHz

Os resultados que seguem utilizaram um frequência de chaveamento de 10kHz e foram semelhantes aos vistos em simulação. Nas Figs. 4.23 e 4.24, tem-se as correntes e as tensões do barramento. É possível ver o equilíbrio dessas tensões. Nas Figs. 4.25 e 4.26, tem-se as tensões das topologias 3222 e 3223, que tiveram o mesmo número de níveis que os resultados mostrados em simulação.

Para as outras topologias, os resultados tiveram a mesma forma e número de níveis, vistos nos resultados de simulação, estando disponíveis no apêndice. Apresentam-se nas Tabelas 4.14 e 4.15 os valores de *THD* para as correntes e *WTHD* para as tensões, respectivamente.

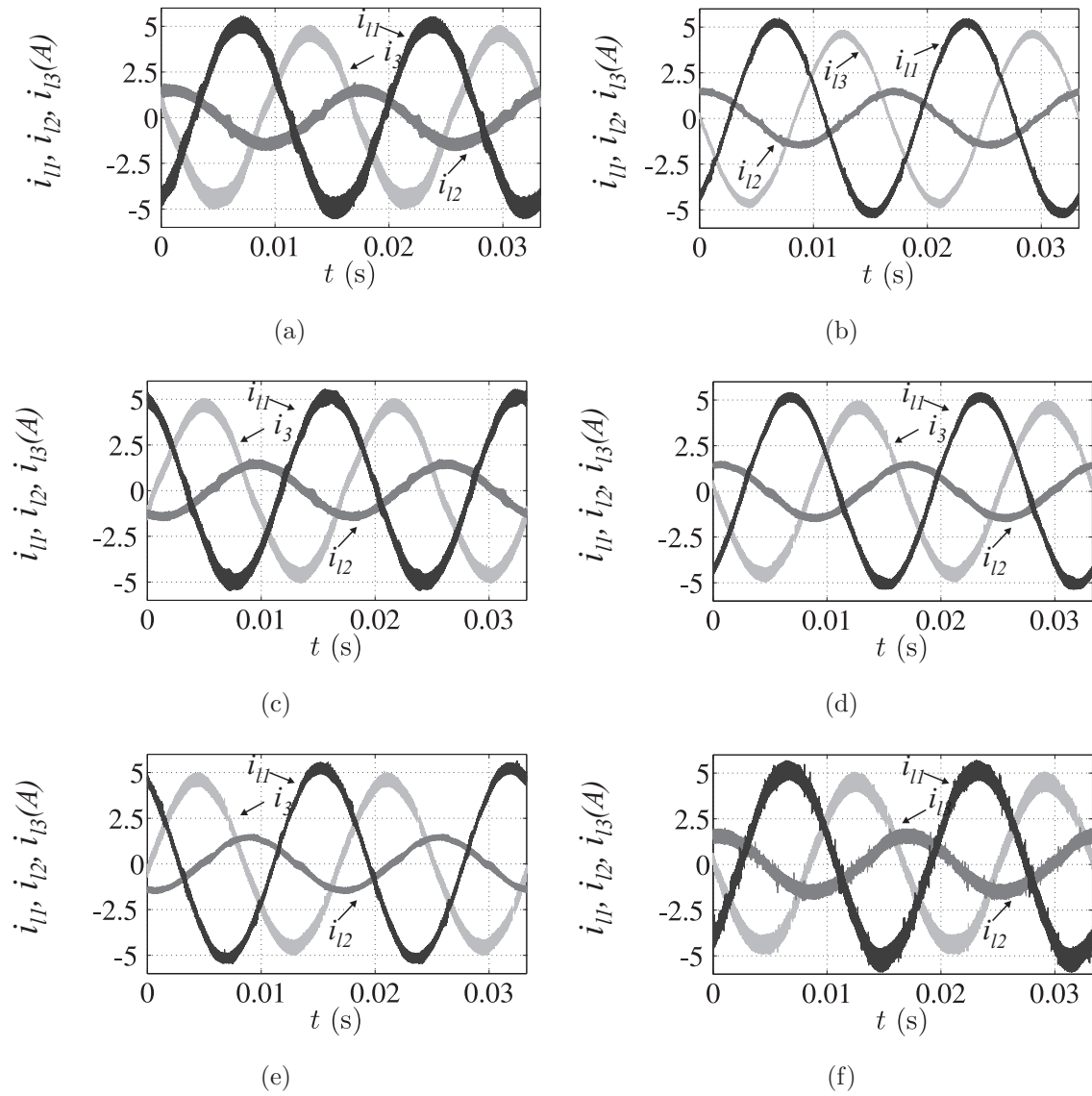


Figura 4.23: Correntes na carga para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.

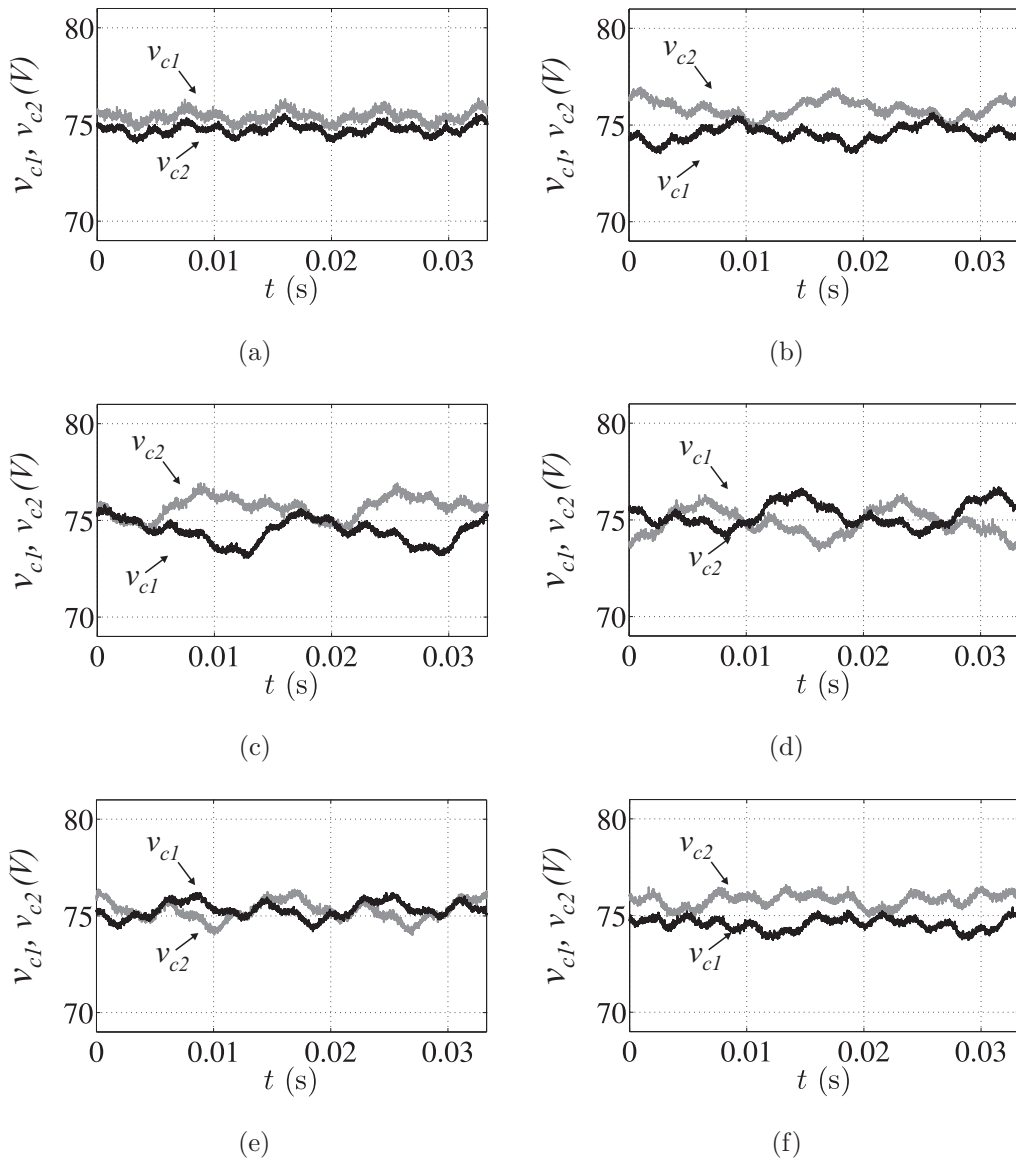


Figura 4.24: Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 10kHz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3222. (e) 3222. (f) 3223. (g) 3233. (h) 2333.

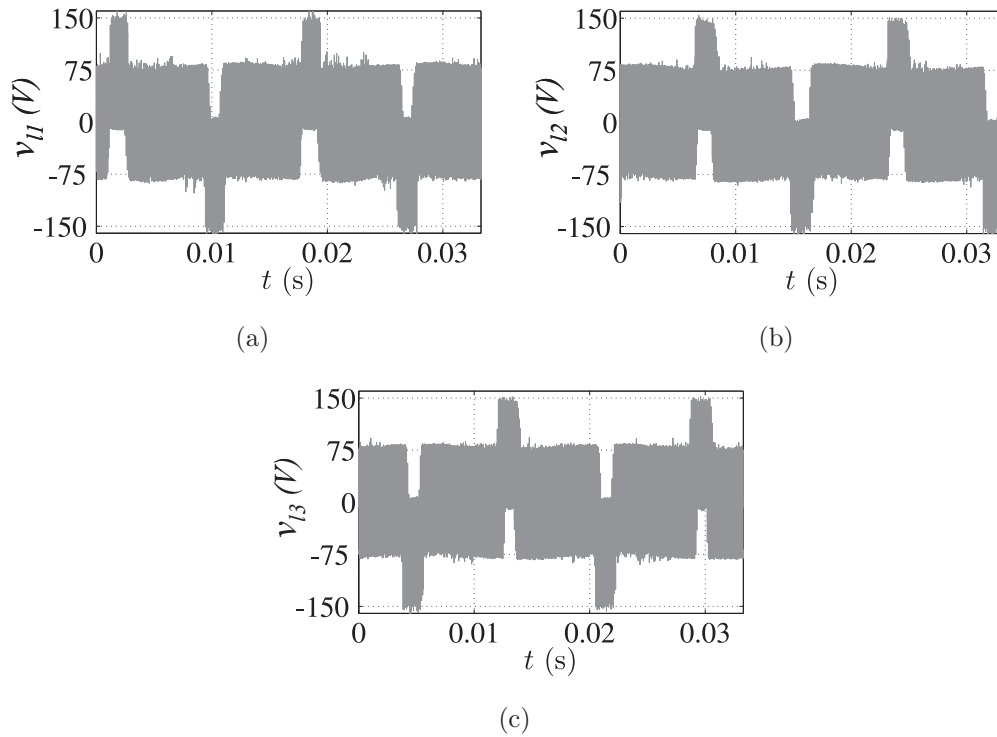


Figura 4.25: Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

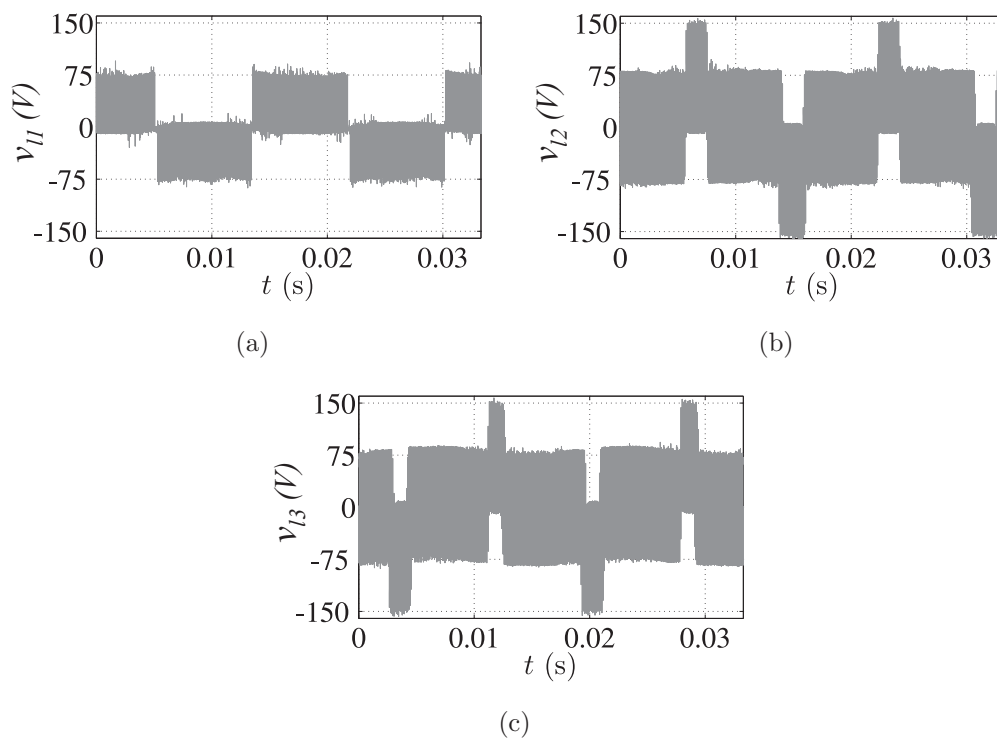


Figura 4.26: Tensões da carga da topologia 3223 para frequência de chaveamento de 10kHz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

Tabela 4.14: *THD* (%) das correntes

Topologia	i_{l1}	i_{l2}	i_{l3}	TOTAL
3333	1,78	5,2	1,93	8,91
3222	2,93	7,1	2,78	12,81
3223	1,86	6,98	3,18	12,02
3233	1,88	6,81	2,28	10,97
2333	3,84	8,15	3,15	15,1
2222	3,79	6,42	3,23	13,44

Tabela 4.15: *WTHD* (%) das tensões

Topologia	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}	TOTAL
3333	0,81	0,8	0,8	2,41
3222	1,88	1,8	1,88	5,56
3223	0,89	1,7	1,72	4,32
3233	0,8	1,75	0,78	3,33
2333	2,35	2,3	2,33	6,98
2222	2,1	2	2	6,1

4.7.2 Frequência de chaveamento de 720Hz

Os resultados que seguem utilizaram uma frequência de chaveamento de 720Hz e foram semelhantes aos vistos em simulação. Na Fig. 4.27, tem-se as correntes e na Tabela 4.16 o nível de distorção dessas correntes. Para os resultados das correntes, foi utilizado um filtro, com frequência de corte de 70kHz, para se observar as semelhanças das formas de onda vistas em simulação, com as obtidas experimentalmente.

Nas Figs. 4.28 e 4.29, tem-se as tensões das topologias 3222 e 3223, que tiveram o mesmo número de níveis que os resultados apresentados em simulação. Para as outras topologias, os resultados tiveram a mesma forma e número de níveis, vistos nos resultados de simulação, estando disponíveis no apêndice. Apresenta-se, na Tabela 4.17, os valores de *WTHD* para as tensões. Na Fig. 4.30, tem-se tensões do barramento. É possível ver o equilíbrio dessas tensões.

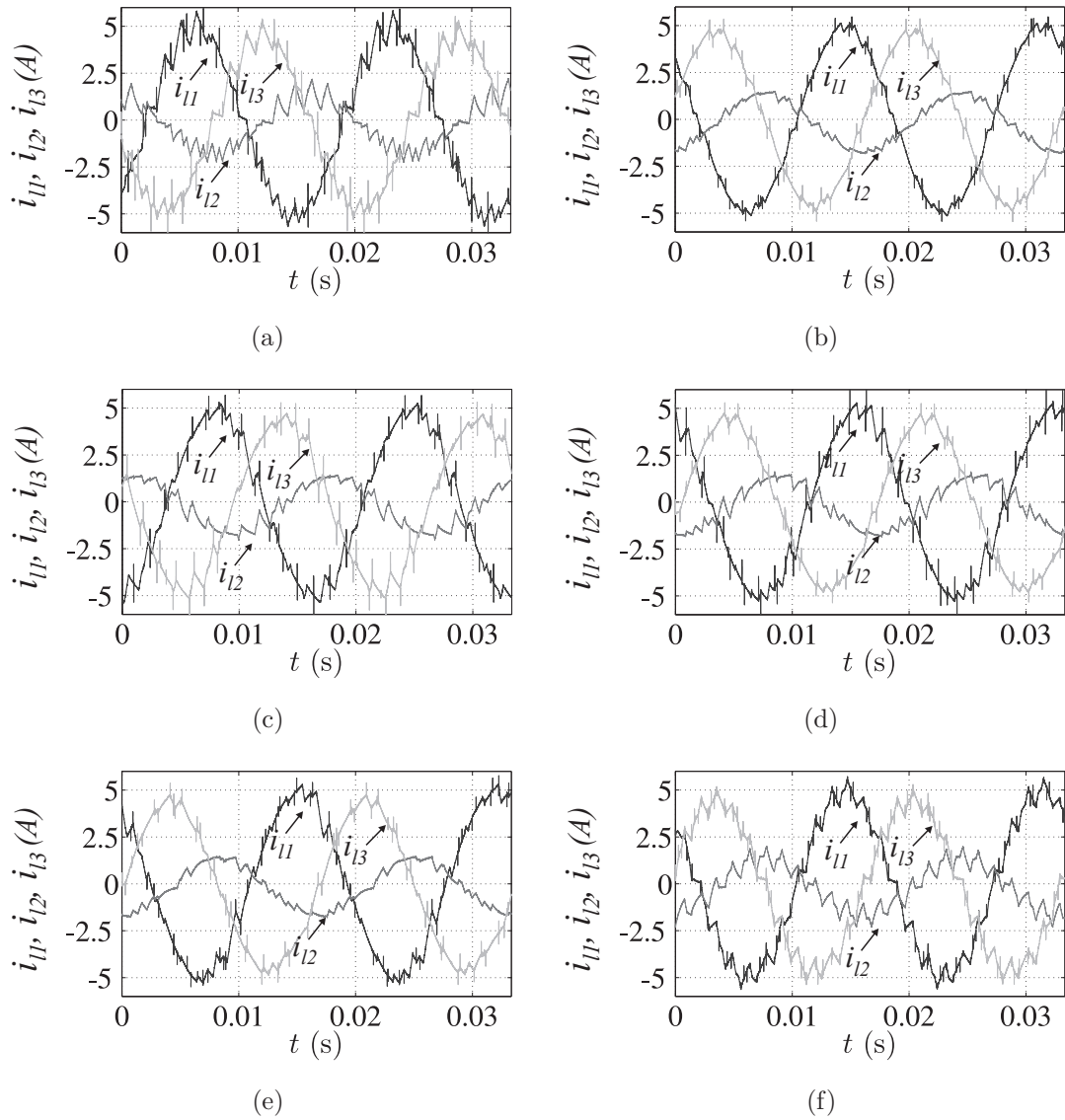


Figura 4.27: Correntes na carga para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.

Tabela 4.16: THD (%) das correntes

Topologia	i_{l1}	i_{l2}	i_{l3}	TOTAL
3333	12	29	15	56
3222	16	33	22	71
3223	12,6	31	26	69,6
3233	14	31,6	14,7	60,3
2333	19	40,0	29	86
2222	16,7	38,1	28	80,2

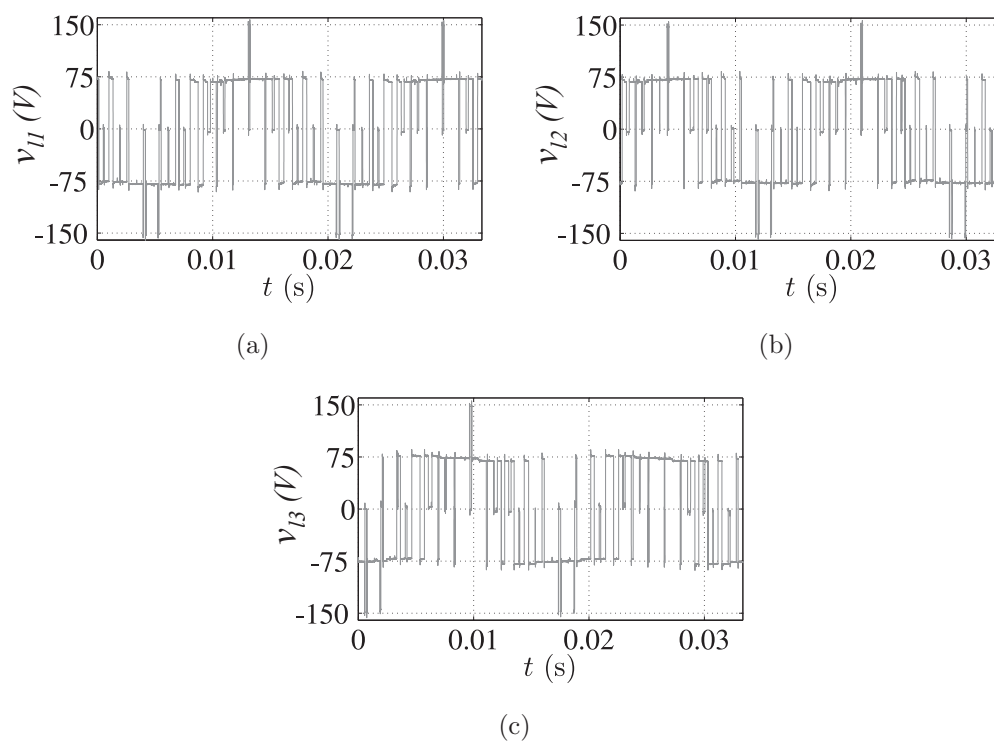


Figura 4.28: Tensões da carga da topologia 3222 para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

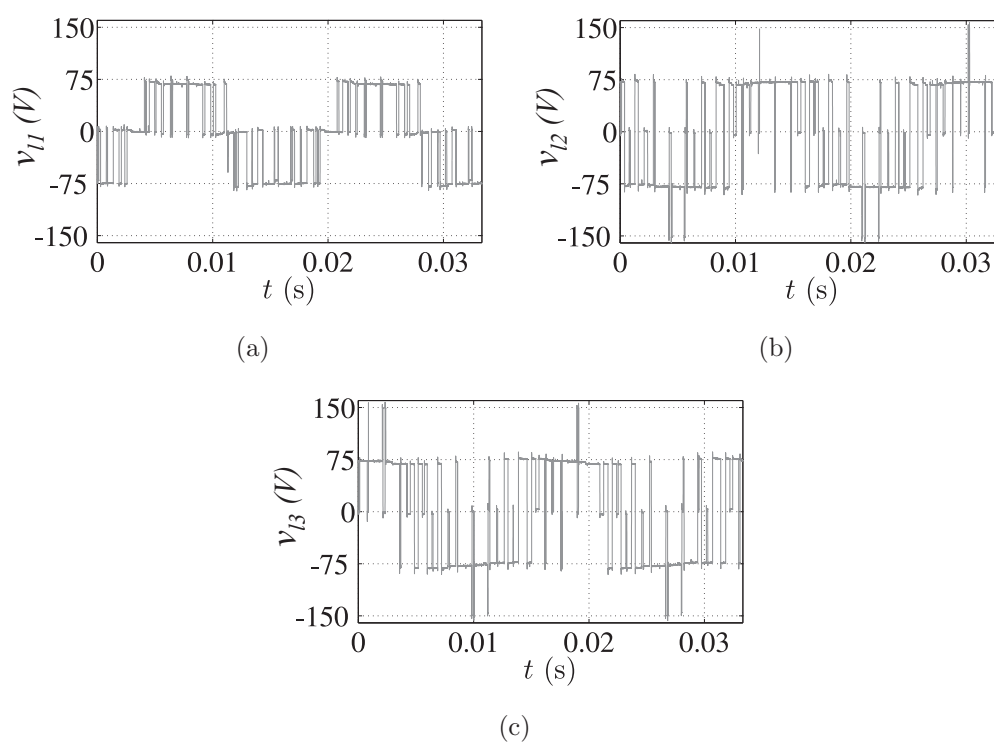


Figura 4.29: Tensões da carga da topologia 3223 para frequência de chaveamento de 720Hz. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

Tabela 4.17: *WTHD* (%) das tensões

Topologia	v_{l1}	v_{l2}	v_{l3}	TOTAL
3333	9,25	9,23	9	27,48
3222	11,5	11,3	11,5	34,3
3223	9,39	11,11	12	32,5
3233	9,18	9,22	11,15	29,55
2333	13,4	13,4	15	41,8
2222	13,2	12,1	13	38,3

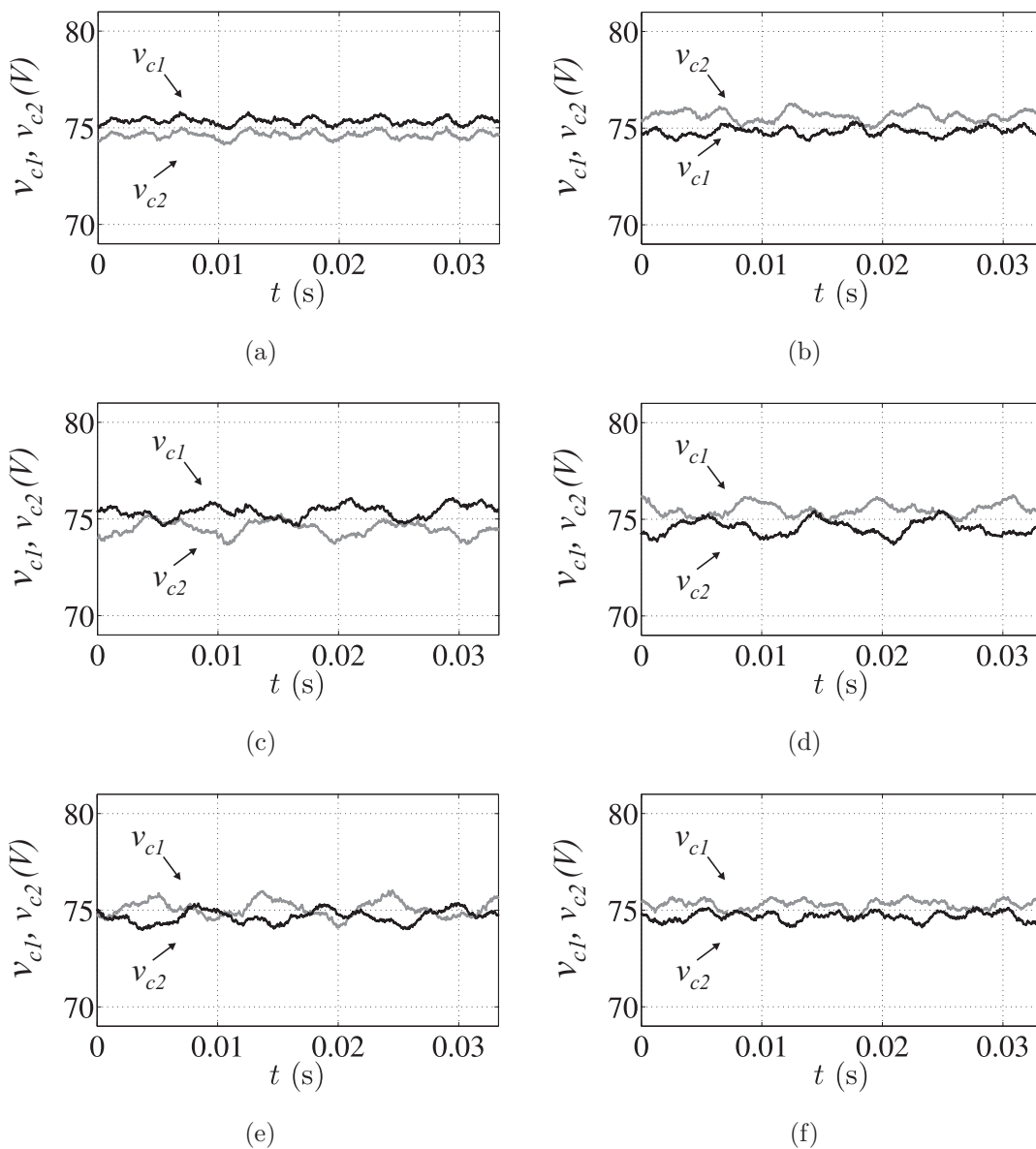


Figura 4.30: Tensões nos capacitores para frequência de chaveamento de 720Hz aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3222. (e) 3222. (f) 3223. (g) 3233. (h) 2333.

4.8 Conclusões

O melhor “ μ ” para a técnica Escalar foi 0,5 para uma f_s de 10kHz. Para uma f_s de 720Hz, usou-se o controle dessa variável, como visto na seção 2.4.1.

Distorção Harmônica

Os resultados de distorção mostraram que para as estruturas híbridas, torna-se necessário que o braço que recebe o quarto fio, seja de três-níveis, para se ter baixos níveis de distorção. Quanto maior o número de braços de três-níveis, sendo um deles o quarto braço, menor o nível de distorção produzido pelo conversor.

Perdas nos Conversores

Com relação as perdas, quanto mais braços de três-níveis, menores as perdas por chaveamento ($E/2$ sobre a chave) e maiores as perdas por condução (maior o número de componentes).

Resultados Gerais

As topologias híbridas apresentaram resultados que estão posicionados entre os resultados dos conversores convencionais de dois e três-níveis. Na Tabela 3.28, tem-se a comparação, das perdas e das distorções, de duas topologias propostas com as topologias convencionais de dois e três-níveis, para uma f_s de 10kHz.

Tabela 4.18: Tabela Comparativa do Capítulo 4

Topologia	$WTHD(\%)$	$Perdas(W)$
3333	0,60	30,2
3233	0,80	32,6
3222	1,20	37,6
2222	1,50	37,6

Os resultados experimentais observados validam os resultados de simulação, já que o número de níveis nas tensões de fase, formas de ondas das correntes, os níveis de distorção, e o equilíbrio das tensões, foram semelhantes.

5

Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões Gerais

Foi demonstrado, ao longo deste trabalho, que é possível reduzir o número de chaves de potência, mantendo-se a qualidade da conversão de energia, o que pode ser comprovado pelos níveis de distorção harmônica observados, bem como pelo nível de perdas que estão situados dentro da faixa observada para os conversores convencionais de dois e três-níveis

As aplicações onde o uso dos conversores propostos é indicado, são aplicações do nível de tensão de conversores de dois-níveis. Apesar das topologias propostas utilizarem braços de três-níveis, que suportam maiores tensões, o braço de dois-níveis, por suportar menor tensão, é quem determinará os níveis de tensão a serem utilizados.

Algumas conclusões específicas podem ser apresentadas:

Para os conversores de três-braços, a topologia proposta 223, teve seus níveis de distorção e perdas, entre os níveis dos conversores convencionais - melhor que o conversor completo de dois-níveis (222) e pior que o conversor completo de três-níveis (333), como já era esperado. As estratégias *PWM*, escalar e vetorial, foram implementadas para cada uma das topologias. Os resultados para as topologias convencionais foram bem próximos para ambas as estratégias. A diferença ocorreu para as topologias híbridas: para a estratégia vetorial, alguns níveis de tensão que não apareciam na estratégia escalar, ficaram visíveis, o que diminui a tensão

sobre as chaves, e diminui o nível de distorção, sendo um ponto positivo.

Quanto mais braços de três-níveis, menores os níveis de distorção harmônica. Para os conversores de cinco braços, a topologia com o braço compartilhado de três-níveis (22322), se mostrou bastante atrativa, já que as características desse braço eram compartilhadas para ambos os lados do conversor (entrada e saída). Os resultados mostraram que para essa topologia, foi possível ter resultados próximos da topologia convencional de três-níveis, utilizando menos braços de três-níveis, sendo uma opção de menor custo. Uma das desvantagens apresentadas para o conversor CA/CC/CA de cinco braços, está nos níveis de tensão do conversor, pois para se ter os mesmos níveis de tensão de um conversor de seis braços, é necessário que a tensão de entrada e de saída apresente a mesma frequência e estejam em fase.

Para os conversores de quatro braços, a topologia que se mostrou mais atrativa, com relação ao desempenho/custo, foi a que o braço que recebe o quarto fio é de três-níveis. Com isso, as características de três-níveis, eram compartilhadas entre todas as fases da carga.

Outras conclusões podem ser apresentadas:

Foi visto que para as topologias de 3 e 5 braços, quanto maior o número de braços de três-níveis, uma maior divisão dos níveis da tensão de modo comum é conseguida, fato esse bastante atrativo para aplicações em acionamento de motores, pois há um aumento da vida útil dos rolamentos dos mesmos. Para as topologias de quatro braços, a posição do braço de três-níveis influencia, visto que a topologia 2333, onde o braço que recebe o quarto fio é de dois-níveis, teve resultado idêntico ao do conversor completo de dois-níveis (2222), sendo uma topologia mais complexa e de maior custo. Uma maior quantidade de níveis, e um menor dv/dt , influencia também no nível de distorção. Quanto mais níveis na tensão de modo comum e menores os dv/dt , menor o nível de distorção apresentado nas tensões de fase.

Com relação às perdas, quanto mais braços de três-níveis, menores as perdas por chaveamento, devido à tensão que vai estar sobre a chave, ser metade da tensão do barramento (em um braço de dois-níveis, será a tensão total do barramento). Em contrapartida, maiores as perdas por condução, já que o braço de três-níveis utiliza mais componentes.

5.2 Trabalhos Futuros

Neste trabalho de Tese, foram estudadas topologias de conversores que utilizam estruturas de dois e três-níveis. Com a integração de braços de dois e três-níveis, obtêm-se configurações mais simples, do ponto de vista construtivo e de controle, bem como, com possibilidade de redução de custos. Como trabalhos futuros, são propostos os seguintes estudos:

1. O funcionamento das topologias propostas em acionamento de máquinas, filtros, DVR's;
2. O estudo comparativo das estruturas híbridas, com outras estruturas que utilizam o número reduzido de componentes, como também, com estruturas convencionais multiníveis: cascata, capacitor flutuante;
3. Estudo das topologias propostas como alternativa em sistemas tolerantes a falha;

6

Apêndice

6.1 Figuras Capítulo 2

Nesta seção serão apresentadas as figuras referentes as topologias estudadas no Capítulo 2.

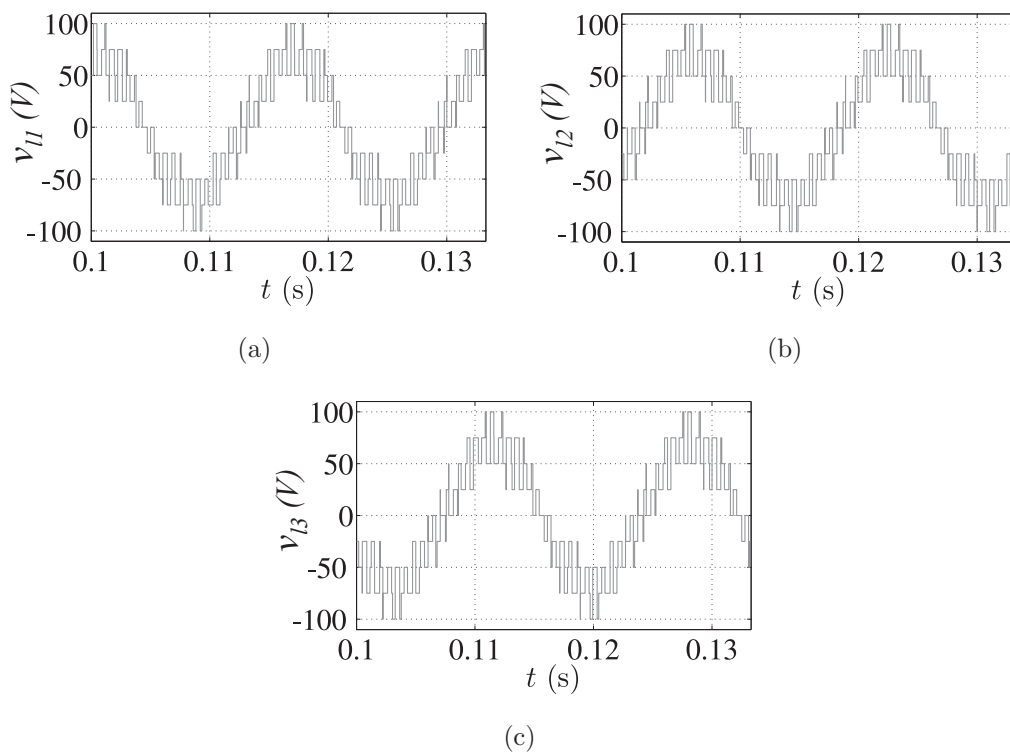


Figura 6.1: Resultados de simulação das tensões para a topologia 333 - técnica escalar ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

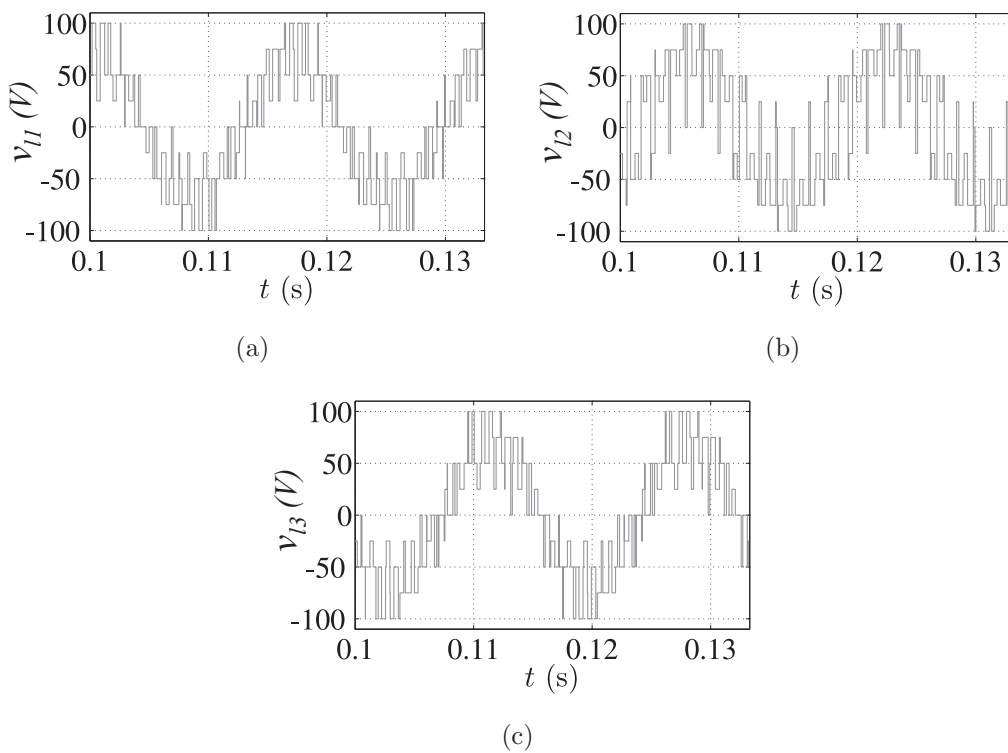


Figura 6.2: Resultados de simulação das tensões para a topologia 323 - técnica escalar ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

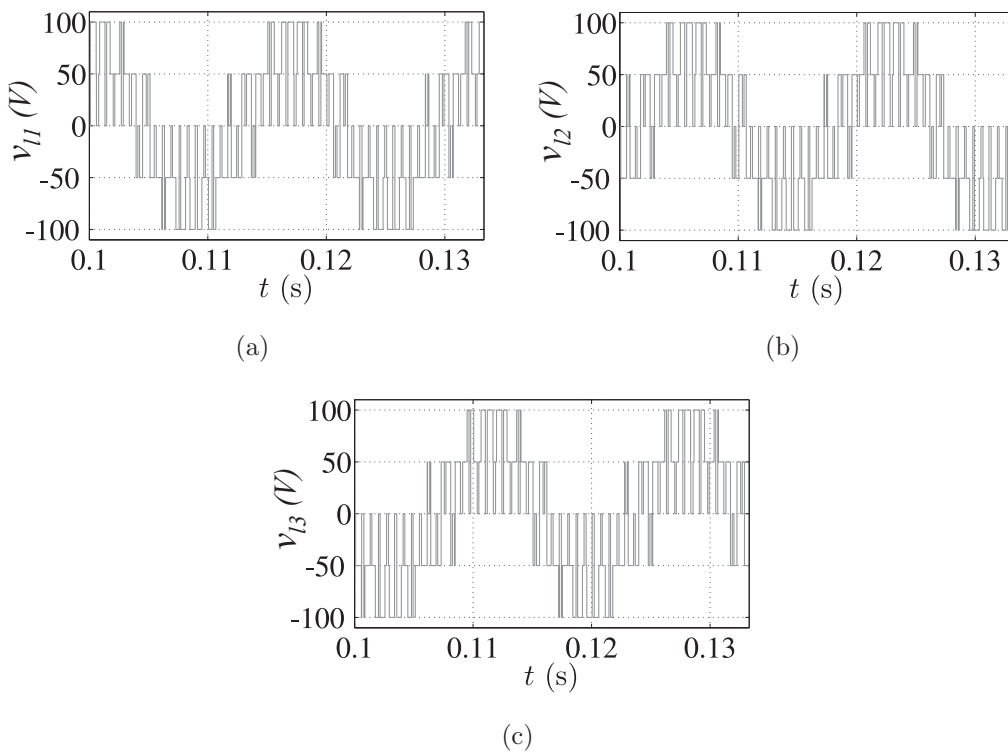


Figura 6.3: Resultados de simulação das tensões para a topologia 222 - técnica escalar ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

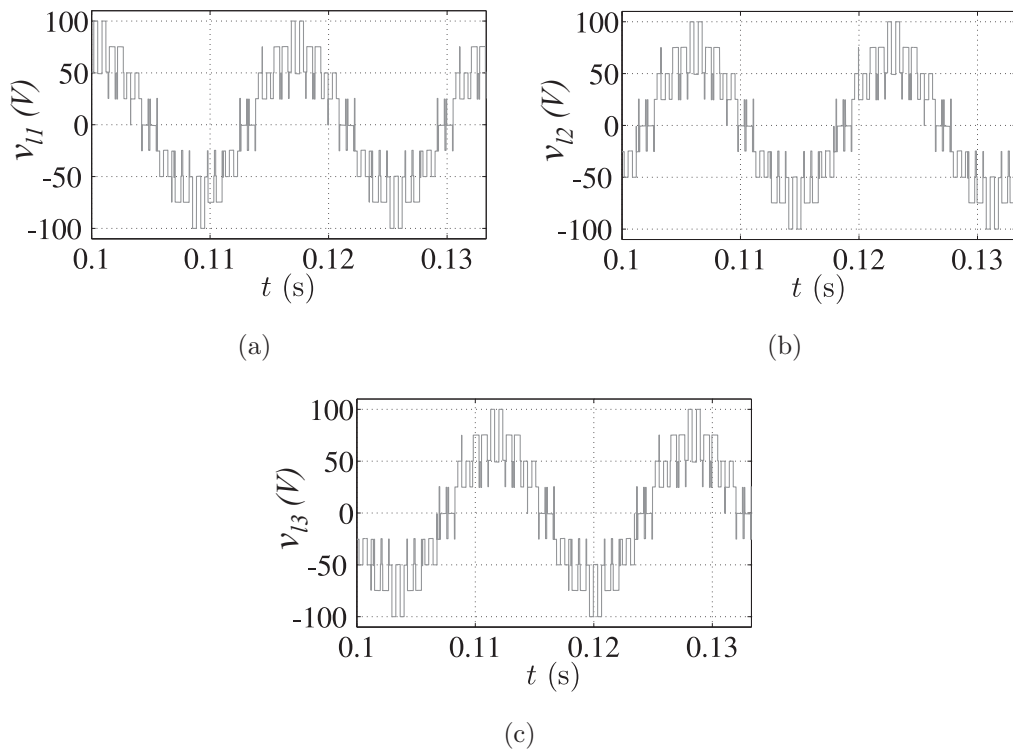


Figura 6.4: Resultados de simulação das tensões para a topologia 333 - técnica vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

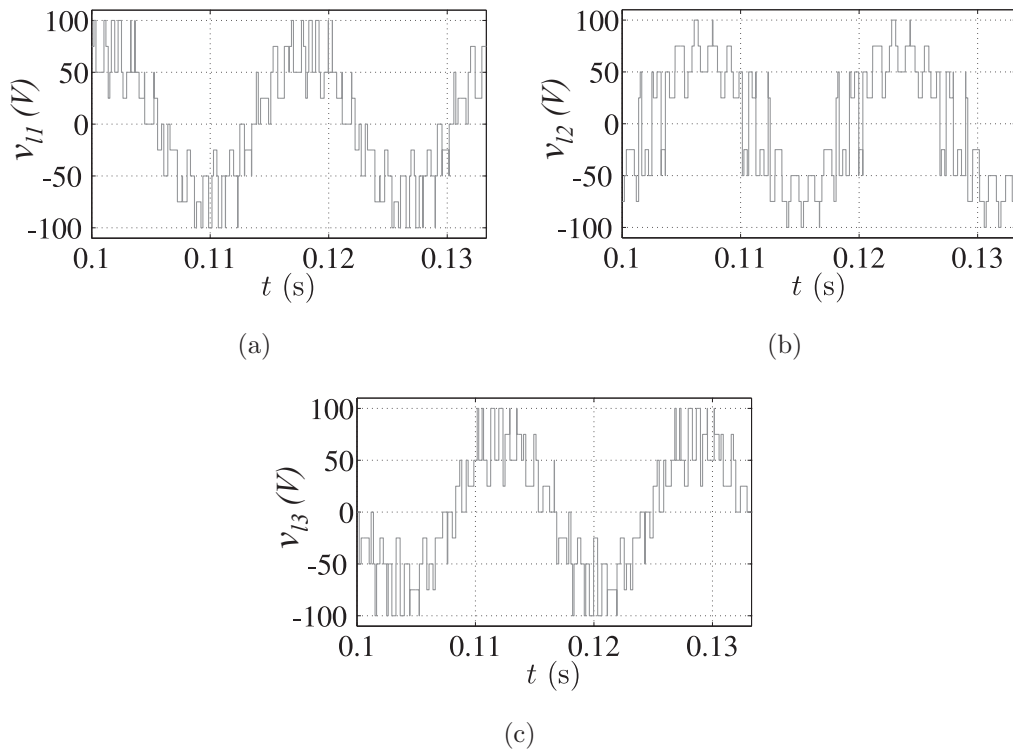


Figura 6.5: Resultados de simulação das tensões para a topologia 323 - técnica vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

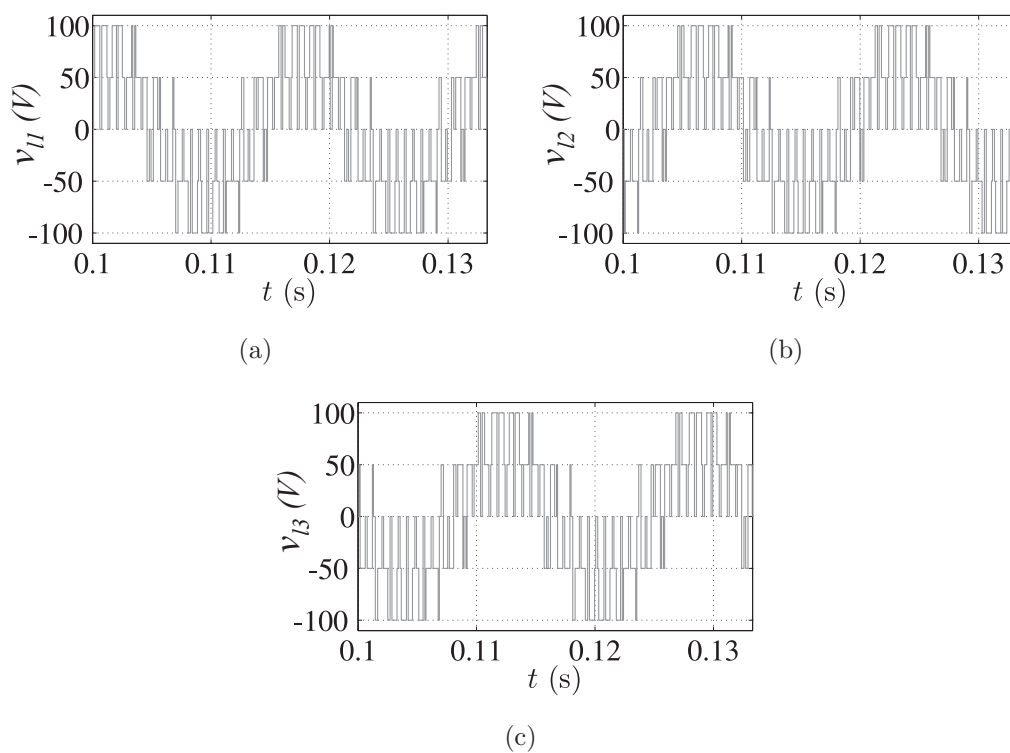


Figura 6.6: Resultados de simulação das tensões para a topologia 222 - técnica vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$). (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

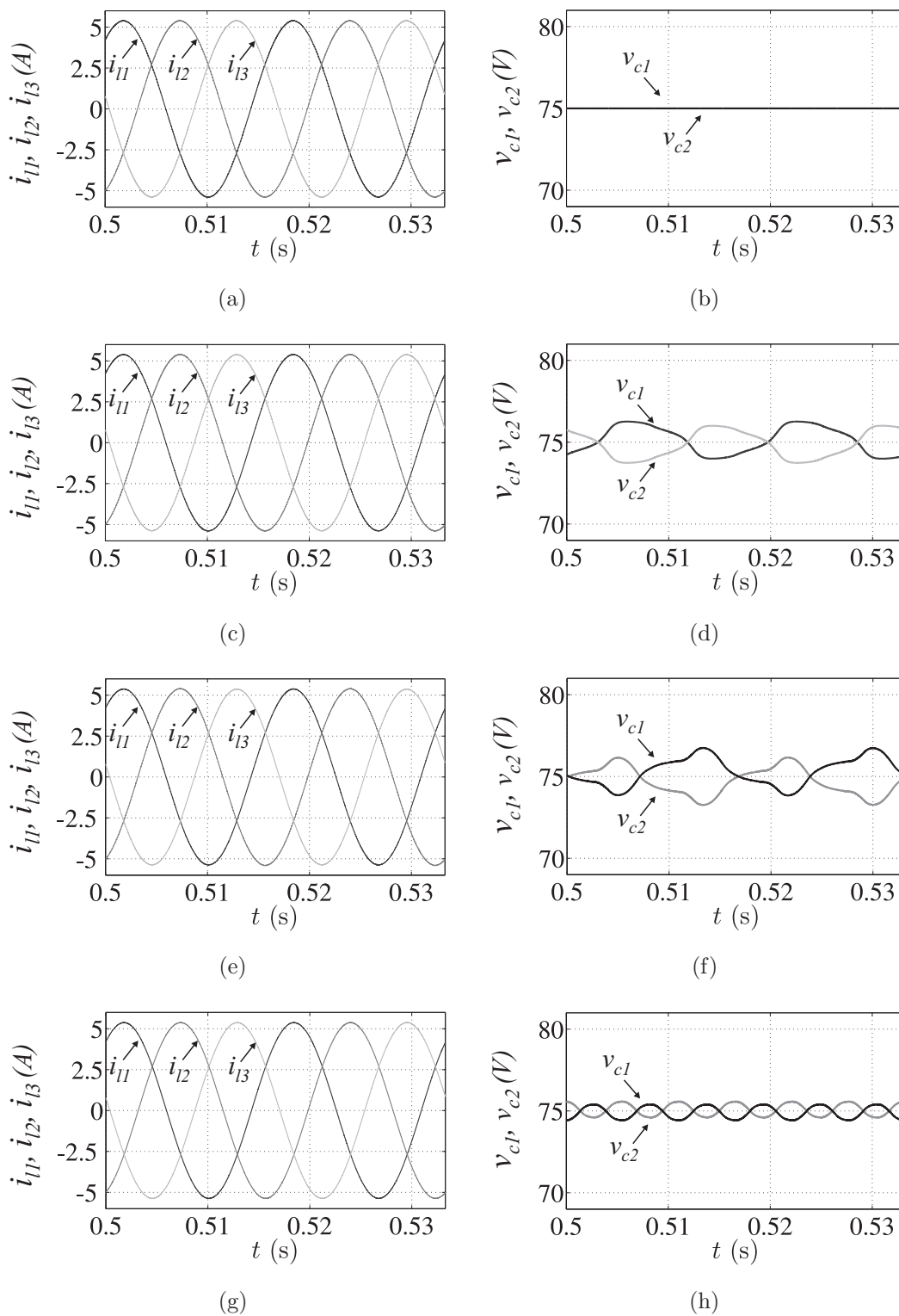


Figura 6.7: Resultados de simulação da modulação escalar ($f_s = 10\text{kHz}$) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333

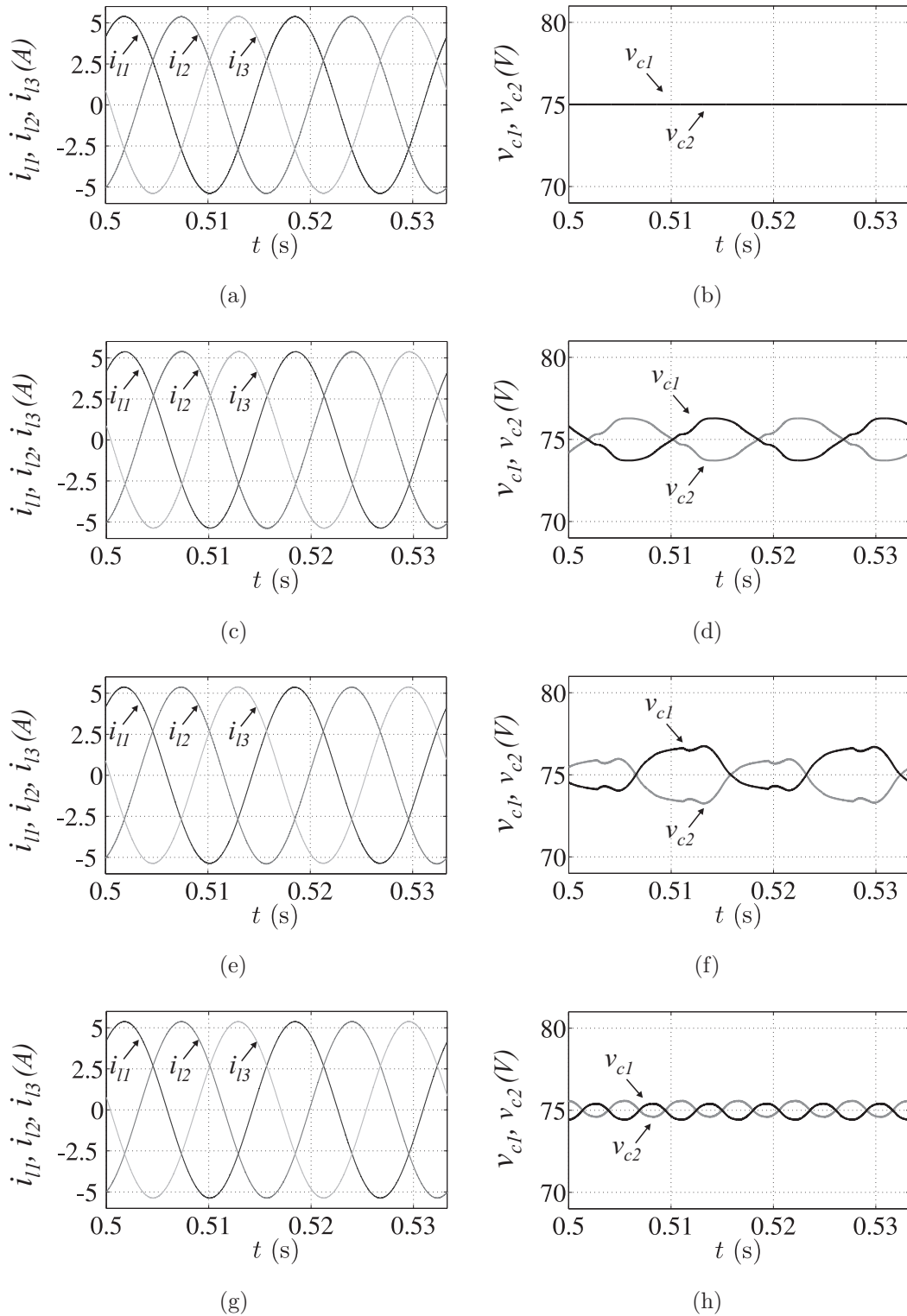


Figura 6.8: Resultados de simulação da modulação vetorial ($f_s = 10\text{kHz}$) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

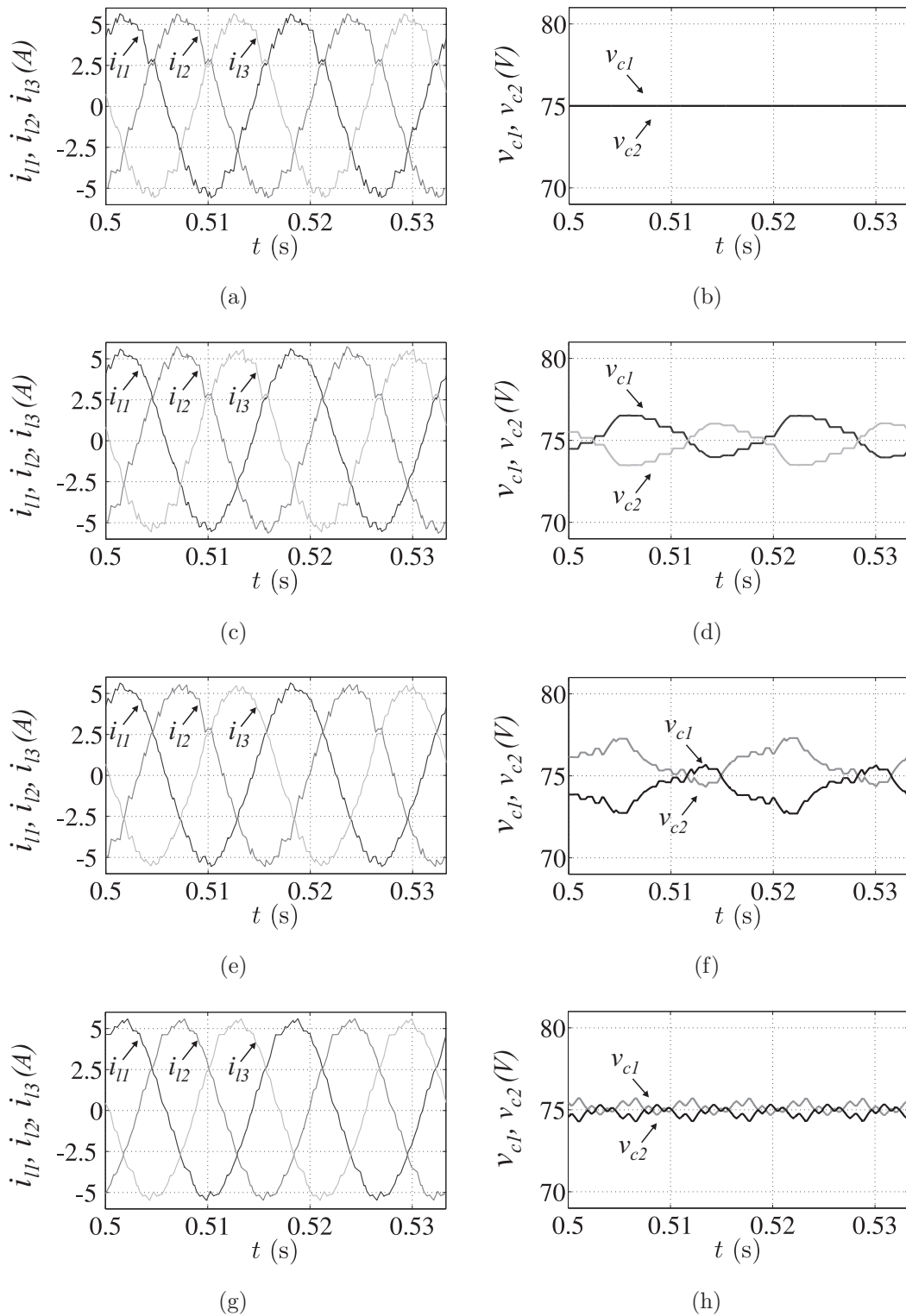


Figura 6.9: Resultados de simulação da modulação escalar ($f_s = 720$ Hz) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333

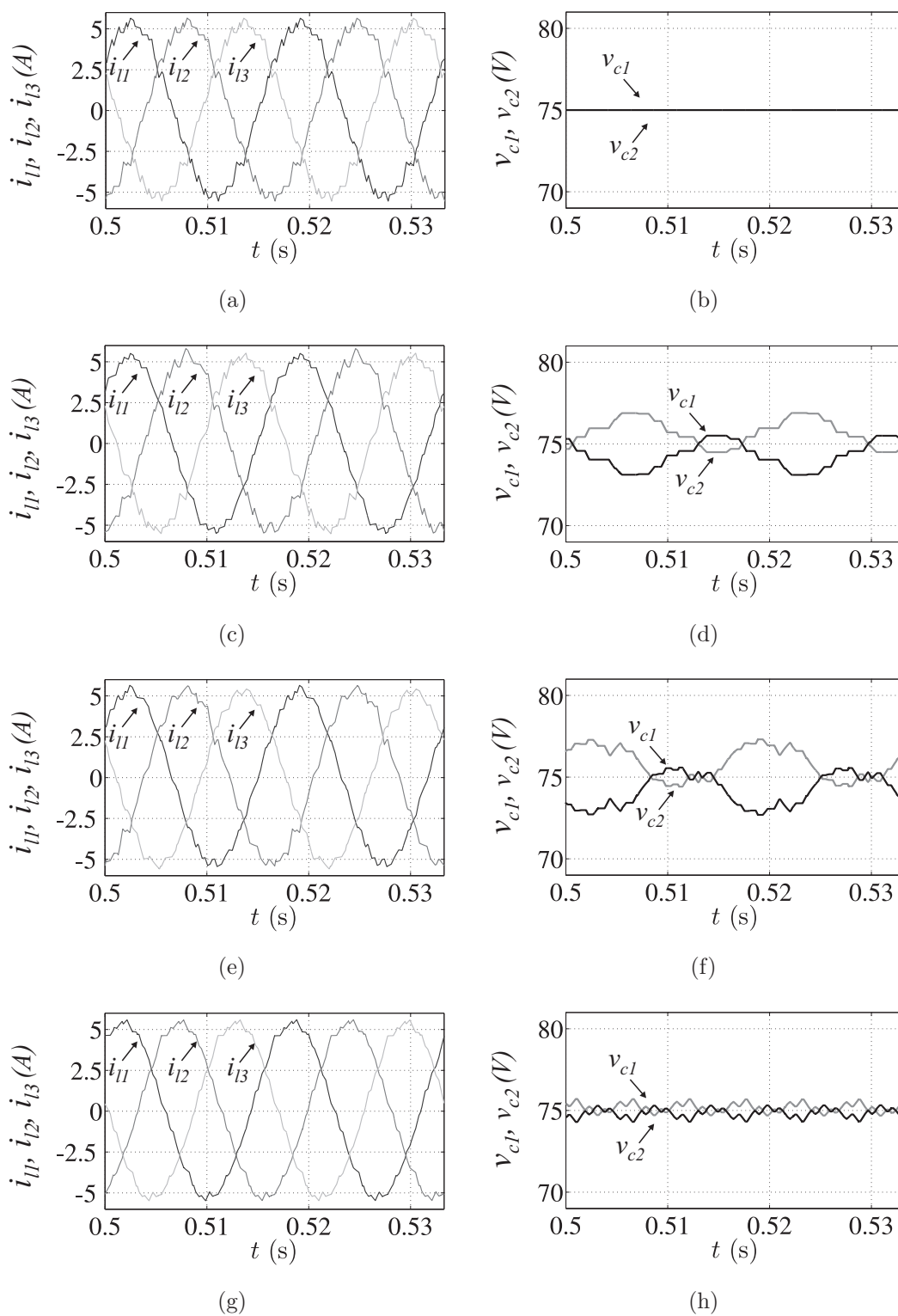


Figura 6.10: Resultados de simulação da modulação vetorial ($f_s = 720\text{Hz}$) aplicada as topologias: (a) 222. (b) 322. (c) 323. (d) 333.

6.2 Figuras Capítulo 3

Nesta seção serão apresentadas as figuras referentes as topologias estudadas no Capítulo 3.

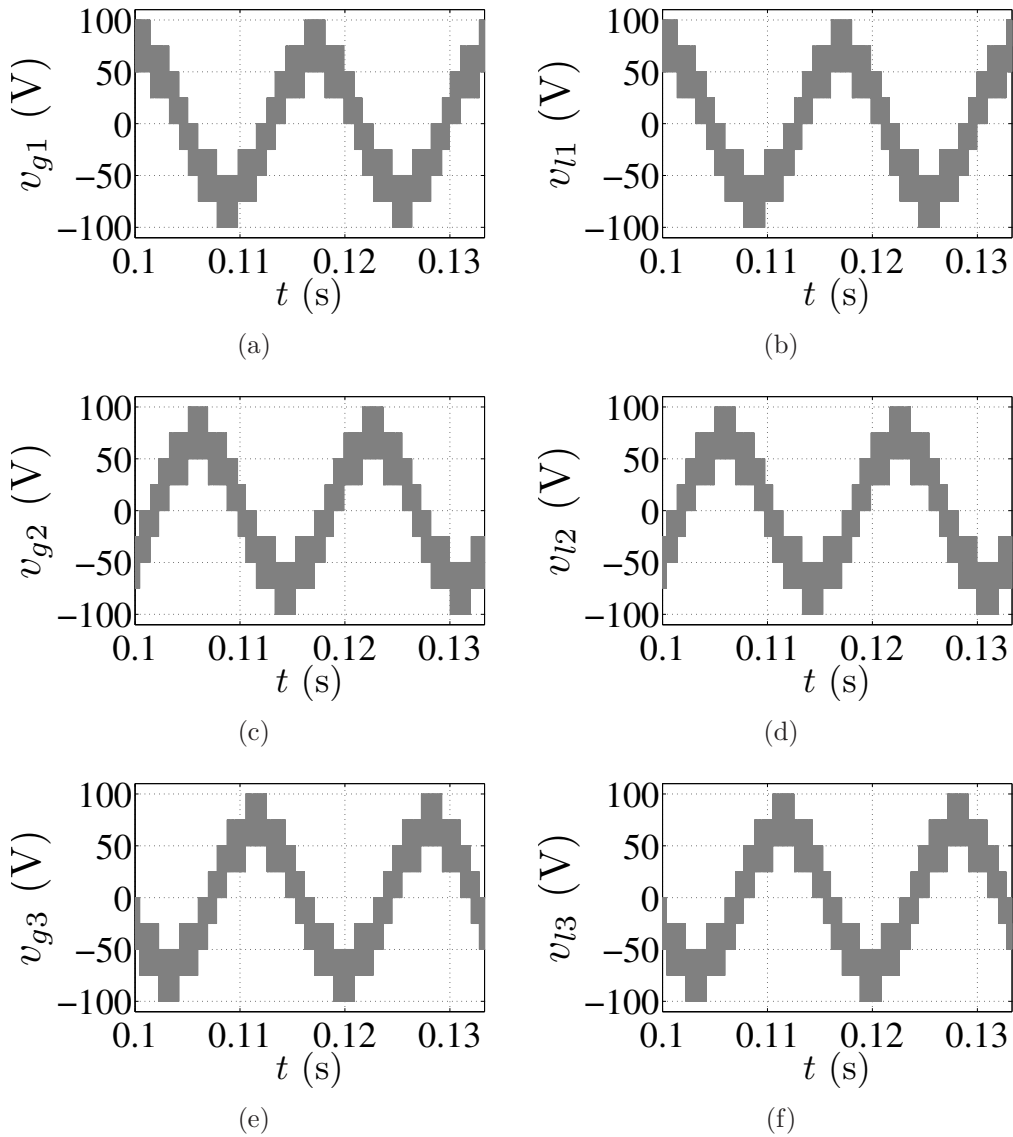


Figura 6.11: Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 33333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

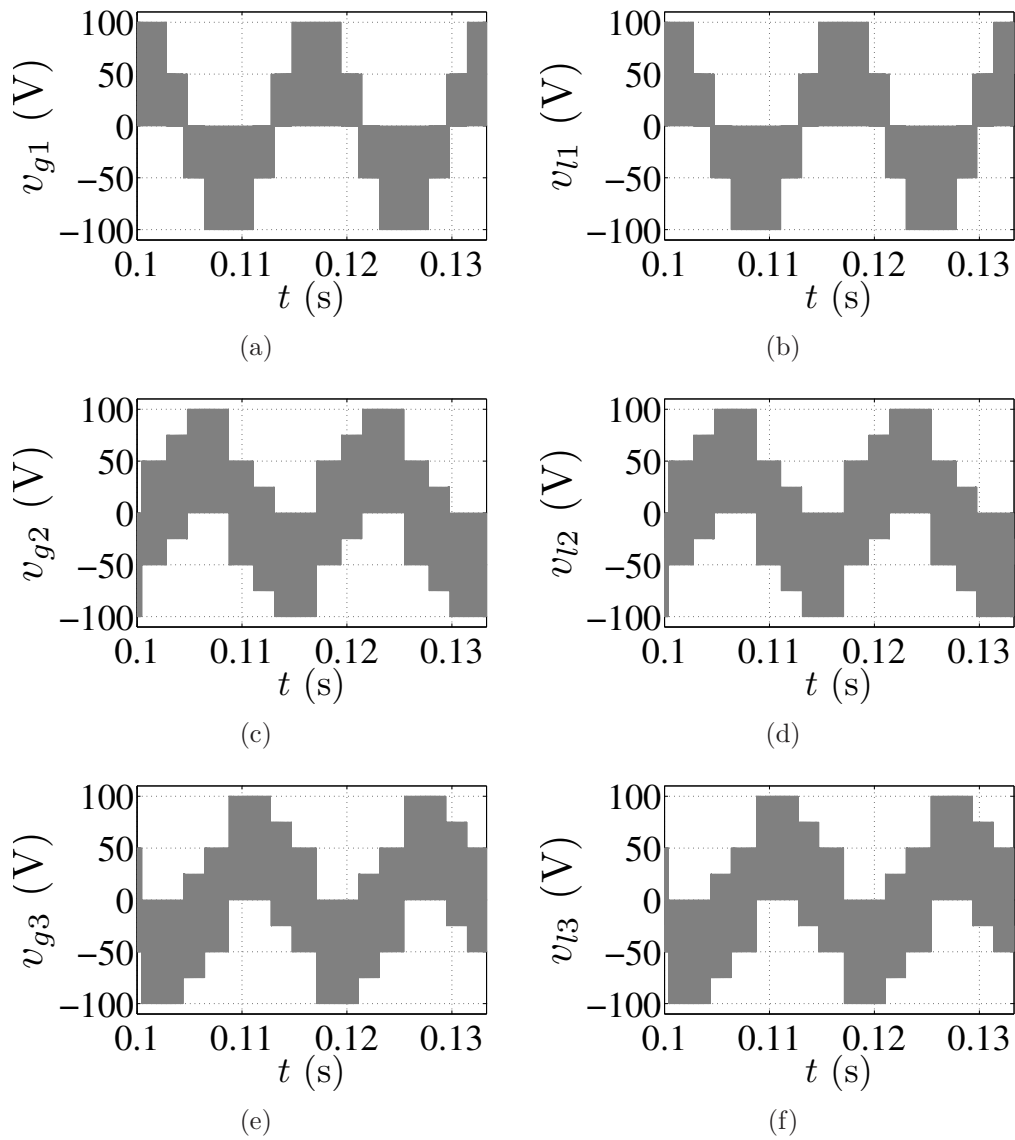


Figura 6.12: Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 32223 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

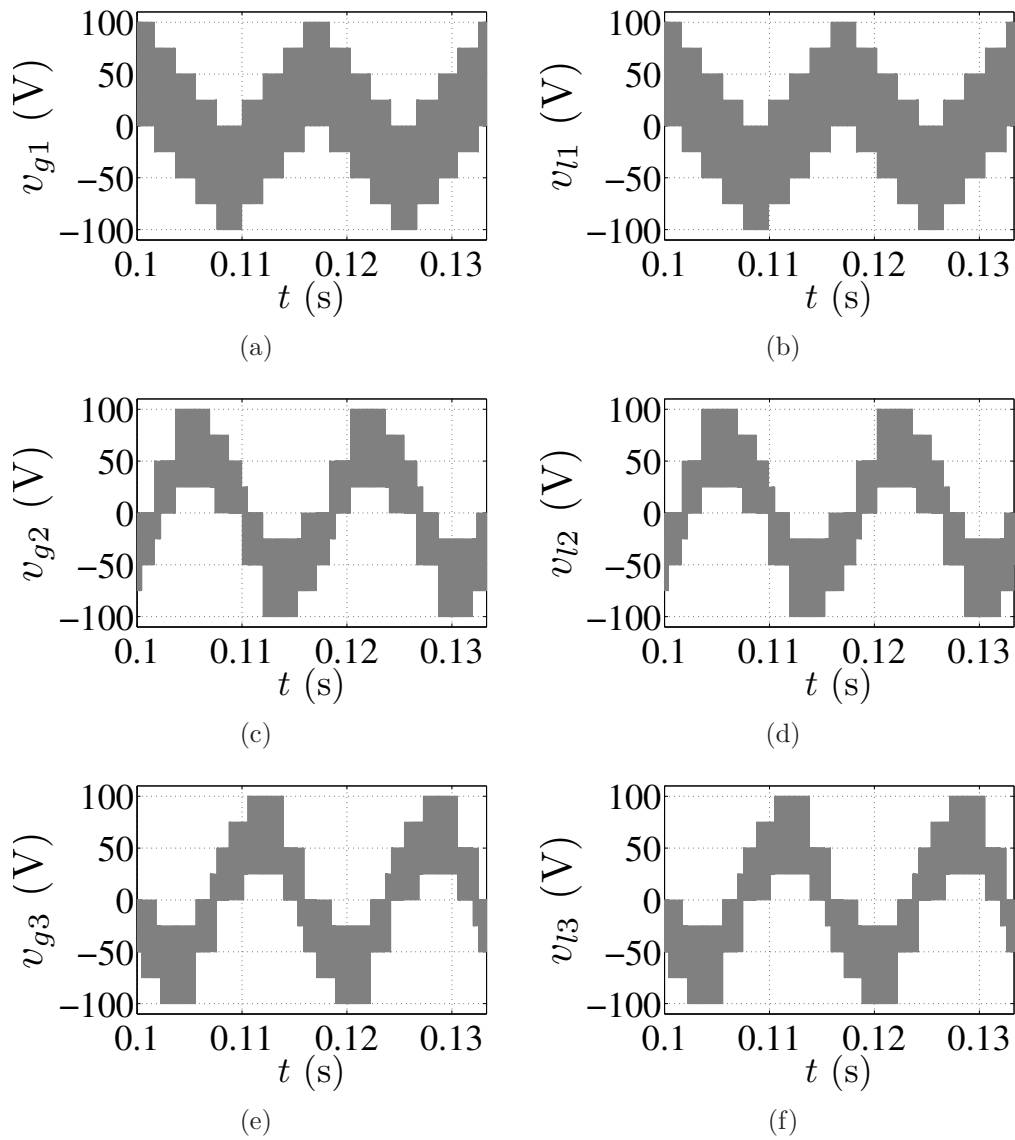


Figura 6.13: Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 23332 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

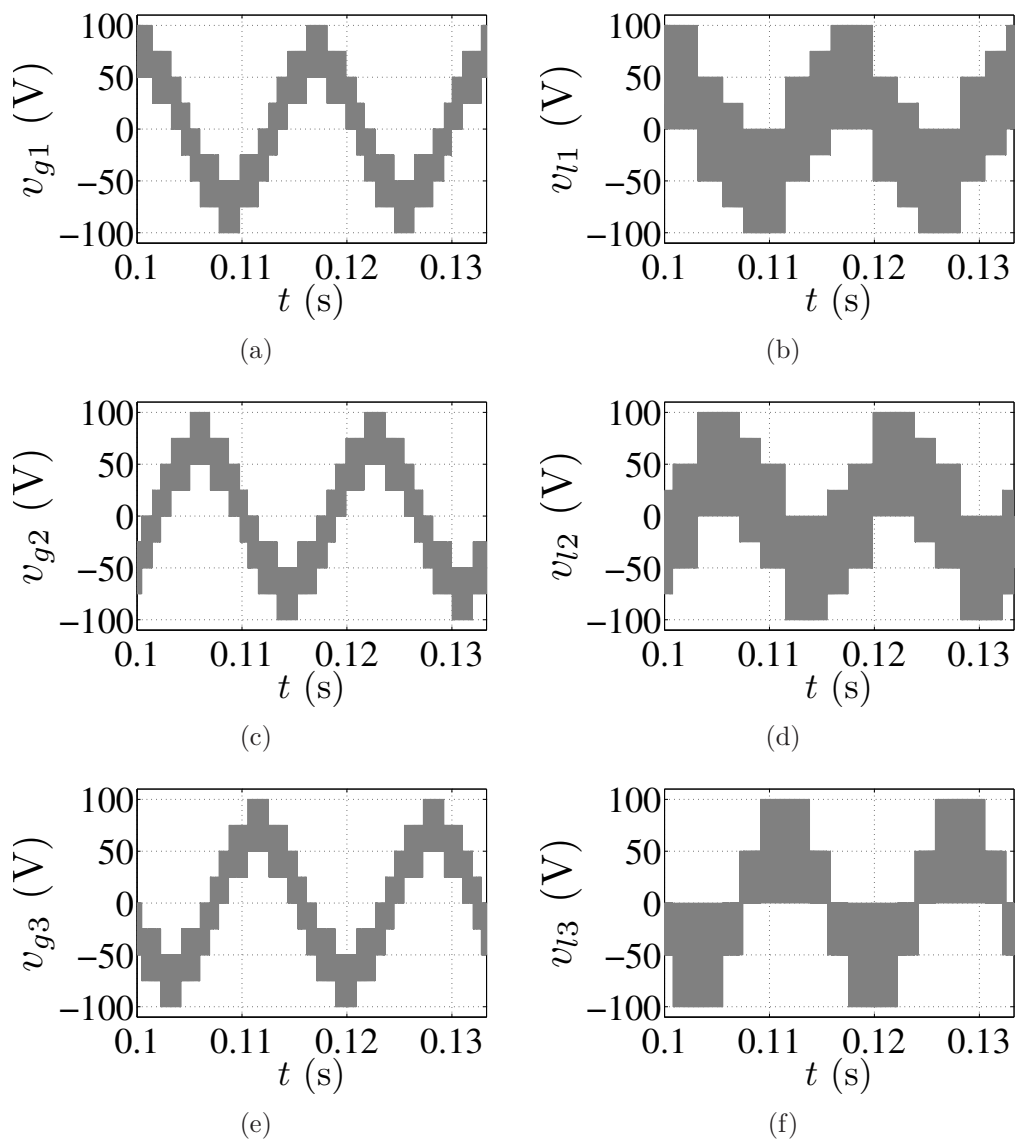


Figura 6.14: Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 33322 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

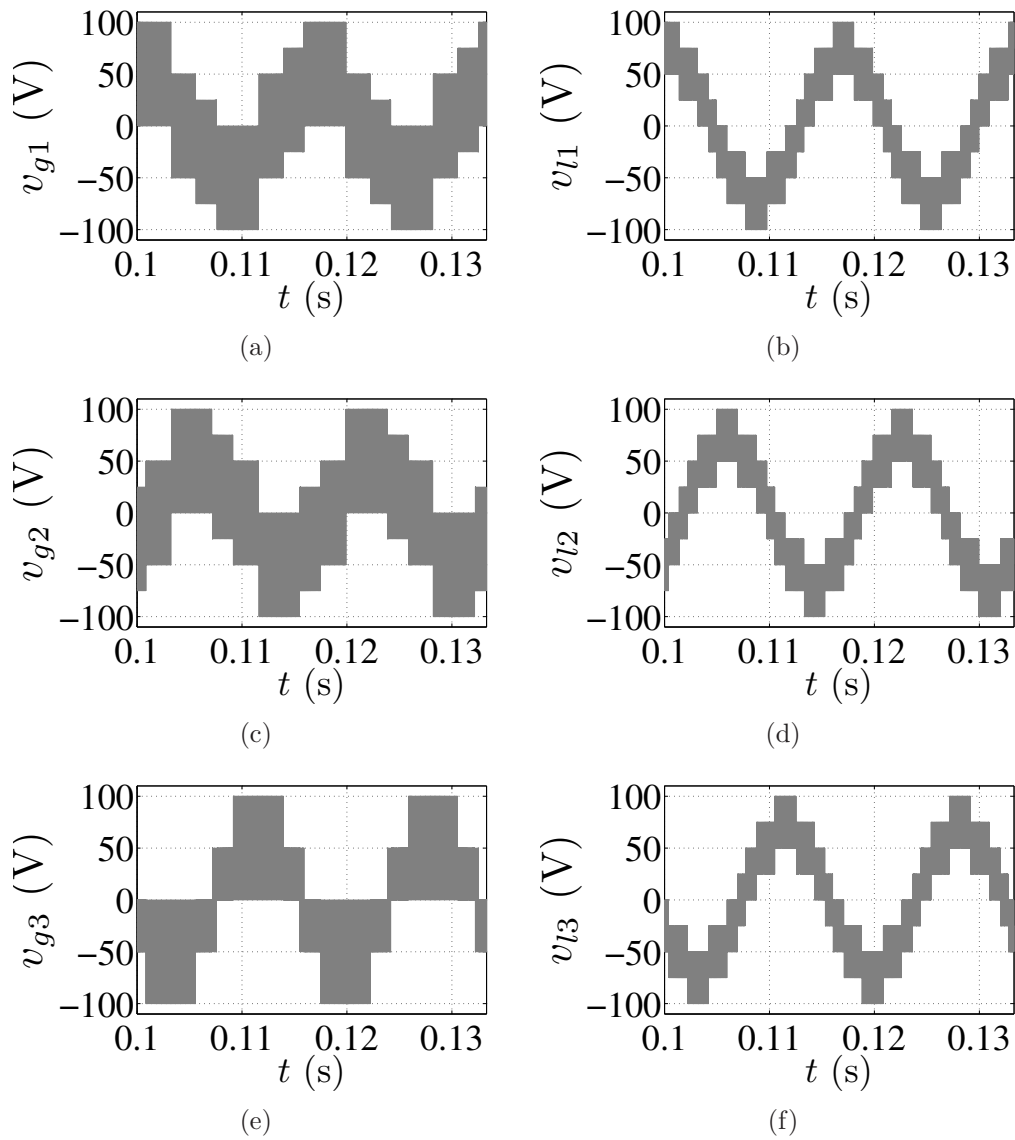


Figura 6.15: Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 22333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

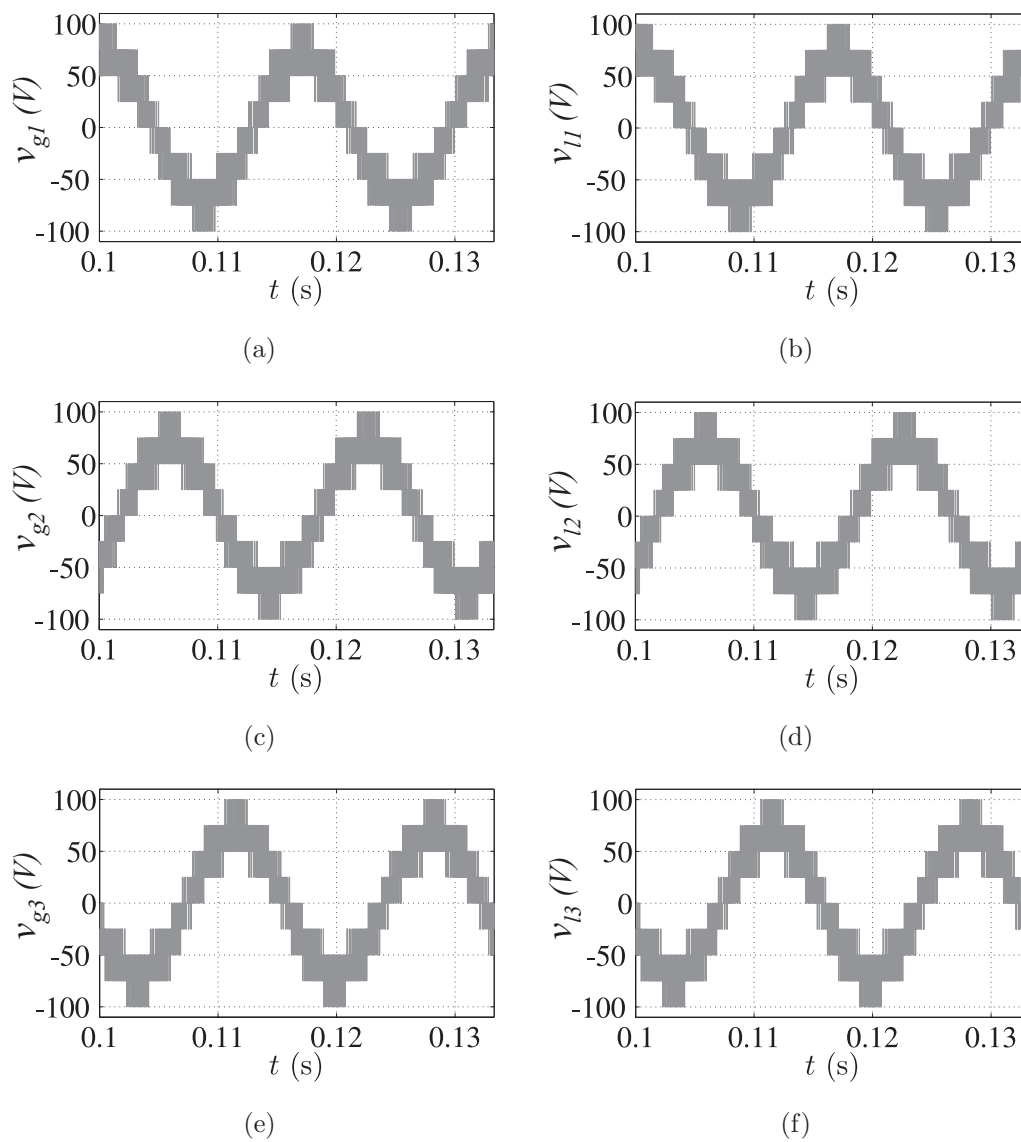


Figura 6.16: Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 33333 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

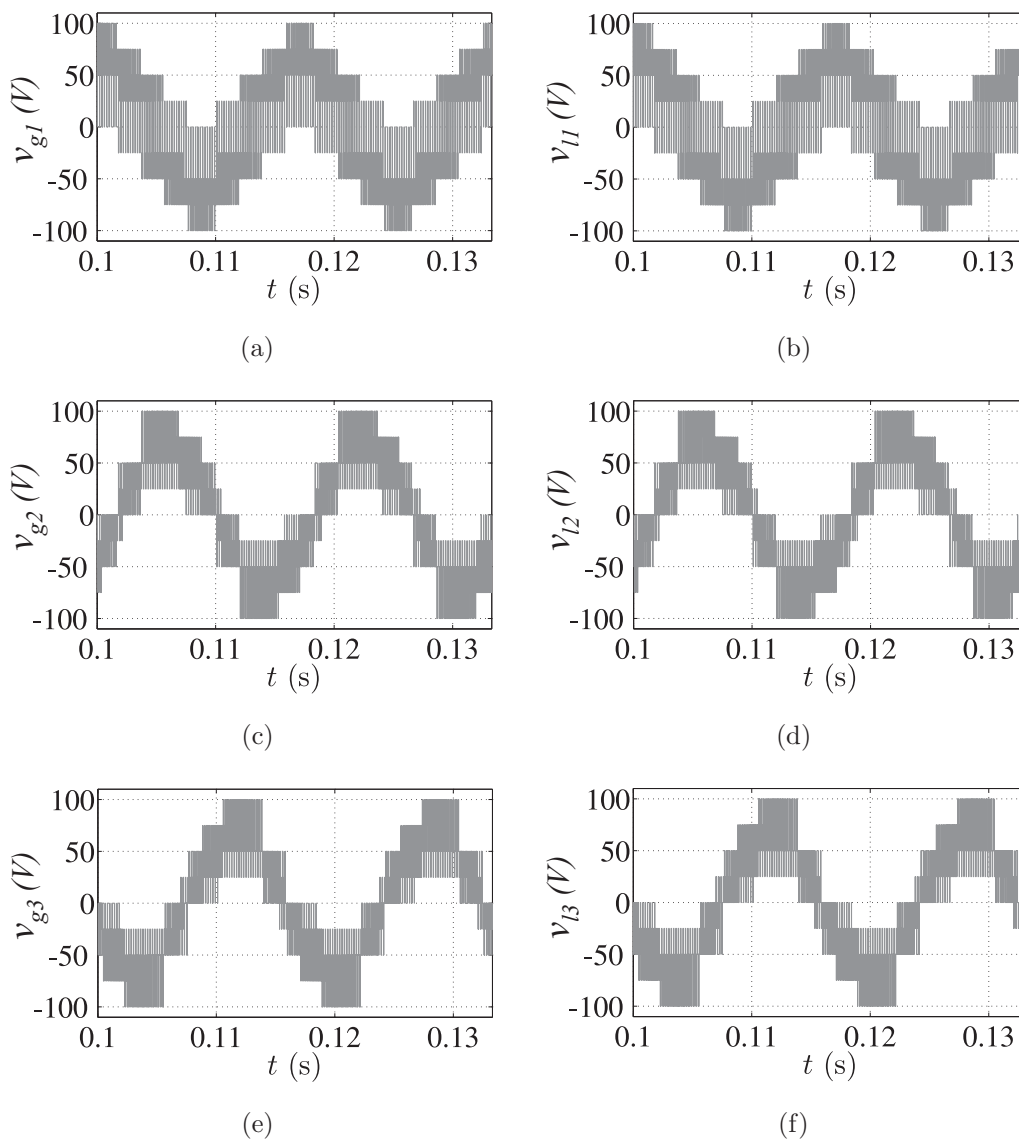


Figura 6.17: Resultados de simulação das tensões da rede e da carga da topologia 23332 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

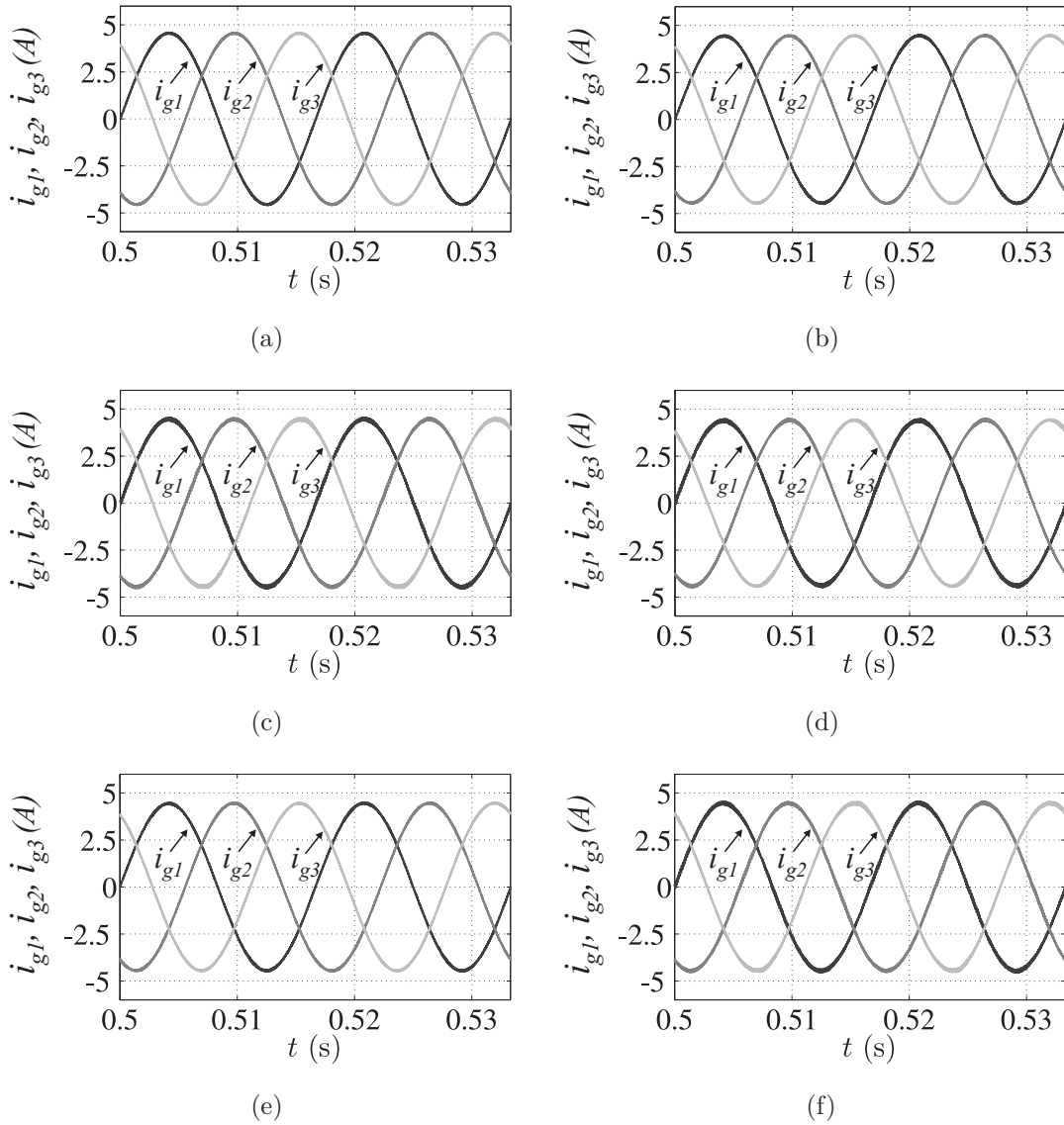


Figura 6.18: Resultados de simulação das correntes da rede para $f_s = 10\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 23332. (e) 33322. (f) 22333.

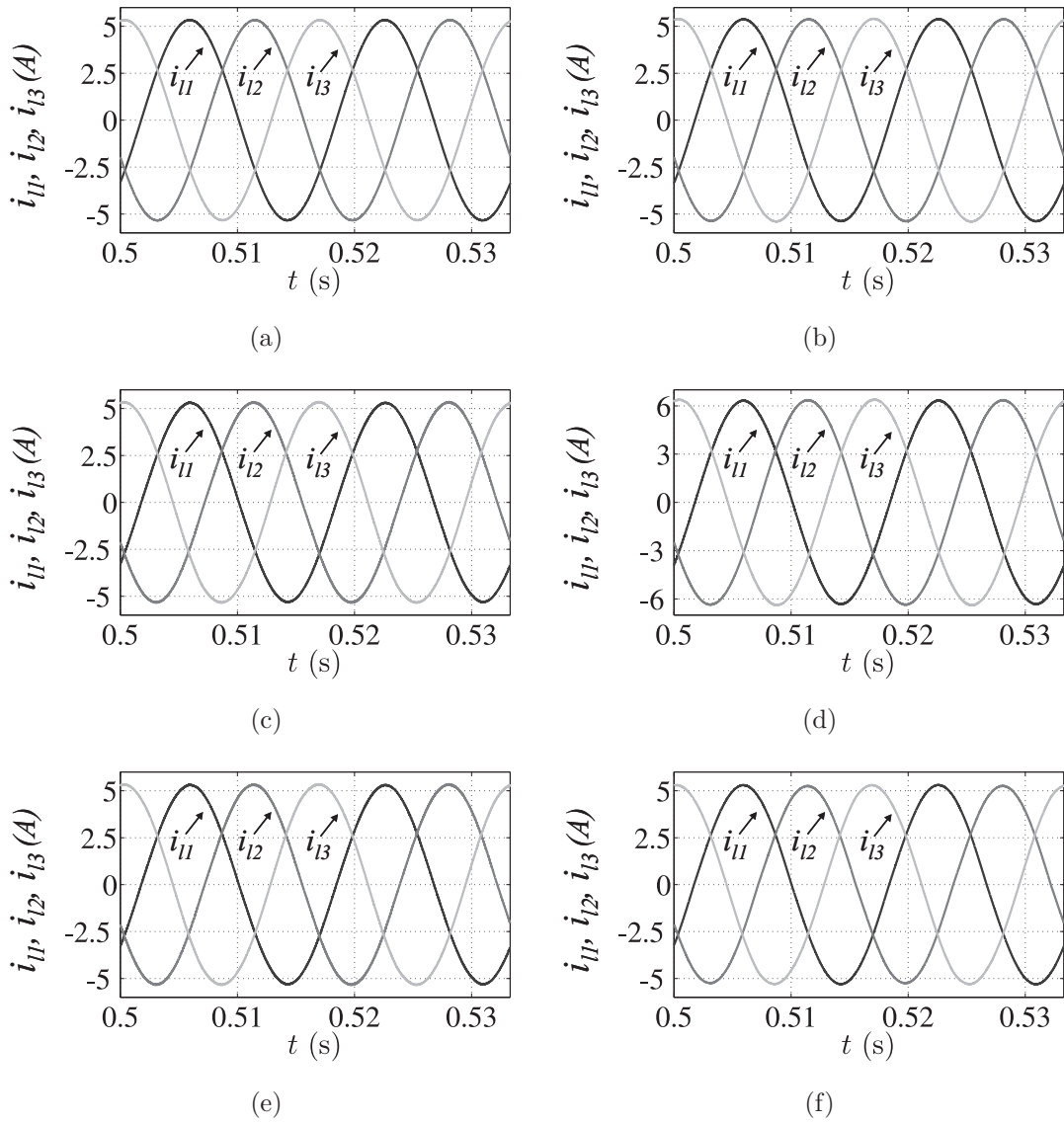


Figura 6.19: Resultados de simulação das correntes da carga para $f_s = 10\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 6x3. (b) 33333. (c) 22322. (d) 23332. (e) 33322. (f) 22333.

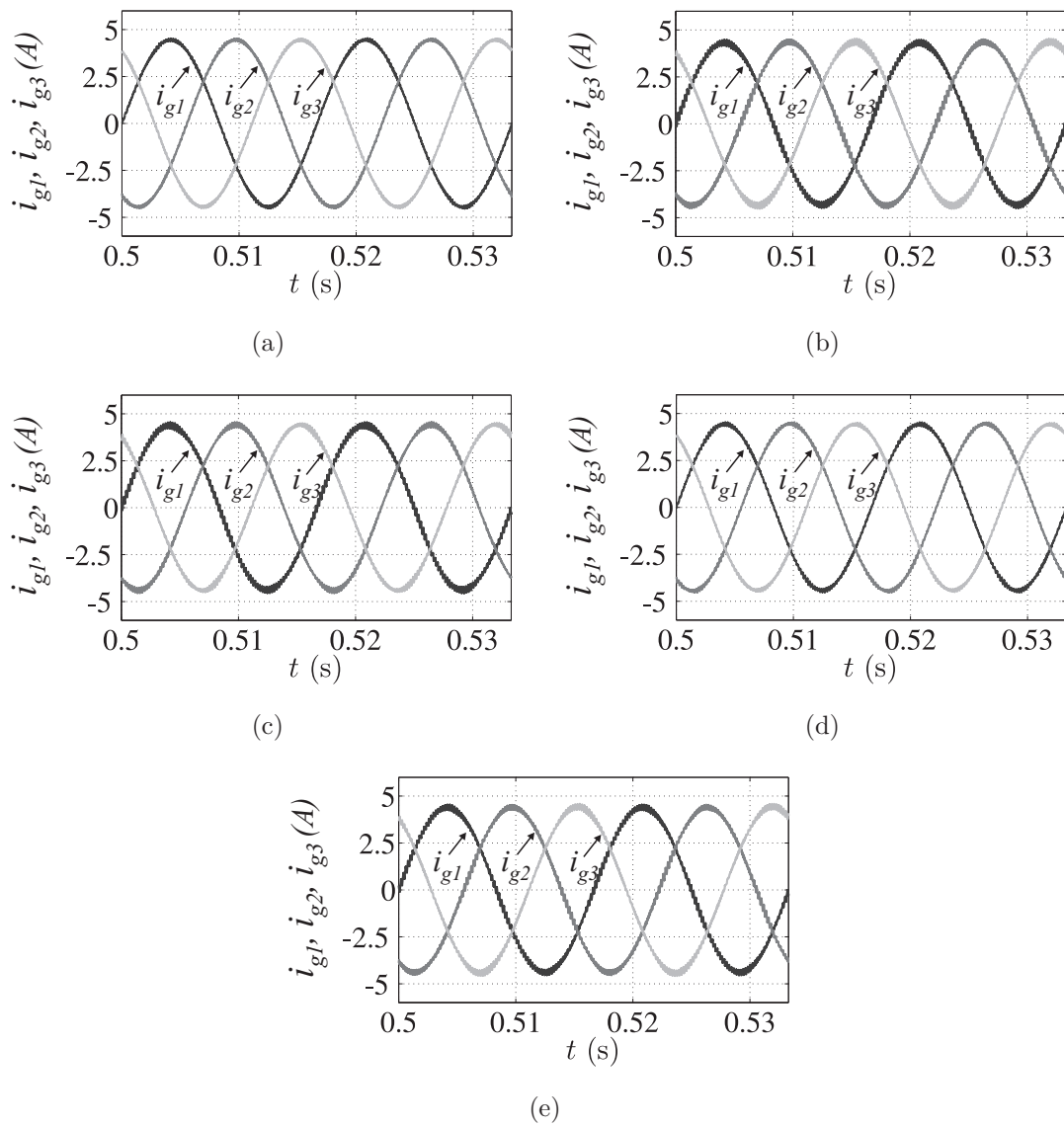


Figura 6.20: Resultados de simulação das correntes da rede para $f_s = 5\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333.

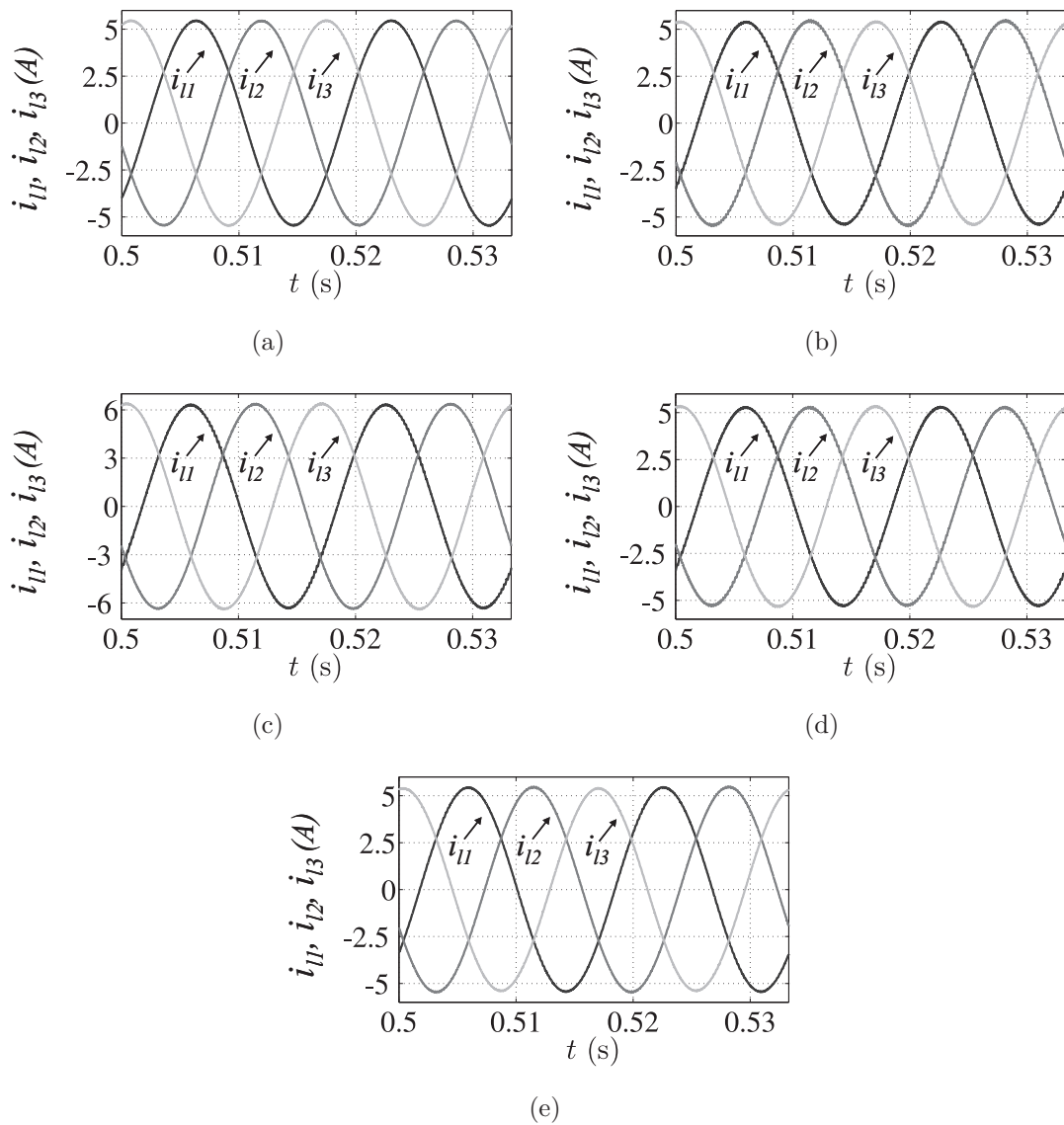


Figura 6.21: Resultados de simulação das correntes da carga para $f_s = 5$ kHz aplicada as topologias. (a) 33333. (b) 22322. (c) 23332. (d) 33322. (e) 22333.

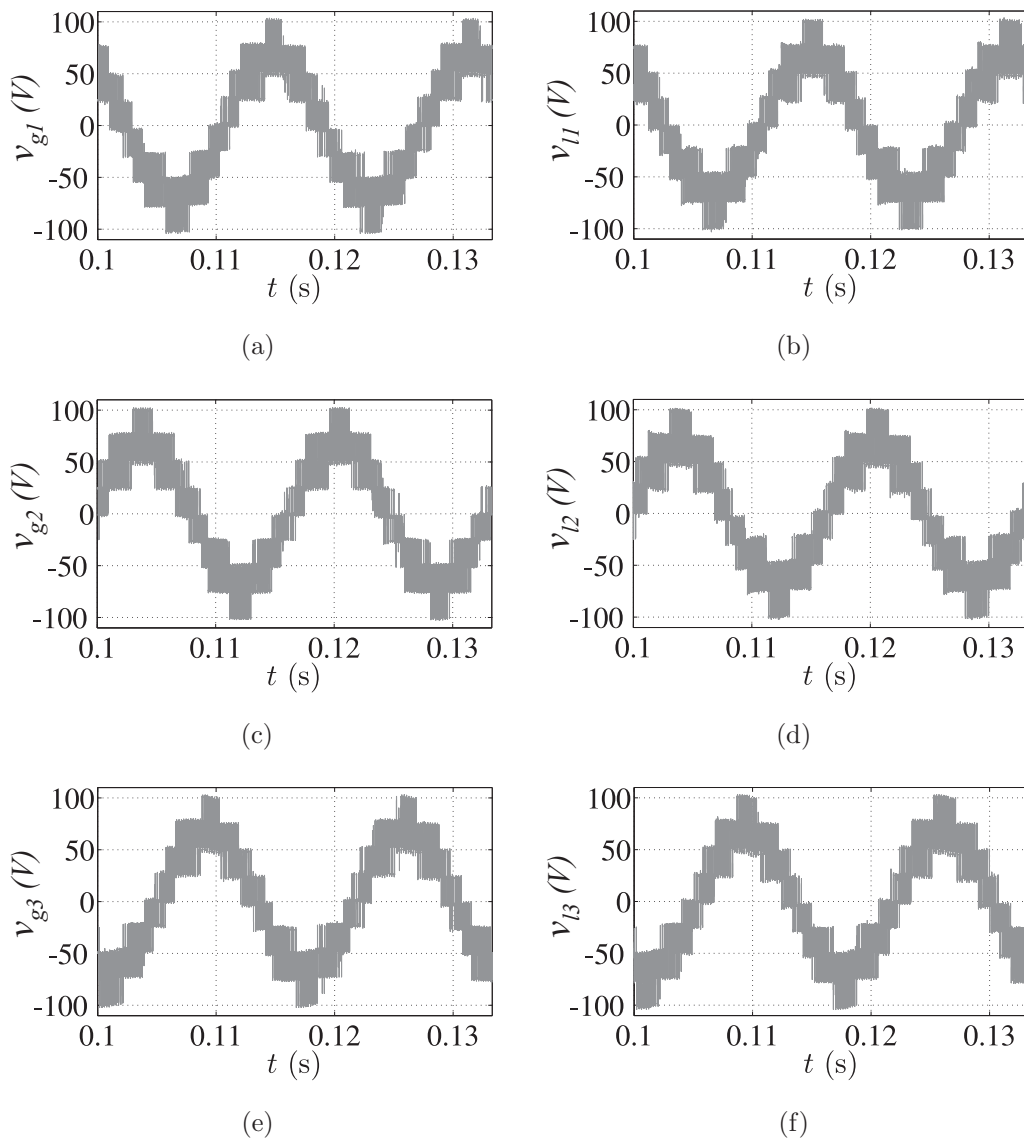


Figura 6.22: Resultados experimentais das tensões da rede e da carga da topologia 33333 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

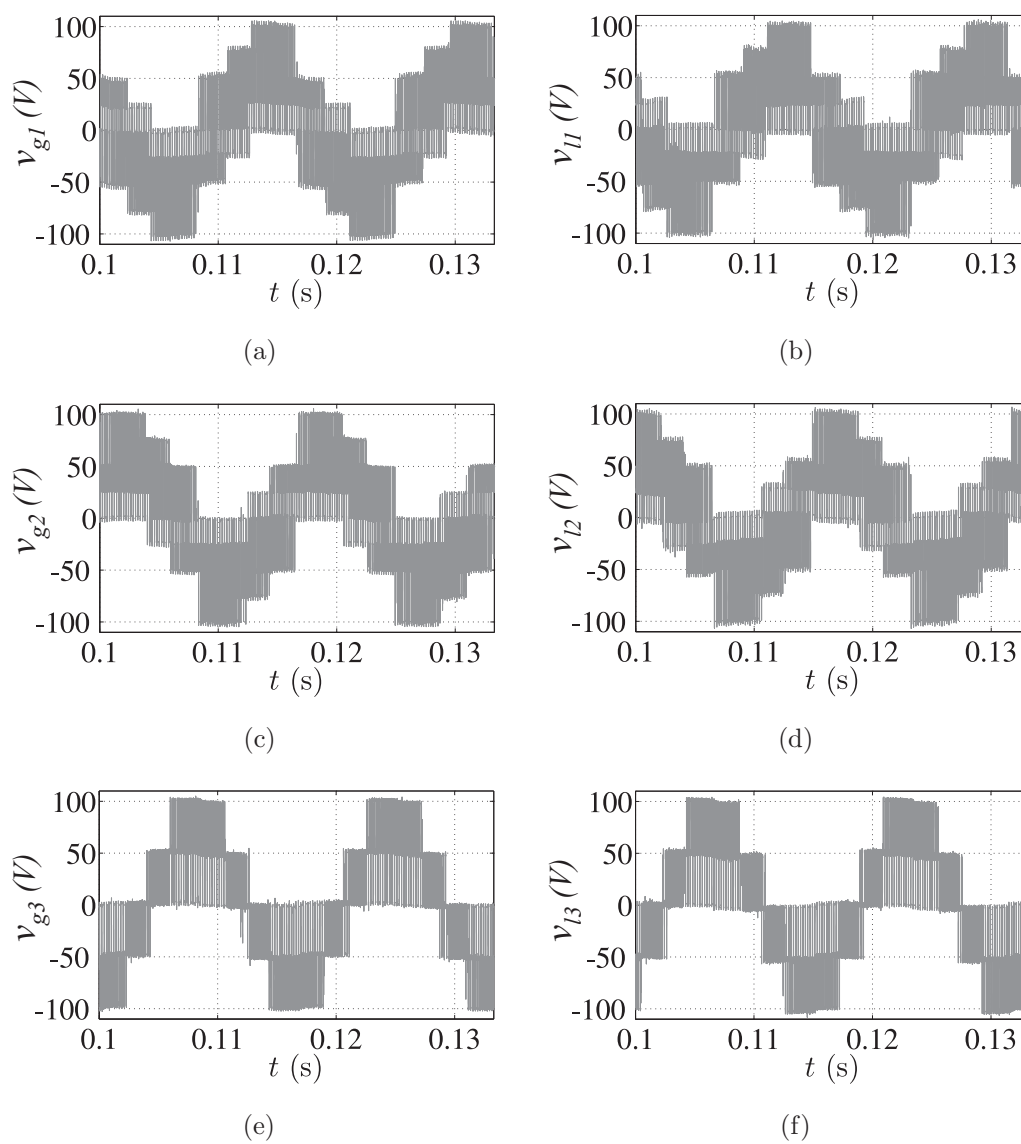


Figura 6.23: Resultados experimentais das tensões da rede e da carga da topologia 22322 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

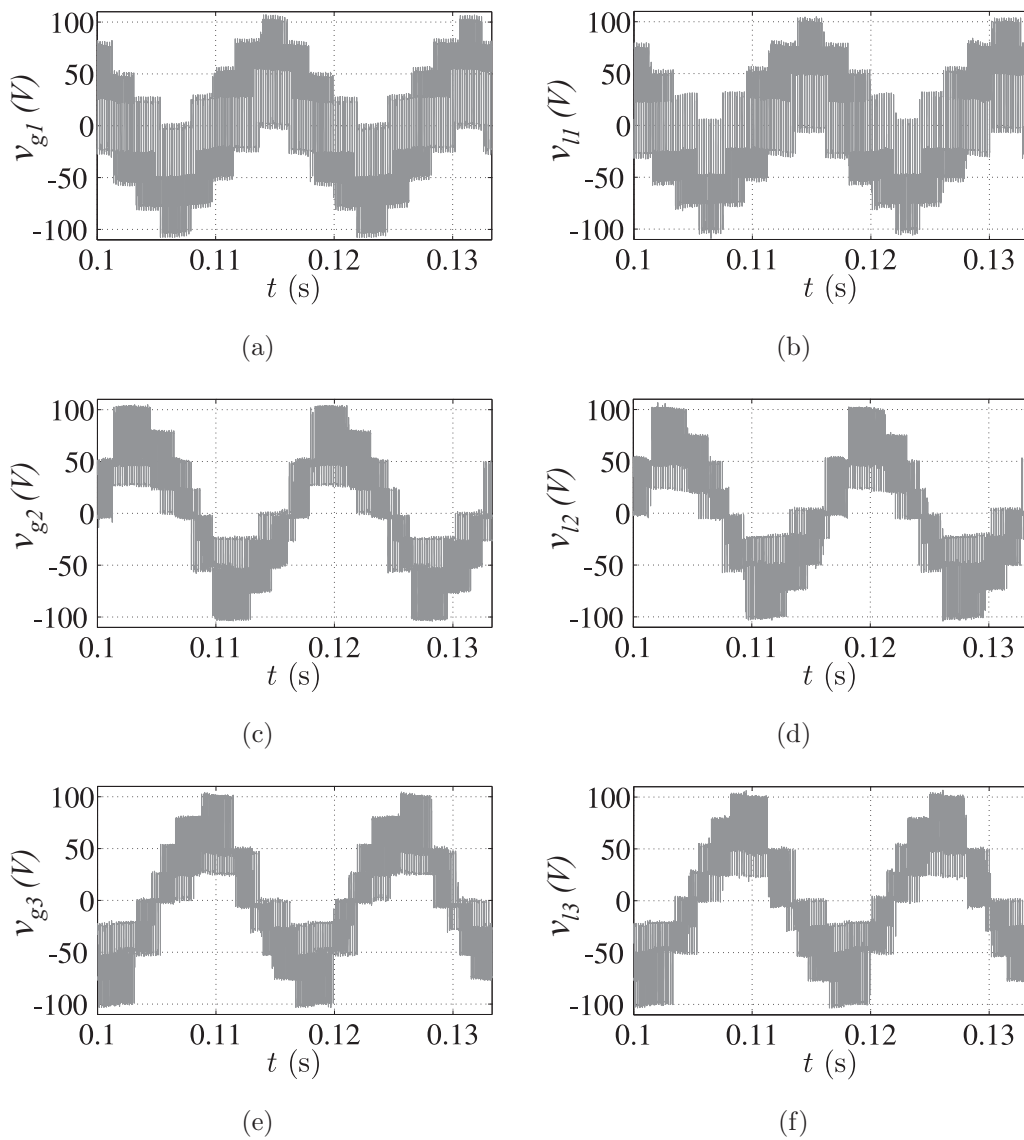


Figura 6.24: Resultados experimentais das tensões da rede e da carga da topologia 23332 para $f_s = 5\text{kHz}$. (a) Tensão v_{g1} . (b) Tensão v_{l1} . (c) Tensão v_{g2} . (d) Tensão v_{l2} . (e) Tensão v_{g3} . (f) Tensão v_{l3}

6.3 Figuras Capítulo 4

Nesta seção serão apresentadas as figuras referentes as topologias estudadas no Capítulo 4.

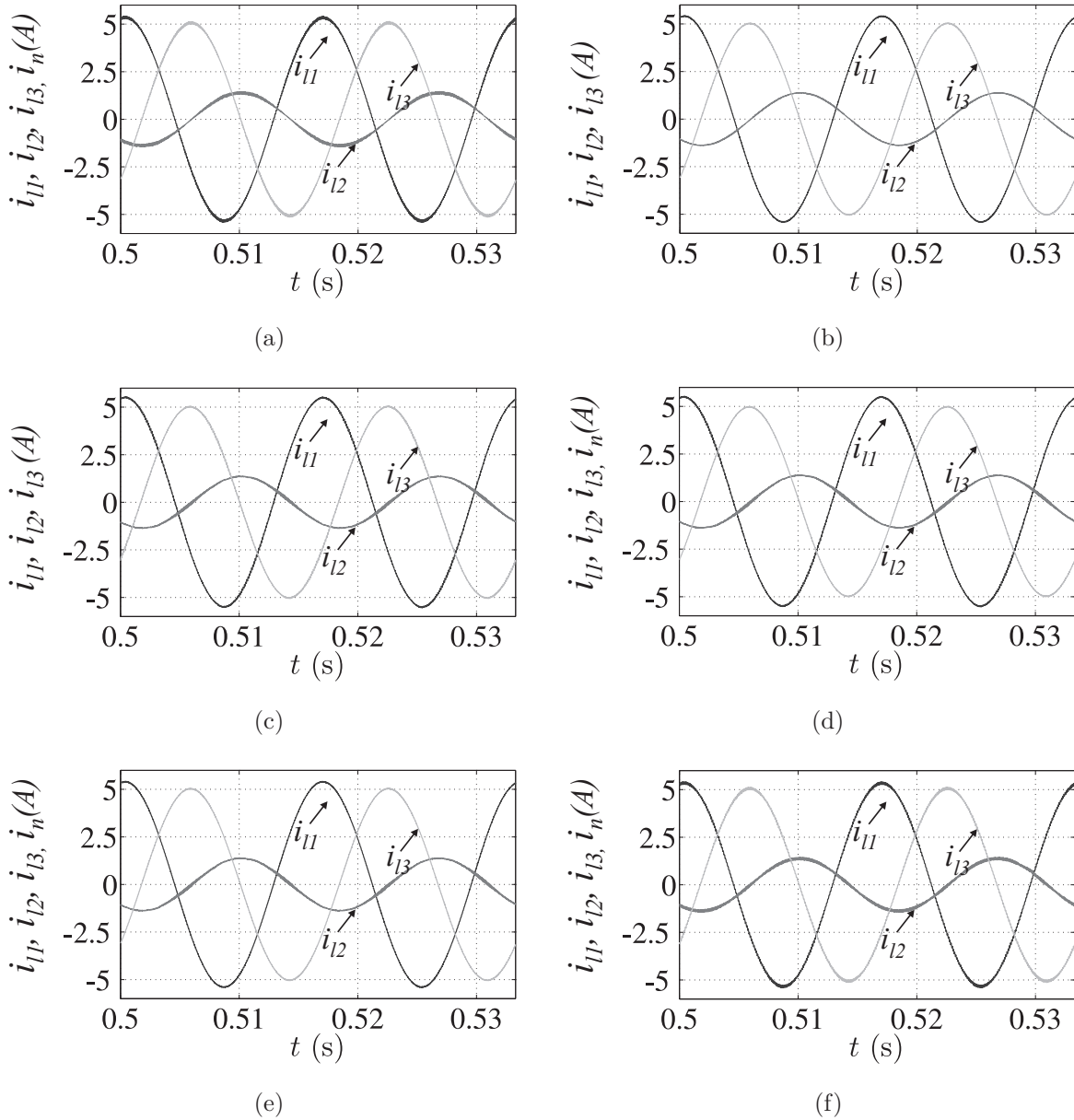


Figura 6.25: Resultados de simulação das correntes na carga para $f_s = 10\text{kHz}$ aplicada as topologias. (a) 2222. (b) 3333. (c) 3222. (d) 3223. (e) 3233. (f) 2333.

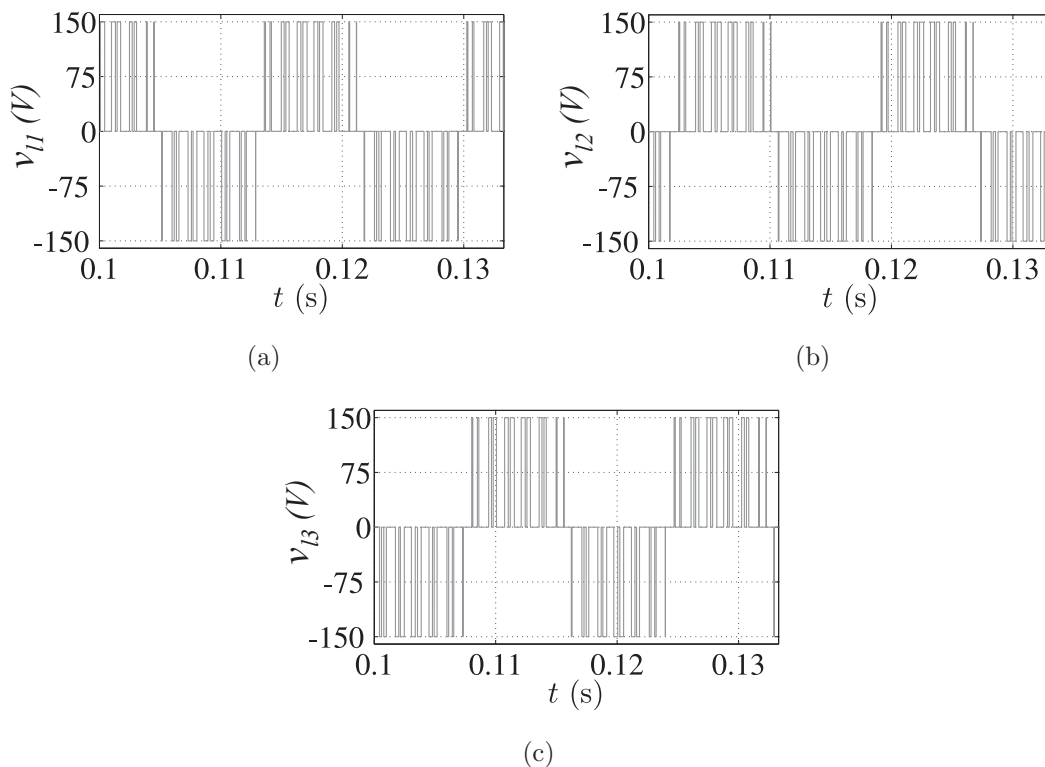


Figura 6.26: Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 2222 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{11} . (b) Tensão v_{12} . (c) Tensão v_{13} .

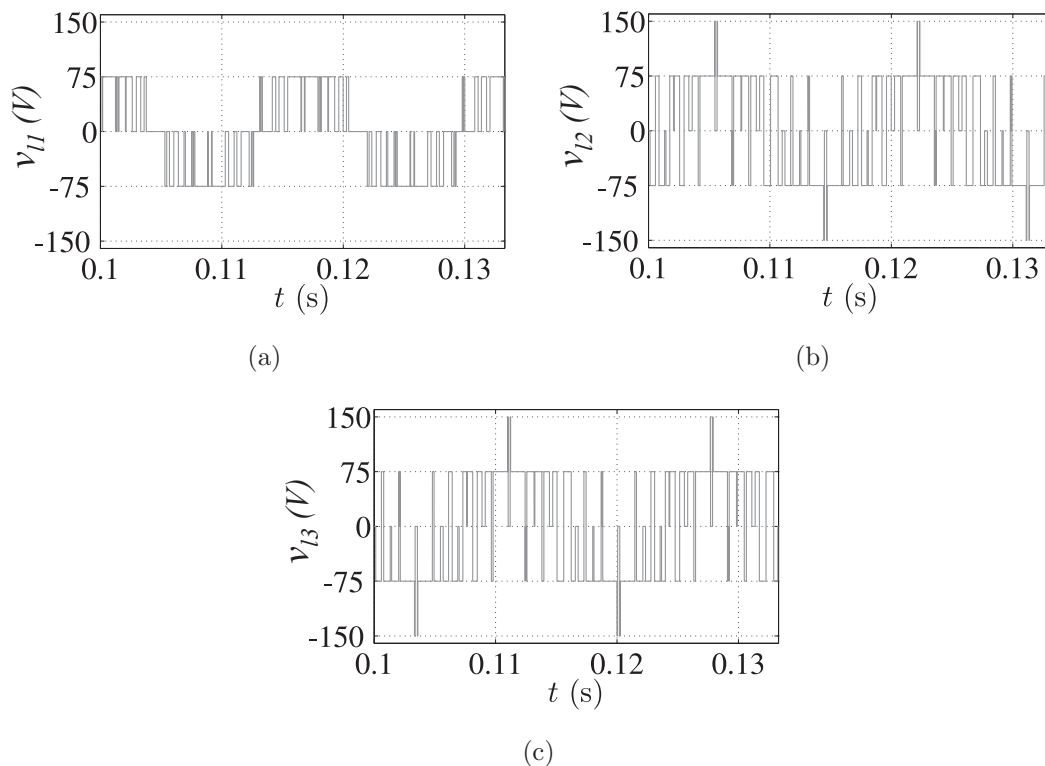


Figura 6.27: Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 3223 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{11} . (b) Tensão v_{12} . (c) Tensão v_{13} .

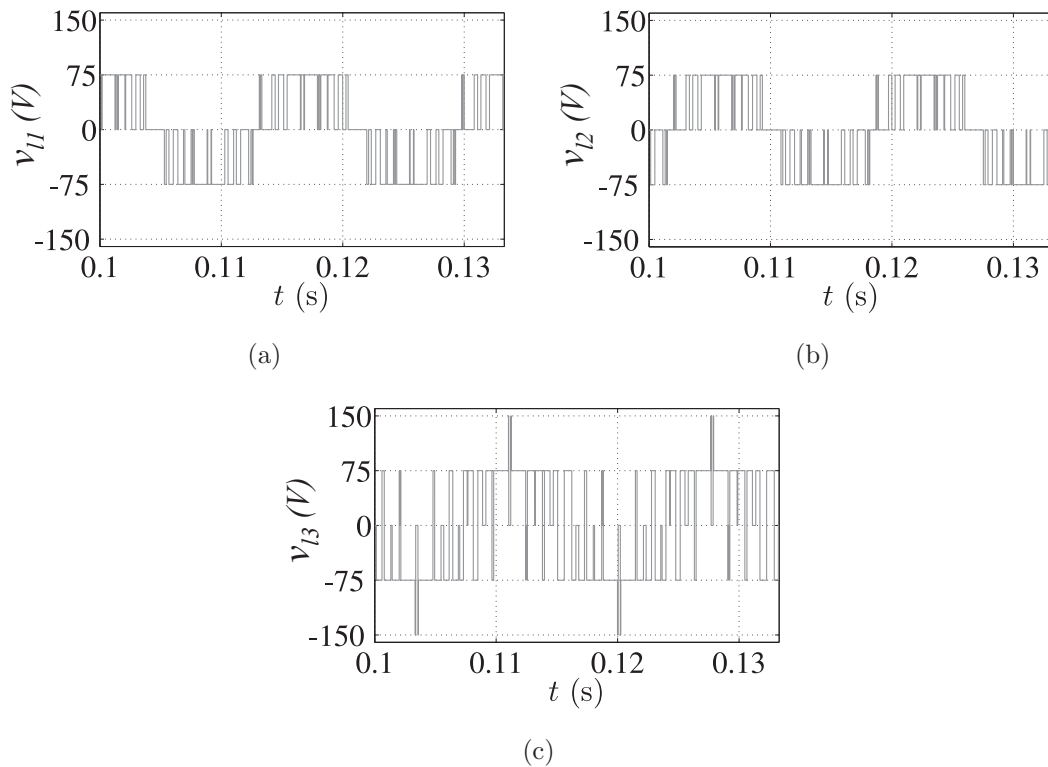


Figura 6.28: Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 3233 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

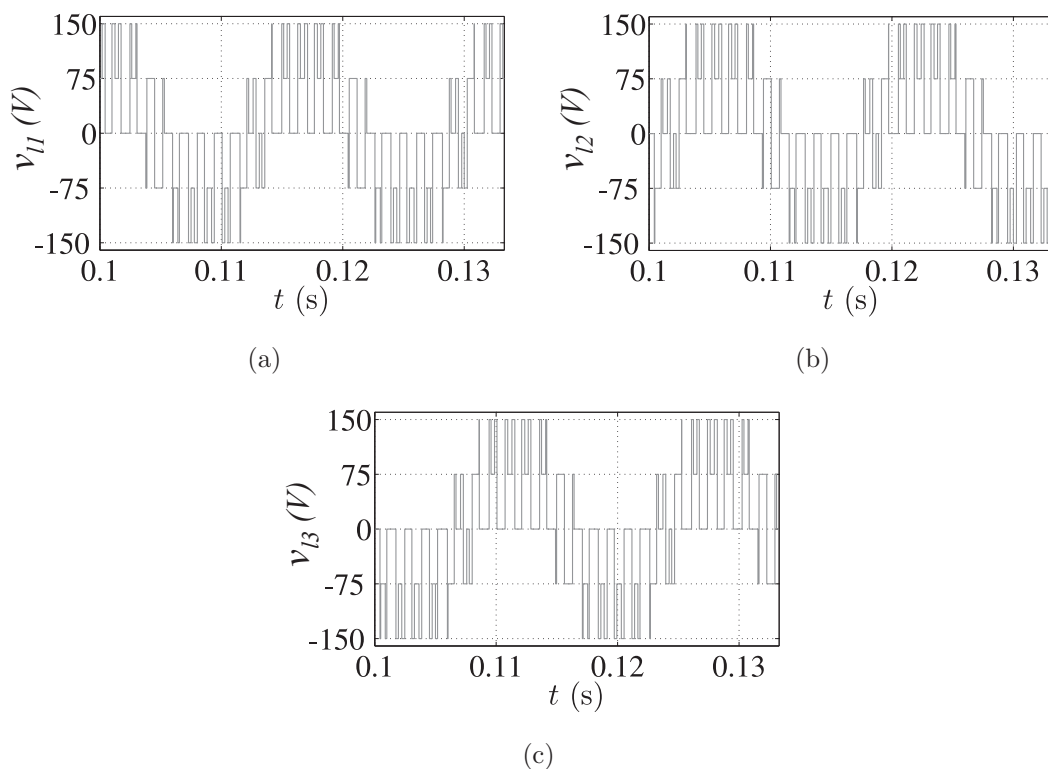


Figura 6.29: Resultados de simulação das tensões da carga da topologia 2333 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

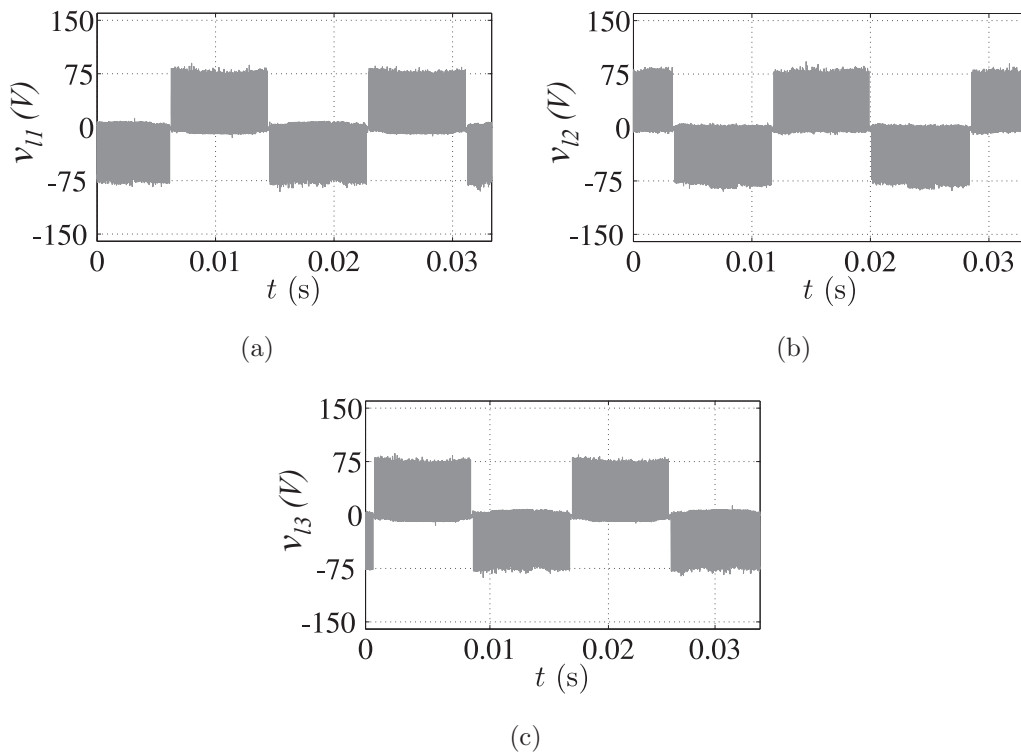


Figura 6.30: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

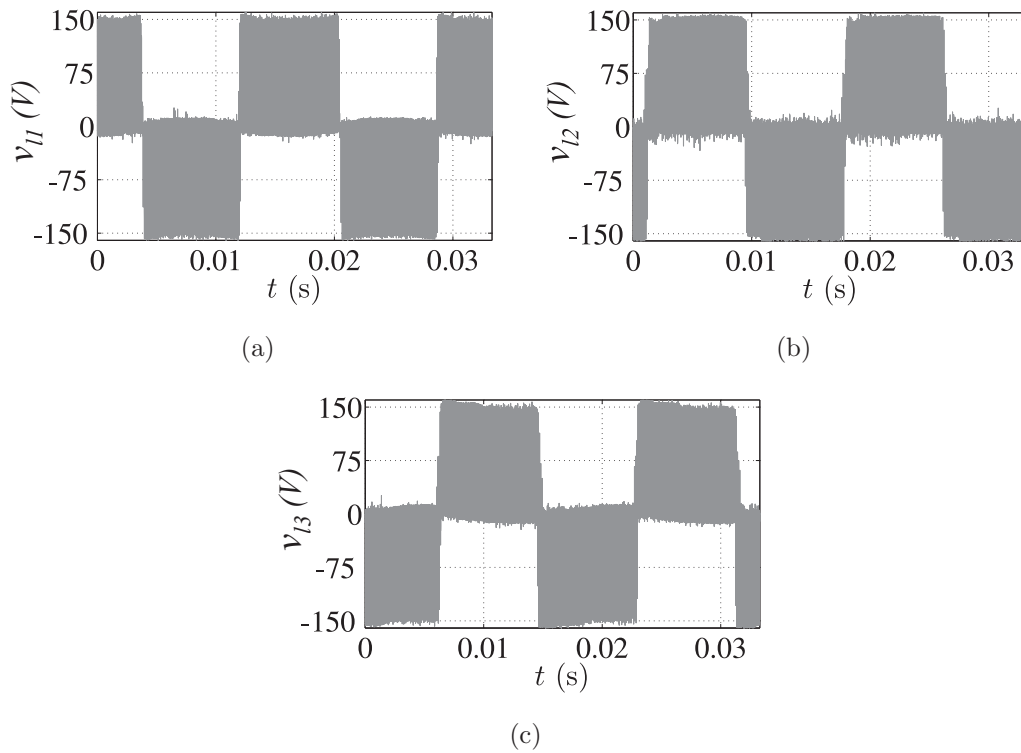


Figura 6.31: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2222 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

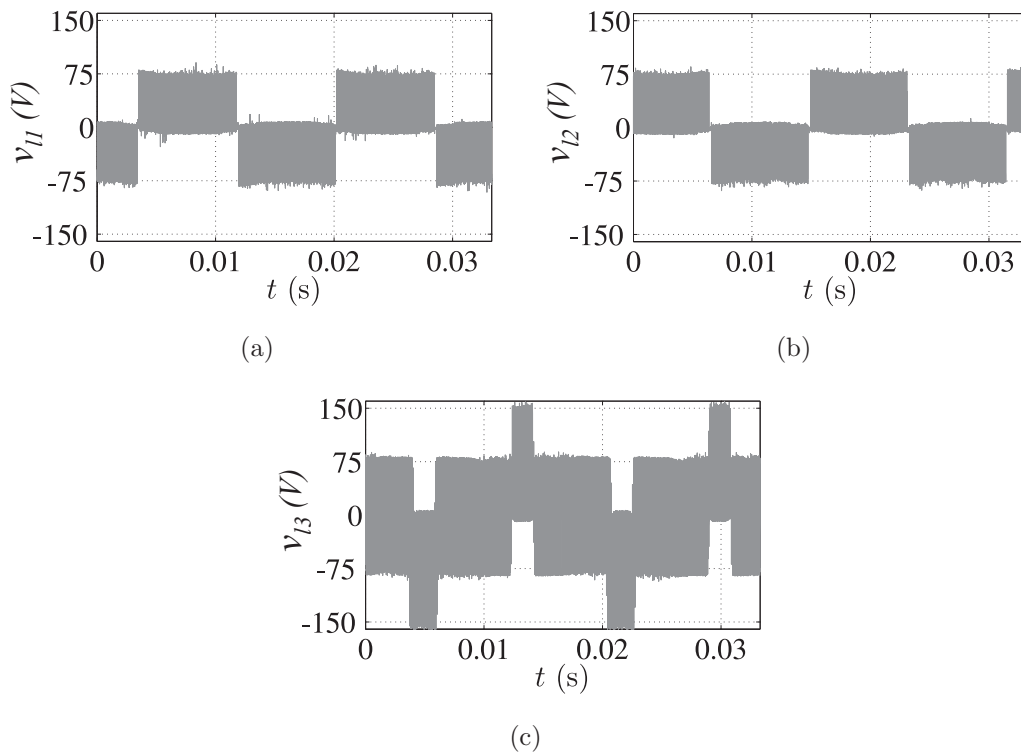


Figura 6.32: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3233 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

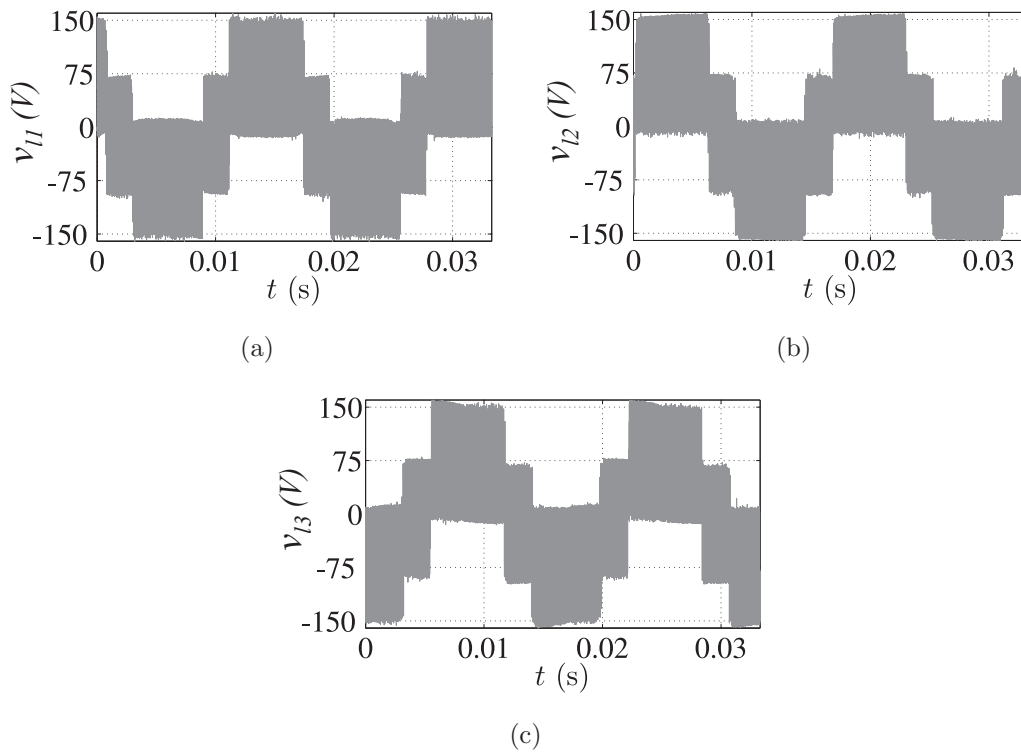


Figura 6.33: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2333 para $f_s = 10\text{kHz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

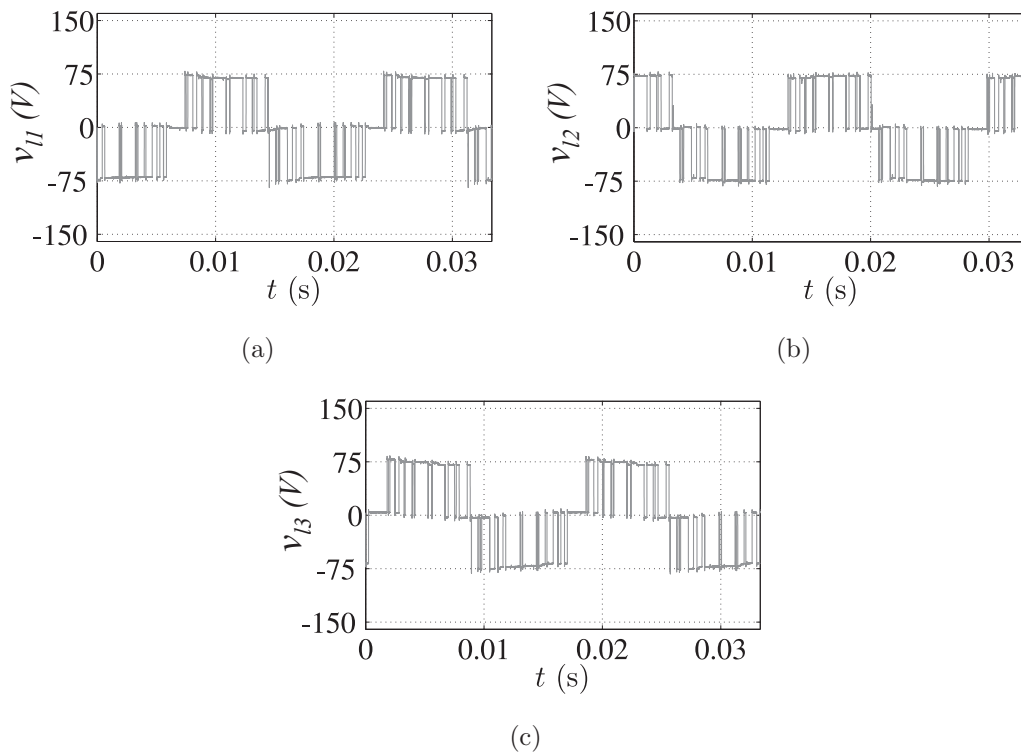


Figura 6.34: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3333 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

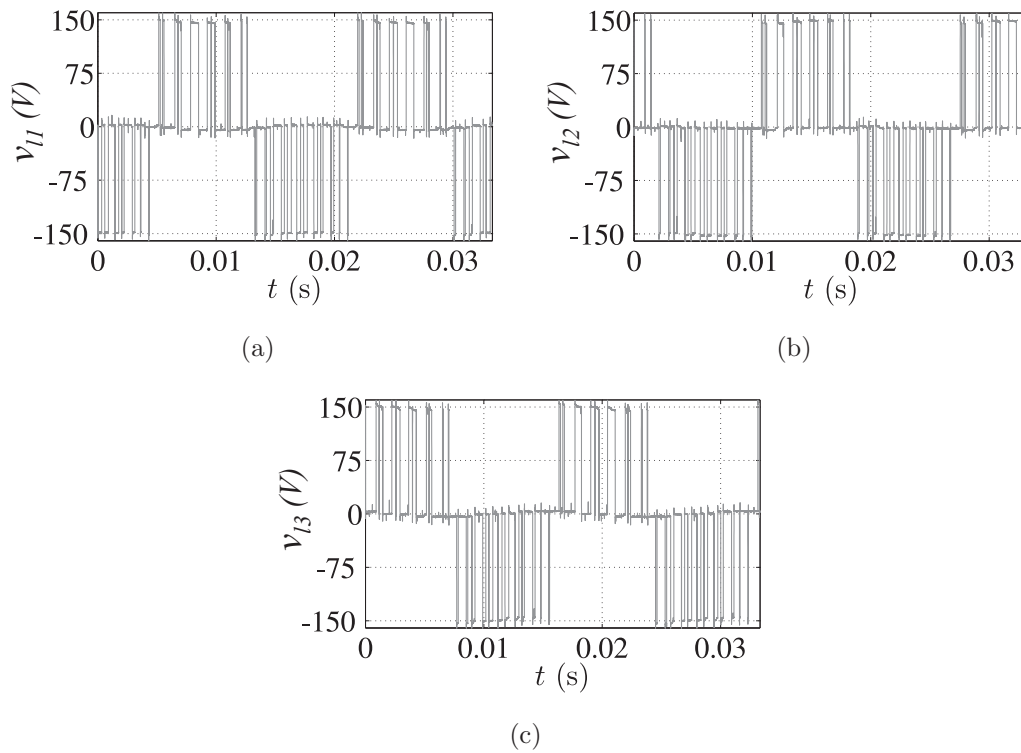


Figura 6.35: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2222 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

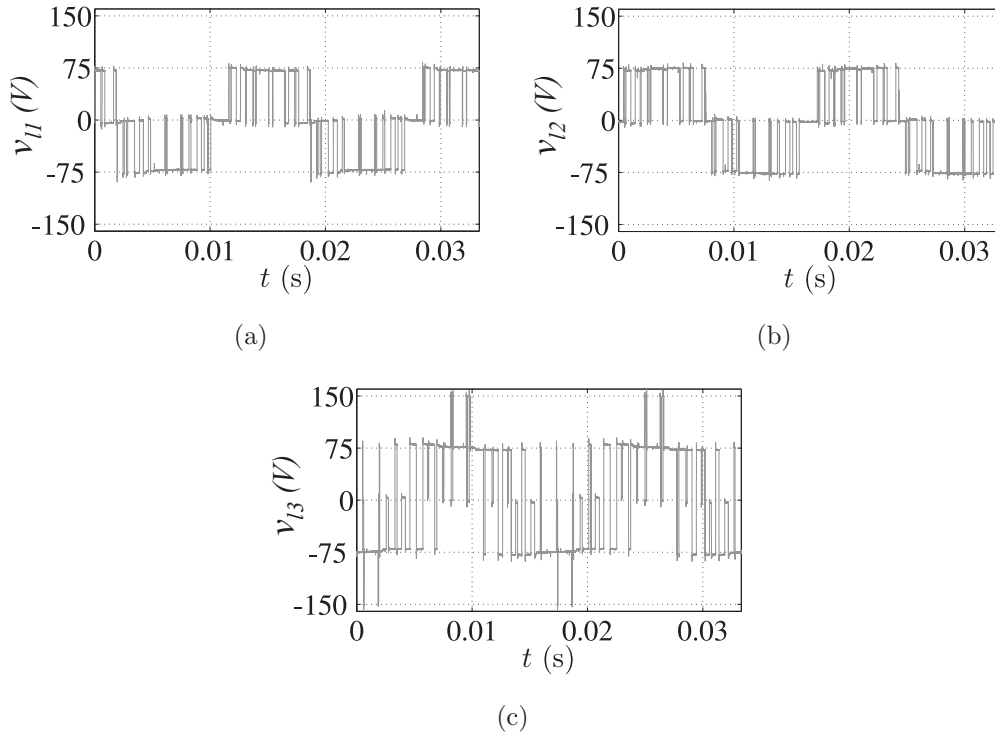


Figura 6.36: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 3233 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

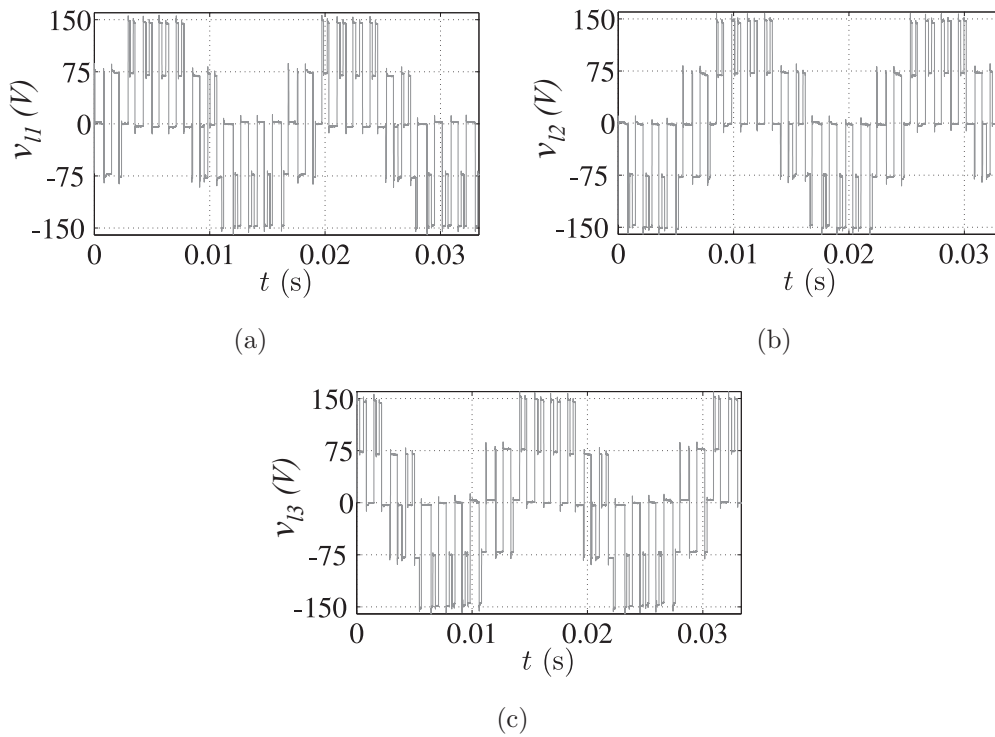


Figura 6.37: Resultados experimentais das tensões da carga da topologia 2333 para $f_s = 720\text{Hz}$. (a) Tensão v_{l1} . (b) Tensão v_{l2} . (c) Tensão v_{l3} .

Referências Bibliográficas

- Aamir, M. e Kim, H.-J. (2011) Non-isolated single phase uninterruptible power supply (ups) system, In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pp. 2282–2289.
- Abella, M. A. e Chento, F. (2004) Choosing the right inverter for grid-connected pv systems, *Renewable Energy World*, **7**(2):132–147.
- Agelidis, V.; Balouktsis, A. e Dahidah, M. (2008) A five-level symmetrically defined selective harmonic elimination pwm strategy: Analysis and experimental validation, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **23**(1):19–26.
- Albatran, S.; Fu, Y.; Albanna, A.; Schrader, R. e Mazzola, M. (2013) Hybrid 2d-3d space vector modulation voltage control algorithm for three phase inverters, *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, **4**(3):734–744.
- Barros, L.; Jacobina, C.; Oliveira, A.; de Freitas, I. e da Silva, E. (2013) Three-phase to three-phase ac/ac de-link converters based on three-level and two-level legs, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pp. 5320–5327.
- Barros, L.; Jacobina, C.; Oliveira, A.; de Freitas, I. e da Silva, E. (2015) Three-phase to three-phase ac/ac dc-link five-leg converters based on three-level and two-level legs, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1–1.
- Bhagwat, P. M. e Stefanovic, V. R. (1983) Generalized structure of a multilevel pwm inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-19**(6):1057–1069.
- Blaabjerg, F. e Ma, K. (2013) Future on power electronics for wind turbine systems, *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, **1**(3):139–152.
- Blaabjerg, F.; Freysson, S.; Hansen, H.-H. e Hansen, S. (1997) A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter, *Power*

- Electronics, *IEEE Transactions on*, **12**(4):704–714.
- Blasko, V. (1996) Analysis of a hybrid PWM based on modified space vector and triangle comparison methods, In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, vol. 2, pp. 947–955 vol.2.
- Boroyevich, D.; Cvetkovic, I.; Burgos, R. e Dong, D. (2013) Intergrid: A future electronic energy network?, *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, *IEEE Journal of*, **1**(3):127–138.
- Bose, B. (2009a) Power electronics and motor drives recent progress and perspective, *Industrial Electronics*, *IEEE Transactions on*, **56**(2):581–588.
- Bose, B. (2009b) Power electronics and motor drives recent progress and perspective, *Industrial Electronics*, *IEEE Transactions on*, **56**(2):581–588.
- Bose, B. (2010) Global warming: Energy, environmental pollution, and the impact of power electronics, *Industrial Electronics Magazine*, *IEEE*, **4**(1):6–17.
- Bose, B. (2013) Global energy scenario and impact of power electronics in 21st century, *Industrial Electronics*, *IEEE Transactions on*, **60**(7):2638–2651.
- Bouscayrol, A.; Francois, B.; Delarue, P. e Niiranen, J. (2005) Control implementation of a five-leg ac-ac converter to supply a three-phase induction machine, *Power Electronics*, *IEEE Transactions on*, **20**(1):107–115.
- Brandao Jacobina, C.; Beltrao de Rossiter Correa, M.; Nogueira Lima, A. e Cabral da Silva, E. (2003) Ac motor drive systems with a reduced-switch-count converter, *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, **39**(5):1333–1342.
- Brandao Jacobina, C.; Rocha, N.; Segundo De Moraes Lima Marinus, N. e Cipriano dos Santos Junior, E. (2014) Single-phase to three-phase dc-link converters with reduced controlled switch count, *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, **50**(2):1150–1160.
- Cavalcanti, M. C.; da Silva, E. R. C.; Boroyevich, D.; Dong, W. e Jacobina, C. B. (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.
- Chang, J.; Chang, W. N. e Chung, S. (2006) Single-phase grid-connected pv system using

- three-arm rectifier-inverter, Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, **42**(1):211–219.
- Chaturvedi, P.; Jain, S. e Agrawal, P. (2008) Harmonics and common mode voltage reduction in multilevel spwm technique, In: *India Conference, 2008. INDICON 2008. Annual IEEE*, vol. 2, pp. 447–452.
- 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.
- Choi, N.; Cho, J. e Cho, G. (1991) A general circuit topology of multilevel inverter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*, pp. 96 –103.
- Cipriano, E.; Jacobina, C.; da Silva, E. e Rocha, N. (2012) Single-phase to three-phase power converters: State of the art, Power Electronics, IEEE Transactions on, **27**(5):2437–2452.
- COMMISSION, E. (2015) European commission, disponível em: http://ec.europa.eu/energy/sites/ener/files/energy_storage.pdf.
- Dai, N.-Y.; Wong, M.-C. e Han, Y.-D. (2006) Application of a three-level npc inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3dsvm, Power Electronics, IEEE Transactions on, **21**(2):440–449.
- Dehnavi, S.; Mohamadian, M.; Yazdian, A. e Ashrafzadeh, F. (2010) Space vectors modulation for nine-switch converters, Power Electronics, IEEE Transactions on, **25**(6):1488–1496.
- Demirkutlu, E. e Hava, A. (2009) A scalar resonant-filter-bank-based output-voltage control method and a scalar minimum-switching-loss discontinuous pwm method for the four-leg-inverter-based three-phase four-wire power supply, Industry Applications, IEEE Transactions on, **45**(3):982–991.
- Enjeti, P. e Rahman, A. (1993) A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives, Industry Applications, IEEE Transactions on, **29**(4):806 –813.
- Fatemi, A.; Azizi, M.; Mohamadian, M. e Ashrafzadeh, F. (2012) A minimized switch count

- single-phase ac/ac converter with active front end, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 1502–1507.
- Fatemi, A.; Azizi, M.; Mohamadian, M.; Varjani, A. e Shahparasti, M. (2013a) Single-phase dual-output inverters with three-switch legs, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(5):1769–1779.
- Fatemi, A.; Azizi, M.; Mohamadian, M.; Varjani, A. e Shahparasti, M. (2013b) Single-phase dual-output inverters with three-switch legs, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(5):1769–1779.
- Faulstich, A.; Stinke, J. e Wittwer, F. (2005) Medium voltage converter for permanent magnet wind power generators up to 5 mw, In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, p. 9 pp.
- Fernandes, D.; Costa, F. e dos Santos, E. (2013) Digital-scalar pwm approaches applied to four-leg voltage-source inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(5):2022–2030.
- Franquelo, L. e Leon, J. (2013) How power electronics contribute to the current energy arena, In: *GCC Conference and Exhibition (GCC), 2013 7th IEEE*, pp. 165–171.
- Franquelo, L.; Prats, M.; Portillo, R.; Galvan, J.; Perales, M.; Carrasco, J.; Diez, E. e Jimenez, J. (2006) Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **53**(2):458–466.
- Franquelo, L.; Rodriguez, J.; Leon, J.; Kouro, S.; Portillo, R. e Prats, M. (2008) The age of multilevel converters arrives, *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, **2**(2):28–39.
- Soares de Freitas, I.; Jacobina, C. e dos Santos, E. (2010) Single-phase to single-phase full-bridge converter operating with reduced ac power in the dc-link capacitor, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(2):272–279.
- Hatziargyriou, N. e Zervos, A. (2001) Wind power development in europe, *Proceedings of the IEEE*, **89**(12):1765–1782.
- Heydari, M.; Fatemi, A.; Varjani, A. e Mohamadian, M. (2011a) A novel reduced switch count single-phase to three-phase ac/ac converter, In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1120–1125.

- Heydari, M.; Varjani, A. e Mohamadian, M. (2011b) A novel three-phase to three-phase ac/ac converter using six igbts, In: *Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2011 2nd International Conference on*, pp. 1–7.
- Heydari, M.; Varjani, A.; Mohamadian, M. e Fatemi, A. (2012) Three-phase dual-output six-switch inverter, *Power Electronics, IET*, **5**(9):1634–1650.
- Holtz, J. (1994) Pulsewidth modulation for electronic power conversion, *Proceedings of the IEEE*, **82**(8):1194 –1214.
- Hoosh, B.; Zaimeddine, R. e Undeland, T. (2010) Comparison of harmonics and common mode voltage in npc and flc multilevel converters, In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, pp. T2–158–T2–161.
- Hoshi, N. e Ogawa, T. (2011) Space vector modulation scheme for six-switch two three-phase output inverter, In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1–10.
- I. Ando, A. M. e Takahashi, I. (1997) Development of a high-efficiency flywheel ups using a 3-arm inverter/converter, *Electric Engineering in Japan*, **120**(1):77 – 84.
- IEA (2015) International energy agency, disponível em: <http://www.iea.org/>.
- IEC (2015) International electrotechnical commission, disponível em: <http://www.iec.ch/whitepaper/pdf/iecWP-energystorage-LR-en.pdf>.
- Jacobina, C.; da Silva, O.; dos Santos, E. e Lima, A. (2005) Reduced switch count multi-motor drive systems, In: *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, pp. 1858 –1862.
- Jacobina, C.; de Freitas, I.; da Silva, E.; Lima, A. e Ribeiro, R. (2006) Reduced switch count dc-link ac/ac five-leg converter, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **21**(5):1301 –1310.
- Jacobina, C.; de Freitas, I. e da Silva, E. (2008) Dc-link three-phase to three-phase three-level five-leg converter, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pp. 1396–1401.
- 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. B.; Correa, M. B. R.; Pinheiro, R. F.; De Silva, E. R. C. e Lima, A. M. N. (1999) Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters, In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 4, pp. 2173–2179 vol.4.
- Jacobina, C. B.; Lima, A. M. N.; da Silva, E. R. C.; Alves, R. N. C. e Seixas, P. F. (2001) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **16**(3):351–359.
- Jang, D.-H. e Yoon, D.-Y. (2003) Space-vector pwm technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **39**(2):542–549.
- Karugaba, S.; Muetze, A. e Ojo, O. (2012) On the common-mode voltage in multilevel multi-phase single- and double-ended diode-clamped voltage-source inverter systems, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **48**(6):2079–2091.
- Khosravi, F.; Azli, N. e Kaykhosravi, A. (2012) Improved performance of a single-phase to three-phase converter using a 4-switch quasi z-source inverter, In: *Power and Energy (PECon), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 309–313.
- Kieferndorf, F.; Forster, M. e Lipo, T. (2004) Reduction of dc-bus capacitor ripple current with pam/pwm converter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **40**(2):607–614.
- Kim, G.-T. e Lipo, T. (1996) Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **32**(6):1331–1337.
- Kim, J.; Ha, K. e Krishnan, R. (2012) Single-controllable-switch-based switched reluctance motor drive for low cost, variable-speed applications, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **27**(1):379–387.
- Kim, J.-H. e Sul, S.-K. (2004) A carrier-based pwm method for three-phase four-leg voltage source converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **19**(1):66–75.
- Kohlmeier, Helmut; Niermeyer, O. S. D. F. (1987) Highly dynamic four-quadrant ac motor drive with improved power factor, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-23**(6):1001.

- 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.
- Kominami, T. e Fujimoto, Y. (2007a) Inverter with reduced switching-device count for independent ac motor control, In: *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 1559–1564.
- Kominami, T. e Fujimoto, Y. (2007b) A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads, In: *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, pp. 2346 –2350.
- 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.
- Ledezma, E.; McGrath, B.; Munoz, A. e Lipo, T. (2001) Dual ac-drive system with a reduced switch count, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **37**(5):1325 –1333.
- Lee, Y.-H.; Suh, B.-S. e Hyun, D.-S. (1994) A novel pwm scheme for a three-level voltage source inverter with gto thyristors, In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*, pp. 1151 –1157 vol.2.
- Li, X.; Deng, Z.; Chen, Z. e Fei, Q. (2011) Analysis and simplification of three-dimensional space vector pwm for three-phase four-leg inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **58**(2):450–464.
- Lin, B.-R. e Chen, D.-J. (2002) Implementation of a single-phase three-leg ac/ac converter with neutral-point diode-clamped scheme, *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, **149**(6):423 – 432.
- Lin, B.-R. e Hung, T.-L. (2002) Novel single-phase ac/dc converter with two pwm control schemes, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, **38**(3):1000 – 1010.
- Liu, H. e Cho, G. (1993) Three-level space vector pwm in low index modulation region avoiding narrow pulse problem, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, pp. 257 –262.
- Liu, X.; Wang, P.; Loh, P. C.; Blaabjerg, F. e Xue, M. (2011) Six switches solution for single-phase ac/dc/ac converter with capability of second-order power mitigation in dc-

- link capacitor, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 1368–1375.
- Manojkumar, M.; Porkumaran, K. e Kathirvel, C. (2014) Power electronics interface for hybrid renewable energy system 2014; a survey, In: *Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE), 2014 International Conference on*, pp. 1–9.
- Manz, D.; Piwko, R. e Miller, N. (2012) Look before you leap: The role of energy storage in the grid, *Power and Energy Magazine, IEEE*, **10**(4):75–84.
- Marchesoni, M. (1992) High-performance current control techniques for application to multilevel high-power voltage source inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **7**(1):189–204.
- Masmoudi, M.; El Badsı, B. e Masmoudi, A. (2014) Dtc of b4-inverter-fed bldc motor drives with reduced torque ripple during sector-to-sector commutations, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **29**(9):4855–4865.
- de Melo, P.; Gules, R.; Annunziato, R. e Romaneli, E. (2010) Development and implementation of a three phase active filter, In: *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*, pp. 1–6.
- Mendes., M. A. S. (2000) Técnicas de Modulação em Largura de Pulso Vetoriais para Inversores Multiníveis., Tese de doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, Departamento de Engenharia Elétrica, Belo Horizonte - Mg.
- Meynard, T. e Foch, H. (1992) Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, pp. 397–403 vol.1.
- Mihalache, L. (2006) A hybrid 2/3 level converter with minimum switch count, In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 2, pp. 611–618.
- Milan, G.; Mohamadian, M.; Seifi, E. e Dehghan, S. M. (2012) A novel minimized switch two-phase matrix converter for driving two-phase induction motor, In: *Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), 2012 3rd*, pp. 7–12.
- Montero, M.; Cadaval, E. e Gonzalez, F. (2007) Comparison of control strategies for shunt

- active power filters in three-phase four-wire systems, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **22**(1):229–236.
- Muniz, J.; da Silva, E.; da Nobrega, R. e dos Santos, E. (2013) An improved pulse-width-modulation for the modified hybrid 2/3-level converter, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, pp. 248–253.
- 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.
- Najmi, E.; Rajaei, A.; Mohamadian, M. e Dehghan, S. (2013) A novel dual output six switch inverter for driving two phase induction motor, In: *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013 4th*, pp. 248–253.
- Narimani, M.; Wijeratne, D. e Moschopoulos, G. (2014) A new voltage-balancing method for split-capacitor inverters using split-output front-end rectifiers in ac-dc-ac applications, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pp. 315–320.
- Newton, C. e Sumner, M. (1997) Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations, In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, vol. 2, pp. 1336 –1343 vol.2.
- Ogasawara, S. e Akagi, H. (1993) Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source pwm inverters, In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, pp. 965 –970 vol.2.
- Ojo, O.; Kshirsagar, P. e Osaloni, O. (2002) Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 1, pp. 238 – 243 vol.1.
- de Oliveira., A. S. (2005) Estratégia Generalizada de Modulação Por Largura de Pulso Para Inversores Multiníveis., Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Departamento de Engenharia Elétrica, Campina Grande - Pb.
- Ouni, S.; Shahbazi, M. e Zolghadri, M. (2013) Modeling, control and voltage unbalance compensation in a four-switch rectifier with input power factor correction, In: *Power*

- Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013 4th*, pp. 148–152.
- Park, H.-W.; Park, S.-J.; Park, J.-G. e Kim, C.-U. (2001) A novel high-performance voltage regulator for single-phase ac sources, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **48**(3):554–562.
- Portillo, R.; Prats, M.; Leon, J.; Sanchez, J.; Carrasco, J.; Galvan, E. e Franquelo, L. (2006) Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to high-power wind turbines, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **53**(5):1483 –1491.
- REN (2015) Renewable energy policy network, disponível em: <http://www.ren21.net>.
- Ribeiro, L. A. S.; Saavedra, O. R.; Matos, J. G.; Lima, S. L.; Bonan, G. e Martins, A. S. (2010) Design , Control , and Operation of a Hybrid Electrical Generation System Based on Renewable Energy Sources, *Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência*, pp. 313–322.
- Rodriguez, J.; Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (2002) Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(4):724 – 738.
- Rodriguez, J.; Bernet, S.; Wu, B.; Pontt, J. e Kouro, S. (2007) Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **54**(6):2930 –2945.
- Rodriguez, J.; Franquelo, L.; Kouro, S.; Leon, J.; Portillo, R.; Prats, M. e Perez, M. (2009) Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications, *Proceedings of the IEEE*, **97**(11):1786–1817.
- Seo, J. H.; Choi, C. H. e Hyun, D. S. (2001) A new simplified space-vector pwm method for three-level inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **16**(4):545 –550.
- Sharifzade, M.; Vahedi, H.; Sheikholeslami, A.; Ghoreishy, H. e Al-Haddad, K. (2014) Selective harmonic elimination modulation technique applied on four-leg npc, In: *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, pp. 2167–2172.
- Shibata, M. e Hoshi, N. (2007) Novel inverter topologies for two-wheel drive electric vehicles with two permanent magnet synchronous motors, In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp. 1–10.

- da Silva, E.; dos Santos, W.; Jacobina, C. e Oliveira, A. (2011) Single-phase uninterruptible power system topology concepts: Application to an universal active filter, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 3179–3185.
- Silva, R. N. A. L.; Barreto, L. H. S. C.; Praça, P. P.; Jr, D. S. O.; Heldwein, M. L. e Mussa, S. (2012) Conversor Híbrido de Cinco Níveis Baseado nas Topologias Half-Bridge/ANPC, *Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência*, **17**(3):623–631.
- Steinke, J. (1992) Switching frequency optimal pwm control of a three-level inverter, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **7**(3):487–496.
- Trzynadlowski, A.; Kirilin, R. e Legowski, S. (1993) Space vector pwm technique with minimum switching losses and a variable pulse rate, In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93., International Conference on*, pp. 689–694 vol.2.
- Umbria, F.; Gordillo, F.; Salas, F. e Va'zquez, S. (2010) Voltages balance control in three phase three-level npc rectifiers, In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 3018–3023.
- Van Der Broeck, H.; Skudelny, H.-C. e Stanke, G. (1988) Analysis and realization of a pulse-width modulator based on voltage space vectors, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **24**(1):142–150.
- Van Der Broeck, H. W. e Van Wyk, J. D. (1984) A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-20**(2):309–320.
- Venet, P.; Perisse, F.; El-Husseini, M. e Rojat, G. (2002) Realization of a smart electrolytic capacitor circuit, *Industry Applications Magazine, IEEE*, **8**(1):16–20.
- Verdelho, P. e Marques, G. (1998) Four-wire current-regulated pwm voltage converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **45**(5):761–770.
- Wang, F. (2002) Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level pwm voltage-source inverters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **38**(2):500–506.
- Wang, F. (2007) Reduce beat and harmonics in grid-connected three-level voltage-source converters with low switching frequencies, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **43**(5):1349–1359.

- Wei, S.; Zargari, N.; Wu, B. e Rizzo, S. (2004) Comparison and mitigation of common mode voltage in power converter topologies, In: *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 3, pp. 1852–1857 vol.3.
- Wu, J.-C.; Jou, H.-L.; Wu, K.-D. e Jan, S.-J. (2011) Three-arm ac automatic voltage regulator, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **58**(2):567–575.
- Yang, X.-P.; Zhang, Y.-X. e Zhong, Y.-R. (2008) Three-phase four-wire dstatcom based on a three-dimensional pwm algorithm, In: *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on*, pp. 2061–2066.
- Yaramasu, V.; Wu, B.; Rivera, M. e Rodriguez, J. (2013) Predictive current control and dc-link capacitor voltages balancing for four-leg npc inverters, In: *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on*, pp. 1–6.
- Yazdani, A. e Iravani, R. (2006) A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, **21**(2):596–607.
- Yingchao, Z.; Zhengming, Z.; Ting, L.; Yongchang, Z. e Liqiang, Y. (2008) A novel control scheme for three-level npc back-to-back converter, In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, pp. 1–5.
- Zhang, L.; Waite, M. e Chong, B. (2013) Three-phase four-leg flying-capacitor multi-level inverter-based active power filter for unbalanced current operation, *Power Electronics, IET*, **6**(1):153–163.
- Ziaeinejad, S.; Sangsefidi, Y.; Nabi, H. e Shoulaie, A. (2013) Direct torque control of two-phase induction and synchronous motors, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(8):4041–4050.