

Inversores de Tensão Fonte Z: Técnicas PWM

João Helder Gonzaga Muniz da Silva

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de mestre em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing
Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, Dr.Sc.
Orientadores

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©João Helder Gonzaga Muniz da Silva, Março de 2011



S586i Silva, Joao Helder Gonzaga Muniz da
Inversores de tensao fonte Z : tecnicas PWM / Joao
Helder Gonzaga Muniz da Silva. - Campina Grande, 2011.
115 p. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -
Universidade Federal de Campina Grande, Centro de
Engenharia Eletrica e Informatica.

1. Inversores de Tensao Fonte Z 2. Conversores Fonte Z
3. PWM Vetorial 4. PWM Escalar 5. Tecnicas PWM 6.
Dissertacao I. Silva, Edison Roberto Cabral da, Dr. II.
Santos Junior, Euzeli Cipriano dos, Dr. III. Universidade
Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB) IV. Titulo

CDU 621.314.572(043)

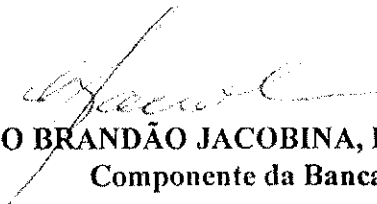
INVERSORES DE TENSÃO FONTE Z: TÉCNICAS PWM


JOÃO HELDER GONZAGA MUNIZ DA SILVA

Dissertação Aprovada em 03.03.2011


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Orientador


EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Orientador


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca


MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
MARÇO - 2011

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha esposa Renata Arnaud e à minha filha Tarsila que ainda vai chegar. Ao meu Pai João Muniz, à minha mãe Auristela Muniz, às minhas irmãs Fabiana Muniz e Fernanda Muniz, ao meu sogro Francisco Arnaud, à minha sogra Elza Maria Arnaud, aos meus avós Antonio Gonzaga, Maria Albuquerque (in memoriam), Silvino Muniz (in memoriam) e Severina Muniz, a todos os meus tios, primos e demais parentes e amigos.

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela minha existência, por ter me proporcionado várias oportunidades e por estar sempre presente em minha vida.

Agradeço a minha querida esposa Renata Arnaud por todo carinho, dedicação e suporte. Aos meus pais João Muniz e Auristela que sempre priorizaram meus estudos. As minhas irmãs Fabiana e Fernanda pelo apoio. Aos meus avós Antonio Gonzaga e Maria Albuquerque pelos valiosos ensinamentos. A Maria Leticia e Isabel Muniz que tiveram valiosa participação na minha formação. Aos meus tios pela grande ajuda nos momentos difíceis. Ao meu sogro Francisco e minha sogra Elza Maria pelo acolhimento e confiança que sempre depositaram em mim.

Aos professores Edison Roberto Cabral da Silva e Euzeli Cipriano dos Santos Júnior pela forte e valorosa contribuição sem o qual a realização deste trabalho não seria possível.

Aos demais professores que fazem parte do LEIAM: Cursino Brandão, Talvanes Meneses, Alexandre Cunha, Maurício Beltrão, Antonio Marcos e Eurico Bezerra que colaboraram direta ou indiretamente com esse trabalho.

Aos amigos Luciano, Luis Gustavo, Isaac, Alberto, Eisenhower, José Artur, Nady, Lucas, Álvaro, Montiê, Gilson, Bernard, Edgard, Fabrício, Bruno, Antônio de Paula e Tãmisa.

Ao CNPQ pelo suporte financeiro que permitiu a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho apresenta a modulação PWM híbrida para aplicação em conversores fonte Z. A técnica combina a teoria do PWM vetorial com a fácil implementação do PWM escalar.

O inversor fonte Z foi recentemente proposto e fornece uma característica única de operação *buck* e *boost* utilizando o mesmo circuito, desempenhando as funções de inversão e elevação da tensão de entrada em apenas um estágio, para isso emprega um circuito de impedância para conectar o conversor a uma fonte primária de energia. Esta característica não é encontrada em nenhum outro conversor, seja ele fonte de tensão ou fonte de corrente.

De um modo geral o controle do inversor fonte Z é realizado empregando-se técnicas de modulação vetorial e estratégias convencionais de PWM, onde não são analisadas técnicas de modulação escalar implementadas de forma digital onde calcula-se os tempos de condução e bloqueio das chaves facilitando o emprego em processadores digitais de sinais, muito utilizados nos dias atuais. Desse modo, a utilização da modulação escalar é estendida aos conversores fonte Z, empregando o vetor de curto-circuito (*shoot-through*) inerente a tal conversor, além disso o conceito de razão de distribuição de roda livre presente na modulação híbrida, permite o desenvolvimento de uma abordagem sistemática para a implementação de técnicas convencionais (vetores nulos divididos igualmente entre o início e o final do período de chaveamento) ou de estratégias modificadas que tem se mostrado eficiente na redução das perdas por chaveamento nos conversores convencionais.

Nesse contexto, será feito o estudo da modulação PWM híbrida em cinco configurações de inversores, sendo duas topologias de dois níveis com três e quatro braços e três topologias de três níveis, sendo elas: dois inversores com diodos de grampeamento utilizando uma e duas malhas Z e um inversor de três níveis formado por dois inversores de dois níveis em cascata. Será proposto ainda um sistema de acionamento de motor trifásico com enrolamentos abertos tolerantes a falhas a partir do qual é possível obter as mesmas características de tensão do barramento antes e depois da falha. Para isso o sistema é composto de dois inversores fonte Z com três braços cada, alimentando em cascata o motor trifásico com enrolamentos abertos. Por fim, resultados de simulação e experimentais serão apresentados demonstrando a eficiência e a qualidade das estratégias híbridas propostas.

Abstract

This work presents a hybrid pulse width modulation for Z-source converter. The technique combines the theory of space-vector PWM with the ease implementation of triangular-comparison PWM.

The Z source inverter has been recently proposed and provides a unique feature of the operation buck and boost using the same circuit and performing the functions of inversion and boost input voltage in one stage. For this it employs an impedance circuit to connect the converter to a primary energy source. This characteristic is not found in any other converters, which are fed in separate by either a voltage source or a current source

Usually the control of the Z source inverter is performed employing vector modulation techniques or conventional PWM strategies. Till the moment, scalar modulation has not been considered. In this type of modulation the turn-on and turn-off times of switching devices are estimated, which makes ease the use of digital signal processors, largely employed nowadays.

In this work, the PWM hybrid modulation will be applied to five different inverters: two 2-level topologies with three arms or four arms; three 3-level topologies, that is, two neutral point clamped inverters using one Z network or two Z networks and a third 3-level inverter formed by two cascaded 2-level inverters. Also it is be proposed a drive system with a three-phase motor tolerant to windings open fault, from which it can be obtained the same characteristics of voltage before and after the failure. This system consists of two cascaded Z source three-arm inverters for feeding the three-phase motor with open windings. Finally, simulation and experiments results will be presented demonstrating the efficiency and quality of the proposed hybrid strategies.

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Localização do Tema	1
1.2	Revisão Bibliográfica	3
1.3	Contribuições do Trabalho	9
1.4	Publicações	10
1.5	Organização do Trabalho	10
2	Inversor Z de Dois Níveis	11
2.1	Introdução	11
2.2	Princípio de Operação do Inversor Z de Dois Níveis	12
2.3	Inversor Z de Dois Níveis com Três Braços	15
2.3.1	Estratégia PWM	15
2.3.2	Resultados de Simulação	24
2.3.3	Resultados Experimentais	29
2.4	Inversor Z de Dois Níveis com Quatro braços	37
2.4.1	Estratégia PWM	37
2.4.2	Resultados de Simulação	44
2.4.3	Resultados Experimentais	49
2.5	Conclusões	57
3	Inversor Z de Três Níveis	58
3.1	Introdução	58
3.2	Princípio de Operação do Inversor Z de Três Níveis	59
3.3	Inversor Z de Três Níveis com Diodos de Grampeamento	61
3.3.1	Estratégia PWM	61
3.3.2	Resultados de Simulação	71
3.3.3	Resultados Experimentais	72
3.4	Conclusões	80
4	Inversores Z de Três Níveis com Redução no Número de Componentes da Malha Z	81
4.1	Introdução	81

4.2	Princípio de Operação dos Inversores Z de Três Níveis com Redução no Número de Componentes da Malha Z	83
4.3	Inversor Z de Três Níveis em Cascata e com uma Malha Z	85
4.3.1	Estratégia PWM	85
4.3.2	Resultados de Simulação	90
4.3.3	Resultados Experimentais	93
4.4	Conclusões	93
5	Aplicação do Inversor Fonte Z	97
5.1	Sistema de Acionamento de Motor Trifásico com Enrolamentos Abertos Tolerantes a Falhas	97
5.1.1	Introdução	97
5.1.2	Conversor Antes da Falha	98
5.1.3	Conversor Depois da Falha	99
5.1.4	Identificação da Falta	100
5.1.5	Compensação da Falha	101
5.1.6	Especificação de Tensão	102
5.1.7	Resultados de Simulação	103
5.1.8	Resultados Experimentais	104
5.2	Conclusões	105
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	107
6.1	Conclusões	107
6.2	Propostas de Trabalhos Futuros	109
	Referências	110

Lista de Símbolos

- $v_{C1}, v_{C2}, v_{C3}, v_{C4}$ Tensões dos capacitores da malha Z
- $v_{L1}, v_{L2}, v_{L3}, v_{L4}$ Tensões dos indutores da malha Z
- V_o Tensão da fonte CC
- v_d Tensão na entrada da malha Z
- v_i Tensão na saída da malha Z
- \bar{v}_L Tensão média do indutor da malha Z
- \bar{v}_i Tensão média do indutor da malha Z
- $I_{C1}, I_{C2}, I_{C3}, I_{C4}$ Correntes dos capacitores da malha Z
- $I_{L1}, I_{L2}, I_{L3}, I_{L4}$ Correntes dos indutores da malha Z
- τ_o Tempo de aplicação do curto - circuito
- τ_1 Tempo de aplicação do vetor ativo 1
- τ_2 Tempo de aplicação do vetor ativo 2
- τ Período da modulação
- B Fator de *boost*
- \hat{v}_f Tensão de pico de fase do inversor
- M Índice de modulação
- B_B Fator *buck - boost*
- v_a^*, v_b^*, v_c^* Tensões de referência
- $v_a^{*'}, v_b^{*'}, v_c^{*'}$ Tensões de referência modificadas
- $v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}, v_{d0}$ Tensões de pólo dos inversores de dois níveis

v_{μ}^* Tensão homopolar

μ Fator de distribuição de roda livre

E Tensão do barramento

v_{max}^*, v_{min}^* Valores máximo e mínimo dentre v_a^*, v_b^* e v_c^*

$\tau_a, \tau_b, \tau_c, \tau_d$ Tempo em que as chaves dos inversores de dois níveis convencionais permanecem ligadas

$\tau_{a1}, \tau_{b1}, \tau_{c1}$ Tempo em que as chaves superiores de cada braço do inversor de dois níveis com três braços permanecem ligadas

$\tau_{a2}, \tau_{b2}, \tau_{c2}$ Tempo em que as chaves inferiores de cada braço do inversor de dois níveis com três braços permanecem desligadas

τ_M, τ_m, τ_i Valores máximo, mínimo e intermediário dentre τ_a, τ_b e τ_c

D Razão de curto - circuito

τ_{oi}, τ_{of} tempo de aplicações dos vetores nulos

$v_{a0}^*, v_{b0}^*, v_{c0}^*, v_{d0}^*$ Tensões de pólo modificadas do inversor de quatro braços

$\tau'_{a1}, \tau'_{b1}, \tau'_{c1}, \tau'_{d1}$ Tempo em que as chaves superiores de cada braço do inversor de dois níveis com quatro braços permanecem ligadas

$\tau'_{a2}, \tau'_{b2}, \tau'_{c2}, \tau'_{d2}$ Tempo em que as chaves superiores de cada braço do inversor de dois níveis com quatro braços permanecem desligadas

$\tau_M, \tau_m, \tau_I, \tau_i$ Valores máximo, mínimo, maior intermediário e menor intermediário dentre τ_a, τ_b, τ_c e τ_d

P_a, P_b, P_c Diferença entre um nível CC e as tensões $[v_a^{*'}, v_b^{*'}, v_c^{*'}]$

P_{max}, P_{min} Maior e menor valor dentre $[P_a, P_b, P_c]$

T_a, T_b, T_c Tempo em que as chaves dos inversores de três níveis convencionais permanecem ligadas

T_1, T_2, T_3 Tempo em que as chaves dos inversores de três níveis convencionais permanecem desligadas

T_M, T_m, T_i Valores máximo, mínimo e intermediário dentre T_a, T_b e T_c

V_{dc1}, V_{dc2} Fontes CC do sistema com enrolamentos abertos

- $v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*$ Tensões de referência do sistema com enrolamentos abertos
- $v_{1a0}^*, v_{1b0}^*, v_{1c0}^*$ Tensões de pólo de referência do conversor 1 do sistema com enrolamentos abertos
- $v_{2a0}^*, v_{2b0}^*, v_{2c0}^*$ Tensões de pólo de referência do conversor 2 do sistema com enrolamentos abertos
- $v_{\mu1}^*$ Tensão homopolar do conversor 1 do sistema com enrolamentos abertos
- $v_{\mu2}^*$ Tensão homopolar do conversor 2 do sistema com enrolamentos abertos
- $\mu1$ Fator de distribuição de roda livre do conversor 1 do sistema com enrolamentos abertos
- $\mu2$ Fator de distribuição de roda livre do conversor 2 do sistema com enrolamentos abertos
- v_{sM}^*, v_{sm}^* valores máximo e mínimo dentre v_{s1}^*, v_{s2}^* e v_{s3}^*
- $\tau_{s1}, \tau_{s2}, \tau_{s3}$ Tempo em que as chaves dos conversores do sistema com enrolamentos abertos permanecem ligadas
- Δv_{j0} Divergência da tensão de pólo devido a falha na chave q_j
- ε_{jd} Erro discretizado introduzido pela técnica de modulação empregada
- $\pm \Delta v_{j0}$ Desvio de tensão
- δv_{j0} Erro de tensão

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros utilizados na simulação do inversor Z de dois níveis	25
3.1	Parâmetros utilizados na simulação do inversor Z de três níveis NPC	71
4.1	Parâmetros utilizados na simulação dos inversores Z com número reduzido de componentes	90
5.1	Parâmetros utilizados na simulação do sistema de acionamento de Motor Trifásico com enrolamentos abertos tolerantes a falhas	103

Lista de Figuras

1.1	Inversores. (a) Fonte de tensão. (b) Fonte de corrente.	1
1.2	Inversor Fonte Z.	2
2.1	Inversor Fonte Z.	11
2.2	Inversor Fonte Z com quatro braços.	12
2.3	Circuito equivalente do inversor Z (a) circuito equivalente visto do barramento CC (b) circuito equivalente quando um vetor de curto-circuito é empregado (c) circuito equivalente quando um vetor ativo é empregado	13
2.4	(a) Inversor destacando o ponto virtual zero ("0"). (b) Geração das tensões de pólo a partir da modulação seno-triângulo do conversor convencional (lado esquerdo) e do inversor fonte Z (lado direito)	16
2.5	Estado das chaves do inversor fonte Z (a) q_{a1} e q_{a2} (b) q_{b1} e q_{b2} (c) q_{c1} e q_{c2}	17
2.6	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0.5$: (superior) inver- sor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compen- sação dos vetores ativos	19
2.7	Tensões de referência modificada a partir do v_{μ}^* para o inversor Fonte Z: (a) com $v_{\mu}^* = 0$ e com (b) v_{μ}^* diferente de zero.	20
2.8	Gráfico do ganho de tensão em função do índice de modulação	21
2.9	Variações de μ (a) variação 1 ($\Delta 1$) (b) variação 2 ($\Delta 2$) (c) variação 3 ($\Delta 3$) (d) variação 4 ($\Delta 4$)	22
2.10	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos	23
2.11	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 1$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos	23

2.12	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços, sem <i>boost</i> . (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada CC e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas	25
2.13	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de en- trada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	25
2.14	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0.$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de en- trada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	26
2.15	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	26
2.16	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de en- trada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	27
2.17	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 2$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de en- trada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	27
2.18	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 3$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de en- trada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	28
2.19	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 4$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de en- trada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	28
2.20	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços, sem <i>boost</i> . (a) tensão de entrada CC (50 V/Div), tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div) e tensão de linha (100 V/Div)(b) correntes trifásicas (500 mA/Div)	29
2.21	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	30

2.22	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	31
2.23	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	32
2.24	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	33
2.25	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 2$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	34
2.26	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 3$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	35
2.27	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 4$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	36
2.28	Inversor Z de quatro braços destacando o ponto virtual zero ("0").	37
2.29	Geração das tensões de pólo a partir da modulação seno-triângulo do conversor de quatro braços convencional (lado esquerdo) e do inversor fonte-Z com quatro braços (lado direito)	38
2.30	Estado das chaves do inversor fonte-Z de quatro braços (a) q_{a1} e q_{a2} (b) q_{b1} e q_{b2} (c) q_{c1} e q_{c2} (d) q_{d1} e q_{d2}	40
2.31	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0.5$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos	41
2.32	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos	43

2.33	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 1$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos	43
2.34	Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com quatro braços, sem <i>boost</i> . (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada <i>CC</i> e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas	45
2.35	Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	45
2.36	Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0.$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	46
2.37	Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	46
2.38	Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	47
2.39	Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 2$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	47
2.40	Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 3$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	48
2.41	Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 4$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	48
2.42	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços, sem <i>boost</i> . (a) tensão de fase (100 V/Div) (b) correntes trifásicas (500 mA/Div) (c) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	49

2.43	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	50
2.44	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	51
2.45	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	52
2.46	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	53
2.47	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 2$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	54
2.48	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 3$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	55
2.49	Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 4$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	56
3.1	Inversor fonte Z de três níveis com diodos de grampeamento.	59
3.2	Exemplo de curto-circuito aplicado ao inversor Z NPC (a) curto-circuito na malha 1 (b) curto-circuito na malha 2	60
3.3	Circuito equivalente do inversor Z de três níveis (a) circuito equivalente visto do barramento <i>CC</i> (b) circuito equivalente quando o inversor funciona como um convencional (c) circuito equivalente quando um vetor de curto-circuito é aplicado na malha superior (d) circuito equivalente quando um vetor de curto-circuito é aplicado na malha inferior	61
3.4	Diagrama vetorial do inversor de três níveis.	61

3.5	Primeira transição de vetores, de $\{0,-1,-1\}$ para $\{1,-1,-1\}$ (a) Aplicação do vetor $\{0,-1,-1\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,-1,-1\}$	63
3.6	Segunda transição de vetores, de $\{1,-1,-1\}$ para $\{1,0,-1\}$ (a) Aplicação do vetor $\{1,-1,-1\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$	64
3.7	Terceira transição de vetores, de $\{1,0,-1\}$ para $\{1,0,0\}$ (a) Aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,0\}$	65
3.8	Modulação do inversor de três níveis com diodos de grampeamento (convencional e Z). (a) Inversor Convencional (b) Inversor Z	66
3.9	Definição de p_a , p_b e p_c em um inversor de 3-níveis.	67
3.10	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0.5$: (superior) inversor convencional (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito sem alteração dos vetores ativos	68
3.11	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0$: (superior) inversor convencional (inferior) aplicação do tempos de curto-circuito	69
3.12	Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 1$: (superior) inversor convencional (inferior) aplicação do tempo de curto-circuito	69
3.13	Malha Z sem curto-circuito e conectada a uma carga indutiva	71
3.14	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento, sem <i>boost</i> . (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada <i>CC</i> e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas	72
3.15	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	73
3.16	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 1$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	73
3.17	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 2$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	74
3.18	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 3$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas	74

- 3.19 Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 4$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas 75
- 3.20 Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 3$), com *boost*, utilizando indutância de 7mH. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas 76
- 3.21 Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento, sem *boost*. (a) tensão de linha (200 V/Div) (b) correntes trifásicas (1 A/Div) (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div) 77
- 3.22 Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (100 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) tensão de pólo (100 V/Div) (d) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div) (e) correntes trifásicas (1 A/Div) (f) correntes trifásicas desequilibradas (1 A/Div) 78
- 3.23 Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 3$), com *boost*. (a) tensão de referência (100 V/Div) (b) tensão de linha (500 V/Div) (c) tensão de pólo (100 V/Div) (d) correntes trifásicas (2 A/Div) (e) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (100 V/Div) 79
- 4.1 Inversores Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (a) Inversor Z NPC com uma Malha (b) Inversor Z em cascata 82
- 4.2 Exemplo de curto-circuito aplicado aos inversores Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (a) Inversor Z NPC com uma Malha (b) Inversor Z em cascata 84
- 4.3 Circuito equivalente do inversor Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (a) circuito equivalente quando o inversor funciona como um convencional (b) circuito equivalente quando um curto-circuito é aplicado 85
- 4.4 Modulação do inversor de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (convencional e Z). (a) inversor convencional (b) inversor Z 86
- 4.5 Primeira transição de vetores, de $\{0,0,0\}$ para $\{1,0,-1\}$ para o inversor NPC com uma malha Z (a) Aplicação do vetor $\{0,0,0\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$ 87
- 4.6 Primeira transição de vetores, de $\{0,0,0\}$ para $\{1,0,-1\}$ para o inversor Z em cascata (a) Aplicação do vetor $\{0,0,0\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$ 88

4.7	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z, sem <i>boost</i> . (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada <i>CC</i> e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas	91
4.8	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) tensão de linha (c) correntes trifásicas (d) tensão de modo comum (e) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (f) correntes trifásicas desequilibradas	91
4.9	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis em cascata, sem <i>boost</i> . (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada <i>CC</i> e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas	92
4.10	Resultados de simulação do inversor Z de três níveis em cascata ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (b) tensão de linha (c) correntes trifásicas (d) tensão de modo comum (e) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (f) correntes trifásicas desequilibradas	92
4.11	Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z, sem <i>boost</i> . (a) tensão de linha (100 V/Div) (b) correntes trifásicas (500 mA/Div) (c) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	94
4.12	Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z ($\mu = 0.5$), com <i>boost</i> . (a) tensão de referência (100 V/Div) (b) tensão de linha (100 V/Div) (c) correntes trifásicas (1 A/Div) (d) correntes trifásicas desequilibradas (1 A/Div) (e) tensão de entrada <i>CC</i> e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)	95
5.1	Sistema proposto - acionamento de motor trifásico com tolerância a falhas.	98
5.2	Criação do zero virtual, com $j=1,2$	99
5.3	Configuração pós-falha: (a) falha de circuito aberto na chave q_{2b} , (b) falha de curto-circuito na chave q_{2b}	100
5.4	Geração dos sinais de comandos do inversor 1 com a inclusão do tempo de curto-circuito: (a) sinais de comando para a braço 1a, (b) sinais de comando para a braço 1b, (a) sinais de comando para a braço 1c.	101
5.5	Resultados de simulação destacando o momento da falha e da compensação: (a) correntes na máquina, (b) tensão da fonte 1 da do capacitor C_1 (c) tensão de fase da máquina.	103
5.6	Resultados experimentais pré-falha: (a) correntes na máquina, (b) tensão das fontes 1 e 2, (c) tensão de fase da máquina.	104
5.7	Resultados experimentais após a falha: (a) correntes na máquina, (b) tensão da fonte 1 e do capacitor C_1 , (c) tensão de fase da máquina.	105

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

Na área de eletrônica industrial, o inversor é uma estrutura que possibilita a conversão de energia elétrica para a forma alternada *CA*. Esta energia é obtida de uma fonte de alimentação contínua *CC*. Tem-se então a conversão corrente contínua-corrente alternada (*CC - CA*) entre o elemento gerador e o elemento consumidor de energia. As estruturas dos inversores utilizam matrizes de dispositivos semicondutores como elemento de controle do fluxo de energia. O controle do tempo de condução e de bloqueio dos dispositivos semicondutores pode ser feito de forma que o inversor controle a amplitude e a frequência da tensão *CA* de saída. O controle da energia transferida à carga por meio do controle dos tempos de condução e bloqueio dos dispositivos semicondutores de potência (interruptores) em um inversor de tensão pode ser feito utilizando diferentes estratégias de modulação [1].

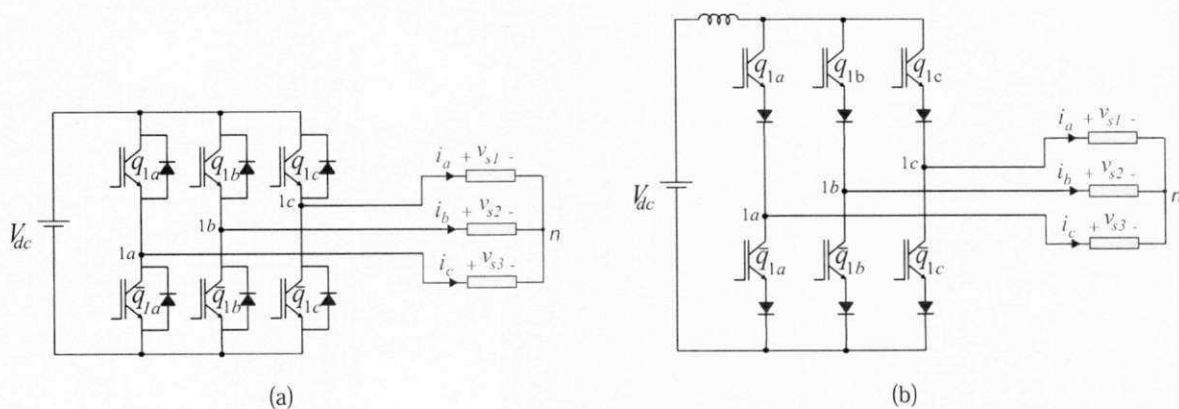


Figura 1.1: Inversores. (a) Fonte de tensão. (b) Fonte de corrente.

Os conversores estáticos de potência *CC - CA* podem ser divididos em dois grupos principais, são eles: conversores fonte de tensão e conversores fonte de corrente, cada um com suas características particulares, Fig. 1.1. Os inversores fonte de tensão são largamente utilizados em diversas aplicações, não só industriais para o acionamento de motores síncronos e de indução. Eles podem

ser encontrados em sistemas ininterruptos de fornecimento de energia (UPS), reatores eletrônicos, aquecimentos indutivos, compensação de harmônicos (filtros ativos) e controle do fator de potência, sistemas de geração distribuída com utilização de fontes alternativas de energia, etc [2]. Entretanto, este tipo de conversor possui algumas limitações e barreiras conceituais e teóricas, tais como:

- A saída em tensão alternada CA do inversor é limitada pelo barramento CC , sendo esta sempre menor que a tensão do barramento. Desse modo, um inversor de tensão é um inversor do tipo "buck" (abaixador) para uma conversão de potência $CC - CA$. Para aplicações onde o barramento CC é limitado, um conversor *boost* adicional é necessário para obter a saída CA desejada, aumento custo e complexidade do sistema;
- Os dispositivos de um mesmo braço de um inversor de tensão, não podem ser disparados simultaneamente, para evitar um curto-circuito do barramento e a destruição dos dispositivos.
- Necessidade de adição de "tempo-morto" nos sinais de disparo das chaves, para evitar o disparo simultâneo. Tal adição causa distorções na saída do conversor.
- Para aplicações onde é desejável um nível de tensão maior do que o barramento pode fornecer, é necessário o uso de com um conversor $CC-CC$ do tipo *boost* (elevador). Este estágio adicional acarreta em um aumento tanto de custo, quanto de perdas ao sistema.

Como forma de solucionar os problemas presentes nos inversores de tensão e corrente tradicionais, uma forma alternativa de conversor estático de potência foi formulada em [3]. Este conversor fornece uma característica única de operação *buck* e *boost* utilizando o mesmo circuito, tal característica não é encontrada em nenhum conversor fonte de tensão ou fonte de corrente. Para isto emprega um circuito de impedância para conectar a ponte inversora a uma fonte primária de energia, como pode ser observado na Fig. 1.2.

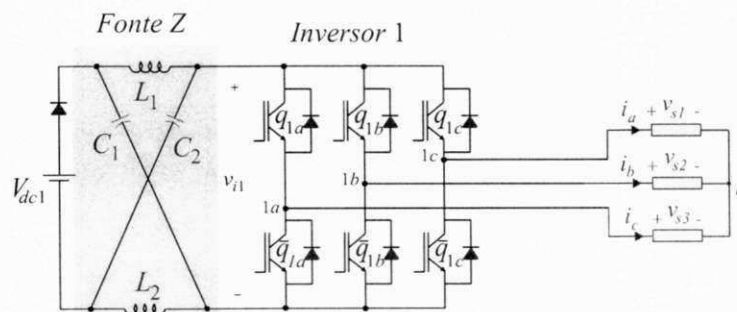


Figura 1.2: Inversor Fonte Z.

As principais vantagens do inversor fonte Z são [4]:

- A fonte CC de alimentação pode ser de tensão ou de corrente, então a fonte CC pode ser uma bateria, um retificador, um indutor, capacitor ou uma combinação destes;

- Os dispositivos utilizados no conversor pode ser uma combinação de chaves com diodos em antiparalelo, série ou outra combinação;
- Pode ser utilizado em aplicações que possui tensão de entrada variável, como em geração eólica; Desse modo, o inversor Z é um conversor *buck-boost* característica esta não encontrada em conversores fonte de tensão ou fonte de corrente.
- Todos os esquemas de controle PWM tradicionais podem ser utilizados nos inversores fonte Z ;
- O esquema elétrico é simples, o custo para seu emprego é baixo e aumenta a eficiência do sistema.

Em geral, o controle do inversor fonte- Z é realizado empregando-se técnicas de modulação vetorial e estratégias convencionais de PWM, entretanto, não são analisados técnicas de modulação descontínua que têm provado ser eficiente na redução de perdas nos conversores de potência convencionais [2].

Em [5], foi mostrado que a adição de um sinal de seqüência zero adequado pode diminuir as oscilações nas correntes, estender a região de linearidade (sobremodulação), reduzir a frequência de comutação média como também diminuir os harmônicos de corrente. Assim, a modulação por portadora (CB-PWM) pode produzir os mesmos resultados da modulação vetorial (SV-PWM) quando um adequado sinal de seqüência zero é injetado nas tensões de referência na modulação por portadora [6], [7], [8].

Baseado nesta observação, [9] e [10] propuseram a técnica que eles chamaram de PWM Híbrida, que usa um sinal de seqüência zero com o triplo da frequência das tensões de referência como o termo de tensão comum. Na técnica proposta em [9], a razão de distribuição vetorial (μ) aparece como uma variável de projeto dentro da equação que determina o valor do sinal de seqüência zero que deve ser adicionado às tensões senoidais de referência para obter modulantes modificadas para a modulação CB-PWM dando origem a técnica de modulação híbrida. Esta alteração nos sinais de referência gera novos tempos de aplicação dos vetores nulos, mas não modifica os tempos dos vetores ativos. Assim, na modulação híbrida, a variação no valor da razão de distribuição vetorial μ modifica o sinal de seqüência zero de forma a modificar a relação entre os vetores utilizados no início e no fim de cada período da modulação como no caso da técnica vetorial SV-PWM. Portanto, a modulação híbrida apresenta os mesmos resultados da modulação vetorial com a vantagem de ser de fácil implementação e apresentar um menor esforço computacional.

1.2 Revisão Bibliográfica

Nesta seção, será apresentada a revisão bibliográfica referente ao tema deste trabalho: modulação híbrida aplicada em inversores de tensão fonte Z , com o objetivo de mostrar como esse tema vem sendo explorado na literatura nos últimos anos.

Os inversores de tensão e corrente tradicionais apresentam algumas barreiras teóricas e limitações, como forma de superar alguns desses problemas, uma forma alternativa de conversor estático de potência foi formulada em [11] e [3]. Este conversor fornece uma característica única de operação *buck* e *boost* utilizando o mesmo circuito, esta característica não é encontrada em conversores fonte de tensão ou fonte de corrente. Este conversor emprega um circuito de impedância formada por capacitores e indutores para conectar o inversor a uma fonte primária de energia, tal conversor é denominado de inversor fonte Z.

Apesar do inversor Z ter sido proposto há relativamente pouco tempo, tem sido fonte de muitos estudos. Em [12] e [13], é feito um estudo comparativo entre um inversor de tensão convencional, um inversor Z e um inversor convencional tendo como um primeiro estágio um conversor *boost*, para aplicações em células combustíveis veiculares e células fotovoltaicas. Atualmente, duas topologias de inversores são usadas em células combustíveis veiculares: o inversor trifásico convencional e o inversor trifásico com o conversor *boost* conectado à sua entrada para elevar a tensão do barramento *CC*. O inversor convencional impõe um alto estress nas chaves, enquanto que o segundo conversor alivia o estress nas chaves e resolve a questão da limitação de tensão das células, no entanto, incrementa custo e a complexidade associada à conversão de potência em dois estágios. Nesse cenário, os autores mostram que o inversor Z aparece como uma boa solução para estas aplicações, apresentando simplicidade de controle e não aumentando muito o número de componentes passivos e conseqüentemente oferecendo um baixo custo.

Em [14] é proposto um sistema célula combustível - bateria para veículos elétricos híbridos utilizando um inversor Z. Nos sistemas atuais, um conversor *CC-CC* bidirecional é utilizado para controle da bateria, enquanto um outro conversor *CC-CC* é responsável por elevar a tensão das células combustíveis a um nível desejado. No novo sistema proposto, apenas um inversor Z é empregado para realização dos dois controles de forma independente, tornando o circuito menos complexo e oneroso.

Um sistema fotovoltaico conectado à rede empregando o inversor Z é proposto em [15] e [16]. O custo de um sistema de geração fotovoltaico está ligado diretamente ao custo de sua instalação, que por sua vez está dividido entre o custo dos módulos fotovoltaicos e o sistema de conversão de potência também chamado de sistema de condicionamento de potência [15]. Com o desenvolvimento da tecnologia das células fotovoltaicas, o preço desses módulos tem caído bastante, enquanto que o custo dos sistemas de conversão tem permanecido o mesmo. Então, esforços têm sido feitos na direção de encontrar soluções simples e baratas para tais sistemas. Em [15], o autor mostra dois sistemas de conversão comumente usados em geração fotovoltaica. O primeiro faz uso de um transformador depois da conversão *CC-CA* para elevar as tensões a níveis adequados à rede. Contudo, os transformadores apresentam grande volume, alto ruído e requer inversores de alta potência. O segundo, utiliza um conversor *CC-CC*, eliminando o transformador e utilizando inversores com uma potência inferior. No entanto, o alto custo do conversor *CC-CC* e o seu controle, faz com que o sistema se torne pouco eficiente. Utilizando o inversor Z, o sistema de conversão proposto reduz o tamanho, custo, melhora o THD, além de realizar as conversões *boost*

e CC-CA em apenas um estágio [15].

Já em [17], o inversor Z é usado em um sistema fotovoltaico, servindo não só para realizar o *boost* das tensões dos módulos, mas também atuando como um compensador de potência reativa. É utilizada uma estratégia de controle denominada de *controle de máxima potência* fazendo com que o inversor Z transfira a máxima potência dos módulos para a rede trifásica, além disso o conversor opera em dois modos de operação: quando de dia, o inversor realiza a compensação da corrente reativa da carga e quando de noite, é feita a compensação da potência reativa. A potência reativa gerada pelas células pode ser controlada de acordo com a capacidade atual do sistema e o requerimento da carga.

Outras aplicações em que o inversor Z pode ser encontrado é em sistemas de geração distribuída e em fontes de potência ininterrupta [18], [19]. Em [18], o controle para dois inversores Z operando em paralelo utilizando uma única malha Z para sistemas de geração distribuída é apresentado. Esse sistema pode operar tanto conectado a uma rede trifásica, como de forma isolada. Para este fim, uma modulação PWM baseada em portadora é empregada. Em [19] o autor mostra um método de controle de harmônicos de tensão empregando o inversor Z em fontes de potência ininterrupta. Tal método obtém tensões senoidais na saída do inversor, seja para cargas desbalanceadas ou seja para cargas não-lineares, controlando assim tensões de sequências positiva e negativa e seus harmônicos. Este circuito também é adequado para sistema de geração isolada.

A utilização do inversor Z em sistemas de geração eólica é apresentado em [20] e [21]. Sabe-se que na geração eólica, é utilizada a energia dos ventos para geração de energia elétrica. No entanto, a velocidade do vento é bastante variável e a potência aerodinâmica fornecida pela turbina é diretamente proporcional a velocidade. Como as tensões empregadas nas redes elétricas possuem um valor médio e frequência fixos, é necessário um sistema de conversão que absorva esta variação de potência fornecida pela turbina, nesse aspecto o inversor Z surge como solução promissora já que o mesmo tem a capacidade de operar como *buck-boost*. Para uma dada condição de operação com baixa velocidade do vento resultando em uma baixa tensão de entrada, o inversor Z opera eficientemente como conversor *boost* sem a necessidade de componentes adicionais nem um conversor *boost*. Em contrapartida, quando é fornecida uma elevada tensão de entrada, o inversor Z pode operar como *buck*, dessa forma o sistema de geração sempre fornece uma potência constante à rede.

Vários trabalhos têm sido feitos visando melhorar algumas limitações presentes nos inversores fonte Z. O inversor Z dependendo da carga, necessita ter um valor mínimo de indutância da malha Z para garantir que a corrente de entrada seja sempre maior que zero e dessa forma assegure a estabilidade do inversor. Quanto maior o valor da carga, maior a necessidade de uma indutância de alto valor, para que não se perca a estabilidade. Em [22] é proposta uma modificação da malha Z, no qual são adicionadas uma capacitância e uma chave bidirecional à entrada da malha que juntamente com o controle empregado, o inversor pode operar com cargas maiores utilizando baixos valores de indutância sem perder a estabilidade. Já em [23], o autor mostra que quando o inversor Z opera com uma baixa indutância na malha ou com uma carga com baixo fator de potência surge

um modo de operação adicional. Tal estágio adicional é analisado em detalhe e ainda é mostrado que uma solução simples para eliminar este estágio que é utilizar uma chave controlada no lugar do diodo que normalmente é empregado na malha Z .

Quatro famílias de inversores Z com uma maior capacidade de *boost* é proposto em [24]. São categorizados em dois tipos: do tipo diodo-assistido e do tipo capacitor-assistido sendo ainda classificados de acordo com a corrente que recebe da fonte de tensão, podendo ser contínua ou descontínua. Todas as topologias apresentam uma capacidade de elevar a tensão maior que o inversor Z convencional, obtendo ainda um menor estresse de tensão nos capacitores do barramento. A estratégia de modulação aplicada a essa família de conversores é a mesma empregada ao Z convencional.

Em [25] é apresentado um inversor Z que além de apresentar um estresse de tensão reduzido nos capacitores possui a capacidade de partida suave. No início do funcionamento do conversor Z , uma alta corrente surge na malha. A tensão inicial nos capacitores é zero e essa alta corrente carrega rapidamente os capacitores, iniciando um processo de ressonância entre os capacitores e indutores da malha. Por causa desse fenômeno inerente ao inversor Z convencional, não é possível alcançar uma partida suave com esta topologia. Então uma nova topologia foi desenvolvida, no qual a malha Z é posicionada em série com o inversor e não em paralelo como no convencional, com isso é possível obter uma grande redução de estresse de tensão nos capacitores da malha sendo ainda possível obter uma partida suave, tudo isso mantendo a mesma capacidade de *boost*.

Um estudo comparativo entre inversores Z "embutidos" é feito em [26]. Nestes inversores, um ou os dois capacitores da malha Z são substituídos por uma ou duas fontes de tensão. Com esta nova configuração a corrente da fonte de alimentação é sempre contínua ao contrário do que ocorre com o inversor Z tradicional. Essa característica é bastante interessante quando são utilizados como fonte, painéis fotovoltaicos ou células combustíveis, já que quando esses sistemas operam com corrente contínua, é reduzida a complexidade do controle e do projeto do sistema.

Uma investigação do regime transitório do inversor Z foi feito em [27] e [28]. Em [27] através de uma análise detalhada os autores identificam alguns fenômenos tanto no lado CC quanto no lado CA do inversor. O lado CC do inversor está associado a malha Z de impedância e foi investigada utilizando-se a técnica de pequenos sinais e o gráfico de fluxo de sinais. O comportamento do lado CA foi estudado através da análise dos vetores espaciais, também através da análise vetorial um método para melhorar a resposta transitória foi apresentado. Já em [28] a análise do regime transitório foi realizado em cima do inversor de corrente fonte Z . Através da análise de pequenos sinais juntamente com o modelo de espaço de estados é desenvolvido o modelo transitório. Com as equações é investigado o ganho do inversor e ainda é proposto um controle para minimizar as oscilações e estabilizar a saída CA do inversor.

Sistemas com controle em malha fechada utilizando o inversor Z foram apresentados em alguns trabalhos. Em [29] é utilizado um controlador PID para o controle de tensão nos capacitores da malha Z . Com esta técnica é alcançada uma tensão constante nos capacitores com uma boa resposta transitória no qual melhora rejeição de distúrbios incluindo a ondulação da tensão de en-

trada e variações na corrente da carga. Em [30] além de um controlador de tensão no capacitor da malha é utilizado um segundo controlador para a tensão trifásica de saída. A resposta transitória é melhorada através do controle linear da tensão nos capacitores. Os controladores conseguem manter valores adequados de tensão de saída e tensão nos capacitores para uma queda de até 40% da tensão de entrada. Um avanço do controle proposto em [30] é apresentado em [31]; Neste trabalho os autores apresentam um controle unificado onde é utilizado apenas um controlador para a tensão de saída do inversor, ao contrário dos métodos tradicionais onde se utilizam dois controladores. De acordo com a tensão de saída do inversor, o sistema liga e desliga automaticamente o *boost* do inversor Z, com isso uma alta estabilidade é alcançada com um controle de apenas um estágio. O sistema possui um baixo custo e fácil implementação, uma vez que apenas a tensão de saída necessita ser sensorizada.

Existem alguns trabalhos com enfoque na modulação PWM para inversores fonte-Z. Por exemplo, em [32] é apresentada uma análise com várias estratégias convencionais de PWM baseada em portadora, e as suas necessidades de ajuste para implementação no inversor fonte-Z. O autor começa analisando a estratégia PWM para um inversor Z monofásico e subsequentemente estende a análise para o inversor trifásico e para o inversor a quatro fios. Em [33] é apresentada uma modulação PWM vetorial modificada para o controle do inversor Z. Nessa modulação os tempos de "*curto-circuito*" inerente ao controle do inversor Z são localizados dentro dos vetores nulos, não comprometendo assim os vetores ativos, já em [34] e [35] para controle do inversor Z também é utilizada uma modulação PWM vetorial, no entanto os tempos de "*curto-circuito*" são controlados de acordo com as tensões de saída desejadas.

Uma modulação PWM baseada em portadoras modificadas para inversores Z é proposta em [36]. Nesta modulação, ao invés de ser feita a modificação das tensões de referência para aplicação no inversor Z como acontece na maioria das modulações destinadas para esse fim, a modificação é feita na portadora; depois da modificação passa-se a usar duas portadoras. Em [37] é analisada o desempenho da modulação por largura de pulso aleatória aplicada ao inversor fonte-Z. A estratégia proposta apresenta uma redução da tensão de modo comum sem ocasionar picos de tensão como ocorre em inversores convencionais e obtém uma boa dispersão harmônica.

Foram investigadas algumas estratégias de modulação para o inversor Z no sentido de aumentar a capacidade de elevação da tensão do barramento utilizando um mesmo tempo de "*curto-circuito*". Em [38], [39] e [40] foram investigadas três estratégias de controle: SBC "Simple boost control", MBC "maximum boost control" e MCBC "Maximum constant boost control". O controle SBC usa duas linhas retilíneas maior ou igual a amplitude das tensões de referência. Quando a portadora for maior que a linha superior ou menor que a linha inferior, um tempo de "*curto-circuito*" é aplicado; dessa forma os tempos de "*curto-circuito*" ficam localizados sempre no interior dos vetores nulos. O controle MBC é realizado adicionando um harmônico de terceira ordem as tensões de referências, estendendo assim o índice de modulação e diminuindo o estresse de tensão nas chaves. Nessa modulação os tempos de "*curto-circuito*" variam a cada período, mas mantém o ganho de tensão constante. Já a estratégia MCBC, é a junção das duas técnicas anteriores, faz uso

de duas linhas retilíneas maior ou igual a amplitude das tensões de referência com um harmônico de terceira ordem adicionado às referências. Esta modulação além de apresentar as vantagens das estratégias anteriores, possui o tempo de "curto-circuito" constante a cada período fazendo com que o inversor tenha uma maior capacidade de elevar a tensão do barramento.

Um estudo com relação a perdas no inversor Z foi realizado em [41] e [42]. Em [41] é analisada a eficiência e a distribuição das perdas nos semicondutores do inversor Z. Mostra que modulações PWM descontínuas diminui as perdas devido ao menor número de chaveamento e ainda propõe um método que minimiza essas perdas. Enquanto que em [42] as perdas em um inversor Z de dois níveis é investigada usando duas estratégias de modulação PWM. A primeira estratégia estudada possui seis tempos de "curto-circuito" por período, enquanto que a segunda possui dois tempos de "curto-circuito". O estudo mostrou que para a primeira estratégia as perdas do conversor são maiores em alta potência, em contrapartida quando o conversor é utilizado em baixa potência a primeira estratégia mostrou-se superior a segunda.

Um outro enfoque nos estudos realizados com inversor Z, embora tenha sido pouco explorado é a integração do conceito do inversor Z com inversores de tensão multiníveis. Em [43] é implementado um inversor Z multinível com diodos de grampeamento, trata-se da união do inversor Z com o inversor multinível com diodos de grampeamento. Esse inversor utiliza duas malhas indutivas-capacitivas que conecta duas fontes isoladas ao inversor. Um inversor Z multinível com diodos de grampeamento utilizando apenas uma malha Z é implementado em [44], para o controle do inversor é empregada uma modulação PWM baseada em portadora na qual, se utilizam duas portadoras defasadas de 180° . Esse inversor apresenta um WTHD maior do que o inversor que possui duas malhas. No entanto é uma boa solução quando o custo é levado em consideração. Já em [45] é projetado um inversor Z multinível construído através de dois inversores de dois níveis em cascata, tal inversor faz uso de duas malhas Z e duas fontes isoladas, mas tem a vantagem de não possuir diodos de grampeamento.

Algumas estratégias de modulação por largura de pulso, aplicadas ao inversor Z multinível, são investigadas em [46] e [47]. Uma análise detalhada de uma modulação PWM baseada em portadora aplicada a um inversor Z multinível com diodos de grampeamento é realizada em [46]; a modulação é executada sob altos e baixos índices de modulação, sempre alcançando um menor número de chaveamento por período de modulação. O autor ainda apresenta uma modulação que utiliza um mapeamento adequado de vetores a fim de reduzir a tensão de modo comum. Já em [47], várias técnicas PWM são investigadas para o controle do inversor NPC Z, sendo verificados o número de chaveamento por período de modulação, redução da tensão de modo comum e o WTHD.

De um modo geral o controle do inversor fonte Z é realizado empregando-se técnicas de modulação vetorial e estratégias convencionais de PWM, onde não são analisadas técnicas de modulação escalar implementadas de forma digital (calculando-se os tempos de condução e bloqueio das chaves) e também pouco tem sido feito no sentido de aplicar ao inversor Z a modulação descontínua que se mostrou ser eficiente na redução de perdas nos conversores de potência. Em [9] e [10]

foi apresentada uma técnica que eles chamaram de PWM Híbrida, que usa um sinal de sequência zero com o triplo da frequência das tensões de referência como o termo de tensão comum. Na técnica proposta em [9], a razão de distribuição vetorial μ aparece como uma variável de projeto dentro da equação que determina o valor do sinal de sequência zero que deve ser adicionado as tensões senoidais de referência para obter modulantes modificadas para a modulação CB-PWM dando origem a técnica de modulação híbrida. Esta alteração nos sinais de referência gera novos tempos de aplicação dos vetores nulos, mas não modifica os tempos dos vetores ativos. Assim, na modulação híbrida, a variação no valor da razão de distribuição vetorial μ modifica o sinal de sequência zero de forma a modificar a relação entre os vetores utilizados no início e no fim de cada período da modulação como no caso da técnica vetorial SV-PWM. Em [48] é implementada uma modulação PWM escalar digital para o controle de um inversor tensão convencional, a técnica tem como característica a simplicidade de implementação com a flexibilidade dos padrões de chaveamento encontrada na modulação vetorial. Também é estabelecida a correlação entre a modulação vetorial e a modulação escalar proposta. Em [2] é proposto uma nova estratégia de modulação por largura de pulso que de forma simples, através de uma equação generalizada, estende o conceito de razão de distribuição vetorial aos inversores multiníveis ($N > 2$), semelhante ao que existe para os inversores de dois níveis, possibilitando alterar algumas características da modulação.

1.3 Contribuições do Trabalho

As principais contribuições deste trabalho são:

- Aplicação da modulação híbrida em inversores fonte Z de dois níveis;
- Aplicação da modulação híbrida em inversores fonte Z de dois níveis com quatro braços;
- Aplicação da modulação híbrida em inversores fonte Z de três níveis com diodos de grampeamento;
- Aplicação da modulação híbrida em inversores fonte Z de três níveis com diodos de grampeamento, utilizando apenas uma malha Z;
- Aplicação da modulação híbrida em inversores fonte Z de três níveis formado por dois inversores de dois níveis em cascata;
- Implementação de um sistema de acionamento de motor trifásico com enrolamentos abertos tolerante a falhas.

Para cada topologia estudada, será analisado o comportamento de cada estrutura quando aplicadas estratégias híbridas contínuas e descontínuas, ou seja, fazendo o termo razão de distribuição vetorial fixo e variável no tempo.

1.4 Publicações

No desenvolvimento deste trabalho foram submetidos ou aceitos dois artigos em conferência [49], [50] e dois artigos em revista [51] e [52].

1.5 Organização do Trabalho

Neste trabalho, será estudada a aplicação da modulação PWM híbrida em cinco topologias de inversores fonte Z , que serão apresentados em três capítulos:

O capítulo 2 trata do estudo da técnica PWM híbrida em duas topologias de inversores Z de dois níveis. O primeiro inversor contém três braços, enquanto que o segundo possui quatro braços. Em ambas é utilizada uma malha indutivo - capacitiva composta de dois capacitores e dois indutores que conecta a fonte de tensão CC ao inversor.

No capítulo 3 é feito o estudo da aplicação da modulação híbrida em um inversor fonte Z de três níveis com diodos de grampemento. Este circuito é composto de um inversor de três níveis com diodos de grampemento e duas malhas indutivo - capacitiva que conecta o conversor a duas fontes CC isoladas.

No capítulo 4 são estudadas duas topologias de inversores fonte Z de três níveis com um número reduzido de componentes, empregando a modulação PWM híbrida para seu controle. A primeira topologia consiste em um inversor de três níveis com diodos de grampemento que faz uso de apenas uma malha Z . Já a segunda topologia é originada de uma malha indutivo - capacitiva e dois inversores de dois níveis em cascata.

O estudo de cada topologia será realizado da seguinte forma:

- Aplicação da estratégia PWM híbrida contínua;
- Aplicação da estratégia PWM híbrida descontínua, exceto para as topologias com número reduzido de componentes;
- Apresentação dos resultados de simulação e experimentais para validação das estratégias propostas.

Finalmente, no capítulo 5 é apresentado um sistema de acionamento de motor trifásico com enrolamentos abertos tolerantes a falhas a partir do qual é possível obter as mesmas características de tensão do barramento antes e depois da falha. A tolerância a falhas se dá pela reconfiguração do conversor quando detectada a falha, sem a necessidade de utilização de dispositivos de isolamento (como fusíveis) ou dispositivos para reconfiguração (como triacs). O sistema proposto é composto de dois inversores fonte Z com três braços cada, alimentando em cascata o motor trifásico. A alimentação em cascata é possível já que motor possui enrolamentos abertos, ou seja, se tem acesso aos seis terminais dos três enrolamentos. A utilização dos conversores fonte Z se dá pela necessidade de elevação da tensão fornecida pelo conversor após a falha, para que o sistema opere com a mesma tensão do barramento que tinha antes da falha.

Capítulo 2

Inversor Z de Dois Níveis

2.1 Introdução

Os painéis fotovoltaicos e células combustíveis têm se mostrado muito promissores para o fornecimento de energia elétrica. Ambas tem sido usados em diversas aplicações como aplicações domésticas e veículos elétricos híbridos [12]. Tanto as células fotovoltaicas quanto as células combustíveis são muito limitados com relação ao nível de tensão que podem fornecer. Com isso um conversor *boost* é usado juntamente com um inversor convencional de dois níveis para se ter uma inversão a níveis adequados de tensão para determinadas aplicações. Contudo, essa solução aumenta o custo e complexidade de controle inerente a uma conversão em dois estágios. Nesse contexto, o inversor de Z de dois níveis, Fig. 2.1, surge como excelente opção por ser de simples implementação e fornecer uma conversão em apenas um estágio.

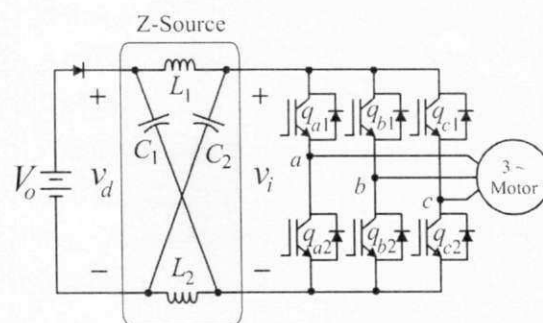


Figura 2.1: Inversor Fonte Z.

Diversos tipos de equipamentos elétricos monofásicos e trifásicos são utilizados nos mais variados tipos de aplicação seja ela de natureza doméstica ou industrial. Para garantir a conexão de ambas as cargas trifásicas e monofásicas, a rede elétrica é tipicamente distribuída através de redes trifásicas à quatro fios. Inversores com quatro braços para aplicações trifásicas à quatro fios apresenta algumas vantagens com relação ao inversor trifásico de três braços convencional. Tais vantagens podem ser resumidas como: melhor utilização da tensão do barramento, não é necessá-

rio capacitância com alto valor para manter o *ripple* da tensão do barramento em níveis adequados, etc. Como aplicações típicas do conversor *CC-CA* trifásico a quatro fios, pode-se citar: geração distribuída, filtros ativos de potência, retificadores trifásicos controlados e redução do ruído de modo comum. Um inversor com as vantagens do inversor trifásico de quatro braços e a funcionalidade do inversor Z pode ser observado na Figura 2.2.

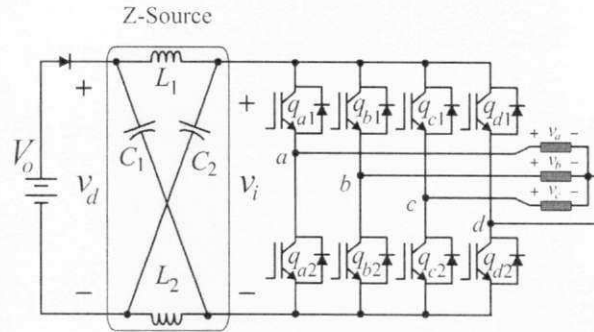


Figura 2.2: Inversor Fonte Z com quatro braços.

Neste capítulo, é feito o estudo da aplicação da modulação PWM híbrida nos inversores Z de dois níveis com três e quatro braços.

2.2 Princípio de Operação do Inversor Z de Dois Níveis

Na Fig. 2.1 o inversor Z trifásico possui nove estados de chaveamento (vetores) possíveis ao contrário do inversor trifásico convencional que possui apenas oito. O inversor de tensão trifásico convencional possui seis vetores ativos (quando a tensão do barramento é aplicado à carga) e dois vetores nulos (quando as três chaves superiores ou inferiores são acionadas). Já o inversor Z possui além desses vetores citados, um vetor nulo adicional, quando os terminais da carga são curto-circuitados através das duas chaves (superior e inferior) de um dos braços, de dois dos braços ou ainda dos três braços do inversor. Neste trabalho, optou-se por realizar o vetor de curto-circuito utilizando apenas um braço do inversor, devido ao menor número de chaveamento necessário para realização de tal evento. Percebe-se que o vetor de curto-circuito ou simplesmente tempo de curto-circuito não pode ser aplicado a um inversor convencional pois acarretaria um curto-circuito no barramento. Como o inversor Z possui uma malha indutivo-capacitiva, esta faz com que esse estado de chaveamento extra seja possível, fornecendo a característica *buck-boost* única deste inversor.

Na Fig. 2.3(a) pode ser visto o circuito equivalente do inversor Z visto a partir do barramento *CC*. A ponte inversora é equivalente a um curto-circuito quando um vetor de curto-circuito é empregado, Fig. 2.3(b), enquanto que na Fig. 2.3(c) pode ser observado o circuito equivalente do inversor quando um dos vetores ativos é imposto, no caso, o inversor pode ser representado por uma fonte de corrente. O inversor pode também ser representado por uma fonte de corrente de valor zero quando um dos vetores nulos tradicionais é empregado.

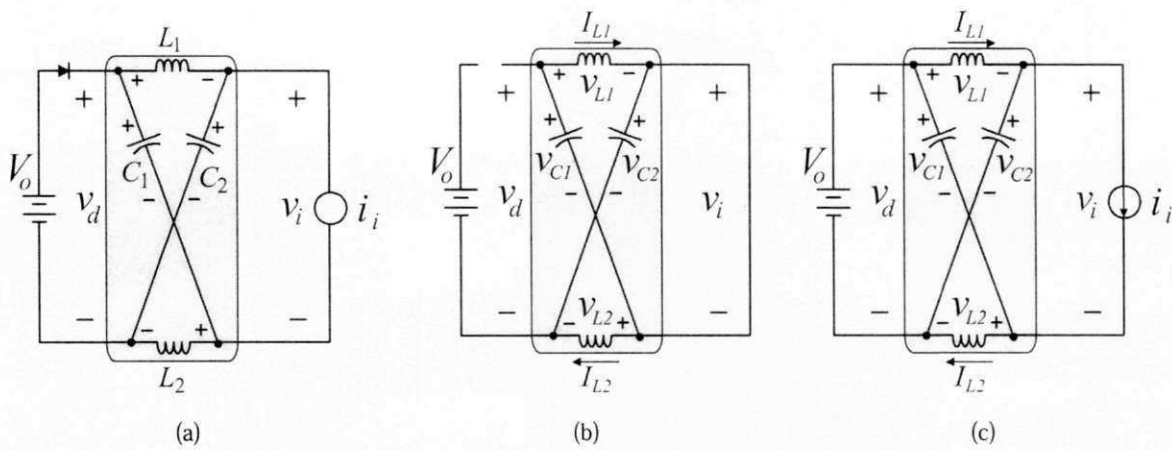


Figura 2.3: Circuito equivalente do inversor Z (a) circuito equivalente visto do barramento CC (b) circuito equivalente quando um vetor de curto-circuito é empregado (c) circuito equivalente quando um vetor ativo é empregado

Assumindo que os indutores L_1 e L_2 e os capacitores C_1 e C_2 têm a mesma indutância (L) e capacitância (C), respectivamente, a fonte Z se torna simétrica. Com isso tem-se

$$v_{C1} = v_{C2} = v_C \quad (2.1)$$

$$v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad (2.2)$$

Considerando-se que o inversor é submetido a um vetor de curto-circuito por um intervalo de τ_o , durante o período de chaveamento τ . Do circuito equivalente da Fig. 2.3(b), tem-se

$$v_{L1} - v_{C1} = 0 \quad (2.3)$$

$$v_{L1} = v_{C1} \quad (2.4)$$

$$-v_d + v_{C1} + v_{L2} = 0 \quad (2.5)$$

$$v_d = v_C + v_L \quad (2.6)$$

$$v_d = 2v_C \quad (2.7)$$

$$v_i = 0 \quad (2.8)$$

Supondo agora que é empregado no inversor um dos oito vetores convencionais em um intervalo de τ_1 , durante o período de chaveamento τ . Do circuito equivalente da Fig. 2.3(c), tem-se

$$v_d = v_0 \quad (2.9)$$

$$-v_0 + v_{L1} + V_{C2} = 0 \quad (2.10)$$

$$v_L = v_0 - v_C \quad (2.11)$$

$$-v_i + v_{C2} - v_{L2} = 0 \quad (2.12)$$

$$v_i = v_c - v_L \quad (2.13)$$

Substituindo (2.11) em (2.13)

$$v_i = v_c - (V_0 - v_C) \quad (2.14)$$

$$v_i = 2v_C - V_0 \quad (2.15)$$

onde V_0 é a tensão da fonte CC e $\tau = \tau_o + \tau_1$.

O valor médio da tensão dos indutores ao final de um período da modulação (τ) deverá ser zero no estado estacionário, de (2.4) e (2.11), tem-se então

$$\bar{v}_L = \frac{\tau_o \cdot v_C + \tau_1 \cdot (V_0 - v_C)}{\tau} = 0 \quad (2.16)$$

ou

$$\frac{v_C}{V_0} = \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_o} \quad (2.17)$$

Similarmente, a média da tensão CC aplicada à entrada do inversor pode ser equacionada como

$$\bar{v}_i = \frac{\tau_o \cdot 0 + \tau_1 \cdot (2v_C - V_0)}{\tau} = \frac{\tau_1 \cdot (2v_C - V_0)}{\tau} \quad (2.18)$$

Substituindo (2.17) em (2.18), obtém-se

$$\bar{v}_i = \frac{\tau_1 \left(\frac{2\tau_1 V_0}{\tau_1 - \tau_o} - V_0 \right)}{\tau} = \frac{\tau_1 \left(\frac{2\tau_1 V_0 - V_0(\tau_1 - \tau_o)}{\tau_1 - \tau_o} \right)}{\tau} \quad (2.19)$$

$$\bar{v}_i = \frac{\tau_1 \left(\frac{2\tau_1 V_0 - V_0 \tau_1 + V_0 \tau_o}{\tau_1 - \tau_o} \right)}{\tau} = \frac{\tau_1 \left(\frac{(\tau_1 + \tau_o) V_0}{\tau_1 - \tau_o} \right)}{\tau} \quad (2.20)$$

$$\bar{v}_i = \frac{\tau_1 \tau V_0}{\tau_1 - \tau_o \tau} \quad (2.21)$$

$$\bar{v}_i = \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_o} V_0 = v_C \quad (2.22)$$

Portanto, a tensão média que é aplicada à entrada do inversor é igual a tensão dos capacitores da malha Z.

O valor de pico da tensão de entrada do inversor é expressa em (2.13), utilizando os passos para obtenção de (2.22), pode ser reescrita como

$$\hat{v}_i = v_C - v_L = 2v_C - V_0 = \frac{\tau}{\tau_1 - \tau_o} V_0 \quad (2.23)$$

$$\hat{v}_i = B V_0 \quad (2.24)$$

onde

$$B = \frac{\tau}{\tau_1 - \tau_o} = \frac{1}{1 - 2\frac{\tau_o}{\tau}} \geq 1 \quad (2.25)$$

é o fator de *boost* resultante dos vetores de curto-circuito. Essa tensão de pico equivale a tensão *CC* aplicada ao inversor.

A tensão de pico de fase de um inversor convencional pode ser expressa como

$$\hat{v}_f = M \cdot \frac{V_0}{2} \quad (2.26)$$

onde M é o índice de modulação. Utilizando (2.24) e (2.25) pode-se representar o valor de pico da tensão de fase do inversor Z como

$$\hat{v}_f = M \cdot B \cdot \frac{V_0}{2} \quad (2.27)$$

De acordo com (2.27), a tensão de saída pode aumentada ou diminuída fazendo-se a escolha adequada do fator *buck-boost* B_B

$$B_B = M \cdot B \quad (2.28)$$

Por fim, através de (2.22) e (2.25) a tensão dos capacitores da malha Z pode expressa como

$$v_{C1} = v_{C2} = v_C = \frac{1 - \frac{\tau_o}{\tau}}{1 - 2\frac{\tau_o}{\tau}} V_0 \quad (2.29)$$

O princípio de operação e a análise matemática da malha Z para o inversor de dois níveis realizada nesta seção, também é válida para outras topologias como por exemplo inversores multiníveis que será estudado nos capítulos subsequentes.

2.3 Inversor Z de Dois Níveis com Três Braços

2.3.1 Estratégia PWM

Nesta seção será apresentado, para o inversor fonte Z de dois níveis convencional, um procedimento para obter resultados equivalentes do PWM vetorial com a implementação do PWM escalar.

Para facilitar a demonstração do PWM híbrido aplicado ao inversor fonte Z, a tensão na entrada do conversor (v_i) é dividida em duas partes, criando assim o ponto virtual zero ("0"), como observado na Fig. 2.4(a).

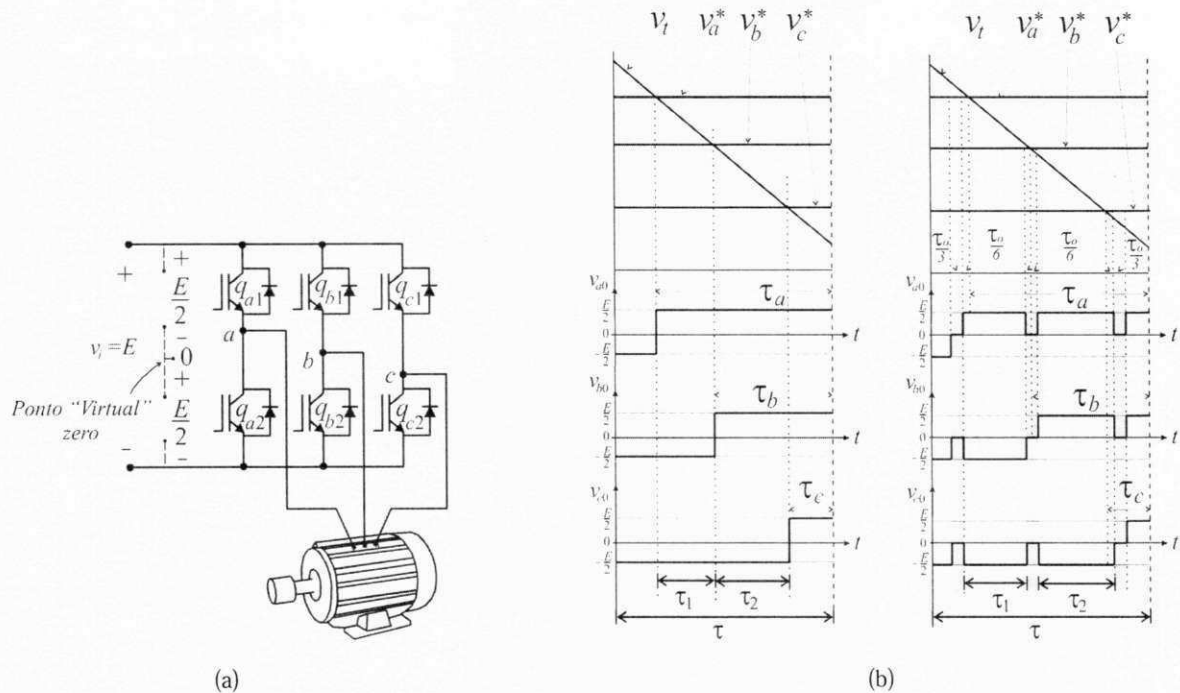


Figura 2.4: (a) Inversor destacando o ponto virtual zero ("0"). (b) Geração das tensões de pólo a partir da modulação seno-triângulo do conversor convencional (lado esquerdo) e do inversor fonte Z (lado direito)

Então, as tensões de pólo são definidas como a tensão do ponto central do braço para o ponto "0", o que significa que para o circuito mostrado na Fig. 2.1 existem três tensões de pólo: v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} . Mostra-se na Fig. 2.4(b) a geração das tensões de pólo por meio da comparação seno-triângulo para o conversor convencional e o conversor fonte Z, respectivamente. Como descrito em [3], os vetores nulos de curto-circuito (*shoot-through*) são distribuídos entre os três braços do conversor, enquanto os vetores ativos equivalentes permanecem inalterados. Note que na Fig. 2.4(b) os tempos τ_1 e τ_2 (intervalos de tempo dos vetores ativos) do conversor fonte-Z [Fig. 2.4(b) - direita] têm os mesmos valores dos tempos (τ_1 e τ_2) da configuração convencional [Fig. 2.4(b) - esquerda]. Durante o intervalo de tempo dos vetores nulos de curto-circuito, as tensões de pólo são iguais a zero, já que $v_i = 0$.

Mostra-se na Fig. 2.5 os sinais que devem ser aplicados em cada chave do conversor para gerar as tensões de pólo da Fig. 2.4(b). As Figs. 2.5(a), 2.5(b) e 2.5(c) ilustram as variáveis utilizadas para definir o tempo de condução das chaves dos braços a, b e c, respectivamente.

Cada tempo de condução necessita ser recalculado para inserir o tempo do vetor nulo de curto-circuito (τ_o), e este tempo deve ser igualmente distribuído entre os braços, i.e., $\tau_o/3$ para cada braço.

As tensões de referência (v_a^* , v_b^* e v_c^*) que aparecem na Fig. 2.4(b) e na Fig. 2.5 podem ser modificadas para garantir as mesmas vantagens do PWM vetorial com a fácil implementação do PWM escalar. Então, as tensões de referência modificadas $v_a^{*'}$, $v_b^{*'}$ e $v_c^{*'}$ podem ser definidas a partir das três tensões senoidais de referências (v_a^* , v_b^* e v_c^*) como segue:

$$v_a^{*'} = v_a^* + v_\mu^* \tag{2.30}$$

$$v_b^{*'} = v_b^* + v_\mu^* \tag{2.31}$$

$$v_c^{*'} = v_c^* + v_\mu^* \tag{2.32}$$

onde v_μ^* é a tensão de seqüência zero, ou tensão homopolar.

Observe que (2.30) - (2.32) não pode ser resolvido se v_μ^* não for obtido. A tensão v_μ^* pode ser calculada levando em conta o fator de distribuição de roda livre (μ) como segue:

$$v_\mu^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{max}^* + (\mu - 1)v_{min}^* \tag{2.33}$$

onde $v_{max}^* = \max V$ e $v_{min}^* = \min V$; onde $V = \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$

O valor médio das tensões em (2.30), (2.31) e (2.32) deve ser igual aos valores médios das tensões de pólo: v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} , isso significa que:

$$\frac{1}{\tau} \int v_j^{*'}(\tau) d\tau = \frac{1}{\tau} \int v_{j0}^*(\tau) d\tau, j = a, b, c. \tag{2.34}$$

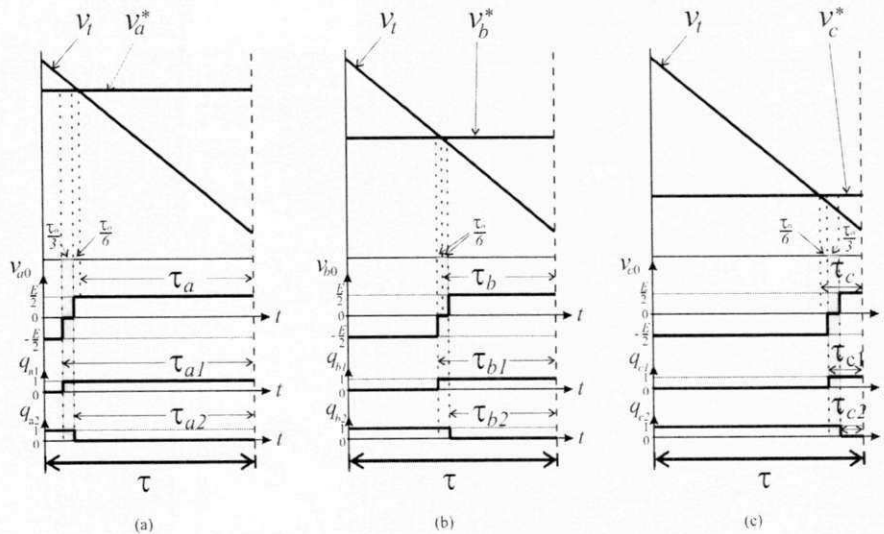


Figura 2.5: Estado das chaves do inversor fonte Z (a) q_{a1} e q_{a2} (b) q_{b1} e q_{b2} (c) q_{c1} e q_{c2}

Reescrevendo (2.34) e assumindo $v_j^{*'}$ constante ao longo de τ , tem-se:

$$v_a^{*'} = \left[\frac{v_i}{2}(\tau_{a1} - \tau_o) - \frac{v_i}{2}(\tau - \tau_{a1}) \right] \tag{2.35}$$

$$v_a^{*'} = \left[\frac{v_i}{2}(\tau_{a2} - \frac{2\tau_o}{3}) - \frac{v_i}{2}(\tau - \tau_{a2} - \frac{\tau_o}{3}) \right] \frac{1}{\tau} \tag{2.36}$$

$$v_b^{*'} = \left[\frac{v_i}{2} (\tau_{b1} - \frac{2\tau_o}{3}) - \frac{v_i}{2} (\tau - \tau_{b1} - \frac{\tau_o}{3}) \right] \frac{1}{\tau} \quad (2.37)$$

$$v_b^{*'} = \left[\frac{v_i}{2} (\tau_{b2} - \frac{\tau_o}{3}) - \frac{v_i}{2} (\tau - \tau_{b2} - \frac{2\tau_o}{3}) \right] \frac{1}{\tau} \quad (2.38)$$

$$v_c^{*'} = \left[\frac{v_i}{2} (\tau_{c1} - \frac{2\tau_o}{3}) - \frac{v_i}{2} (\tau - \tau_{c1} - \frac{\tau_o}{3}) \right] \frac{1}{\tau} \quad (2.39)$$

$$v_c^{*'} = \left[\frac{v_i}{2} (\tau_{c2}) - \frac{v_i}{2} (\tau - \tau_{c2} - \tau_o) \right] \frac{1}{\tau} \quad (2.40)$$

A partir de (2.35) - (2.40) é possível calcular os intervalos de tempo τ_{j1} e τ_{j2} , ($j = a, b, c$):

$$\tau_{a1} = \left(\frac{v_a^*}{v_i} + \frac{1}{2} \right) + \frac{\tau_o}{2} \quad (2.41)$$

$$\tau_{a2} = \left(\frac{v_a^*}{v_i} + \frac{1}{2} \right) + \frac{\tau_o}{6} \quad (2.42)$$

$$\tau_{b1} = \left(\frac{v_b^*}{v_i} + \frac{1}{2} \right) + \frac{\tau_o}{6} \quad (2.43)$$

$$\tau_{b2} = \left(\frac{v_b^*}{v_i} + \frac{1}{2} \right) - \frac{\tau_o}{6} \quad (2.44)$$

$$\tau_{c1} = \left(\frac{v_c^*}{v_i} + \frac{1}{2} \right) - \frac{\tau_o}{6} \quad (2.45)$$

$$\tau_{c2} = \left(\frac{v_c^*}{v_i} + \frac{1}{2} \right) - \frac{\tau_o}{2} \quad (2.46)$$

Este procedimento é válido para a condição apresentada nas Figs. 2.4, 2.5 e 2.7, no qual $v_a^* > v_b^* > v_c^*$. No entanto esta análise pode ser generalizada utilizando o conceito de máximo (τ_M), mínimo (τ_m) e intermediário (τ_i). No caso da Fig. 2.7, a ordem é $\tau_M = \tau_a$, $\tau_i = \tau_b$ e $\tau_m = \tau_c$. Reescrevendo (2.41) - (2.46), para fins de generalização, tem-se que:

$$\tau_{M1} = \tau_M + \frac{\tau_o}{2} \quad (2.47)$$

$$\tau_{M2} = \tau_M + \frac{\tau_o}{6} \quad (2.48)$$

$$\tau_{i1} = \tau_i + \frac{\tau_o}{6} \quad (2.49)$$

$$\tau_{i2} = \tau_i - \frac{\tau_o}{6} \quad (2.50)$$

$$\tau_{m1} = \tau_m - \frac{\tau_o}{6} \quad (2.51)$$

$$\tau_{m2} = \tau_m - \frac{\tau_o}{2} \quad (2.52)$$

no qual $\tau_M = \max\{\tau_a, \tau_b \text{ e } \tau_c\}$, $\tau_m = \min\{\tau_a, \tau_b \text{ e } \tau_c\}$ e τ_i é o valor intermediário entre $\{\tau_a, \tau_b \text{ e } \tau_c\}$.

As equações (2.47) - (2.52) representam os intervalos de tempo que devem ser aplicados as chaves (superior e inferior) de cada um dos braços do inversor fonte Z trifásico de dois níveis. Como pode ser visto na Fig. 2.6, estas equações aplicam os tempos de curto-circuito já fazendo a compensação dos vetores ativos de forma que os mesmos permaneçam inalterados. Essas equações são válidas apenas para o caso da modulação contínua, ou seja, $\mu = 0.5$. A aplicação da modulação descontínua ao inversor Z de dois níveis com três braços, será discutido a seguir.

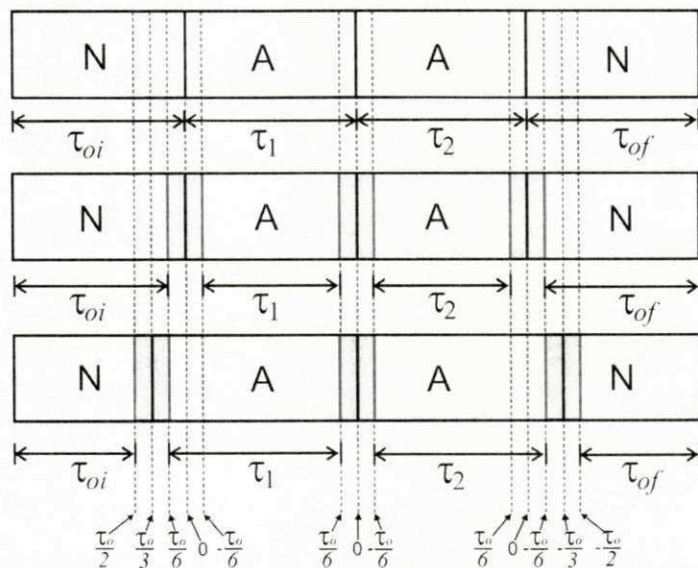


Figura 2.6: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0.5$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos

Como pode-se perceber na Fig. 2.7 os tempos de aplicação do vetor ativo, τ_1 e τ_2 , permanecem inalterados mesmo com a adição dos vetores nulos shoot-through e da tensão homopolar v_μ^* adicionada as tensões de referência v_j^* ($j = a, b, c$).

Na Fig. 2.6 pode ser visto claramente que por causa da compensação dos vetores ativos que é feita deslocando os tempos de curto-circuito ou vetores de curto-circuito para o interior dos vetores nulos, a quantidade de tempo de curto-circuito empregado fica limitado pelos vetores nulos, que por sua vez é determinado pelo índice de modulação. Então, a relação entre o índice de modulação e o tempo de curto-circuito pode ser expressa pela seguinte equação

$$M \leq 1 - D \tag{2.53}$$

onde: $D = \frac{\tau_o}{\tau}$

Como a estratégia de modulação empregada no inversor Z neste trabalho é a modulação híbrida que dentre seus benefícios estende a região de linearidade (sobremodulação), (2.53) pode ser reescrita como

$$M \leq 1.15 - D \tag{2.54}$$

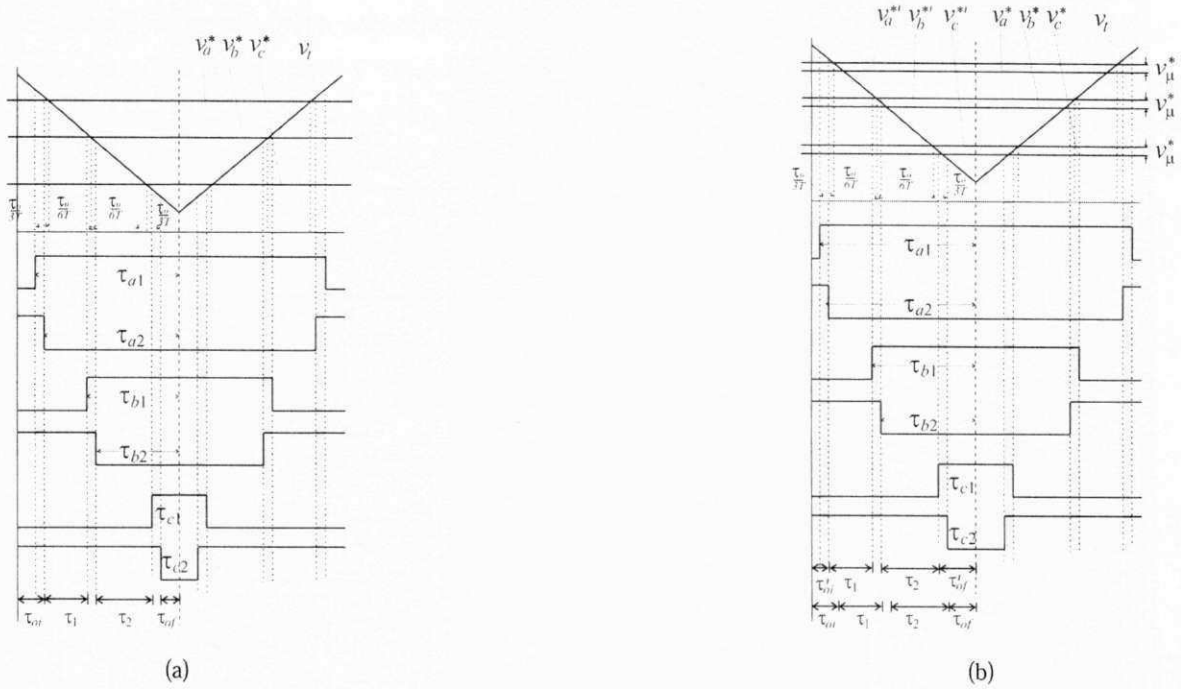


Figura 2.7: Tensões de referência modificada a partir do v_{μ}^* para o inversor Fonte Z: (a) com $v_{\mu}^* = 0$ e com (b) v_{μ}^* diferente de zero.

O ganho de tensão do inversor Z é dado reescrevendo (2.27) da seguinte forma

$$\frac{\hat{v}_f}{V_0/2} = M \cdot B \tag{2.55}$$

No gráfico da Fig. 2.8 fica evidenciado que para se ter um maior ganho é necessário reduzir o índice de modulação. No entanto quanto mais se reduz o índice de modulação, há um aumento no conteúdo harmônico, uma vez que a tensão de saída na frequência fundamental possui uma relação linear com o índice de modulação. Dessa forma é necessário uma análise do que seja mais importante em cada aplicação, um maior ganho de tensão ou um melhor conteúdo harmônico.

Modulação Descontínua

A técnica SV-PWM, tradicionalmente estudada, considera a aplicação dos vetores nulos com tempos de duração τ_{oi} e τ_{of} iguais dentro de um período da modulação, Fig. 2.6.

Uma maneira de modificar a distorção por harmônicos nos sinais de saída do inversor é controlando os tempos de aplicação dos vetores nulos no início e no fim de cada período da modulação [53]. Estes tempos podem ser igualmente distribuídos ou não, segundo a variável de controle μ , que como já foi citada acima é denominada de razão de distribuição de roda livre ou vetorial.

Os intervalos de tempo τ_{oi} e τ_{of} estão relacionados com o tempo total de aplicação dos vetores nulos ($\tau = \tau_{oi} + \tau_{of}$) da seguinte forma:

$$\tau_{oi} = (1 - \mu)\tau \tag{2.56}$$

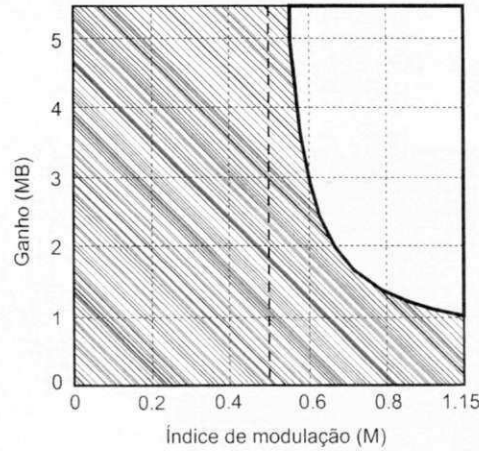


Figura 2.8: Gráfico do ganho de tensão em função do índice de modulação

$$\tau_{of} = \mu\tau \quad (2.57)$$

com $0 \leq \mu \leq 1$

Assim, o tempo de aplicação τ_{oi} ou τ_{of} pode ser feito variável de 0 a 100% sobre o tempo T_0 . A relação entre estes tempos pode então ser mantida constante ou variar de um período para outro da modulação, modificando as características dos sinais do PWM de acordo com o valor de μ [2].

A variável μ pode assumir valores constantes como $\mu = 0.5$ (modulação contínua), $\mu = 0$ e $\mu = 1$ (modulação descontínua). Também, pode variar periodicamente de 0 para 1, ou de 1 para 0, no final de um setor (a cada 60° , portanto), como indicado pelas variações 1 e 2 na Fig. 2.9, ou defasada de 30° em relação a variação 1, como indicado pelas variações 3 e 4, na mesma figura. As variações de 1 a 4 também fazem parte das técnicas de modulação descontínuas, que correspondem ao grampeamento de uma das fases, enquanto as outras duas continuam sendo moduladas.

O tipo de μ utilizado afeta o valor RMS da corrente em uma carga indutiva e também o grampeamento obtido com a variação pulsada de μ afeta as perdas de comutação.

A modulação descontínua pode ser empregada para o controle do inversor fonte Z, desde que seja feita uma compensação adequada dos vetores ativos. Percebe-se que na Fig. 2.10 para $\mu = 0$ que há apenas duas transições de vetores, no qual pode ser inserido dois tempos de curto-circuito de $\tau_o/2$. Nota-se que o deslocamento da compensação, diferentemente do caso $\mu = 0.5$ é feita toda para esquerda, já que neste caso o vetor nulo está todo situado à esquerda dos vetores ativos.

As equações (2.47) - (2.52), necessitam serem modificadas para aplicação no caso $\mu = 0$. Reescrevendo essas equações tem-se que

$$\tau_{M1} = \tau_M + \tau_o \quad (2.58)$$

$$\tau_{M2} = \tau_M + \frac{\tau_o}{2} \quad (2.59)$$

$$\tau_{i1} = \tau_i + \frac{\tau_o}{2} \quad (2.60)$$

$$\tau_{i2} = \tau_i \quad (2.61)$$

$$\tau_{m1} = \tau_m \quad (2.62)$$

$$\tau_{m2} = \tau_m \quad (2.63)$$

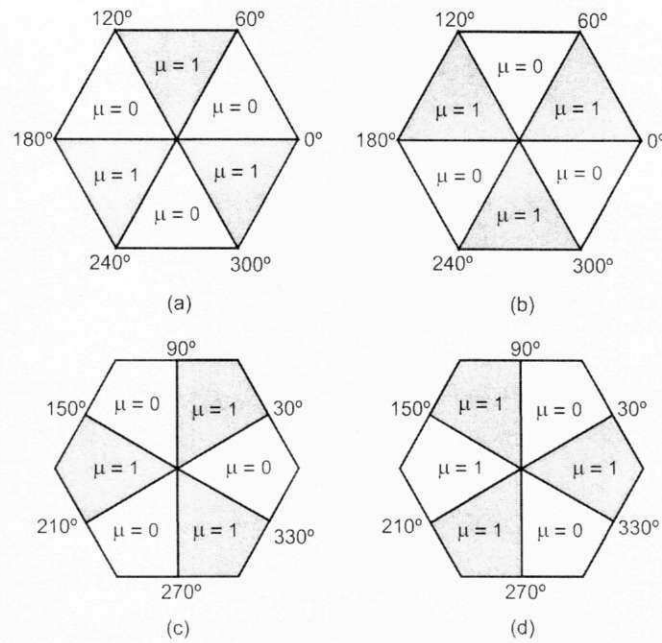


Figura 2.9: Variações de μ (a) variação 1 ($\Delta 1$) (b) variação 2 ($\Delta 2$) (c) variação 3 ($\Delta 3$) (d) variação 4 ($\Delta 4$)

As equações (2.58) - (2.63) representam os intervalos de tempo que devem ser aplicados as chaves (superior e inferior) de cada um dos braços do inversor fonte Z trifásico de dois níveis. Como pode ser visto na Fig. 2.10, estas equações aplicam os tempos de curto-circuito já fazendo a compensação dos vetores ativos de forma que os mesmos permaneçam inalterados.

Para $\mu = 1$, Fig. 2.11, é feito de forma semelhante ao caso $\mu = 0$. Da mesma forma possui duas transições de vetores. No entanto o deslocamento da compensação é realizado para direita, já que o vetor nulo está completamente situado à direita dos vetores ativos.

Reescrevendo (2.47) - (2.52) para aplicação no caso de $\mu = 1$, tem-se que

$$\tau_{M1} = \tau_M \quad (2.64)$$

$$\tau_{M2} = \tau_M \quad (2.65)$$

$$\tau_{i1} = \tau_i \quad (2.66)$$

$$\tau_{i2} = \tau_i - \frac{\tau_o}{2} \quad (2.67)$$

$$\tau_{m1} = \tau_m - \frac{\tau_o}{2} \quad (2.68)$$

$$\tau_{m2} = \tau_m - \tau_o \quad (2.69)$$

Como pode ser visto na Fig. 2.11, estas equações aplicam os tempos de curto-circuito já fazendo a compensação dos vetores ativos de forma que os mesmos permaneçam inalterados.

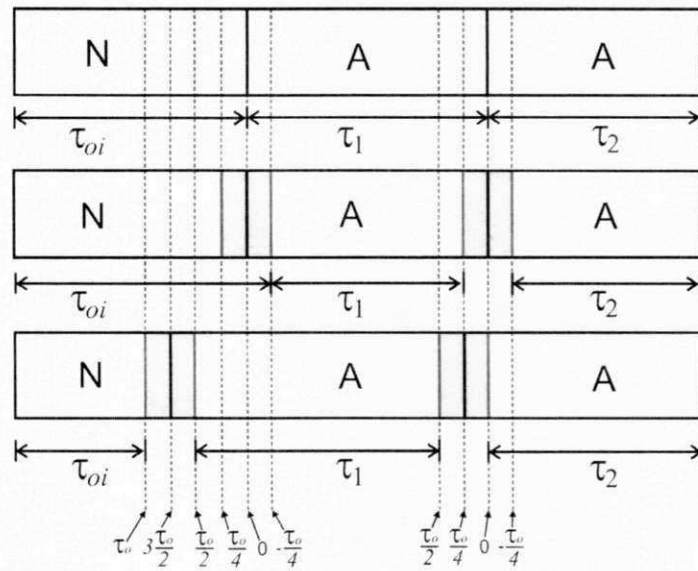


Figura 2.10: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos

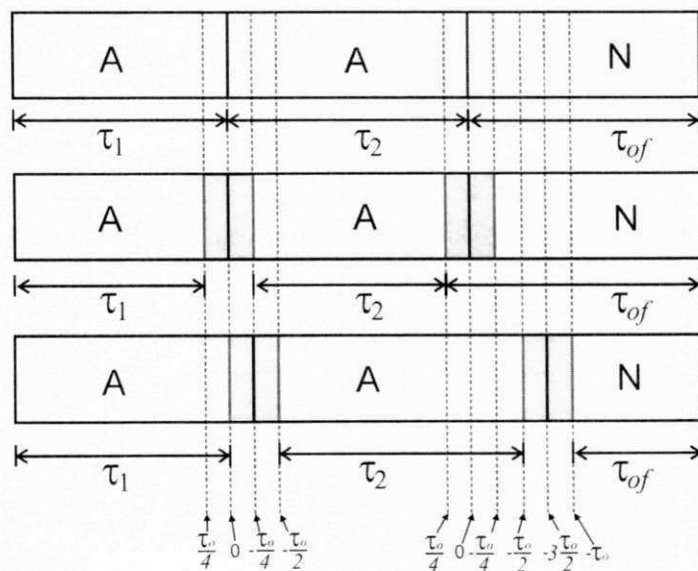


Figura 2.11: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 1$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos

Implementação de Software

O procedimento para obter resultados equivalentes ao PWM vetorial com a implementação do escalar consiste em:

- (1) Definir as tensões de pólo de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* ;
- (2) Selecionar o valor desejado de μ e calcular v_μ^* a partir de (2.33);
- (3) Calcular v_a^* , v_b^* e v_c^* a partir de (2.30) - (2.32);
- (4) Ordenar pela magnitude dos intervalos de tempo calculados para obter τ_M , τ_i e τ_m ;
- (5) Calcular τ_{j1} e τ_{j2} ($j = a, b$ e c) através de (2.47) - (2.52) para modulação contínua ($\mu = 0.5$), com (2.58) - (2.63) para $\mu = 0$ ou com (2.64) - (2.69) para o caso $\mu = 1$;
- (6) Programar os três tempos de acionamentos associados a cada fase utilizando os valores de τ_{j1} e τ_{j2} ($j = a, b$ e c).

2.3.2 Resultados de Simulação

O comportamento do inversor fonte Z de dois níveis com três braços utilizando a modulação PWM híbrida proposta, foi estudado através de um programa de simulação. Estes resultados foram obtidos considerando a modulação contínua ($\mu = 0.5$) e a modulação descontínua para os casos de $\mu = 0$, $\mu = 1$, $\mu =$ variação 1, $\mu =$ variação 2, $\mu =$ variação 3 e $\mu =$ variação 4, com os parâmetros definidos na Tabela 2.1.

Na Fig. 2.12 são vistos os resultados sem elevação da tensão de entrada, onde Fig. 2.12(a), Fig. 2.12(b) e Fig. 2.12(c), apresentam respectivamente: tensão de linha, tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 e as correntes trifásicas. Os resultados com a utilização da função *boost* são apresentados nas Figuras 2.13 - 2.19. Primeiramente mostra-se o funcionamento do inversor Z de dois níveis com três braços utilizando modulação contínua ($\mu = 0.5$), Fig. 2.13, em seguida é apresentado os seis casos de modulação descontínua citados acima. Cada figura apresenta respectivamente: (a) tensão de referência, (b) o padrão de chaveamento utilizado, (c) tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (d) tensão de modo-comum (e) tensão de linha e (f) correntes trifásicas.

A tensão de barramento utilizada no inversor e o tempo de curto-circuito é respectivamente: $V_0 = 100V$ e $\tau_o = 0.2 \cdot \tau$, Tab. 2.1. Substituindo esses dados em (2.29), determina-se a tensão nos capacitores da malha Z sob essas condições, cujo valor de forma aproximada é $v_{C1} = v_{C2} = 133.33$. Portanto, a expectativa é que, para todos os casos da modulação empregada, as tensões nos capacitores tenham aproximadamente este valor.

Tabela 2.1: Parâmetros utilizados na simulação do inversor Z de dois níveis

Frequência de chaveamento	10KHz
$C_1 = C_2$	1100 μ F
$L_1 = L_2$	2mH
V_o	100V
τ_o	100 μ s
tempo de curto-circuito	0.2 τ_o
Índice de Modulação	0.9

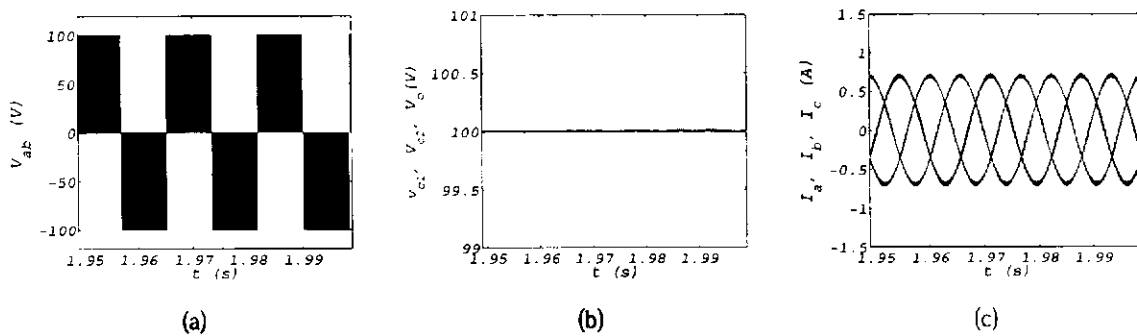


Figura 2.12: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços, sem *boost*. (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada *CC* e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas

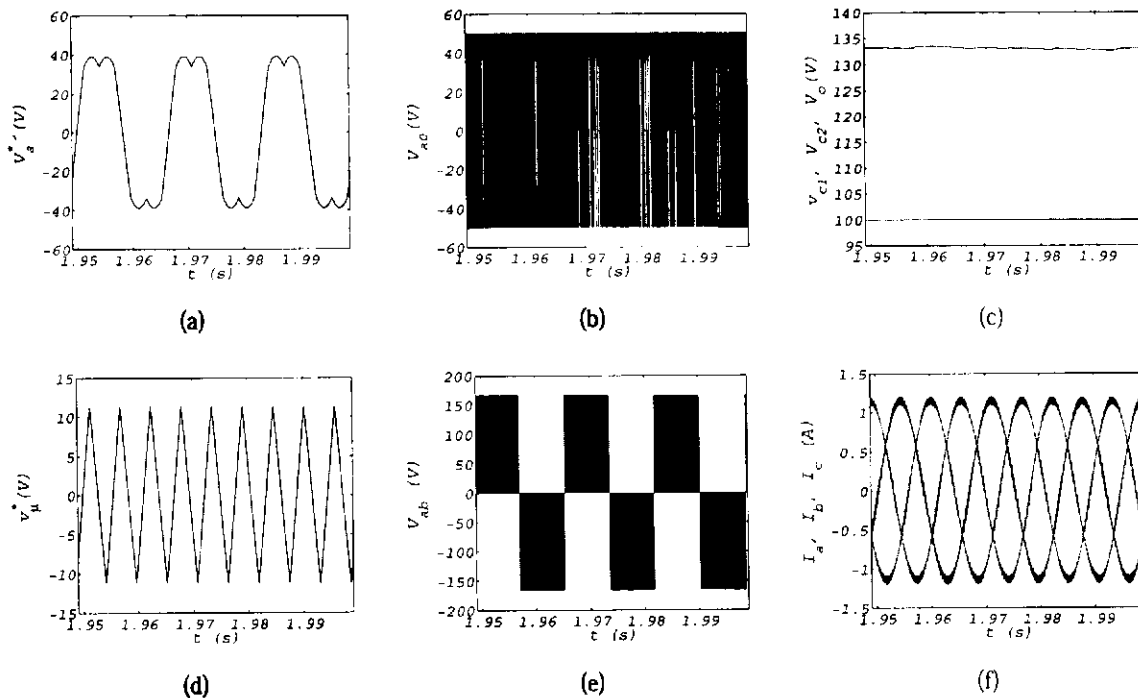


Figura 2.13: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

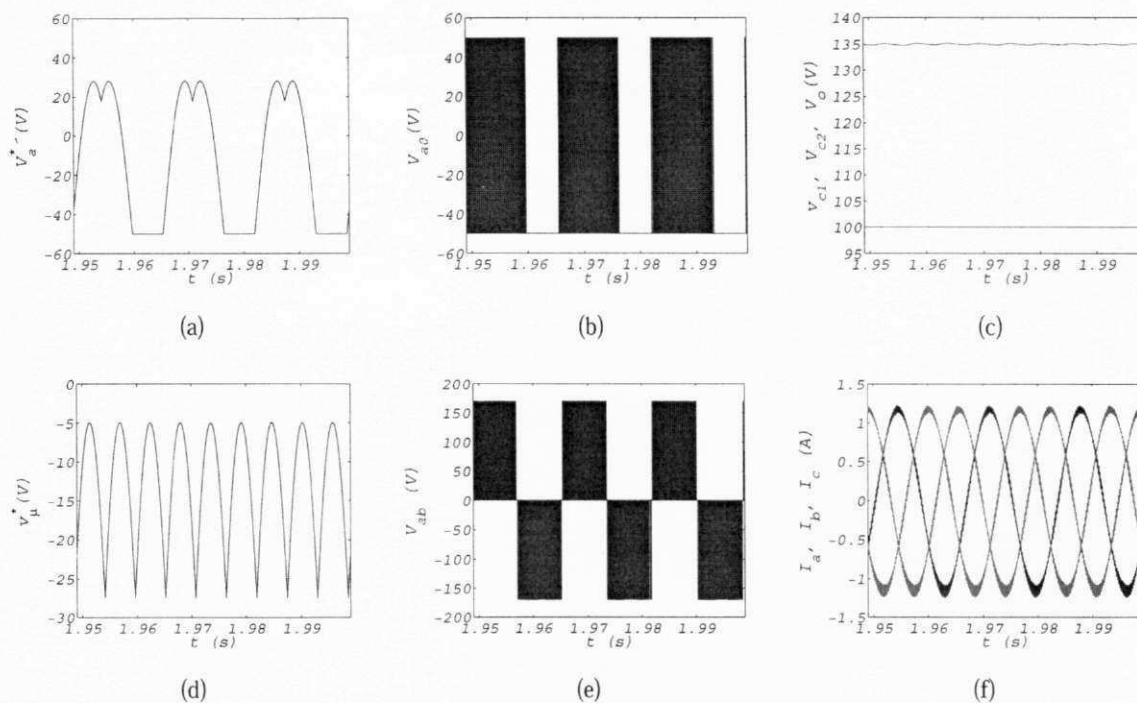


Figura 2.14: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

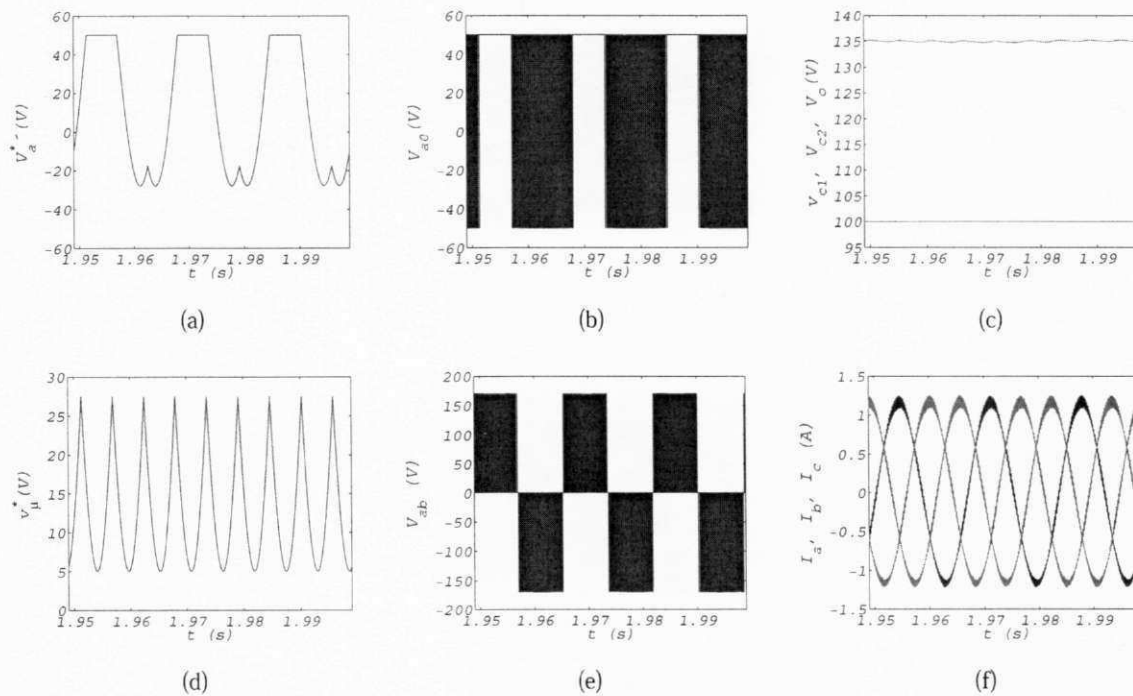


Figura 2.15: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

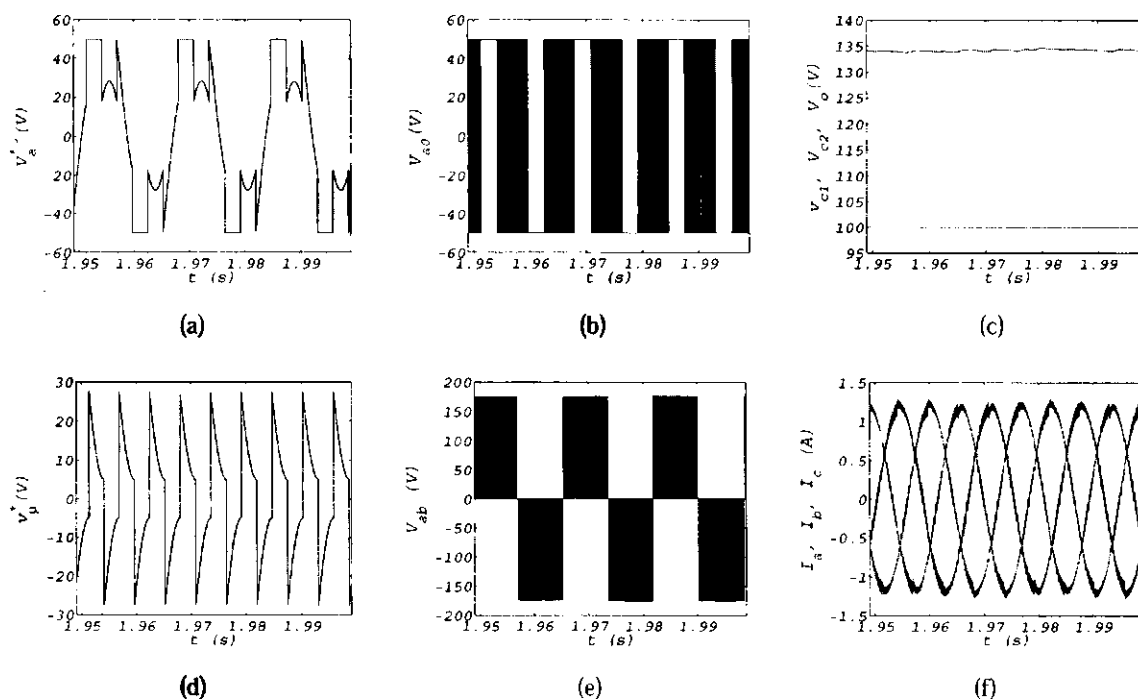


Figura 2.16: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

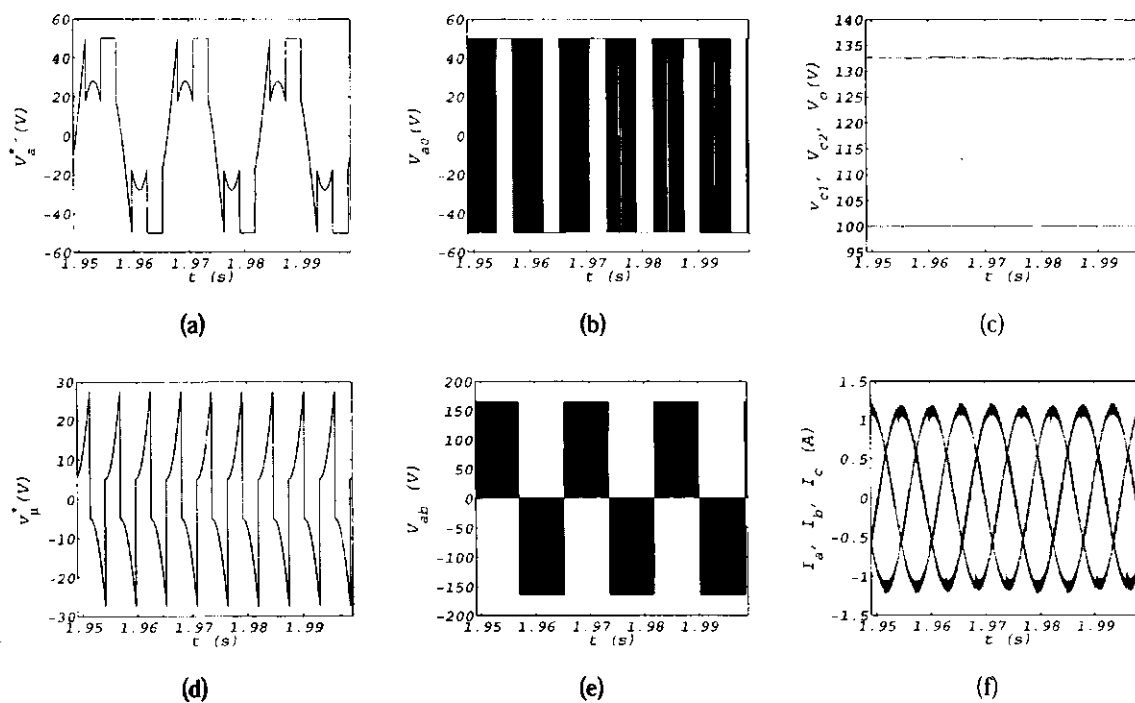


Figura 2.17: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 2$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

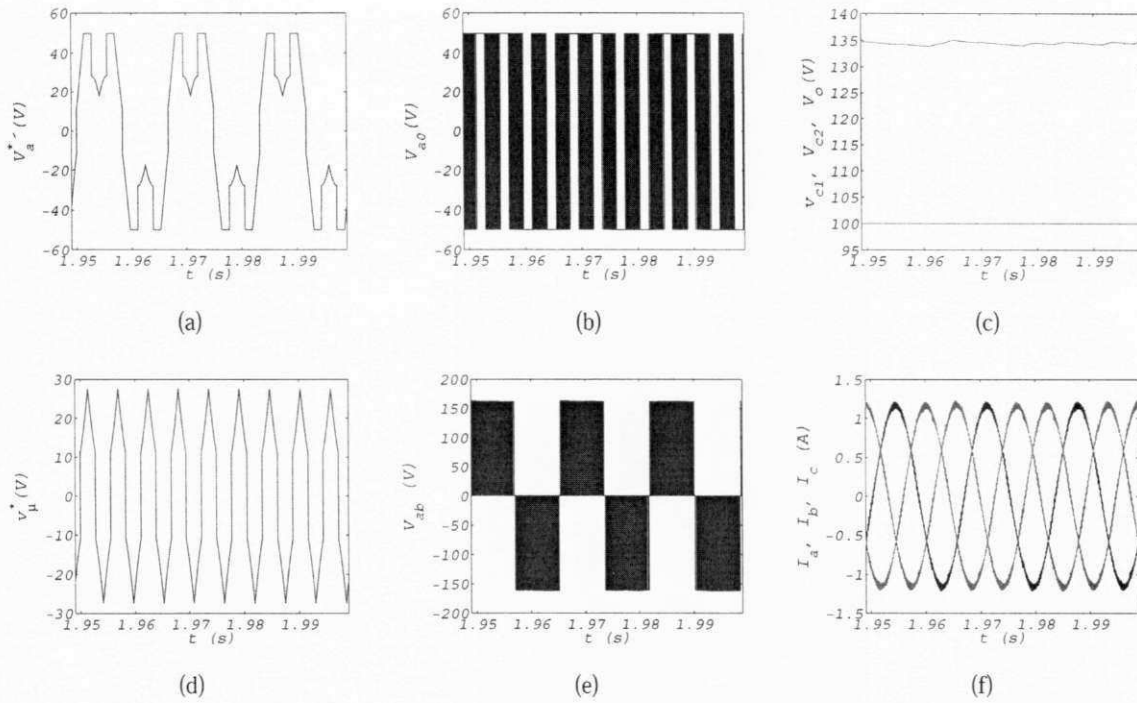


Figura 2.18: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 3$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

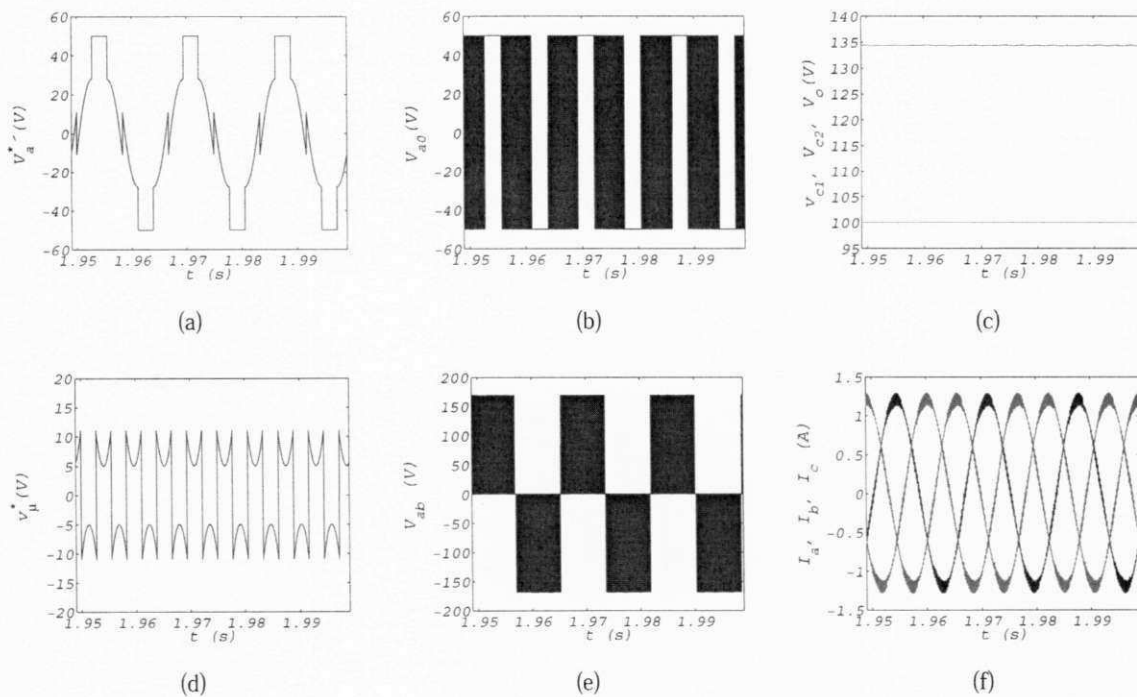


Figura 2.19: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 4$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

2.3.3 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental controlado pelo processador digital de sinais TMS320F28335. O objetivo desses é comprovar os resultados do inversor Z de dois níveis com três braços obtidos em nível de simulação. Os resultados foram obtidos utilizando os mesmos parâmetros da tabela 2.1. Na Fig. 2.20(a) pode ser visto a tensão de entrada CC , tensões nos capacitores C_1 e C_2 e a tensão de linha, já na Fig. 2.20(b) é mostrada as correntes trifásicas. Estes resultados foram obtidos sem utilização da função *boost* como percebe-se na Fig. 2.20(a) onde a tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 estão sobrepostas indicando que não houve elevação da tensão do barramento. Nas Figuras 2.21 a 2.27 observa-se os resultados para a modulação contínua ($\mu = 0.5$) e a modulação descontínua para os casos $\mu = 0$, $\mu = 1$, $\mu = \text{variação } 1$, $\mu = \text{variação } 2$, $\mu = \text{variação } 3$ e $\mu = \text{variação } 4$.

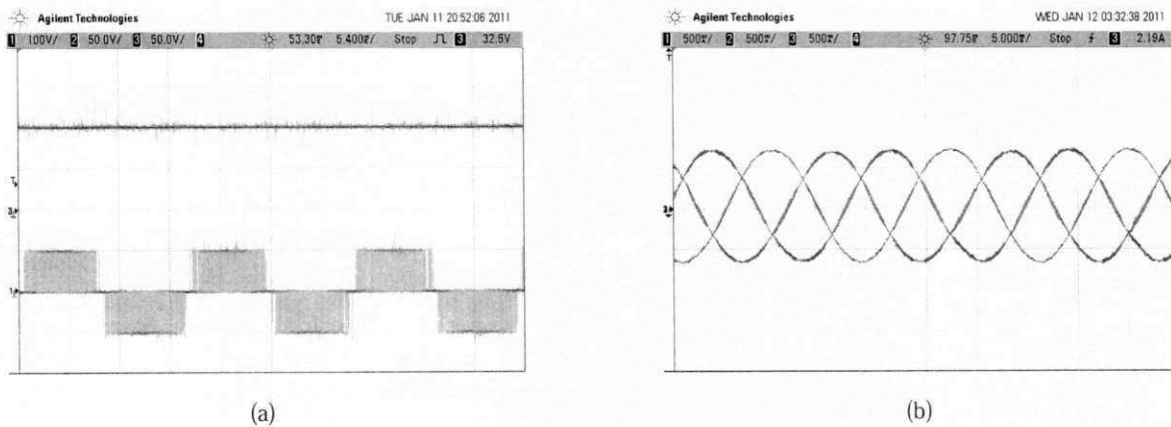


Figura 2.20: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços, sem *boost*. (a) tensão de entrada CC (50 V/Div), tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div) e tensão de linha (100 V/Div) (b) correntes trifásicas (500 mA/Div)

Comparando os níveis das tensões de linha, tensões nos capacitores e correntes trifásicas obtidos em nível de simulação e de experimento, percebe-se que estão em concordância para todos os casos investigados.

As correntes trifásicas não apresentam distorções, indicando que as compensações dos vetores ativos foram de feitos de forma correta, respeitando a relação volt/segundo imposta pela equação 2.34.

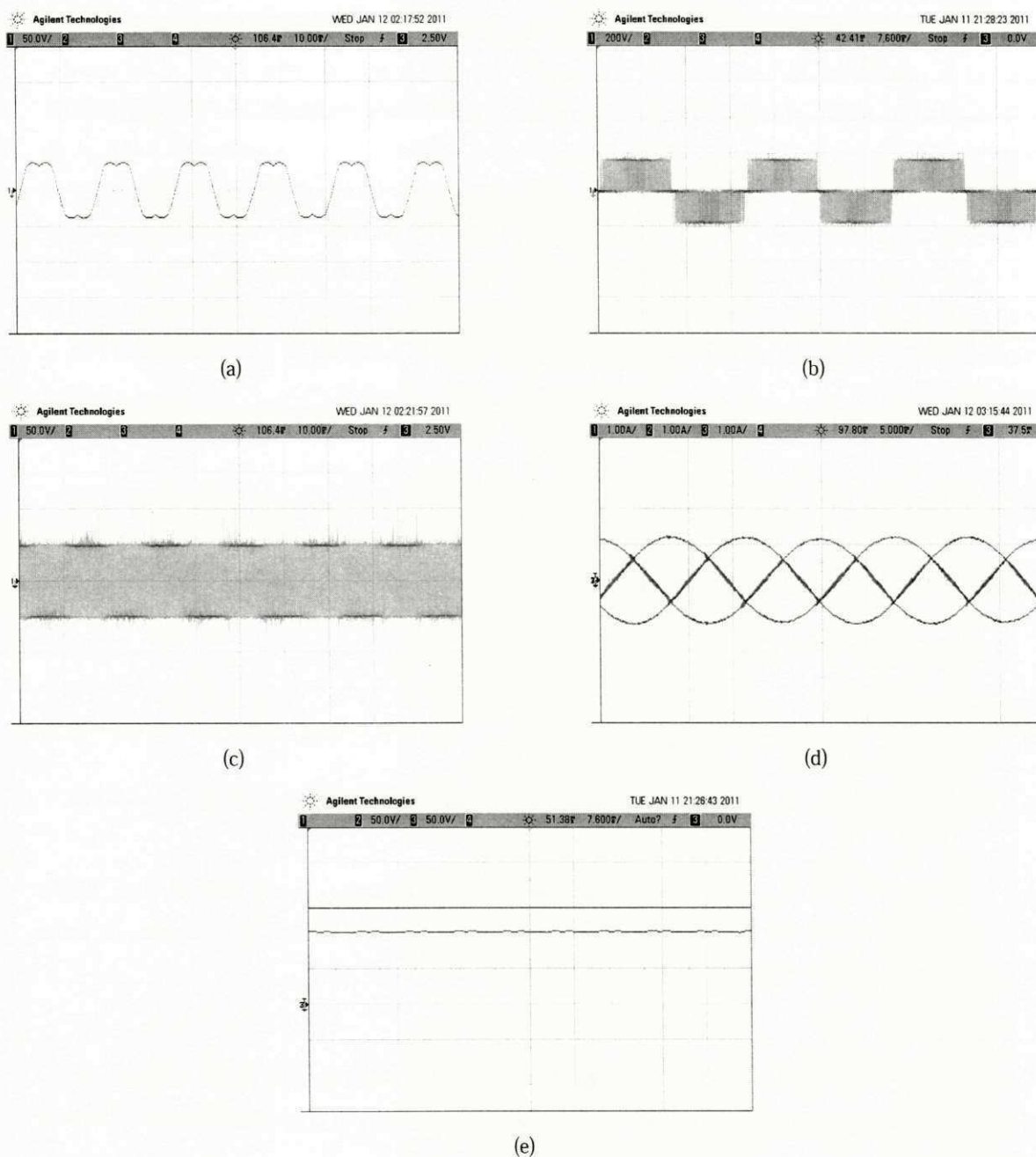


Figura 2.21: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

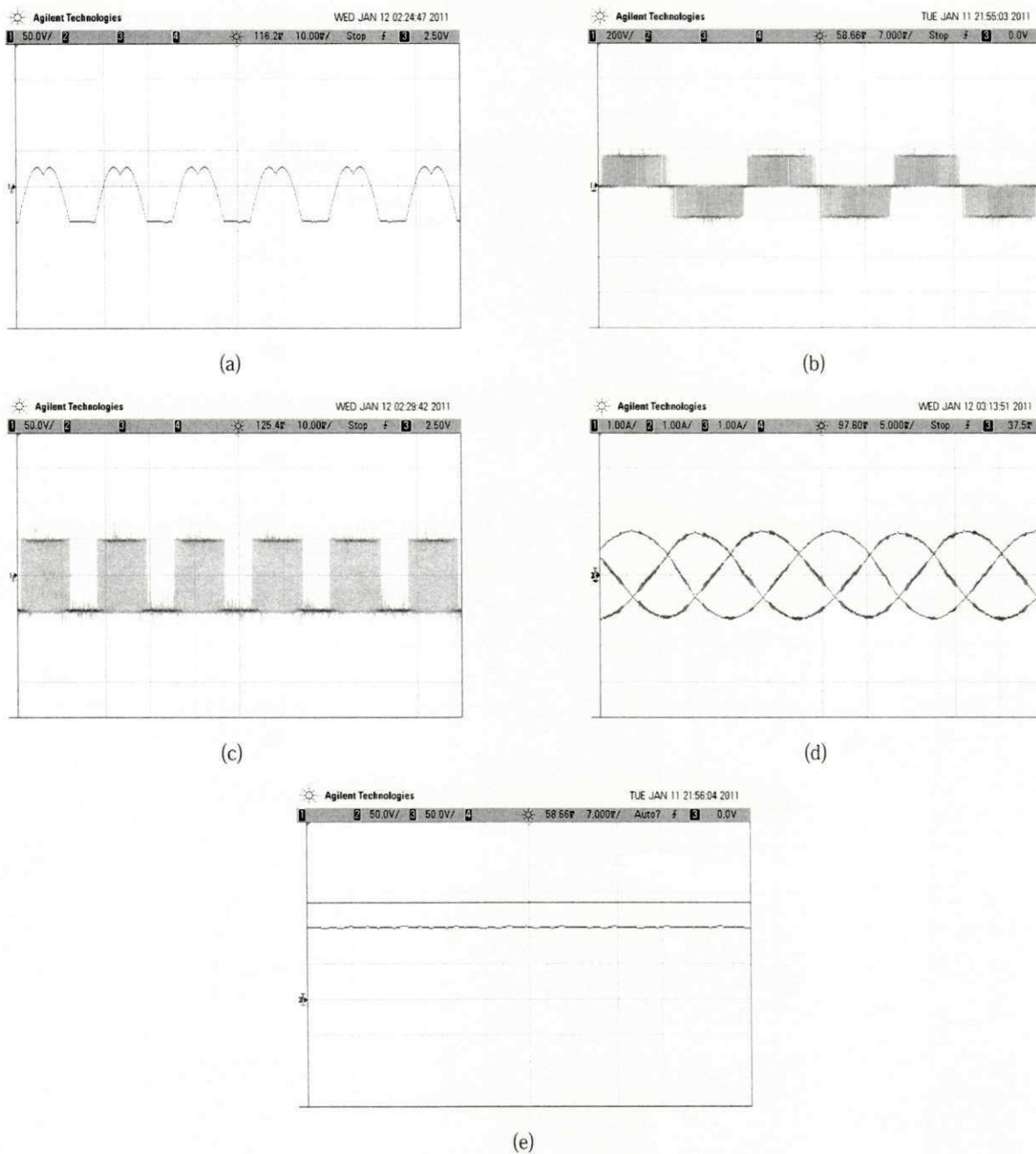


Figura 2.22: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 0$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

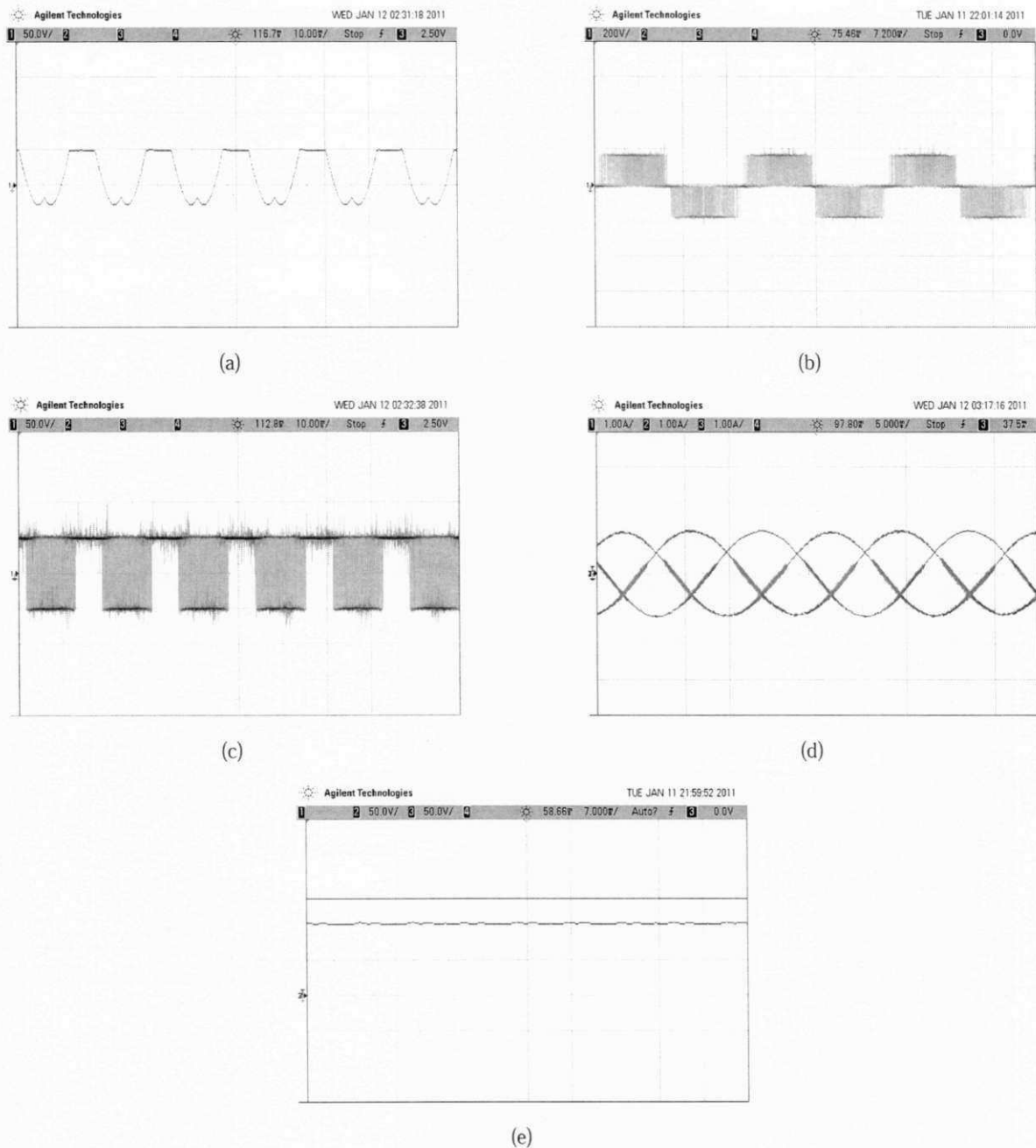


Figura 2.23: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

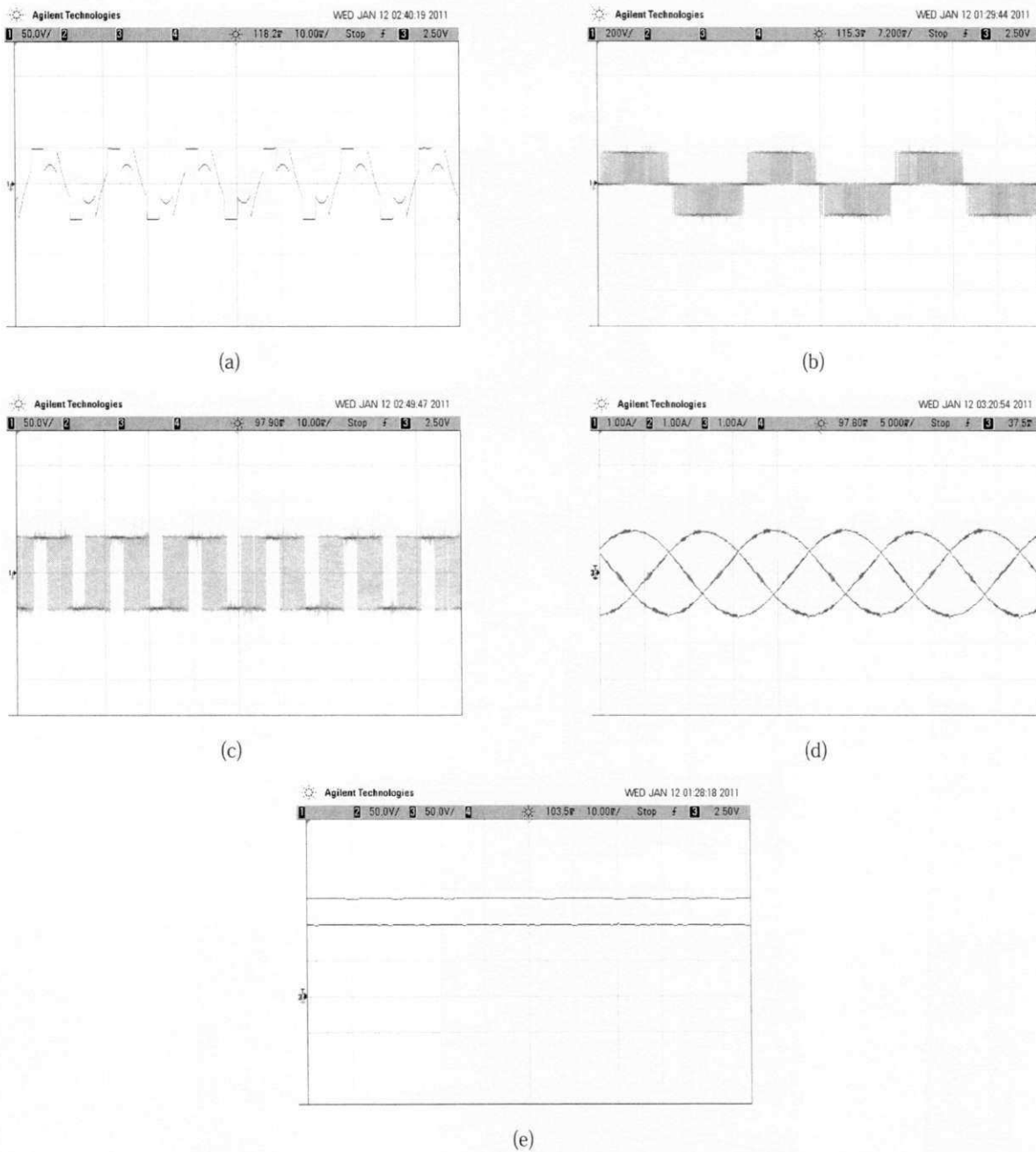


Figura 2.24: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

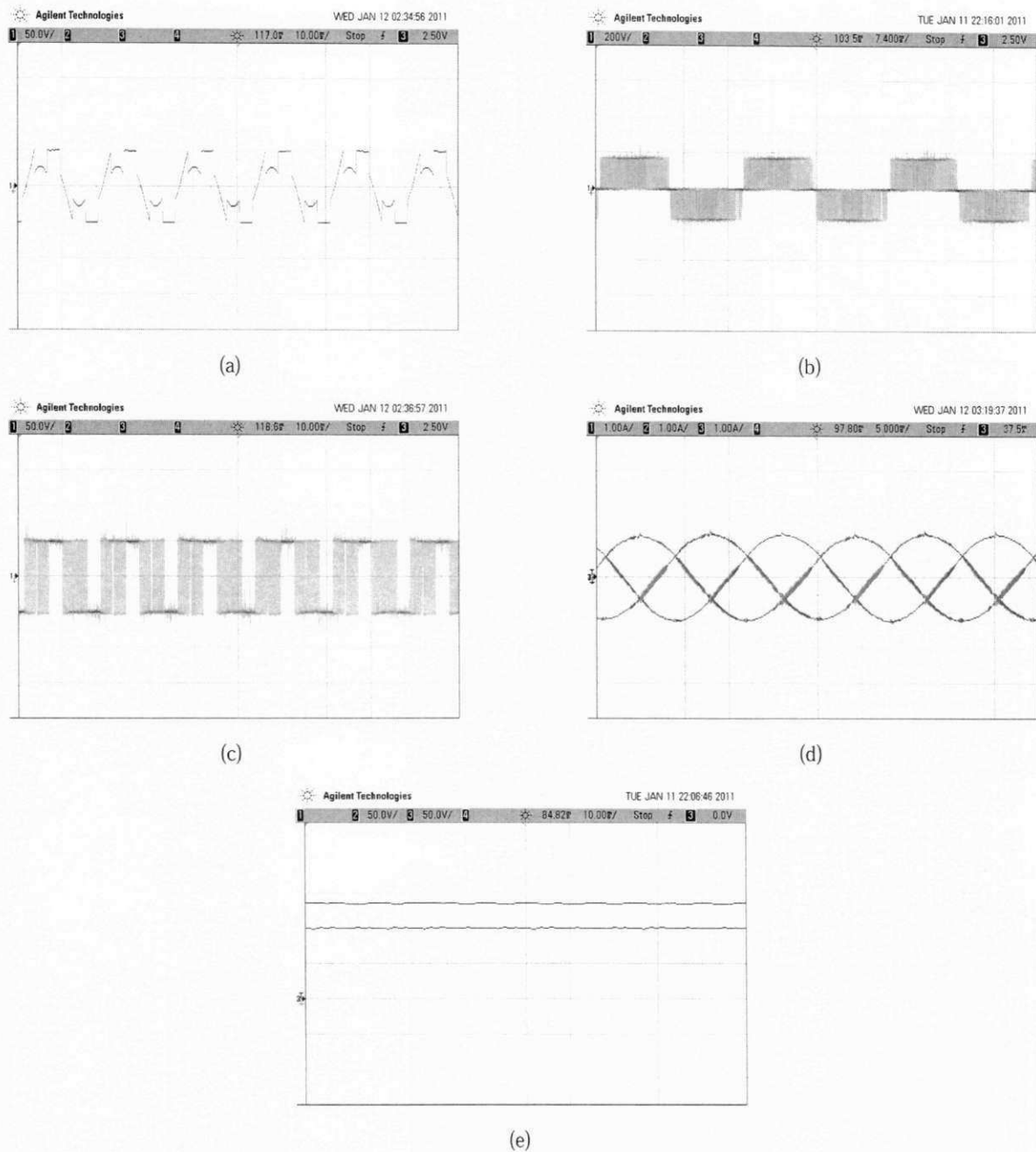


Figura 2.25: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 2$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

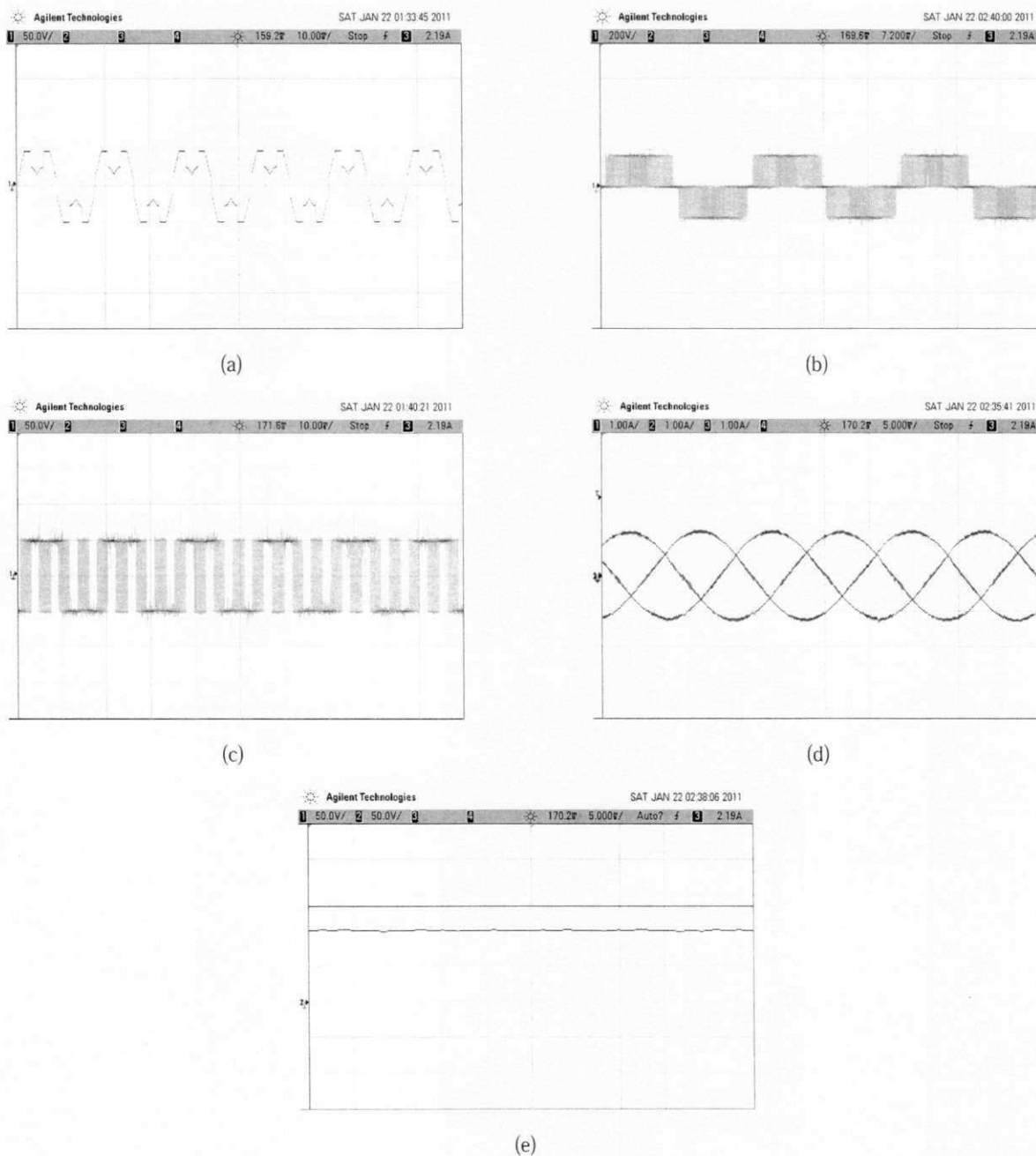


Figura 2.26: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 3$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada *CC* e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

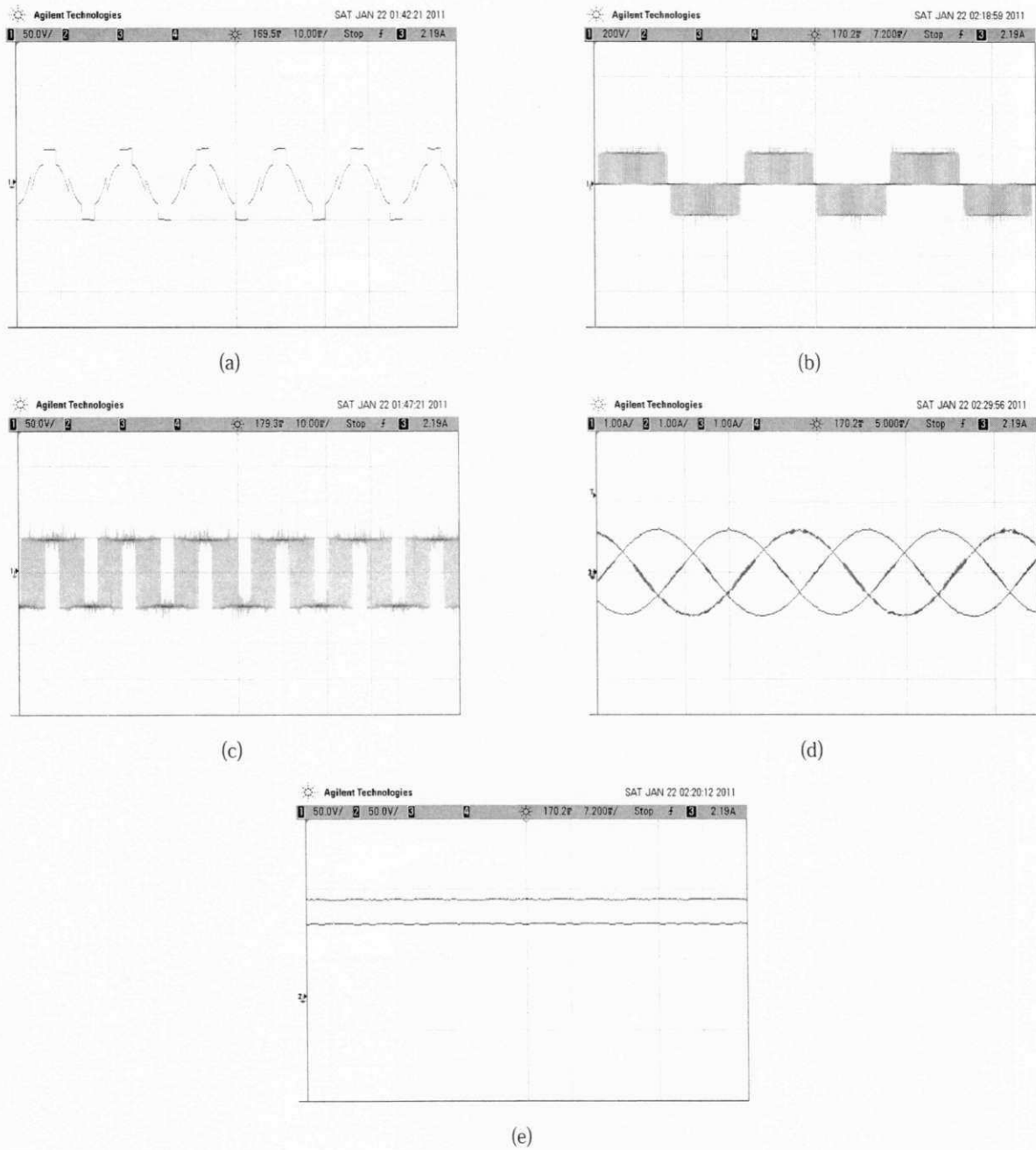


Figura 2.27: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com três braços ($\mu = \Delta 4$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

2.4 Inversor Z de Dois Níveis com Quatro braços

2.4.1 Estratégia PWM

Nesta seção será apresentado, para o inversor fonte Z de dois níveis com quatro braços, um procedimento para obter resultados equivalentes do PWM vetorial com a implementação do PWM escalar.

Da mesma forma que foi feito na seção anterior, para facilitar a demonstração do PWM híbrido aplicado ao inversor fonte Z, considera-se na tensão de entrada do conversor (v_i), o ponto virtual zero ("0"), observado na Fig. 2.28.

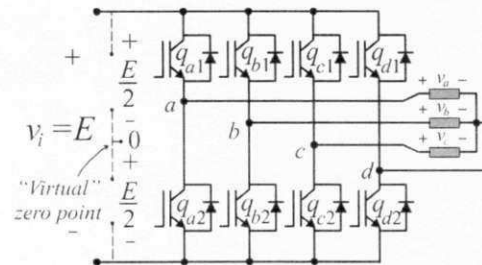


Figura 2.28: Inversor Z de quatro braços destacando o ponto virtual zero ("0").

Então, as tensões de pólo são definidas como a tensão do ponto central de cada braço para o ponto "0", o que significa que para o circuito mostrado na Fig. 2.2 há quatro tensões de pólo: v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{d0} . Como foi feito em [3], os tempos de curto-circuito são distribuídos entre as quatro fases de forma que os vetores ativos permaneçam inalterados.

A Fig. 2.29 mostra a geração das tensões de pólo através da comparação seno-triângulo para o inversor de quatro braços convencional (figura do lado esquerdo) e o inversor Z de quatro braços (figura do lado direito). Os tempos de condução de cada braço (τ_{j1} e τ_{j2} para o braço j , com $j = a, b, c$ ou d) precisam ser recalculados para inserir o tempo de curto-circuito (τ_o), o qual será igualmente distribuído entre os quatro braços, i.e., $\tau_o/4$ para cada braço. Durante a aplicação dos tempos de curto-circuito as tensões de pólos são iguais a zero uma vez que $v_i = 0$.

As tensões de pólo de referência v_{a0}^* , v_{b0}^* , v_{c0}^* e v_{d0}^* podem ser definidas através das tensões de referências v_a^* , v_b^* e v_c^* como:

$$v_{a0}^* = v_a^* + v_{\mu}^* \quad (2.70)$$

$$v_{b0}^* = v_b^* + v_{\mu}^* \quad (2.71)$$

$$v_{c0}^* = v_c^* + v_{\mu}^* \quad (2.72)$$

$$v_{d0}^* = v_{\mu}^* \quad (2.73)$$

onde v_{μ} é a componente de sequência zero, ou tensão homopolar.

As equações (2.70) - (2.73) não podem ser resolvidas a menos que v_{μ}^* seja obtido. A tensão v_{μ}^* pode ser calculada levando em conta o fator de distribuição de roda livre (μ) como segue:

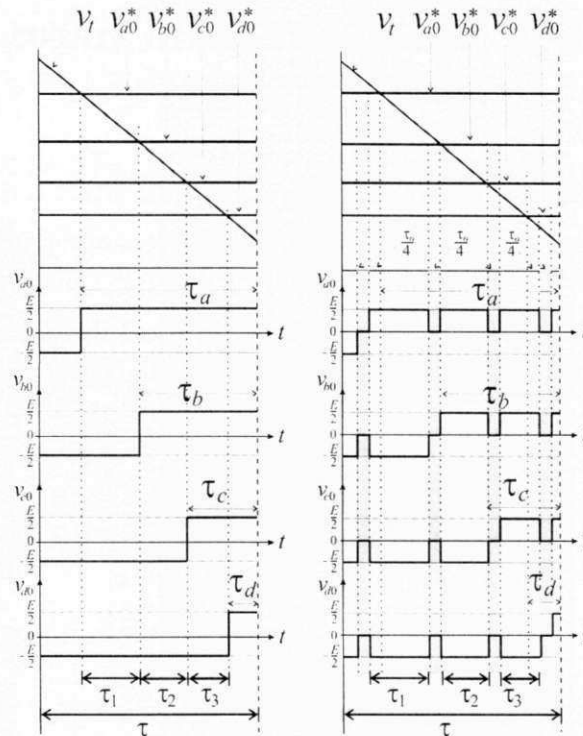


Figura 2.29: Geração das tensões de pólo a partir da modulação seno-triângulo do conversor de quatro braços convencional (lado esquerdo) e do inversor fonte-Z com quatro braços (lado direito)

$$v_{\mu}^* = E \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (2.74)$$

onde $v_{\max}^* = \max V$ e $v_{\min}^* = \min V$; onde $V = \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$.

Esta expressão foi derivada usando a mesma aproximação empregada para obter uma modulação PWM considerando um inversor convencional [48], [9].

O valor médio das tensões v_{a0}^* , v_{b0}^* , v_{c0}^* and v_{d0}^* [ver equações (2.70) - (2.73)] precisa ser igual ao valor médio das tensões de pólo v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} and v_{d0} , isso significa que:

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v_{j0}^*(\tau) d\tau = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v_{j0}(\tau) d\tau, \quad j = a, b, c, d. \quad (2.75)$$

Reescrevendo (2.75) e assumindo v_{j0}^* ($j = a, b, c$ e d) constante em todo período de modulação, tem-se:

$$v_{j0}^* = \left[\frac{E}{2} \left(\tau_{j1} - \frac{\tau_o}{4} \right) - \frac{E}{2} (\tau - \tau_{j1}) \right] \frac{1}{\tau} \quad (2.76)$$

$$v_{j0}^* = \left[\frac{E}{2} (\tau_{j2}) - \frac{E}{2} \left(\tau - \tau_{j2} - \frac{\tau_o}{4} \right) \right] \frac{1}{\tau} \quad (2.77)$$

De (2.76) - (2.77) é possível calcular os intervalos de tempos τ_{j1} e τ_{j2} , isto é,

$$\tau_{j1} = \left(\frac{v_{j0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) \tau + \frac{\tau_o}{8} \quad (2.78)$$

$$\tau_{j2} = \left(\frac{v_{j0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) \tau - \frac{\tau_o}{8} \quad (2.79)$$

A Fig. 2.30 mostra os sinais que precisam ser aplicados em cada chave (q_{j1} e q_{j2} para o braço j com $j = a, b, c, d$) do conversor para gerar as tensões de pólo da Fig. 2.29. As Figs. 2.30(a), 2.30(b), 2.30(c) e 2.30(d) ilustram as variáveis usadas para definir os tempos de condução dos braços a, b, c e d , respectivamente. Para garantir que este método gere para o conversor Z os mesmos vetores ativos de um inversor convencional, como observado na Fig. 2.29, os intervalos de tempo de $\tau_{a1}, \tau_{a2}, \tau_{b1}, \tau_{b2}, \tau_{c1}, \tau_{c2}, \tau_{d1}$ e τ_{d2} necessitam ser compensados como segue:

$$\tau'_{a1} = \tau_{a1} + \frac{3\tau_o}{8}; \tau'_{a2} = \tau_{a2} + \frac{3\tau_o}{8} \quad (2.80)$$

$$\tau'_{b1} = \tau_{b1} + \frac{\tau_o}{8}; \tau'_{b2} = \tau_{b2} + \frac{\tau_o}{8} \quad (2.81)$$

$$\tau'_{c1} = \tau_{c1} - \frac{\tau_o}{8}; \tau'_{c2} = \tau_{c2} - \frac{\tau_o}{8} \quad (2.82)$$

$$\tau'_{d1} = \tau_{d1} - \frac{3\tau_o}{8}; \tau'_{d2} = \tau_{d2} - \frac{3\tau_o}{8} \quad (2.83)$$

onde $j = a, b, c, d$.

Este procedimento é válido apenas para a condição apresentada nas Figs. 2.29 e 2.30, onde $v_{a0}^* > v_{b0}^* > v_{c0}^* > v_{d0}^*$. No entanto, esta análise pode ser generalizada usando o conceito de máximo (τ_M), mínimo (τ_m), intermediário 1 (τ_I) e intermediário 2 (τ_i). Para o caso particular mostrado nas Figs. 2.29 e 2.30, a ordem é $\tau_M = \tau_a, \tau_I = \tau_b, \tau_i = \tau_c$ e $\tau_m = \tau_d$. Substituindo-se (2.78) - (2.79) em (2.80) - (2.83) e reescrevendo de forma generalizada, tem-se:

$$\tau'_{M1} = \tau_{M1} + \frac{\tau_o}{2} \quad (2.84)$$

$$\tau'_{M2} = \tau_{M2} + \frac{\tau_o}{4} \quad (2.85)$$

$$\tau'_{I1} = \tau_{I1} + \frac{\tau_o}{4} \quad (2.86)$$

$$\tau'_{I2} = \tau_{I2} \quad (2.87)$$

$$\tau'_{i1} = \tau_{i1} \quad (2.88)$$

$$\tau'_{i2} = \tau_{i2} - \frac{\tau_o}{4} \quad (2.89)$$

$$\tau'_{m1} = \tau_{m1} - \frac{\tau_o}{4} \quad (2.90)$$

$$\tau'_{m2} = \tau_{m2} - \frac{\tau_o}{2} \quad (2.91)$$

onde $\tau_M = \max\{\tau_a, \tau_b, \tau_c, \tau_d\}$, $\tau_m = \min\{\tau_a, \tau_b, \tau_c, \tau_d\}$ e τ_I é o maior valor intermediário dentre $\{\tau_a, \tau_b, \tau_c, \tau_d\}$.

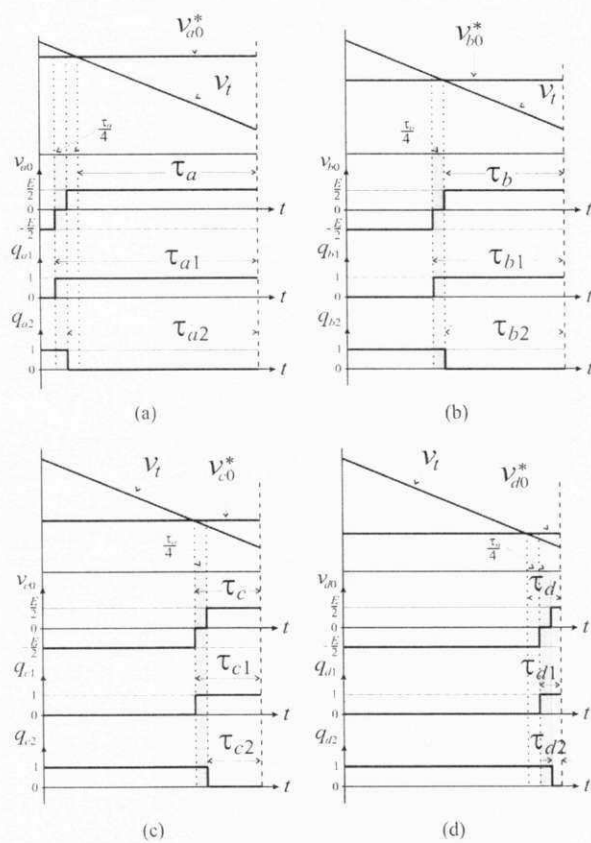


Figura 2.30: Estado das chaves do inversor fonte-Z de quatro braços (a) q_{a1} e q_{a2} (b) q_{b1} e q_{b2} (c) q_{c1} e q_{c2} (d) q_{d1} e q_{d2}

As equações (2.84) - (2.91) representam os intervalos de tempo que devem ser aplicados as chaves (superior e inferior) de cada um dos braços do inversor fonte Z trifásico de dois níveis. Como pode ser visto na Fig. 2.31, estas equações aplicam os tempos de curto-circuito já fazendo a compensação dos vetores ativos de forma que os mesmos permaneçam inalterados. Essas equações são válidas apenas para o caso da modulação contínua, ou seja, $\mu = 0.5$. A aplicação da modulação descontínua ao inversor Z de dois níveis com três braços, será discutido a seguir.

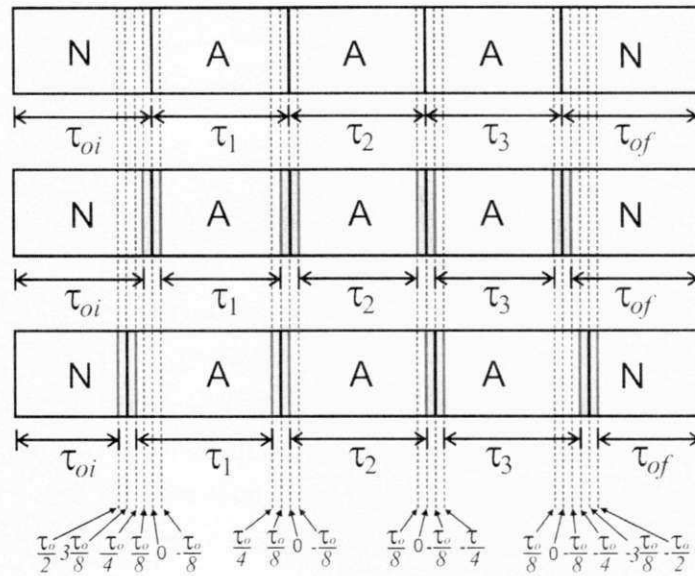


Figura 2.31: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0.5$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos

Modulação Descontínua

Da mesma forma que foi feito para o inversor Z de três braços, a modulação descontínua pode ser empregada para o controle do inversor fonte Z com quatro braços, desde que seja feita uma compensação adequada dos vetores ativos. Veja na Fig. 2.32 para $\mu = 0$ que há três transições de vetores, no qual pode ser inserido três tempos de curto-circuito de $\tau_o/3$. Percebe-se que o deslocamento da compensação, diferentemente do caso de $\mu = 0.5$ é feita toda para esquerda, já que neste caso o vetor nulo está todo situado à esquerda dos vetores ativos.

As equações (2.84) - (2.91), necessitam serem modificadas para aplicação no caso de $\mu = 0$. Reescrevendo essas equações tem-se que

$$\tau'_{M1} = \tau_{M1} + \tau_o \quad (2.92)$$

$$\tau'_{M2} = \tau_{M2} + \frac{2\tau_o}{3} \quad (2.93)$$

$$\tau'_{I1} = \tau_{I1} + \frac{2\tau_o}{3} \quad (2.94)$$

$$\tau'_{I2} = \tau_{I2} + \frac{\tau_o}{3} \quad (2.95)$$

$$\tau'_{i1} = \tau_{i1} + \frac{\tau_o}{3} \quad (2.96)$$

$$\tau'_{i2} = \tau_{i2} \quad (2.97)$$

$$\tau'_{m1} = \tau_{m1} \quad (2.98)$$

$$\tau'_{m2} = \tau_{m2} \quad (2.99)$$

As equações (2.92) - (2.99) representam os intervalos de tempo que devem ser aplicados as chaves (superior e inferior) de cada um dos braços do inversor fonte Z com quatro braços. Como pode ser visto na Fig. 2.32, estas equações aplicam os tempos de curto-circuito já fazendo a compensação dos vetores ativos de forma que os mesmos permaneçam inalterados.

Para $\mu = 1$, Fig. 2.33, é feito de forma semelhante ao caso $\mu = 0$. Da mesma forma possui três transições de vetores, no entanto o descolamento da compensação é realizado para direita, já que o vetor nulo está completamente situado à direita dos vetores ativos.

Reescrevendo (2.84) - (2.91) para aplicação no caso de $\mu = 1$, tem-se que

$$\tau'_{M1} = \tau_{M1} \quad (2.100)$$

$$\tau'_{M2} = \tau_{M2} \quad (2.101)$$

$$\tau'_{I1} = \tau_{I1} \quad (2.102)$$

$$\tau'_{I2} = \tau_{I2} - \frac{\tau_o}{3} \quad (2.103)$$

$$\tau'_{i1} = \tau_{i1} - \frac{\tau_o}{3} \quad (2.104)$$

$$\tau'_{i2} = \tau_{i2} - \frac{2\tau_o}{3} \quad (2.105)$$

$$\tau'_{m1} = \tau_{m1} - \frac{2\tau_o}{3} \quad (2.106)$$

$$\tau'_{m2} = \tau_{m2} - \tau_o \quad (2.107)$$

Como pode ser visto na Fig. 2.33, estas equações aplicam os tempos de curto-circuito já fazendo a compensação dos vetores ativos de forma que os mesmos permaneçam inalterados.

Implementação de Software

O procedimento para obter resultados equivalentes ao PWM vetorial com a implementação do escalar consiste em:

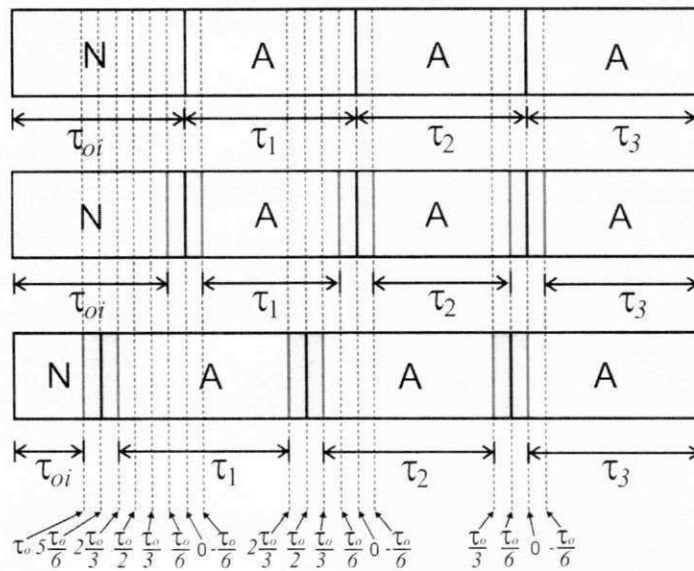


Figura 2.32: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos

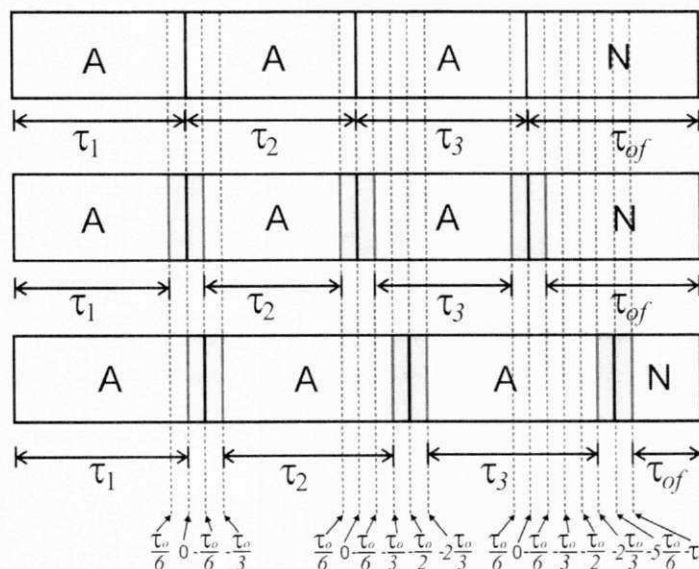


Figura 2.33: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 1$: (superior) inversor convencional (meio) aplicação dos tempos de curto-circuito sem compensação dos vetores ativos (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito com compensação dos vetores ativos

- (1) Definir as tensões de pólo de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* ;
- (2) Selecionar o valor desejado de μ e calcular v_μ^* a partir de (2.74);
- (3) Calcular v_{a0}^* , v_{b0}^* , v_{c0}^* e v_{d0}^* através de (2.70) - (2.73);
- (4) Ordenar pela magnitude dos intervalos de tempo calculados para obter τ_M , τ_I , τ_i e τ_m ;
- (5) Calcular τ'_{j1} e τ'_{j2} ($j = a, b, c, d$) com (2.84) - (2.91) para modulação contínua ($\mu = 0.5$), com (2.92) - (2.99) para $\mu = 0$ ou com (2.100) - (2.107) para o caso $\mu = 1$;
- (6) Programar os quatro tempos de acionamentos associados a cada fase utilizando os valores de τ'_{j1} e τ'_{j2} ($j = a, b, c, d$).

2.4.2 Resultados de Simulação

O comportamento do inversor Z de dois níveis com quatro braços utilizando a modulação PWM híbrida proposta, foi estudado através de um programa de simulação. Estes resultados foram obtidos considerando a modulação contínua ($\mu = 0.5$) e a modulação descontínua para os casos $\mu = 0$, $\mu = 1$, $\mu = \text{variação } 1$, $\mu = \text{variação } 2$, $\mu = \text{variação } 3$ e $\mu = \text{variação } 4$, com os parâmetros definidos na Tabela 2.1.

Como base de comparação, na Fig. 2.34 são vistos os resultados sem elevação da tensão de entrada, onde Fig. 2.34(a), Fig. 2.34(b) e Fig. 2.34(c), apresentam respectivamente: tensão de linha, tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 e as correntes trifásicas. Repare na Fig. 2.34(b) que a tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 estão sobrepostas indicando que o inversor Z está operando como um inversor convencional.

Os resultados com a utilização da função *boost* são apresentados nas Figuras 2.35 - 2.41, primeiramente mostra-se o funcionamento do inversor Z de dois níveis com três braços utilizando modulação contínua ($\mu = 0.5$), Fig. 2.35, em seguida é apresentado os seis casos de modulação descontínua citados acima. Cada figura apresenta respectivamente: (a) tensão de referência, (b) o padrão de chaveamento utilizado, (c) tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (d) tensão de modo-comun (e) tensão de linha e (f) correntes trifásicas.

A tensão de barramento utilizada no inversor e o tempo de curto-circuito é respectivamente: $V_0 = 100V$ e $\tau_o = 0.2 \cdot \tau$, Tab. 2.1. Substituindo esses dados em (2.29), determina-se a tensão nos capacitores da malha Z sob essas condições, cujo valor de forma aproximada é $v_{C1} = v_{C2} = 133.33$. Portanto, a expectativa é que para todos os casos da modulação empregada as tensões nos capacitores tenham aproximadamente este valor.

Veja que além da elevação das tensões nos capacitores estarem próximos do valor previsto, as tensões de linha e as correntes de fase notadamente apresenta um maior valor se comparadas com a Fig. 2.34.

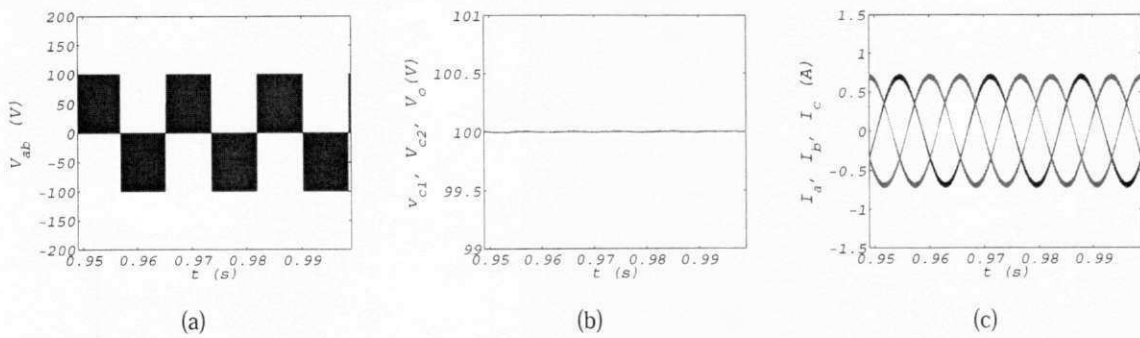


Figura 2.34: Resultados de simulação do inversor Z de dois níveis com quatro braços, sem *boost*. (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada *CC* e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas

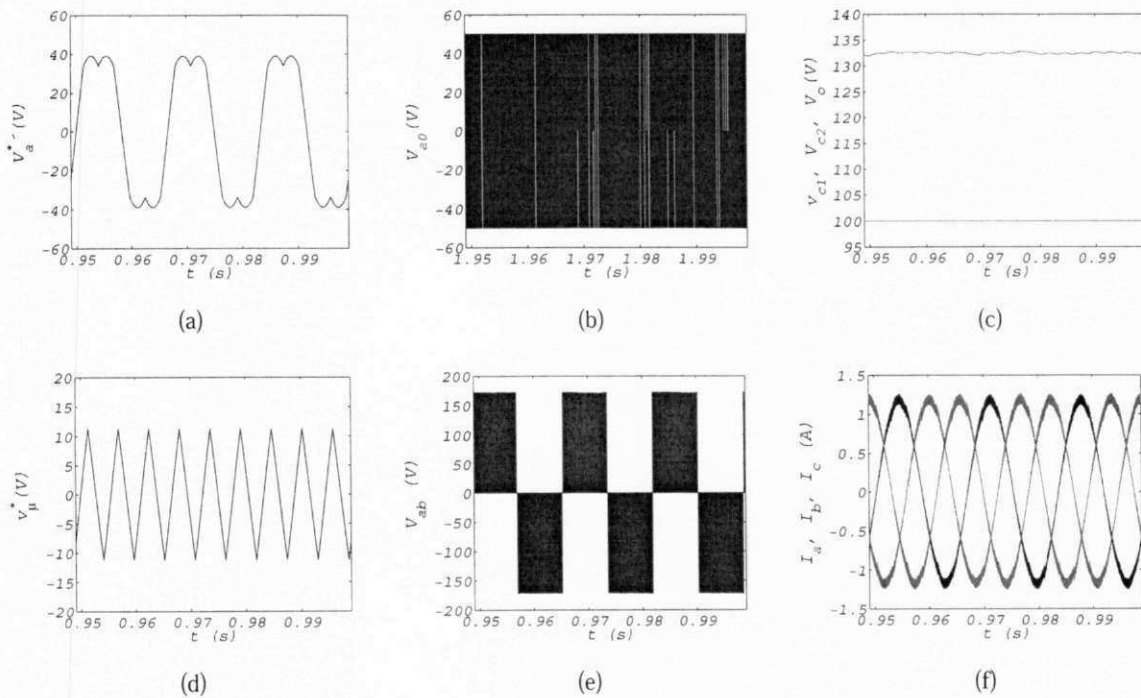


Figura 2.35: Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

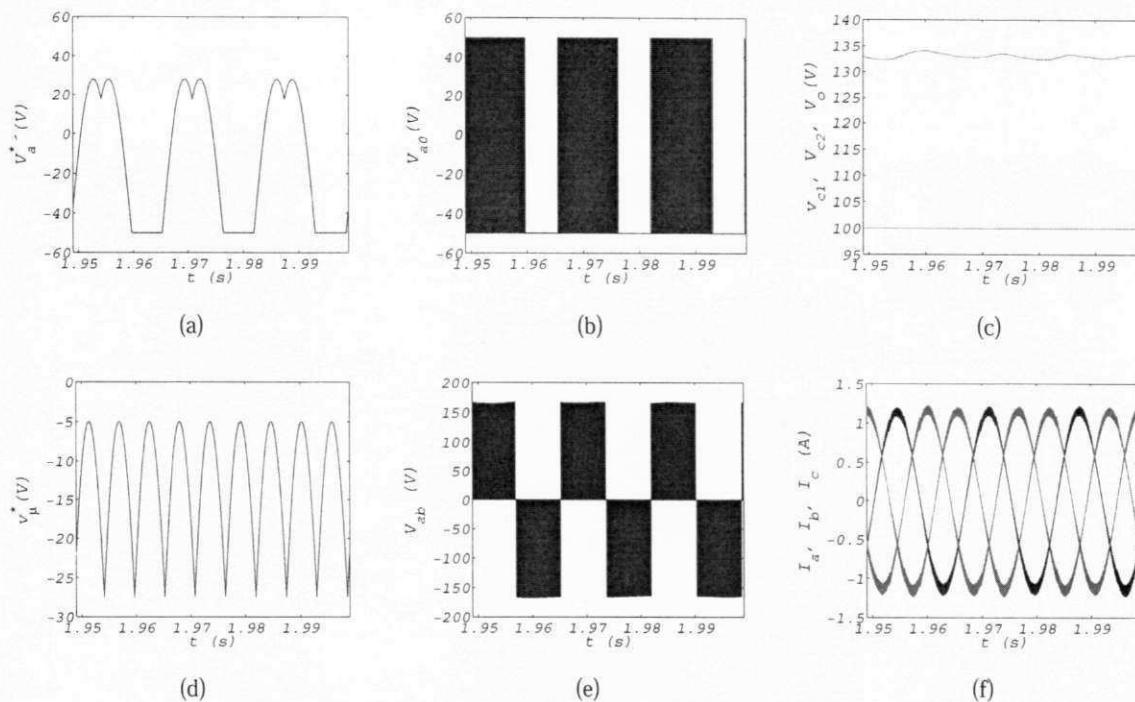


Figura 2.36: Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

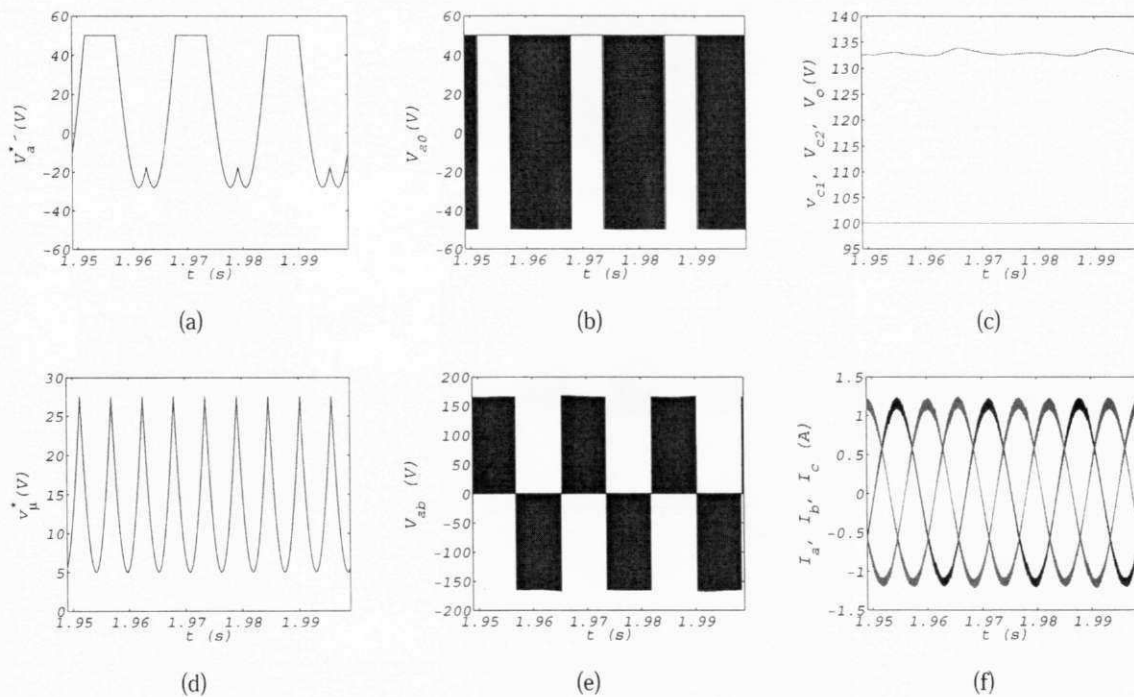


Figura 2.37: Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

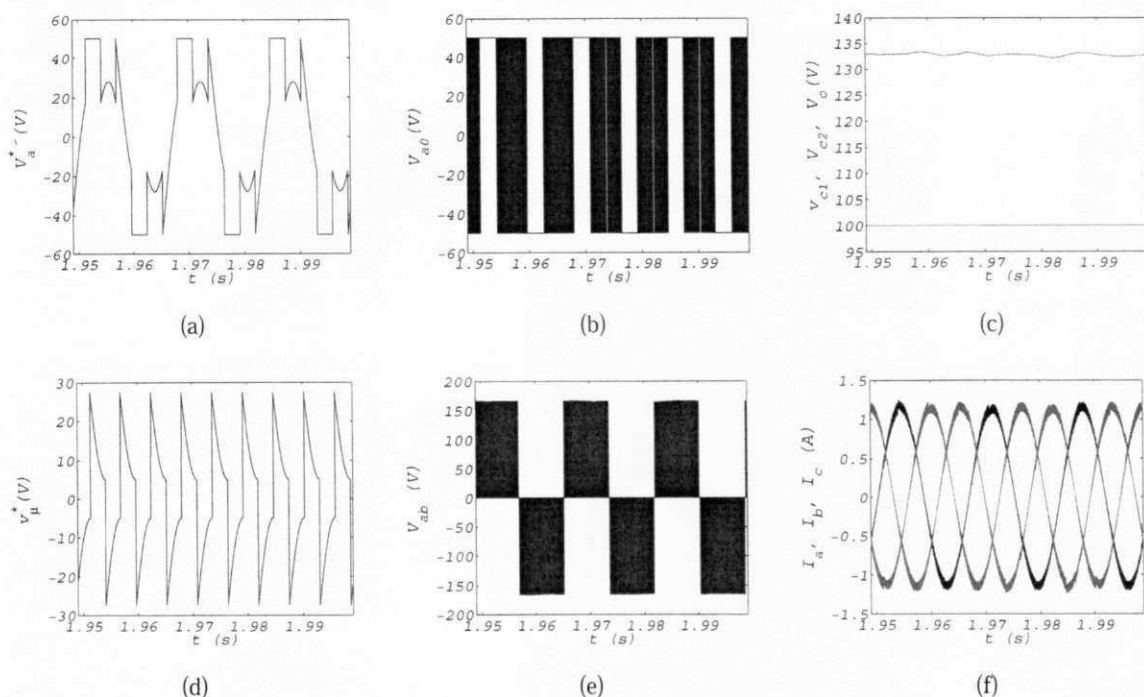


Figura 2.38: Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

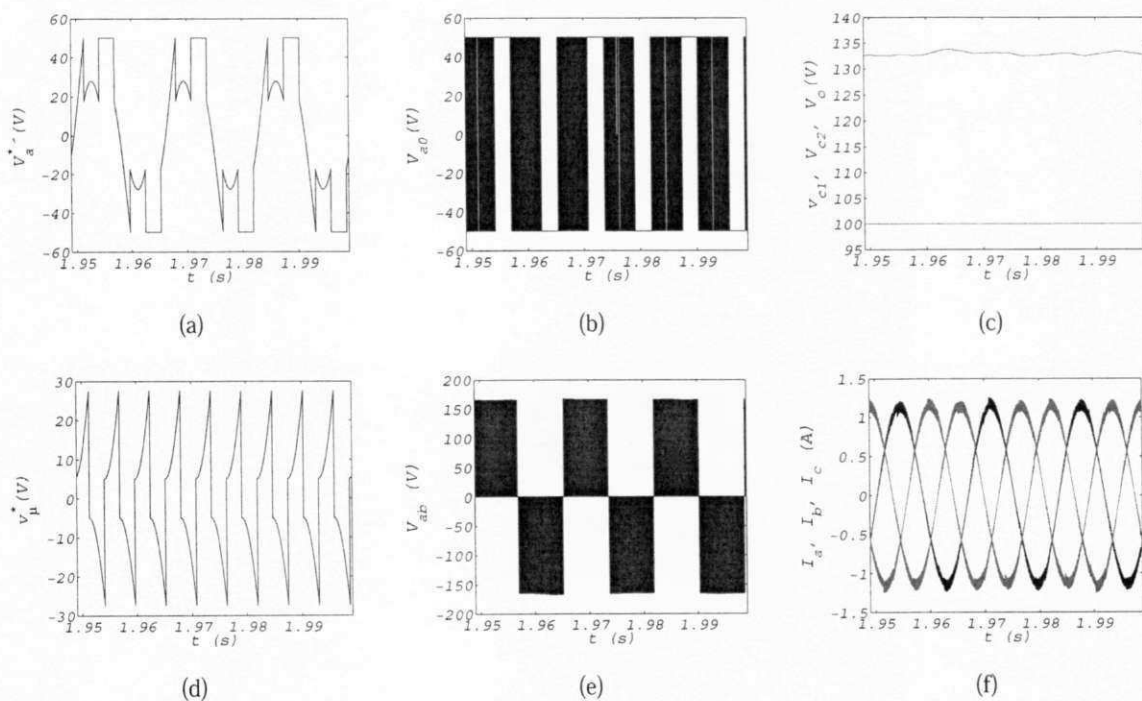


Figura 2.39: Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 2$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

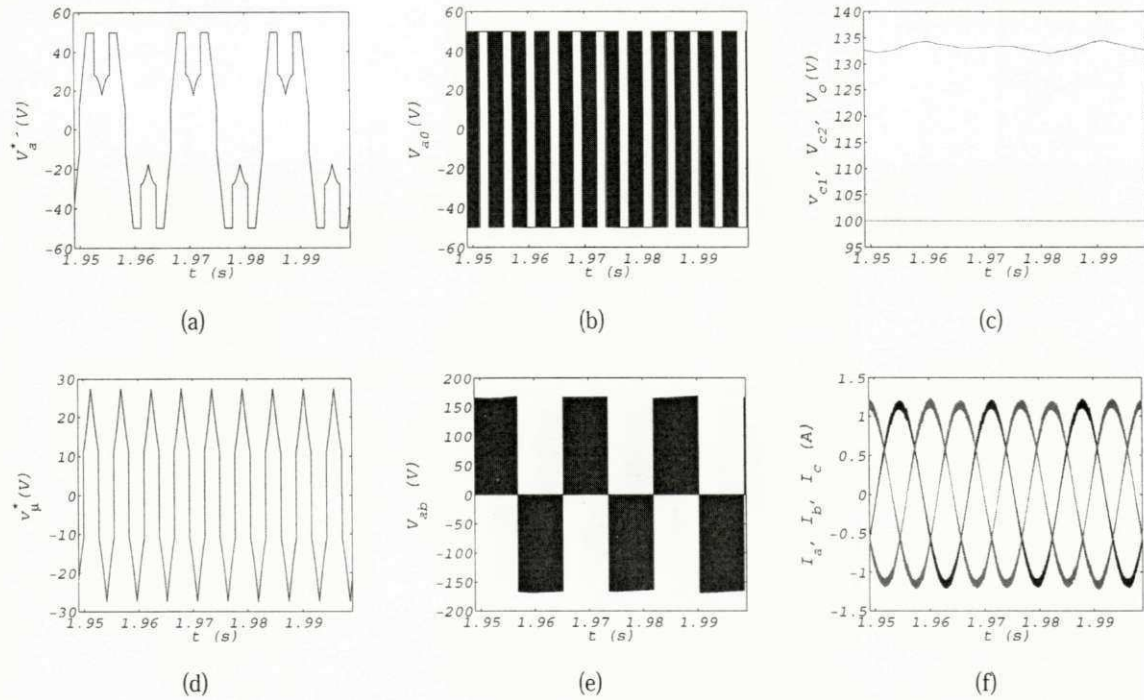


Figura 2.40: Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 3$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

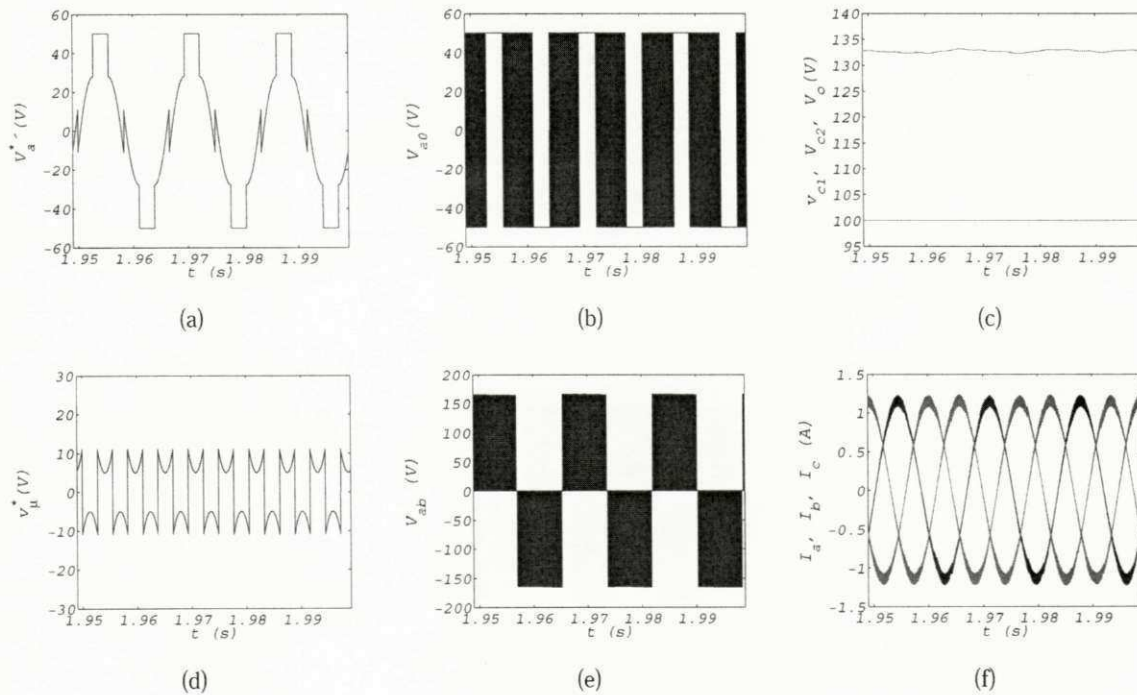


Figura 2.41: Resultados do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 4$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) padrão do chaveamento (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

2.4.3 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental controlado pelo processador digital de sinais TMS320F28335. Os resultados foram obtidos utilizando os mesmos parâmetros da tabela 2.1.

Os resultados experimentais para o caso sem elevação da tensão de entrada (sem *boost*) são apresentados na Figura 2.42. As curvas mostradas nessas figuras são: (a) tensão de linha, (b) correntes trifásicas e (c) tensão de entrada CC e tensões nos capacitores C_1 e C_2 , de onde percebe-se que a tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 estão sobrepostas, indicando que não houve elevação da tensão do barramento. Nas Figuras 2.43 - 2.49 observa-se os resultados para a modulação contínua ($\mu = 0.5$) e a modulação descontínua para os casos de $\mu = 0$, $\mu = 1$, $\mu = \text{variação } 1$, $\mu = \text{variação } 2$, $\mu = \text{variação } 3$ e $\mu = \text{variação } 4$.

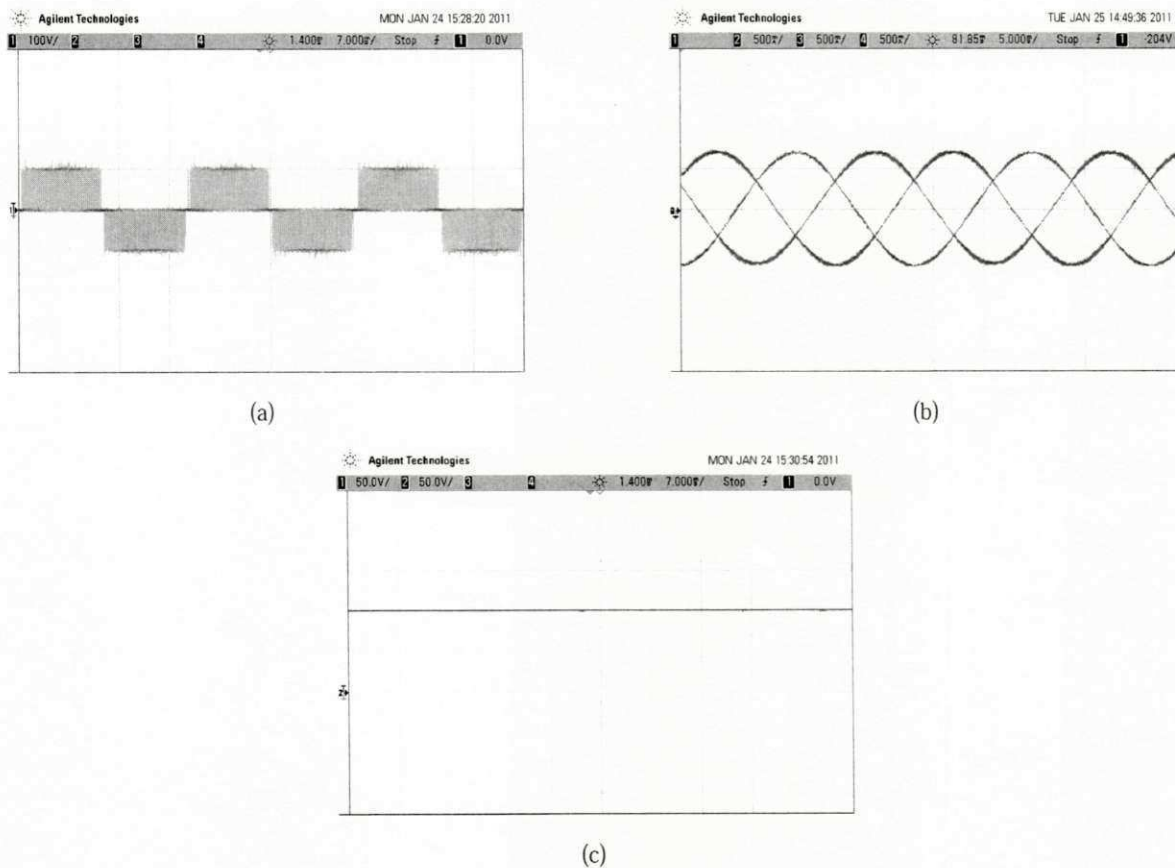
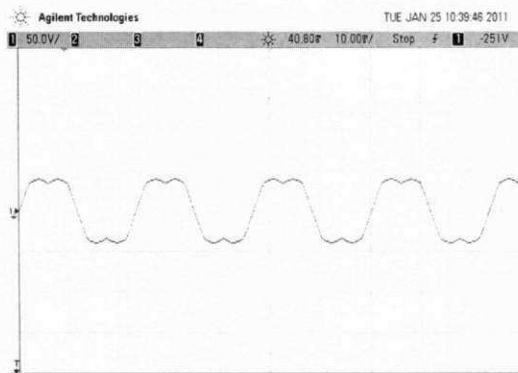
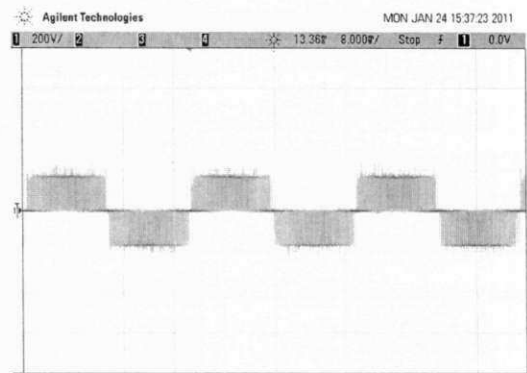


Figura 2.42: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços, sem *boost*. (a) tensão de fase (100 V/Div) (b) correntes trifásicas (500 mA/Div) (c) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

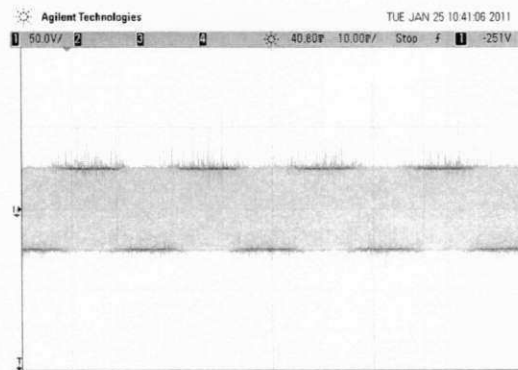
As correntes trifásicas não apresentam distorções, indicando que as compensações dos vetores ativos foram feitas de forma correta, respeitando a relação volt/segundo imposta pela equação 2.34. Desses resultados, juntamente com os resultados de simulação percebe-se que a estratégia PWM aplicada ao inversor fonte-Z garante a função *boost* do sistema.



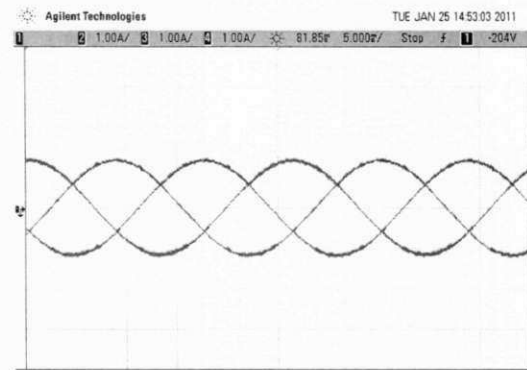
(a)



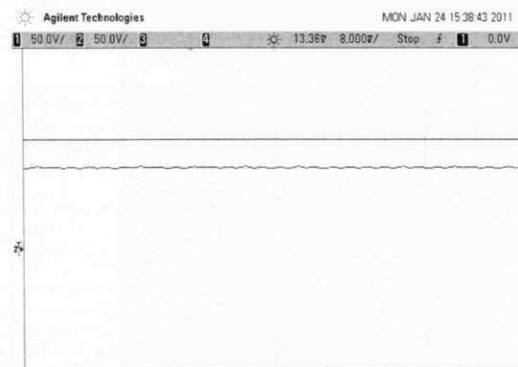
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 2.43: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

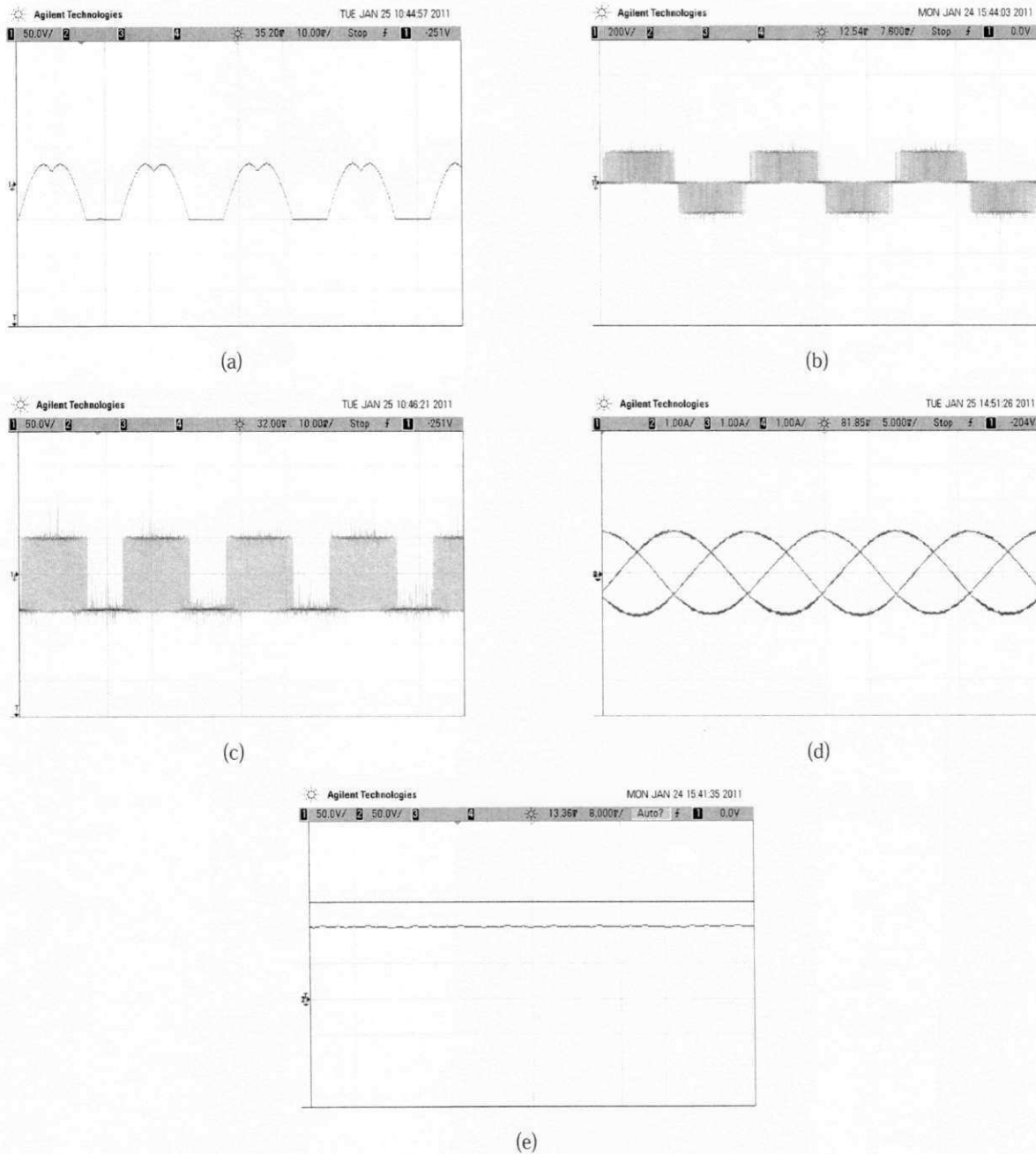


Figura 2.44: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 0$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

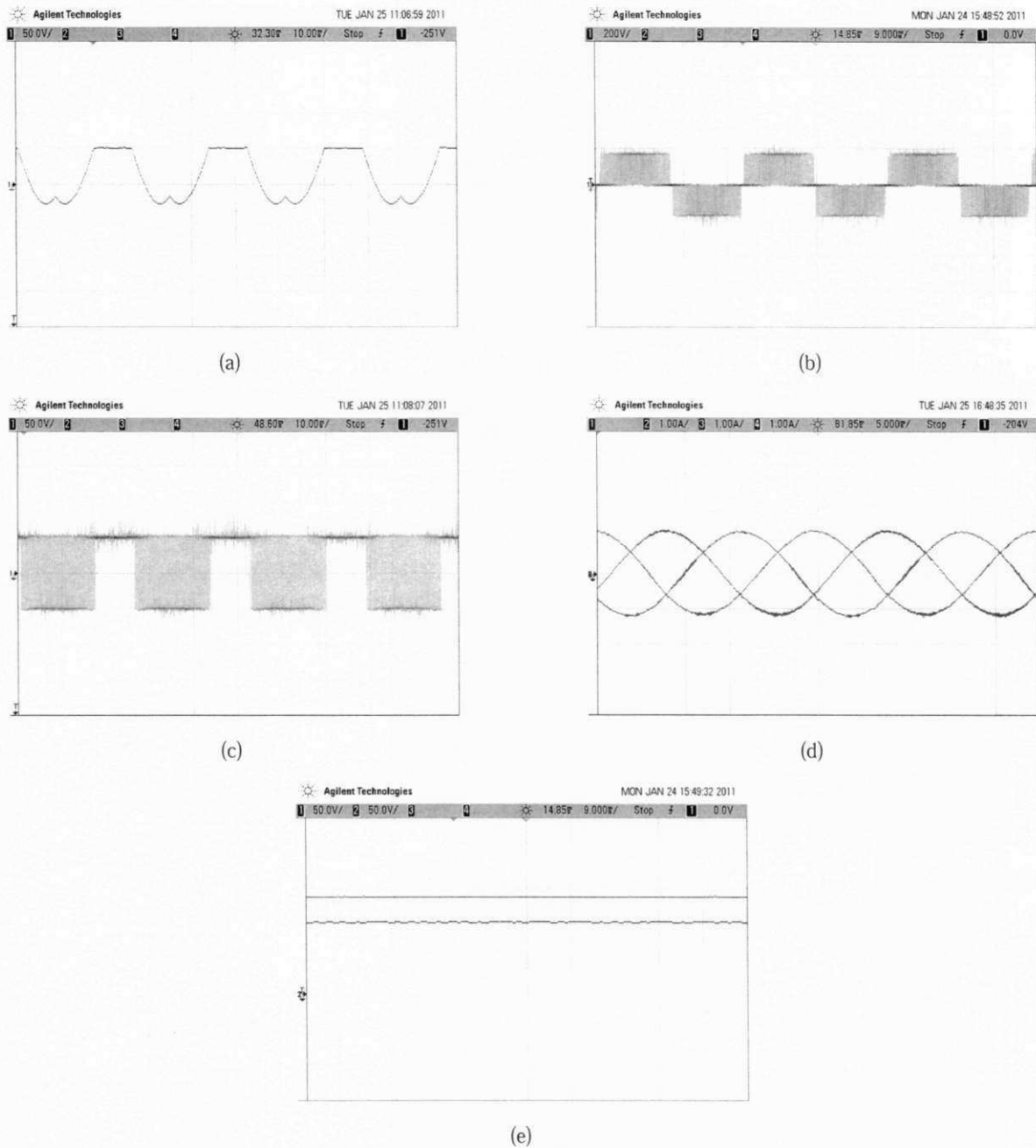


Figura 2.45: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada *CC* e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

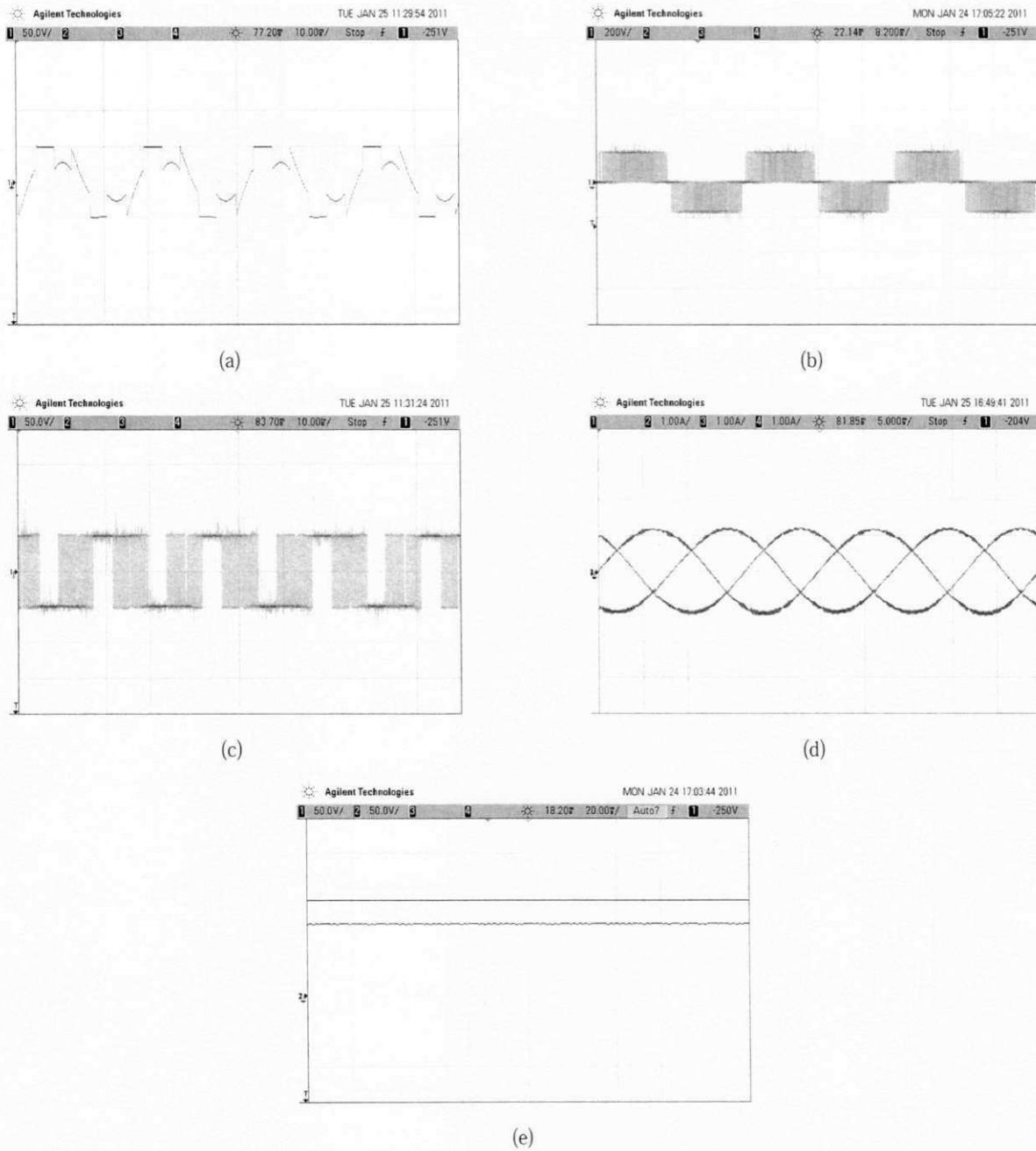


Figura 2.46: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada *CC* e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

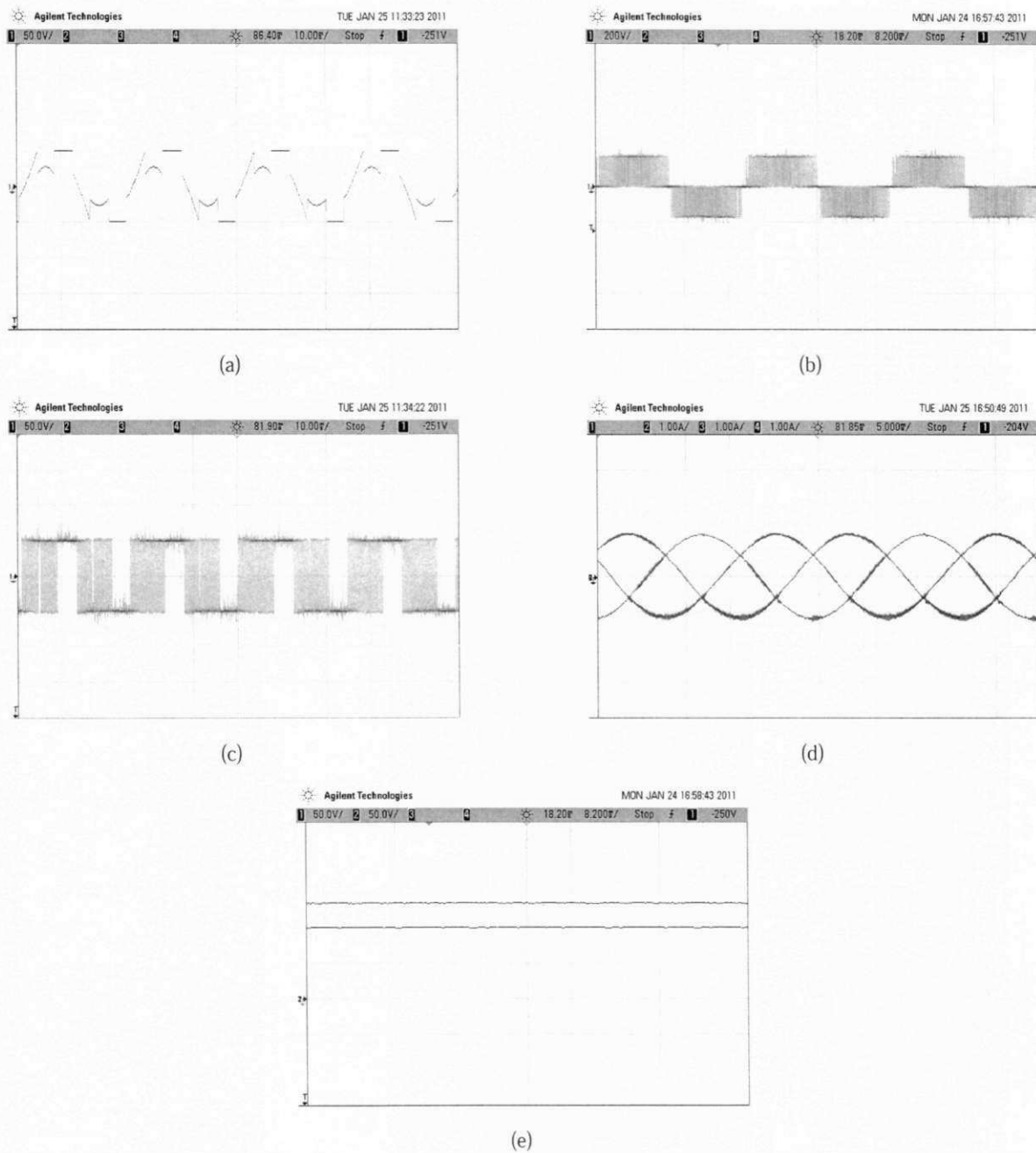


Figura 2.47: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 2$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

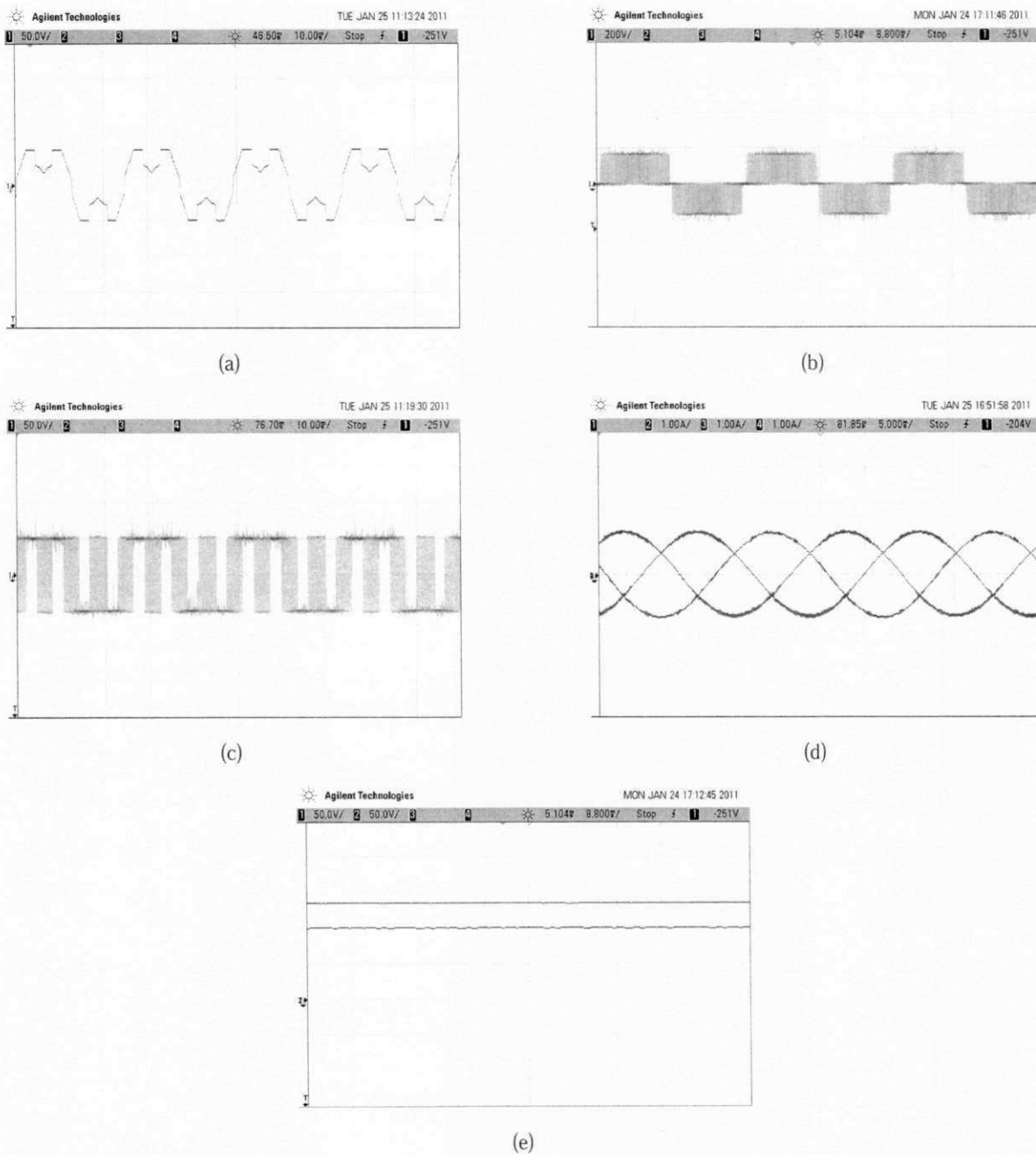


Figura 2.48: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 3$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada CC e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

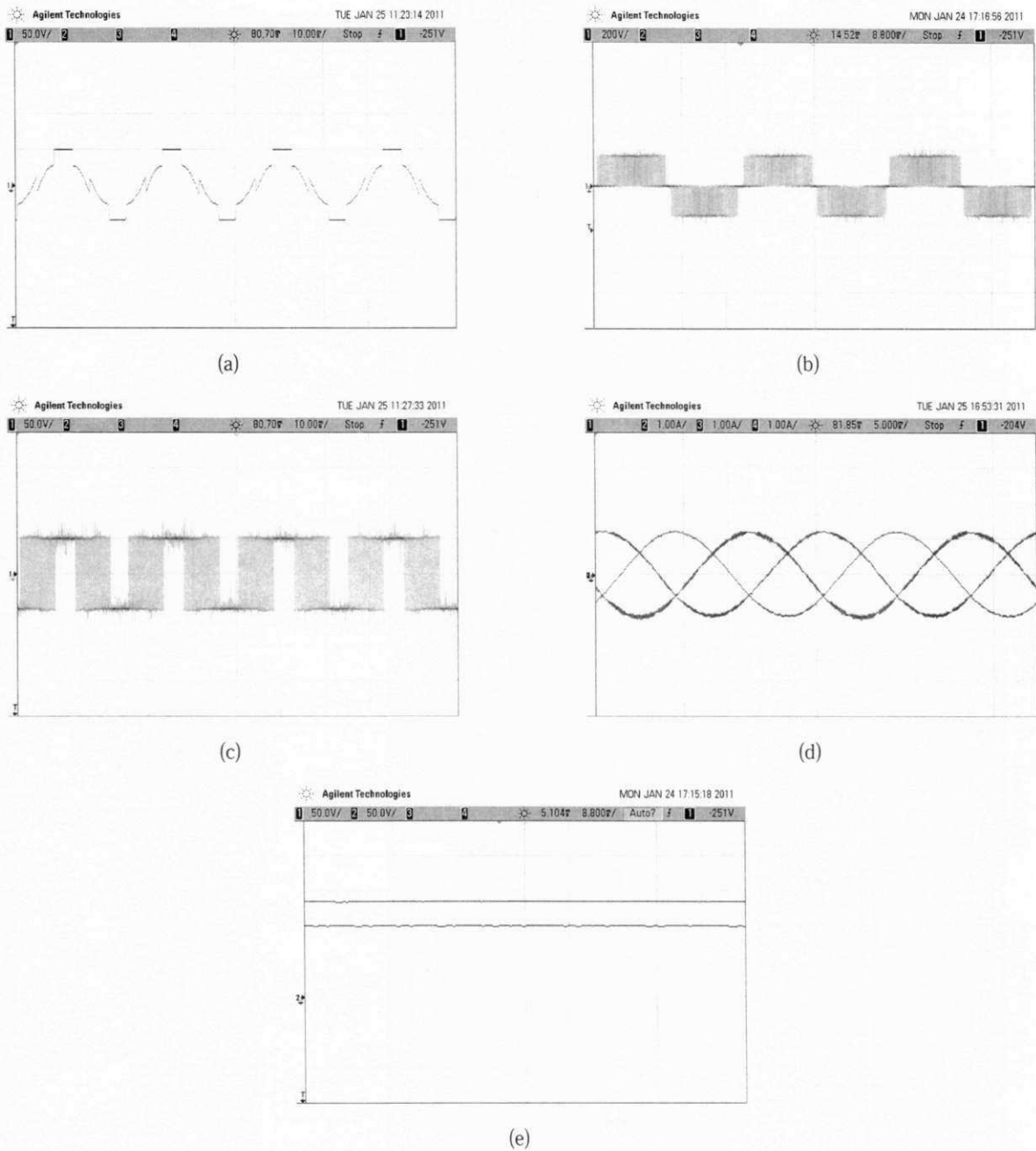


Figura 2.49: Resultados experimentais do inversor Z de dois níveis com quatro braços ($\mu = \Delta 4$), com *boost*. (a) tensão de referência (50 V/Div) (b) tensão de fase (200 V/Div) (c) padrão do chaveamento (50 V/Div) (d) correntes trifásicas (1 A/Div) (e) tensão de entrada *CC* e nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

2.5 Conclusões

Neste capítulo foi feito o estudo da aplicação da técnica PWM híbrida em duas topologias de inversores Z de dois níveis. Primeiramente foi investigado um inversor com três braços, em seguida foi estudado um inversor que possui quatro braços. Ambas as topologias utiliza uma malha indutivo - capacitiva composta de dois capacitores e dois indutores que conecta a fonte de tensão CC ao inversor.

Para que o inversor Z funcione de forma adequada, além dos vetores ativos e nulos empregados nos inversores convencionais, um vetor de curto-circuito é utilizado, quando os terminais da carga são curto-circuitados através das duas chaves (superior e inferior) de um dos braços, de dois dos braços ou ainda dos três braços do inversor.

A relação volt-segundo ao acrescentar os vetores de curto-circuito deve permanecer inalterada e semelhante aquela antes da aplicação. Ao serem aplicados os tempos de curto-circuito, deve ser feita uma compensação de maneira que estes vetores sejam deslocados para o interior dos vetores nulos e dessa maneira, não afetando os vetores ativos, gerando assim uma correta conversão, sem acrescentar distorções aos sinais na saída dos conversores. Verificou-se que é possível a implementação de modulações descontínuas nos inversores fonte Z de dois níveis, desde que seja feita uma correta compensação dos vetores ativos, já que por exemplo para os casos particulares onde $\mu = 0$ e $\mu = 1$ os vetores nulos são distribuídos apenas no início ou no fim em cada período de modulação, diferentemente do caso $\mu = 0.5$ onde os vetores são dispostos no início e no fim do período. Desse modo, a compensação utilizada na modulação contínua não aplica-se à modulação descontínua, que por sua vez possui compensações diferentes entre seus casos possíveis.

Em virtude da compensação dos vetores ativos que é feita deslocando os tempo de curto-circuito ou vetores de curto-circuito para o interior dos vetores nulos, a quantidade de tempo de curto-circuito empregado fica limitado pelos vetores nulos, que por sua vez é determinado pelo índice de modulação. Para se ter um maior ganho é necessário reduzir o índice de modulação. No entanto quanto mais se reduz o índice de modulação, há um aumento no conteúdo harmônico, uma vez que a tensão de saída na frequência fundamental possui uma relação linear com o índice de modulação. Dessa forma é necessário uma análise do que seja mais importante em cada aplicação, um maior ganho de tensão ou um melhor conteúdo harmônico.

Capítulo 3

Inversor Z de Três Níveis

3.1 Introdução

Nos inversores convencionais de dois níveis, a redução do conteúdo harmônico nas formas de onda de saída é obtida, principalmente, com o aumento da frequência de comutação [2]. Contudo, em aplicações de média e alta tensão, utilizando interruptores adequados, a frequência de comutação dos semicondutores para estes inversores deve então ser limitada devido ao aumento significativo das perdas de comutação e da interferência eletromagnética gerada pelo inversor. Com base nestes aspectos, as topologias de inversores multiníveis estão substituindo as estruturas de dois níveis em aplicações de média e alta tensão e potência [54].

As estruturas de inversores multiníveis possibilitam o controle de níveis maiores de tensão e potência máxima suportáveis pelos interruptores, geram uma menor distorção por harmônicos nos sinais de saída já que possuem um número maior de níveis para compor o sinal modulado, ou possibilita operar o inversor em frequências de comutação mais baixas, porém com a mesma qualidade de um inversor convencional de dois níveis operando em frequência elevada, com isso pode-se diminuir as perdas por comutação e a interferência eletromagnética gerada pelo inversor. Por tudo isto, a demanda pelas topologias de conversores multiníveis vem crescendo nas últimas décadas.

Em [55], foi proposto uma topologia que une as vantagens do inversor multinível com os atributos e potencialidades do inversor fonte Z. Trata-se de um inversor de três níveis com diodos de grampeamento utilizando duas malhas indutivo - capacitivas, substituindo o tradicional barramento CC composto por dois capacitores em série, Fig. 3.1.

Neste capítulo, é feito o estudo da aplicação da modulação PWM híbrida no inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento. A estratégia de modulação proposta em [2] para inversores multiníveis é estendida para aplicação em inversores Z multiníveis.

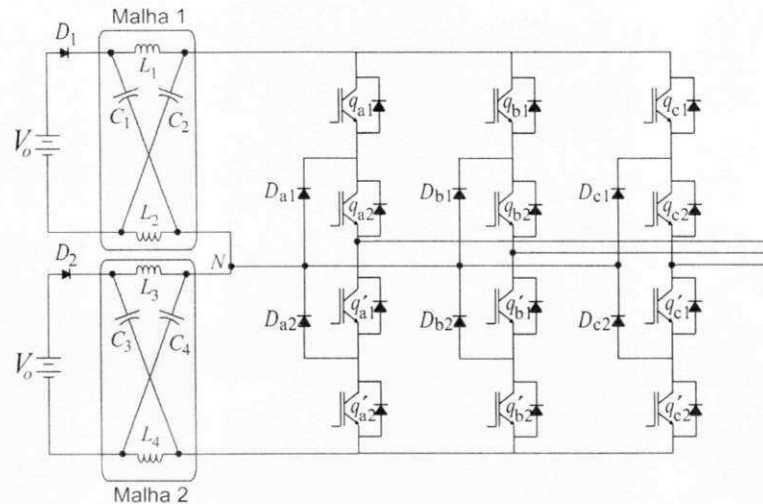


Figura 3.1: Inversor fonte Z de três níveis com diodos de grameamento.

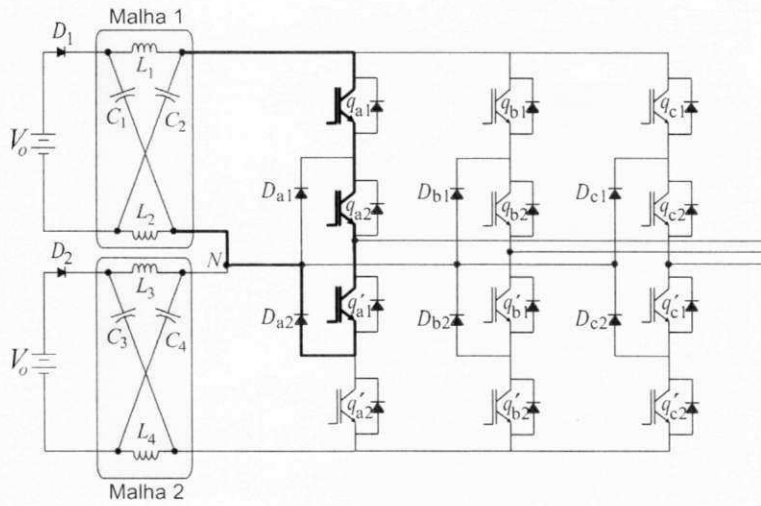
3.2 Princípio de Operação do Inversor Z de Três Níveis

O inversor Z de três níveis com diodos de grameamento da Fig. 3.1 usa duas malhas indutivo-capacitivas que conectam o conversor a duas fontes CC isoladas. Ao contrário dos inversores Z de dois níveis, os tempos de curto-circuito não são deslocados para o interior dos vetores nulos como forma de fazer a compensação dos vetores ativos, primeiro porque para altos índices de modulação, os inversores multiníveis não apresentam vetores nulos, segundo porque ao se efetuar um curto-circuito em uma das malhas, o vetor correspondente no momento anterior ao da aplicação, não é alterado na ocasião do curto.

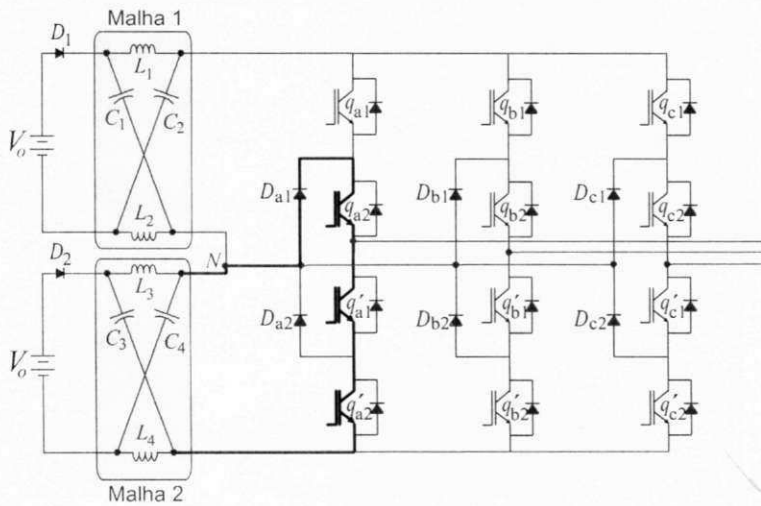
Para realização do *boost*, ora é fechado um curto-circuito na malha 1, Fig. 3.2 (a), ora é fechado um curto-circuito na malha 2, Fig. 3.2 (b). Para realização do *boost* utilizando a malha 1, as chaves q_{x1} , q_{x2} e q'_{x1} são acionadas forçando o diodo D_{x2} a conduzir. Já para realização do *boost* utilizando a malha 2, as chaves q_{x2} , q'_{x1} , e q'_{x2} são acionadas forçando o diodo D_{x1} a conduzir, onde $x = \{a, b, c\}$. No processo do *boost* da tensão, as duas malhas não podem ser curto-circuitadas simultaneamente, pois acarretaria em um mau funcionamento do inversor e estes curto-circuitos devem, preferencialmente, ser feitos em intervalos de tempo iguais evitando um desbalanceamento na entrada do inversor.

Na Fig. 3.3(a) pode ser visto o circuito equivalente do inversor Z visto do barramento CC . Na Fig. 3.3(b) pode ser observado o circuito equivalente do inversor quando o mesmo funciona como um inversor convencional, no caso, o inversor pode ser representado por uma fonte de corrente. A ponte inversora é equivalente a um curto-circuito quando um vetor de curto-circuito é empregado, Fig. 3.3(c) e 3.3(d). Percebe-se que o inversor pode também ser representado por uma fonte de corrente de valor zero enquanto está sendo aplicado um curto-circuito.

A análise matemática da malha Z realizada no capítulo anterior para o inversor de dois níveis, também é válida para o inversor Z de três níveis.



(a)



(b)

Figura 3.2: Exemplo de curto-circuito aplicado ao inversor Z NPC (a) curto-circuito na malha 1
(b) curto-circuito na malha 2

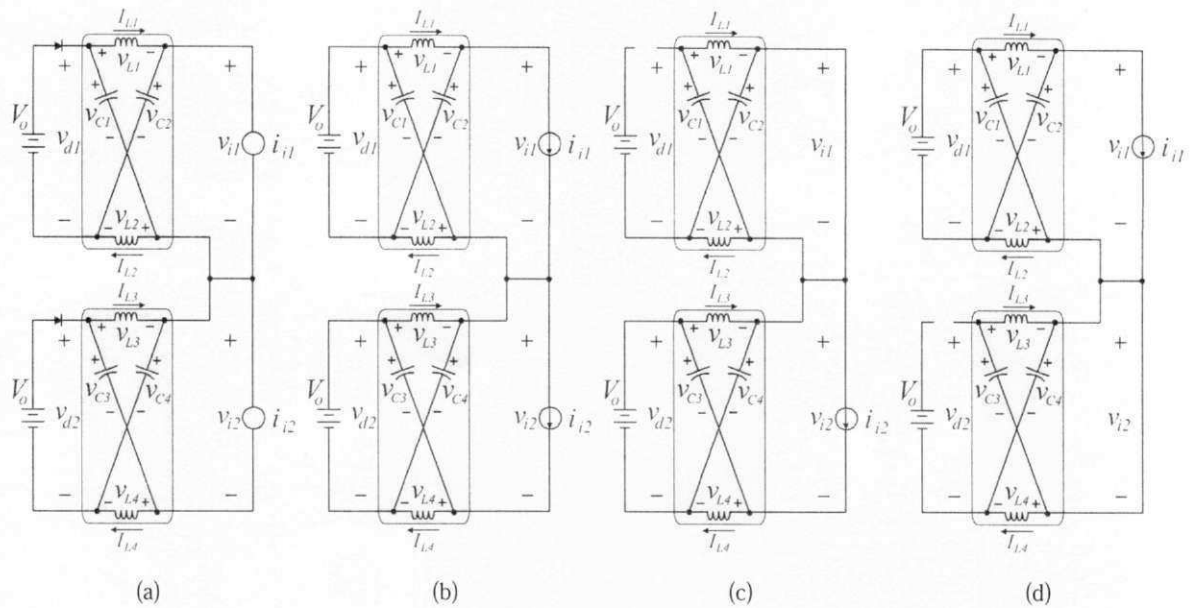


Figura 3.3: Circuito equivalente do inversor Z de três níveis (a) circuito equivalente visto do barramento CC (b) circuito equivalente quando o inversor funciona como um convencional (c) circuito equivalente quando um vetor de curto-circuito é aplicado na malha superior (d) circuito equivalente quando um vetor de curto-circuito é aplicado na malha inferior

3.3 Inversor Z de Três Níveis com Diodos de Grampeamento

3.3.1 Estratégia PWM

Nesta seção o conceito de modulação híbrida utilizado no capítulo anterior é estendido ao inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento.

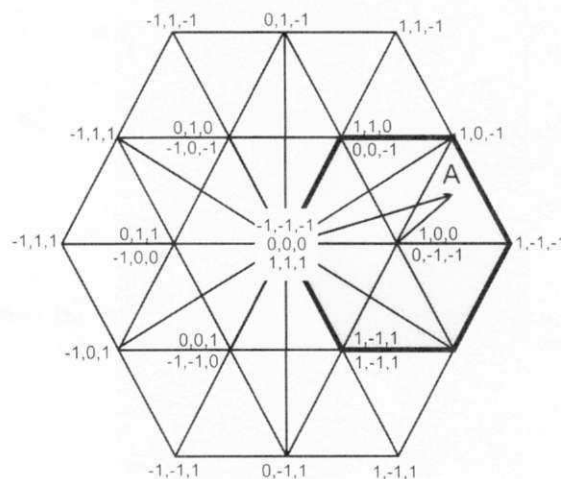


Figura 3.4: Diagrama vetorial do inversor de três níveis.

Para um melhor entendimento do princípio de funcionamento da modulação do inversor Z de

três níveis com diodos de grampeamento comecemos com a análise de um período amostral da modulação. Quando o fasor de referência está localiado no triângulo A no diagrama vetorial (ver Fig. 3.4), tem-se a aplicação dos vetores $\{0, -1, -1\}$, $\{1, -1, -1\}$, $\{1, 0, -1\}$ e $\{1, 0, 0\}$. A sequência de aplicação desses vetores e os estados das chaves decorrente dessa sequência pode ser vista na Fig. 3.8. Para a primeira transição de vetores de $\{0, -1, -1\}$ para $\{1, -1, -1\}$, um tempo de *curto - circuito* pode ser inserido na transição da fase A, $0 \rightarrow 1$ pelo chaveamento $\{q_{a1}, q_{a2}, q'_{a1}, q'_{a2}\} = \{0, 1, 1, 0\}\{1, 1, 1, 0\}\{1, 1, 0, 0\}$, Fig. 3.5. Neste caso, apenas a malha 1 é curto - circuitada e apenas a fase A assume o valor 0, com as fase B e C mantidas em seus valores originais de -1 , dessa forma surge um estado intermediário $\{0, -1, -1\}$, o qual pode ser deslocado para dentro do vetor $\{0, -1, -1\}$. Para a segunda transição de $\{1, -1, -1\}$ para $\{1, 0, -1\}$, nenhum tempo de curto - circuito é inserido na transição $-1 \rightarrow 0$, uma vez que essa inserção corresponde a seguinte sequência de chaveamento: $\{q_{b1}, q_{b2}, q'_{b1}, q'_{b2}\} = \{0, 0, 1, 1\}\{0, 1, 1, 1\}\{0, 1, 1, 0\}$ que irá resultar nas fases B e C curto - circuitadas em zero (0) e a fase A mantida em 1, Fig. 3.6. Com isso surge um estado intermediário $\{1, 0, 0\}$ que não pode ser deslocado nem para o vetor $\{1, -1, -1\}$ e nem para o vetor $\{1, 0, -1\}$, além de não corresponder a nenhum dos vetores que formam o triângulo A. Usando a mesma lógica empregada anteriormente, pode-se verificar que para a terceira transição de vetores de $\{1, 0, -1\}$ para $\{1, 0, 0\}$, um tempo de curto - circuito pode ser inserido na transição $-1 \rightarrow 0$ da fase C, Fig. 3.7. Neste caso apenas a malha 2 é curto - circuitada e apenas a fase C assume valor zero 0, com as fases A e B mantendo seus valores originais de 1 e 0 respectivamente. O estado intermediário pode ser deslocado para o interior do vetor $\{1, 0, 0\}$, como indicado na Fig. 3.8. Portanto, através desta análise, feita em um período de modulação do inversor Z com diodos de grampeamento, nota-se que apenas dois tempos de curto-circuito podem ser inseridos, uma na primeira transição de vetores e outra na terceira e última transição, já que na segunda transição ao efetuar-se um curto-circuito, é alterado o vetor ativo original que estava sendo aplicado. Percebe-se que para se aplicar um tempo de curto-circuito ao inversor Z NPC, o vetor ativo que estavam sendo aplicado deve permanecer inalterado. Por isso não há necessidade de fazer a compensação dos vetores ativos como ocorre com os inversores Z de dois níveis, apenas aplicando-se os tempos de curto - circuito.

Para implementação do PWM híbrido, as tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* precisam ser modificadas para garantir as mesmas vantagens da modulação vetorial. Então as tensões de referência modificadas $v_a^{*'}$, $v_b^{*'}$ e $v_c^{*'}$ podem ser definidas a partir das três tensões senoidais de referências (v_a^* , v_b^* e v_c^*) como segue:

$$v_a^{*'} = v_a^* + v_\mu^* \quad (3.1)$$

$$v_b^{*'} = v_b^* + v_\mu^* \quad (3.2)$$

$$v_c^{*'} = v_c^* + v_\mu^* \quad (3.3)$$

onde v_μ^* é a tensão de sequência zero, ou tensão homopolar.

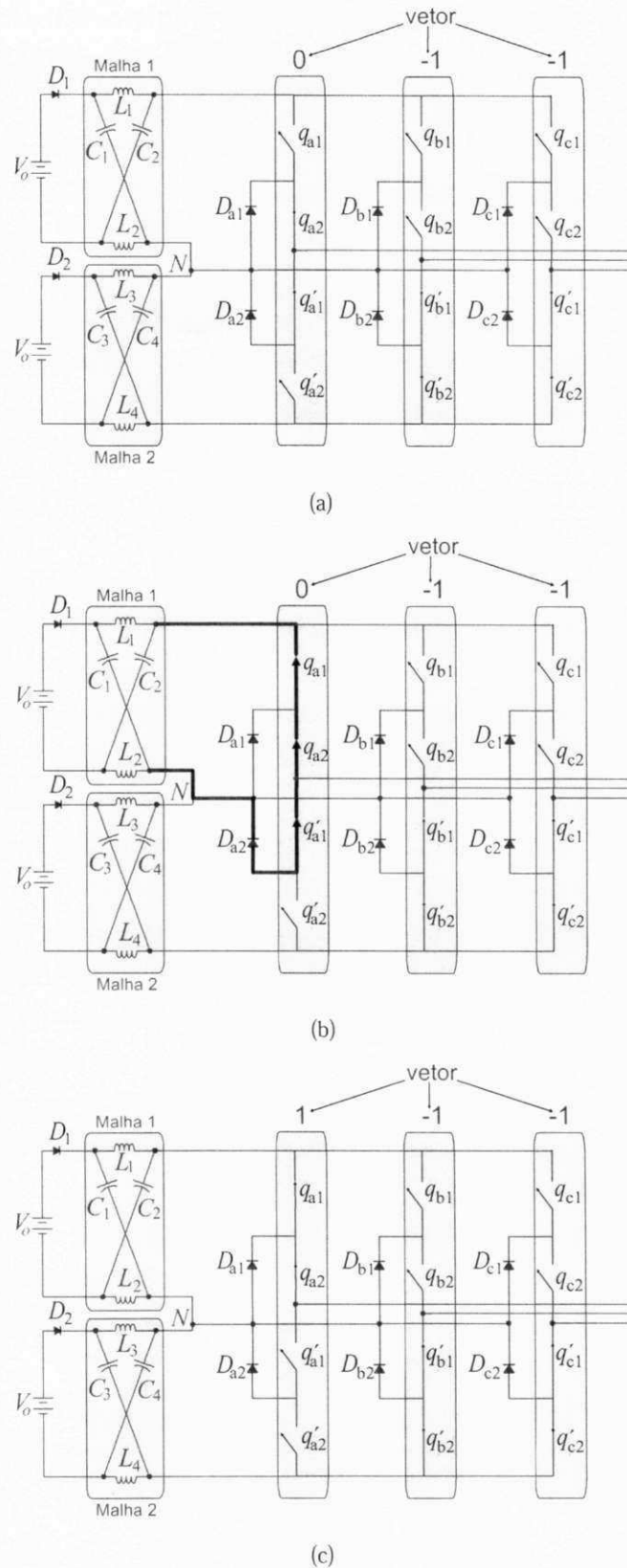


Figura 3.5: Primeira transição de vetores, de $\{0, -1, -1\}$ para $\{1, -1, -1\}$ (a) Aplicação do vetor $\{0, -1, -1\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1, -1, -1\}$

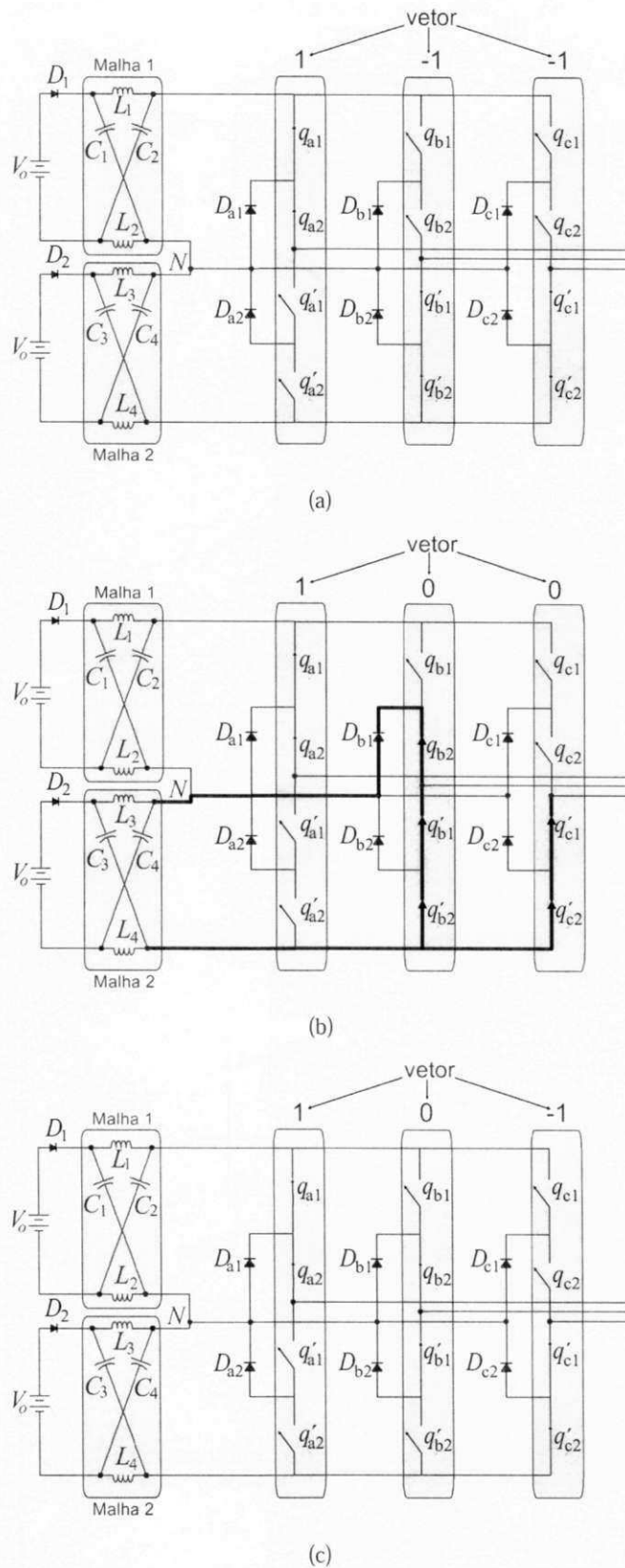


Figura 3.6: Segunda transição de vetores, de $\{1,-1,-1\}$ para $\{1,0,-1\}$ (a) Aplicação do vetor $\{1,-1,-1\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$

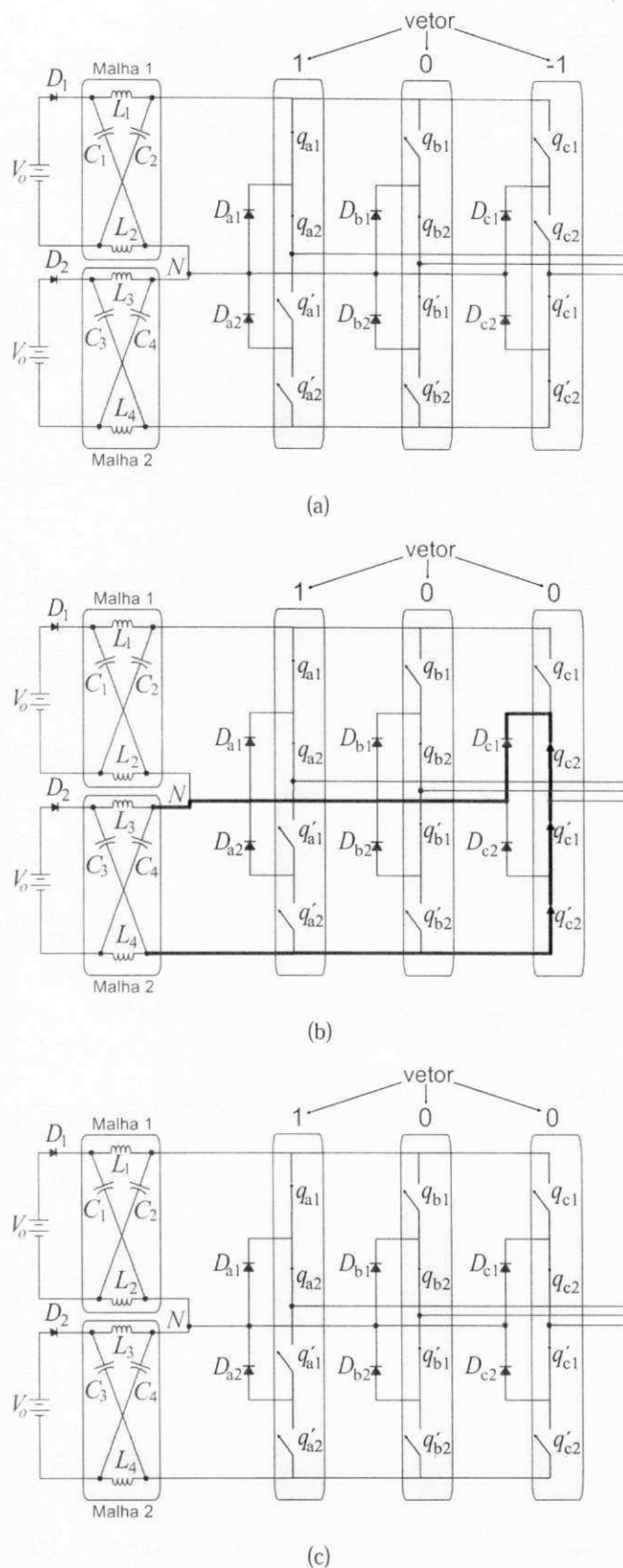
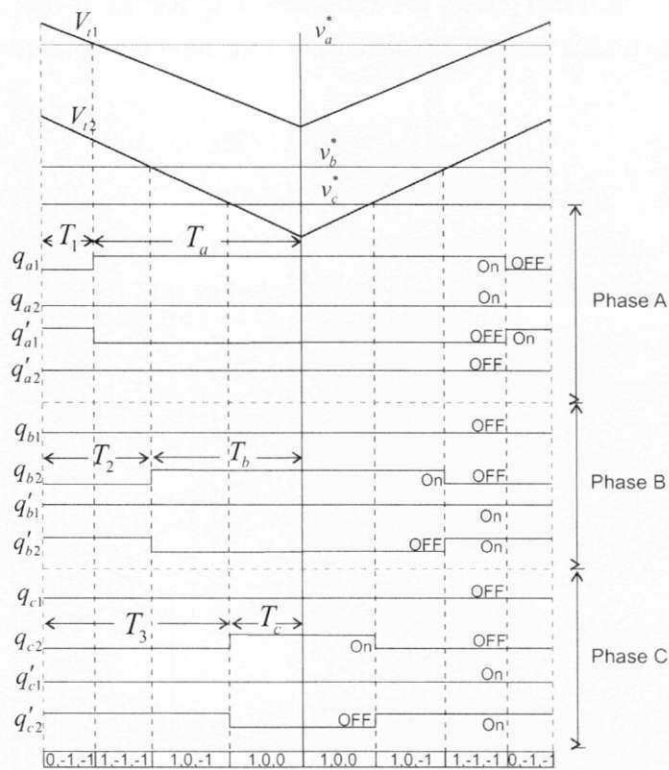
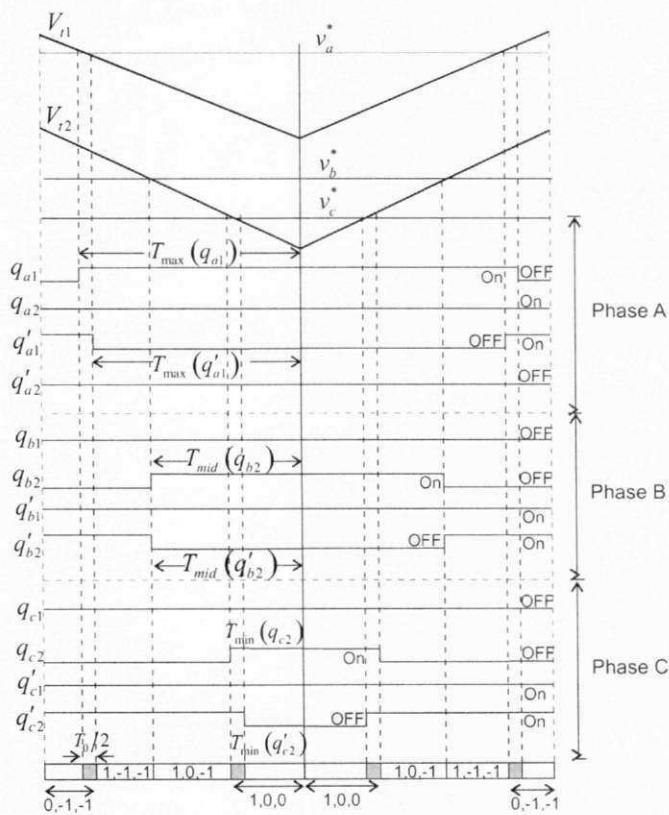


Figura 3.7: Terceira transição de vetores, de $\{1,0,-1\}$ para $\{1,0,0\}$ (a) Aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,0\}$



(a)



(b)

Figura 3.8: Modulação do inversor de três níveis com diodos de grampeamento (convencional e Z). (a) Inversor Convencional (b) Inversor Z

Observa-se que (3.1) - (3.3) não podem ser resolvidas se v_μ^* não for obtido. A tensão v_μ^* pode ser calculada levando em conta o fator de distribuição de roda livre (μ) como segue:

$$v_\mu^* = P_{min}(1 - \mu)\left(\frac{E}{2} - P_{max}\right) \quad (3.4)$$

onde $P_{max} = \max P$ e $P_{min} = \min P$; onde $P = \{P_a, P_b, P_c\}$

Os valores P_a , P_b e P_c mede a diferença entre os níveis e a correspondente senoide de referência em um certo instante da modulação, como pode ser visto na Fig. 3.9.

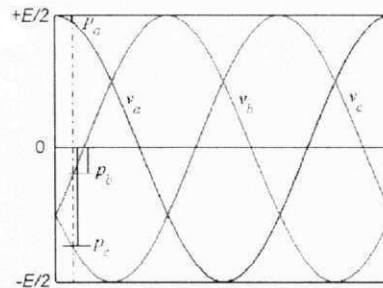


Figura 3.9: Definição de p_a , p_b e p_c em um inversor de 3-níveis.

As variáveis P_a , P_b e P_c podem ser determinadas como se segue [2]:

Considerando-se que cada nível de um inversor de três níveis é representado por uma linha horizontal que limita as senóides de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* . Os valores desses níveis são dados por

$$Eixo(k) = \left(\frac{1}{2} - \frac{k-1}{2}\right)E \quad (3.5)$$

com $k = 1, 2, 3$

Determinado os valores dos eixos, calcula-se P_a , P_b e P_c da seguinte forma

$$Se(Eixo(k)) > v_x^* > Eixo(k+1), \text{ entao, } p_x = Eixo(k) - v_x^* \quad (3.6)$$

com $k = 1, 2, 3$ e $x = a, b, c$.

Com isso pode-se determinar os tempos de acionamento das chaves T_a , T_b e T_c

$$T_j = \frac{P_x}{\frac{E}{2}} T_s \quad (3.7)$$

$$T_x = T_s - T_j \quad (3.8)$$

com $k = 1, 2, 3$ e $x = a, b, c$.

A análise exposta acima da Fig. 3.8 para inserção dos tempos de curto - circuito, revela que em geral $T_i = T_b$ não necessita ser alterado para inserção do tempo de curto - circuito, enquanto que $T_M = T_a$ e $T_m = T_c$ precisam ser modificados. $T_M = T_a$ sempre insere um tempo de curto a esquerda da transição e $T_m = T_c$ sempre insere um tempo de curto a direita da transição em questão. Então para completar a estratégia T_a , T_b e T_c , necessitam ser compensados como se segue

$$T_M(q_{a1}) = T_a + \frac{T_o}{2}; T_M(q'_{a1}) = T_a \quad (3.9)$$

$$T_i(q_{b2}) = T_b; T_i(q'_{b2}) = T_b \quad (3.10)$$

$$T_m(q_{c2}) = T_c; T_m(q'_{c2}) = T_c - \frac{T_o}{2} \quad (3.11)$$

Observe-se que este procedimento é válido apenas para a condição apresentada na Fig. 3.8, onde $v_a^* > v_b^* > v_c^*$. Contudo, esta análise pode ser generalizada usando o conceito de máximo (T_M), mínimo (T_m) e intermediário (T_i). No caso da Fig. 3.8 a ordem é $T_M = T_a$, $T_i = T_b$ e $T_m = T_c$. Reescrevendo (3.9) - (3.11), para fins de generalização, tem-se que:

$$T_M(q_{xj}) = T_M + \frac{T_o}{2}; T_M(q'_{xj}) = T_M \quad (3.12)$$

$$T_i(q_{xj}) = T_i; T_i(q'_{xj}) = T_i \quad (3.13)$$

$$T_m(q_{xj}) = T_m; T_m(q'_{xj}) = T_m - \frac{T_o}{2} \quad (3.14)$$

onde $T_M = \max\{T_a, T_b, T_c\}$, $T_i = \text{int}\{T_a, T_b, T_c\}$, $T_m = \min\{T_a, T_b, T_c\}$, $x = \{a, b, c\}$ e $j = \{1, 2\}$.

As equações (3.12) - (3.14) representam os intervalos de tempo que devem ser aplicados as chaves de cada um dos braços do inversor fonte Z trifásico de três níveis com diodos de grampeamento. Como pode ser visto na Fig. 3.10, estas equações aplicam os tempos de curto-circuito não alterando os vetores ativos, de forma que estes não necessitam serem compensados. Essas equações são válidas apenas para o caso da modulação contínua, ou seja, $\mu = 0.5$. A aplicação da modulação descontínua, será discutido a seguir.

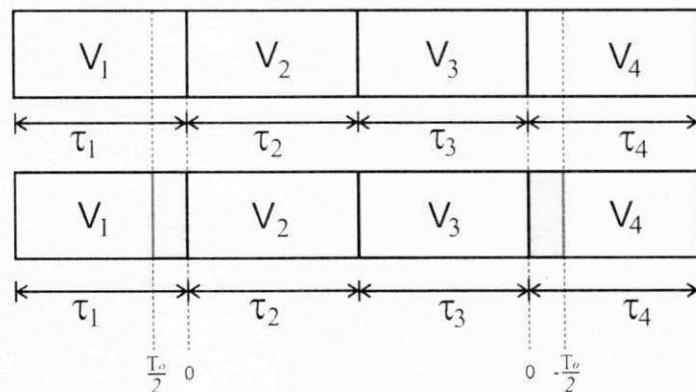


Figura 3.10: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0.5$: (superior) inversor convencional (inferior) aplicação dos tempos de curto-circuito sem alteração dos vetores ativos

Modulação Descontínua

Da mesma forma que foi feito para os inversores Z de dois níveis, a modulação descontínua pode ser empregada para o controle do inversor fonte Z de três níveis com diodos de grampeamento. No entanto, os casos de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ não podem ser empregados devido ao desbalanceamento de tensão que ocorre quando estes são aplicados. Com isso, apenas os casos de $\mu = \Delta 1$, $\mu = \Delta 2$, $\mu = \Delta 3$ e $\mu = \Delta 4$ da Figura 2.9 são utilizados. Quando é utilizado a modulação descontínua com μ variável, apenas uma malha Z (malha 1 ou malha 2) é curto-circuitada em um setor. Por exemplo, se no primeiro setor a malha 1 é curto-circuitada, no segundo setor a malha 2 será curto-circuitada.

Nas Figuras 3.11 e 3.12 podem ser vistos os diagramas de vetores em um período de modulação para $\mu = 0$ e $\mu = 1$ respectivamente. Percebe-se que há duas transições de vetores no qual poderia ser distribuído o tempo de curto-circuito. Todavia, como foi discutido acima, não aplica-se o curto-circuito na segunda transição. Sendo assim, é aplicado apenas um tempo de T_o na primeira transição, como pode ser visto.

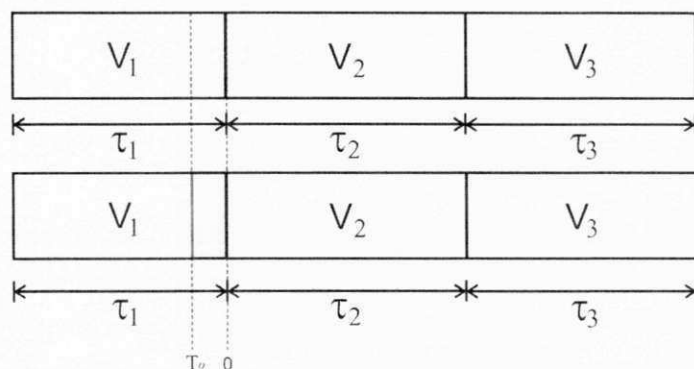


Figura 3.11: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 0$: (superior) inversor convencional (inferior) aplicação do tempos de curto-circuito

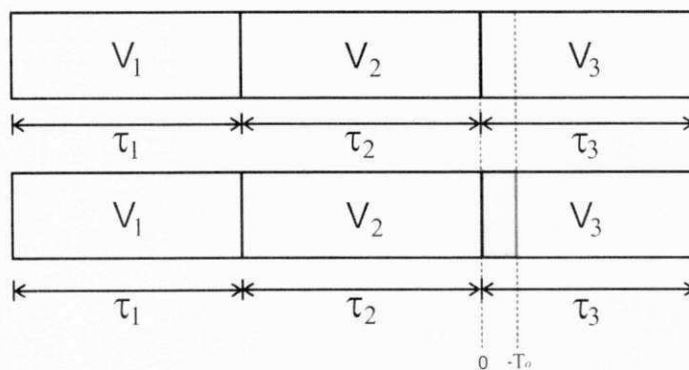


Figura 3.12: Diagrama de vetores em um período de modulação para $\mu = 1$: (superior) inversor convencional (inferior) aplicação do tempo de curto-circuito

As equações (3.12) - (3.14), necessitam serem modificadas para aplicação no caso de $\mu = 0$. Reescrevendo essas equações tem-se que

$$T_M(q_{xj}) = T_M + T_o; T_M(q'_{xj}) = T_M \quad (3.15)$$

$$T_i(q_{xj}) = T_i; T_i(q'_{xj}) = T_i \quad (3.16)$$

$$T_m(q_{xj}) = T_m; T_m(q'_{xj}) = T_m; \quad (3.17)$$

Do mesmo modo, (3.12) - (3.14), necessitam ser reescritas para aplicação no caso de $\mu = 1$. Portanto, tem-se

$$T_M(q_{xj}) = T_M; T_M(q'_{xj}) = T_M \quad (3.18)$$

$$T_i(q_{xj}) = T_i; T_i(q'_{xj}) = T_i \quad (3.19)$$

$$T_m(q_{xj}) = T_m; T_m(q'_{xj}) = T_m - T_o \quad (3.20)$$

Embora seja teoricamente possível, a modulação descontínua aplicada ao inversor Z com diodos de grampeamento é inviável na prática [47]. Como em um sextante apenas uma malha fica curto-circuitada, a malha em que não é aplicado o curto-circuito, pode ocasionar sinais de saída incorretos do inversor se a malha não possui indutores com valores suficientemente elevados. Na Fig. 3.13 pode ser observado uma das malhas Z, no período em que não é submetida ao curto-circuito e está conectada a uma carga indutiva através do grampeamento de uma das fases. Durante este modo, a corrente I_{in} flui através do diodo e pode ser expressa como $I_{in} = I_L + I_C = I_L + \{I_L - i_i\} = 2I_L - i_i$, o qual é inicialmente positivo se $I_L > 0.5i_i$. Já a tensão de saída da malha é $v_i = v_C - v_L = v_C - (V_o - v_C) = 2v_C - V_o$. Se a indutância da malha não for suficientemente grande, a corrente I_L decai estabilizando-se em um valor de aproximadamente $0.5i_i$. Com isso o diodo fica reversamente polarizado com $i_i \approx 0$. A tensão de saída da malha agora é expressa como $v_i \approx v_C$, assumindo que v_L é zero para uma corrente i_i constante ocasionada pela carga indutiva. Para evitar este estado intermediário de v_i a utilização de uma indutância de alto valor é necessário para manter $I_L > 0.5i_i$ por todo o setor, implicando em aumentando de custo e perdas nos indutores.

Implementação de Software

O procedimento para a aplicação da estratégia híbrida proposta, no inversor Z de três com diodos de grampeamento consiste em:

- (1) Definir as tensões de pólo de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* ;
- (2) Selecionar o valor desejado de μ e calcular v_μ^* a partir de (3.4);
- (3) Calcular $v_a^{*'} , v_b^{*'} e v_c^{*'}$ utilizando (3.1) - (3.3);

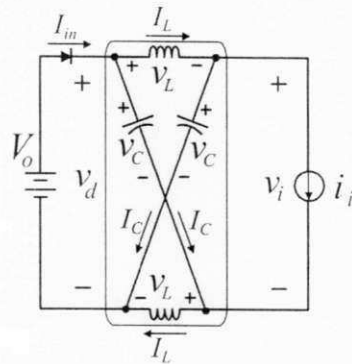


Figura 3.13: Malha Z sem curto-circuito e conectada a uma carga indutiva

- (4) Utilizar os sinais v_a^{*} , v_b^{*} e v_c^{*} obtidos do passo 3, para calcular os novos valores P_a , P_b e P_c usando (3.6);
- (5) Calcular T_j , $j = \{1, 2, 3\}$ e os tempos de acionamento das chaves com (3.7) - (3.8);
- (6) Ordenar pela magnitude dos intervalos de tempo calculados para obter T_M , T_i e T_m ;
- (7) Calcular os tempos compensados inerentes ao inversor Z a partir de (3.12) - (3.14) para a modulação contínua ($\mu = 0.5$) e através de (3.15) - (3.17) e (3.18) - (3.20) para a modulação descontínua.

3.3.2 Resultados de Simulação

O comportamento do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento utilizando a modulação PWM híbrida proposta, foi estudado através de um programa de simulação. Estes resultados foram obtidos considerando a modulação contínua ($\mu = 0.5$) e a modulação descontínua para os casos com μ variável apresentados na Fig. 2.9. Já que os casos de $\mu = 0$ e $\mu = 1$ provocam desbalanceamento da tensão de entrada do inversor. A simulação foi executada com parâmetros descritos na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros utilizados na simulação do inversor Z de três níveis NPC

Frequência de chaveamento	10KHz
$C_1 = C_2 = C_3 = C_4$	2200 μ F
$L_1 = L_2 = L_3 = L_4$	7mH e 45mH
V_o	100V
τ	100 μ s
tempo de curto-circuito	0.2 τ_o
Índice de Modulação	0.9

Como base de comparação, na Fig. 3.14 são vistos os resultados sem elevação da tensão de entrada, onde Fig. 3.14(a), Fig. 3.14(b) e Fig. 3.14(c), apresentam respectivamente: tensão de linha, tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 e as correntes trifásicas.

Repare na Fig. 3.14(b) que a tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 estão sobrepostas indicando que o inversor Z está operando sem *boost*, funcionando portanto, como um inversor convencional.

Os resultados com elevação da tensão do barramento, são apresentados nas Figuras 3.15 - 3.20, primeiramente é mostrado os resultados utilizando-se a modulação contínua ($\mu = 0.5$), Fig. 3.15, em seguida é apresentado os resultados obtidos com os casos de μ variável da modulação descontínua. Cada figura apresenta respectivamente: (a) tensão de referência, (b) tensão de pólo, (c) tensão de entrada CC e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (d) tensão de modo-comun (e) tensão de linha e (f) correntes trifásicas.

Os resultados observados nas Fig. 3.15 - 3.19 foram obtidos utilizando-se indutâncias de $45mH$ nas duas malhas Z do inversor. Como foi discutido acima, para que a modulação descontínua empregada ao inversor Z NPC, apresente resultados satisfatórios, deve ser utilizado indutâncias com valores elevados. Já na Fig. 3.20 a simulação foi realizada utilizando indutâncias de $7mH$. Como pode ser observado, há uma degradação nas formas de ondas de saída, devido ao estado intermediário da tensão de saída (v_i) da malha em que não é aplicado o curto-circuito.

Substituindo os dados da tabela 3.1 na equação 2.29, é possível prever a tensão nos capacitores da malha Z sob essas condições, o valor aproximado obtido é de $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_{C4} = 133.33$. Portanto, a expectativa é que para todos os casos da modulação empregada, as tensões nos capacitores tenham aproximadamente este valor.

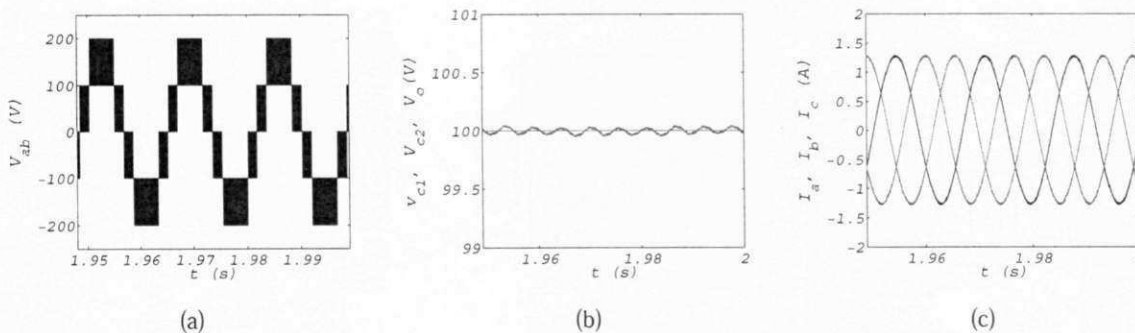


Figura 3.14: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento, sem *boost*. (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada CC e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas

3.3.3 Resultados Experimentais

Para verificar a validade do algoritmo proposto, foi utilizada uma plataforma de desenvolvimento experimental composta de um inversor de três níveis com diodos de grameamento controlado pelo processador digital de sinais TMS320F28335. Os parâmetros utilizados para obtenção desses resultados, são dados na Tab. 3.1. Os resultados obtidos na plataforma experimental empregando a estratégia proposta são apresentados nas Figs. 3.21 - 3.23. A Fig. 3.21 mostra os

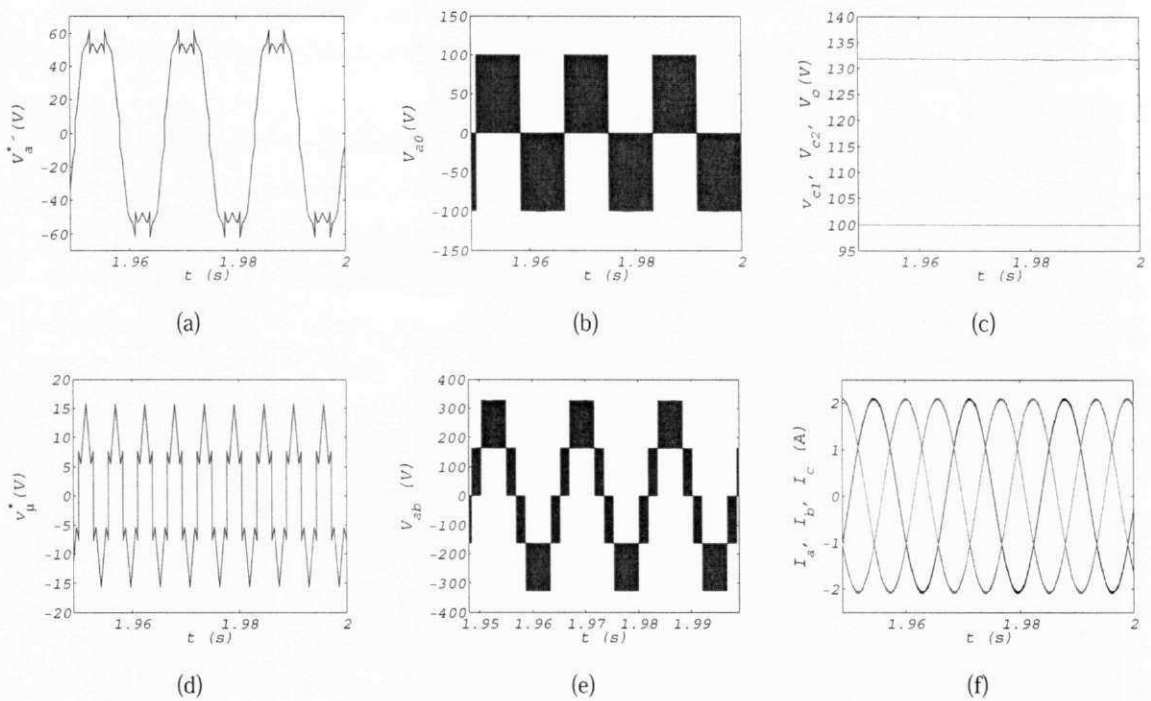


Figura 3.15: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

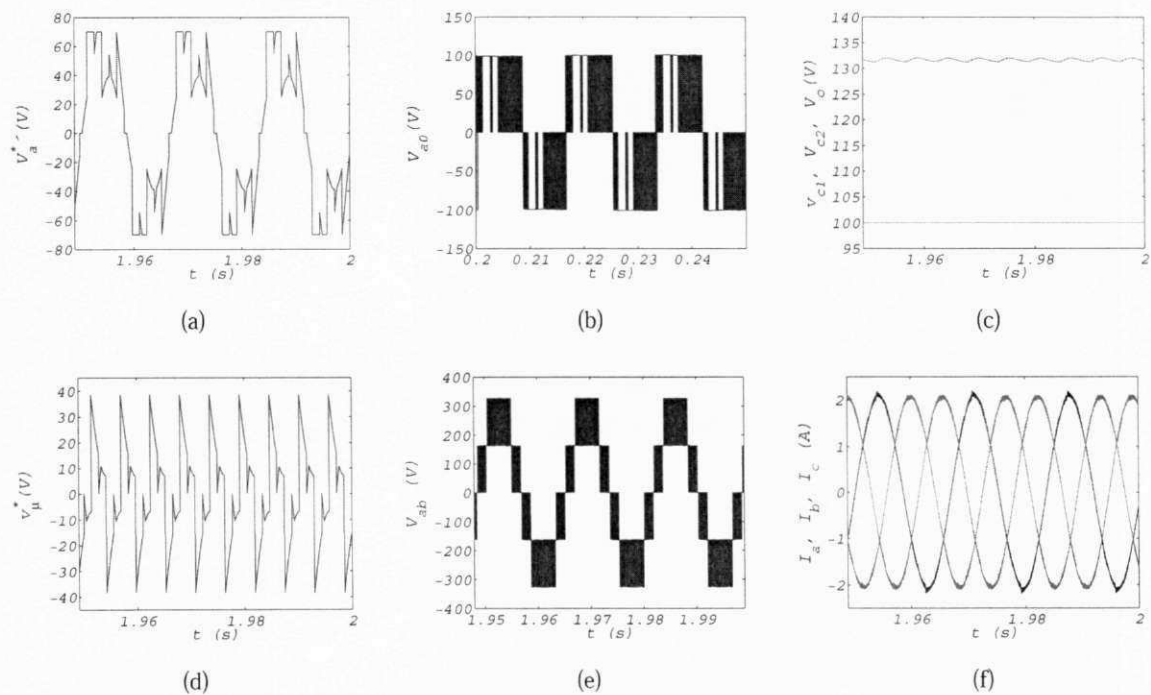


Figura 3.16: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 1$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

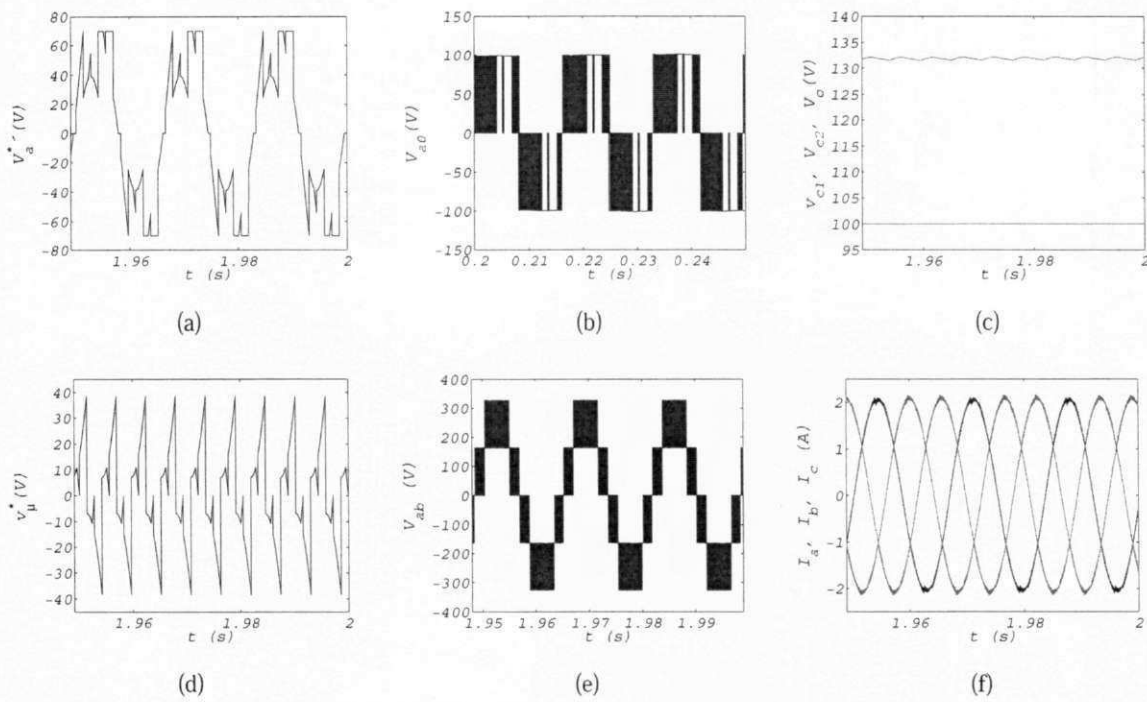


Figura 3.17: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento ($\mu = \Delta 2$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

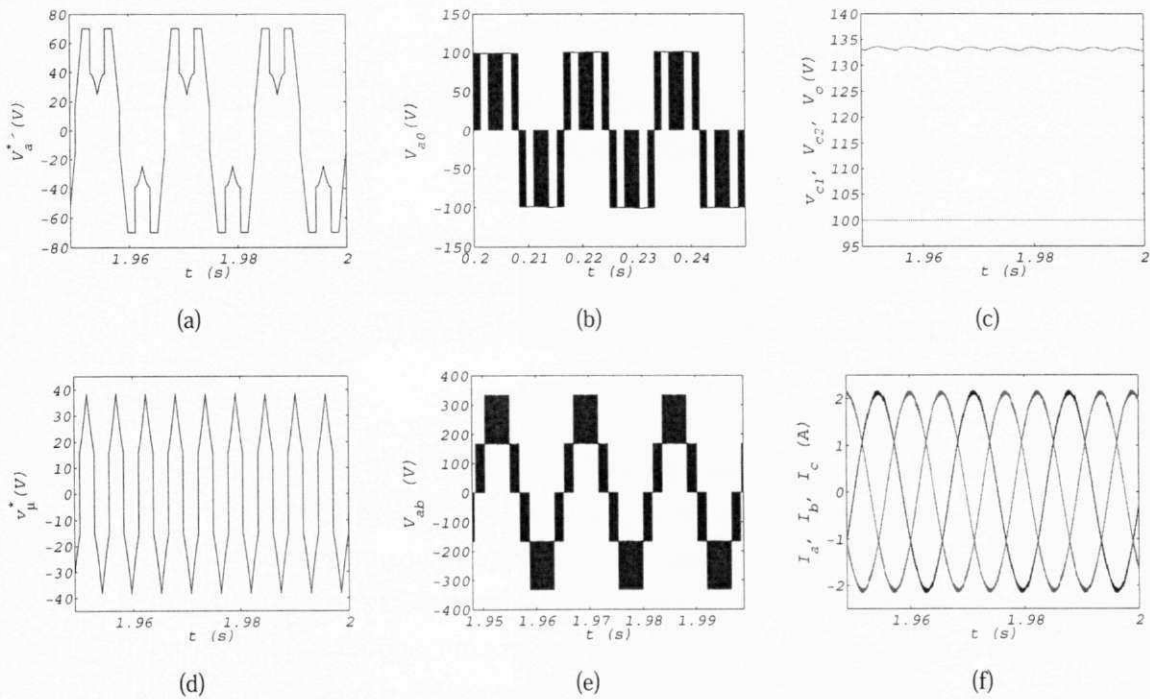


Figura 3.18: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento ($\mu = \Delta 3$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

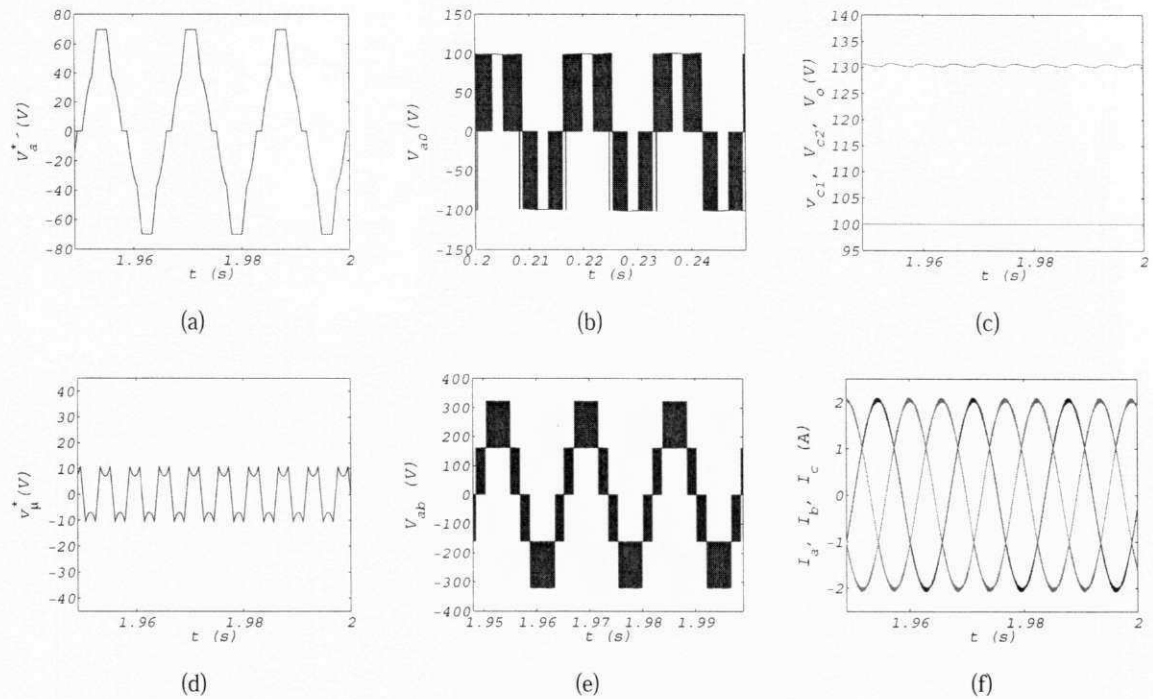


Figura 3.19: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 4$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

resultados quando não há aplicação de *boost*, onde tem-se: (a) Tensão de linha (b) Correntes trifásicas (c) Tensão de entrada *CC* e tensões nos capacitores.

Nas Fig. 3.22 e 3.23 é mostrado os resultados com elevação da tensão do barramento, onde primeiramente, são apresentados os resultados para modulação contínua e na Fig. 3.22 observa-se as formas de onda obtidas empregando a modulação descontínua ($\mu = \Delta 3$) com indutâncias de $7mH$ nas malhas Z.

Note-se que com a utilização de indutâncias de $7mH$, a modulação descontínua apresenta distorções nas formas de onda de saída do inversor. Mostrando que a modulação descontínua aplicada ao inversor Z com diodos de grampeamento é inviável na prática, por exigir indutâncias de valores altos. Os resultados que comprovam o funcionamento da modulação descontínua não foram obtidos por o laboratório não dispor de indutâncias com valores tão elevados. Percebe-se também que mesmo impondo cargas desequilibradas ao inversor Z, o funcionamento do *boost* não é alterado, ou seja, a elevação da tensão do barramento atinge o nível previsto. Desses resultados, juntamente com os resultados de simulação percebe-se que a estratégia PWM aplicada ao inversor fonte-Z garante a função *boost* do sistema.

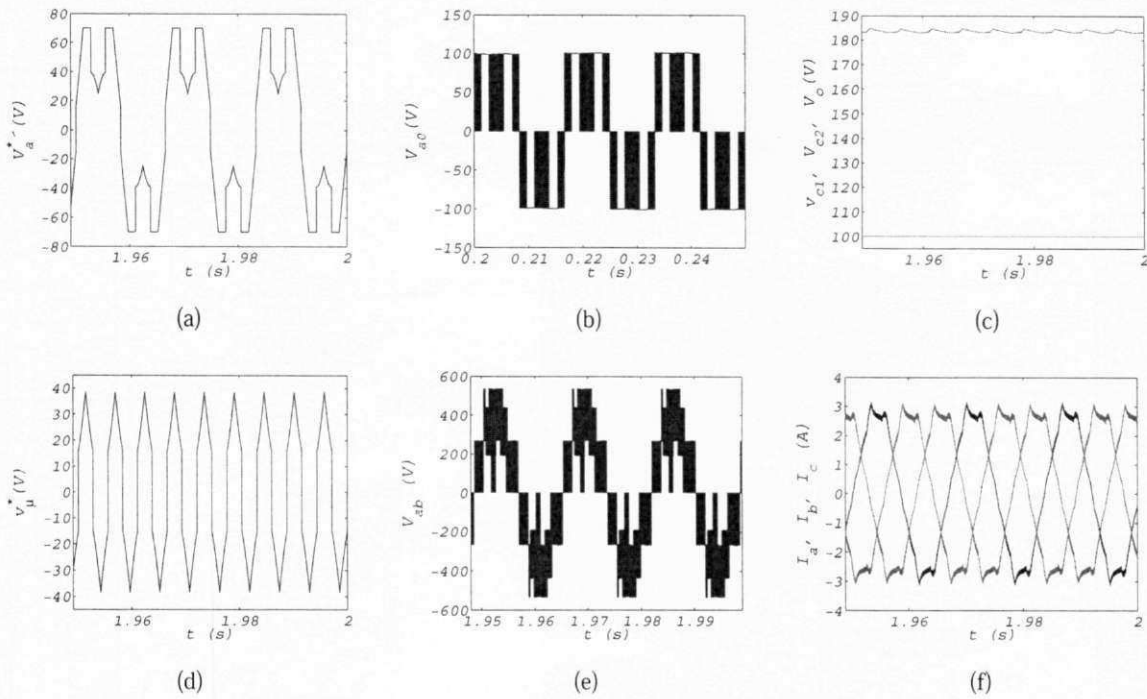


Figura 3.20: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 3$), com *boost*, utilizando indutância de 7mH. (a) tensão de referência (b) tensão de pólo (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (d) tensão de modo comum (e) tensão de linha (f) correntes trifásicas

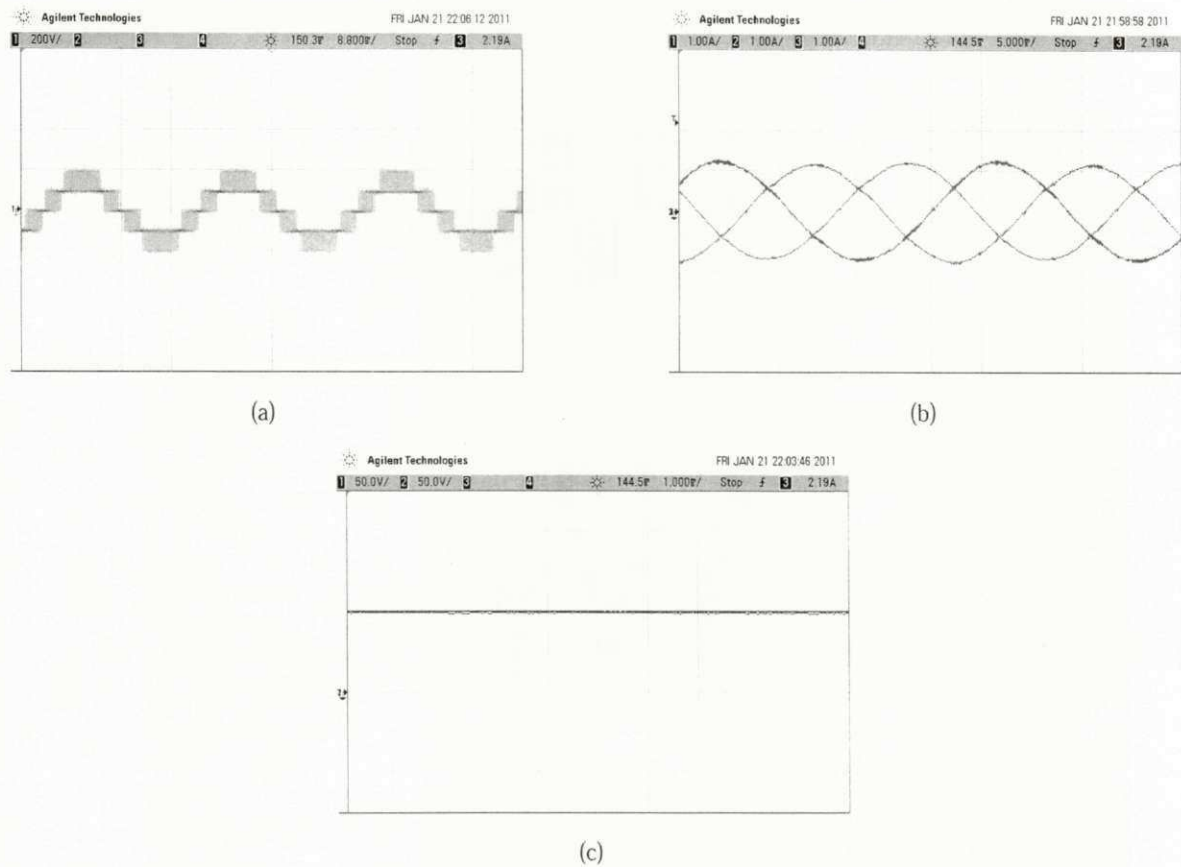


Figura 3.21: Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento, sem *boost*. (a) tensão de linha (200 V/Div) (b) correntes trifásicas (1 A/Div) (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

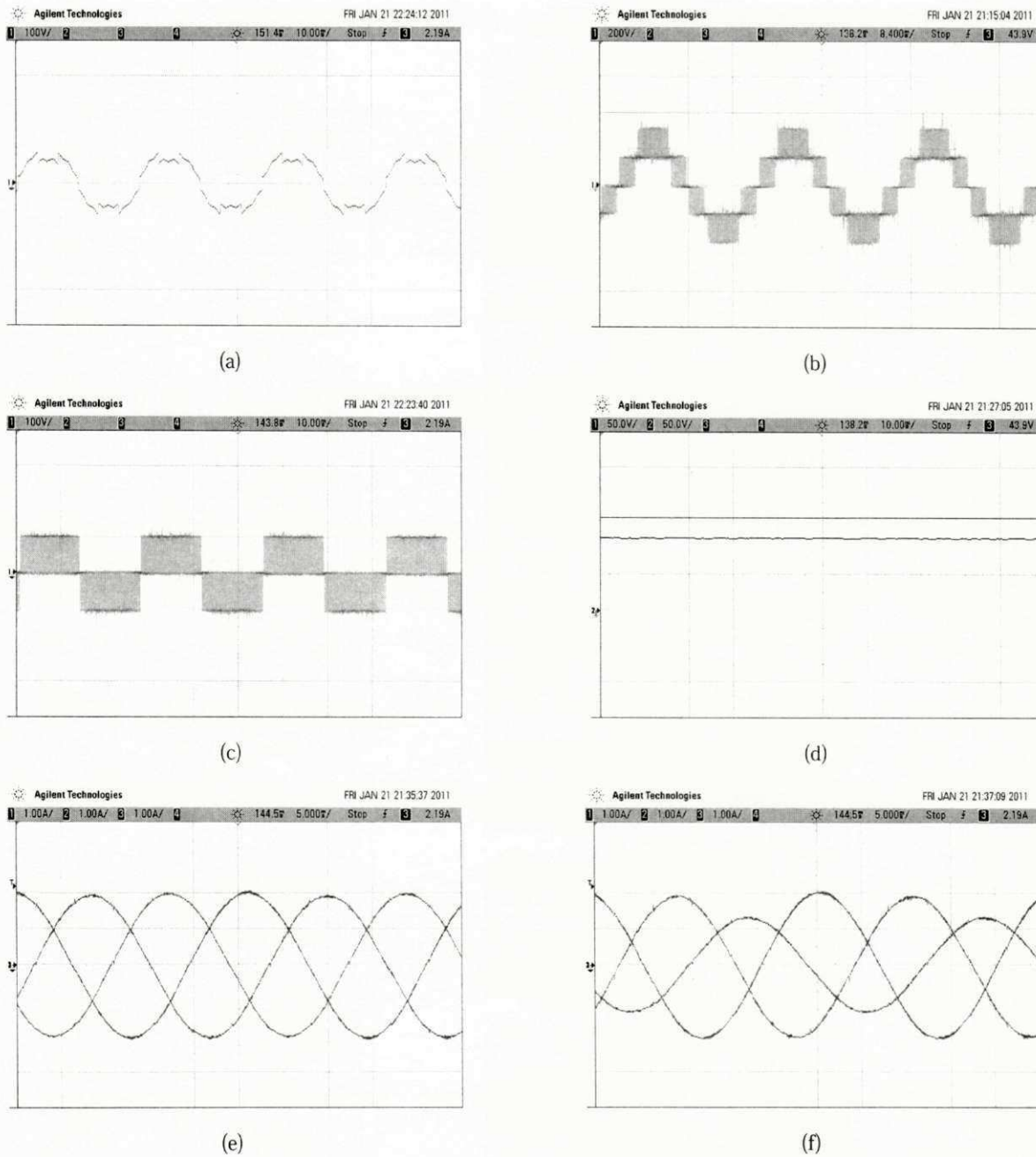


Figura 3.22: Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (100 V/Div) (b) tensão de linha (200 V/Div) (c) tensão de pólo (100 V/Div) (d) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div) (e) correntes trifásicas (1 A/Div) (f) correntes trifásicas desequilibradas (1 A/Div)

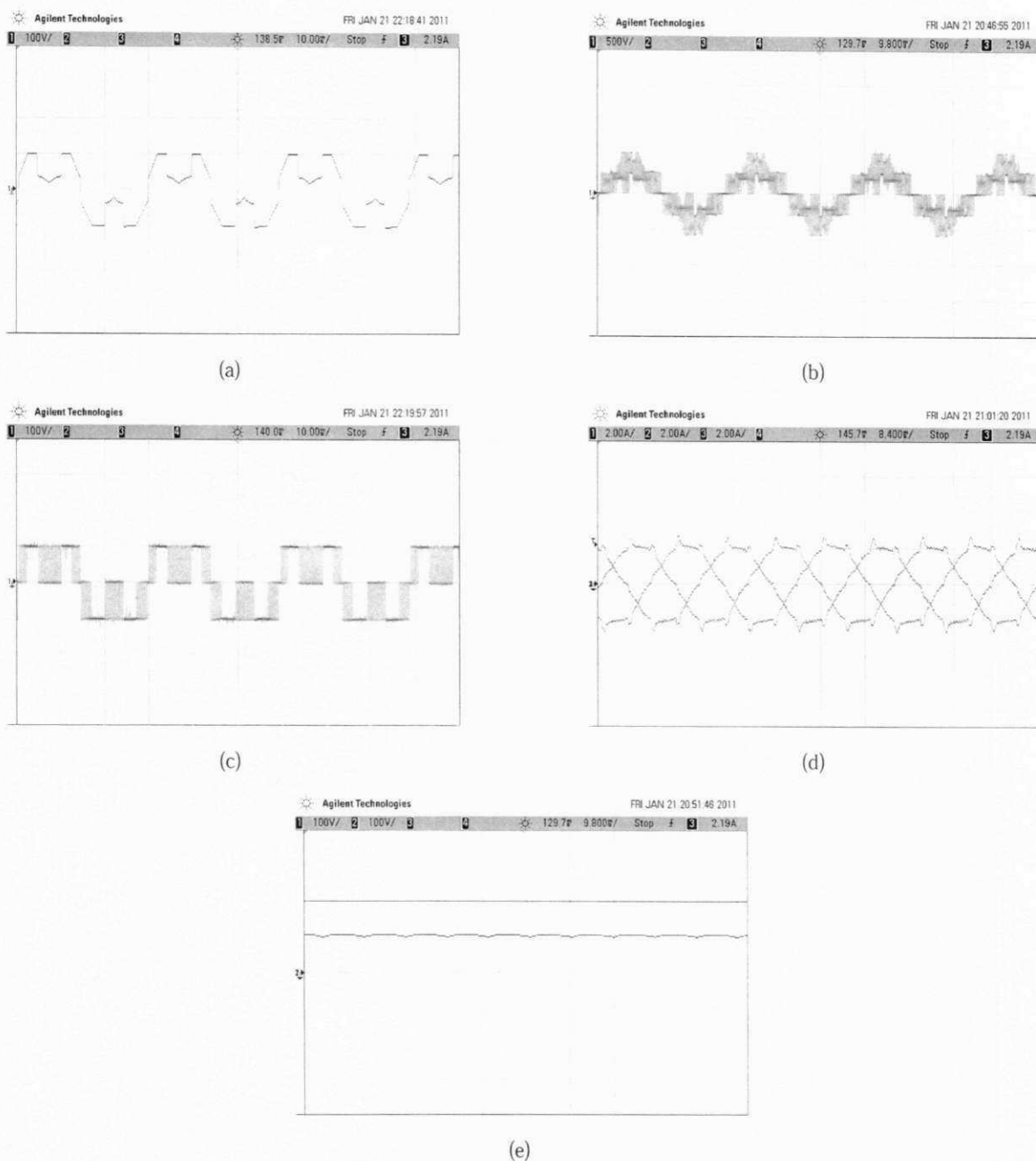


Figura 3.23: Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento ($\mu = \Delta 3$), com *boost*. (a) tensão de referência (100 V/Div) (b) tensão de linha (500 V/Div) (c) tensão de pólo (100 V/Div) (d) correntes trifásicas (2 A/Div) (e) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (100 V/Div)

3.4 Conclusões

Foi investigado neste capítulo, a aplicação da modulação híbrida em um inversor fonte Z de três níveis com diodos de grampemento. Este circuito é composto de um inversor de três níveis com diodos de grampemento e duas malhas indutivo - capacitiva que conecta o conversor a duas fontes *CC* isoladas.

Para os inversores fonte Z de três níveis com diodos de grampemento, os tempos de curto-circuito não são deslocados para o interior dos vetores nulos como forma de fazer a compensação dos vetores ativos, como são feitos para os inversores de dois níveis, primeiro porque para altos índices de modulação, os inversores multiníveis não apresentam vetores nulos, segundo porque ao se efetuar um curto-circuito em uma das malhas, o vetor correspondente no momento anterior ao da aplicação, não é alterado na ocasião do curto.

Verificou-se que para $\mu = 0$ e $\mu = 1$ que são casos particulares da modulação descontínua, não podem ser empregados devido ao desbalancamento que ocorre entre as tensões de saídas das duas malhas, podendo ser aplicados apenas os casos com μ variável no tempo. Mesmo sendo possível teoricamente, a modulação descontínua aplicada ao inversor Z com diodos de grampemento é inviável na prática, por ocasionar sinais de saída incorretos do inversor se a malha não possui indutores com valores suficientemente elevados, implicando em aumentando de custo e perdas nos indutores.

Embora, o inversor fonte Z de três níveis com diodos de grampemento possibilite o controle de níveis maiores de tensão e gere uma menor distorção por harmônicos nos sinais de saída, não oferece uma solução economicamente favorável, pois faz uso de duas fontes isoladas *CC* (uma a mais que o inversor NPC convencional) e utiliza duas malhas Z (uma a mais que os inversores de dois níveis).

Capítulo 4

Inversores Z de Três Níveis com Redução no Número de Componentes da Malha Z

4.1 Introdução

Os inversores de três níveis com diodos de grampeamento apresentam inúmeras vantagens e têm sido preferido em acionamentos de média tensão. Como ocorre com os demais inversores convencionais, o inversor NPC apresenta a limitação de fazer uma conversão de energia do tipo *buck*, sendo necessário com isso, dependendo da aplicação, o uso de conversores *CC-CC* elevadores de tensão (*boost*) na entrada do inversor. Entretanto como já foi discutido, esta é uma solução que aumenta significativamente os custos e a complexidade de controle inerente a uma conversão em dois estágios. Oferecendo uma solução em apenas um estágio, em [55] foi proposto um inversor Z NPC, Fig. 3.1, que foi tomado como base de estudo no capítulo anterior, para aplicação da estratégia híbrida. Como foi visto, este inversor não oferece uma solução economicamente favorável, pois faz uso de duas fontes isoladas *CC* (uma a mais que o inversor NPC convencional) e utiliza duas malhas Z (uma a mais que os inversores de dois níveis) aumentando o número de elementos passivos *LC*, o que pode acarretar um grande aumento de custo e tamanho do inversor.

Como forma de oferecer uma melhor solução no que diz respeito a redução no número de componentes, em [44] foi proposta duas topologias de inversores Z multiníveis, que faz uso de um menor número de componentes se comparado ao inversor Z NPC. A primeira topologia nada mais é que o inversor NPC convencional utilizando apenas uma malha Z, já a segunda topologia é formada por dois inversores de dois níveis em cascata e também utiliza apenas uma malha Z.

Neste capítulo, é feito o estudo da aplicação da modulação PWM híbrida em inversores Z com número reduzido de componentes, ou seja, a aplicação da estratégia de modulação desenvolvida no capítulo anterior é estendida para essas duas topologias.

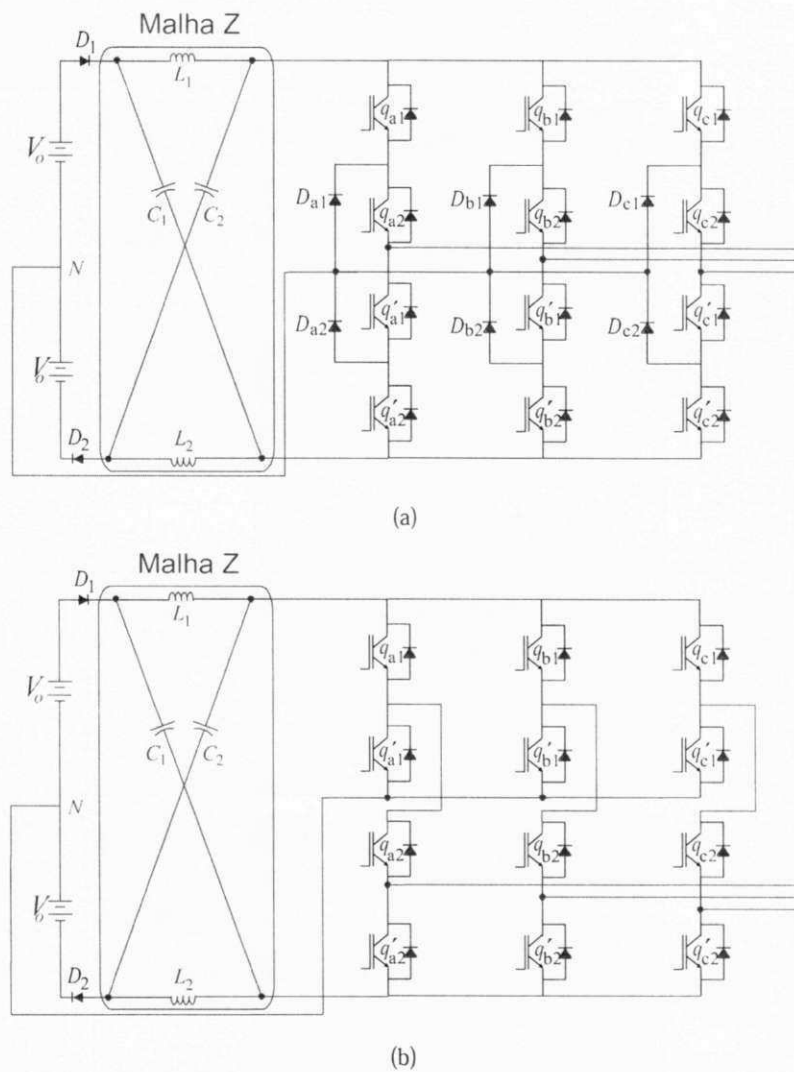


Figura 4.1: Inversores Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (a) Inversor Z NPC com uma Malha (b) Inversor Z em cascata

4.2 Princípio de Operação dos Inversores Z de Três Níveis com Redução no Número de Componentes da Malha Z

Como pode ser observado na Fig. 4.1, as duas topologias utilizam apenas uma malha Z, consistindo de dois capacitores e dois indutores. A malha é conectada a duas fontes não isoladas, podendo ser obtida usando apenas uma fonte ou um retificador conectado a dois capacitores em série. Perceba que no caso do inversor Z NPC, também pode ser utilizado apenas uma fonte, entretanto, são necessários transformadores para isolação das duas alimentações. Embora se tenha uma redução da metade do número de componentes passivos em relação ao inversor Z NPC, os capacitores deve suportar o dobro de tensão em relação aos capacitores da Fig. 3.1, já os indutores permanecem com as mesmas especificações de corrente.

Para realização do *boost*, o curto-circuito da malha é feito através do chaveamento de dois braços do inversor como pode ser visto na Fig. 4.2(a) para o inversor Z NPC com uma malha Z e na Fig. 4.2(b) para o inversor Z em cascata. Dessa forma, o tempo de curto-circuito é inserido através da sincronização do chaveamento de duas das três fases do inversor. A forma como é conseguida essa sincronização será discutido na seção a seguir. Um método óbvio para inserir um curto-circuito na malha é acionando as quatro chaves de um braço ($q_{a1}, q'_{a1}, q_{b1}, q'_{b1}$), entretanto, um maior número de chaveamento é utilizado aumentando as perdas por chaveamento.

Na Fig. 4.3(a) pode ser observado o circuito equivalente do inversor quando o mesmo funciona como um inversor convencional, neste caso, o inversor pode ser representado por uma fonte de corrente. A ponte inversora é equivalente a um curto-circuito quando um vetor de curto-circuito é empregado, Fig. 4.3(b).

A análise matemática da malha Z realizada para o inversor de dois níveis, também é válida para estes inversores. Exceto que a tensão de entrada é duas vezes aquela aplicada ao inversor de dois níveis, portanto reescrevendo 2.23, 2.27 e 2.29 levando em conta essa observação tem-se

$$\hat{v}_i = v_C - v_L = 2v_C - 2V_0 = \frac{\tau}{\tau_1 - \tau_0} 2V_0 \quad (4.1)$$

$$\hat{v}_f = M \cdot B \cdot V_0 \quad (4.2)$$

$$v_{C1} = v_{C2} = v_C = \frac{1 - \frac{\tau_0}{\tau}}{1 - 2\frac{\tau_0}{\tau}} 2V_0 \quad (4.3)$$

onde

$$B = \frac{\tau}{\tau_1 - \tau_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{\tau_0}{\tau}} \geq 1 \quad (4.4)$$

é o fator de *boost* resultante dos vetores de curto-circuito

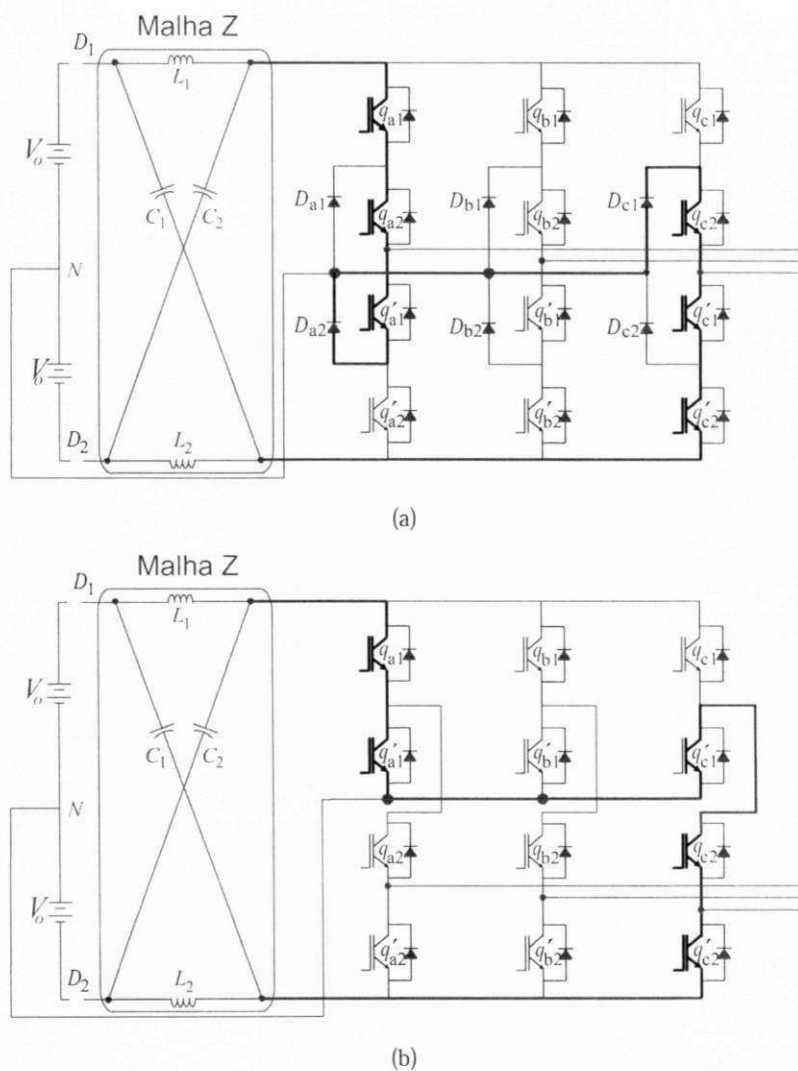


Figura 4.2: Exemplo de curto-circuito aplicado aos inversores Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (a) Inversor Z NPC com uma Malha (b) Inversor Z em cascata

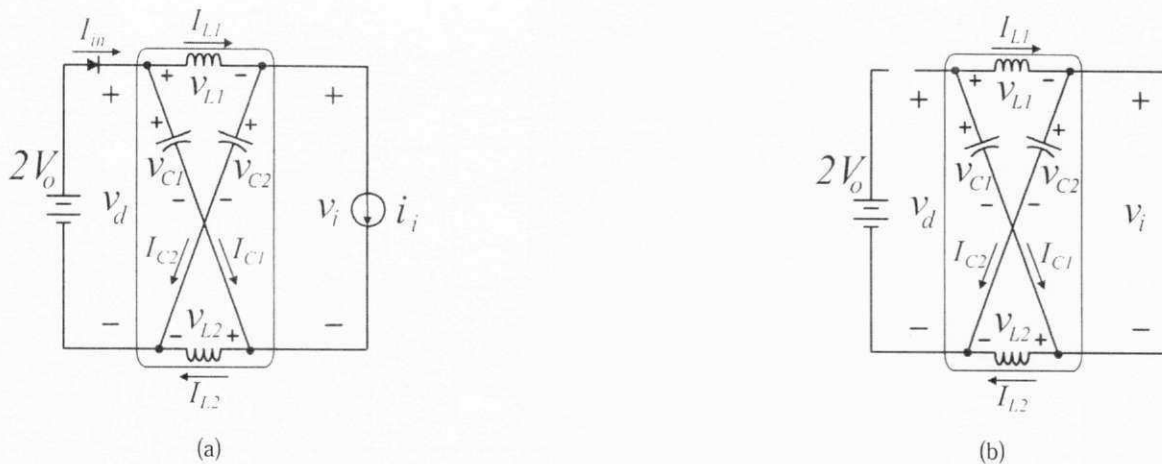


Figura 4.3: Circuito equivalente do inversor Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (a) circuito equivalente quando o inversor funciona como um convencional (b) circuito equivalente quando um curto-circuito é aplicado

4.3 Inversor Z de Três Níveis em Cascata e com uma Malha Z

4.3.1 Estratégia PWM

Nesta seção o conceito de modulação híbrida utilizado nos capítulos anteriores é estendido aos inversores Z de três níveis com número reduzido de componentes.

Na inserção dos tempos de curto-circuito, é importante assegurar que a relação volt-segundo produzida seja a mesma de antes da aplicação. Com este critério em vista, uma possível sequência de estados das chaves para o controle dos inversores em questão é mostrado na Fig. 4.4, onde também é mostrado a sequência de estados para o controle de um inversor de três convencional para comparação.

Como foi descrito acima, para realização do *boost*, o curto-circuito da malha é aplicado através de um sincronismo entre o chaveamento de dois braços. Este sincronismo é conseguido através da comparação entre os sinais de referência e duas portadoras defasadas de 180° . Como pode ser verificado na Fig. 4.4, o sincronismo neste caso ocorre entre as fases A e C. Note-se que a transição entre os estados das chaves ocorrem ao mesmo instante para essas fases, diferenciando pelo fato de ambas possuírem lógica contrária uma da outra, ou seja, quando a chave de uma fase é acionada, a chave da outra fase é desligada.

Uma característica desse tipo de modulação, é que o vetor $\{0, 0, 0\}$ está sempre presente no começo e no fim de cada período da modulação. Explorando esta característica, os vetores de curto-circuito são sempre posicionados dentro desses vetores, dessa forma a relação volt-segundo é preservada uma vez que tanto o vetor $\{0, 0, 0\}$ quanto o curto-circuito produzem o mesmo estado zero na saída do inversor.

O primeiro vetor de curto-circuito é inserido entre os estados $\{0, 0, 0\}$ e $\{1, 0, -1\}$, o curto-circuito é iniciado quando as chaves q_{a1} da fase A e q'_{c2} da fase C, de forma sincronizada são

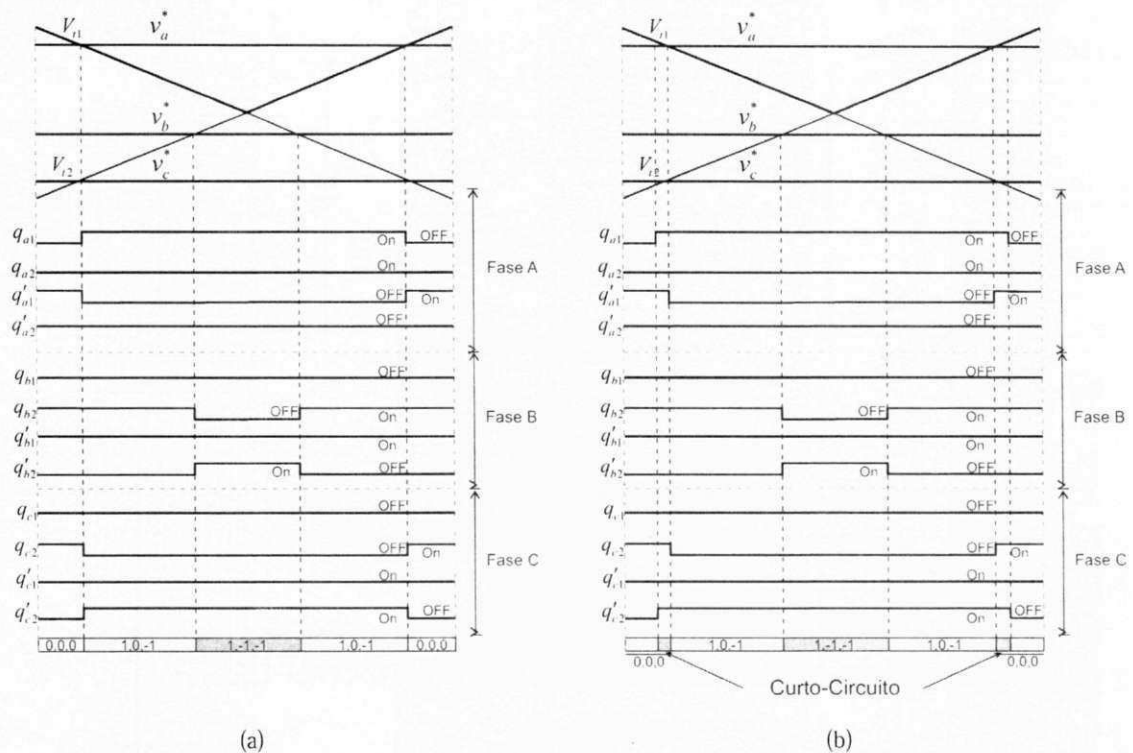


Figura 4.4: Modulação do inversor de três níveis com redução no número de componentes da malha Z (convencional e Z). (a) inversor convencional (b) inversor Z

acionadas. Com isso, as chaves q_{a1} , q_{a2} e q'_{a1} da fase A e as chaves q_{c2} , q'_{c1} e q'_{c2} da fase C são acionadas simultaneamente por um determinado período de tempo criando um curto-circuito na malha Z, Fig. 4.5 (b) e Fig. 4.6 (b). O curto-circuito termina quando a chave q'_{a1} da fase A e a chave q_{c2} da fase C são desligadas iniciando o estado $\{1, 0, -1\}$, Fig. 4.5 (c) e Fig. 4.6 (c). De maneira similar, o segundo curto-circuito inserido na última transição de vetores é iniciado quando as chaves q'_{a1} e q_{c2} são acionadas e mantidas nesse estado por um intervalo de tempo, novamente criando um estado intermediário durante o qual as chaves q_{a1} , q_{a2} , q'_{a1} e q_{c2} , q'_{c1} , q'_{c2} permanecem acionadas. O curto-circuito termina quando são desligadas q_{a1} e q'_{c2} iniciando o estado $\{0, 0, 0\}$ (caminho inverso das Figuras 4.5 e 4.6).

A estratégia de modulação híbrida empregada para o controle dessas duas topologias de inversores é mesma desenvolvida no capítulo anterior para o controle do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento. Exceto pelo fato de que aqui, são utilizadas duas portadoras defasadas de 180° uma da outra. Portanto, inicialmente as tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* são definidas e em seguida são modificadas para garantir as mesmas vantagens da modulação vetorial. Então as tensões de referência modificadas $v_a^{*'}$, $v_b^{*'}$ e $v_c^{*'}$ podem ser definidas a partir das três tensões senoidais de referências (v_a^* , v_b^* e v_c^*) como segue:

$$v_a^{*'} = v_a^* + v_\mu^* \tag{4.5}$$

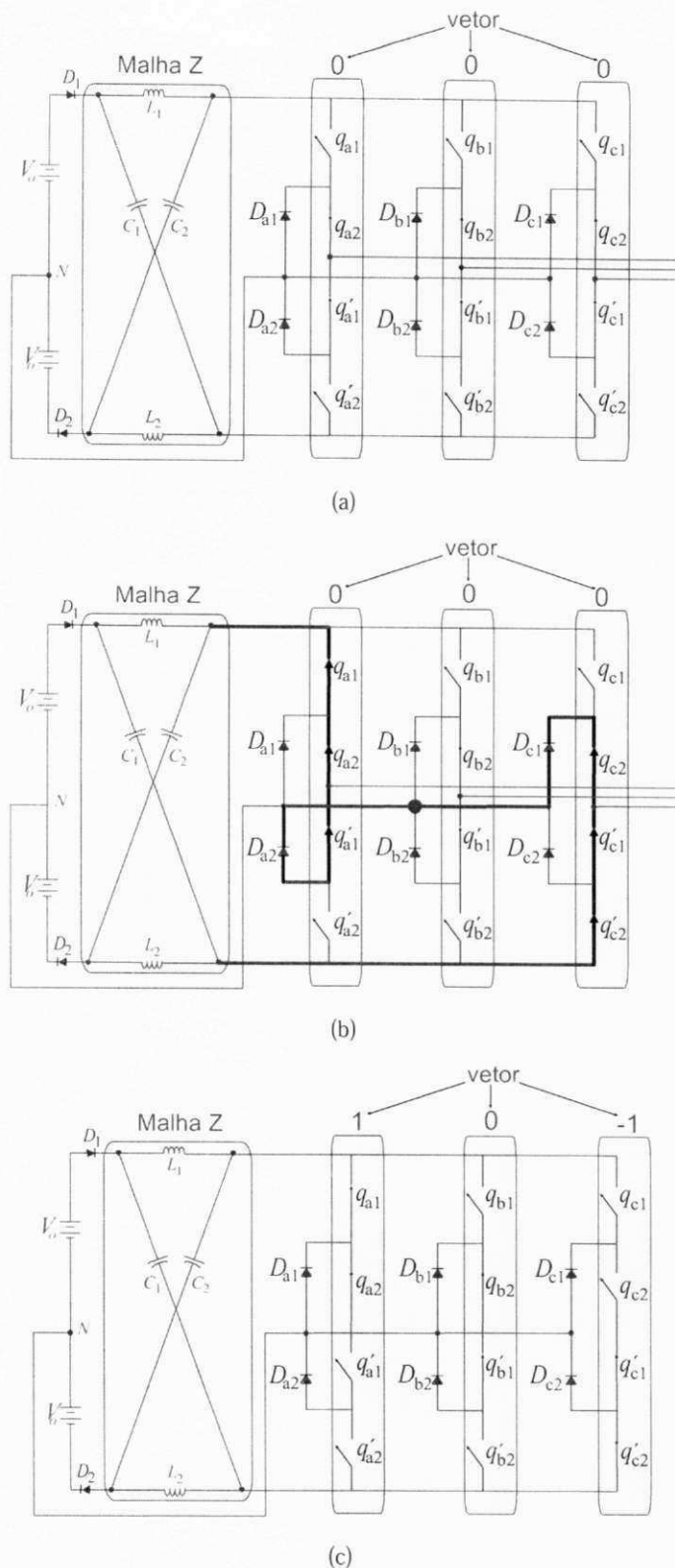


Figura 4.5: Primeira transição de vetores, de $\{0,0,0\}$ para $\{1,0,-1\}$ para o inversor NPC com uma malha Z (a) Aplicação do vetor $\{0,0,0\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$

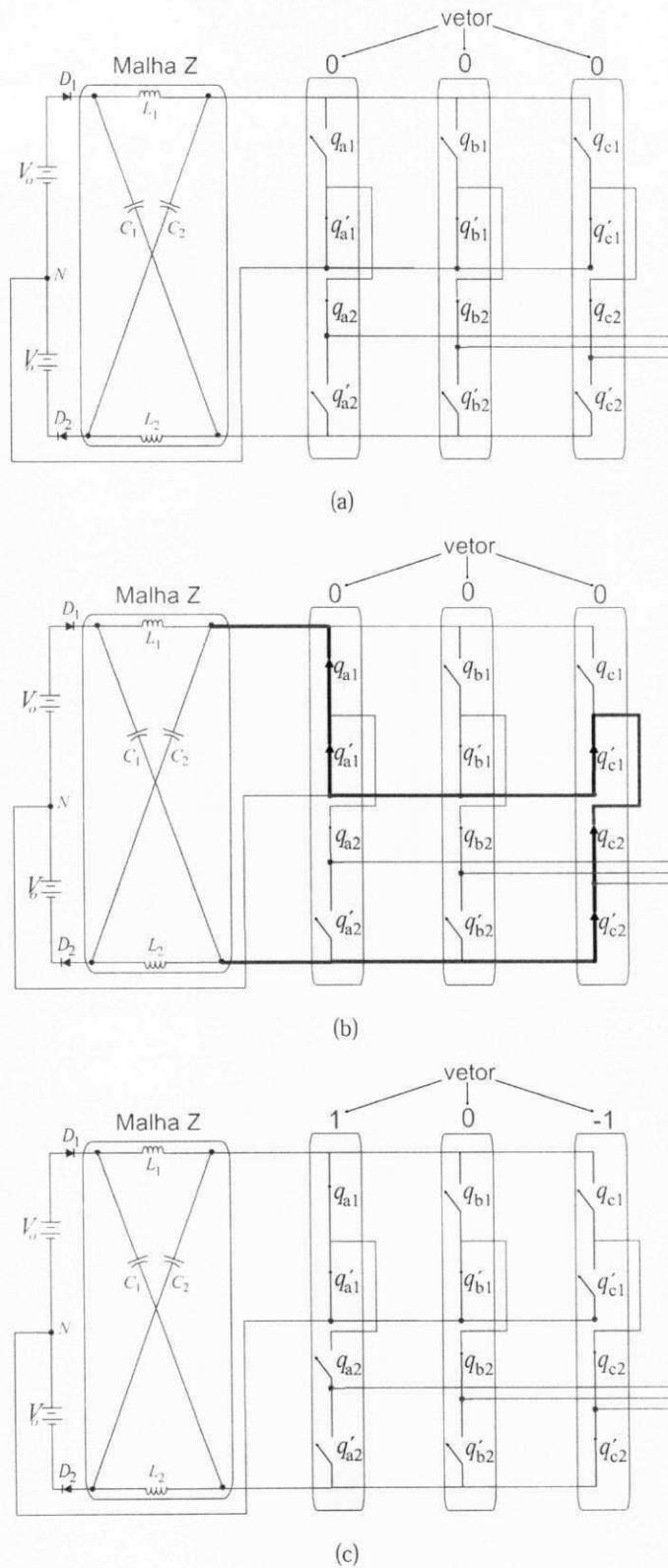


Figura 4.6: Primeira transição de vetores, de $\{0,0,0\}$ para $\{1,0,-1\}$ para o inversor Z em cascata (a) Aplicação do vetor $\{0,0,0\}$ (b) aplicação do curto-circuito durante a transição (c) aplicação do vetor $\{1,0,-1\}$

$$v_b^{*'} = v_b^* + v_\mu^* \quad (4.6)$$

$$v_c^{*'} = v_c^* + v_\mu^* \quad (4.7)$$

onde v_μ^* é a tensão de seqüência zero, ou tensão homopolar.

A tensão v_μ^* é calculada levando em conta o fator de distribuição de roda livre (μ) como segue:

$$v_\mu^* = P_{min}(1 - \mu)\left(\frac{E}{2} - P_{max}\right) \quad (4.8)$$

Onde $P_{max} = \max P$ e $P_{min} = \min P$; onde $P = \{P_a, P_b, P_c\}$

As variáveis P_a , P_b e P_c são determinadas utilizando as seguintes equações:

$$Eixo(k) = \left(\frac{1}{2} - \frac{k-1}{2}\right)E \quad (4.9)$$

com $k = 1, 2, 3$

Determinado os valores dos eixos, calcula-se P_a , P_b e P_c da seguinte forma

$$Se(Eixo(k)) > v_x^* > Eixo(k+1), \text{então, } p_x = Eixo(k) - v_x^* \quad (4.10)$$

com $k = 1, 2, 3$ e $x = a, b, c$.

Com isso determina-se os tempos de acionamento das chaves T_a , T_b e T_c

$$T_j = \frac{P_x}{\frac{E}{2}} T_s \quad (4.11)$$

$$T_x = T_s - T_j \quad (4.12)$$

com $k = 1, 2, 3$ e $x = a, b, c$.

Inserindo os tempos de curto-circuito, em (4.12), chega-se as seguintes equações de forma generalizada

$$T_M(q_{xj}) = T_M + \frac{T_o}{2}; T_M(q'_{xj}) = T_M \quad (4.13)$$

$$T_i(q_{xj}) = T_i; T_i(q'_{xj}) = T_i \quad (4.14)$$

$$T_m(q_{xj}) = T_m; T_m(q'_{xj}) = T_m - \frac{T_o}{2} \quad (4.15)$$

onde $T_M = \max\{T_a, T_b, T_c\}$, $T_i = \min\{T_a, T_b, T_c\}$, $T_m = \min\{T_a, T_b, T_c\}$, $x = \{a, b, c\}$ e $j = \{1, 2\}$.

As equações (4.13) - (4.15) representam os intervalos de tempo que devem ser aplicados as chaves de cada um dos braços dos inversores fonte Z com número reduzido de componentes. Essas equações são válidas apenas para o caso da modulação contínua, ou seja, $\mu = 0.5$

Os casos considerando a modulação descontínua também foram aplicados nas duas topologias, no entanto, foi averiguado que quando submetidos a esses casos particulares, houve a perda de sincronização das fases, acarretando em um mau funcionamento da função *boost*. Com isso, a modulação descontínua não foi empregada aos inversores Z de três com número reduzido de componentes.

Implementação de Software

O procedimento para a aplicação da estratégia híbrida proposta, aos inversores Z de três com número reduzido de componentes, consiste em:

- (1) Definir as tensões de pólo de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* ;
- (2) Selecionar o valor desejado de μ e calcular v_μ^* a partir de (4.8);
- (3) Calcular $v_a^{*'}$, $v_b^{*'}$ e $v_c^{*'}$ a partir de (4.5) - (4.7);
- (4) Utilizar os sinais $v_a^{*'}$, $v_b^{*'}$ e $v_c^{*'}$ obtidos do passo 3, para calcular os novos valores P_a , P_b e P_c usando (4.10);
- (5) Calcular T_j , $j = \{1, 2, 3\}$ e os tempos de acionamento das chaves através de (4.11) - (4.12);
- (6) Ordenar pela magnitude dos intervalos de tempo calculados para obter T_M , T_i e T_m ;
- (7) Calcular os tempos compensados inerentes ao inversor Z a partir de (4.13) - (4.15)

4.3.2 Resultados de Simulação

Nesta subseção são ilustrados o resultados de simulação do comportamento dinâmico do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento utilizando uma malha Z e do inversor Z de três em cascata. A simulação foi executada com os dados definidos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na simulação dos inversores Z com número reduzido de componentes

Frequência de chaveamento	10KHz
$C_1 = C_2 = C_3 = C_4$	$2200\mu F$
$L_1 = L_2 = L_3 = L_4$	7mH
V_o	50 V
τ	$100\mu s$
tempo de curto-circuito	$0.2\tau_o$
Índice de Modulação	0.9

As Figuras 4.7 e 4.9 ilustram os resultados sem elevação da tensão do barramento para o inversor Z NPC com uma malha Z e o inversor Z em cascata respectivamente. Onde tem-se (a) tensão de linha, (b) tensão de entrada CC e tensões nos capacitores da malha C_1 e C_2 e (c) correntes trifásicas do inversor.

Nas Figuras 4.8 e 4.10 podem ser vistos os resultados de simulação para o inversor Z NPC com uma malha Z e o inversor Z em cascata respectivamente, onde a função CC é utilizada. As curvas mostrada nessas figuras são: (a) tensão de referência (b) tensão de linha (c) correntes trifásicas (d) tensão de modo comum (e) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 e (f) correntes trifásicas desequilibradas.

Estes resultados foram obtidos utilizando a modulação contínua, ou seja, com $\mu = 0.5$. Como pode ser observado, as duas topologias apresentam o mesmo padrão nos sinais de saída.

Substituindo os dados da Tabela 4.1 em (4.7), obtem-se as tensões nos capacitores da malha Z, cujo o valor aproximado obtido é de $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_{C4} = 133.33$. Portanto, a expectativa é que para as duas topologias, as tensões nos capacitores tenham aproximadamente este valor.

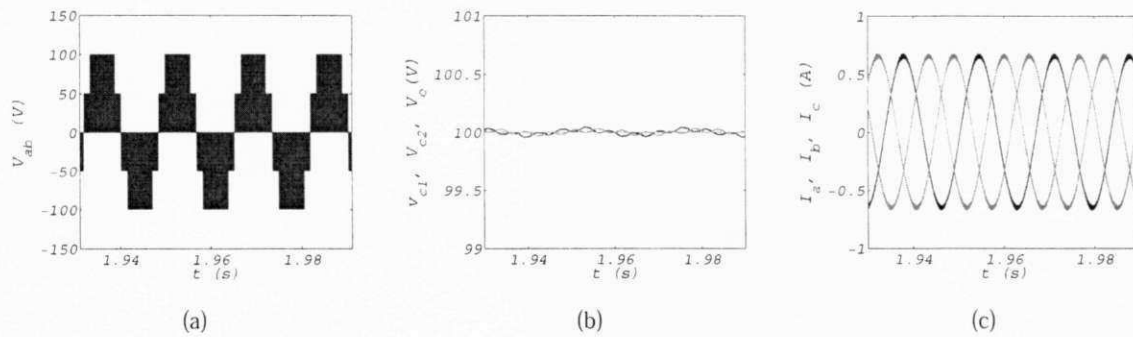


Figura 4.7: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z, sem *boost*. (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada *CC* e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas

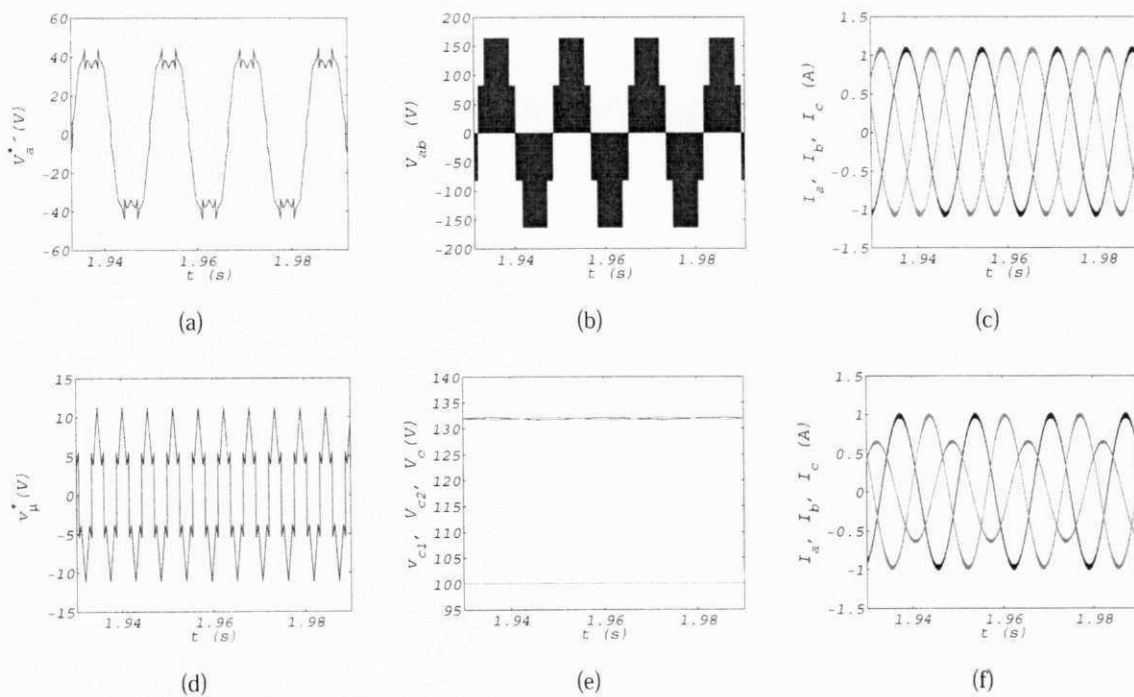


Figura 4.8: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de linha (c) correntes trifásicas (d) tensão de modo comum (e) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (f) correntes trifásicas desequilibradas

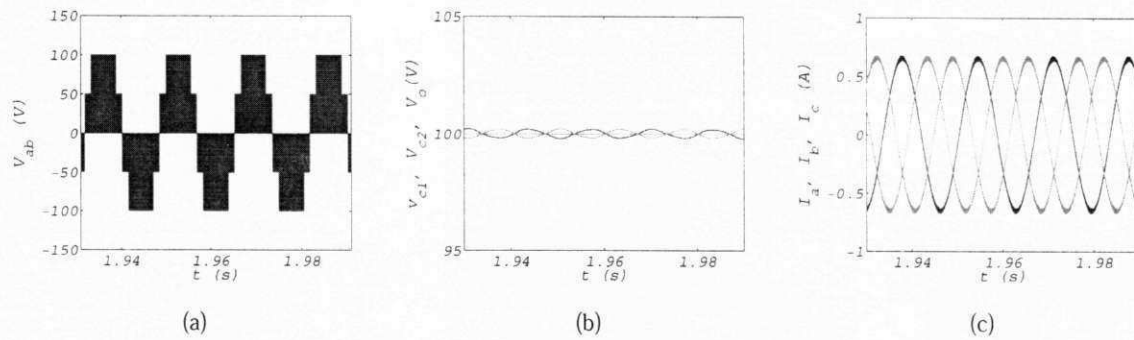


Figura 4.9: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis em cascata, sem *boost*. (a) Tensão de linha (b) Tensão de entrada *CC* e tensões nos capacitores C_1 e C_2 (c) Correntes trifásicas

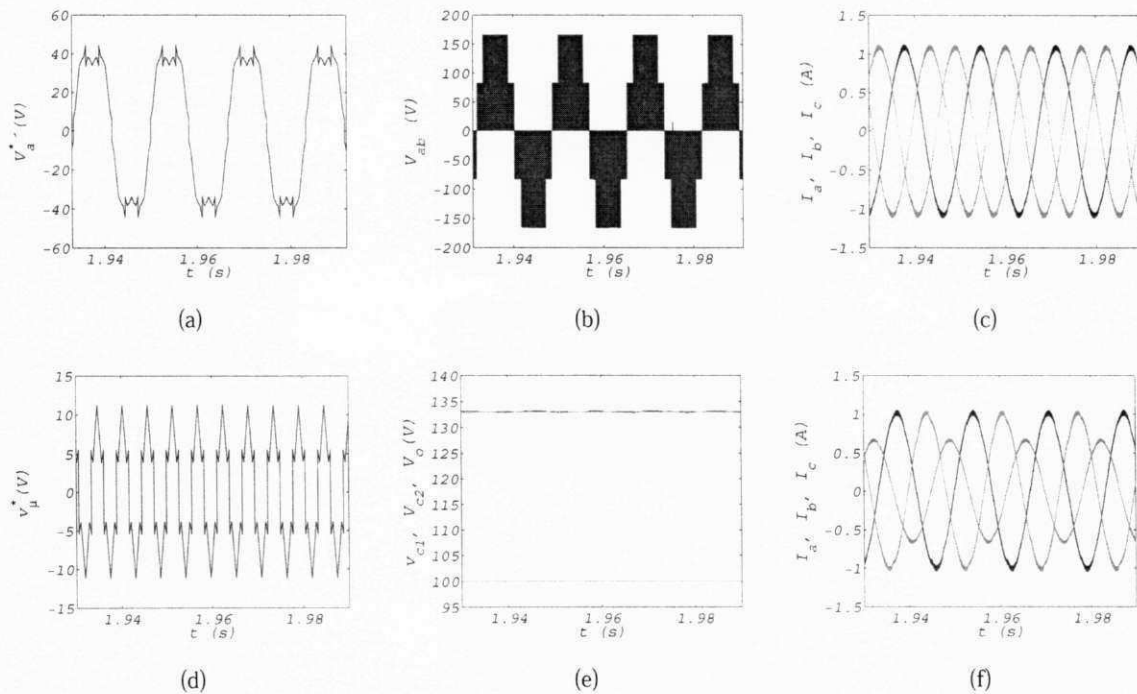


Figura 4.10: Resultados de simulação do inversor Z de três níveis em cascata ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (b) tensão de linha (c) correntes trifásicas (d) tensão de modo comum (e) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (f) correntes trifásicas desequilibradas

4.3.3 Resultados Experimentais

Nesta subseção serão apresentados os resultados em nível experimental obtidos de acordo com os dados da Tabela 4.1. Como foi observado nos resultados de simulação, as duas topologias de inversores Z produzem similares formas de onda. Desse modo, os resultados experimentais foram obtidos apenas para o inversor NPC com uma malha Z. A Fig. 4.11 mostra os resultados quando não há aplicação de *boost*. Onde tem-se: (a) Tensão de linha (b) correntes trifásicas e (c) Tensão de entrada CC e tensões nos capacitores. Já na Fig. 4.12 é ilustrado os resultados com elevação da tensão do barramento utilizando-se modulação contínua. As curvas mostrada nessas figuras são: (a) tensão de referência (b) tensão de linha (c) correntes trifásicas (d) correntes trifásicas desequilibradas e (e) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 .

Comparando os níveis das tensões de linha, tensões nos capacitores e correntes trifásicas obtidos em nível de simulação e de experimento, percebe-se a funcionalidade do inversor Z de elevar a tensão do barramento para um nível predeterminado, pode ser conseguida utilizando a estratégia de modulação de proposta. Tanto para cargas equilibradas quanto para cargas desequilibradas, os resultados se apresentaram de forma satisfatória.

As correntes trifásicas não apresentam distorções, indicando que as compensações dos vetores ativos foram de feitos de forma correta, respeitando a relação volt/segundo.

4.4 Conclusões

Foi realizado neste capítulo, o estudo em duas topologias de inversores fonte Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z, empregando a modulação PWM híbrida para seu controle. A primeira topologia consiste em um inversor de três níveis com diodos de grampeamento que faz uso de apenas uma malha Z. Já a segunda topologia é originada de uma malha indutivo - capacitiva e dois inversores de dois níveis em cascata.

O inversor Z com diodos de grampeamento com duas malhas Z, não oferece uma solução economicamente favorável, pois faz uso de duas fontes isoladas CC e utiliza duas malhas Z, aumentando o número de elementos passivos LC , o que pode acarretar um grande aumento de custo e tamanho do inversor. Nesse contexto, as topologias de inversores Z de três níveis com redução no número de componentes da malha Z, surge como uma possível solução.

A estratégia de controle empregada nas duas topologias com redução no número de componentes da malha Z, é a mesma utilizada no inversor de três níveis com diodos de grampeamento com duas malhas Z, diferenciando apenas no fato de que o estado das chaves desses inversores são determinados através da comparação entre os sinais de referência e duas portadoras defasadas de 180° uma da outra. O uso de duas portadoras defasadas se faz necessária, uma vez que a aplicação do *boost* é conseguida através de um sincronismo entre o chaveamento de dois dos três braços dos inversores e essa sincronização é obtida através desse mecanismo.

Os casos considerando a modulação descontínua também foram aplicados nas duas topolo-

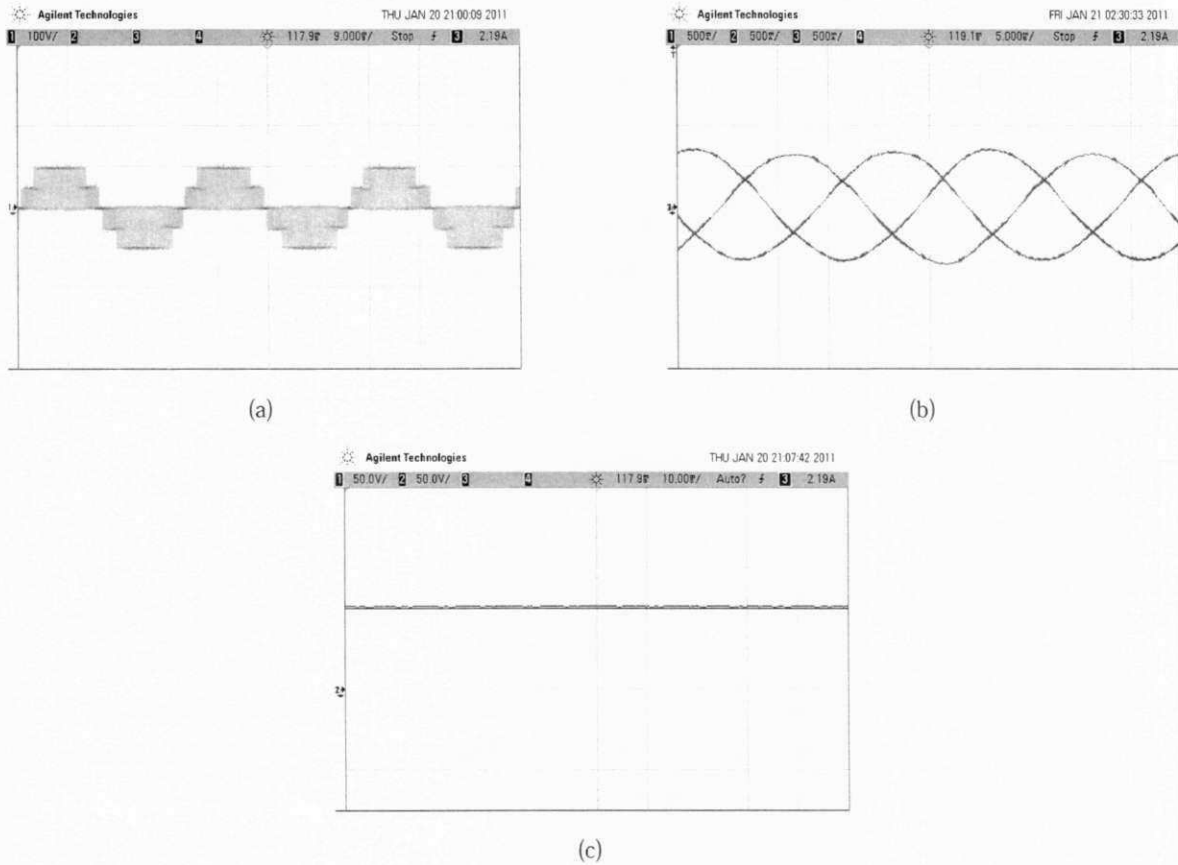


Figura 4.11: Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z, sem *boost*. (a) tensão de linha (100 V/Div) (b) correntes trifásicas (500 mA/Div) (c) tensão de entrada CC e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

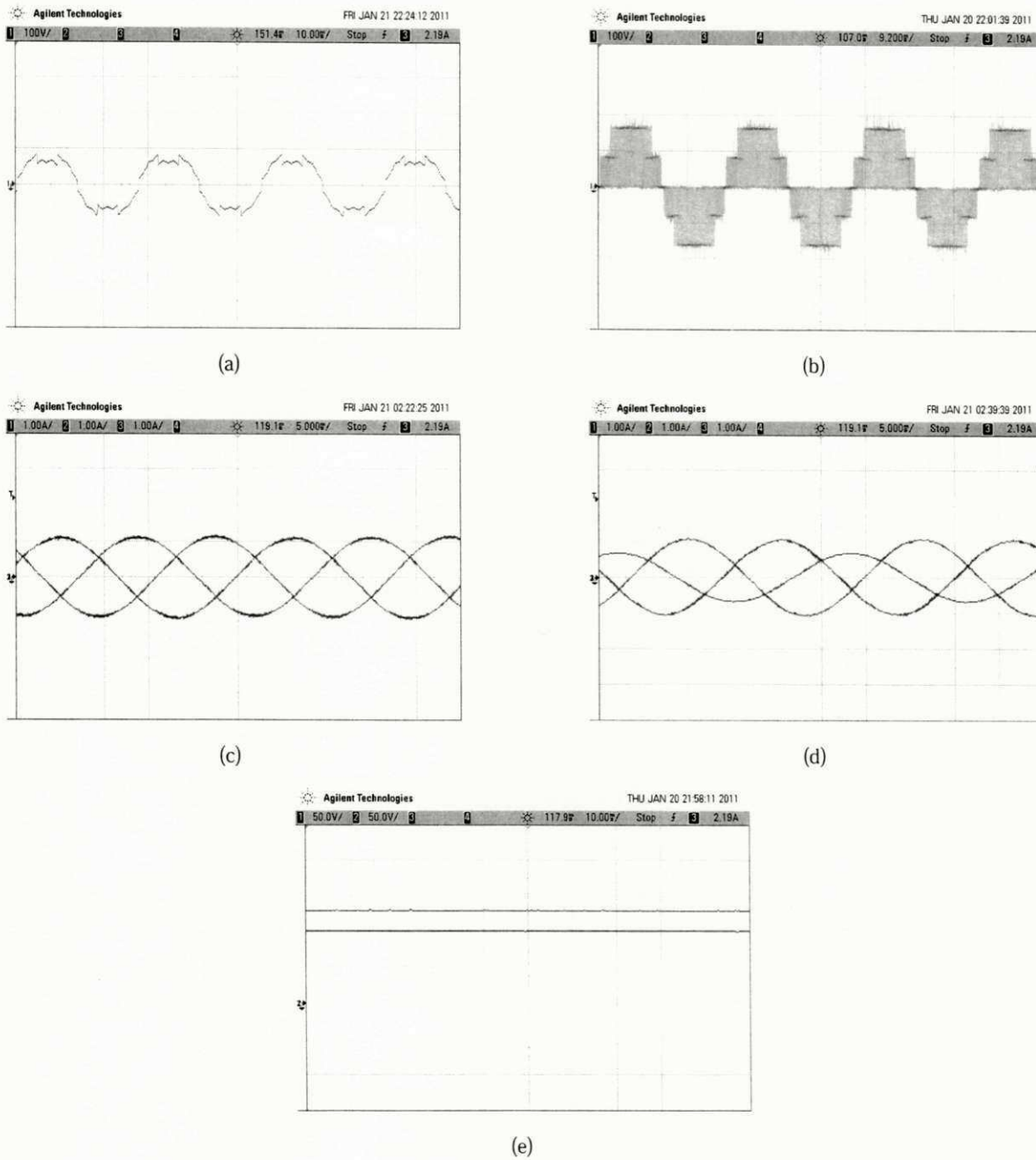


Figura 4.12: Resultados experimentais do inversor Z de três níveis com diodos de grameamento com uma malha Z ($\mu = 0.5$), com *boost*. (a) tensão de referência (100 V/Div) (b) tensão de linha (100 V/Div) (c) correntes trifásicas (1 A/Div) (d) correntes trifásicas desequilibradas (1 A/Div) (e) tensão de entrada *CC* e tensão nos capacitores C_1 e C_2 (50 V/Div)

gias, no entanto, foi averiguado que quando submetidos a esses casos particulares, houve a perda de sincronização das fases, acarretando em um mau funcionamento da função *boost*. Com isso, a modulação descontínua não foi empregada aos inversores Z de três com número reduzido de componentes.

Capítulo 5

Aplicação do Inversor Fonte Z

5.1 Sistema de Acionamento de Motor Trifásico com Enrolamentos Abertos Tolerantes a Falhas

5.1.1 Introdução

O motor trifásico alimentado por um conversor fonte de tensão de três braços pode ser considerado o arranjo mais popular em aplicações que demandem acionamento com velocidade variável [56]. Apesar deste sistema de acionamento apresentar uma série de vantagens, tais como possibilidade de acionamento em alto desempenho, otimização do acionamento na partida e parada, controle preciso de torque, tal sistema pode ser considerado limitado no que diz respeito ao acionamento com capacidade de tolerância a falhas. Quando uma falha for detectada em uma chave de potência o motor é forçado a uma parada não programada ou a uma operação sob condições não nominais.

O alto custo relacionado com parada não programada e reparo não programado tem estimulado pesquisadores e grupos de pesquisa a proporem sistemas de acionamento tolerante a falhas [57], [58]. Por exemplo, no trabalho apresentado em [59] é proposto um sistema de conversão ca-ca com capacidade de remediar falhas ocorridas no circuito de chaveamento, enquanto em [60] e [61] é apresentado um conjunto de conversores multiníveis que podem operar sob condições de falhas. O acionamento de um motor trifásico com enrolamentos abertos a partir de um conversor estático de seis braços tem sido extensivamente estudado, como pode ser verificado na literatura técnica [62], [63]. O investimento inicial desta estrutura de acionamento se justifica basicamente por alguns aspectos: i) melhoramento da distorção harmônica gerado pelo conversor ii) redução nos níveis da tensão do barramento, iii) redução no custo das chaves de potência e iv) capacidade de tolerância a falhas.

Neste capítulo, é proposto um sistema de acionamento de um motor trifásico tolerante à falha, a partir do qual é possível obter as mesmas características de tensão do barramento antes e depois da falha. A tolerância a falhas se dá pela reconfiguração do conversor quando detectada a falha,

sem a necessidade de utilização de dispositivos de isolamento (como fusíveis) ou dispositivos para reconfiguração (como triacs). O sistema proposto é apresentado na Fig. 5.1 e é composto de dois inversores fonte Z com três braços cada alimentando em cascata o motor trifásico. A alimentação em cascata é possível já que motor está com enrolamentos abertos, ou seja, se tem acesso aos seis terminais dos três enrolamentos. Como será visto nas seções subseqüentes, a utilização dos conversores fonte Z se dá pela necessidade de elevação da tensão fornecida pelo conversor após a falha, para que o sistema opere com a mesma tensão do barramento que tinha antes da falha.

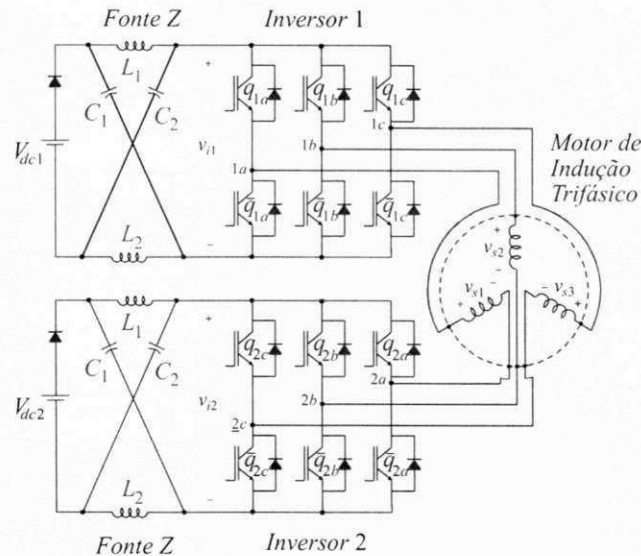


Figura 5.1: Sistema proposto - acionamento de motor trifásico com tolerância a falhas.

5.1.2 Conversor Antes da Falha

Mostra-se na Fig. 5.1 a configuração do sistema de acionamento antes da falha. O sistema de acionamento é composto por dois conversores fonte Z alimentando em cascata um motor trifásico com enrolamentos abertos. Devido à conexão em cascata, é possível alimentar a máquina trifásica com metade da tensão do barramento que seria necessário em um acionamento convencional, desta forma os conversores fonte Z operarão sem a necessidade de elevação de tensão, ou seja, sem implementação da função boost. Isso será possível a partir do sinal de comando enviado para as chaves, gerando-se um sinal complementar para as chaves do mesmo braço, como normalmente é feito em um conversor fonte de tensão. Desta forma, se a tensão de fase da máquina é de 1 pu, a tensão do barramento necessária para V_{dc1} e V_{dc2} será de $\sqrt{3}/2$ pu.

Para facilitar a apresentação do PWM foi criado um zero virtual na tensão de entrada de cada inversor, como mostrado na Fig. 5.2.

A estratégia para geração de sinais PWM antes da falha pode ser feita como mostrado nas equações abaixo:

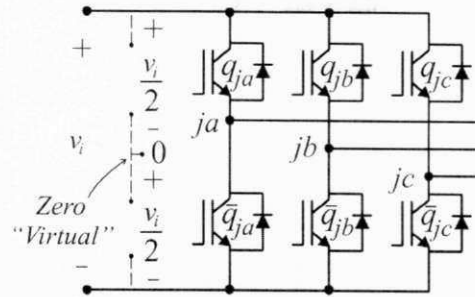


Figura 5.2: Criação do zero virtual, com $j=1,2$.

$$v_{1a0}^* = v_{s1}^* + v_{\mu 1}^* \quad (5.1)$$

$$v_{1b0}^* = v_{s2}^* + v_{\mu 1}^* \quad (5.2)$$

$$v_{1c0}^* = v_{s3}^* + v_{\mu 1}^* \quad (5.3)$$

$$v_{2a0}^* = -v_{s1}^* + v_{\mu 2}^* \quad (5.4)$$

$$v_{2b0}^* = -v_{s2}^* + v_{\mu 2}^* \quad (5.5)$$

$$v_{2c0}^* = -v_{s3}^* + v_{\mu 2}^* \quad (5.6)$$

$$(5.7)$$

onde v_{s1}^* , v_{s2}^* e v_{s3}^* são as tensões de fase de referência da máquina trifásica. Note-se que estas equações não podem ser resolvidas sem antes especificar o valor de $v_{\mu 1}^*$ e $v_{\mu 2}^*$. As tensões $v_{\mu 1}^*$ e $v_{\mu 2}^*$ podem ser obtidas em função do fator de distribuição de roda livre μ_1 e μ_2 ($0 < \mu_1 < 1$ e $0 < \mu_2 < 1$) como considerado para um conversor trifásico:

$$v_{\mu 1}^* = v_i \left(\frac{1}{2} - \mu_1 \right) - (1 - \mu_1) v_{sM}^* - \mu_1 v_{sm}^* \quad (5.8)$$

onde $v_{sM}^* = \max\{V\}$, $v_{sm}^* = \min V$, com V dado por: $V = v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*$ e v_i é a tensão do barramento capacitivo. A partir das tensões de pólos definidas determina-se as larguras de pulso τ_{s1} , τ_{s2} e τ_{s3} usando

$$\tau_{sj}^* = \frac{T}{2} + \frac{T}{v_i} v_{sj0}^* \quad (5.9)$$

para $j = 1, 2, 3$.

5.1.3 Conversor Depois da Falha

O sistema proposto é capaz de tolerar dois tipos de falhas na chave de potência: falha de circuito aberto e falha de curto-circuito. Mostra-se na Fig. 5.3 a configuração do sistema de acionamento depois de uma falha específica em q_{1b} . Observa-se na Fig. 5.3(a) um exemplo de falha do tipo circuito aberto na chave q_{1b} . Note-se que a ação do sistema de controle será de re-configurar o

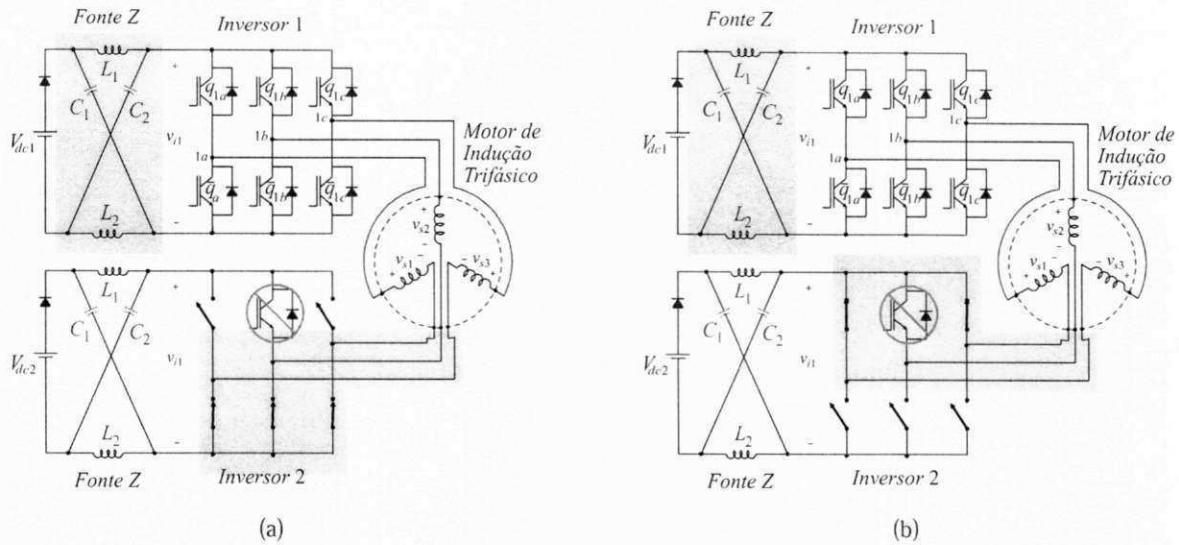


Figura 5.3: Configuração pós-falha: (a) falha de circuito aberto na chave q_{2b} , (b) falha de curto-circuito na chave q_{2b} .

conversor de forma que o inversor sob falha (neste caso particular o inversor 2) seja usado para conectar a máquina trifásica em Y (estrela). Assim, a alimentação da máquina será fornecida pelo inversor 1. Por outro lado, observa-se na Fig. 5.3(b) uma falha do tipo curto-circuito na mesma chave. Mais uma vez o sistema de controle terá que atuar de forma a re-conectar a máquina em Y com o próprio inversor sob falha.

Percebe-se que no exemplo dado na Fig. 5.3(a), quando a falha é do tipo circuito aberto, a máquina é conectada em Y a partir de um curto circuito nas chaves \bar{q}_{1a} , \bar{q}_{1b} e \bar{q}_{1c} . Por outro lado, quando a falha é do tipo curto-circuito, a máquina é conectada em Y a partir de um curto circuito nas chaves q_{1a} e q_{1c} .

É importante mencionar que, após a falha (quando a máquina está alimentada por apenas um inversor), a capacidade de tensão é diminuída pela metade, neste momento é necessário realizar a função boost do conversor fonte Z, proporcionando, portanto a mesma capacidade de tensão antes e depois da falha. A estratégia de controle PWM para implementação da função boost no conversor proposto neste trabalho pode seguir o método apresentado em [3], de forma que (5.4) - (5.9) continuam válidas, mudando-se apenas o cálculo dos tempos de condução das chaves para garantir o tempo de curto circuito (shoot-through time) necessário para a função boost, como observado na Fig. 5.4.

5.1.4 Identificação da Falta

A falha de uma chave de potência pode ser identificada comparando a tensão de referência e a tensão gerada pelo conversor. De fato, a comparação direta entre a tensão medida e sua referência resulta em um erro de tensão que pode ser usado para localizar a chave sob falha.

Considerando Δv_{j0} como sendo a divergência da tensão de pólo devido a falha na chave q_j .

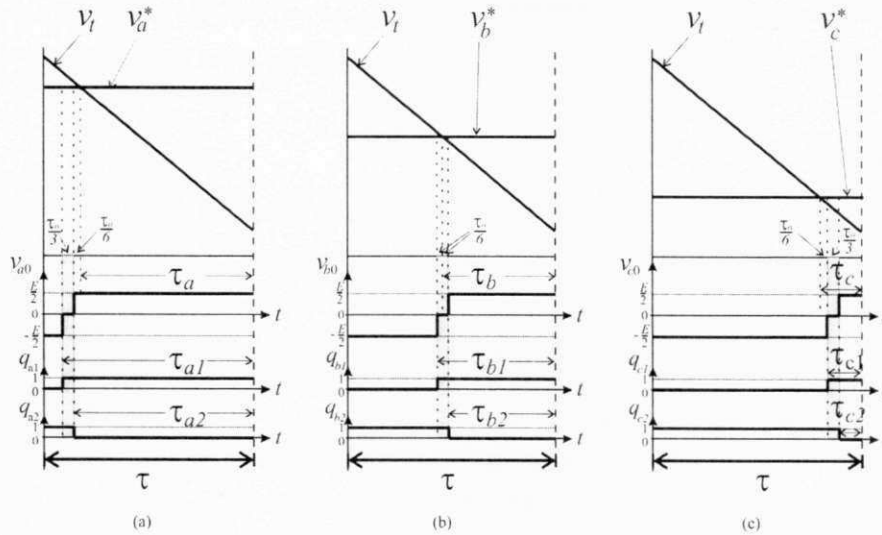


Figura 5.4: Geração dos sinais de comandos do inversor 1 com a inclusão do tempo de curto-circuito: (a) sinais de comando para a braço 1a, (b) sinais de comando para a braço 1b, (a) sinais de comando para a braço 1c.

Portanto a tensão de pólo depois da ocorrência da falha pode ser descrito como

$$v'_{j0} v_{123} = A \omega_{dqo} \tag{5.10}$$

$$v'_{j0} = v_{j0} + \Delta v_{j0} \tag{5.11}$$

Como mencionado anteriormente, a ocorrência da falha pode ser conseguida comparando-se v'_{j0} com sua respectiva tensão de referência v_{j0}^* , este erro é dado por

$$\delta v_{j0} = v_{j0}^* - v'_{j0} = \Delta v_{j0} + \varepsilon_{jd} \tag{5.12}$$

onde ε_{jd} é o erro discretizado introduzido pela técnica de modulação empregada. O efeito do erro discretizado pode ser reduzido usando um procedimento de calibração. Assim, depois deste procedimento de calibração o erro $\delta v_{j0} = \Delta v_{j0}$. O desvio de tensão $\pm \Delta v_{j0}$ reflete o erro de tensão δv_{j0} . Baseado neste erro é possível detectar e identificar a chave sob condições de falha. Depois de ser identificada a falha uma das duas ações após a falha devem ser tomadas, dependendo do tipo de falha ocorrida.

5.1.5 Compensação da Falha

Depois da ocorrência da falha, o procedimento de reconfiguração muda o conversor de seis braços da Fig. 5.1 para uma configuração com apenas três braços Fig. 5.3, mas com as mesmas condições de tensão que a configuração antes da falha. Note que, a topologia do conversor é mudado sem a necessidade de utilizar dispositivos de isolamento (como fusíveis) ou dispositivos para

reconfiguração (como triacs), as próprias chaves do conversor são usadas para mudar a conexão do motor, de enrolamentos abertos para uma conexão em Y. Dois casos serão considerados:

Falha com Circuito Aberto

Quando uma falha de circuito aberto é identificada, como observado na Fig. 5.3(a), a reconfiguração é conseguida a partir da geração de um vetor nulo permanente com as chaves complementares àquela que está sob condições de falha.

Falha de Curto - Circuito

Quando uma falha de curto-circuito é identificada, como observado na Fig. 5.3(b), a reconfiguração é conseguida a partir da geração de um vetor nulo permanente com as outras chaves dos braços do mesmo conversor.

Portanto, a estratégia de compensação pode ser sumarizada da seguinte forma:

- (1) Medição das tensões de pólo;
- (2) Cálculo do erro de tensão;
- (3) Determinação se o erro corresponde ou não a condição de falha;
- (4) Identificação da chave sob falha;
- (5) Reconfiguração do conversor;
- (6) Operação boost do conversor fonte Z.

5.1.6 Especificação de Tensão

Uma especificação importante no projeto do conversor proposto é a tensão necessária para que o sistema opere após a falha sob condições similares àsquelas observadas antes da falha. Para que isso ocorra é preciso impor uma relação boost no conversor Z de tal forma que a tensão média na entrada do inversor 1 (v_i) seja o dobro da tensão da fonte primária (V_{dc1}), desta forma, admitindo a equação determinada em [3], mostrada abaixo

$$\hat{v}_i = \frac{1}{1 - 2\frac{\tau_o}{T}} V_{dc1} \quad (5.13)$$

é necessário $\tau_o = 0.25T$ para se obter uma relação de $v_i = 2V_{dc1}$.

Para este mesmo valor de τ_o a tensão nos capacitores é dada por:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1 - \frac{\tau_o}{T}}{1 - 2\frac{\tau_o}{T}} V_{dc1} \quad (5.14)$$

Portanto, a expectativa é que a tensão de saída dobre e a tensão dos capacitores aumentem em 50% quando $\tau_o = 0.25T$.

5.1.7 Resultados de Simulação

Os dados utilizados na simulação são apresentados na Tabela 5.1. Mostra-se na Fig. 5.5 os resultados de simulação para uma falha do tipo circuito aberto na chave q_{1b} ocorrida em $t = 1s$, com a compensação ocorrendo em $t = 1.4s$. Observa-se na Fig. 5.5(a) as correntes de fase da máquina, na Fig. 5.5(b) as tensões da fonte 1 (V_{dc1}) e do capacitor C_1 (v_{c1}), e na Fig. 5.5(c) a tensão de fase da máquina (v_{s1}). Observe que após a falha o sistema de controle atua de forma que tanto a tensão quanto as correntes de fase restabelece os níveis anterior a falta.

Tabela 5.1: Parâmetros utilizados na simulação do sistema de acionamento de Motor Trifásico com enrolamentos abertos tolerantes a falhas

Frequência de chaveamento	10KHz
$C_1 = C_2$	1100 μ F
$L_1 = L_2$	2mH
Motor	1.5cv, 1720rpm, $I_p/I_n=7.8$, $f_p=0.82$, $rend.=79.5$

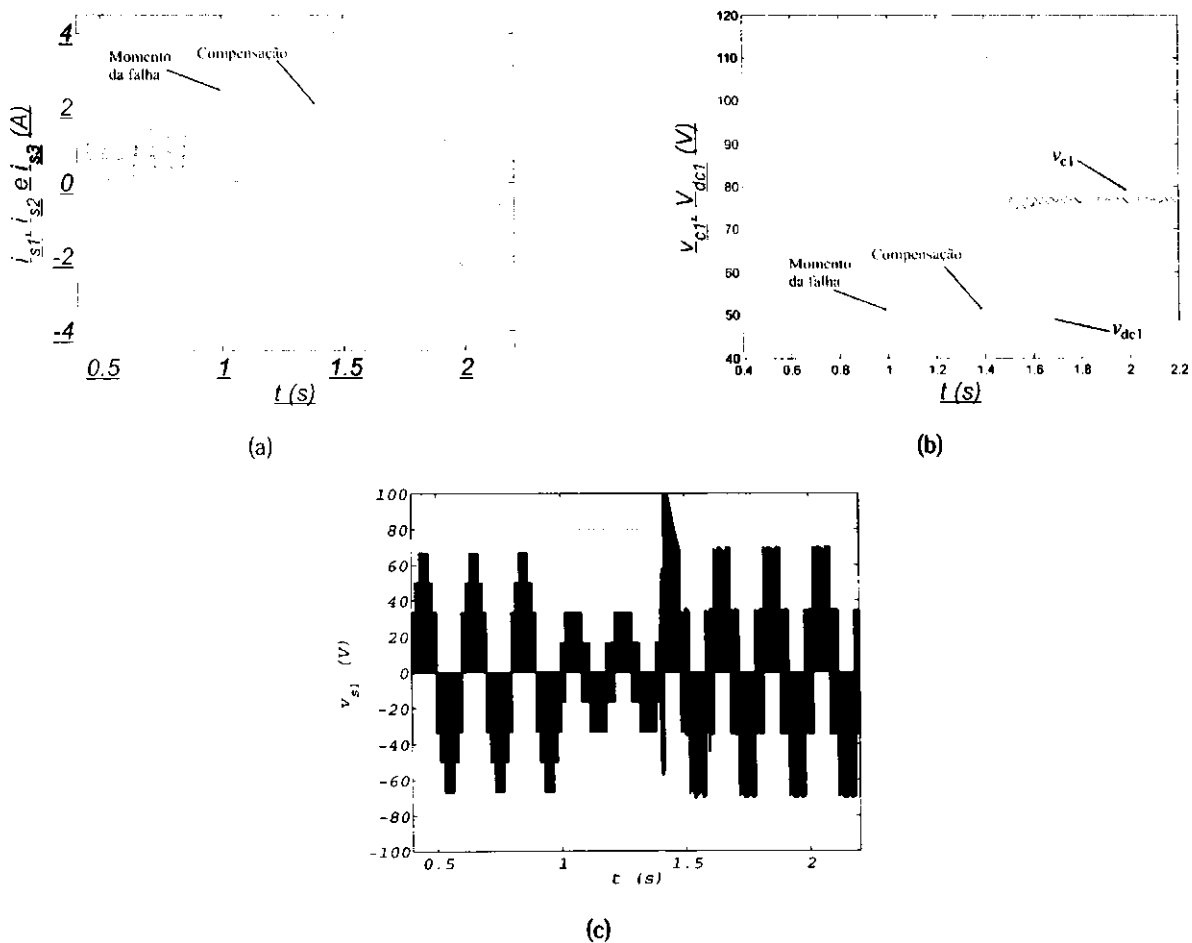


Figura 5.5: Resultados de simulação destacando o momento da falha e da compensação: (a) correntes na máquina, (b) tensão da fonte 1 da do capacitor C_1 (c) tensão de fase da máquina.

5.1.8 Resultados Experimentais

A plataforma experimental utilizada é constituída por um motor de indução trifásico, sendo este alimentado por dois inversores fonte Z (antes da falha) e controlado pelo processador digital de sinais TMS320F28335.

Na Figura 5.6, são mostrados os resultados experimentais anterior a falha. Observa-se na Fig. 5.6(a) as correntes de fase da máquina, na Fig. 5.6(b) as tensões de entrada (V_{dc1}) e (V_{dc2}) e na Fig. 5.6(c) a tensão de fase da máquina (v_{s1}). Na figura 5.7, são mostrados os resultados experimentais após a ocorrência da falha. Têm-se na Fig. 5.7(a) as correntes de fase da máquina, na Fig. 5.7(b) as tensões da fonte 1 (V_{dc1}) e do capacitor C_1 (v_{C1}), e na Fig. 5.7(c) a tensão de fase da máquina (v_{s1}).

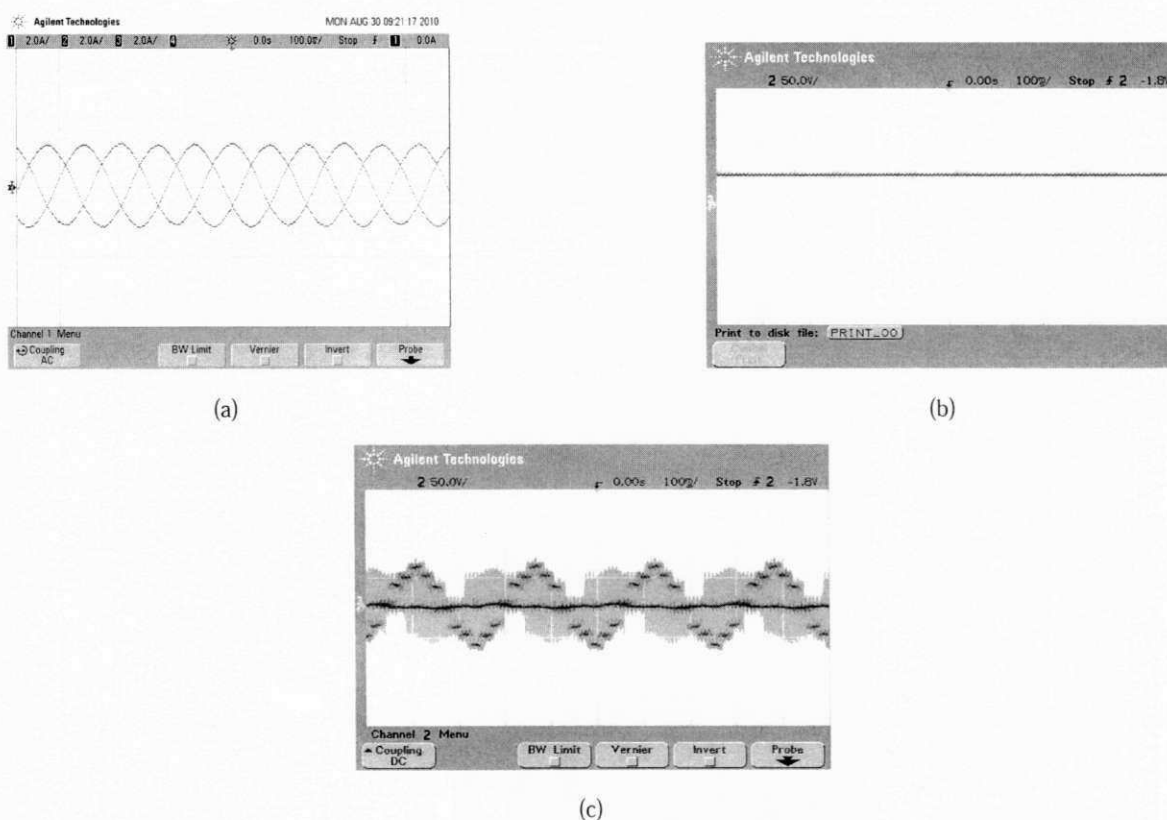
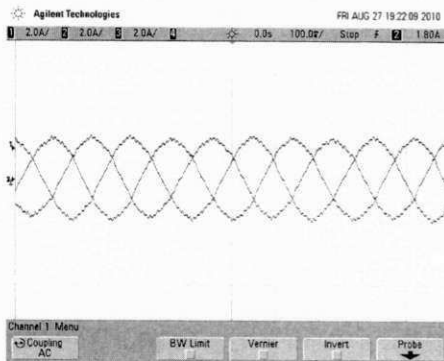


Figura 5.6: Resultados experimentais pré-falha: (a) correntes na máquina, (b) tensão das fontes 1 e 2, (c) tensão de fase da máquina.

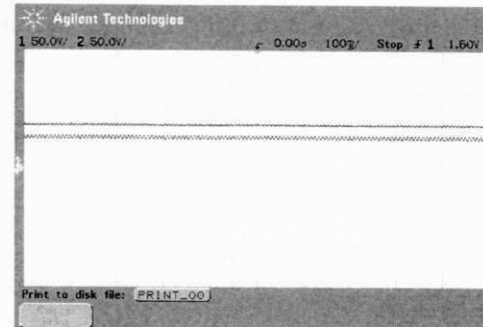
Observa-se nos resultados simulados, que após a falha (quando a máquina está alimentada por apenas um inversor) a capacidade de tensão é diminuída pela metade, neste momento é necessário realizar a função boost do conversor fonte Z, proporcionando, portanto a mesma capacidade de tensão antes e depois da falha. Isso é confirmado pelos resultados experimentais, como podemos observar nos níveis de tensões e correntes antes e após a falha.

Como tensão de barramento, foi utilizado um valor de 50V. Observa-se nas equações 5.13 e 5.14, que para que se tenha o dobro da tensão do barramento na saída da fonte Z, é necessário que

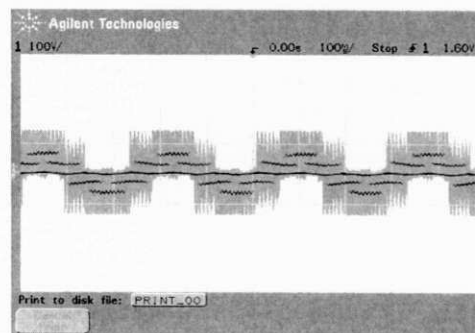
os capacitores aumentem em 50% o valor de sua tensão, ou seja, $V_{C1} = V_{C2} = 75V$ como se pode observar na Figura 5.7(b).



(a)



(b)



(c)

Figura 5.7: Resultados experimentais após a falha: (a) correntes na máquina, (b) tensão da fonte 1 e do capacitor C_1 , (c) tensão de fase da máquina.

5.2 Conclusões

Foi apresentado neste capítulo um sistema de acionamento de motor trifásico com enrolamentos abertos tolerantes a falhas a partir do qual é possível obter as mesmas características de tensão do barramento antes e depois da falha. O sistema proposto é composto de dois inversores fonte Z com três braços cada, alimentando em cascata o motor trifásico. A alimentação em cascata é possível já que motor possui enrolamentos abertos, ou seja, se tem acesso aos seis terminais dos três enrolamentos. A tolerância à falhas se dá pela reconfiguração do conversor quando detectada a falha, sem a necessidade de utilização de dispositivos de isolamento (como fusíveis) ou dispositivos para reconfiguração (como triacs).

Devido a conexão em cascata, a máquina é alimentada com metade da tensão que seria necessário em um acionamento convencional. Após a falha, a máquina passa a ser alimentada por apenas um dos inversores, com isso a utilização dos conversores fonte Z se dá pela necessidade de

elevação da tensão fornecida pelo conversor após a falha, para que o sistema opere com a mesma tensão do barramento que tinha antes da falha.

Foi verificado através dos resultados de simulação que na ocasião do restabelecimento do sistema após a falha, ou seja, no momento que o conversor Z começa a atuar, tanto as correntes de fase, quanto a tensões de linha, atingem valores relativamente elevados durante o transitório. Com isso, há necessidade de se fazer um controle em malha fechada do sistema para que o mesmo se torne aplicável por exemplo em máquinas trabalhando com parâmetros próximo ao nominal.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões

Neste trabalho foi feito um estudo para aplicação da modulação PWM híbrida nos conversores fonte Z. As técnicas propostas possuem tanto as vantagens encontradas nas estratégias vetoriais quanto a facilidade de implementação presentes nas estratégias híbridas.

Ao todo foram estudados cinco topologias de inversores fontes Z, sendo duas delas inversores de dois níveis: um inversor Z com três braços e um inversor Z com quatro braços. E três delas de três níveis: um inversor Z com diodos de grampeamento utilizando uma malha Z, um inversor Z com diodos de grampeamento utilizando duas malhas Z e um inversor de três níveis formado pela união de dois inversores de dois níveis em cascata.

Para os inversores Z dois níveis primeiramente foi feito um estudo qualitativo e quantitativo do funcionamento da malha indutivo-capacitiva, a partir do qual foram deduzidas expressões onde é possível quantificar o quanto pode se obter em termos de elevação da tensão do barramento CC. Em seguida foram apresentadas as estratégias híbridas com a inserção dos tempos de curto-circuito necessário para o correto funcionamento destes tipos de inversores. Na análise mostrou-se que a relação volt-segundo ao acrescentar os vetores de curto-circuito deve permanecer inalterada e semelhante aquela antes da aplicação. Ao serem aplicados os tempos de curto-circuito, deve ser feita uma compensação de maneira que estes vetores sejam deslocados para o interior dos vetores nulos e dessa maneira, não afetando os vetores ativos, gerando assim uma correta conversão, sem acrescentar distorções aos sinais na saída dos conversores. Verificou-se que é possível a implementação de modulações descontínuas nos inversores fonte Z de dois níveis, desde que seja feita uma correta compensação dos vetores ativos, já que por exemplo para os casos particulares onde $\mu = 0$ e $\mu = 1$ os vetores nulos são distribuídos apenas no início ou no fim em cada período de modulação, diferentemente do caso $\mu = 0.5$ onde os vetores são dispostos no início e no fim do período. Desse modo, a compensação utilizada na modulação contínua não aplica-se à modulação descontínua, que por sua vez possui compensações diferentes entre seus casos possíveis.

Para o controle do inversor Z de três níveis com diodos de grampeamento utilizando duas mal-

has Z foi apresentada uma estratégia que estende o conceito de razão de distribuição de roda livre existentes nas estratégias empregadas nos inversores com diodos de grampeamento convencionais. Ao contrário dos inversores Z de dois níveis, os tempos de curto-circuito não são deslocados para o interior dos vetores nulos como forma de fazer a compensação dos vetores ativos, primeiro porque para altos índices de modulação, os inversores multiníveis não apresentam vetores nulos, segundo porque ao se efetuar um curto-circuito em uma das malhas, o vetor correspondente no momento anterior ao da aplicação, não é alterado na ocasião do curto. Verificou-se que para $\mu = 0$ e $\mu = 1$ que são casos particulares da modulação descontínua, não podem ser empregados devido ao desbalancamento que ocorre entre as tensões de saídas das duas malhas, podendo ser aplicados apenas os casos com μ variável no tempo. Embora seja teoricamente possível, foi visto que a modulação descontínua aplicada ao inversor Z com diodos de grampeamento é inviável na prática, por ocasionar sinais de saída incorretos do inversor se a malha não possui indutores com valores suficientemente elevados, implicando em aumentando de custo e perdas nos indutores.

O inversor Z com diodos de grampeamento com duas malhas Z, não oferece uma solução economicamente favorável, pois faz uso de duas fontes isoladas *CC* (uma a mais que o inversor NPC convencional) e utiliza duas malhas Z (uma a mais que os inversores de dois níveis) aumentando o número de elementos passivos *LC*, o que pode acarretar um grande aumento de custo e tamanho do inversor. Nesse contexto, foram estudados duas topologias de inversores Z de três níveis com número reduzido de componentes. A mesma estratégia de controle empregada no inversor Z com diodos de grampeamento com duas malhas Z, foi também utilizada nessas topologias, diferenciando apenas no fato de que o estado das chaves desses inversores são determinados através da comparação entre os sinais de referência e duas portadoras defasadas de 180° uma da outra. A utilização de duas portadoras defasadas é necessária, uma vez que a aplicação do *boost* é conseguida através de um sincronismo entre o chaveamento de dois dos três braços dos inversores e essa sincronização é obtida através desse mecanismo. Os casos considerando a modulação descontínua também foram aplicados nas duas topologias, no entanto, foi averiguado que quando submetidos a esses casos particulares, houve a perda de sincronização das fases, acarretando em um mau funcionamento da função *boost*. Com isso, a modulação descontínua não foi empregada aos inversores Z de três com número reduzido de componentes.

Um sistema de acionamento de um motor trifásico tolerante à falha foi proposto, a partir do qual é possível obter as mesmas características de tensão do barramento antes e depois da falha. A tolerância a falhas se dá pela reconfiguração do conversor quando detectada a falha, sem a necessidade de utilização de dispositivos de isolamento (como fusíveis) ou dispositivos para reconfiguração (como triacs). O sistema proposto é composto de dois inversores fonte Z com três braços cada alimentando em cascata o motor trifásico. A utilização dos conversores fonte Z se dá pela necessidade de elevação da tensão fornecida pelo conversor após a falha, para que o sistema opere com a mesma tensão do barramento que tinha antes da falha.

Concluindo, registra-se que este trabalho buscou simplificar o controle de diversas topologias de inversores fonte Z, tendo como base a literatura disponível sobre o tema. Tanto para cargas equili-

bradas quanto para cargas desequilibradas, os resultados se apresentaram de forma satisfatória. As correntes trifásicas não apresentam distorções, indicando que as compensações dos vetores ativos foram de feitos de forma correta, respeitando a relação volt/segundo. Portanto, os resultados obtidos com os ensaios experimentais comprovam os estudos feitos por meio de simulações e o efetivo funcionamento da montagem, bem como demonstram a aplicabilidade das estratégias propostas no acionamento de cargas ligadas ao inversor.

6.2 Propostas de Trabalhos Futuros

Como propostas para continuação dos estudos iniciados neste trabalho, têm-se:

1. Realizar estudos em análise de projetos da malha Z de impedância;
2. Investigar o WTHD e THD das topologias estudadas utilizando as estratégias de modulação propostas;
3. Estimação de perdas de condução e chaveamento nos semicondutores em cada estrutura;
4. Estudo do estresse nas chaves dessas topologias;
5. Aprofundar os estudos com relação a distribuição dos vetores de curto-circuito no período de modulação;
6. Analisar novas estruturas de malha Z, buscando uma maior elevação de tensão utilizando um menor tempo de curto-circuito;
7. Estender o conceito de inversor Z a diversas outras topologias de inversores.

Referências

- [1] POMÍLIO, J. A., 2004 Componentes semicondutores de potência, Disponível em <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/elpot.html>> acessado em setembro de 2010.
- [2] DE OLIVEIRA JR, A. S., **Estratégia Generalizada de Modulação por Largura de Pulso para Inversores Multiníveis**, Universidade Federal de campina Grande, Rua Aprigio Veloso, Campos I, 2005, Tese de doutorado.
- [3] PENG, F. Z., Z-source Inverter, **IEEE Trans. Industrial Applications.**, v. 39, p. 504–510, March/April 2003.
- [4] FLORESCU, A. S.; O. TEODORESCU, M.; RADOI, C.; STOICHESCU, D. e ROSU, S., The advantages, limitations and disadvantages of Z-source inverter, In: SEMICONDUCTOR CONFERENCE (CAS), 2010., v. 02, 2010, p. 483.
- [5] LEE, Y. H.; KIM, H. Y. e HYUN, D. S., A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC, v. 1, 1999, p. 509–514.
- [6] WANG, F., Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage source inverters, **IEEE Trans. Industrial Applications.**, v. 38, n. 2, p. 509–514, April 2002.
- [7] SEO, J. H.; CHOI, C. H. e HYUN, D. S., A new simplified space vector PWM method for three-level inverters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 4, p. 545 – 550, July 2001.
- [8] WU, H. e HE, M., Inherent correlation between multilevel carrier-based PWM and space vector PWM: principle and application, In: PEDS, v. 1, 2001, p. 276–281.
- [9] BLASKO, V., A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, 1996, p. 1872–1878.
- [10] HAVA, A. M.; KERMAN, R. J. e LIPO, T. A., A high performance generalized discontinuous PWM algorithm, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC, 1997, p. 886–894.
- [11] PENG, F. Z., Z-Source Inverter, In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY, IAS, v. 38, 2002, p. 775–781.

- [12] MIAOSEN SHEN, ALAN JOSEPH, J. W. F. Z. P. e ADAMS, D. J., Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC BRAZILIAN, January 2005, Recife, PE, Brazil, p. 1962 – 1969.
- [13] MIAOSEN SHEN, ALAN JOSEPH, J. W. F. Z. P. e ADAMS, D. J., Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell vehicles, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1453–1463, July 2007.
- [14] FANG ZHENG PENG, M. S. e HOLLAND, K., Application of Z-Source Inverter for Traction Drive of Fuel Cell Battery Hybrid Electric Vehicles, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 3, p. 1054–1061, May 2007.
- [15] YI HUANG, MIAOSEN SHEN, F. Z. P. e WANG, J., Z-Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1776–1782, November 2006.
- [16] PO XU, XING ZHANG, C.-W. Z. R.-X. C. e CHANG, L., Study of Z-Source Inverter for Grid-Connected PV Systems, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, October 2006, Jeju, p. 1 – 5.
- [17] REZA GHARAKHANY, M. M. E. A. Y. V., Reactive Power Compensation Using Z-Source Based Photovoltaic System, In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, PES, October 2009, Calgary, AB, p. 1 – 7.
- [18] D. MAHINDA VILATHGAMUWA, C. J. G. e LOH, P. C., Modulation and Control of Three-Phase Paralleled Z-Source Inverters for Distributed Generation Applications, **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v. 24, n. 1, p. 173–182, March 2009.
- [19] KULKA, A. e UNDELAND, T., Voltage Harmonic Control of Z-source Inverter for UPS Applications, In: POWER AND MOTION CONTROL CONFERENCE, EPE-PEMC, September 2008, Poznan, p. 657 – 662.
- [20] SUPATTI, U. e PEN, F. Z., Z-source Inverter Based Wind Power Generation System, In: SUSTAINABLE ENERGY TECHNOLOGIES, ICSET, January 2008, Singapore, p. 634 – 638.
- [21] SUPATTI, U. e PEN, F. Z., Z-source Inverter with Grid Connected for Wind Power System, In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, ECCE, November 2009, San Jose, CA, p. 634 – 638.
- [22] DING, X.; QIAN, Z.; YANG, S.; CUI, B. e PENG, F., A High-Performance Z-Source Inverter Operating with Small Inductor at Wide-Range Load, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, APEC 2007 - TWENTY SECOND ANNUAL IEEE, 25 2007.
- [23] SHEN, M. e PENG, F. Z., Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter With Small Inductance or Low Power Factor, **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 1, p. 89 –96, 2008.

- [24] GAJANAYAKE, C.; LUO, F. L.; GOOI, H. B.; SO, P. L. e SIOW, L. K., Extended-Boost Z-Source Inverters, **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 10, p. 2642 –2652, 2010.
- [25] TANG, Y.; XIE, S.; ZHANG, C. e XU, Z., Improved Z-Source Inverter With Reduced Z-Source Capacitor Voltage Stress and Soft-Start Capability, **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 24, n. 2, p. 409 –415, 2009.
- [26] GAO, F.; LOH, P.; BLAABJERG, F. e GAJANAYAKE, C., Operational analysis and comparative evaluation of embedded Z-Source inverters, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, p. 2757 –2763.
- [27] LOH, P.; VILATHGAMUWA, D.; GAJANAYAKE, C.; LIM, Y. e TEO, C., Transient modeling and analysis of pulse-width modulated Z-source inverter, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2005. FOURTIETH IAS ANNUAL MEETING. CONFERENCE RECORD OF THE 2005, v. 4, 2005, p. 2782 – 2789 Vol. 4.
- [28] VILATHGAMUWA, D.; LOH, P. e UDDIN, M., Transient Modeling and Control of Z-Source Current Type Inverter, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2007. 42ND IAS ANNUAL MEETING. CONFERENCE RECORD OF THE 2007 IEEE, 2007, p. 1823 –1830.
- [29] DING, X.; QIAN, Z.; YANG, S.; CUI, B. e PENG, F., A PID Control Strategy for DC-link Boost Voltage in Z-source Inverter, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, APEC 2007 - TWENTY SECOND ANNUAL IEEE, 25 2007.
- [30] TRAN, Q.-V.; CHUN, T.-W.; AHN, J.-R. e LEE, H.-H., Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-Source Inverter, **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 54, n. 5, p. 2745 –2750, 2007.
- [31] YANG, S.; DING, X.; ZHANG, F.; PENG, F. e QIAN, Z., Unified control technique for Z-Source inverter, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, p. 3236 –3242.
- [32] LOH, P. C.; VILATHGAMUWA, D. M.; LAI, Y. S.; CHUA, G. T. e LI, Y., Pulse-Width Modulation of Z-Source Inverters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1346–1355, November 2005.
- [33] CHUN, T.; TRAN, Q.; AHN, J. e LAI, J., AC Output Voltage Control with Minimization of Voltage Stress Across Devices in the Z-Source Inverter Using Modified SVPWM, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, June 2006, Jeju, p. 1 – 5.
- [34] DAS, A.; LAHIRI, D. e KAR, B., Space Vector PWM Based AC Output Voltage Control of Z - Source Inverter, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL, AUTOMATION, COMMUNICATION AND ENERGY CONSERVATION, June 2009, p. 1 – 4.
- [35] LIU, J.; HU, J. e XU, L., A Modified Space Vector PWM for Z-Source Inverter - Modeling and Design, In: INTERNACIONAL CONFERENCE OF ELECTRICAL MACHINES AND

- SYSTEMS, ICEMS, September 2005, Nanjing, p. 1242 – 1247.
- [36] MUNTEAN, N.; TUTELEA, L. e BOLDEA, I., A Modified Carrier - Based PWM Modulation Technique in Z - Source Inverters, In: INTERNACIONAL AEGEAN CONFERENCE OF ELECTRICAL MACHINES AND POWER ELETRONICS, ACEMP, September 2007, Bodrum, p. 174 – 180.
- [37] GAO, F.; LOH, P. C.; VILATHGAMUWA, D. M. e BLAABJERG, F., Performance analysis of random pulse-width modulated z-source inverter with reduced common mode switching, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, 2006.
- [38] ELLABBAN, O.; MIERLO, J. V.; LATAIRE, P. e BRUSSEL, V. U., Comparison between Different PWM Control Methods for Different Z Source Inverter Topologies, In: EUROPEAN CONFERENCE OF POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, EPE, September 2009, Barcelona, p. 1 – 11.
- [39] ROSTAMI, H. e KHABURI, D. A., Voltage Gain Comparison of Different Control Methods of the Z-Source Inverter, In: INTERNACIONAL CONFERENCE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING, ELECO, September 2009, Bursa.
- [40] RABKOWSKI, J.; BARLIK, R. e NOWAK, M., Pulse Width Modulation Methods for Bidirectional/High-Performance Z-source Inverter, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC, June 2008, Rhodes.
- [41] RABKOWSKI, J., Improvement of Z-source inverter properties using advanced PWM methods, In: EUROPEAN CONFERENCE OF POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, EPE, September 2009, Barcelona, p. 1 – 9.
- [42] LI, J.; LIU, J. e LIU, Z., Loss Oriented Evaluation and Comparison of Z-Source Inverters Using Different Pulse Width Modulation Strategies, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, APEC, February 2009, Washington, DC, p. 851 – 856.
- [43] STRZELECKI, R., Three-Level Z-Source Neutral Point clamped Inverter, In: CONFERENCE ON ACTUAL PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT ENGINEERING, APEIE, September 2006, Novosibirsk, p. 172 – 179.
- [44] LOH, P. C.; LIM, S. W.; GAO, F. e BLAABJERG, F., Three-Level Z-Source Inverters Using a Single LC Impedance Network, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 706–711, March 2007.
- [45] LOH, P. C.; GAO, F. e BLAABJERG, F., Topological and Modulation Design of Three-Level Z-Source Inverters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 5, p. 2268–2277, September 2008.
- [46] LOH, P. C.; GAO, F.; BLAABJERG, F.; FENG, S. Y. C. e SOON, K. N. J., Pulse width-Modulated Z-Source Neutral-Point-Clamped Inverter, **IEEE Trans. Industrial Applications**, v. 43, n. 5, p. 509–514, September 2007.

- [59] KWAK, S. e TOLIYAT, H. A., Remedial switching function approach to improve reliability for ac-ac converters, **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 541–543, June 2007.
- [60] CEBALLOS, S.; POU, J.; ROBLES, E.; GABIOLA, I.; ZARAGOZA, J.; VILLATE, J. L. e BOROYEVICH, D., Three-level converter topologies with switch breakdown fault-tolerance capability, **IEEE Trans. Industrial Electron.**, v. 55, n. 3, p. 982–995, March 2008.
- [61] LEZANA, P.; AGUILERA, R. e RODRIGUEZ, J., Fault detection on multicell converter based on output voltage frequency analysis, **IEEE Trans. Industrial Electron.**, v. 56, n. 6, p. 2275–2283, June 2009.
- [62] MOHAPATRA, K. K.; GOPAKUMAR, K.; SOMASEKHAR, V. T. e UMANAND, L., Harmonic elimination and suppression scheme for an open-end winding induction motor drive, **IEEE Trans. Industrial Electron.**, v. 50, n. 6, p. 1187–1198, March 2006.
- [63] MONDAL, G.; SIVAKUMAR, K.; RAMCHAND, R.; GOPAKUMAR, K. e LEVI, E., A dual seven-level inverter supply for an open-end winding induction motor drive, **IEEE Trans. Industrial Electron.**, v. 56, n. 5, p. 1665–1673, March 2009.