

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA
CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA
SOB FALTAS**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Fernanda de Moraes Carnielutti

Santa Maria, RS, Brasil

2012

**ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA
CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA
SOB FALTAS**

por

Fernanda de Moraes Carnielutti

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro, Ph.D

Santa Maria, RS, Brasil

2012

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES
MULTINÍVEIS EM CASCATA SOB FALTAS**

elaborada por
Fernanda de Moraes Carnielutti

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:




Humberto Pinheiro, Ph.D.
(Presidente/Orientador)



Cassiano Rech, Dr. (UFSM)



Marcos Antônio Severo Mendes, Dr. (UFMG)



Robinson Figueiredo de Camargo, Dr. (UFSM)
(Suplente)

Santa Maria, 20 de Janeiro de 2012

Dedico este trabalho aos meus pais, Maria Beatriz e Celso (*in memoriam*), pelo apoio incondicional.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a meus pais, Maria Beatriz e Celso, pelo carinho e apoio;

Ao meu orientador, Prof. Humberto Pinheiro, pelas oportunidades e pelo conhecimento;

Aos meus colegas e amigos do GEPOC e da UFSM, pela ajuda e companhia.

“O trabalho leva você de A a B. A imaginação, a qualquer lugar.”

Albert Einstein

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SOB FALTAS

AUTOR: FERNANDA DE MORAIS CARNIELUTTI
ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 20 de Janeiro de 2012.

Conversores multiníveis são cada vez mais empregados, especialmente em aplicações industriais de média e alta tensão. Apesar de serem capazes de sintetizar tensões de linha de saída com um grande número de níveis, se aproximando de uma forma de onda senoidal, sua modulação é mais complexa, quando comparada com conversores de dois ou três níveis. Neste contexto, esta dissertação propõe novas estratégias de modulação para conversores multiníveis, especificamente multiníveis em cascata simétricos e assimétricos, compostos por diversos *full-bridges*, ou células de potência, por fase. Caso uma ou mais células sofram faltas, estas podem ser retiradas de operação, e o conversor pode continuar a alimentar a carga, aumentando a confiabilidade do processo. Contudo, as tensões de fase do conversor devem ser modificadas, a fim de manter as tensões de linha de saída equilibradas. Com o objetivo de propor estratégias de modulação que permitam aos conversores multiníveis em cascata operar satisfatoriamente nestas condições, foi realizada uma extensa pesquisa bibliográfica a respeito dos métodos de modulação já existentes na literatura. Primeiramente, foram estudadas estratégias de modulação baseadas em portadora. Pode-se perceber que estas pertencem a um conjunto maior de possíveis soluções para a obtenção das tensões modulantes para as fases do conversor. Este conjunto é derivado neste trabalho, resultando em uma estratégia generalizada de modulação com abordagem geométrica para conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos com qualquer número de níveis, em operação normal ou sob faltas. Como as células com falta são restrições para o funcionamento do conversor, para cada condição de falta é definida a região que contém todas as possíveis tensões de modo comum que podem ser sintetizadas pelo conversor a fim de compensar a perda de células. A escolha de uma tensão de modo comum pertencente a este conjunto permite explorar toda a capacidade de síntese de tensão do conversor. As tensões modulantes são obtidas como a soma das tensões de referência de fase e de modo comum, maximizando as amplitudes das componentes fundamentais das tensões de linha de saída. Para os conversores multiníveis em cascata assimétricos, as tensões sintetizadas pelas células de maior tensão são restrições para a operação das demais. Quanto à modulação *Space Vector* (SV), optou-se por desenvolvê-la apenas para conversores multiníveis em cascata assimétricos. As células de alta tensão comutam em baixa frequência pela escolha do vetor mais próximo da referência, e as células de baixa tensão comutam em alta frequência pela escolha dos três vetores mais próximos da referência, em um período de comutação. A tensão sintetizada pelas células de alta tensão é subtraída da referência, resultando na nova referência para as próximas células, e assim sucessivamente até as células de menor tensão. Para cada setor do

diagrama SV é definida *off-line* uma sequência de comutação específica. O algoritmo implementado realiza todos os cálculos em um sistema de coordenadas $\alpha\beta o$ modificado, resultando em vetores de comutação apenas com elementos inteiros. A escolha dos vetores de comutação a serem implementados considera todas as suas possíveis redundâncias em coordenadas abc . Por fim, são apresentados resultados de simulação e experimentais que comprovam o ótimo desempenho das estratégias de modulação propostas neste trabalho.

Palavras-chave: Conversores Multiníveis em Cascata, Modulação com Abordagem Geométrica, Modulação *Space Vector*, Operação em Faltas

ABSTRACT

Master's Dissertation

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

NEW MODULATION STRATEGIES FOR CASCADED MULTILEVEL CONVERTERS

AUTHOR: FERNANDA DE MORAIS CARNIELUTTI

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D

Place and Date: Santa Maria, January 20th, 2012.

Multilevel converters are being increasingly employed nowadays, specially in medium- and high-voltage industrial applications. Even though these converters are able to synthesize output line-to-line voltages with a high number of levels, close to a sinusoidal waveform, their modulation is more complex than the one for two- and three-level converters. In this context, this dissertation proposes new modulation strategies for multilevel converters, specifically symmetrical and asymmetrical cascaded multilevel ones, composed of many full-bridges, or power cells, per phase. If the converter has one or more faulty cells, they can be bypassed and the converter can continue to feed the load, increasing the process reliability. However, the converter phase voltages must be modified so as to keep the output line-to-line voltages balanced. With the objective of proposing modulation strategies that allow the cascaded multilevel converters to satisfactorily operate under these conditions, an extensive bibliographical review of the existing modulation techniques has been carried out. The carrier-based modulation approaches were studied first. It could be noticed that all these strategies belong to a larger set of solutions for the obtention of the converter modulating phase voltages. This set is derived in this work, resulting in a generalized geometrical modulation strategy for symmetrical and asymmetrical cascaded multilevel converters with any number of levels and operating under normal or faulty conditions. As the faulty cells are restrictions for converter operation, for each fault condition the region that contains all the possible converter common-mode voltages, that compensate for the loss of cells, is derived. The choice of a common-mode pertaining to this set allows the entire converter synthesis capability to be explored. The modulating voltages are the sum of the reference and the common-mode voltages, maximizing the amplitudes of the output line-to-line voltages. For asymmetrical cascaded multilevel converters, the voltages synthesized by the higher-voltage cells are restrictions for the operation of the lower-voltage ones. Concerning the Space Vector (SV) modulation, it was derived only for the asymmetrical cascaded multilevel converter. The higher-voltage and lower-voltage cells switch, respectively, with low frequency by the choice of the nearest vector to the reference, and with high frequency, by the choice of the three nearest vectors to the reference, in one switching period. The voltage synthesized by the higher-voltage cells is subtracted from the reference, resulting in the new reference for the lower-voltage cells, and so successively, until the cells with the lowest voltages. A specific switching sequence is defined off-line for each sector of the SV diagram. The algorithm is carried out in a modified $\alpha\beta o$ coordinate system, resulting in switching vector with only integer entries. The choice of the switching vectors considers all the possible redundancies in abc coordinates. At last, simulation and experimental results

Abstract

that prove the good performance of the proposed modulation strategies are presented.

Keywords: Cascaded Multilevel Converters, Geometrical Modulation, Space Vector Modulation, Faulty Operation

SUMÁRIO

1 Introdução	20
1.1 Estratégias de Modulação para Conversores Multiníveis	24
1.1.1 Modulação Baseada em Portadora	24
1.1.2 Modulação <i>Space Vector</i> (SV)	29
1.1.3 Eliminação Seletiva de Harmônicas	36
1.2 Estratégias de Modulação para Conversores Multiníveis sob Condições de Falta	38
1.3 Modulação Baseada em Portadora	38
1.3.1 Modulação <i>Space Vector</i>	44
1.4 Estratégias de Modulação Propostas	45
1.5 Objetivos da Dissertação	46
1.6 Organização da Dissertação	47
2 Modulação com Abordagem Geométrica Proposta - Conversor Multinível em Cascata Simétrico	48
2.1 Desenvolvimentos Teóricos	48
2.2 Resultados de Simulação e Experimentais	57
2.3 Conclusões	69
3 Modulação com Abordagem Geométrica Proposta - Conversor Multinível em Cascata Assimétrico	70
3.1 Desenvolvimentos Teóricos	70
3.2 Resultados de Simulação e Experimentais	85

3.3	Conclusões	104
4	Modulação <i>Space Vector</i> Proposta - Conversor Multinível em Cascata Assimétrico	105
4.1	Desenvolvimentos Teóricos	105
4.1.1	Modulação das células de alta tensão e baixa frequência	107
4.1.2	Modulação das células de baixa tensão e alta frequência	110
4.2	Resultados de Simulação e Experimentais	118
4.2.1	Conclusões	127
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	128
5.1	Conclusões	128
5.2	Propostas para Trabalhos Futuros	129
	Referências	131

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1	Conversor multinível em cascata genérico regenerativo.	23
FIGURA 1.2	Pulsos resultantes da implementação dos três tipos de padrão PWM: (a) PWM natural; (b) PWM regular simétrico; (c) PWM regular assimétrico	26
FIGURA 1.3	Portadoras e sinais modulantes de uma das fases de um conversor multinível em cascata simétrico com duas células por fase, com modulação <i>Phase-Shift</i>	27
FIGURA 1.4	Portadoras e sinais modulantes de uma célula de um conversor multinível em cascata simétrico com duas células por fase, com modulação <i>Phase Disposition</i>	28
FIGURA 1.5	(a) Diagrama SV em coordenadas <i>abc</i> no \mathfrak{R}^3 para um conversor com três níveis. (b) Diagrama SV em coordenadas hexagonais no \mathfrak{R}^2 para um conversor com três níveis.	32
FIGURA 1.6	<i>Zoom</i> no diagrama SV de um conversor multinível em cascata com 11 níveis (RODRIGUEZ et al., 2003).	33
FIGURA 1.7	Diagramas SV para conversores multiníveis assimétricos (a) Razão 1:2. (b) Razão 1:1,25	35
FIGURA 1.8	ESH para um conversor multinível em cascata simétrico com sete níveis (três células).	37
FIGURA 1.9	Tensões de fase e de linha de saída para o método do deslocamento do neutro (a) e deslocamento do neutro estendido (b), para falta 0-2-3 em um conversor com 11 níveis.	40
FIGURA 1.10	Circuitos de redução de pico propostos em (HAMMOND; AIELO, 1999) para conversores multiníveis simétricos: (a) sem integrador e com (b) integrador.	42
FIGURA 1.11	Diagrama de blocos do método apresentado em (SONG-MANGUELLE et al., 2010) para um conversor multinível assimétrico regenerativo.	43

FIGURA 2.1	Diagrama de blocos do método proposto.	52
FIGURA 2.2	Conjunto de todas as possíveis soluções de v_o para todos os métodos: a) Operação normal com $m = 0,645$; b) Falta 0-1-0 com $m = 0,645$; c) Falta 0-1-0 com $m = 0,75$	55
FIGURA 2.3	Região linear Ω para um conversor de 11 níveis, com uma falta do tipo 1-3-4: a) Operação na região linear, $m < 1$; b) Limite da região linear, $m = 1$; c) Sobre-modulação, $m > 1$	56
FIGURA 2.4	Bancada experimental.	57
FIGURA 2.5	Portadoras de uma das fases do conversor e instantes de amostragem das referências.	58
FIGURA 2.6	Tensões de linha de saída, $m = 0,75$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	60
FIGURA 2.7	Tensões de fase, $m = 0,75$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 2ms/div.	61
FIGURA 2.8	Tensões de linha de saída, $m = 0,75$, com uma falta na fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	62
FIGURA 2.9	Tensões de fase, $m = 0,75$, com uma falta na fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 2ms/div.	63
FIGURA 2.10	Espectros das tensões de linha de saída experimentais, $m = 0,75$. (a) Sem falta. (b) Com uma falta na fase a	64
FIGURA 2.11	Resultados experimentais: (a) Ω e v_o sem faltas e (b) Ω e v_o com uma falta na fase a - retiradas da memória do DSP, $m = 0,75$	65
FIGURA 2.12	(a) THD para diferentes escolhas de v_o em função do índice de modulação m ; (b) DF1 para diferentes escolhas de v_o em função do índice de modulação m	67
FIGURA 2.13	Amplitude das componentes fundamentais das tensões de linha de saída, em função do índice de modulação m , para diferentes escolhas de v_o : (a) V_{ab} ; (b) V_{bc} (c) V_{ca}	68
FIGURA 3.1	Tensões modulantes e de saída para as células de alta tensão e baixa frequência, $m = 1$	71

FIGURA 3.2	Tensão de modo comum das tensões sintetizadas pelas células de alta tensão e baixa frequência, v_{kout} ; tensão de modo comum dos sinais modulantes das células de baixa tensão e alta frequência, v_{o2}^* ; tensão de modo comum do conversor v_{o2} ; $m = 1$	73
FIGURA 3.3	Tensões modulantes e de saída para as células de baixa tensão e alta frequência, $m = 1$	74
FIGURA 3.4	Diagrama de blocos do algoritmo, válido para conversores multi-níveis simétricos e assimétricos.	75
FIGURA 3.5	(a) Região Ω_1 , v_{o1} e v_{ao} para o método de adição de sinais homopolares e o método proposto com uma célula de 2pu e uma de 3 pu em falta. (b) Primeiro sinal homopolar. (c) Segundo sinal homopolar.	76
FIGURA 3.6	Sinais modulantes no tempo para as células de baixa tensão e alta frequência para (a) $m = 0, 4$, (b) $m = 0, 7$ e (c) $m = 1$	78
FIGURA 3.7	Espectros dos sinais modulantes para as células de baixa tensão e alta frequência para (a) $m = 0, 4$, (b) $m = 0, 7$ e (c) $m = 1$	79
FIGURA 3.8	Espectro do sinal modulante para as células de baixa tensão e alta frequência para $m = 1$	80
FIGURA 3.9	Espectro do sinal modulante e das tensões sintetizadas pela célula de baixa tensão da fase b com $m = 1$ e (a) $f_c = 1, 2\text{kHz}$, (b) $f_c = 3\text{kHz}$ e (c) $f_c = 6\text{kHz}$	82
FIGURA 3.10	Sinais modulantes para a célula de baixa tensão e alta frequência da fase b para um conversor com (a) sete níveis, (b) 19 níveis e (c) 27 níveis; $m = 1$, $f_c = 6\text{kHz}$	83
FIGURA 3.11	Espectros dos sinais modulantes e das tensões sintetizadas pela célula de baixa tensão e alta frequência da fase b um conversor com (a) sete níveis, (b) 19 níveis e (c) 27 níveis; $m = 1$, $f_c = 6\text{kHz}$	84
FIGURA 3.12	Tensões de linha de saída, $m = 0,8$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	86
FIGURA 3.13	Tensões de fase, $m = 0,8$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	87

FIGURA 3.14	Tensões de linha de saída, $m = 0,8$, com uma falta na célula de baixa tensão da fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	88
FIGURA 3.15	Tensões de fase, $m = 0,8$, com uma falta na célula de baixa tensão da fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	89
FIGURA 3.16	Espectros das tensões de linha de saída experimentais, $m = 0,8$. (a) Sem falta. (b) Com uma falta na célula de baixa tensão da fase a	90
FIGURA 3.17	(a) Ω_1 e v_{o1} sem falta e (b) Ω_1 e v_{o1} com uma falta na célula de baixa tensão da fase a - retirada da memória do DSP, $m = 0,8$	91
FIGURA 3.18	(a) Ω_2 e v_{o2} sem falta e (b) Ω_1 e v_{o1} com uma falta na célula de baixa tensão da fase a - retirada da memória do DSP, $m = 0,8$	92
FIGURA 3.19	Tensões de linha de saída, $m = 0,65$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	94
FIGURA 3.20	Tensões de fase, $m = 0,65$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	95
FIGURA 3.21	Tensões de linha de saída, $m = 0,65$, com uma falta em uma célula de alta tensão na fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	96
FIGURA 3.22	Tensões de fase, $m = 0,65$, com uma falta em uma célula de alta tensão na fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.	97
FIGURA 3.23	Espectros das tensões de linha de saída experimentais, $m = 0,65$. (a) Sem falta. (b) Com uma falta na célula de alta tensão da fase a	98
FIGURA 3.24	(a) Ω_1 e v_{o1} sem falta e (b) Ω_2 e v_{o2} com uma falta na célula de alta tensão da fase a - retirada da memória do DSP.	99
FIGURA 3.25	(a) Ω_2 e v_{o2} sem falta e (b) Ω_2 e v_{o2} com uma falta na célula de alta tensão da fase a - retirada da memória do DSP.	100
FIGURA 3.26	(a) THD para diferentes escolhas de v_{o1} e v_{o2} em função do índice de modulação m ; (b) DF1 para diferentes escolhas de v_{o1} e v_{o2} em função do índice de modulação m	102

FIGURA 3.27 Amplitude das componentes fundamentais das tensões de linha de saída, em função do índice de modulação m , para diferentes escolhas de v_o : (a) V_{ab} ; (b) V_{bc} (c) V_{ca}	103
FIGURA 4.1 Nova base para representação das tensões de linha de saída do conversor em coordenadas $\alpha\beta$	107
FIGURA 4.2 Diagrama SV para um conversor assimétrico com uma célula de 1pu e uma de 2pu por fase, em coordenadas de tensões de linha.	108
FIGURA 4.3 Tensões $v_{ag(alta)}$, $v_{bg(alta)}$ e $v_{cg(alta)}$ sintetizadas pelas células de alta tensão e baixa frequência, $m=1$	110
FIGURA 4.4 Aproximação do diagrama SV mostrando a referência, a tensão sintetizada pelas células de alta tensão e baixa frequência e a referência para as células de baixa tensão e alta frequência.	111
FIGURA 4.5 Sub-hexágono das células de baixa tensão e alta frequência, a referência \mathbf{v}_{ref}^* e os quatro vetores mais próximos.	112
FIGURA 4.6 Tensões $v_{ag(baixa)}$, $v_{bg(baixa)}$ e $v_{cg(baixa)}$ sintetizadas pelas células de baixa tensão e alta frequência, $m = 1$	114
FIGURA 4.7 Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células de baixa tensão e alta frequência.	115
FIGURA 4.8 Portadora triangular, comparadores e padrões PWM para (a)interrupções no setor 1 e (b) interrupção com mudança do setor 1 para o 2.	116
FIGURA 4.9 Célula de potência de baixa tensão e alta frequência.	117
FIGURA 4.10 Tensões de fase para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,95$ (a)Simulação (b)Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.	119
FIGURA 4.11 Tensões de linha para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,95$, sem faltas. (a)Simulação (b)Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.	120
FIGURA 4.12 Tensões de fase para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,6$ (a)Simulação (b)Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.	121
FIGURA 4.13 Tensões de linha para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,6$, sem faltas. (a)Simulação (b)Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.	122

FIGURA 4.14 Tensões de fase para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,3$ (a)Simulação (b)Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.	123
FIGURA 4.15 Tensões de linha para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,3$, sem faltas. (a)Simulação (b)Experimental - Vertical: 100V/div, Horizontal: 5ms/div.	124
FIGURA 4.16 (a) THD para a modulação Space Vector (SV), <i>Phase Shift</i> (PS) e <i>Phase Disposition</i> (PD); (b) DF1 para a modulação Space Vector (SV), <i>Phase Shift</i> (PS) e <i>Phase Disposition</i> (PD).	126

1 INTRODUÇÃO

Conversores multiníveis, como o conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped* - NPC), o conversor com capacitores flutuantes (*Flying Capacitor* - FC) e o multinível em cascata simétrico ou assimétrico (*Cascaded Multilevel* - CM), são bem conhecidos na literatura e vem sendo cada vez mais amplamente empregados, principalmente em aplicações industriais de média e alta tensão. Como exemplos de usos de conversores multiníveis, pode-se citar acionamento de máquinas (regenerativas ou não), conversores CC/CC, retificadores multiníveis, compensação de harmônicas e reativos, propulsão e tração, transmissão de energia, entre outros exemplos (HAMMOND, 2002; MALINOWSKI et al., 2010; FRANQUELO; LEON; DOMINGUEZ, 2010; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002; TOLBERT; PENG; HABETLER, 1999; PENG; QIAN; CAO, 2010; KOURO et al., 2010). Além dos conversores multiníveis clássicos listados no início deste parágrafo, novas topologias vem sendo propostas e apresentadas na literatura, geralmente variantes dos tipos clássicos (KOURO et al., 2010). Entre estas, pode-se citar o NPC em cascata, NPC ativo, conversor modular multinível, conversor matricial em cascata, e conversores híbridos NPC-cascata e FC-cascata (KOURO et al., 2010).

Quando comparados com conversores de dois ou três níveis, os multiníveis possibilitam sintetizar tensões de linha de saída com reduzido conteúdo harmônico e menores dv/dt (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002), pois a forma de onda das tensões se aproxima mais da senoidal, devido ao maior número de níveis. À medida que o número de níveis do conversor aumenta, o conteúdo harmônico diminui consideravelmente. Estes conversores também geram menores tensões de modo comum, reduzindo os esforços sobre os enrolamentos de máquinas conectadas a seus terminais (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

Dentre os conversores multiníveis, os multiníveis em cascata possuem certas especificidades que os tornam muito atraentes para aplicações de média e alta tensão, principalmente em processos que exijam grande confiabilidade. Uma das principais vantagens destes conversores é a possibilidade de se trabalhar com altas potências e tensões, utilizando-se chaves semicondutoras de baixa tensão, principalmente IGBTs

(*Insulated-Gate Bipolar Transistors*) (PENG; QIAN; CAO, 2010; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002; KOURO et al., 2010). Outra característica importante é a modularidade, pois são compostos por vários inversores monofásicos conectados em série por fase, denominados células de potência. As células podem ser definidas como módulos cujos circuitos eletrônicos, controle e modulação são semelhantes (MALINOWSKI et al., 2010). Geralmente, as células são compostas por inversores monofásicos em ponte completa (*full-bridges*), como ilustrado na Figura 1.1. As características citadas neste parágrafo possibilitam aos multiníveis em cascata operarem com maiores valores de potência e tensão, quando comparados com outras topologias de conversores.

Uma desvantagem dos multiníveis em cascata é o fato de que cada célula deve possuir um barramento CC isolado, alimentado por transformadores monofásicos ou trifásicos com secundários defasados a fim de se eliminar harmônicas das correntes de entrada (KOURO et al., 2010). As tensões sintetizadas pelas células de cada fase são somadas, resultando na tensão de fase total do conversor. Se as tensões dos barramentos CC de todas as células forem iguais, o conversor é dito simétrico. Caso contrário, o conversor é denominado assimétrico, ou híbrido (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RECH; PINHEIRO, 2007c). Esta topologia proporciona maior número de níveis nas tensões de linha de saída, sem o aumento no número de células (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). Outra vantagem que o multinível em cascata assimétrico proporciona é o fato de que as células de maior e menor tensão podem comutar, respectivamente, em baixa e alta frequência, reduzindo assim as perdas de comutação (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RECH; PINHEIRO, 2007a) e aumentando a eficiência do conversor. Contudo, como as células de maior tensão processam mais potência, esta última não é mais distribuída igualmente entre todas as células do conversor. Conseqüentemente, as chaves semi-condutoras devem ser diferentes para cada nível de tensão, fazendo com que o multinível em cascata assimétrico perca a característica de modularidade do simétrico.

Com relação aos conversores simétricos, o máximo número de níveis L nas tensões de fase é dado por:

$$L = 2N + 1 \quad (1.1)$$

onde N é o número de células por fase do conversor. Por outro lado, para os conversores multiníveis assimétricos existem várias relações entre as tensões dos barramentos CC que possibilitam sintetizar tensões com níveis regulares. Por exemplo, a relação entre as tensões dos barramentos CC pode ser múltipla de dois ou três (MALINOWSKI et al., 2010).

Assim, o número de níveis nas tensões de fase é:

$$L = 2^{N+1} - 1 \quad (1.2)$$

para uma relação de múltiplos de dois, e

$$L = 3^N \quad (1.3)$$

para múltiplos de três.

A modularidade também permite que os conversores multiníveis em cascata possuam altas taxas de confiabilidade. Como as células de potência são independentes umas das outras, em caso de faltas as células com defeito podem ser retiradas de operação e substituídas (HAMMOND, 2002; LEZANA et al., 2010; RODRIGUEZ et al., 2005; LEZANA; ORTIZ, 2009), permitindo que o conversor continue em funcionamento, mesmo que com valores reduzidos das amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída. Na maior parte dos casos, o sistema ao qual o conversor é conectado não pode operar com tensões desequilibradas. A solução mais simples para manter as tensões de linha de saída equilibradas durante condições de falta é retirar de operação um igual número de células por fase (RODRIGUEZ et al., 2005), (YI; HONGGE; BIN, 2008). Contudo, isso algumas vezes resulta em tensões de linha com amplitudes muito reduzidas, o que pode não ser adequado para certos tipos de cargas. A fim de otimizar a operação do conversor, algumas alternativas tem sido apresentadas na literatura para conversores multiníveis em cascata simétricos (HAMMOND, 2002; YI; HONGGE; BIN, 2008; LEZANA; ORTIZ, 2009; HAMMOND; AIELO, 1999) e assimétricos (SONG-MANGUELLE et al., 2010).

Estas estratégias, porém, possuem alguns problemas de implementação que fazem com que a operação do conversor durante faltas não seja otimizada. Neste contexto, esta Dissertação visa desenvolver novas estratégias de modulação para conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos que contornem esses problemas, melhorando o desempenho do conversor, tanto em operação normal como durante faltas. Contudo, antes de apresentar os trabalhos existentes na literatura a respeito da operação destes conversores em faltas, bem como as novas estratégias propostas, será realizada uma discussão sobre as metodologias convencionais para modulação de conversores multiníveis.

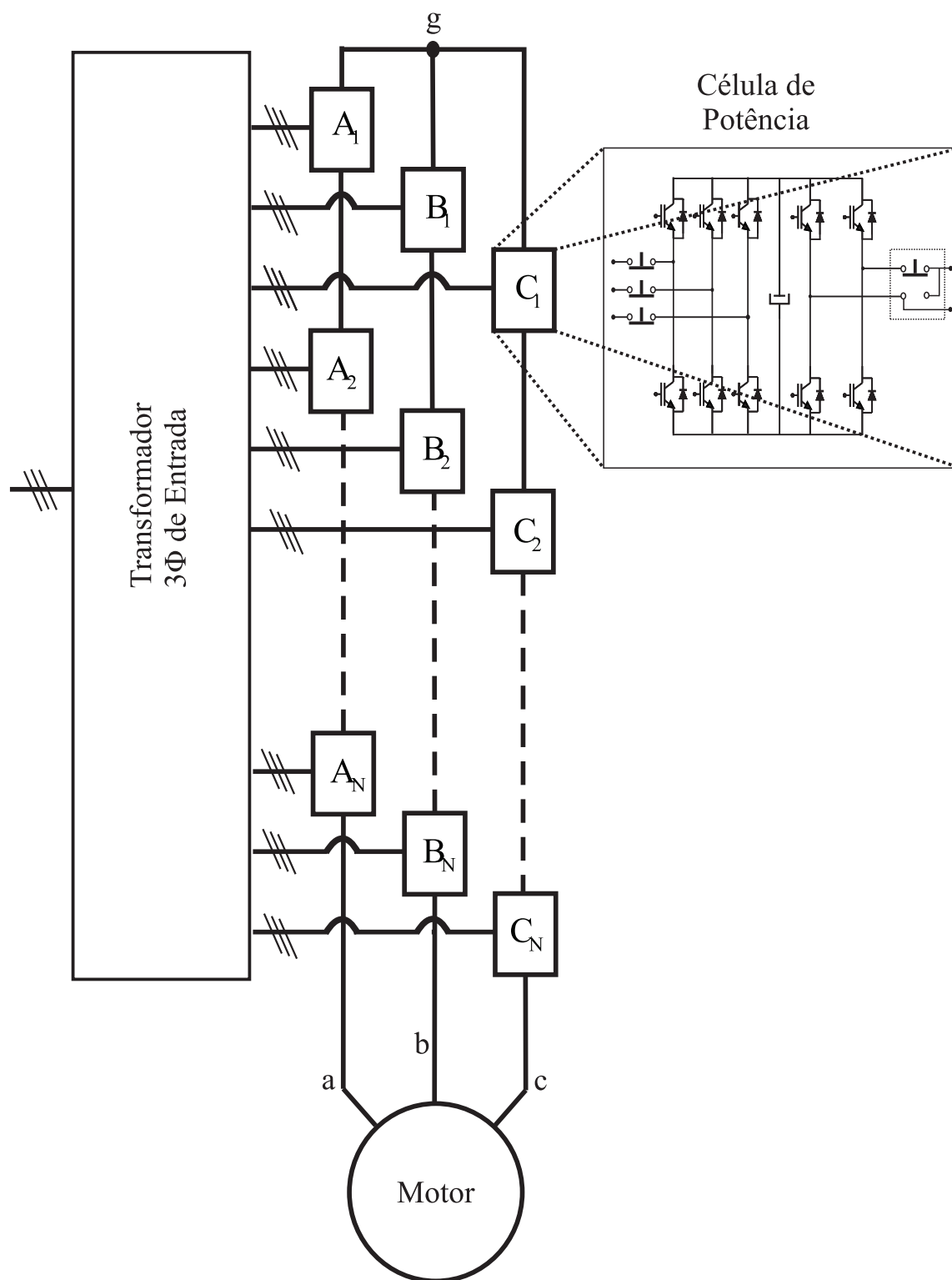


Figura 1.1: Conversor multinível em cascata genérico regenerativo.

1.1 Estratégias de Modulação para Conversores Multiníveis

Esta Seção trata de estratégias de modulação existentes na literatura para conversores multiníveis. Estas podem ser divididas em três grupos básicos: modulação baseada em portadora, modulação *Space Vector* (SV) e eliminação seletiva de harmônicas (ESH). Cabe lembrar que cada uma dessas estratégias de modulação possui vantagens e limitações específicas, que serão brevemente discutidas a seguir.

1.1.1 Modulação Baseada em Portadora

Nas estratégias de modulação baseadas em portadora, sinais modulantes são comparados com portadoras triangulares ou dentes de serra, gerando os sinais de comando para as chaves semicondutoras do conversor, e conseqüentemente, o padrão PWM das tensões de saída. Para qualquer classe de conversores, dependendo do padrão de amostragem dos sinais modulantes, o PWM resultante pode ser classificado em três categorias (HOLMES; LIPO, 2003), (HOLMES; MCGRATH, 2001):

- **PWM naturalmente amostrado:** O sinal modulante é continuamente comparado com a portadora (amostrado), sendo de difícil implementação em sistemas de controle discretos.
- **PWM regular simétrico:** Utilizado em implementações discretas, o sinal modulante é amostrado e mantido constante (comparador) durante um período completo da portadora. Empregado com portadoras triangulares ou dente de serra. Nas primeiras, o pulso é centrado no período T_s da portadora, e a amostragem pode ser feita no início ou no meio do período. Nas segundas, se a dente de serra for crescente, o pulso é centrado no fim do período e, se for decrescente, no início.
- **PWM regular assimétrico:** Semelhante ao PWM regular simétrico, com a diferença de que o sinal modulante amostrado é mantido constante durante meio período da portadora (atualizado no início e no meio do período), ou seja, possui o dobro da taxa de atualização. Implementado apenas com portadoras triangulares, com pulso centrado no período.

Como visto, os padrões PWM descritos acima diferem pela posição dos pulsos dentro do período de comutação, resultando em diferentes espectros das tensões de saída

(HOLMES; MCGRATH, 2001). As Figuras 1.2 (a), (b) e (c) ilustram um sinal modulante amostrado, sua portadora triangular e o padrão PWM resultante respectivamente, para os padrões natural, simétrico e assimétrico, sendo T_s o período da portadora. Pode-se perceber nos padrões PWM resultantes das três implementações leves diferenças quanto às posições das bordas de subida e de descida dos pulsos.

Como diferentes padrões de comutação resultam em espectros com características distintas, a escolha adequada de um padrão específico permite que certas componentes harmônicas das tensões de saída sejam canceladas (HOLMES; LIPO, 2003). Em conversores trifásicos com PWM naturalmente amostrado, as harmônicas triplas são naturalmente canceladas, bem como as harmônicas de bandas laterais múltiplas ímpares da fundamental. Assim, restam harmônicas de bandas laterais múltiplas pares.

Especificamente com relação a conversores multiníveis em cascata, essas harmônicas laterais podem ser canceladas pela defasagem das portadoras das células de uma mesma fase. Esta técnica é conhecida como *Phase-Shift* (PS) (HOLMES; LIPO, 2003; HOLMES; MCGRATH, 2001; MWINYIWIWA; WOLANSKI; OOI, 1998). Para PWM natural ou regular assimétrico, as harmônicas das bandas laterais são canceladas até múltiplos de $2Nf_c$, onde N é o número de células por fase, e f_c é a frequência de comutação de cada célula. Para o PWM regular simétrico, as componentes pares não conseguem ser totalmente eliminadas. O ângulo de defasagem entre as portadoras depende do número de células por fase, N , e é expresso como:

$$\delta = \frac{\pi}{N} \quad (1.4)$$

As principais vantagens da modulação PS para conversores multiníveis em cascata simétricos ou *Flying Capacitor* são, respectivamente, a distribuição uniforme de potência entre as células e o equilíbrio das tensões dos capacitores. Outra característica interessante da técnica PS é o fato de que a frequência de comutação efetiva das tensões de linha de saída, no caso dos conversores multiníveis em cascata simétricos, é igual a $2Nf_c$ (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). Dessa forma, as células podem comutar com frequências menores, reduzindo as perdas de comutação e os esforços de tensão.

A fim de exemplificar a técnica PS, considere-se, sem perda de generalidade, um conversor multinível em cascata com duas células por fase. Os sinais modulantes para cada perna dos *full-bridges*, defasados de 180° , e as portadoras para uma das fases do conversor estão ilustrados na Figura 1.3. Ainda, TPER é a amplitude das portadoras (o valor máximo de contagem do *timer* de um DSP (*Digital Signal Processors*) em uma implementação digital). As tensões modulantes apresentadas aqui estão escalonadas a fim de serem maiores do que zero e menores que a amplitude das portadoras, como ocorre em

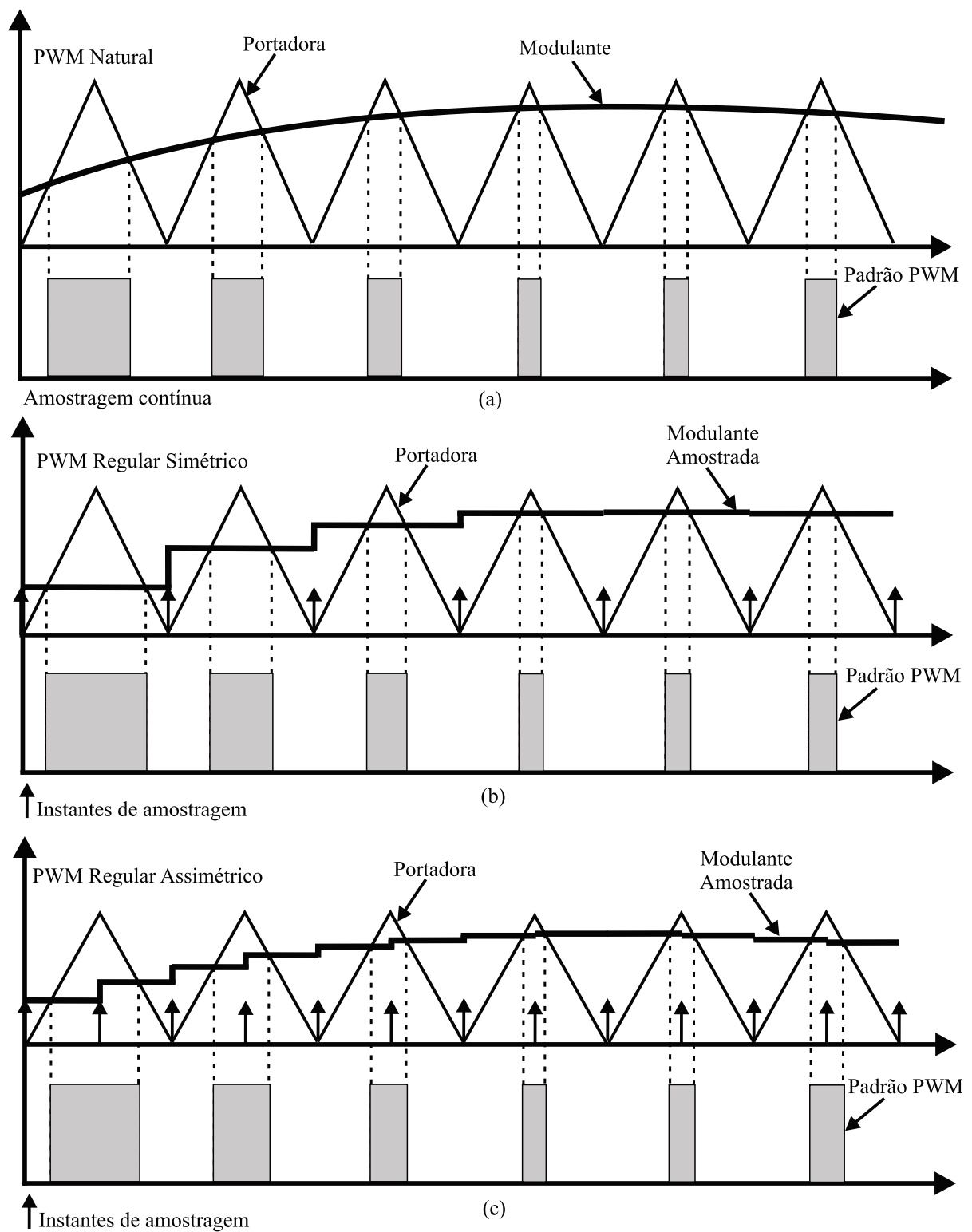


Figura 1.2: Pulsos resultantes da implementação dos três tipos de padrão PWM: (a) PWM natural; (b) PWM regular simétrico; (c) PWM regular assimétrico

implementações digitais com DSPs. O ângulo δ de defasagem para as portadoras, neste caso, é igual a 90° .

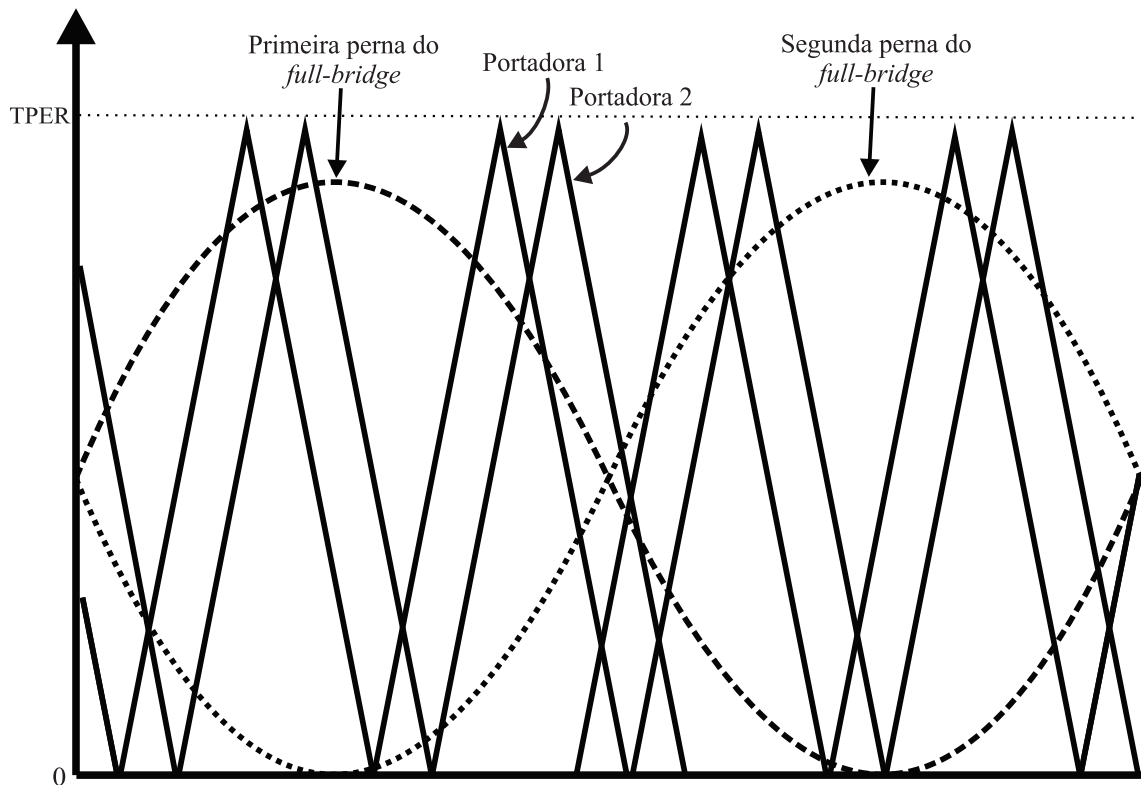


Figura 1.3: Portadoras e sinais modulantes de uma das fases de um conversor multinível em cascata simétrico com duas células por fase, com modulação *Phase-Shift*.

Outra alternativa para a modulação de conversores multiníveis é a técnica *Phase Disposition* (PD), onde as portadoras são defasadas na vertical (MCGRATH; HOLMES, 2002, 2000; TOLBERT; HABETLER, 1999). Esta técnica tem sido bem aceita, pois apresenta os menores índices de THD nas tensões de saída (MCGRATH; HOLMES, 2002; CARRARA et al., 1992). Isso ocorre devido ao fato de que a energia das componentes harmônicas é concentrada na primeira componente harmônica da portadora em cada fase, cancelando-a nas tensões de linha quando da subtração das tensões de fase.

Em comparação com a modulação PS, a PD precisa operar com uma frequência de comutação $2N$ vezes maior que a f_c da PS para se obter o mesmo número de comutações em um ciclo da fundamental. A técnica PD é muito utilizada em topologias de conversores multiníveis, como o NPC, justamente devido ao seu melhor desempenho quanto à eliminação de harmônicas (MCGRATH; HOLMES, 2000). A partir dos desenvolvimentos para o NPC, a modulação PD foi estendida também a conversores multiníveis em cascata. Contudo, a técnica PD resulta em uma distribuição desigual de potência entre as células, o que não acontece com a PS.

A Figura 1.4 ilustra esta técnica para o mesmo conversor multinível em cascata

considerado anteriormente. Aqui, são mostradas as tensões modulantes (uma para cada perna do *full-bridge*, defasadas de 180°) e as portadoras para uma das células do conversor.

Conversores multiníveis em cascata assimétricos (ou híbridos) também podem ser

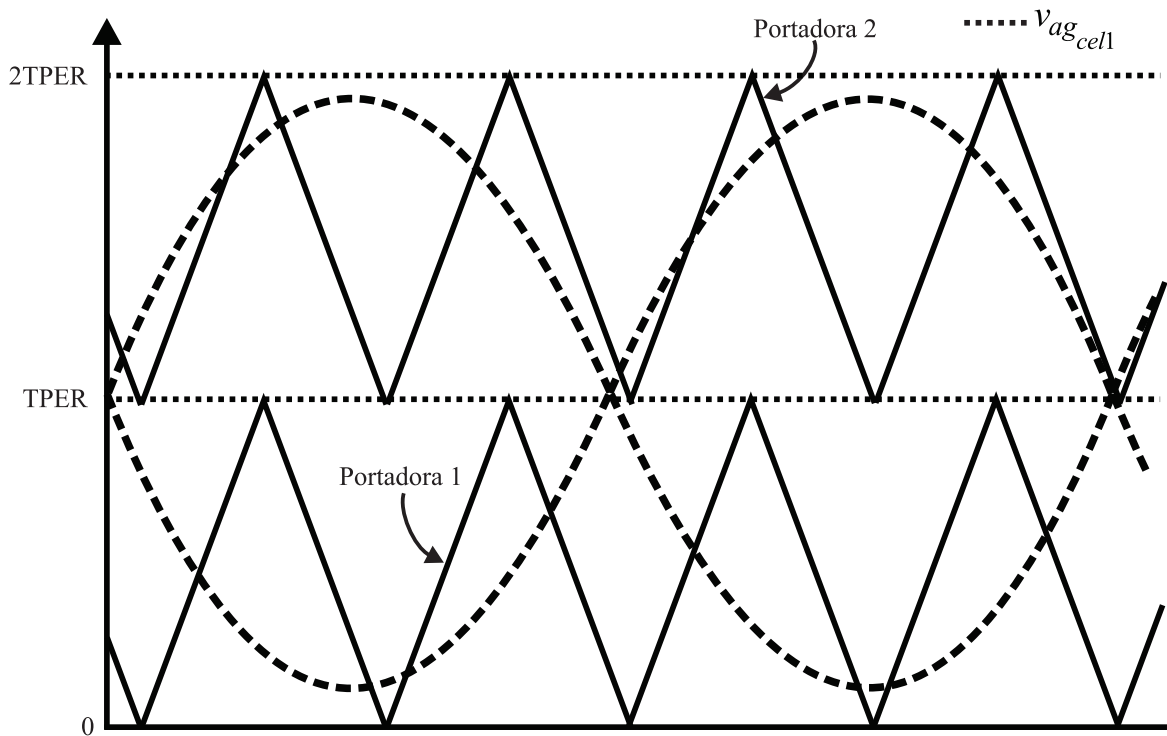


Figura 1.4: Portadoras e sinais modulantes de uma célula de um conversor multinível em cascata simétrico com duas células por fase, com modulação *Phase Disposition*.

modulados por ambas as técnicas descritas acima. Geralmente, estes conversores operam com uma estratégia híbrida de modulação, onde as células de maior e menor tensão comutam, respectivamente, em baixa e alta frequência (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000). As tensões de saída das células de alta tensão e baixa frequência são obtidas pela comparação dos sinais modulantes com um valor constante (RECH; PINHEIRO, 2007c; MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000). As células de baixa tensão e alta frequência sintetizam tensões de saída pela comparação de seus sinais modulantes com portadoras de alta frequência.

Outra opção de modulação baseada em portadora para conversores multiníveis é a injeção de terceira harmônica nas tensões modulantes (HOLMES; LIPO, 2003). A terceira harmônica permite um aumento de cerca de 15% nas amplitudes das tensões de saída do conversor, sem que este entre em sobre-modulação. Porém, o espectro das tensões de saída é modificado quando comparado com a modulação puramente senoidal descrita nos parágrafos anteriores. A injeção de terceira harmônica pode ser empregada em conjunto com as técnicas de PS e PD, já que a terceira harmônica apenas modifica a forma de onda

das tensões modulantes.

Mesmo que as estratégias de modulação baseadas em portadora obtenham bons resultados, como os apresentados em (HOLMES; LIPO, 2003; MCGRATH; HOLMES, 2002, 2000), os espectros das tensões de linha de saída podem ser melhorados. A modulação baseada em portadora não necessariamente faz uso dos vetores de comutação mais próximos da referência. Os vetores de comutação correspondem às tensões de fase que o conversor pode sintetizar, resultando em uma dada tensão de linha. Para solucionar este problema, a modulação *Space Vector* (SV), que manipula diretamente os vetores de comutação, vem sendo desenvolvida para conversores multiníveis. Alguns resultados apresentados na literatura serão descritos na próxima Subseção.

1.1.2 Modulação *Space Vector* (SV)

A modulação *Space Vector* (SV) surgiu nos anos 1980 como uma alternativa à modulação baseada em portadora (HOLMES; LIPO, 2003; BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988; OGASAWARA; NABAE, 1989; HOLTZ, 1994; RODRIGUEZ et al., 1994; PINHEIRO et al., 2005; SILVA; SANTOS; JACOBINA, 2011; CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). A principal diferença entre estas estratégias de modulação consiste no fato de que na SV os pulsos PWM são explicitamente posicionados no período de comutação, não dependendo de uma comparação com portadora. Isso permite que as estratégias SV tenham melhor desempenho com relação a eliminação de harmônicas do que as técnicas convencionais baseadas em portadora. Entretanto, mesmo que as formas de implementação do SV e da modulação com portadora sejam fundamentalmente diferentes, ambas correspondem a sistemas regularmente amostrados, que sintetizam tensões pulsadas, representativas de um dado valor de amplitude da fundamental que se deseja obter na saída do conversor (HOLMES; LIPO, 2003).

Basicamente, a modulação SV consiste na identificação dos vetores de comutação mais próximos de uma dada referência que se deseja que o conversor sintetize. A partir disto, a referência de tensão para o conversor pode ser implementada como uma combinação de alguns destes vetores dentro de um período de comutação. Usualmente, é escolhido o vetor mais próximo da referência, ou os três mais próximos, para se obter, respectivamente, comutação em baixa ou alta frequência. No segundo caso, os vetores escolhidos são arranjados em sequências de comutação que visam obter algum resultado específico, como, por exemplo, redução do conteúdo harmônico das tensões de saída, limitação do número de comutações das chaves semicondutoras, equilíbrio das tensões dos barramentos CC, etc. As sequências de comutação podem ser atualizadas a cada período de comutação,

equivalente a PWM regular simétrico, ou a cada meio período, como no caso do PWM regular assimétrico. Uma vantagem adicional do SV é que, naturalmente, podem-se sintetizar tensões de saída até 15% maiores do que a fundamental, o que nas estratégias baseadas em portadora só pode ser obtido com a injeção de terceira harmônica.

Da mesma forma que a modulação baseada em portadora, a SV também pode ser empregada com conversores multiníveis. Contudo, o principal problema neste caso é o grande número de vetores de comutação, que cresce à medida que se aumenta o número de níveis do conversor. Isso resulta em grande complexidade computacional, dificultando a implementação prática destes algoritmos. A fim de tornar a modulação SV atraente para conversores multiníveis, algoritmos especiais tem sido propostos na literatura. Um dos primeiros trabalhos nesta área foi apresentado em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), para qualquer topologia de conversor multinível. Outros trabalhos tomam como base (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), propondo certas modificações para tratar conversores específicos, como, por exemplo, (RODRIGUEZ et al., 2003; RODRIGUEZ; CORREA; MORAN, 2000; CASTRO et al., 2010; WEI et al., 2004, 2003; OH; JIN; LEE, 2007).

Neste método, as tensões de referência são expressas como as tensões de linha de saída desejadas, v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} , e são representadas em um novo sistema de coordenadas no \mathfrak{R}^2 , onde o ângulo entre as bases é igual a 60° (coordenadas hexagonais gh). Os vetores de comutação são normalizados em relação às tensões dos barramentos CC, resultando em vetores com elementos inteiros. Os quatro vetores mais próximos da referência em coordenadas hexagonais $\mathbf{v}_{ref(g,h)}$, são encontrados através do truncamento de $\mathbf{v}_{ref(g,h)}$:

$$\mathbf{v}_{ul} = [\text{ceil}(\mathbf{v}_{ref(g)}) \quad \text{floor}(\mathbf{v}_{ref(h)})]^T \quad (1.5)$$

$$\mathbf{v}_{lu} = [\text{floor}(\mathbf{v}_{ref(g)}) \quad \text{ceil}(\mathbf{v}_{ref(h)})]^T \quad (1.6)$$

$$\mathbf{v}_{ll} = [\text{floor}(\mathbf{v}_{ref(g)}) \quad \text{floor}(\mathbf{v}_{ref(h)})]^T \quad (1.7)$$

$$\mathbf{v}_{uu} = [\text{ceil}(\mathbf{v}_{ref(g)}) \quad \text{ceil}(\mathbf{v}_{ref(h)})]^T \quad (1.8)$$

Os vetores \mathbf{v}_{ul} e \mathbf{v}_{lu} são sempre dois dos três mais próximos. O terceiro é escolhido analisando-se o sinal de $\mathbf{v}_{ref(g)} + \mathbf{v}_{ref(h)} - (\mathbf{v}_{ul(g)} + \mathbf{v}_{ul(h)})$. Se for positivo, \mathbf{v}_{uu} é selecionado; se for negativo, \mathbf{v}_{ll} . Se o terceiro vetor for \mathbf{v}_{uu} , as razões cíclicas são calculadas como:

$$d_{ul} = -(\mathbf{v}_{ref(h)} - \mathbf{v}_{uu(h)}) \quad (1.9)$$

$$d_{lu} = -(\mathbf{v}_{ref(g)} - \mathbf{v}_{uu(g)}) \quad (1.10)$$

$$d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \quad (1.11)$$

e, se for \mathbf{v}_{ll} :

$$d_{ul} = \mathbf{v}_{ref(g)} - \mathbf{v}_{ll(g)} \quad (1.12)$$

$$d_{lu} = \mathbf{v}_{ref(h)} - \mathbf{v}_{ll(h)} \quad (1.13)$$

$$d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \quad (1.14)$$

Os diagramas SV para um conversor de três níveis são mostrados nas Figura 1.5(a) e (b), respectivamente representando os vetores de comutação em coordenadas abc no \mathfrak{R}^3 e em coordenadas hexagonais no \mathfrak{R}^2 . Este diagrama é válido para qualquer conversor com três níveis, seja NPC, em cascata ou *Flying Capacitor*. Em (a) as bases são ortogonais entre si e representam as tensões de linha de saída desejadas, v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} , e os pontos no diagrama equivalem às tensões de fase que sintetizam uma dada combinação de tensões de linha. Pode-se ver que existem redundâncias, ou seja, mais de uma combinação de tensões de fase sintetizam as mesmas tensões de linha de saída. Por sua vez, em (b) nota-se ver o ângulo de 60° entre as bases.

Deve-se salientar que alguns dos vetores de comutação em coordenadas hexagonais são redundantes. O vetor (0,0), por exemplo, pode ser implementado em abc como (1,1,1), (0,0,0) ou (-1,-1,-1). A escolha de quais redundâncias serão implementadas pode levar em consideração diversas restrições, como, por exemplo, eliminação de harmônicas, equilíbrio dos barramentos CC e diminuição das perdas de comutação nas chaves semicondutoras. Uma vez que os vetores de comutação tenham sido selecionados, é preciso definir a posição destes nas sequências de comutação. Técnicas de otimização do posicionamento dos vetores foram propostas em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003; FUKUDA; IWAJI, 1988; PENG; LEE; BOROYEVICH, 2002), por exemplo.

Outro algoritmo SV utilizando mudança de base foi descrito em (RODRIGUEZ et al., 2003), especificamente para um conversor multinível em cascata simétrico. A modulação é feita em um sistema de coordenadas $\alpha'\beta'$ modificado, onde os vetores de comutação também são normalizados. O diagrama SV é dividido em setores retangulares com dois vetores de comutação associados, \mathbf{v}_u e \mathbf{v}_l , como visto na Figura 1.6. O vetor de referência de tensão, $\mathbf{v}_{ref(\alpha',\beta')}$, é truncado, resultando em dois índices que são utilizados para acessar uma tabela contendo \mathbf{v}_u e \mathbf{v}_l , bem como os coeficientes c_1 e c_2 da equação da reta que divide o setor retangular ao meio. Os índices da tabela, n_a e n_b , são calculados por:

$$n_a = \text{sign}(\mathbf{v}_{ref(\alpha')}) (\text{ceil}(|\mathbf{v}_{ref(\alpha')}|)) \quad (1.15)$$

$$n_b = \text{sign}(\mathbf{v}_{ref(\beta')}) (\text{ceil}(|\mathbf{v}_{ref(\beta')}|)) \quad (1.16)$$

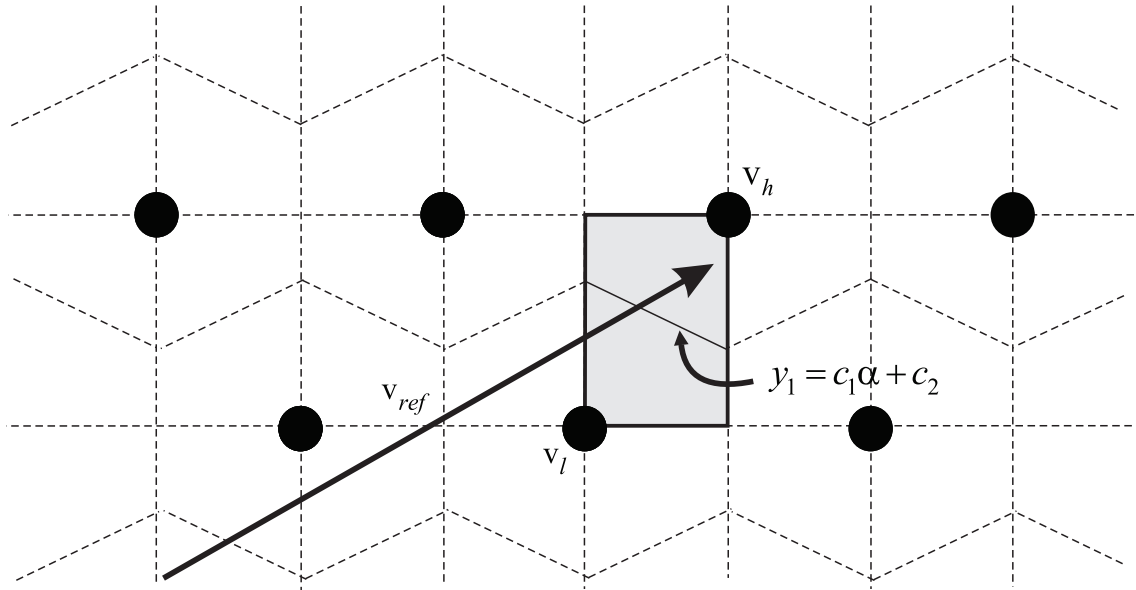


Figura 1.6: Zoom no diagrama SV de um conversor multinível em cascata com 11 níveis (RODRIGUEZ et al., 2003).

As estratégias de modulação SV apresentadas nos parágrafos anteriores não são adequadas para utilização com conversores multiníveis em cascata assimétricos. Existem poucos trabalhos na literatura voltados para estes conversores. Em (LU; S.; CORZINE, 2010), são abordados o projeto e controle de conversores assimétricos com tensões do barramento CC não-inteiras ou dinamicamente variantes. É apresentado um exemplo para um conversor com duas células por fase. A tensão de referência é decomposta em duas partes, uma sintetizada pelas células de alta tensão, e a outra, pelas de baixa tensão. O diagrama SV resultante é composto de um hexágono principal, composto pelos vetores sintetizados apenas pelas células de alta tensão, sendo cada um destes circundado por um subhexágono relativo às células de baixa tensão. O problema é então reduzido à modulação das células de baixa tensão dentro de cada subhexágono. Caso a razão entre as tensões dos barramentos CC varie, o tamanho dos subhexágonos também muda. Conseqüentemente, a tensão do barramento CC das células de baixa tensão deve ser constantemente monitorada. Contudo, em (LU; S.; CORZINE, 2010) não é descrito como os vetores de comutação são escolhidos, nem como as redundâncias são tratadas.

A fim de exemplificar o caso de células com razões entre as tensões do barramento CC não-inteiras, a Figura 1.7(a) ilustra o diagrama SV em coordenadas $\alpha\beta$ para um conversor multinível assimétrico com duas células por fase e razão de 1:2; a Figura 1.7(b) mostra um diagrama SV para o mesmo conversor, porém com razão 1:1,25. Ambas as Figuras mostram dois subhexágonos centrados em vetores sintetizados pelas células de alta tensão e a área de intersecção entre eles. As tensões nos eixos $\alpha\beta$ estão representadas em pu,

normalizadas em relação à tensão do barramento CC das células de baixa tensão. Pode-se ver que, no caso de razões não-inteiras, existem descontinuidades no diagrama, que podem ser prejudiciais à modulação.

Ainda com relação a conversores multiníveis em cascata assimétricos, (MEKHILEF; KADIR, 2010) apresenta uma estratégia de modulação que também faz uso dos desenvolvimentos de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). O algoritmo SV é desenvolvido para um conversor com três células por fase, uma de alta, uma de média e uma de baixa tensão, resultando em tensões de fase com 18 níveis. Como em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), a referência é truncada e é escolhido o vetor mais próximo desta para as células de alta tensão, de tal forma a se ter o menor número de comutações em relação ao vetor implementado anteriormente. A referência para as células de média tensão é obtida pela subtração da tensão sintetizada pelas células de alta tensão da referência, e a escolha do vetor mais próximo ocorre da mesma forma. Por fim, o mesmo procedimento se aplica às células de baixa tensão. Os vetores mais próximos para cada conjunto de células são escolhidos considerando-se a análise das redundâncias, e, como apenas um vetor é escolhido por intervalo de comutação, o conversor opera em baixa frequência.

Uma abordagem diferente para conversores multiníveis em cascata simétricos é proposta em (LI et al., 2000b), mesclando as vantagens das modulações *Phase-Shift* e SV. É apresentado um exemplo para um conversor simétrico com cinco níveis por fase, sendo que o diagrama SV é decomposto em duas parcelas de três níveis, uma referente a cada célula. É inserida uma defasagem entre os vetores de referência das células de cada fase, em analogia à defasagem dos portadores no *phase-shift*, a fim de se eliminar componentes harmônicas. O algoritmo é de simples implementação, pois as informações para o controle da segunda célula são obtidas através da primeira, modulada por SV convencional.

Além dos trabalhos citados, existem outros artigos referentes à modulação SV de conversores multiníveis, podendo-se citar (LEE; KIM; HYUN, 1999; KADIR; MEKHILEF; NAKAOKA, 2010; PRATS et al., 2003; LÓPEZ et al., 2010; SIRISUKPRASERT; LAI; LIU, 2002; LEON et al., 2010; SHE; HUANG; WANG, 2011), entre outros. Estes trabalhos tratam de diferentes aspectos da modulação SV, como, por exemplo, redução da frequência e das perdas de comutação; diminuição da THD; redução da complexidade computacional; equilíbrio das tensões dos barramentos CC das células, etc.

Porém, apesar de todas as vantagens que a modulação SV proporciona, quando comparada com as estratégias de modulação baseadas em portadora (principalmente tensões de linha de saída com menor conteúdo harmônico), a modulação SV é pouco empregada em aplicações industriais (PENG; QIAN; CAO, 2010). Isso se deve ao fato de que as estratégias com portadora são mais simples e fáceis de serem implementadas.

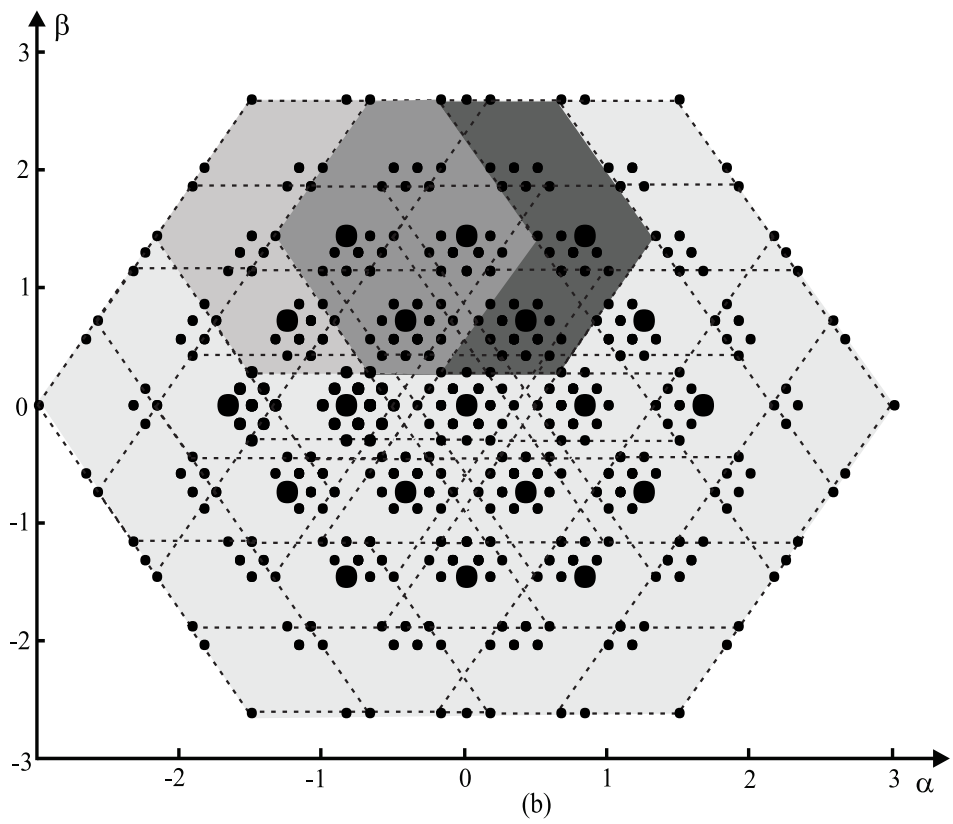
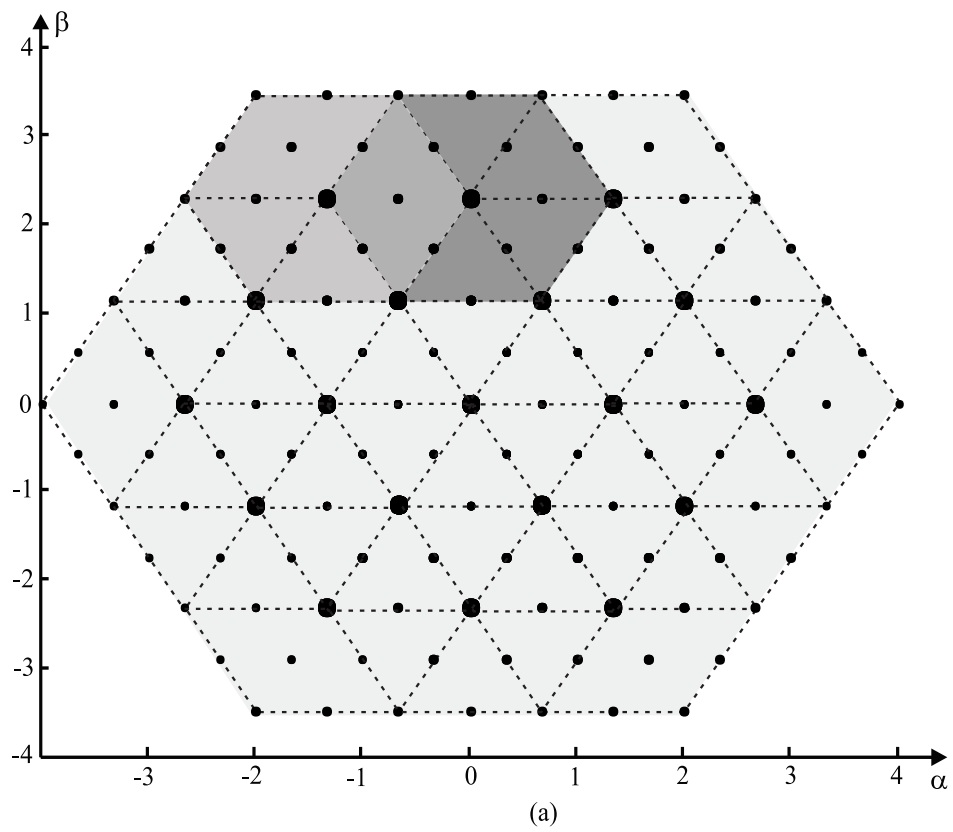


Figura 1.7: Diagramas SV para conversores multiníveis assimétricos (a) Razão 1:2. (b) Razão 1:1,25

1.1.3 Eliminação Seletiva de Harmônicas

A eliminação seletiva de harmônicas (ESH) é uma boa opção para conversores multiníveis de altas potências, pois uma de suas principais características é comutação em baixa frequência, minimizando as perdas de comutação nos dispositivos semicondutores. De maneira geral, na ESH são calculados ângulos de comutação, de tal forma a eliminar componentes harmônicas específicas (GUAN et al., 2005; DAHIDAH; AGELIDIS, 2008). Geralmente, as componentes harmônicas de mais baixa ordem são eliminadas, sendo que as de ordem superior podem ser mais facilmente filtradas (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). A Figura 1.8 ilustra um exemplo simples de eliminação seletiva para um conversor multinível em cascata simétrico com sete níveis nas tensões de fase (três células) (HOLMES; LIPO, 2003). Aqui, α_1 , α_2 e α_3 são os ângulos de comutação de cada uma das células.

Contudo, o cálculo dos ângulos exige a solução de conjuntos de equações não-lineares transcendentais, que podem não apresentar solução para certos índices de modulação (GUAN et al., 2005; HOLMES; LIPO, 2003; DAHIDAH; AGELIDIS, 2009), pois os ângulos devem ser menores do que $\pi/2$. Esta é uma grande desvantagem deste método. Usualmente, os ângulos são calculados *off-line* e armazenados em tabelas. Como o cálculo dos ângulos de comutação é a grande desvantagem da ESH, vários autores vem propondo algoritmos específicos para tentar solucionar este problema. Alguns dos trabalhos publicados na literatura são descritos nos parágrafos a seguir.

Em (DAHIDAH; AGELIDIS, 2008), é proposta uma modulação ESH generalizada para conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos de altas potências, conectados à rede. As células de potência comutam em frequências próximas à fundamental. Para tentar minimizar o custo computacional, os ângulos são calculados por meio de uma função de minimização, auxiliada por um algoritmo genético. Por sua vez, em (GUAN et al., 2005) os autores propõem um algoritmo homotópico para a solução das equações não-lineares. Segundo o artigo, este algoritmo é uma boa escolha para se encontrar soluções para equações não-lineares de ordens altas, típicas de conversores multiníveis, tendo rápida convergência. Em (MUTHURAMALINGAM; BALAJI; HIMAVATHI, 2006), é proposta uma modificação na modulação ESH tradicional, mesclando-a com o método de otimização de harmônicas, que limita o número de comutações ao número de níveis do conversor. Por fim, em (LI et al., 2000a), as dificuldades numéricas para a solução das equações são contornadas pela utilização de um algoritmo de otimização sem restrições.

Usualmente, as estratégias de modulação por eliminação seletiva de harmônicas consideram as tensões dos barramentos CC como sendo fixas. Em (DAHIDAH; AGELIDIS, 2009), é proposta uma modificação na técnica convencional de ESH para conversores

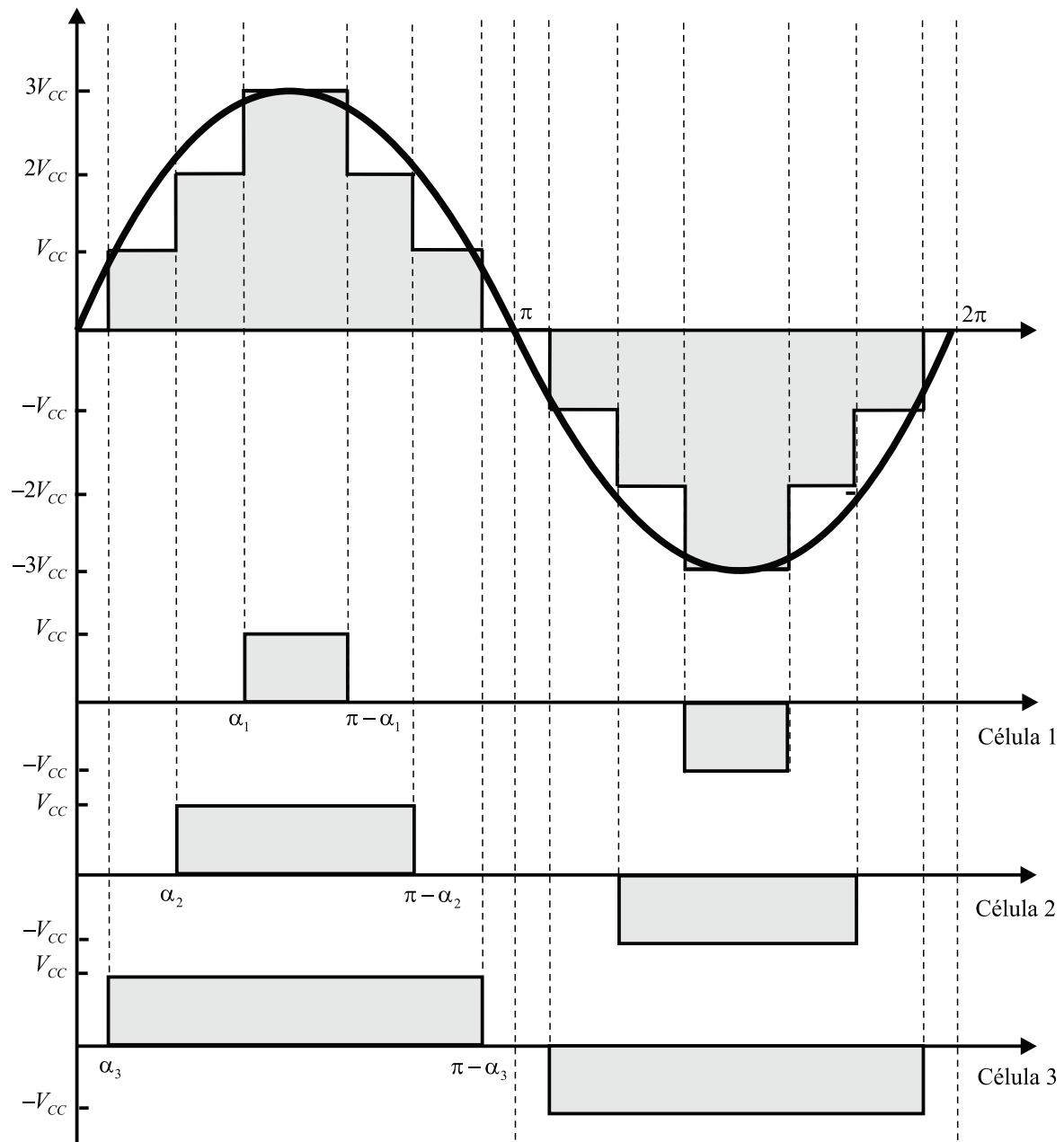


Figura 1.8: ESH para um conversor multinível em cascata simétrico com sete níveis (três células).

multiníveis, considerando-se que as tensões dos barramentos podem ser variantes no tempo. Esta consideração permite que a função custo, que deve ser solucionada para se encontrar os ângulos de comutação, possua um maior número de graus de liberdade. Isso permite que mais harmônicas sejam eliminadas, além de conseguir encontrar soluções para um maior número de índices de modulação, sem prejudicar a eliminação de harmônicas. As equações não-lineares são solucionadas por meio de um algoritmo genético, em conjunto com técnicas de otimização. Ainda na mesma linha, em (AHMADI; WANG, 2009) o método apresentado em (LI et al., 2000a) é estendido para abranger casos em que as tensões dos barramentos CC estejam desequilibradas.

Outras estratégias de modulação que operam em baixa frequência tem sido propostas na literatura. Entre estas, pode-se citar a mitigação seletiva de harmônicas e técnicas de PWM ótimo sincronizado (PENG; QIAN; CAO, 2010; NAPOLES et al., 2010; HOLTZ; OIKONOMOU, 2007). Porém, estas técnicas sofrem de alguns dos mesmos problemas da ESH, tais como grande número de cálculos complexos que devem ser realizados *off-line*, necessidade de *look-up tables*, aumento da complexidade computacional com o aumento do número de níveis do conversor em questão e desempenho dinâmico ruim, devido a pequena largura de banda dos controladores (KOURO et al., 2010).

As Subseções anteriores descreveram estratégias de modulação genéricas, ou seja, que podem ser empregadas com qualquer topologia de conversores multiníveis. Na próxima Seção, são apresentadas estratégias de modulação específicas para conversores multiníveis em cascata operando sob condições de falta.

1.2 Estratégias de Modulação para Conversores Multiníveis sob Condições de Falta

Esta Seção descreve métodos existentes na literatura especificamente para a modulação de conversores multiníveis em cascata durante a ocorrência de faltas nas células de potência. As estratégias de modulação também podem ser divididas em modulação baseadas em portadora e *Space Vector* (SV).

1.3 Modulação Baseada em Portadora

Nesta Seção, são descritas estratégias de modulação baseadas em portadora. Uma das mais conhecidas na literatura é o deslocamento do neutro (HAMMOND; AIELO, 1999), (HAMMOND, 2002), (RODRIGUEZ et al., 2005). Durante uma falta, o ponto neutro flutuante do conversor é deslocado de sua posição original. Desta forma, os ângulos α , β e γ , mostrados na Figura 1.9, entre as tensões de fase do conversor v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} são modificados, a fim de se obter tensões de linha de saída v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} equilibradas. As tensões são tratadas como fasores com amplitudes iguais a V_{ag} , V_{bg} , V_{cg} , V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , e são decompostas em suas componentes reais e imaginárias. Assumindo que v_{ag} localiza-se sobre o eixo x , esta é descrita apenas por sua componente real, X_{ag} . Como as amplitudes

das tensões de linha devem ser iguais, tem-se:

$$(X_{bg} - X_{ag})^2 + Y_{bg}^2 = (X_{cg} - X_{ag})^2 + Y_{cg}^2 \quad (1.17)$$

$$(X_{bg} - X_{ag})^2 + Y_{bg}^2 = (X_{cg} - X_{bg})^2 + (Y_{cg} - Y_{bg})^2 \quad (1.18)$$

$$V_{bg}^2 = X_{bg}^2 + Y_{bg}^2 \quad (1.19)$$

$$V_{cg}^2 = X_{cg}^2 + Y_{cg}^2. \quad (1.20)$$

As amplitudes de v_{bg} e v_{cg} são conhecidas, pois são iguais a soma das tensões das células operacionais de cada fase. Com os valores das componentes reais e imaginárias das tensões de fase, os ângulos α , β e γ são expressos por:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{Y_{bg}}{X_{bg}}\right) \quad (1.21)$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{Y_{cg}}{X_{cg}}\right) \quad (1.22)$$

$$\beta = 360^\circ - \alpha - \gamma. \quad (1.23)$$

O sistema de equações não-lineares (1.17)-(1.20) pode possuir múltiplas soluções. A solução escolhida pode, muitas vezes, não resultar em um valor otimizado para as tensões de linha de saída, como, por exemplo, para um conversor simétrico com 5 células (onze níveis por fase), para as condições de falta 0-2-3 ou 2-3-3, onde os números representam as células com falta por fase. Ainda, para algumas condições de falta, como 0-3-3 e 2-4-4, as equações não-lineares não possuem solução (LEZANA; ORTIZ, 2009).

A fim de contornar o primeiro problema, uma extensão do método do deslocamento do neutro foi proposta em (LEZANA; ORTIZ, 2009), onde o ângulo entre as duas tensões de fase com menores amplitudes da fundamental é forçado a ser igual a 180° , e o índice de modulação da fase restante é ajustado para maximizar a amplitude das tensões de linha de saída. Como exemplo, a Figura 1.9(a) mostra a falta 0-2-3, para um conversor com cinco células por fase (11 níveis), utilizando-se o método do deslocamento do neutro tradicional. Por sua vez, na Figura 1.9(b), o índice de modulação da tensão de fase com maior amplitude, v_{ag} , foi reduzido, forçando o ângulo β entre as demais fases a ser igual a 180° , maximizando as tensões de linha. A nova amplitude de v_{ag} , bem como os ângulos α e γ são calculados como:

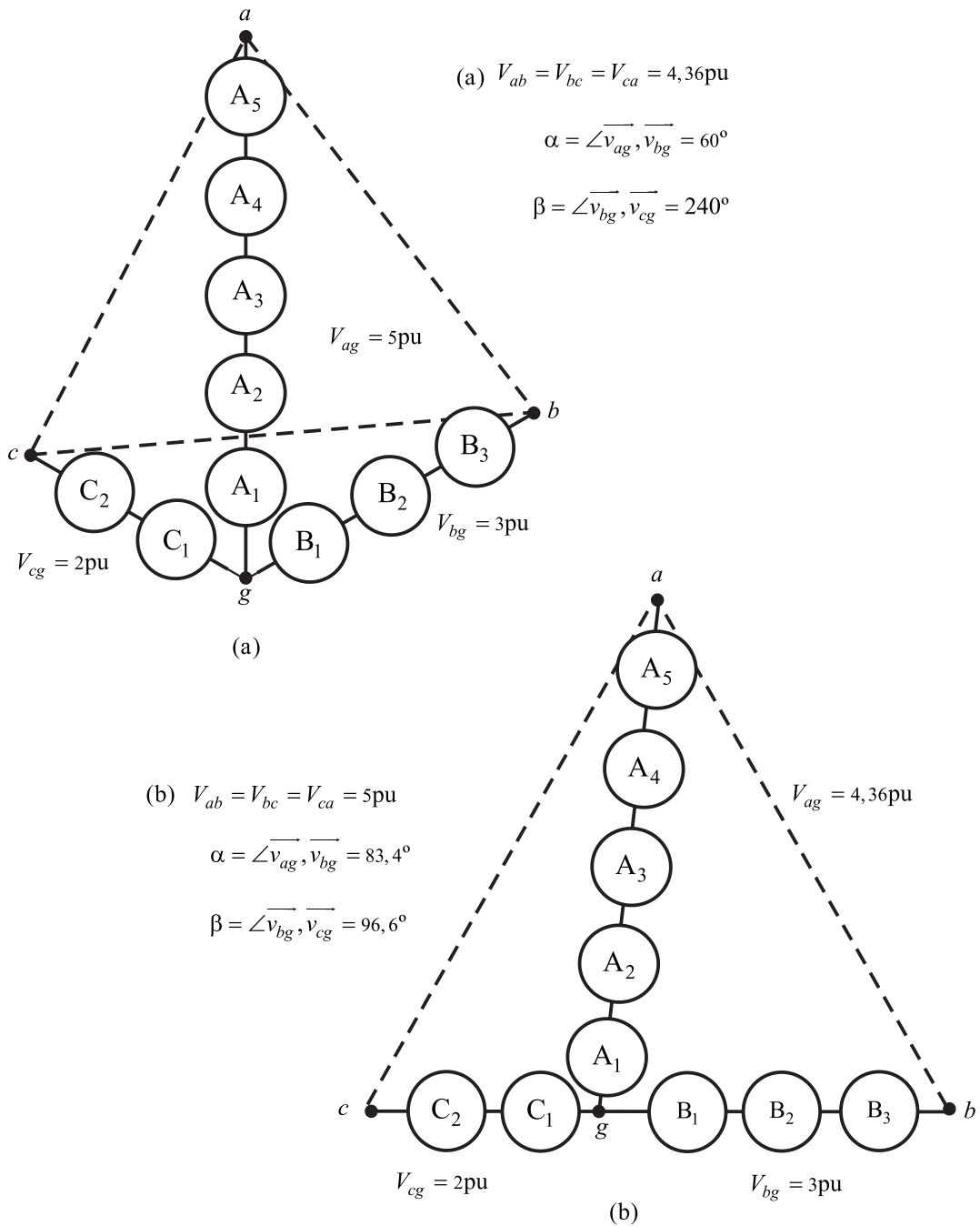


Figura 1.9: Tensões de fase e de linha de saída para o método do deslocamento do neutro (a) e deslocamento do neutro estendido (b), para falta 0-2-3 em um conversor com 11 níveis.

$$V_{ag} = \sqrt{V_{bg}^2 + V_{cg}^2 + V_{bg}V_{cg}} \quad (1.24)$$

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3} V_{bg} + V_{cg}}{2 V_{ag}}\right) \quad (1.25)$$

$$\gamma = 180^\circ - \alpha. \quad (1.26)$$

Pelos resultados ilustrados na Figura 1.9, pode-se notar que as tensões de linha foram reduzidas de 8,66pu para 4,36pu ou 5pu, mas se o inversor operasse com apenas duas células por fase, seriam de apenas 3,46pu.

Contudo, deve-se enfatizar que o método do deslocamento do neutro estendido pode ser aplicado somente em casos nos quais o ponto neutro do conversor, obtido através do deslocamento do neutro tradicional, é localizado fora do triângulo das tensões de linha. Porém, o método estendido não abrange os casos em que as equações não possuem solução, e não é adequado para controle em malha fechada, pois o cálculo em tempo real dos novos ângulos entre as tensões de fase requer grande capacidade computacional. Assim, é preferível carregar no controlador uma tabela com valores pré-calculados dos ângulos para cada uma das possíveis configurações de falta.

Para solucionar os problemas intrínsecos dos métodos do deslocamento do neutro, (HAMMOND; AIELO, 1999) e (PARK et al., 2008) propõem, sem a descrição analítica de sua origem, uma abordagem alternativa, mostrada na Figura 1.10(a). A partir das tensões de referência v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , uma tensão de modo comum, v_o , é derivada, resultando em tensões modulantes de fase com redução de pico, $v_{ag_{conv}}$, $v_{bg_{conv}}$ e $v_{cg_{conv}}$, para o modulador PWM e permitindo a operação otimizada do conversor em condições normais. Porém, quando da ocorrência de faltas, este método introduz distorções significativas nas tensões de linha. Assim, em (HAMMOND; AIELO, 1999) é proposto outro circuito, mostrado na Figura 1.10(b), com a introdução de uma malha de realimentação com um integrador. Esta configuração melhora a qualidade das tensões de linha de saída, mas não é capaz de operar quando uma fase perde todas as suas células. Isso ocorre porque os ganhos K_a , K_b e K_c são calculados como a razão entre os números total e operacional de células em cada fase. Assim, quando uma fase perde todas as suas células, o ganho desta torna-se infinito. De certa forma, isto não é um problema, pois quando a fase perde todas as células, não é mais necessário um sinal modulante para a mesma. Em (HAMMOND; AIELO, 1999), a descrição teórica da origem deste método não é apresentada, levando a crer que o mesmo tenha sido obtido de uma forma heurística.

Outro método de redução de pico foi apresentado em (SONG-MANGUELLE et al., 2010), especificamente para a operação de um conversor multinível assimétrico regenerativo

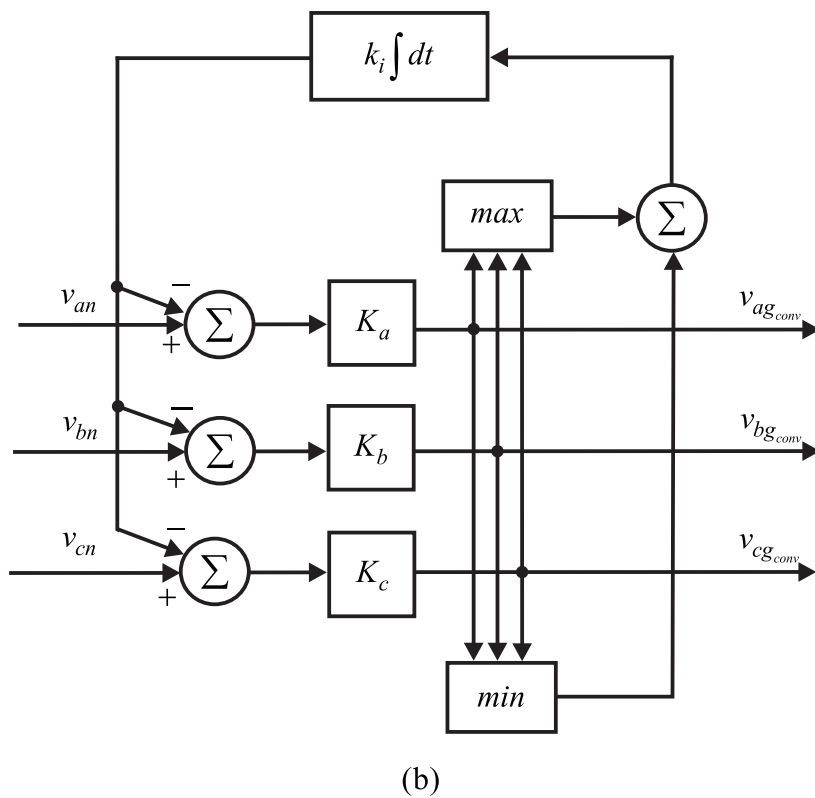
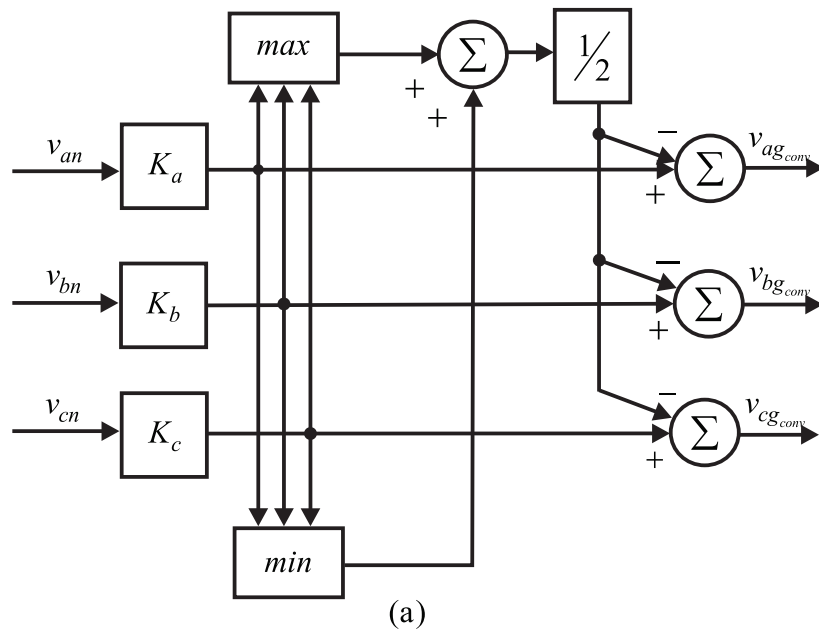


Figura 1.10: Circuitos de redução de pico propostos em (HAMMOND; AIELO, 1999) para conversores multiníveis simétricos: (a) sem integrador e com (b) integrador.

com cinco células por fase. O método se baseia na adição de dois sinais, denominados homopolares, às tensões de referências de fase do conversor, como ilustrado na Figura 1.11.

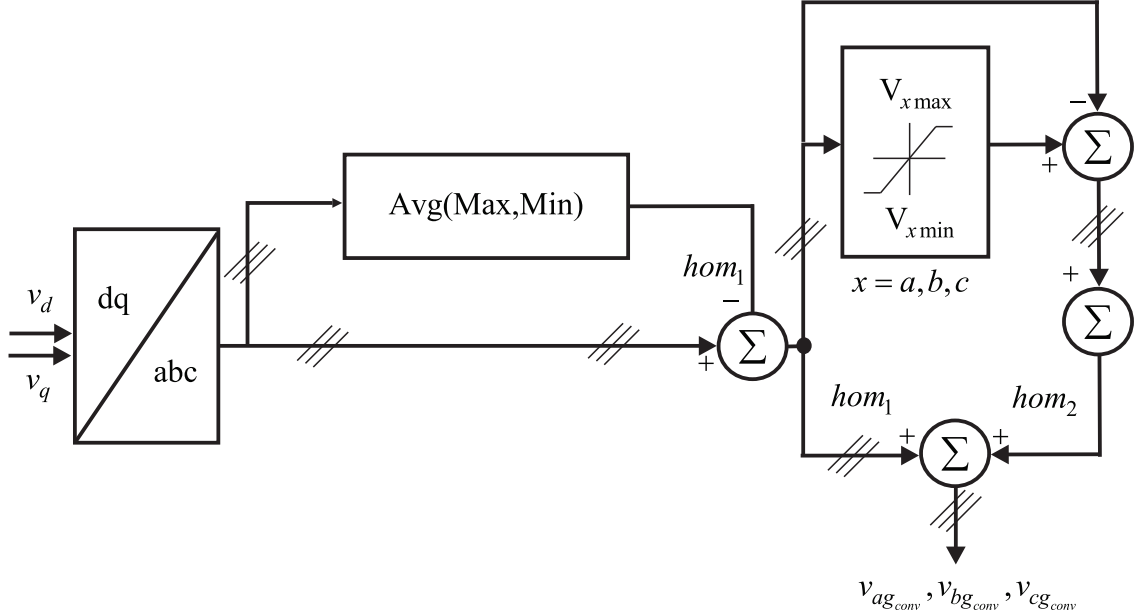


Figura 1.11: Diagrama de blocos do método apresentado em (SONG-MANGUELLE et al., 2010) para um conversor multinível assimétrico regenerativo.

Primeiramente, são obtidos os valores máximo, V_{\max} , e mínimo, V_{\min} , das tensões de referência de fase, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , sendo então realizada a média destes dois sinais. Desta forma, o primeiro sinal homopolar, hom_1 , é calculado como:

$$hom_1 = \frac{V_{\max} + V_{\min}}{2}. \quad (1.27)$$

Este sinal é adicionado às tensões de referência de fase. Considerando-se a operação sob faltas, outro sinal homopolar, hom_2 , é calculado como a diferença entre a verdadeira tensão de referência e o máximo/mínimo valor permitido para cada tensão de fase, para uma dada condição de falta. Na Figura 1.11, isso é representado como o bloco de comparação, onde o subscrito x em $V_{x\max}$ e $V_{x\min}$ denota cada uma das fases, a , b e c . Os sinais referentes a cada uma das fases são somados, resultando no segundo homopolar. Este é então adicionado às referências, de maneira que o sinal para a fase com falta não exceda o seu máximo valor permitido, em módulo. Os últimos sinais, $v_{ag_{conv}}$, $v_{bg_{conv}}$ e $v_{cg_{conv}}$, são as tensões modulantes para o conversor.

1.3.1 Modulação *Space Vector*

Existem poucos artigos disponíveis na literatura referentes à modulação *Space Vector* de conversores multiníveis em cascata sob condições de falta. Um dos primeiros trabalhos a respeito é apresentado em (WEI et al., 2004, 2003), que utilizam as mesmas premissas de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). Os vetores de comutação são representados com relação às mesmas bases de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). A referência também é truncada para obtenção dos três vetores mais próximos, sendo calculadas também suas respectivas razões cíclicas. Os vetores de comutação do conversor são divididos em dois grupos. A soma dos elementos dos vetores do primeiro grupo é par, e do segundo, ímpar. De acordo com (WEI et al., 2003), é possível calcular vetores médios para as redundâncias dos vetores de comutação. Os vetores pares sempre possuem um vetor médio implementável, mas o mesmo não é válido para os ímpares. Dessa forma, é proposto o conceito de vetores de comutação pequenos e grandes. A fim de minimizar a THD das tensões de linha de saída, os três vetores mais próximos dentro de um dado setor do diagrama SV são escolhidos segundo um padrão de comutação denominado *Large-Small Alternation* (LSA), onde os vetores pequenos e grandes são implementados de maneira alternada.

Em (WEI et al., 2004), os autores comparam o método proposto com o deslocamento do neutro e os métodos de redução de pico apresentados na Subseção anterior para condições de falta. O problema do LSA consiste em que, durante faltas, o conversor perde capacidade de síntese de tensão, que se traduz no diagrama SV como perda de vetores de comutação. Assim, a escolha dos vetores a serem implementados pelo conversor se faz por tentativa e erro, até que um vetor implementável seja encontrado.

Outra estratégia de modulação sob faltas para conversores multiníveis em cascata simétricos é descrita em (BRANDO; DANNIER; PIZZO, 2007) e (BRANDO et al., 2007). Primeiramente, é desenvolvida uma modulação SV para operação normal, onde as sequências de comutação são escolhidas de forma a manter as tensões dos barramentos CC das células balanceadas. A partir destas considerações, é proposta uma técnica para identificação da célula com falta, modificando o algoritmo a fim de manter o conversor operante. Contudo, o processo de identificação de falta leva vários períodos de comutação para ser efetuado, e é apresentado apenas para o caso de uma única célula com falta por vez. Não foram encontrados na literatura artigos que tratem especificamente de conversores multiníveis em cascata assimétricos.

1.4 Estratégias de Modulação Propostas

Esta Dissertação propõe novas estratégias de modulação para conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos, tanto para operação normal quanto sob faltas. Estes métodos visam corrigir problemas inerentes às estratégias existentes na literatura, descritas na Seção anterior. São propostas duas estratégias de modulação, uma baseada na abordagem geométrica (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999), e outra nas técnicas *Space Vector* (SV), basicamente em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

Como descrito na Seção anterior, existem diversas abordagens para se realizar a modulação de conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos. A partir da análise detalhada dos métodos baseados em portadora, específicos para multiníveis em cascata e que serão descritos no Capítulo 2, percebe-se que estes pertencem a um conjunto maior de possíveis soluções para a obtenção das tensões modulantes para as fases do conversor. Este conjunto de soluções é derivado nesta Dissertação, resultando em uma estratégia generalizada de modulação com abordagem geométrica para conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos com qualquer número de níveis, em operação normal ou sob faltas. Como as células com falta são restrições para o funcionamento do conversor, para cada condição de falta é definida a região que contém todas as possíveis tensões de modo comum que podem ser sintetizadas pelo conversor a fim de compensar a perda de células. A escolha de uma tensão de modo comum pertencente a este conjunto permite explorar toda a capacidade de síntese de tensão do conversor. É demonstrado que as tensões modulantes para o conversor podem ser facilmente obtidas como a soma das tensões de referência de fase e de modo comum. Como esta última é derivada a fim de garantir a operação do conversor dentro da região linear, são obtidas tensões de linha de saída com valores maximizados de amplitude da fundamental, compensando as distorções introduzidas pela perda de uma ou mais células. O método pode ser empregado para conversores multiníveis simétricos com qualquer número de células por fase.

A modulação com abordagem geométrica para conversores multiníveis em cascata assimétricos segue os mesmos princípios descritos no parágrafo anterior. Neste caso, contudo, as tensões sintetizadas pelas células de maior tensão são restrições para a operação das demais, e assim sucessivamente, até as células de menor tensão. Dessa forma, para cada condição de operação, são derivadas N regiões lineares e tensões de modo comum, onde N é o número de conjuntos de células com o mesmo valor de tensão do barramento CC. Assim, as tensões modulantes para as células com um dado valor de tensão são calculadas como a soma das referências de fase com a tensão de modo

comum referente às células em questão, subtraída das tensões sintetizadas pelas células com tensões maiores. Nesta abordagem, as células de alta tensão comutam em baixa frequência, a fim de diminuir as perdas de comutação, enquanto as células de baixa tensão comutam com PWM de alta frequência convencional, caracterizando modulação híbrida (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000).

Quanto à modulação *Space Vector* (SV), optou-se por desenvolvê-la apenas para conversores multiníveis em cascata assimétricos, pois há pouco material disponível na literatura a respeito destes conversores. Da mesma maneira que para a modulação com abordagem geométrica de conversores assimétricos, é proposta uma estratégia de modulação híbrida, onde as células de alta tensão comutam em baixa frequência pela escolha do vetor mais próximo da referência, e as células de mais baixa tensão comutam em alta frequência pela escolha dos três vetores mais próximos em um período de comutação. A tensão sintetizada pelas células de mais alta tensão é subtraída da referência, resultando na nova referência para as próximas células, e assim sucessivamente até as células de menor tensão. Para cada setor do diagrama SV é definida *off-line* uma sequência de comutação específica, neste caso visando minimizar o número de comutações dentro do setor, bem como na transição de setores, minimizando conseqüentemente a Distorção Harmônica Total (THD) e o Fator de Distorção Harmônica (DF1). O algoritmo implementado realiza todos os cálculos em um sistema de coordenadas $\alpha\beta o$ modificado, resultando em vetores de comutação apenas com elementos inteiros. A escolha dos vetores de comutação a serem implementados considera todas as suas possíveis redundâncias em coordenadas abc . A modulação foi desenvolvida apenas para operação em condições normais, sendo que a modulação para condições de falta é uma das propostas de trabalhos futuros.

1.5 Objetivos da Dissertação

O principal objetivo desta Dissertação é o desenvolvimento de novas estratégias de modulação para conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos, permitindo a operação destes em condições normais, bem como durante faltas em suas células de potência. Assim, os principais tópicos a serem abordados consistem em:

- Estudo dos métodos existentes na literatura para a modulação de conversores multiníveis em cascata;
- Desenvolvimento teórico e comprovação experimental de uma estratégia de modulação com abordagem geométrica para conversores multiníveis em cascata simétricos

em operação normal e sob faltas;

- Desenvolvimento teórico e comprovação experimental de uma estratégia de modulação com abordagem geométrica para conversores multiníveis em cascata assimétricos em operação normal e sob faltas;
- Desenvolvimento teórico e comprovação experimental de uma estratégia de modulação *Space Vector* para conversores multiníveis em cascata assimétricos em operação normal;
- Publicação dos resultados em periódicos e congressos nacionais e internacionais.

1.6 Organização da Dissertação

Esta Dissertação está organizada da seguinte forma: No Capítulo 2, é descrita a modulação com abordagem geométrica proposta para conversores multiníveis em cascata simétricos. São realizados desenvolvimentos teóricos, comprovados a seguir por resultados de simulação e experimentais. O Capítulo 3 apresenta a modulação com abordagem geométrica proposta para conversores multiníveis assimétricos, comprovada por resultados de simulação e experimentais. Ambas as estratégias são desenvolvidas para operação dos conversores em condições normais ou sob faltas. No Capítulo 4 é descrita a modulação *Space Vector* para conversores multiníveis em cascata assimétricos para operação normal, sendo apresentados, ao final, resultados de simulação e experimentais. Por fim, no Capítulo 5, são elaboradas as conclusões a respeito dos trabalhos desenvolvidos e dos resultados obtidos, e são propostos possíveis desdobramentos.

2 MODULAÇÃO COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA PROPOSTA - CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA SIMÉTRICO

Este Capítulo descreve a modulação com abordagem geométrica proposta para conversores multiníveis simétricos. Primeiramente, são desenvolvidos os princípios teóricos da modulação. Estes são, posteriormente, comprovados por resultados de simulação e experimentais. Por fim, são apresentadas as conclusões referentes aos resultados obtidos.

2.1 Desenvolvimentos Teóricos

Esta seção apresenta a fundamentação teórica da modulação com abordagem geométrica proposta para conversores multiníveis em cascata simétricos.

Para evitar os problemas causados pelas abordagens descritas no Capítulo anterior, é proposta aqui uma nova estratégia de modulação para conversores multiníveis em cascata simétricos, baseada na modulação com abordagem geométrica (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999). Durante faltas, o conversor perde capacidade de síntese de tensão e satura, distorcendo as formas de onda das tensões de linha de saída. Para que as amplitudes destas últimas sejam maximizadas, o método proposto compensa a perda de células do conversor modificando as amplitudes das tensões modulantes pela adição de uma tensão de modo comum v_o , permitindo a operação na região linear Ω mesmo durante a ocorrência de faltas. Por definição, o conversor opera em Ω quando as tensões modulantes são menores do que a amplitude das portadoras utilizadas para a geração dos sinais PWM, garantindo a síntese das tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} desejadas, mesmo sob faltas. A operação dentro de Ω ainda evita o surgimento de componentes harmônicas de baixa ordem, que distorcem

as formas de onda das tensões. Outra vantagem do método proposto é que a adição de v_o também permite ao conversor sintetizar tensões de linha de saída cerca de 15% superiores às obtidas com a modulação PWM senoidal, de maneira semelhante à injeção de uma componente de sequência zero.

A fim de se realizar a comparação com as abordagens anteriores, as tensões de referência para o conversor simétrico são definidas aqui em função das tensões de fase. Porém, as tensões aplicadas na carga são as tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} , sendo que esta última é linearmente dependente das demais em um sistema a três fios. Entretanto, para o controle de corrente em acionamentos elétricos, bem como em conversores conectados à rede, os sistemas de coordenadas síncronas dq ou estacionárias $\alpha\beta$ das tensões de fase são usualmente empregados. Sem perda de generalidade, nesta Dissertação considera-se que as tensões de linha são obtidas a partir de um conjunto de tensões de referência de fase em coordenadas abc , onde a soma das três tensões é zero. Resultados equivalentes podem ser obtidos utilizando-se referências expressas em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ de fase.

A partir da lei de Kirchoff das tensões, aplicada no circuito da Figura 1.1, é possível expressar a relação entre as tensões de fase do conversor, v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} , e as tensões de linha de saída, v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} , como:

$$v_{ab} = v_{ag} - v_{bg} \quad (2.1)$$

$$v_{bc} = v_{bg} - v_{cg} \quad (2.2)$$

$$v_{ca} = -v_{ab} - v_{bc} \quad (2.3)$$

onde a última equação representa um grau de liberdade.

Para se obter uma relação única entre os espaços \mathfrak{R}^3 das tensões de fase do conversor e \mathfrak{R}^2 das tensões de linha de saída, respectivamente com três e dois graus de liberdade, uma variável adicional precisa ser definida, representada aqui como a tensão de modo comum v_o do conversor. Assim, as tensões de linha podem ser expressas como:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Assumindo que as tensões de linha são obtidas a partir de um conjunto de tensões de referência de fase, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , provenientes do controlador, as tensões modulantes do

conversor, v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} , são expressas por:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} + v_o \quad (2.5)$$

Com o objetivo de se obter uma solução para a tensão de modo comum v_o que garanta a operação do conversor na região linear Ω , o estado operacional das células é definido por uma matriz $3 \times N$, \mathbf{F} , onde N é o número de células por fase. As linhas de \mathbf{F} contém os estados das células da correspondente fase do conversor, onde 1 indica que a célula está operacional, e 0 que está com falta. É definido ainda o vetor \mathbf{v}_{dc} , cujos elementos são as amplitudes normalizadas das tensões dos barramentos CC das células. No caso do conversor multinível em cascata simétrico, todos os elementos deste vetor são iguais. A matriz \mathbf{F} e o vetor \mathbf{v}_{dc} são, respectivamente:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{a2} & \dots & f_{aN} \\ f_{b1} & f_{b2} & \dots & f_{bN} \\ f_{c1} & f_{c2} & \dots & f_{cN} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} V_{dc1} \\ V_{dc2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ V_{dcN} \end{bmatrix} \cdot \quad (2.7)$$

Por fim, é definida a variável m , que representa a razão entre a amplitude das tensões de referência de fase equilibradas e a máxima amplitude das tensões de referência de fase sem falta, normalizadas em relação a V_{dc} , para operação na região linear:

$$m = \frac{V_m \Big|_{\mathbf{f}_a, \mathbf{f}_b, \mathbf{f}_c}}{V_m \Big|_{\mathbf{f}_a = \mathbf{f}_b = \mathbf{f}_c = [1 \dots 1]_{1 \times N}}} \quad (2.8)$$

onde V_m é expressa por:

$$V_m = \frac{((\mathbf{f}_a \cdot \mathbf{v}_{dc}) + (\mathbf{f}_b \cdot \mathbf{v}_{dc}) + (\mathbf{f}_c \cdot \mathbf{v}_{dc}) - Max)}{\sqrt{3}} \quad (2.9)$$

$$Max = \max(\mathbf{f}_a \cdot \mathbf{v}_{dc}, \mathbf{f}_b \cdot \mathbf{v}_{dc}, \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{v}_{dc}) \quad (2.10)$$

onde \mathbf{f}_a , \mathbf{f}_b e \mathbf{f}_c são as linhas de \mathbf{F} . A Equação (2.9) também pode ser empregada para calcular a máxima tensão de linha de saída equilibrada que o conversor é capaz de sintetizar

para uma dada falta, substituindo-se adequadamente os estados das células em \mathbf{f}_a , \mathbf{f}_b e \mathbf{f}_c , e multiplicando o resultado por $\sqrt{3}$.

As tensões modulantes de fase do conversor não podem ser maiores do que a soma das tensões dos barramentos CC das células operacionais de cada fase. Caso contrário, ocorrerão distorções nas formas de onda, caracterizando operação fora da região linear Ω . Assim, para que o conversor opere em Ω para uma dada condição de falta, a seguinte inequação deve ser satisfeita:

$$-\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} \leq v_{kg} \leq \mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} \quad (2.11)$$

onde $k = a, b, c$.

Substituindo-se (2.5) em (2.11), os limites da região linear são expressos como uma função de v_o :

$$u_{min} \leq v_o \leq u_{max} \quad (2.12)$$

onde os limites superior, u_{max} , e inferior, u_{min} , de Ω são:

$$u_{max} = \min(c_a, c_b, c_c) \quad (2.13)$$

$$u_{min} = \max(c'_a, c'_b, c'_c) \quad (2.14)$$

$$c_k = \mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} \quad (2.15)$$

$$c'_k = -\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} \quad (2.16)$$

Consequentemente, a região linear Ω pode ser expressa como o conjunto de todos os possíveis valores de v_o que satisfazem (2.12).

Uma vez que os limites de Ω tenham sido definidos, qualquer escolha de v_o dentro de Ω assegura que o conversor irá operar na região linear. Uma possível solução para v_o é:

$$v_o = \frac{u_{max} + u_{min}}{2}. \quad (2.17)$$

Por fim, os sinais modulantes para as células, que são comparados com as portadoras triangulares para geração dos sinais PWM, são obtidos substituindo-se v_o em (2.5). A Figura 2.1 traz um diagrama de blocos representando a implementação do método proposto.

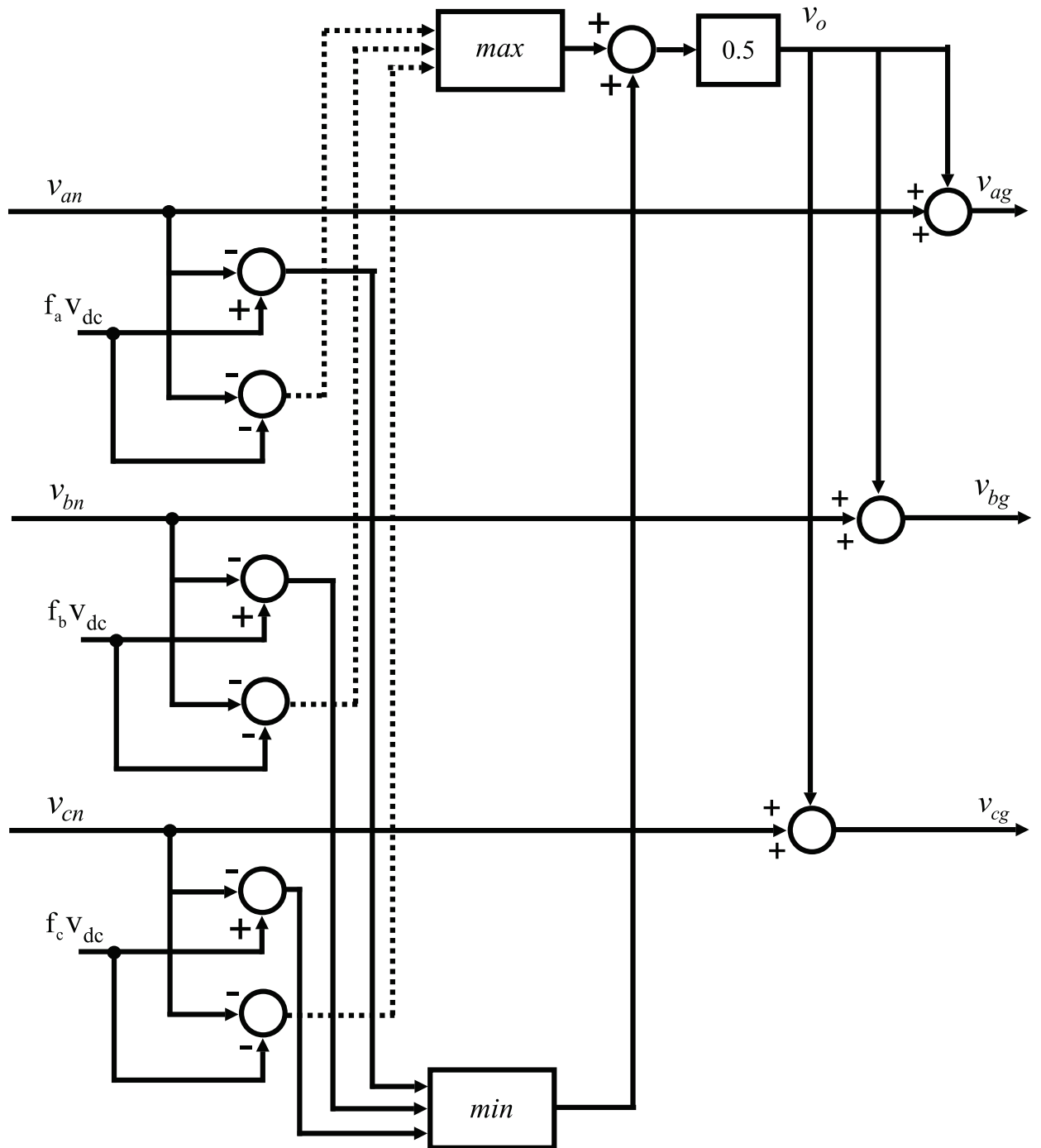


Figura 2.1: Diagrama de blocos do método proposto.

Para implementação em DSP, as tensões modulantes v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} , representadas como as saídas do diagrama de blocos da Figura 2.1, devem ser escalonadas a fim de pertencerem ao intervalo entre 0 e a amplitude da portadora, considerando o número de células com falta em sua respectiva fase. Assim, os verdadeiros sinais modulantes para cada fase, $v_{ag_{conv}}$, $v_{bg_{conv}}$ e $v_{cg_{conv}}$, são expressos por:

$$v_{kg_{conv}} = \frac{TPER}{\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{V}_{dc}} v_{kg} + \frac{TPER}{2} \quad (2.18)$$

onde $TPER$ é a amplitude da portadora, que depende da frequência de comutação escolhida.

Como para os métodos de redução de pico descritos no Capítulo anterior, o método proposto aqui também possui ganhos que tendem ao infinito quando uma fase perde todas as suas células, o que parece ser uma característica negativa. Note entretanto que se todas as células de uma fase estiverem fora de operação não há necessidade de se obter sinais modulantes para as células desta fase. Além disso, estes ganhos infinitos surgem apenas na implementação digital, já que as tensões modulantes devem ser escalonadas a fim de se realizar a comparação com a portadora para a geração dos sinais PWM para as chaves. Contudo, como já foi dito neste parágrafo, isto não é um problema, pois se a fase perde todas as suas células, não há necessidade de um sinal modulante para a mesma. O problema surge nos métodos de redução de pico descritos em (HAMMOND; AIELO, 1999), porque o ganho infinito entra no algoritmo de escolha dos máximos e mínimos. Outra semelhança com os métodos de redução de pico é a adição de um sinal às tensões modulantes. Contudo, o método proposto foi denominado geométrico porque define explicitamente regiões Ω nas quais é possível a operação do conversor com ou sem faltas, restringindo a tensão de modo comum adicionada às tensões modulantes a valores pertencentes a estas regiões.

A fim de se realizar uma comparação entre o método proposto e os descritos no Capítulo 1, considere-se um conversor com duas células por fase (5 níveis nas tensões de fase), com V_{dc} normalizado como 1pu. A região linear Ω é mostrada para diferentes condições de operação na Figura 2.2. Aqui, v_o , v_{op} , v_{opi} e v_{ons} são, respectivamente, as tensões de modo comum dos métodos proposto, de redução de pico, de redução de pico com integrador e do deslocamento do neutro. A Figura 2.2 (a) mostra a região linear Ω para operação normal, com m igual 0,645. A Figura 2.2(b) mostra Ω para a condição de falta 0-1-0, também para $m = 0,645$. Por fim, a Figura 2.2(c) mostra Ω para a mesma falta, porém com $m = 0,75$. As regiões em cinza representam o conjunto de valores possíveis de v_o para operação na região linear, ou seja, a própria Ω .

Estes resultados mostram que, para operação normal, todos os métodos resultam em

tensões de modo comum pertencentes à região linear Ω . Para a falta com $m = 0,645$, todos os métodos também proporcionam tensões de modo comum dentro de Ω . Contudo, para a mesma falta com $m = 0,75$, o método proposto e o método de redução de pico com integrador produzem tensões de modo comum pertencentes a Ω , enquanto os outros operam fora de seus limites, resultando em tensões de linha de saída inferiores, com distorções causadas por componentes harmônicas de baixa ordem. A condição de $m = 0,75$, segundo a Equação (2.9), corresponde ao maior índice de modulação para o qual se consegue obter uma região linear Ω para este caso de falta. Para índices de modulação superiores e com uma falta 0-1-0, não existe região linear.

Ainda, deve ser lembrado que, para certas condições de falta, os métodos do deslocamento do neutro e do deslocamento do neutro estendido não podem ser empregados (LEZANA; ORTIZ, 2009), (HAMMOND; AIELO, 1999), pois o conjunto de equações não-lineares que define os ângulos entre as tensões de fase não apresenta solução. Considere-se uma falta que não possua solução pelo método do deslocamento do neutro, por exemplo, um conversor de 11 níveis com falta do tipo 1-3-4 (LEZANA; ORTIZ, 2009). Uma possível matriz \mathbf{F} para esta condição é:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

O método proposto é capaz de encontrar uma região linear para operação do conversor, o que significa que existem tensões de fase para esta condição de operação tais que as tensões de linha de saída são equilibradas. Os limites superior e inferior de Ω são mostrados na Figura 2.3 em função da amplitude das tensões de linha de saída. Na Figura 2.3 (a), tem-se $m < 1$. Por sua vez, as Figuras 2.3 (b) e (c) correspondem a $m = 1$ e $m > 1$ (sobre-modulação), respectivamente. Este resultado prova que o método proposto pode ser empregado para modulação de conversores multiníveis em cascata simétricos sob quaisquer condições de falta.

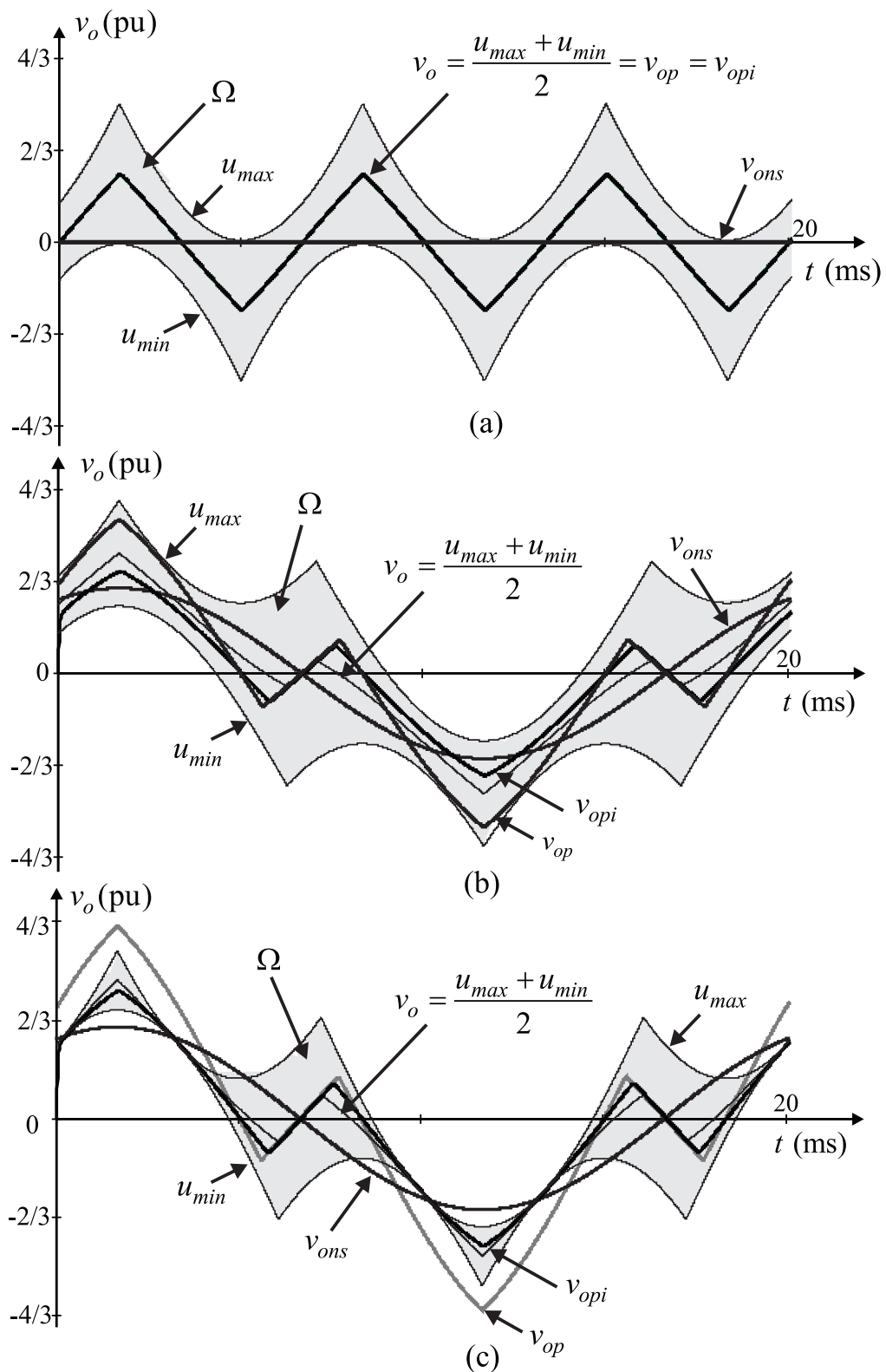


Figura 2.2: Conjunto de todas as possíveis soluções de v_o para todos os métodos: a) Operação normal com $m = 0,645$; b) Falta 0-1-0 com $m = 0,645$; c) Falta 0-1-0 com $m = 0,75$.

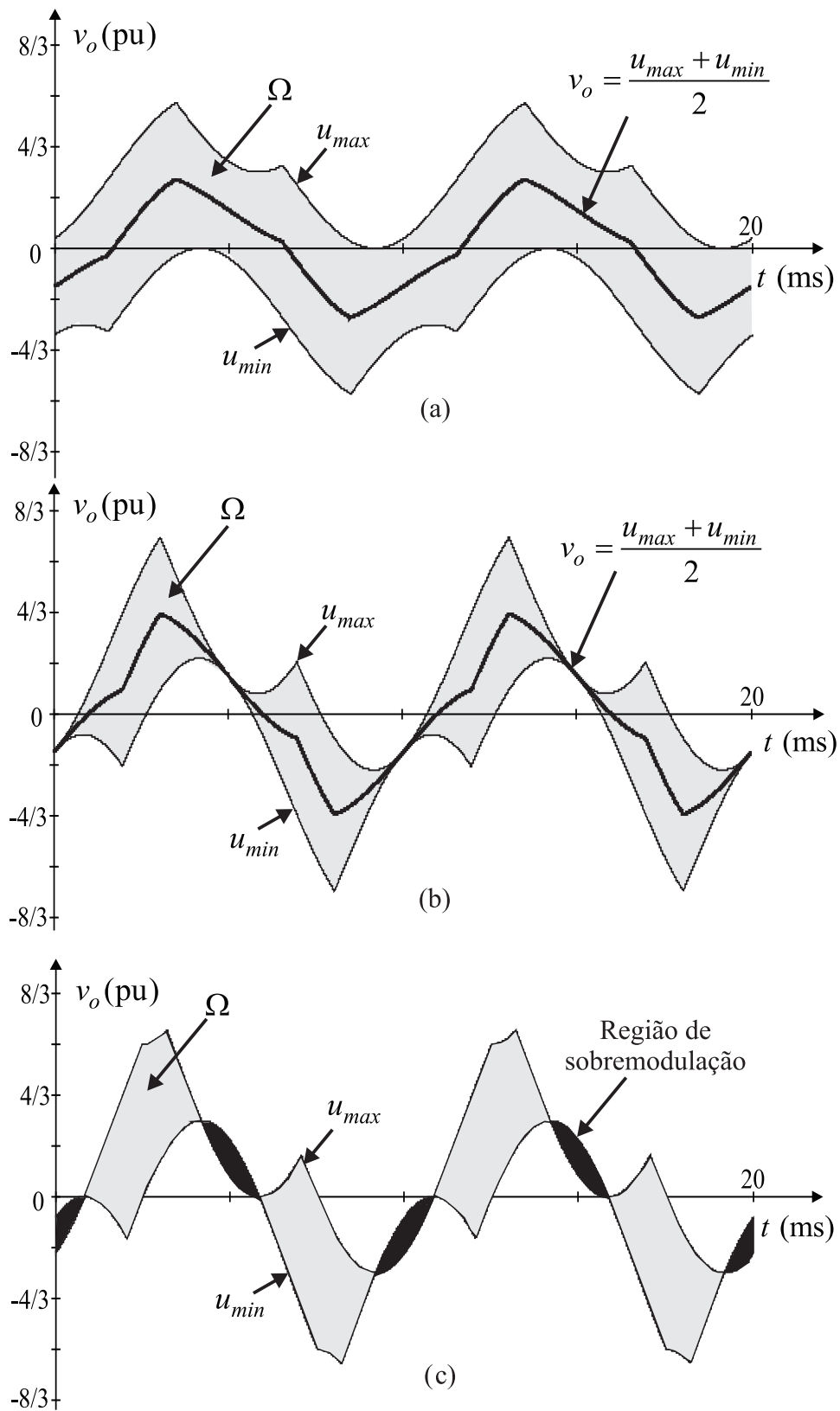


Figura 2.3: Região linear Ω para um conversor de 11 níveis, com uma falta do tipo 1-3-4: a) Operação na região linear, $m < 1$; b) Limite da região linear, $m = 1$; c) Sobre-modulação, $m > 1$.

2.2 Resultados de Simulação e Experimentais

Para comprovar os desenvolvimentos teóricos descritos na Seção anterior, foram realizadas simulações e experimentos em bancada. Foi implementado um conversor multinível simétrico com duas células por fase. As células são idênticas à apresentada no detalhe da Figura 1.1, com exceção de que o retificador da entrada é monofásico não-controlado. Os resultados experimentais foram obtidos em malha aberta com V_{dc} de 100V, tendo como objetivo a validação da modulação proposta. As células foram controladas por um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*, com frequência de comutação de 6kHz. A Figura 2.4 mostra a bancada experimental.

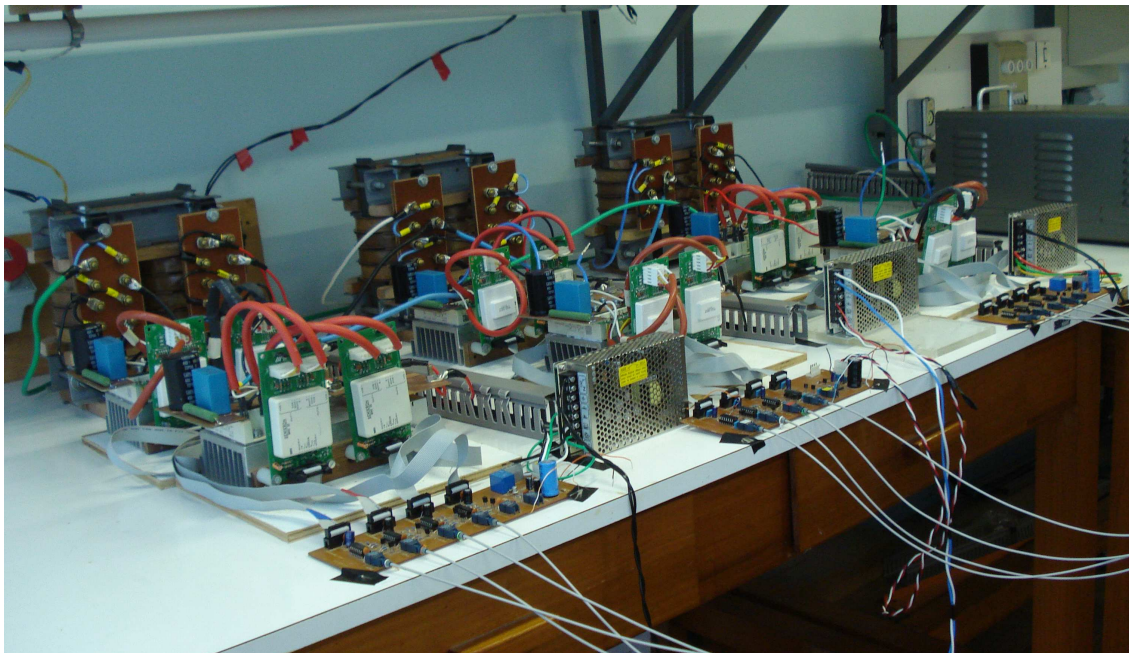


Figura 2.4: Bancada experimental.

Os conversores foram modulados pela técnica de *Phase-Shift*. O ângulo de defasagem δ entre as portadoras de cada fase depende do número de células com falta, sendo expresso por:

$$\delta = \frac{\pi}{N - f} \quad (2.20)$$

onde f é o número de células com falta por fase (YI; HONGGE; BIN, 2008). Em operação normal, para o caso de duas células por fase, δ é igual a 90° . Caso ocorra uma falta em uma fase, δ para a fase com falta, pela Equação (2.20), deveria ser igual a 180° . Porém, como há apenas duas células por fase, na perda de uma delas não há necessidade de se ajustar o ângulo de defasagem, pois resta somente uma célula. Caso o conversor possua mais células por fase, a defasagem das portadoras é modificada de acordo com (2.20).

O padrão PWM resultante é regular assimétrico, pois os sinais modulantes são

amostrados no pico e no vale das portadoras triangulares. Os instantes de amostragem e as portadoras para uma das fases do conversor estão ilustrados na Figura 2.5, onde T_{s1} e T_{s2} são os períodos de amostragem das portadoras 1 e 2, respectivamente, sendo que $T_{s1} = T_{s2}$; $v_{ag_{cel1}}$ corresponde às tensões defasadas de 180° entre si, amostradas pela Portadora 1 para a primeira célula (uma para cada perna do *full-bridge* da célula), e $v_{ag_{cel2}}$ são as tensões amostradas pela Portadora 2 para a segunda célula; e $v_{ag_{conv}}$ é a tensão modulante amostrada para toda a fase.

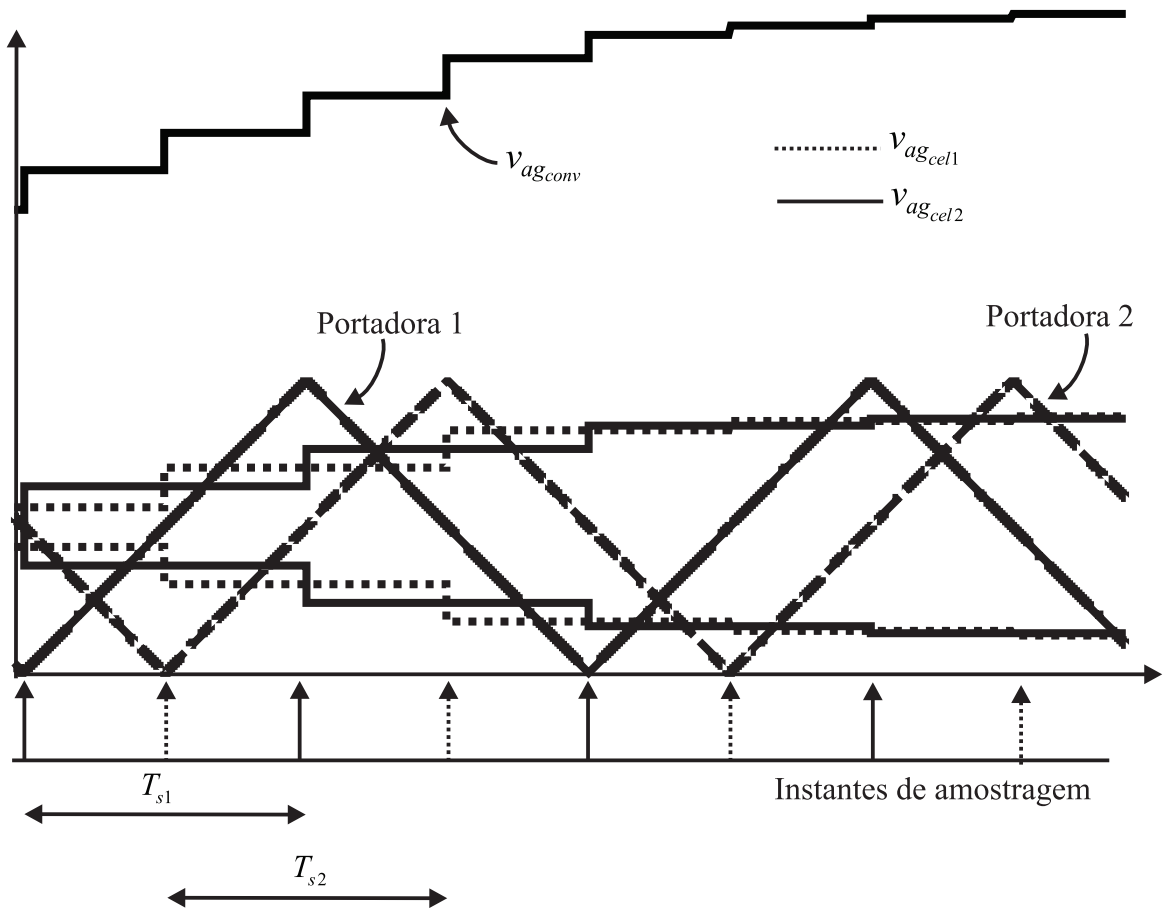


Figura 2.5: Portadoras de uma das fases do conversor e instantes de amostragem das referências.

As Figuras 2.6(a) e (b) mostram, respectivamente, as tensões de linha de saída simuladas e experimentais sem falta, com amplitude da fundamental igual a 75% do valor máximo para operação na região linear, ou seja, 300V; as Figuras 2.7(a) e (b) mostram as tensões de fase para a mesma condição de operação. Por sua vez, as Figuras 2.8(a) e (b) mostram as tensões de linha de saída para uma falta na fase *a*, e as Figuras 2.9(a) e (b), as tensões de fase. Mesmo que as forma de onda das tensões no tempo sejam diferentes, os valores de suas fundamentais são semelhantes. Em operação normal, tem-se $V_{ab} = 282,8V$, $V_{bc} = 282,2V$ e $V_{ca} = 274,5V$; já durante a falta na fase *a*, $V_{ab} = 289,6V$, $V_{bc} = 286,5V$ e $V_{ca} = 281,2V$.

As discrepâncias existentes entre os valores das amplitudes das fundamentais são atribuídas ao fato de que as tensões dos barramentos CC das células não são iguais. Estas foram obtidas através de um variador de tensão conectado à rede elétrica do laboratório, cujas fases são desequilibradas, resultando em tensões dos barramentos CC com valores diferentes. Os espectros das tensões podem ser vistos nas Figura 2.10(a) e (b) para, respectivamente, as tensões de linha de saída sem e com falta.

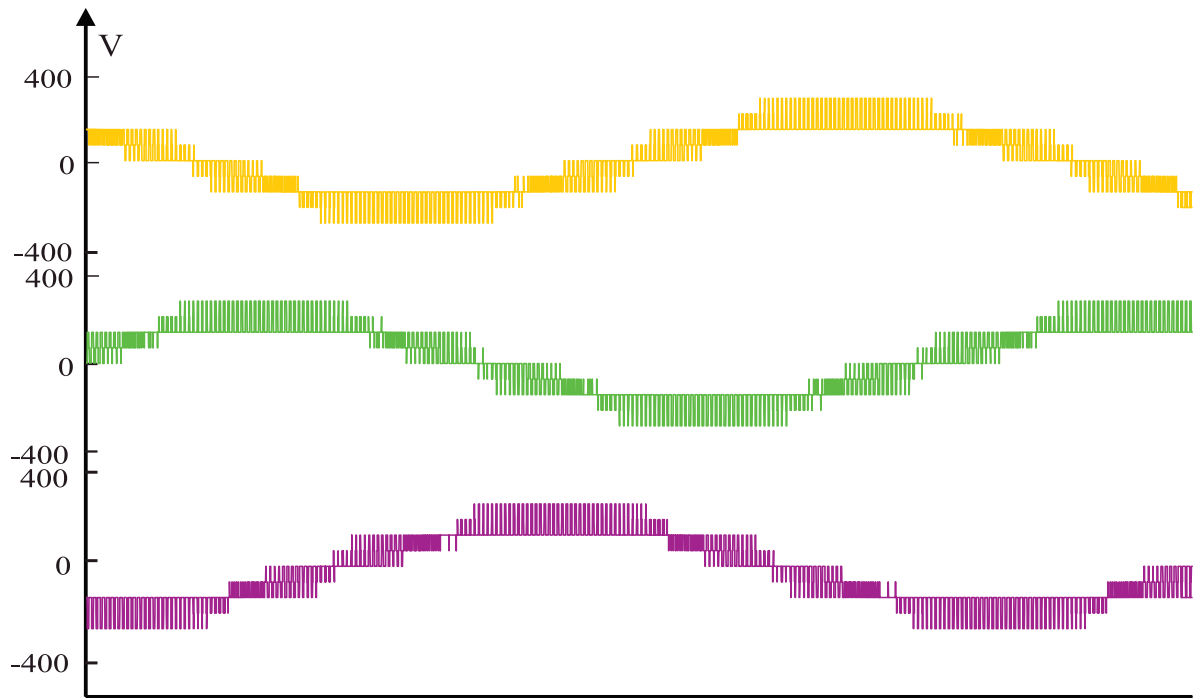
Por fim, as Figuras 2.11(a) e (b) mostram, respectivamente, as tensões de modo comum v_o e a região linear Ω para ambas as condições de operação.

Comparando-se os resultados alcançados com os que seriam obtidos com o emprego dos métodos descritos no Capítulo 1, pode-se perceber que o método proposto possui desempenho superior. O método da redução de pico (Figura 1.10(a)) resulta em tensões de linha de saída distorcidas; com o método do deslocamento do neutro, a amplitude da tensão de linha de saída, para $m = 0,75$, seria igual a 260V, inferior ao obtido com o método proposto. Por outro lado, o método de redução de pico com integrador, assim como o método proposto, também obteria resultados satisfatórios. Essas considerações mostram que o método proposto é uma boa escolha para ser empregado na modulação de conversores multiníveis em cascata simétricos genéricos.

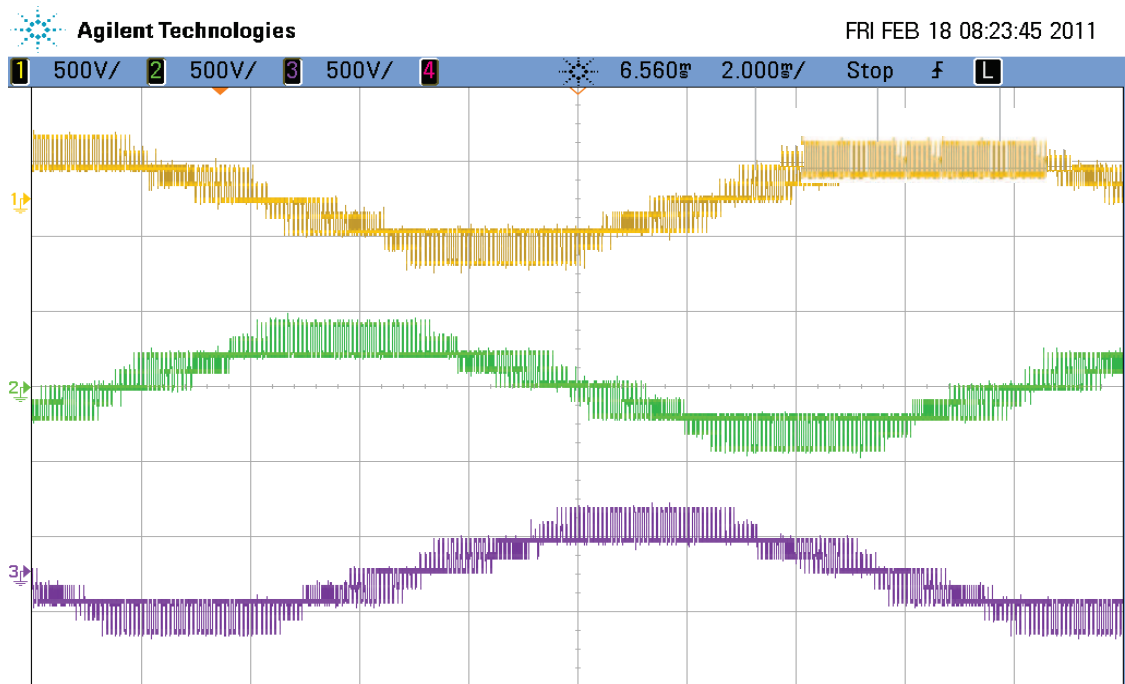
Ainda, para analisar o impacto de diferentes escolhas de v_o sobre uma máquina conectada nos terminais do conversor, foram realizadas simulações comparando o desempenho deste em relação a Distorção Harmônica Total (THD), o Índice de Distorção Harmônica (DF1) (ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990), a amplitude da componente fundamental das tensões de linha de saída e o número de comutações. As simulações foram realizadas para o mesmo conversor implementado em bancada, com duas células de 100V por fase, $f_s = 3\text{kHz}$ (portadora em 1,5kHz, com interrupções no início e no meio do período), modulação PS e operação em condições normais. O número de comutações manteve-se constante para cada v_o , independentemente do índice de modulação m , sendo igual a 50 para $v_o = (u_{min} + u_{max})/2$ e 42 para $v_o = u_{max}$ e $v_o = u_{min}$.

Os resultados para a THD e o DF1 são ilustrados, respectivamente, nas Figuras 2.12(a) e (b), em função do índice de modulação m . Foram escolhidos três possíveis valores para a tensão de modo comum: $v_o = u_{max}$, $v_o = u_{min}$ e $v_o = (u_{min} + u_{max})/2$. Já as Figuras 2.13(a), (b) e (c) mostram, respectivamente, as curvas de linearidade das amplitudes das componentes fundamentais das tensões de linha de saída V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , também em função de m para diferentes escolhas de v_o .

Os resultados para $v_o = u_{max}$ e $v_o = u_{min}$, tanto com relação a THD quanto com o DF1, são muito parecidos, sendo praticamente sobrepostos nas Figuras 2.12(a) e (b). Para a maioria dos valores de m , as duas primeiras escolhas são melhores do que a terceira

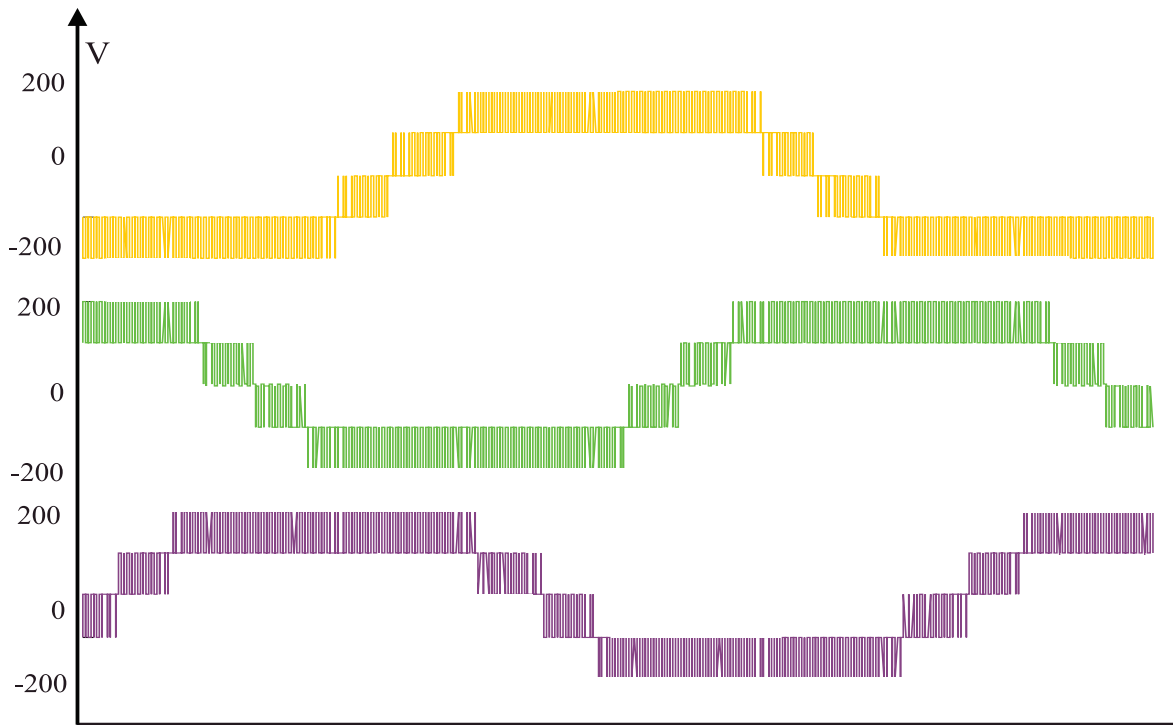


(a)

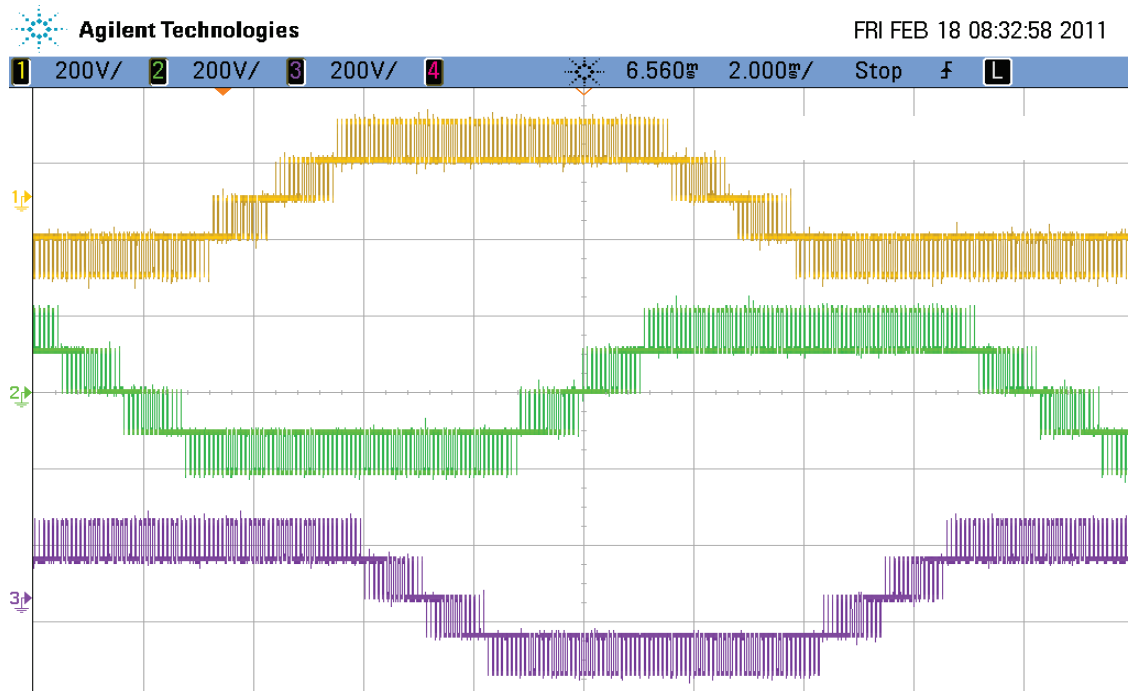


(b)

Figura 2.6: Tensões de linha de saída, $m = 0,75$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.

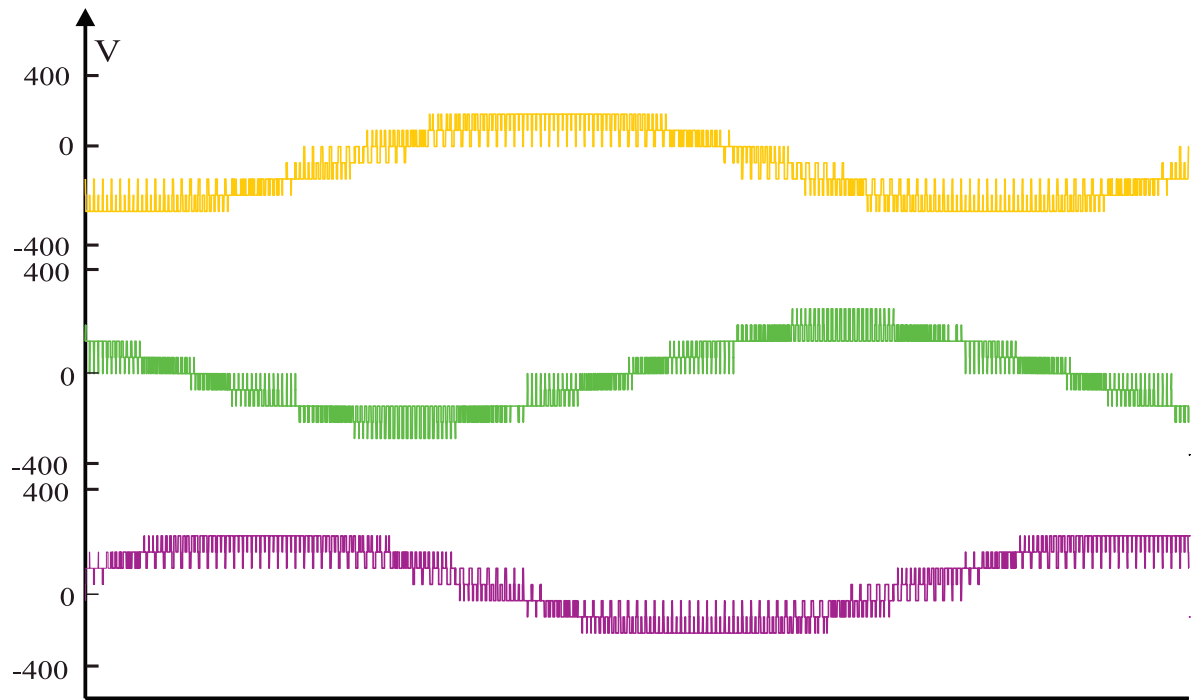


(a)

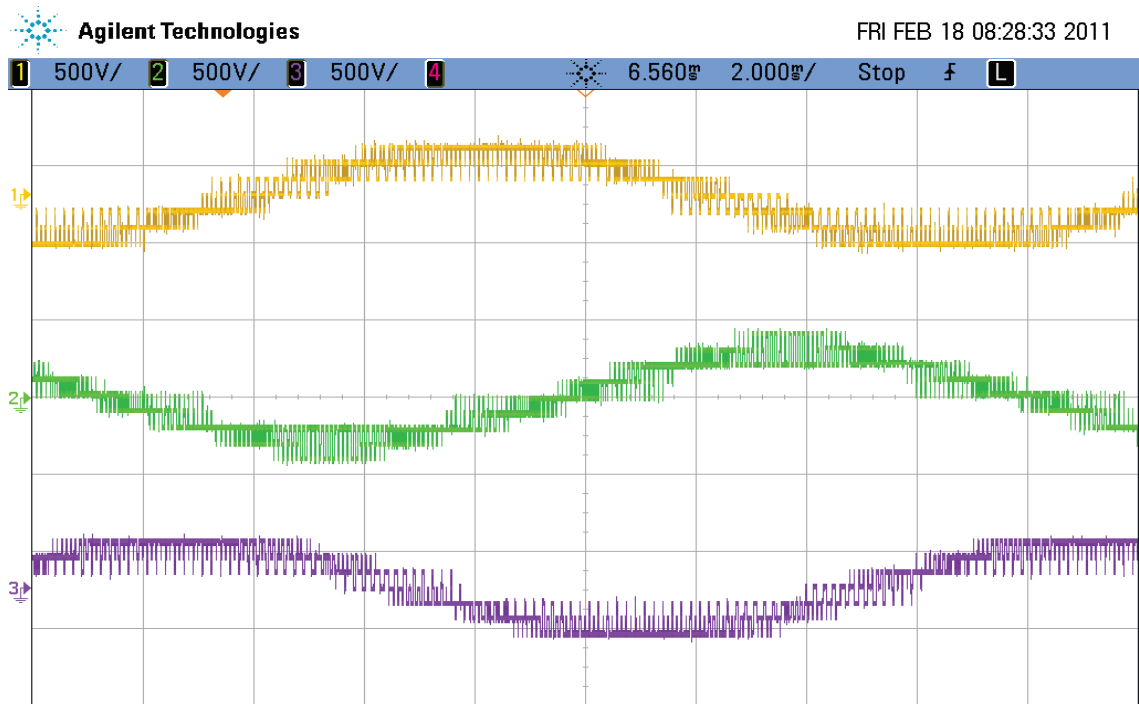


(b)

Figura 2.7: Tensões de fase, $m = 0,75$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental -
Vertical: 200V/div, Horizontal: 2ms/div.

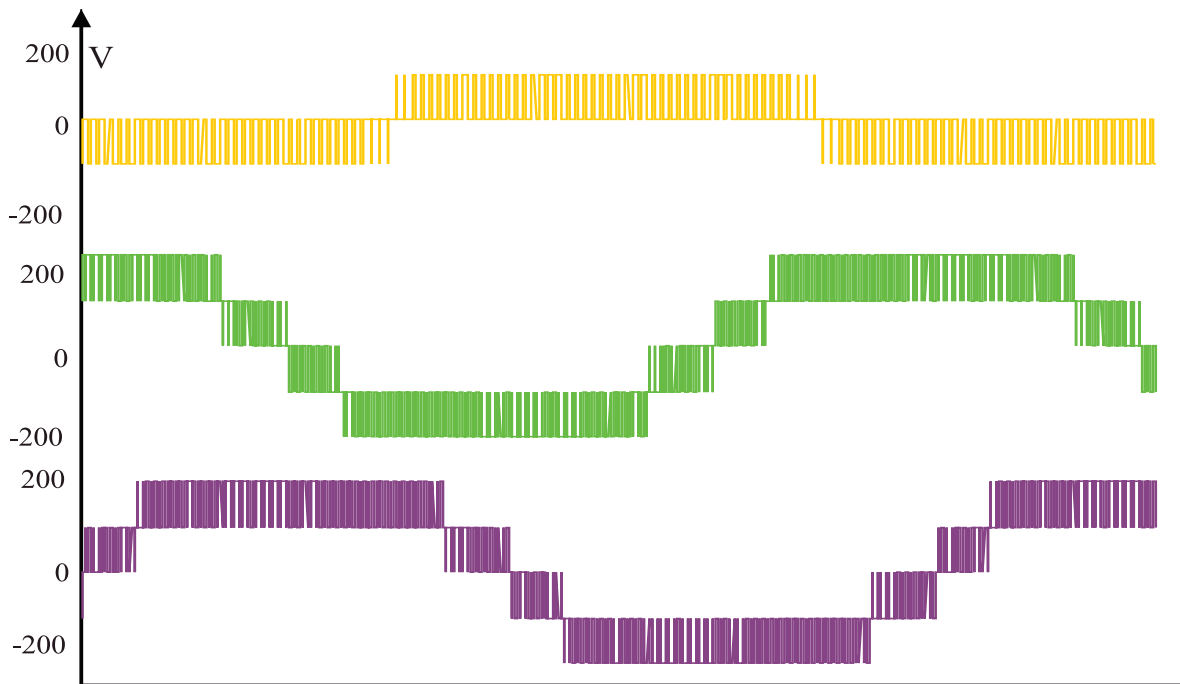


(a)

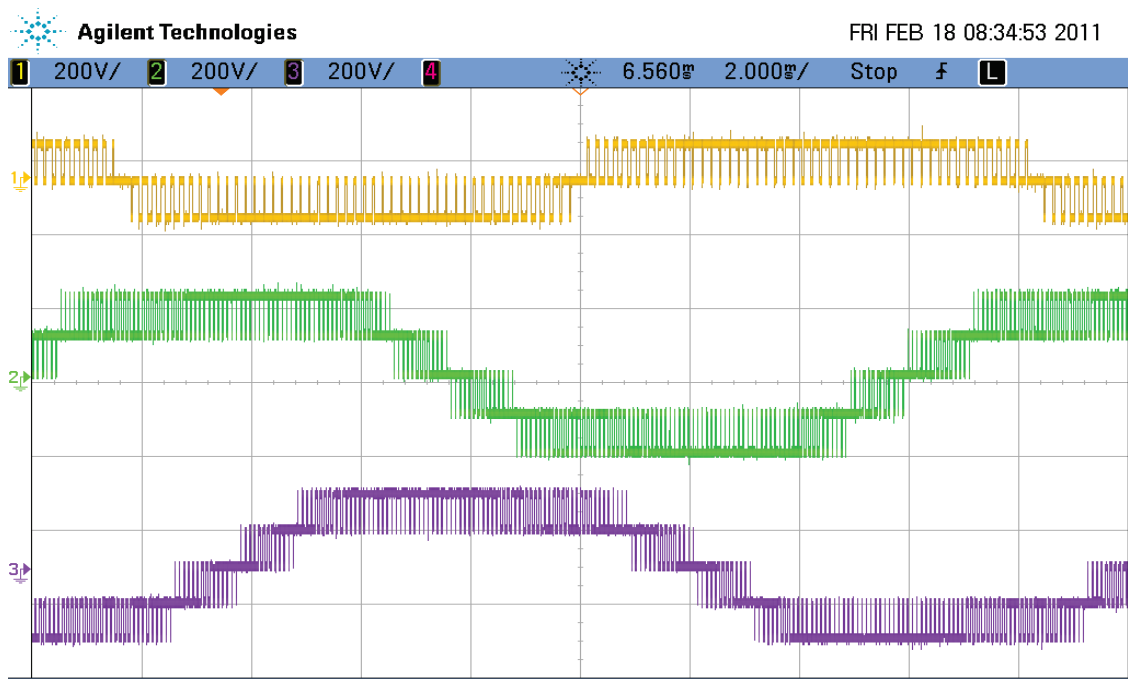


(b)

Figura 2.8: Tensões de linha de saída, $m = 0,75$, com uma falta na fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.



(a)



(b)

Figura 2.9: Tensões de fase, $m = 0,75$, com uma falta na fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 2ms/div.

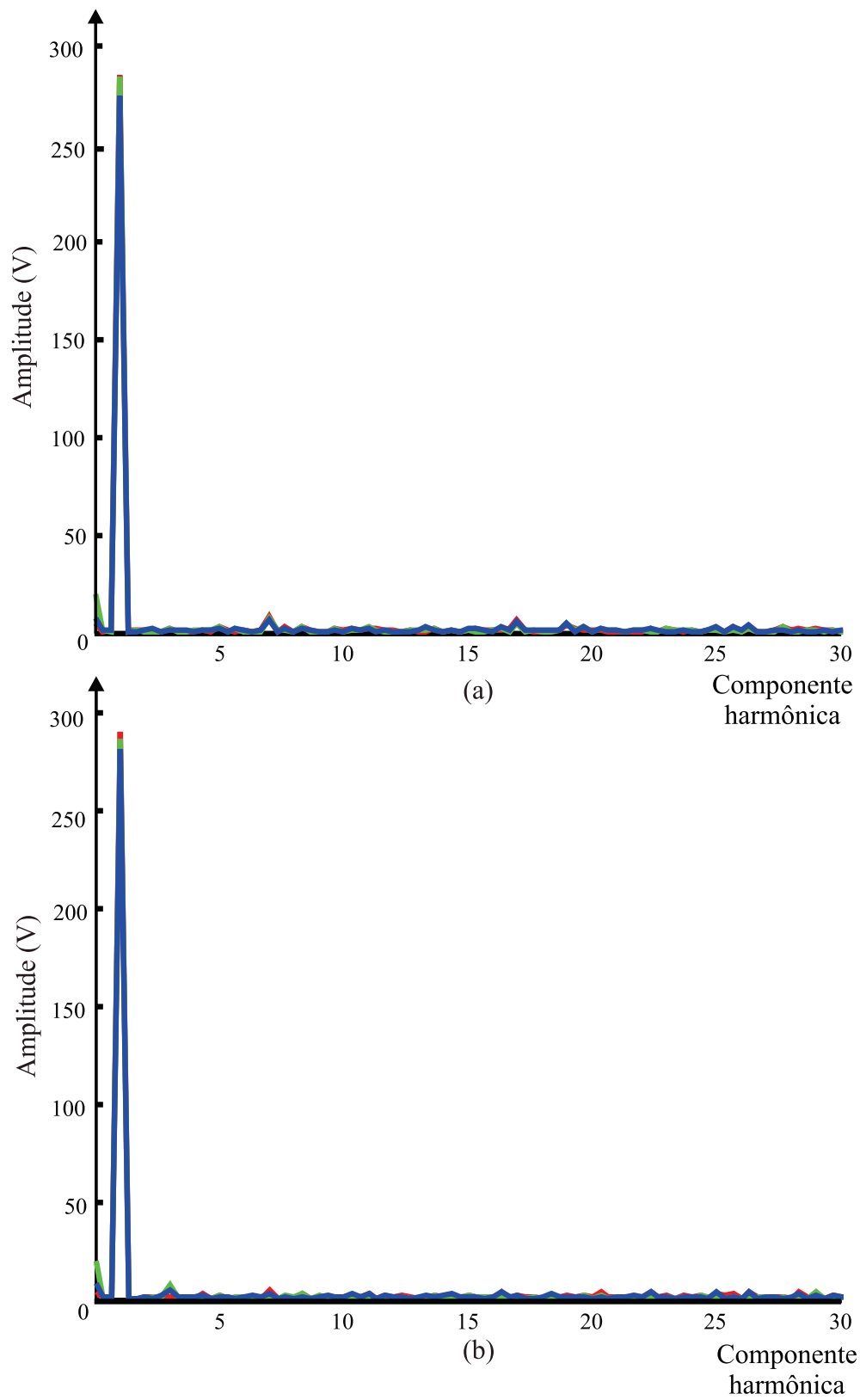


Figura 2.10: Espectros das tensões de linha de saída experimentais, $m = 0,75$. (a) Sem falta. (b) Com uma falta na fase a

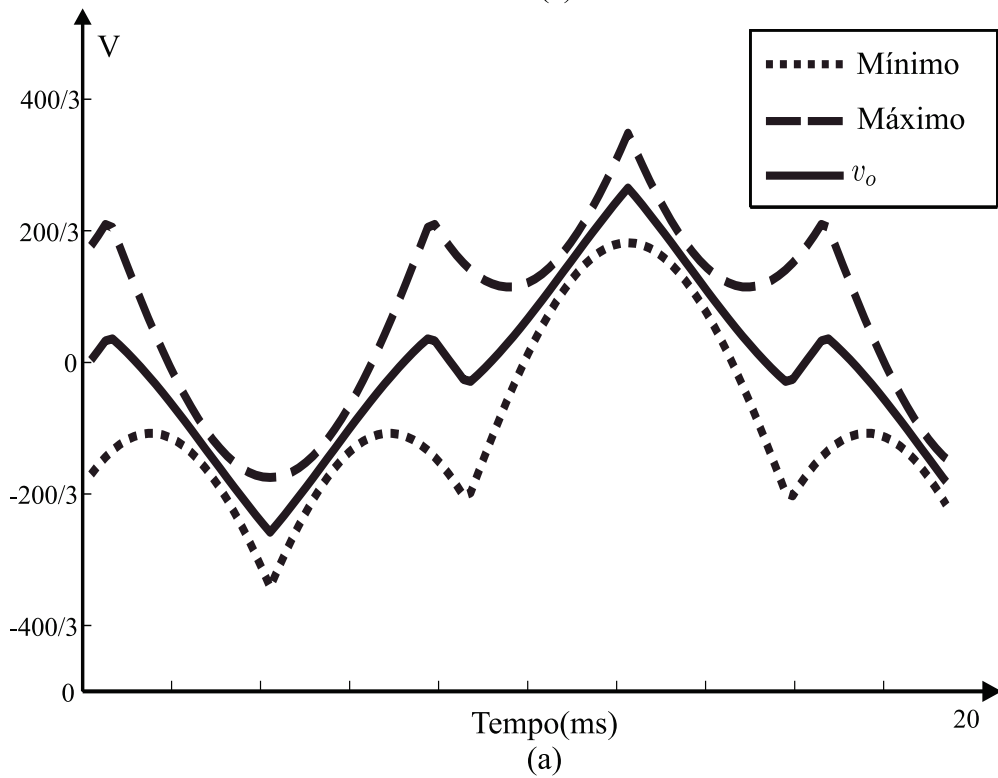
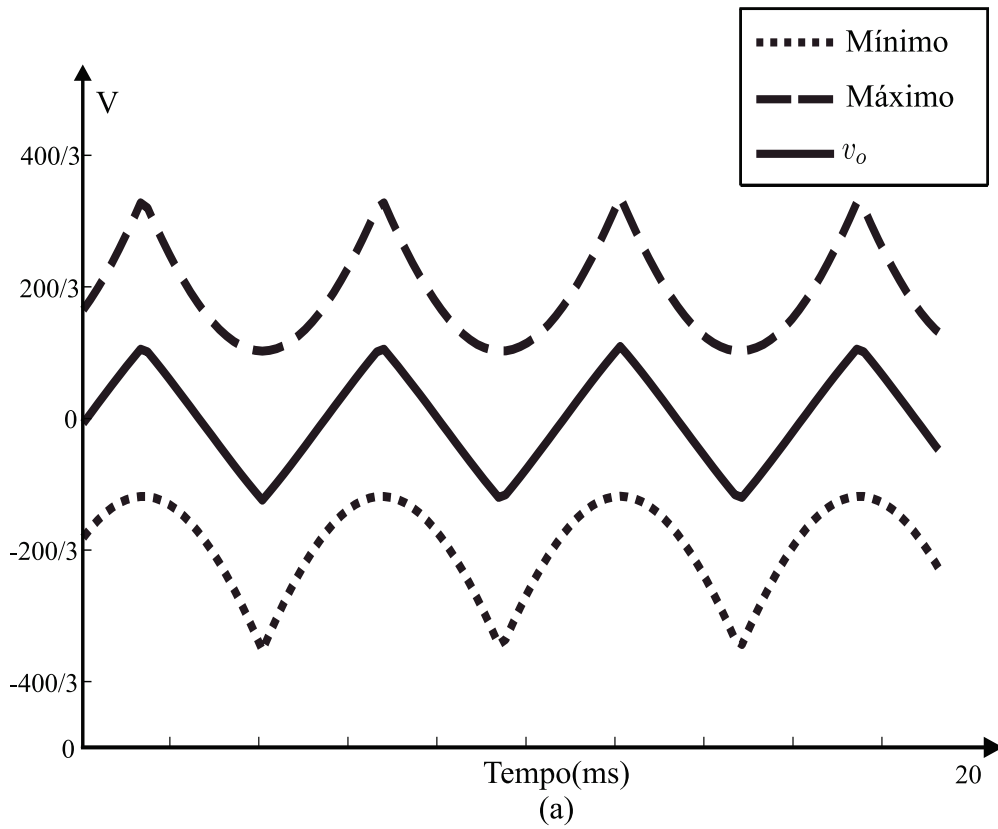


Figura 2.11: Resultados experimentais: (a) Ω e v_o sem faltas e (b) Ω e v_o com uma falta na fase a - retiradas da memória do DSP, $m = 0,75$.

$(v_o = (u_{min} + u_{max})/2)$. Isso ocorre principalmente pelo fato de que esta última escolha resulta em um maior número de comutações, que, por sua vez, causa um aumento no conteúdo harmônico das tensões de linha de saída do conversor, bem como maiores perdas de comutação. Estes resultados demonstram que com uma adequada escolha de v_o é possível reduzir o conteúdo harmônico das correntes da máquina.

Por outro lado, através Figuras 2.13(a), (b) e (c), pode-se ver que as três tensões de linha possuem amplitudes das fundamentais praticamente iguais independentemente da escolha de v_o , seguindo um comportamento linear com a variação de m , o que caracteriza operação em Ω . Contudo, deve-se salientar que, para outras condições de operação, ou seja, durante faltas, os valores de THD e DF1, bem como o número de comutações e as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída poder diferir dos apresentados nas Figuras 2.12 e 2.13. Por exemplo, para uma dada condição de falta, se m for superior ao máximo permitido para a falta em questão (caracterizando operação fora da região linear Ω), as tensões de linha de saída para índices maiores ou iguais a m não seguirão mais uma curva linear, resultando em maiores valores de THD e DF1.

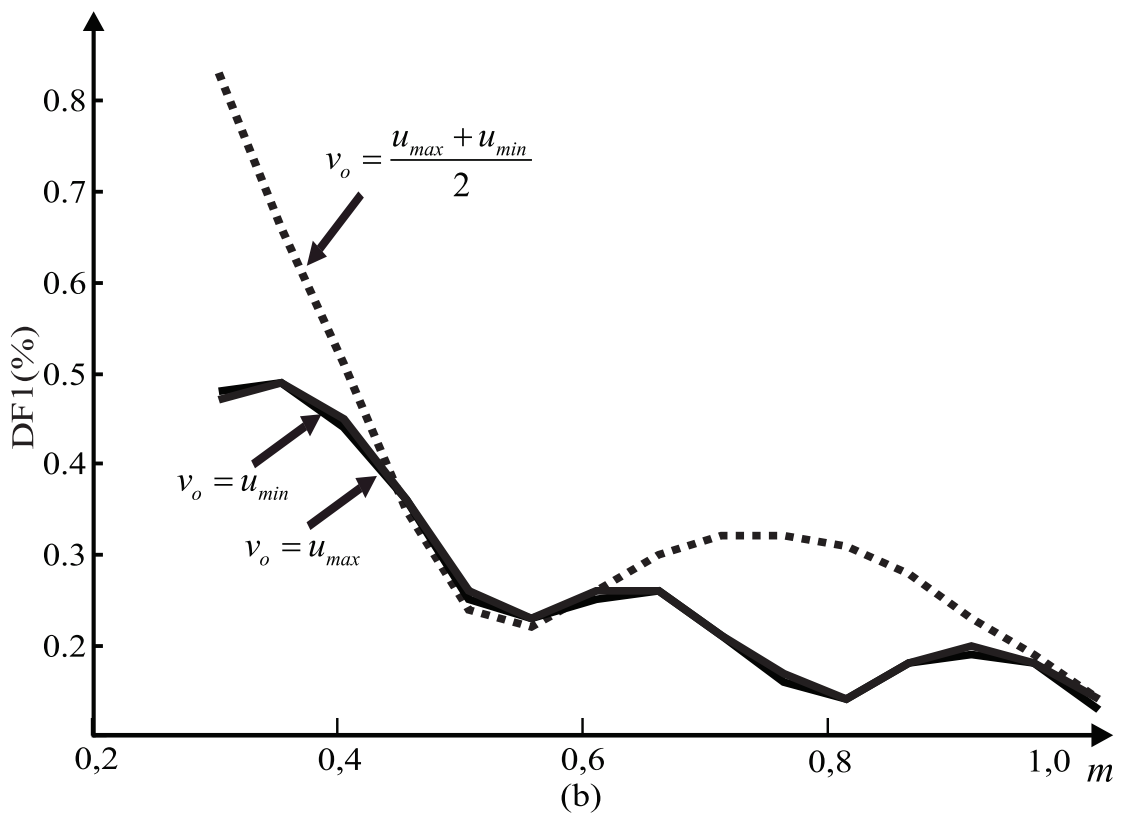
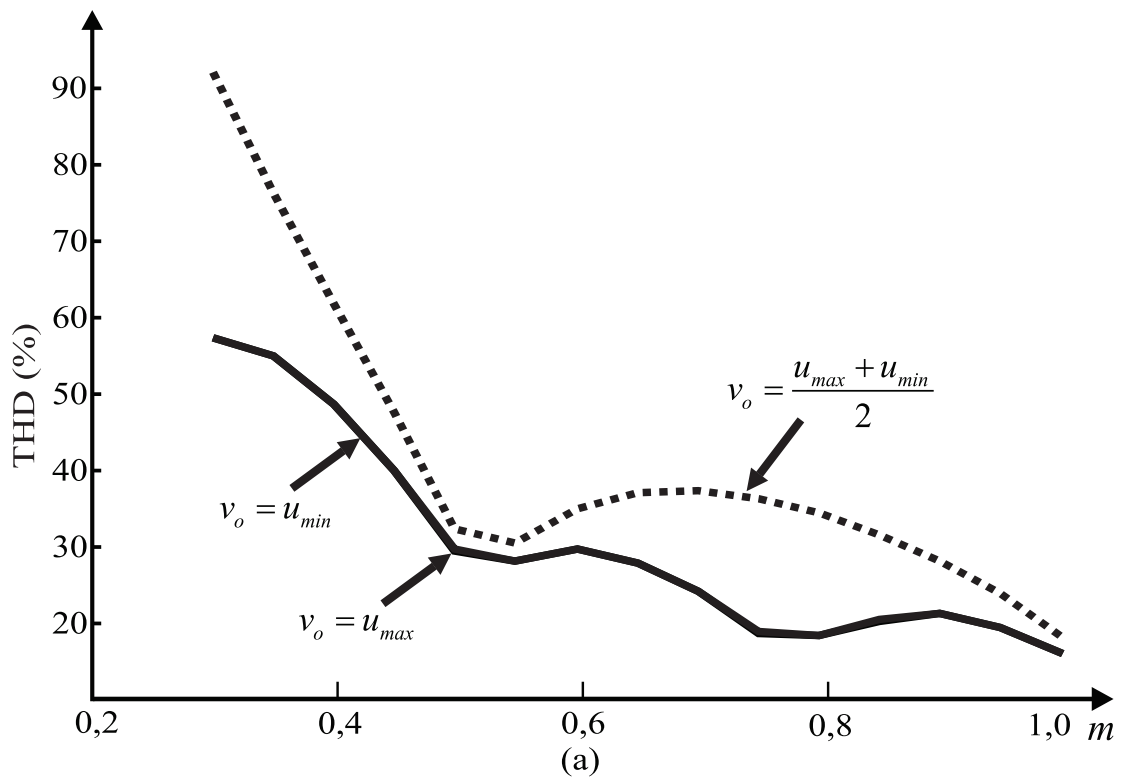


Figura 2.12: (a) THD para diferentes escolhas de v_o em função do índice de modulação m ; (b) DF1 para diferentes escolhas de v_o em função do índice de modulação m .

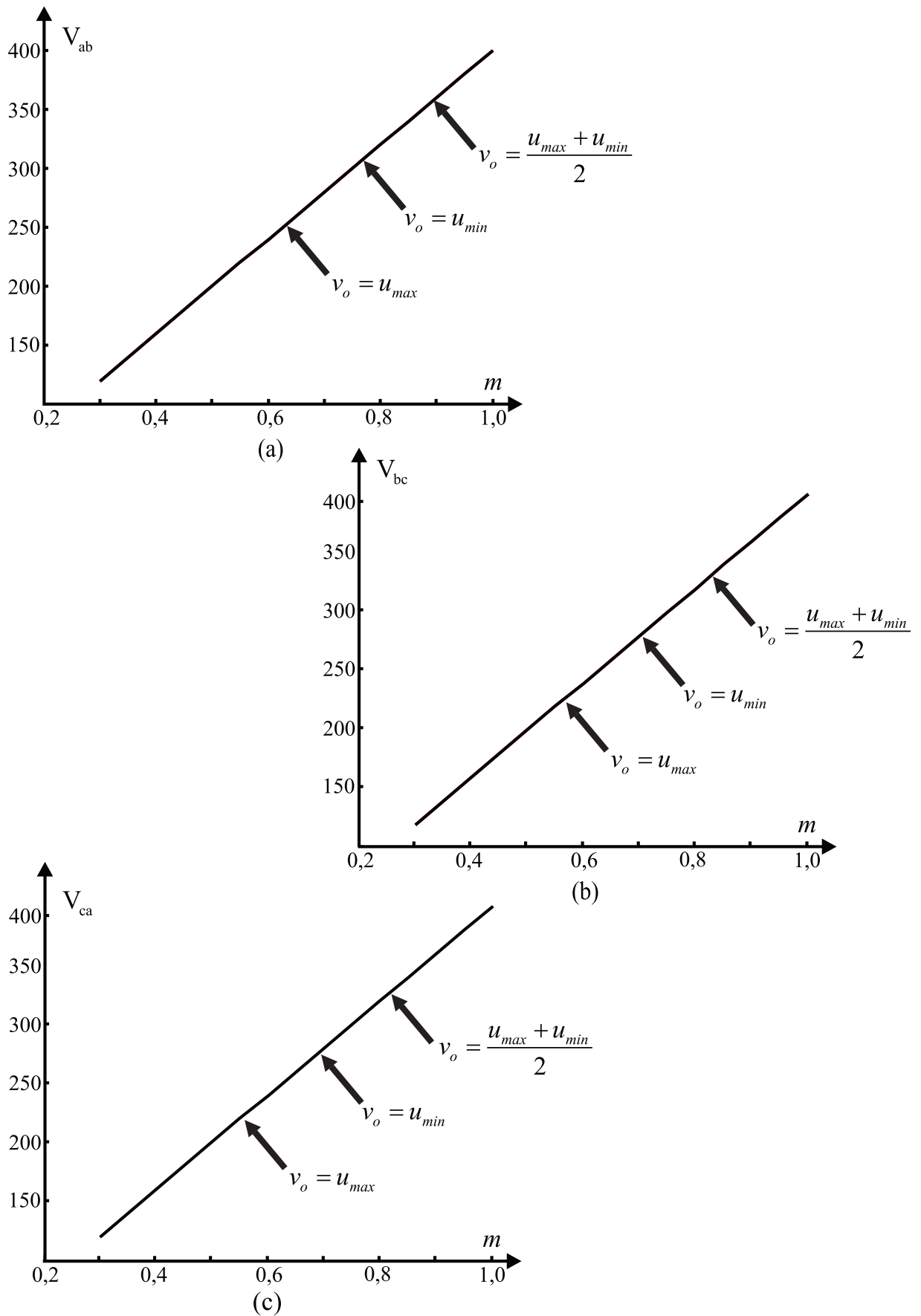


Figura 2.13: Amplitude das componentes fundamentais das tensões de linha de saída, em função do índice de modulação m , para diferentes escolhas de v_o : (a) V_{ab} ; (b) V_{bc} (c) V_{ca} .

2.3 Conclusões

Este Capítulo descreveu um novo método, baseado no princípio de modulação com abordagem geométrica, para a modulação de conversores multiníveis em cascata simétricos, tanto para operação normal como sob condições de falta. A fim de validar as análises teóricas, foram apresentadas simulações e resultados experimentais.

Os resultados provaram que, através da definição apropriada da região linear Ω para cada condição de operação e pela adição de uma tensão de modo comum pertencente a Ω às tensões de referência do conversor, obtém-se tensões modulantes que garantem a operação na região linear mesmo sob condições de falta. Dessa maneira, a carga é alimentada com tensões de linha de saída equilibradas e com valores de amplitude das fundamentais otimizados. A operação dentro de Ω garante que o conversor não entre na região de sobre-modulação, compensando as distorções nas tensões causadas pela perda de uma ou mais células. Outra consequência positiva do método proposto é ser adequado para operação em malha fechada, pois Ω e v_o podem ser facilmente recalculadas *online* para qualquer condição de falta.

Com base nos desenvolvimentos deste Capítulo, a modulação com abordagem geométrica proposta foi estendida a conversores multiníveis em cascata assimétricos. A descrição teórica, bem como resultados de simulação e experimentais, são apresentados no próximo Capítulo.

3 MODULAÇÃO COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA PROPOSTA - CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA ASSIMÉTRICO

Neste Capítulo, é descrita a modulação com abordagem geométrica proposta para conversores multiníveis em cascata assimétricos. Como no Capítulo anterior, são desenvolvidos os princípios teóricos da modulação, que são, posteriormente, comprovados por resultados de simulação e experimentais. Ao final, são elaboradas as conclusões a respeito dos resultados obtidos.

3.1 Desenvolvimentos Teóricos

Esta Seção apresenta a fundamentação teórica da modulação com abordagem geométrica proposta para conversores multiníveis em cascata assimétricos. Conversores multiníveis assimétricos são compostos por células com diferentes tensões do barramento CC (LIPO; MANJREKAR, ; MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RECH; PINHEIRO, 2007b; MARIETHOZ; RUFER, 2002). Assim, V_{dc1} foi escolhida como a maior tensão, e V_{dcN} , como a menor, todas normalizadas em relação a V_{dcN} .

Para um conversor com N conjuntos de células, são derivadas N regiões lineares, uma para cada conjunto de células com o mesmo valor de tensões do barramento CC. Neste caso, as tensões sintetizadas pelas células de maior tensão são restrições para a operação das próximas, e assim sucessivamente, até as células de menor tensão. Usualmente, em conversores assimétricos, as células de maior e menor tensão operam, respectivamente, em baixa e alta frequência, como já citado no Capítulo 1. Ainda, devido aos valores diferentes

das tensões dos barramentos CC, as células de maior tensão processam a maior parte da potência do conversor.

Os sinais modulantes para as células de maior tensão são obtidos de maneira semelhante ao descrito no Capítulo 2, através das Equações (2.11)-(2.17). Segundo (2.5), as tensões modulantes para as células de maior tensão são dadas por:

$$v_{kg1} = v_{o1} + v_{kn}. \quad (3.1)$$

As tensões sintetizadas por estas células, v_{ag1o} , v_{bg1o} e v_{cg1o} , são obtidas pela comparação de v_{ag1} , v_{bg1} e v_{cg1} , calculadas por (3.1), com valores constantes (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RECH; PINHEIRO, 2007c). As tensões resultantes são mostradas na Figura 3.1, para um caso sem faltas e com $m = 1$.

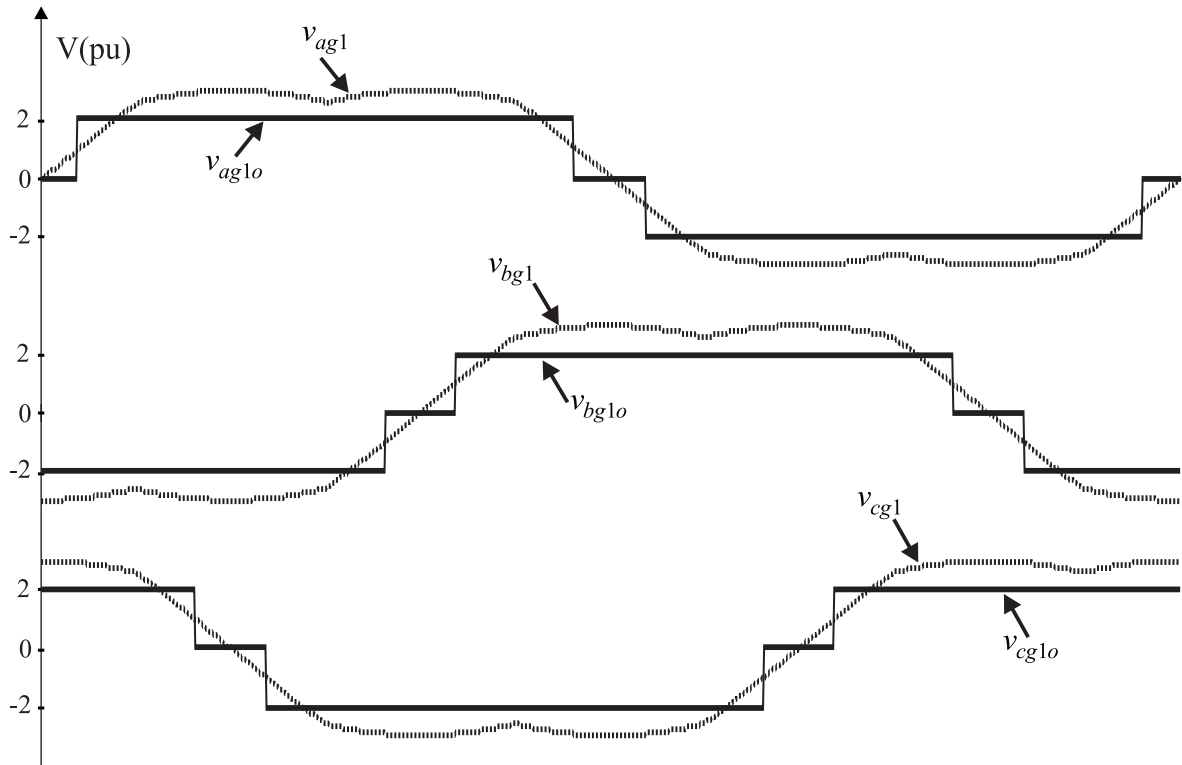


Figura 3.1: Tensões modulantes e de saída para as células de alta tensão e baixa frequência, $m = 1$.

As tensões sintetizadas pelas células de alta tensão são consideradas restrições para a obtenção dos sinais modulantes para as demais células. A fim de facilitar a compreensão do método, sem perda de generalidade, considera-se primeiramente o caso de um conversor com duas células por fase, ou seja, $N = 2$, $V_{dc1} = 2$, $V_{dc2} = 1$ e $m = 1$. As tensões modulantes para as células de baixa tensão são expressas como:

$$v_{kg1o} + v_{kg2} = v_{kn} + v_{o2} \quad (3.2)$$

onde v_{kg1o} é conhecida, e v_{o2} é a tensão de modo comum do conversor. As restrições para operação das células de baixa tensão devem considerar a capacidade de síntese de tensão do conversor, excluindo as células de alta tensão. Assim, tem-se:

$$-\mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc} \leq v_{kn} + v_{o2} - v_{kg1o} \leq \mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc}. \quad (3.3)$$

onde \mathbf{f}_{a2} , \mathbf{f}_{b2} e \mathbf{f}_{c2} são os vetores reduzidos de \mathbf{F} , já que os elementos associados aos estados das células de alta tensão são zerados. Como resultado, é derivada uma nova região linear Ω_2 , sendo esta um subconjunto de Ω_1 . A nova tensão de modo comum v_{o2} é definida como:

$$u_{min2} \leq v_{o2} \leq u_{max2} \quad (3.4)$$

$$u_{max2} = \min(c_{a2}, c_{b2}, c_{c2}) \quad (3.5)$$

$$u_{min2} = \max(c'_{a2}, c'_{b2}, c'_{c2}) \quad (3.6)$$

onde

$$c_{k2} = \mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} + v_{kg1o} \quad (3.7)$$

$$c'_{k2} = -\mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} + v_{kg1o}. \quad (3.8)$$

$$v_{o2} = \frac{u_{max2} + u_{min2}}{2}. \quad (3.9)$$

Por fim, as tensões modulantes para as células de baixa tensão são obtidas substituindo-se v_{o2} na Eq.(3.2).

A tensão v_{o2} injetada nas células de baixa tensão e alta frequência pode ser interpretada como a tensão de modo comum total que se deseja para o conversor. As tensões sintetizadas pelas células de alta tensão e baixa frequência contém uma tensão de modo comum v_{kout} , que é subtraída de v_{o2} na Equação (3.10). O sinal resultante é a tensão de modo comum dos sinais modulantes para as células de baixa tensão, v_{o2}^* , que contém a informação das tensões que faltam ser sintetizadas para que as tensões de linha de saída possuam a amplitude especificada pelas referências. Considerando-se ainda o mesmo conversor, a Figura 3.2 mostra v_{kout} , v_{o2}^* e v_{o2} , para $m = 1$. Ainda, v_{o2} também pode ser escrita como:

$$v_{o2} = v_{kout} + v_{o2}^*. \quad (3.10)$$

Como para o conversor simétrico, em uma implementação com DSP, as tensões modulantes para as células de baixa tensão devem ser escalonadas considerando as células

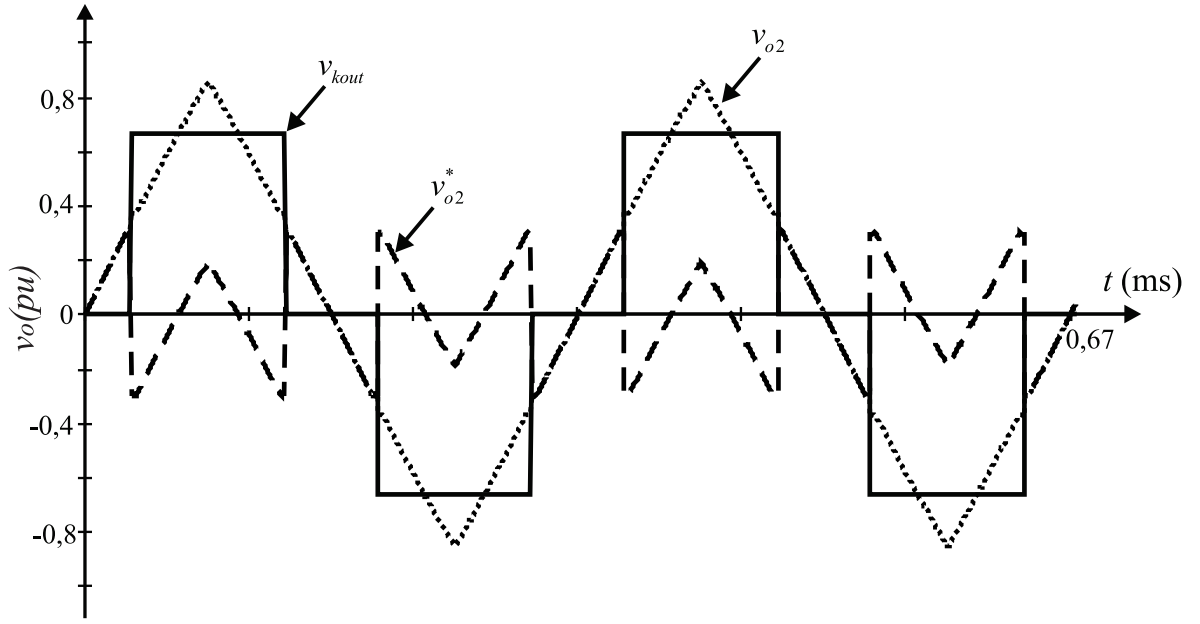


Figura 3.2: Tensão de modo comum das tensões sintetizadas pelas células de alta tensão e baixa frequência, v_{kout} ; tensão de modo comum dos sinais modulantes das células de baixa tensão e alta frequência, v_{o2}^* ; tensão de modo comum do conversor v_{o2} ; $m = 1$.

com falta. Os sinais resultantes são $v_{ag2conv}$, $v_{bg2conv}$ e $v_{cg2conv}$. As tensões modulantes v_{ag2} , v_{bg2} e v_{cg2} , calculadas através de (3.10), bem como as tensões PWM resultantes, v_{ag2o} , v_{bg2o} e v_{cg2o} , para as células de baixa tensão, são ilustrados na Figura 3.3, para $m = 1$.

Generalizando para um conversor com N células, o procedimento anterior se repete até as últimas células. As restrições para a obtenção dos sinais modulantes são:

$$\sum_{j=1}^{N-1} v_{kgjo} + v_{kgN} = v_{kn} + v_{oN} \quad (3.11)$$

$$-\mathbf{f}_{kN} \cdot \mathbf{v}_{dc} \leq v_{kn} + v_{oN} - \sum_{j=1}^{N-1} v_{kgjo} \leq \mathbf{f}_{kN} \cdot \mathbf{v}_{dc}. \quad (3.12)$$

onde j refere-se às células com maior tensão em cada fase e \mathbf{f}_{aN} , \mathbf{f}_{bN} e \mathbf{f}_{cN} são os vetores reduzidos de \mathbf{F} , onde os elementos associados às células de maior tensão são zerados. Assim, é derivada a última região linear, Ω_N , que também é um subconjunto de Ω_1 :

$$u_{minN} \leq v_{oN} \leq u_{maxN} \quad (3.13)$$

$$u_{maxN} = \min(c_{aN}, c_{bN}, c_{cN}) \quad (3.14)$$

$$u_{minN} = \max(c'_{aN}, c'_{bN}, c'_{cN}) \quad (3.15)$$

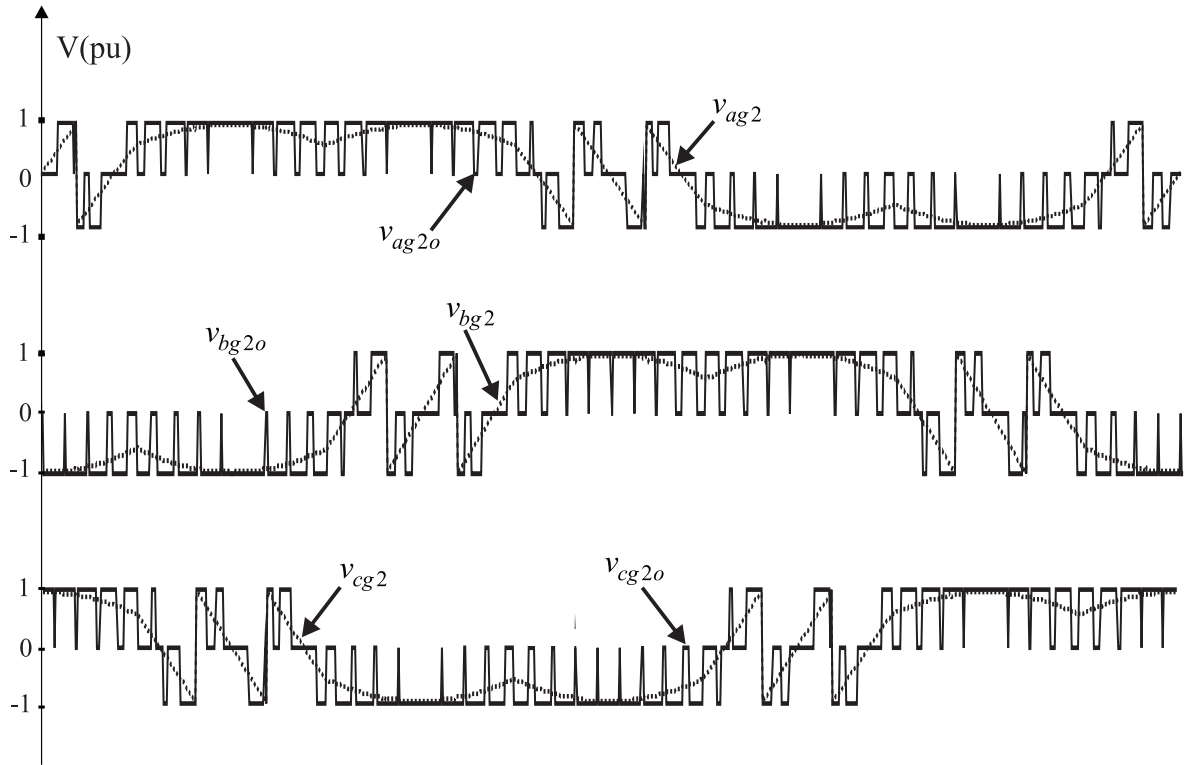


Figura 3.3: Tensões modulantes e de saída para as células de baixa tensão e alta frequência, $m = 1$.

onde

$$c_{kN} = \mathbf{f}_{kN} \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} + \sum_{j=1}^{N-1} v_{kgjo} \quad (3.16)$$

$$c'_{kN} = -\mathbf{f}_{kN} \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} + \sum_{j=1}^{N-1} v_{kgjo}. \quad (3.17)$$

$$v_{oN} = \frac{u_{maxN} + u_{minN}}{2}. \quad (3.18)$$

Finalmente, os sinais modulantes para estas últimas células são:

$$v_{kgN} = v_{oN} + v_{kn} - \sum_{j=1}^{N-1} v_{kgjo}. \quad (3.19)$$

O método também é válido para conversores assimétricos que possuam conjuntos de células com mesmo valor de barramento CC, por exemplo, para um conversor com duas células de 2pu e duas de 3pu. O procedimento é aplicado a cada conjunto de células, definido como h . Ambos os conjuntos seriam tratados como conversores simétricos com duas células por fase, ou seja, cinco níveis na tensões de fase, cujas amplitudes são

respectivamente iguais a 4pu e 6pu. Para um conversor simétrico, como V_{dc} é igual para todas as células, o algoritmo é executado apenas uma vez, pois há apenas um conjunto h de células. O diagrama de blocos do algoritmo resultante é mostrado na Figura 3.4.

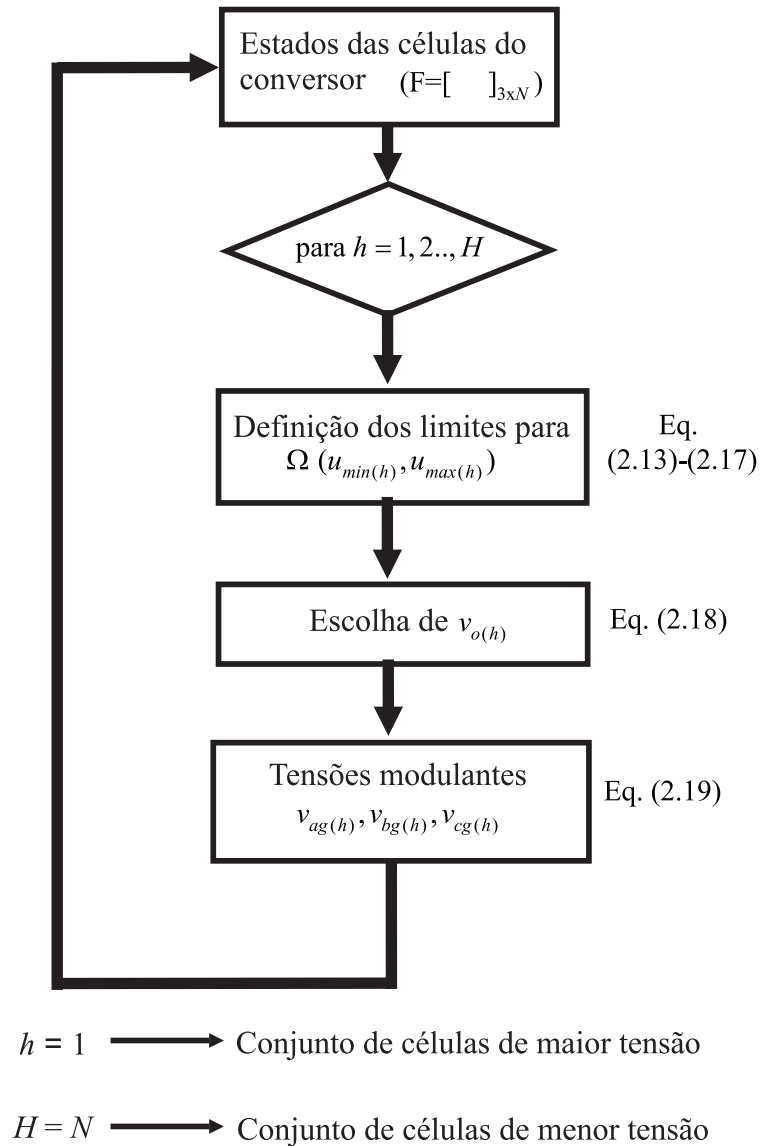


Figura 3.4: Diagrama de blocos do algoritmo, válido para conversores multiníveis simétricos e assimétricos.

A fim de se analisar um caso com mais do que uma célula de mesmo valor de tensão por fase, tome-se como exemplo o conversor multinível em cascata assimétrico descrito em (SONG-MANGUELLE et al., 2010), com cinco células por fase: uma de 1pu, duas de 2pu e duas de 3pu. Em (SONG-MANGUELLE et al., 2010), é apresentado um resultado experimental com uma falta em uma célula de 2pu e uma em uma célula de 3pu. A região Ω_1 e a tensão de modo comum v_{o1} obtidas pelo método proposto para as células de alta tensão e baixa frequência, bem como a tensão de modo comum v_{oa} , definida aqui como a

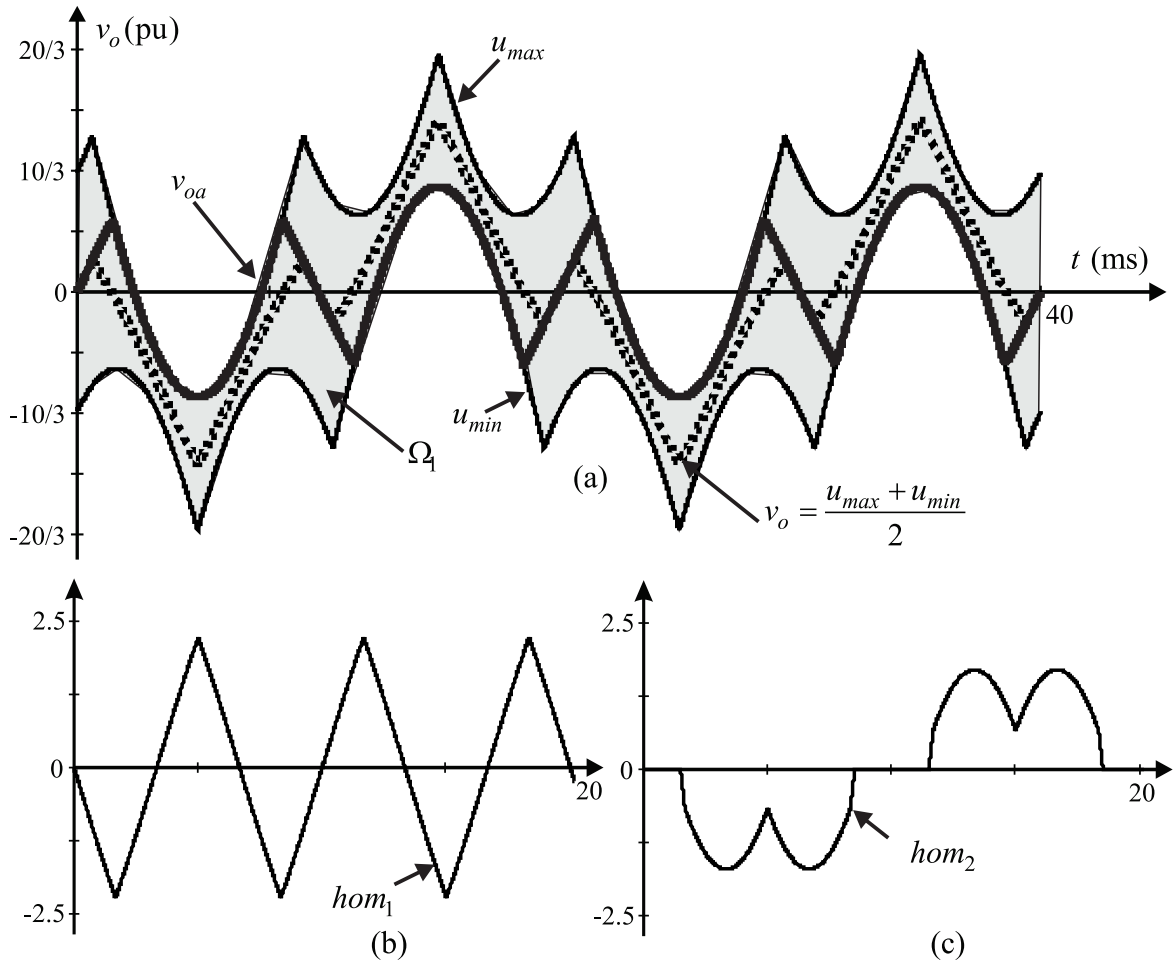


Figura 3.5: (a) Região Ω_1 , v_{o1} e v_{ao} para o método de adição de sinais homopolares e o método proposto com uma célula de 2pu e uma de 3 pu em falta. (b) Primeiro sinal homopolar. (c) Segundo sinal homopolar.

soma dos sinais homopolares adicionados às referências (SONG-MANGUELLE et al., 2010), são mostrados na Figura 3.5(a). As Figuras 3.5(b) e (c) mostram, respectivamente, o primeiro, hom_1 , e o segundo, hom_2 , sinais homopolares. Pode-se ver que o método dos homopolares é uma solução particular para v_{o1} . Aqui, apenas Ω_1 é apresentada, já que as demais regiões lineares para as outras células são subconjuntos de Ω_1 .

Para o método apresentado em (SONG-MANGUELLE et al., 2010), não são derivadas regiões lineares e tensões de modo comum distintas para cada conjunto de células com as mesmas tensões V_{dc} . O problema desta estratégia consiste no fato de que as células com falta também são tratadas como restrições para a geração dos sinais modulantes para o conversor, mas não fica claro no artigo como é feita a geração dos sinais modulantes para cada célula. Estas são as principais diferenças do método proposto neste trabalho com o descrito em (SONG-MANGUELLE et al., 2010).

No caso de conversores multiníveis em cascata assimétricos, outra análise importante

diz respeito a frequência mínima de comutação f_{cmin} das células de alta tensão e baixa frequência. Um método para a determinação desta frequência mínima foi descrito em (RECH, 2005), com base no erro entre o sinal modulante e a tensão média sintetizada em um período de comutação. Outro critério considera a capacidade das células de baixa tensão e alta frequência de sintetizar as componentes harmônicas presentes no sinal modulante. Como pode ser visto na Figura 3.3, os sinais modulantes para as células de baixa tensão contém descontinuidades provenientes da subtração entre a referência total e a tensão sintetizada pelas células de alta tensão e baixa frequência. Estas descontinuidades, quando representadas no domínio da frequência, dão origem a componentes harmônicas espalhadas por toda a extensão do espectro, até o infinito. Desta forma, é necessário definir-se um limite de frequências que deve ser sintetizado pelas células de baixa tensão e alta frequência. Este limite é a banda passante do conversor, dependente da frequência de comutação f_c . Assim, f_{cmin} pode ser definida como a frequência mínima de operação das células de baixa tensão capaz de sintetizar as componentes harmônicas desejadas. Deve-se lembrar que, como f_c é limitada, já que é impossível que o conversor opere com f_c infinita, este nunca conseguirá sintetizar todas as componentes harmônicas presentes no sinal modulante.

Além disso, as amplitudes das harmônicas variam com a mudança do índice de modulação m , da frequência de comutação f_c e do número de níveis do conversor. Com relação ao índice de modulação m , em condições normais de operação, as Figuras 3.6 (a), (b) e (c) mostram os sinais modulantes no tempo para a célula de baixa tensão da fase b para, respectivamente, $m = 0,4$, $m = 0,7$ e $m = 1$. Por sua vez, as Figuras 3.7 (a), (b) e (c) mostram os espectros, até a 50^a harmônica, para os mesmos sinais. A Figura 3.8 mostra o espectro para o caso $m = 1$ até a 200^a harmônica, mostrando que este se estende indefinidamente. Ainda, nesta primeira análise, a frequência de comutação f_c não é considerada, pois sua influência só aparecerá nos espectros das tensões sintetizadas pelas células de baixa tensão, e será discutida mais adiante neste Capítulo.

Através das Figuras 3.6 e 3.7, pode-se notar que os sinais modulantes para as células de baixa tensão e alta frequência variam significativamente de acordo com m . A componente harmônica com maior amplitude não é a mesma para diferentes índices de modulação. Assim, fixando-se m e variando-se a frequência de comutação f_c , pode-se avaliar a influência desta nas tensões sintetizadas pelas células de baixa tensão. Considerando-se modulação do tipo PD, a componente harmônica de maior ordem na tensão sintetizada pelas células concentra-se na frequência de comutação (HOLMES; LIPO, 2003), com a presença de harmônicas de bandas laterais. Estas últimas, caso f_c seja muito baixa, podem introduzir harmônicas de baixa ordem no espectro. Na modulação PS, a maior

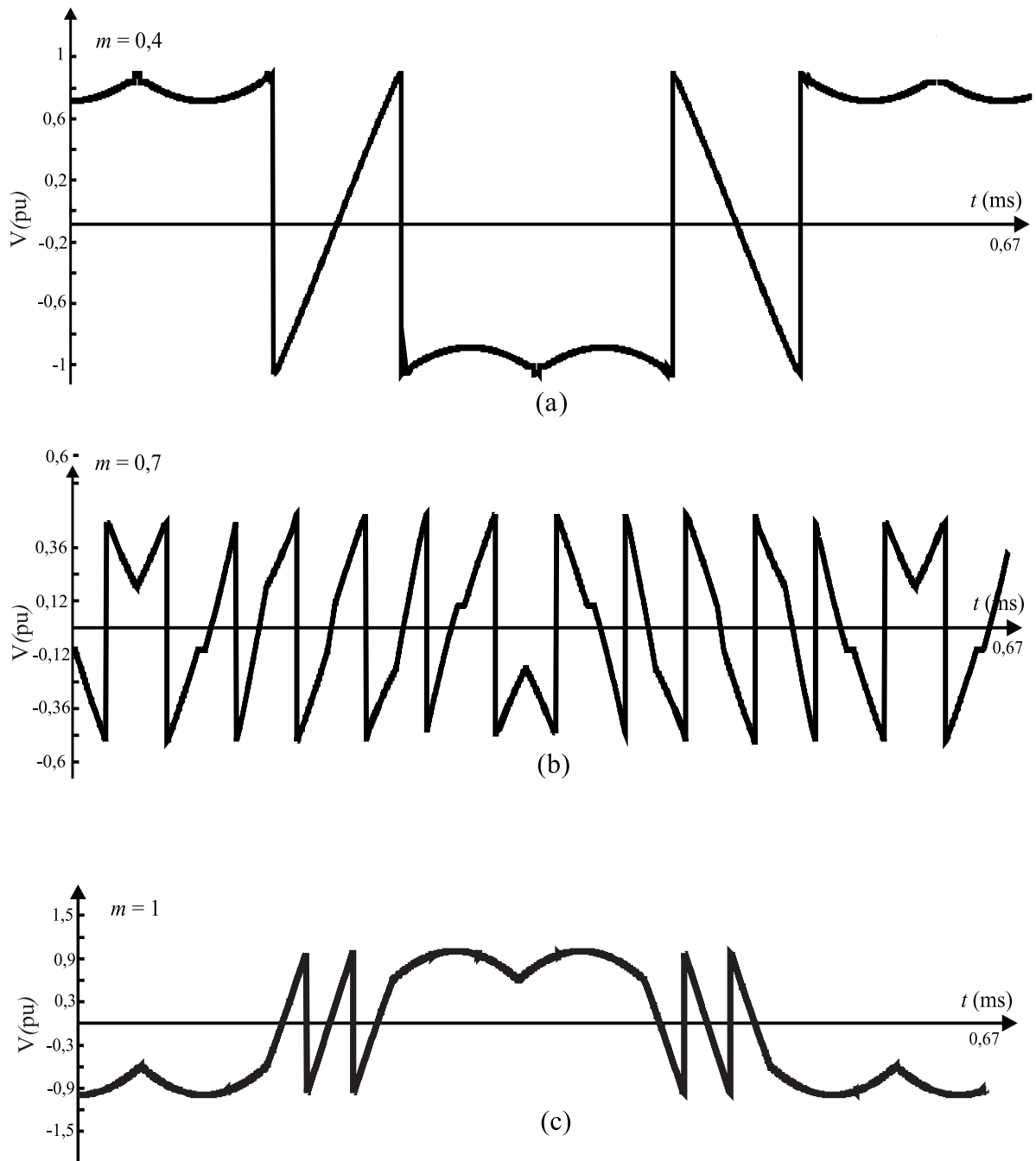


Figura 3.6: Sinais modulantes no tempo para as células de baixa tensão e alta frequência para (a) $m = 0,4$, (b) $m = 0,7$ e (c) $m = 1$.

componente harmônica é deslocada para o dobro de f_c . Dessa forma, um possível critério para se definir a mínima frequência de comutação, f_{cmin} , do conversor é o erro aceitável entre os espectros da modulante e da tensão sintetizada nas baixas frequências.

Tome-se como exemplo $m = 1$, com modulação PD. As Figuras 3.9 (a), (b) e (c) mostram os espectros dos sinais modulantes e das tensões sintetizadas pela célula de alta

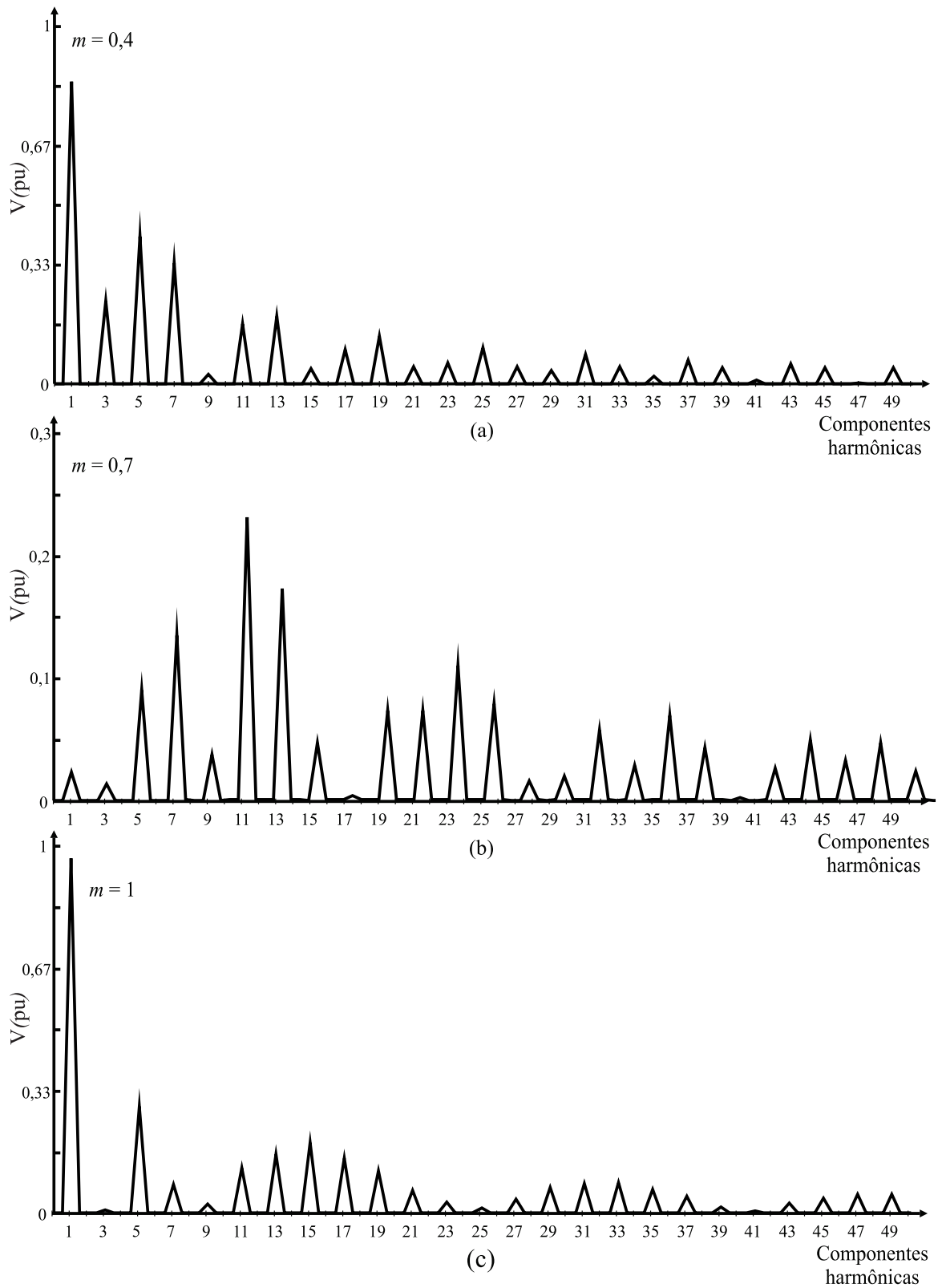


Figura 3.7: Espectros dos sinais modulantes para as células de baixa tensão e alta frequência para (a) $m = 0,4$, (b) $m = 0,7$ e (c) $m = 1$.

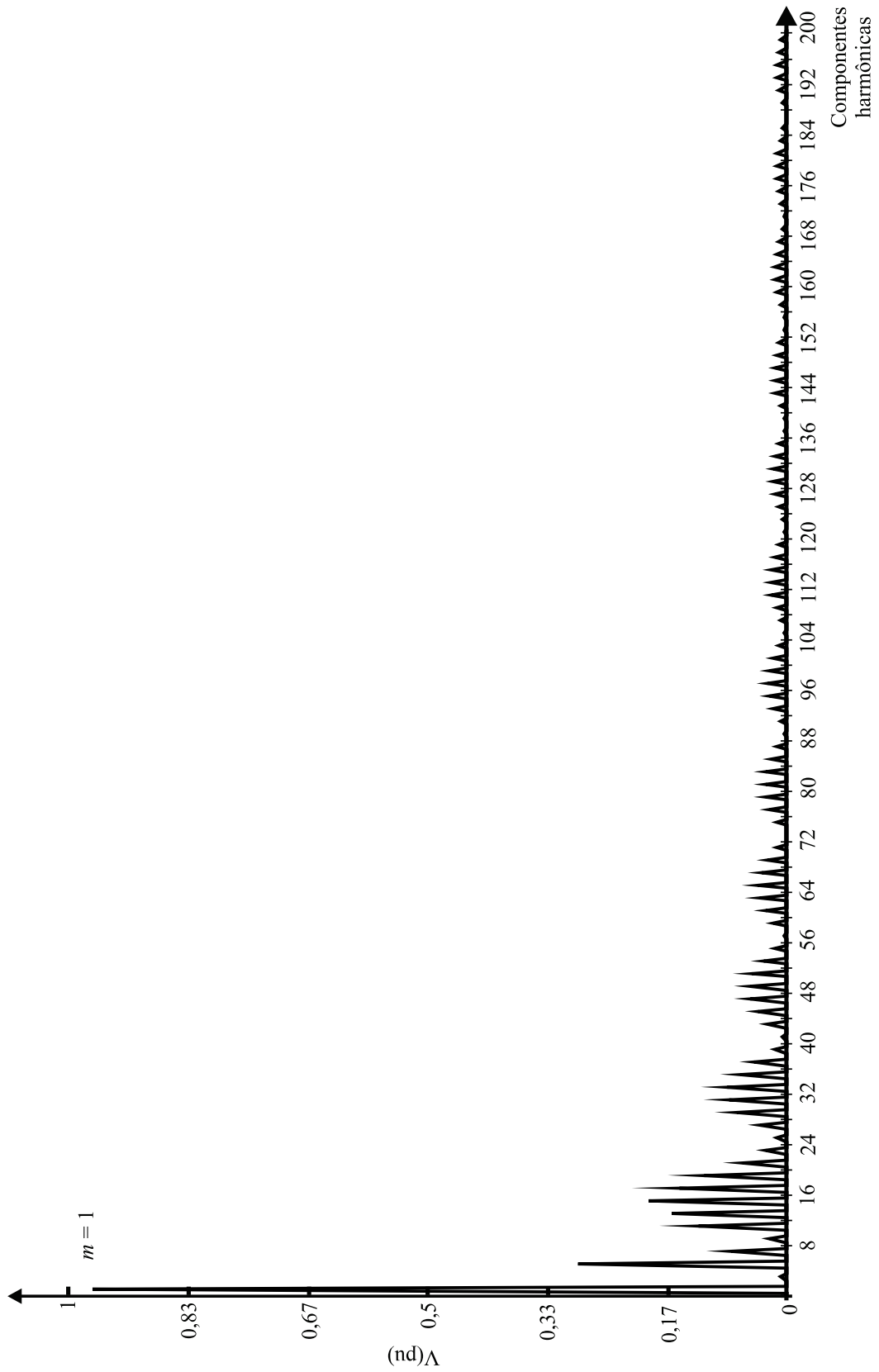


Figura 3.8: Espectro do sinal modulante para as células de baixa tensão e alta frequência para $m = 1$.

tensão e baixa frequência da fase b para, respectivamente, $f_c = 1,2\text{kHz}$, $f_c = 3\text{kHz}$ e $f_c = 6\text{kHz}$, ou seja, 20, 50 e 100 vezes a fundamental de 60Hz. Como descrito anteriormente, a maior componente harmônica localiza-se sobre a frequência de comutação, com as bandas laterais espalhando-se. Na Figura (a), como f_c é baixa, as bandas laterais introduzem harmônicas de baixa ordem significativas. À medida que f_c aumenta, os espectros em baixas frequências da tensão sintetizada pela célula e da modulante se aproximam.

Outro fator que influencia o espectro das tensões sintetizadas pelas células de baixa tensão e alta frequência é o número de níveis do conversor (RECH, 2005). De maneira geral, à medida que se aumenta o número de níveis, aumenta também a frequência mínima de comutação para as células de menor tensão, pois as modulantes apresentam mais descontinuidades. Para exemplificar este fenômeno, foram simulados três conversores assimétricos: um com duas células por fase (uma de 1pu e uma de 2pu) e sete níveis nas tensões de fase; três células (uma de 1pu, uma de 2pu e uma de 6pu) e 19 níveis; e cinco células (uma de 1pu, duas de 2pu e duas de 4pu) e 27 níveis. As simulações foram realizadas todas com $m = 1$, $f_c = 6\text{kHz}$, modulação PD e condições normais de operação. As Figuras 3.10 (a), (b) e (c) mostram os sinais modulantes para as células de mais baixa tensão e alta frequência, enquanto as Figuras 3.11 (a), (b) e (c) mostram os espectros dos sinais modulantes e das tensões sintetizadas pelas células para, respectivamente, os conversores de 7, 19 e 27 níveis.

Nota-se que, à medida que se aumenta o número de níveis, aumentam as descontinuidades no sinal modulante das células de baixa tensão e alta frequência. Essas descontinuidades no tempo representam um maior número de componentes harmônicas no domínio da frequência, cujas amplitudes são mais acentuadas quando comparadas com as harmônicas para conversores com menos níveis, como pode ser visto nas Figuras 3.11. Para a mesma frequência de comutação, no caso, 6kHz, quanto maior o número de níveis, mais componentes harmônicas de baixa ordem surgem no espectro da tensão sintetizada pela célula. Isso ocorre porque as bandas laterais da harmônica referente a f_c se espalham pelo espectro. Dessa forma, quanto mais níveis nas tensões de fase o conversor apresentar, maior deve ser a frequência de comutação das células de baixa tensão para que não sejam introduzidas harmônicas de baixa ordem no espectro das tensões PWM sintetizadas pelas células. Ainda, para condições de falta, os espectros das tensões podem variar significativamente dos apresentados nas análises dos parágrafos anteriores, já que as modulantes são modificadas para se compensar a perda de células.

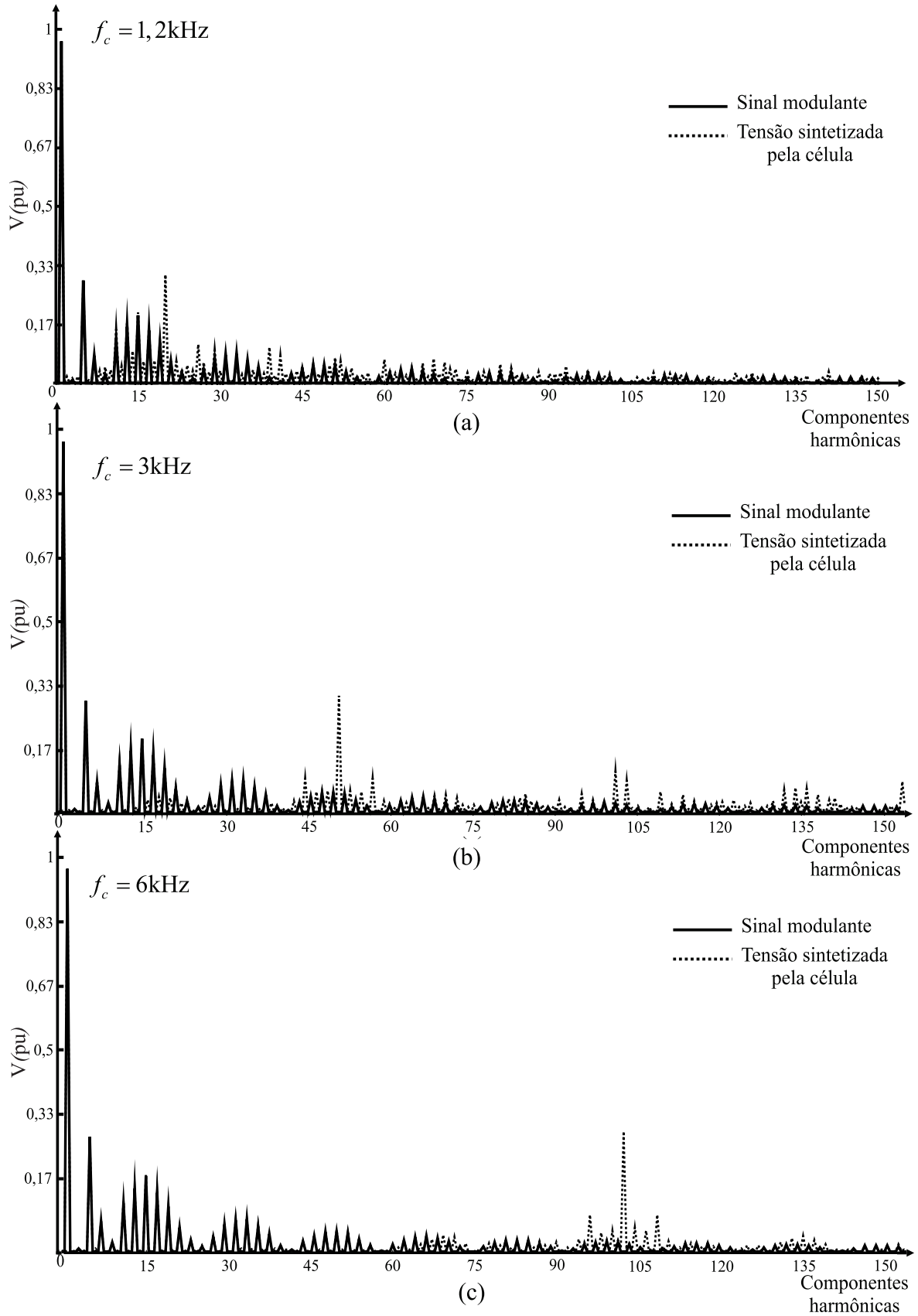


Figura 3.9: Espectro do sinal modulante e das tensões sintetizadas pela célula de baixa tensão da fase b com $m = 1$ e (a) $f_c = 1,2\text{kHz}$, (b) $f_c = 3\text{kHz}$ e (c) $f_c = 6\text{kHz}$.

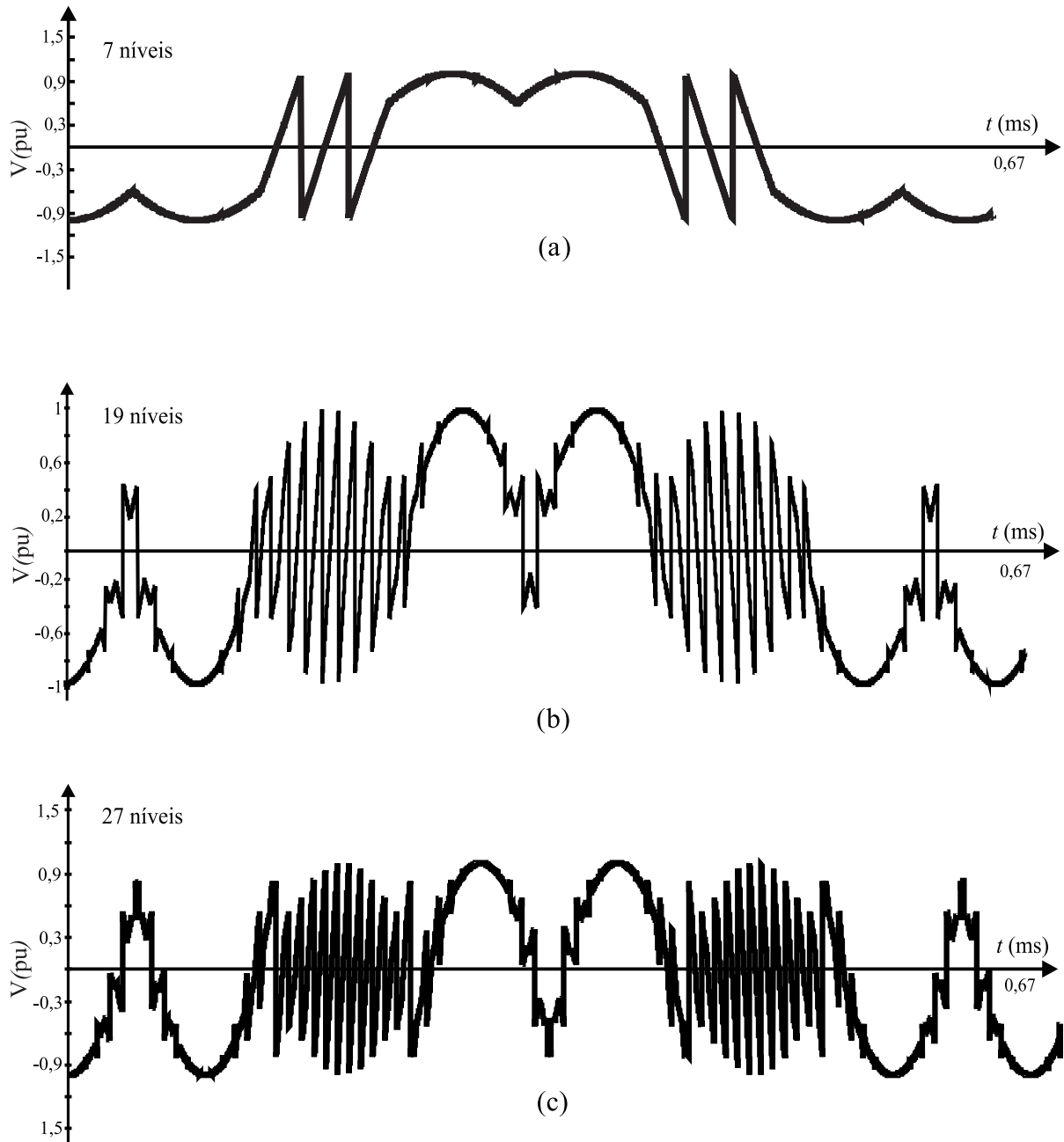


Figura 3.10: Sinais modulantes para a célula de baixa tensão e alta frequência da fase b para um conversor com (a) sete níveis, (b) 19 níveis e (c) 27 níveis; $m = 1$, $f_c = 6\text{kHz}$.

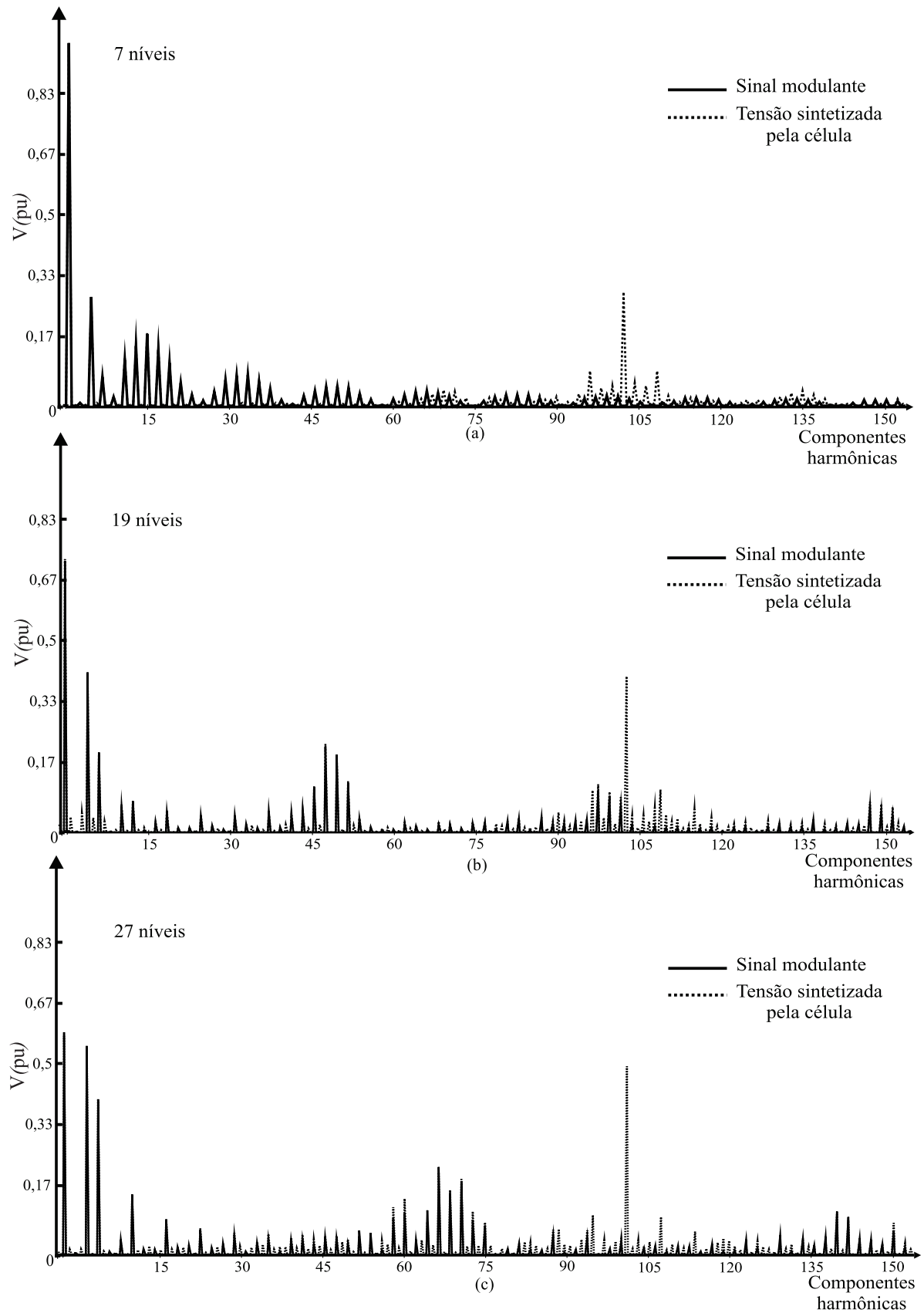


Figura 3.11: Espectros dos sinais modulantes e das tensões sintetizadas pela célula de baixa tensão e alta frequência da fase *b* um conversor com (a) sete níveis, (b) 19 níveis e (c) 27 níveis; $m = 1$, $f_c = 6\text{kHz}$.

3.2 Resultados de Simulação e Experimentais

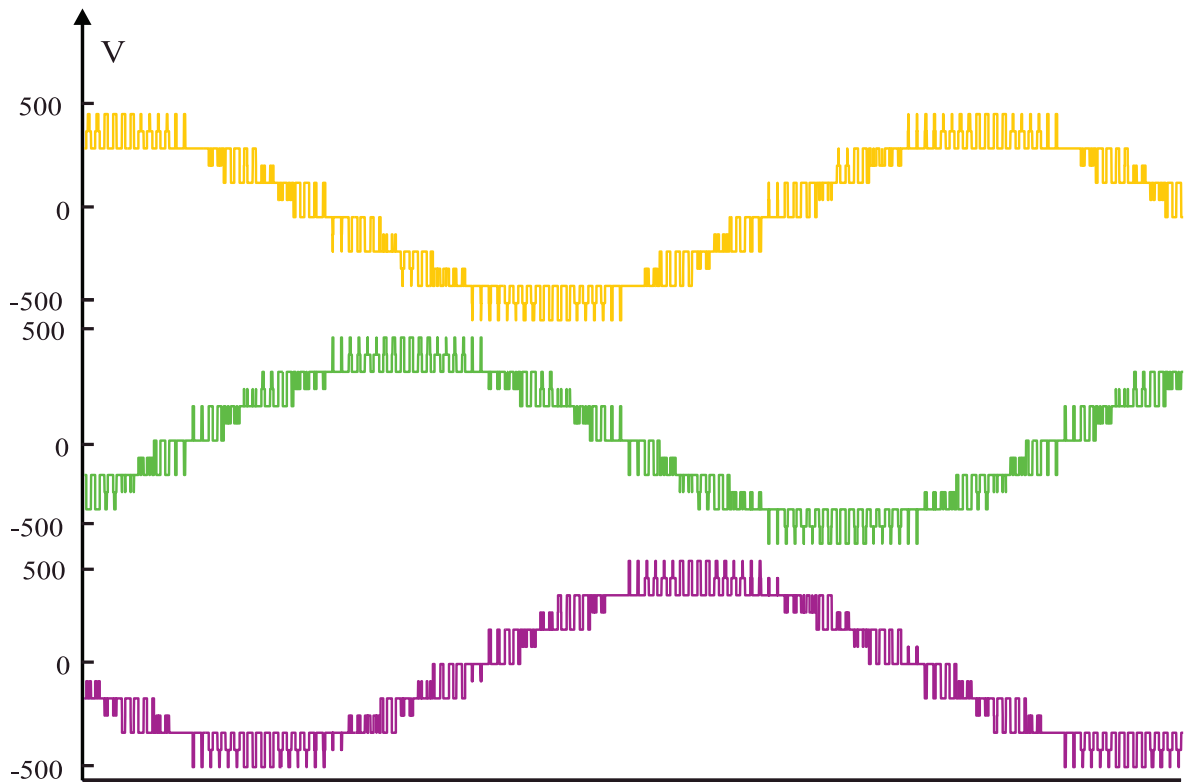
Da mesma maneira que para o conversor simétrico, foram realizadas simulações e ensaios experimentais para comprovar o método proposto, com a utilização da mesma bancada. Porém, os valores de V_{dc} neste caso foram iguais a 200V e 100V, para as células de alta tensão e baixa frequência, e baixa tensão e alta frequência, respectivamente. Estas últimas operam com frequência de 6kHz, e a tensão base é 100V. O padrão PWM resultante é regular assimétrico, pois os sinais modulantes são amostrados no pico e no vale das portadoras triangulares.

As Figuras 3.12(a) e (b) mostram as tensões de linha de saída simuladas e experimentais para um caso sem falta, com amplitude igual a 80% do valor máximo para operação na região linear, ou seja, 480V; as Figuras 3.13(a) e (b) mostram as tensões de fase para esta condição de operação. As Figuras 3.14(a) e (b) mostram as tensões de linha com uma falta em uma célula de baixa tensão na fase a , e as Figuras 3.15(a) e (b), as tensões de fase. Como para o caso simétrico, mesmo que as formas de onda sejam diferentes, os valores de suas amplitudes são semelhantes, como mostrado nas Figuras 3.16(a) e (b) para os casos sem e com falta. Em operação normal, tem-se $V_{ab} = 480V$, $V_{bc} = 478V$ e $V_{ca} = 459,4V$; já durante a falta na fase a , $V_{ab} = 485V$, $V_{bc} = 484V$ e $V_{ca} = 462V$. Essas diferenças, como para o caso simétrico, provêm dos diferentes valores de V_{dc} para as células. Cabe lembrar que, caso o conversor opere fora da região linear, as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída não terão mais necessariamente valores semelhantes. Além disso, com relação aos resultados experimentais, as formas de onda obtidas por meio do osciloscópio não possuem uma resolução suficientemente boa para proporcionar espectros de melhor qualidade e precisão.

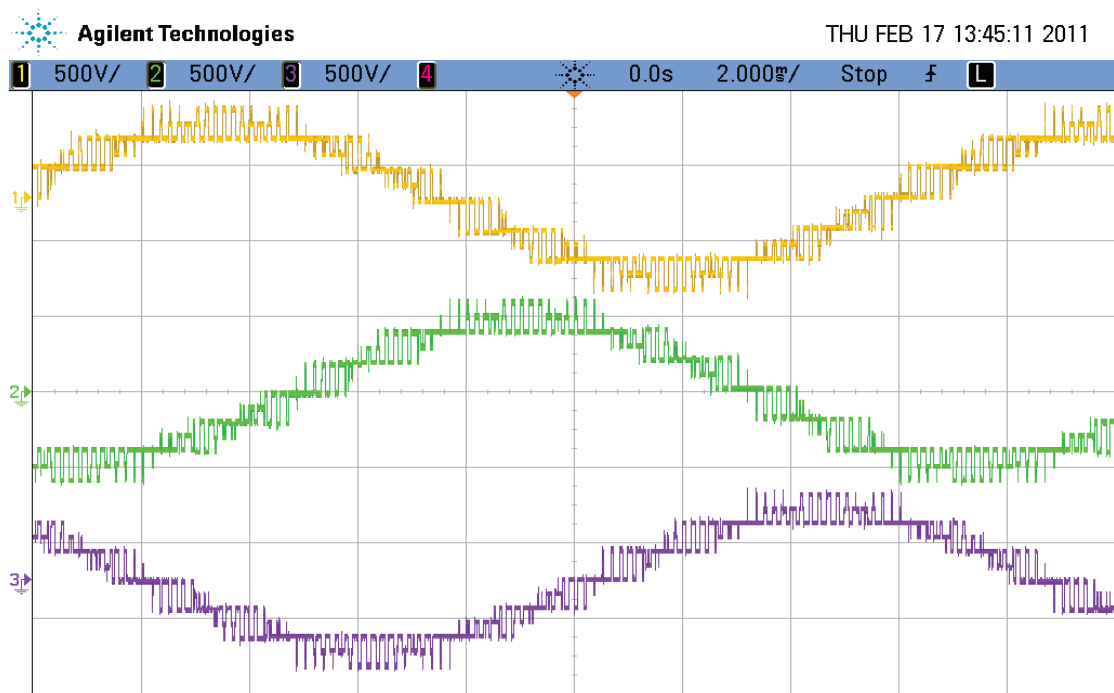
As Figuras 3.17(a) e (b) mostram respectivamente, v_{o1} e Ω_1 para as células de alta tensão e baixa frequência em operação normal e em falta, enquanto as Figuras 3.18(a) e (b) mostram v_{o2} e Ω_2 para as células de baixa tensão e alta frequência nas mesmas condições de operação.

Deve-se salientar que a Equação (2.9), que define a máxima tensão para operação na região linear pode não ser válida para faltas nas células de baixa tensão, já que as células de alta tensão operam com baixa frequência e não possuem capacidade de ajuste fino das tensões de saída. Isso pode ser observado na Figura 3.18(b), onde aparecem algumas pequenas regiões de sobre-modulação. Contudo, para certas configurações de fontes de tensão e índices de modulação m , talvez seja possível ser derivada uma região linear para as células de baixa tensão e alta frequência, mesmo com faltas nestas últimas.

Resultados também foram obtidos para uma falta em uma célula de alta tensão da

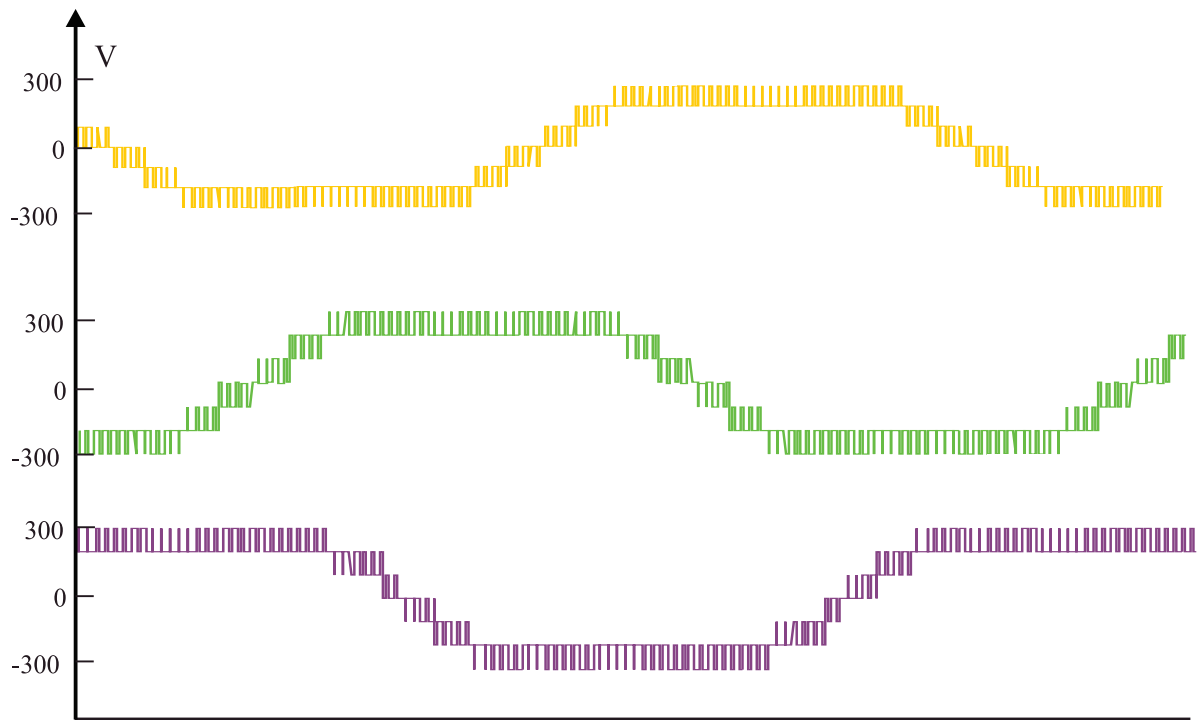


(a)

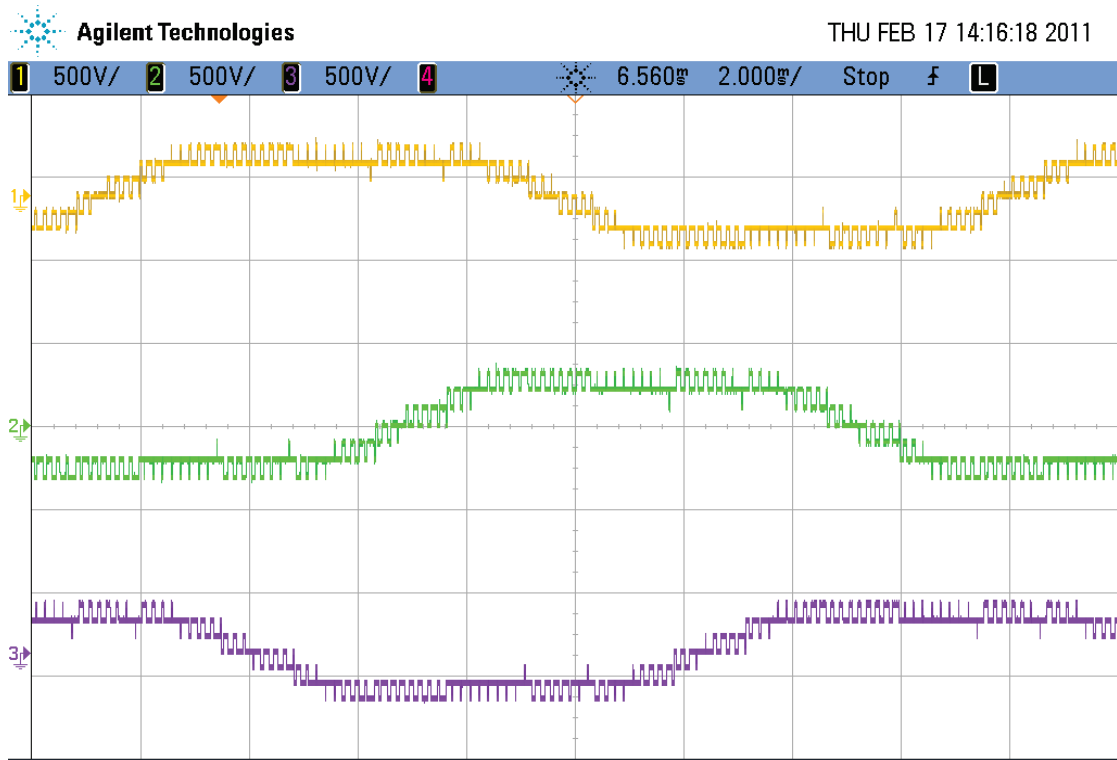


(b)

Figura 3.12: Tensões de linha de saída, $m = 0,8$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.

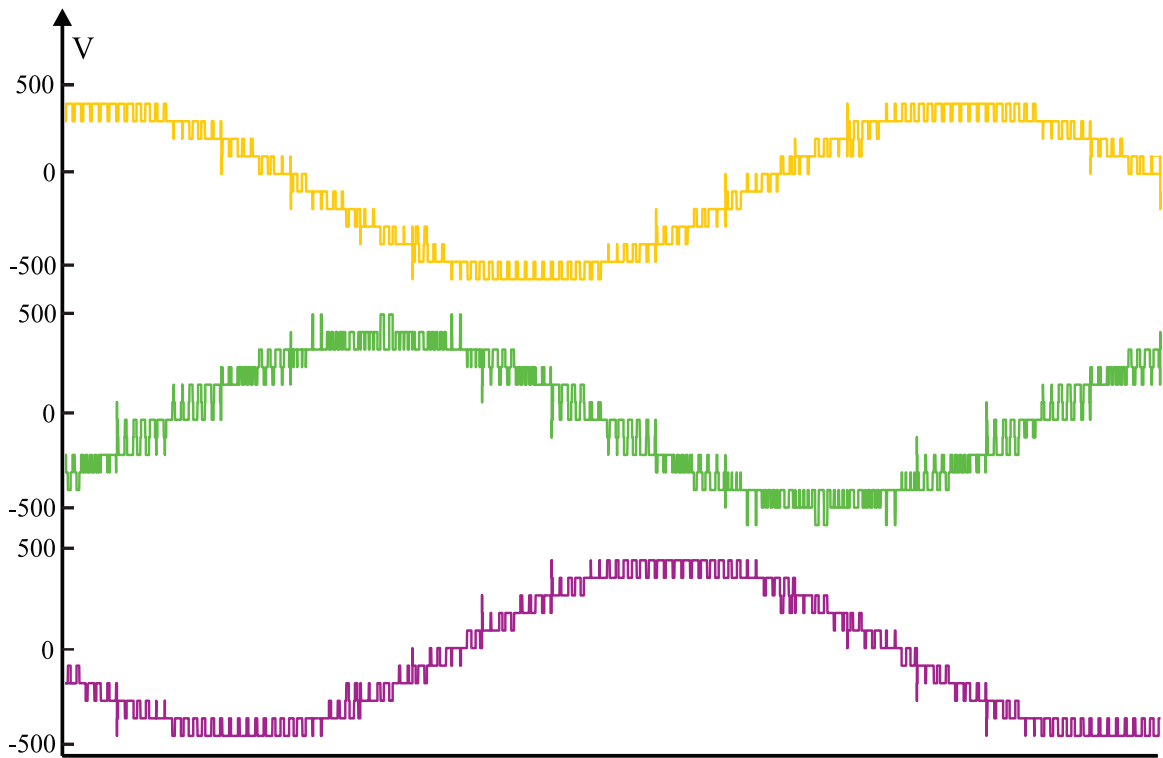


(a)

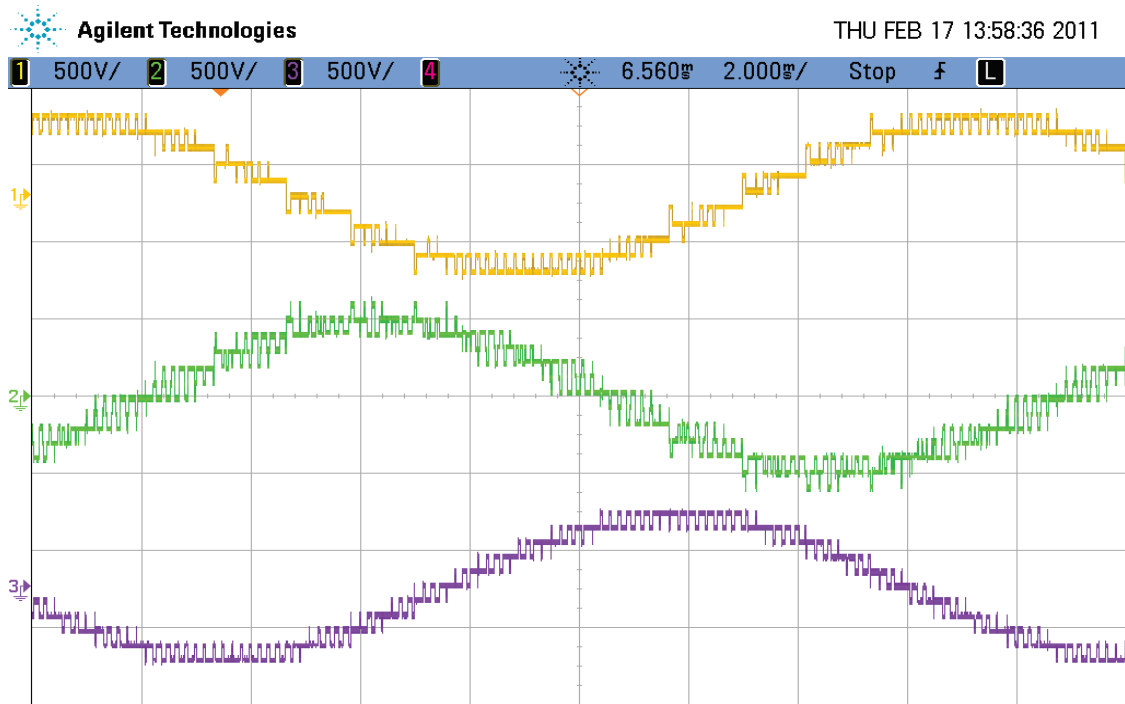


(b)

Figura 3.13: Tensões de fase, $m = 0,8$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental -
Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.

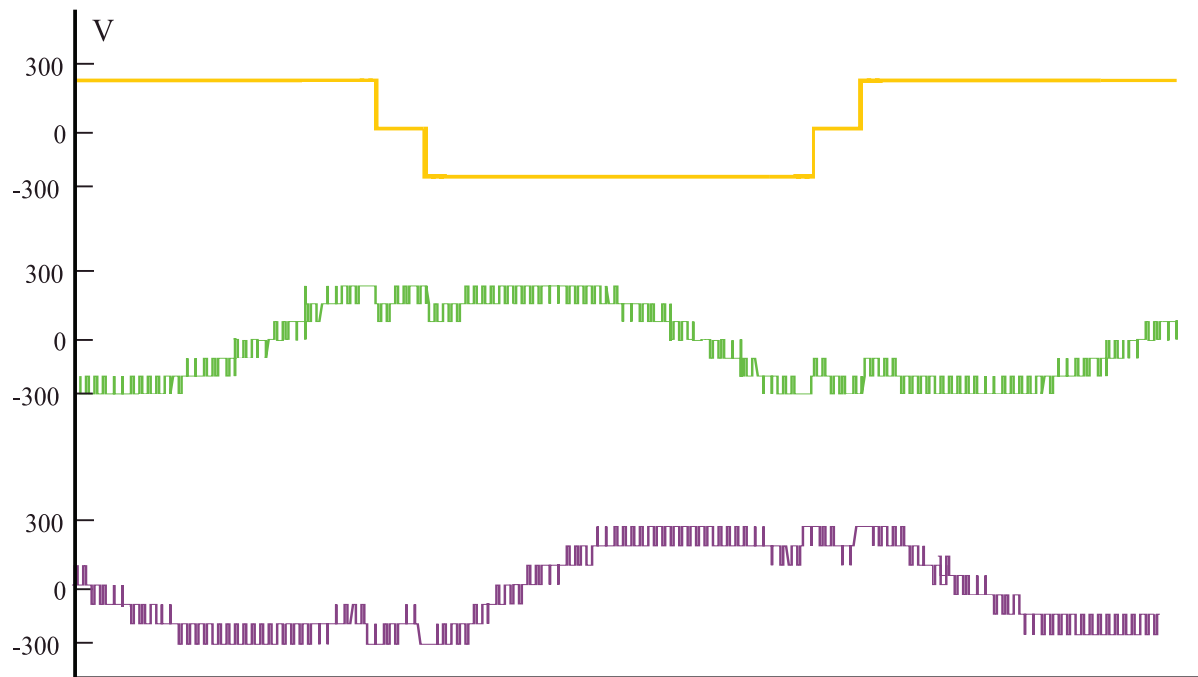


(a)

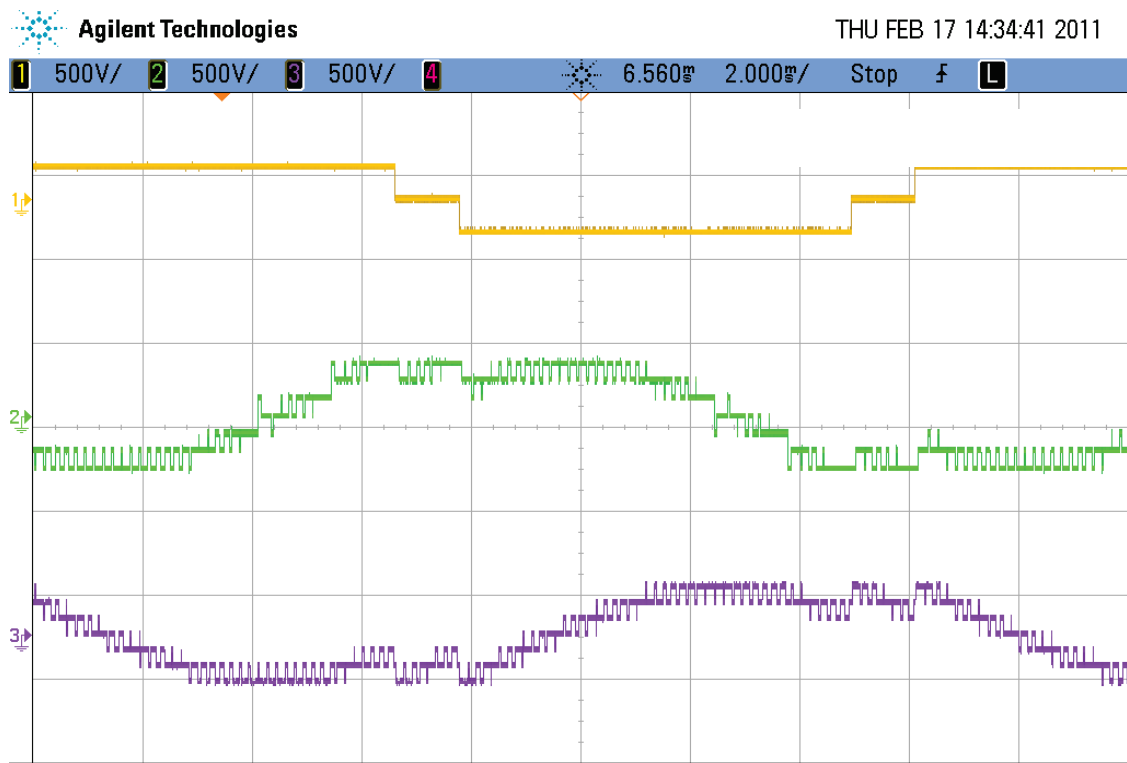


(b)

Figura 3.14: Tensões de linha de saída, $m = 0,8$, com uma falta na célula de baixa tensão da fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.



(a)



(b)

Figura 3.15: Tensões de fase, $m = 0,8$, com uma falta na célula de baixa tensão da fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.

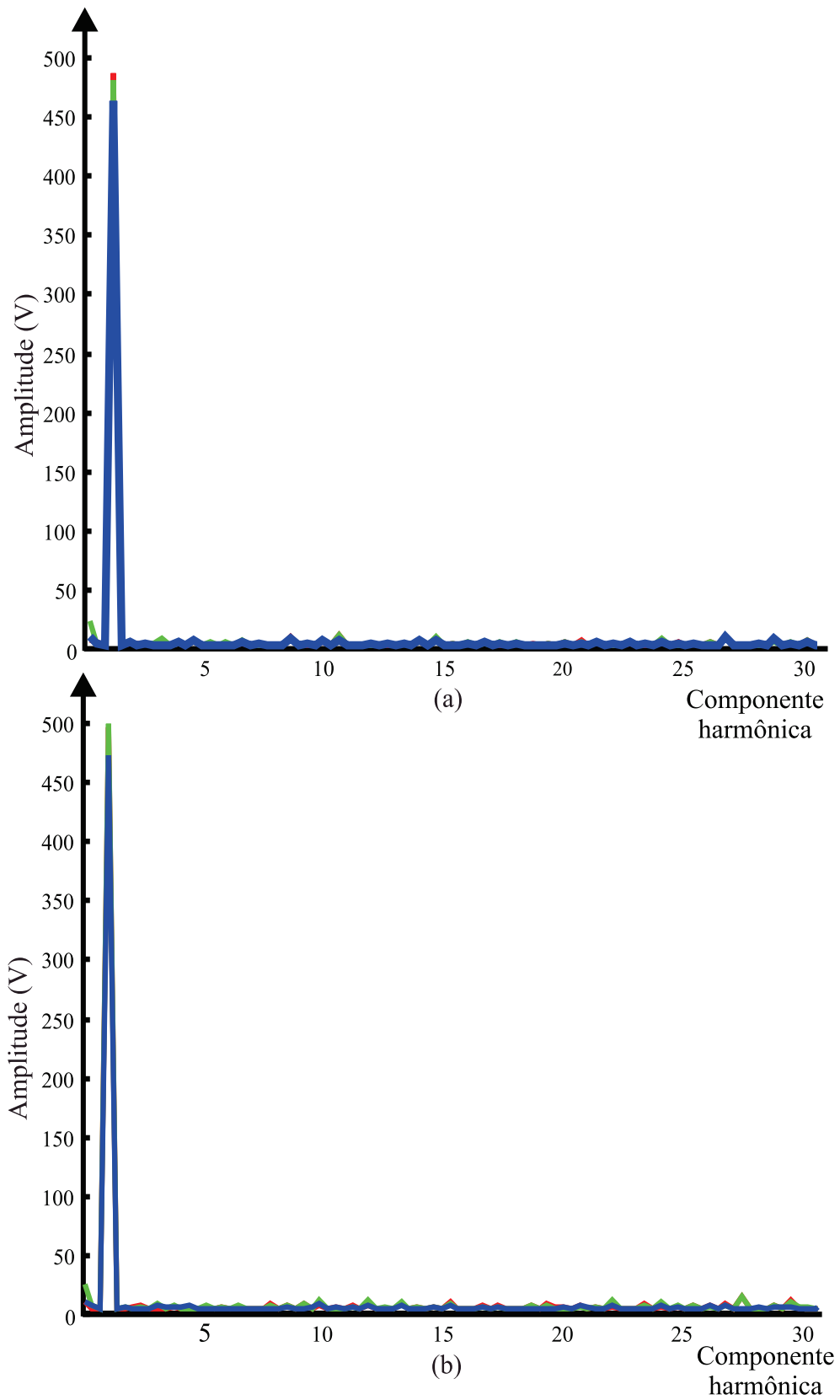


Figura 3.16: Espectros das tensões de linha de saída experimentais, $m = 0,8$. (a) Sem falta. (b) Com uma falta na célula de baixa tensão da fase a

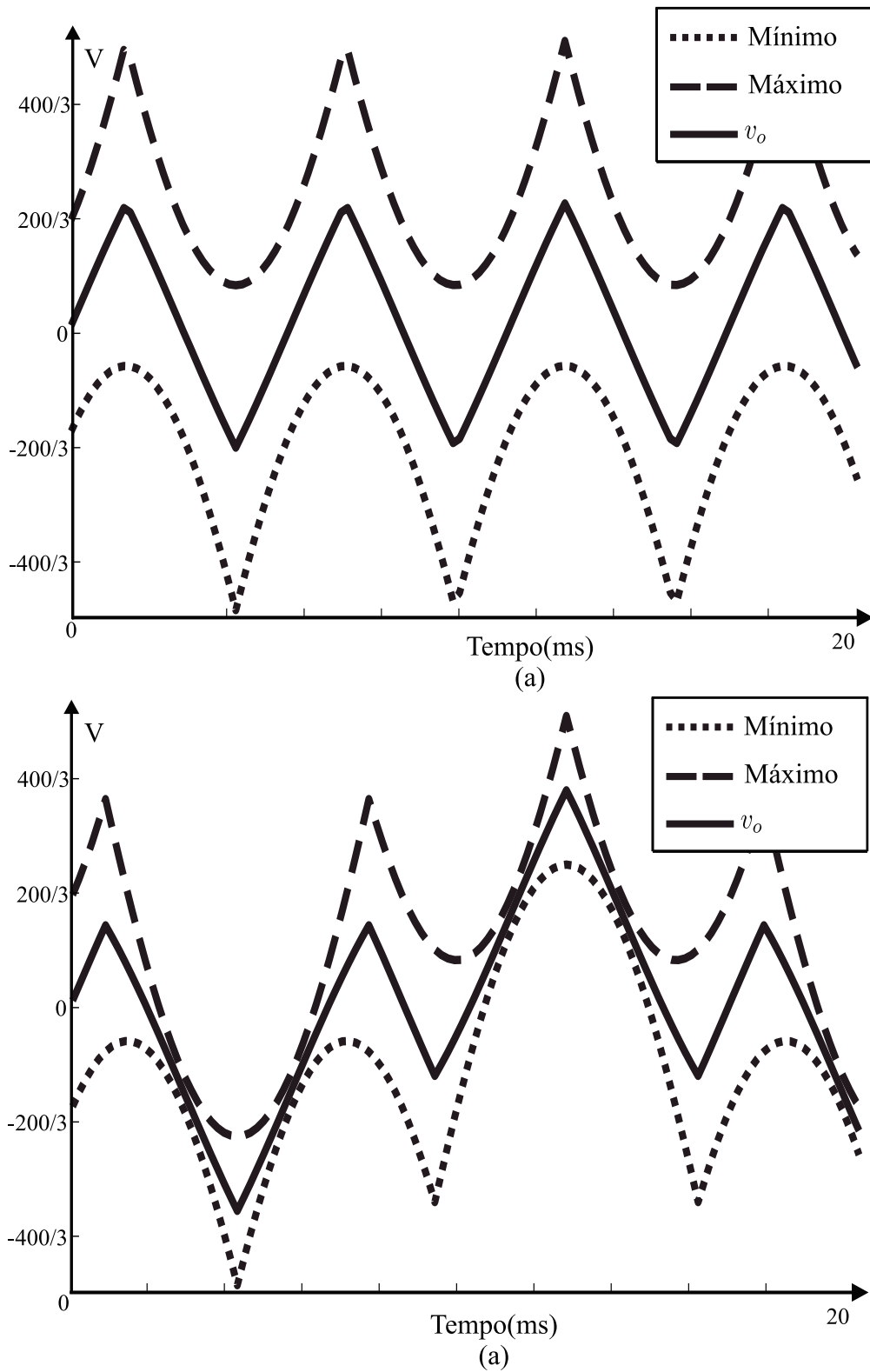


Figura 3.17: (a) Ω_1 e v_{o1} sem falta e (b) Ω_1 e v_{o1} com uma falta na célula de baixa tensão da fase a - retirada da memória do DSP, $m = 0,8$.

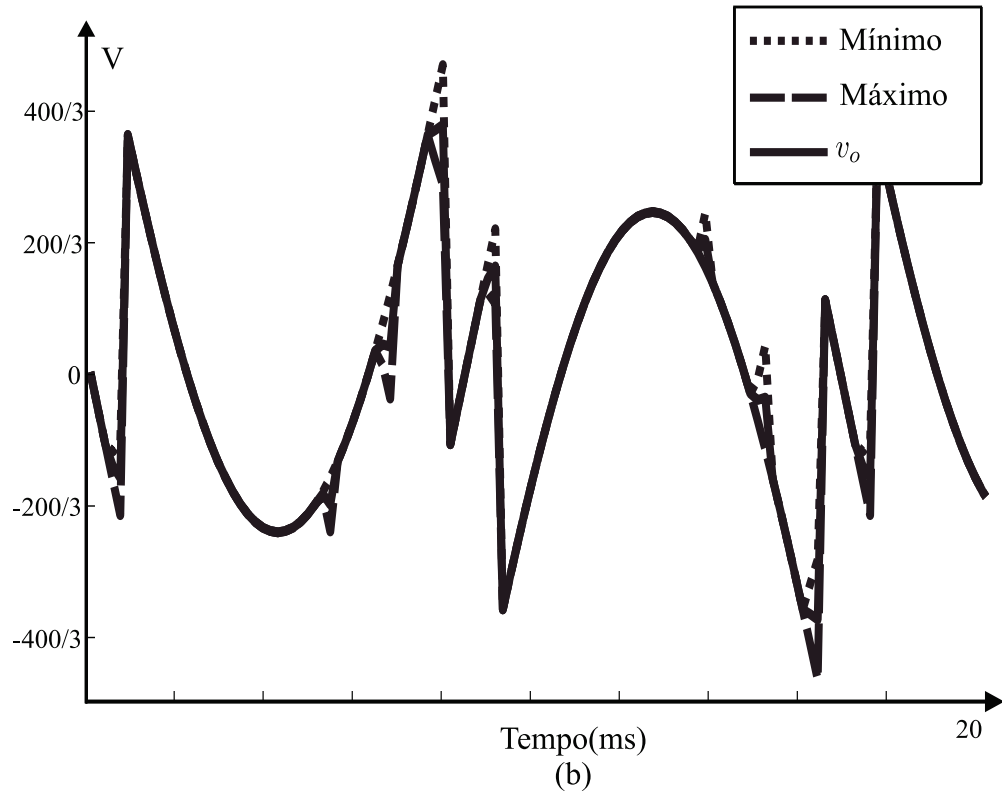
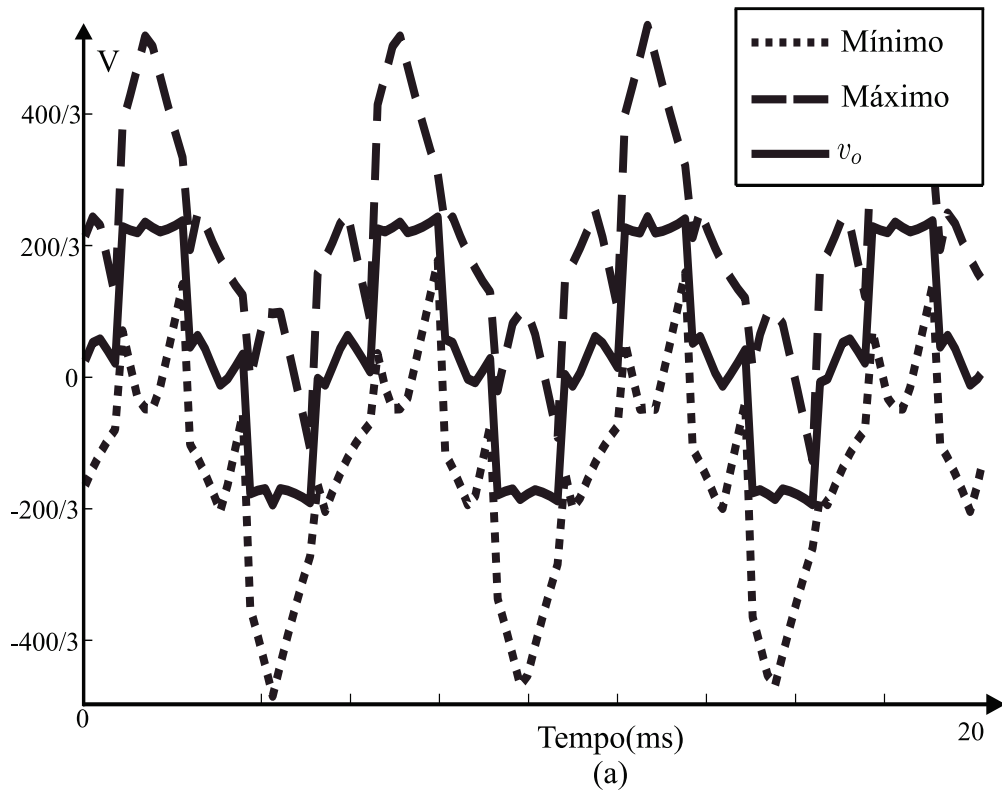


Figura 3.18: (a) Ω_2 e v_{o2} sem falha e (b) Ω_1 e v_{o1} com uma falha na célula de baixa tensão da fase a - retirada da memória do DSP, $m = 0,8$.

fase *a*. Como a perda de uma célula de alta tensão limita de maneira mais acentuada a síntese de tensão do conversor, a amplitude das tensões de linha foi modificada para 65% do valor máximo para operação na região linear, ou seja, 390V. As Figuras 3.19(a) e (b) mostram as tensões de linha de saída simuladas e experimentais para um caso sem falta; as Figuras 3.20(a) e (b) ilustram as tensões de fase sem falta. As Figuras 3.19(a) e (b) mostram as mesmas tensões com uma falta em uma célula de alta tensão na fase *a*. Como para o caso simétrico, mesmo que as formas de onda sejam diferentes, os valores de suas amplitudes são iguais, como pode ser visto nas Figuras 3.23(a) e (b) para os casos sem e com falta. Em operação normal, tem-se $V_{ab} = 393,3V$, $V_{bc} = 388,5V$ e $V_{ca} = 371,1V$; com a falta na fase *a*, $V_{ab} = 398V$, $V_{bc} = 390V$ e $V_{ca} = 377V$. As diferenças, como para o caso simétrico e assimétrico com falta em uma célula de baixa tensão, provêm dos diferentes valores de V_{dc} para as células e da resolução do osciloscópio. Para todos os casos, também devem ser consideradas as não-idealidades dos componentes dos circuitos das células de potência, principalmente no que diz respeito aos IGBTs.

As Figuras 3.24(a) e (b) mostram respectivamente, v_{o1} e Ω_1 para as células de alta tensão e baixa frequência em operação normal e em falta, enquanto as Figuras 3.25(a) e (b) mostram v_{o2} e Ω_2 para as células de baixa tensão e alta frequência nas mesmas condições de operação.

Ao contrário do caso de uma falta em uma célula de baixa tensão, quando a falta ocorre em uma célula de alta, não surgem regiões de sobre-modulação na região linear das células de baixa tensão. Isso ocorre porque o conversor não perde capacidade de ajuste fino das tensões de linha de saída, para os parâmetros específicos utilizados na obtenção destes resultados.

Por fim, como para o conversor simétrico, foi realizada uma análise do impacto de diferentes escolhas de v_{o1} e v_{o2} sobre uma máquina conectada nos terminais do conversor. O desempenho do conversor em relação a Distorção Harmônica Total (THD), o Índice de Distorção Harmônica (DF1) (ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990), a amplitude da componente fundamental das tensões de linha de saída e o número de comutações das células de baixa tensão e alta frequência foi analisado através de simulações. O conversor assimétrico possui duas células por fase, uma de 100V e outra de 200V, e as células de baixa tensão e alta frequência operam com $f_s = 3\text{kHz}$ (portadora em 1,5kHz, com interrupções no início e no meio do período) e modulação PS. Foi considerada operação em condições normais. As simulações abrangeram três casos distintos: $v_{o1} = (u_{min1} + u_{max1})/2$ e $v_{o2} = (u_{min2} + u_{max2})/2$; $v_{o1} = u_{min1}$ e $v_{o2} = u_{min2}$; e $v_{o1} = u_{max1}$ e $v_{o2} = u_{max2}$.

Como para o conversor simétrico, o número de comutações manteve-se praticamente constante para cada v_{o1} e v_{o2} , independentemente do índice de modulação m , sendo igual a

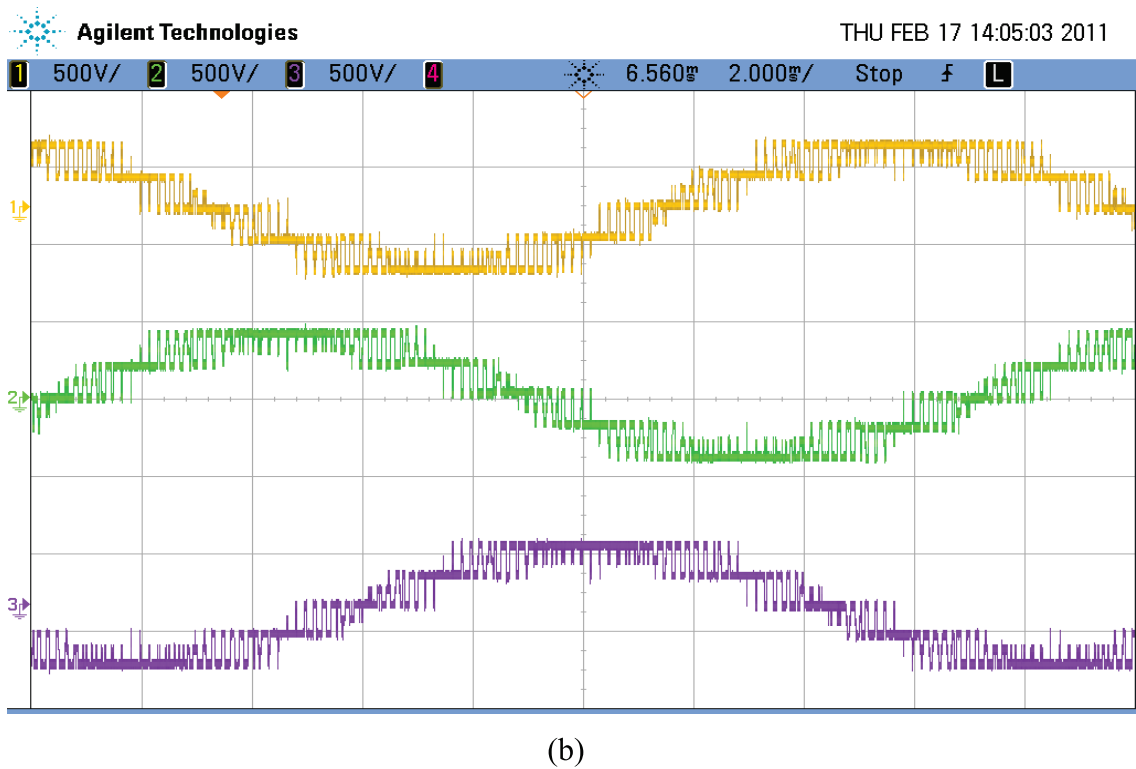
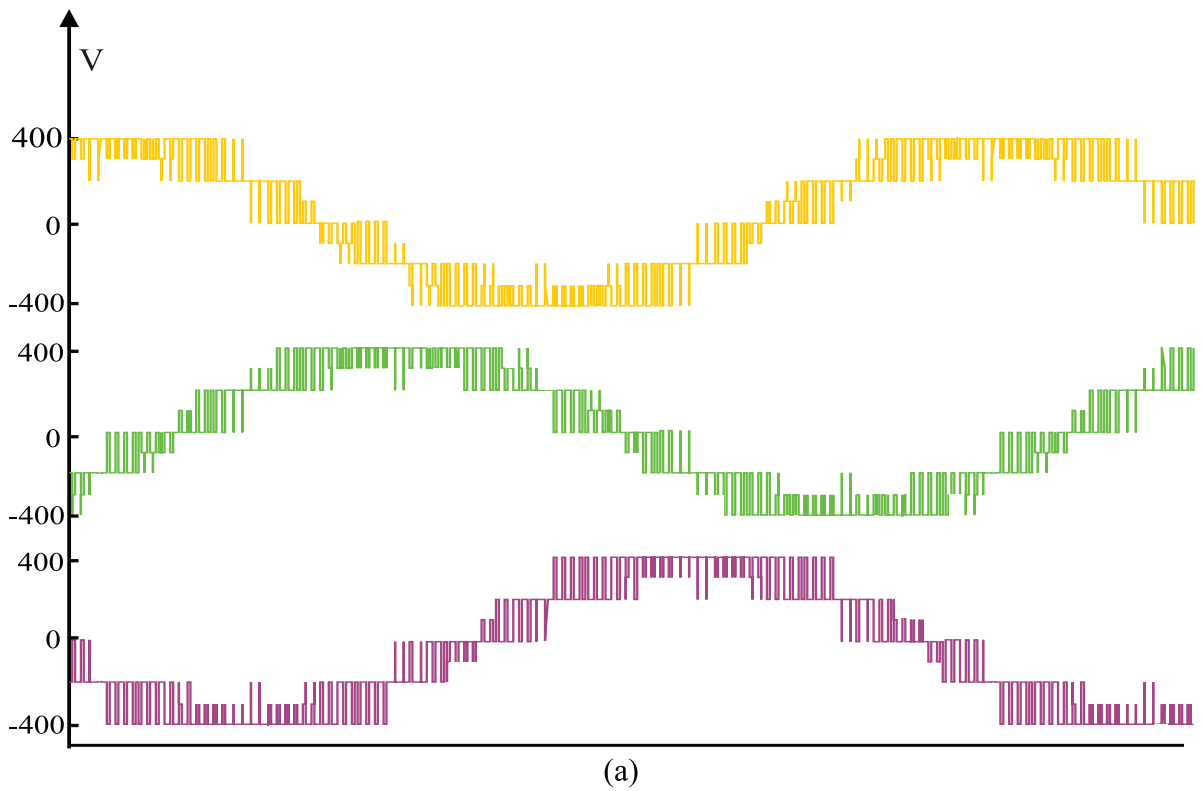
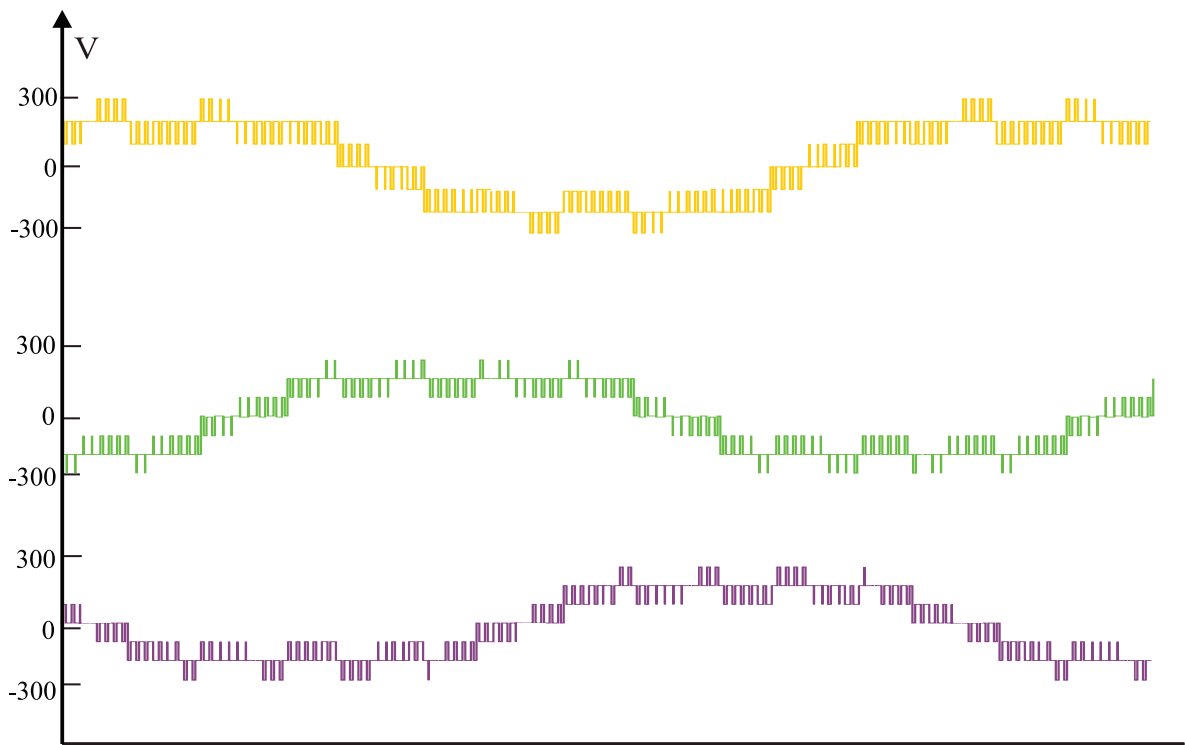
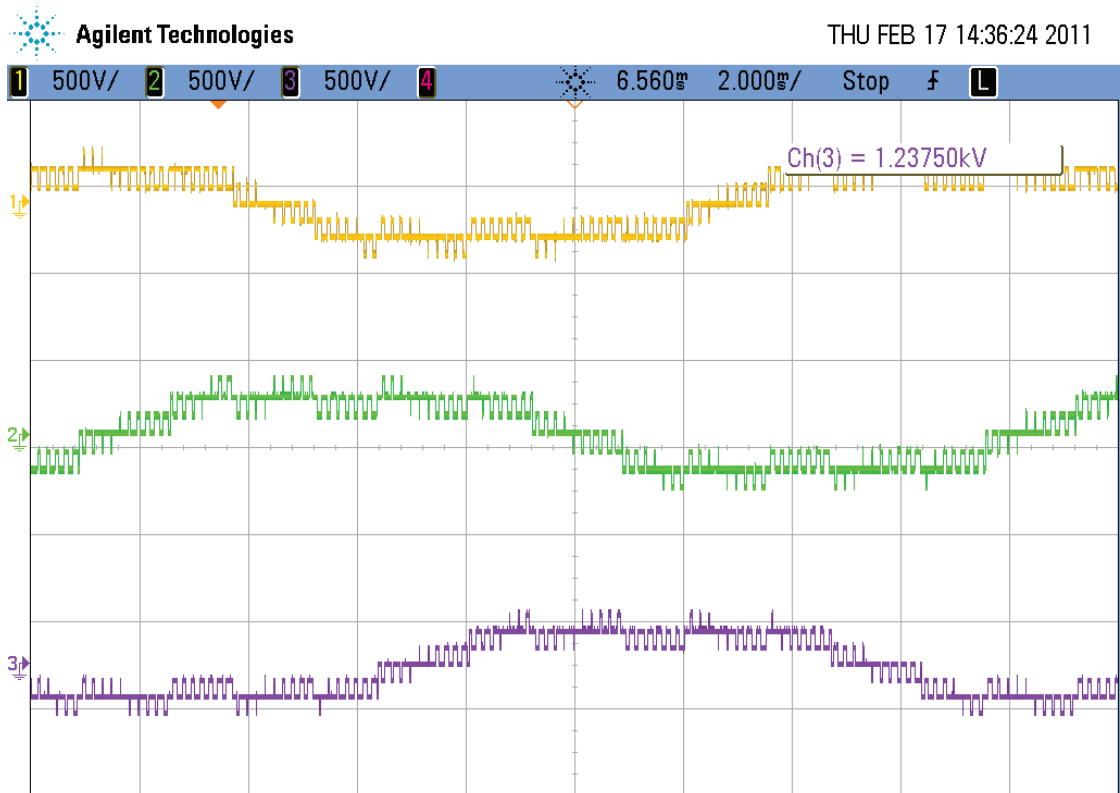


Figura 3.19: Tensões de linha de saída, $m = 0,65$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.

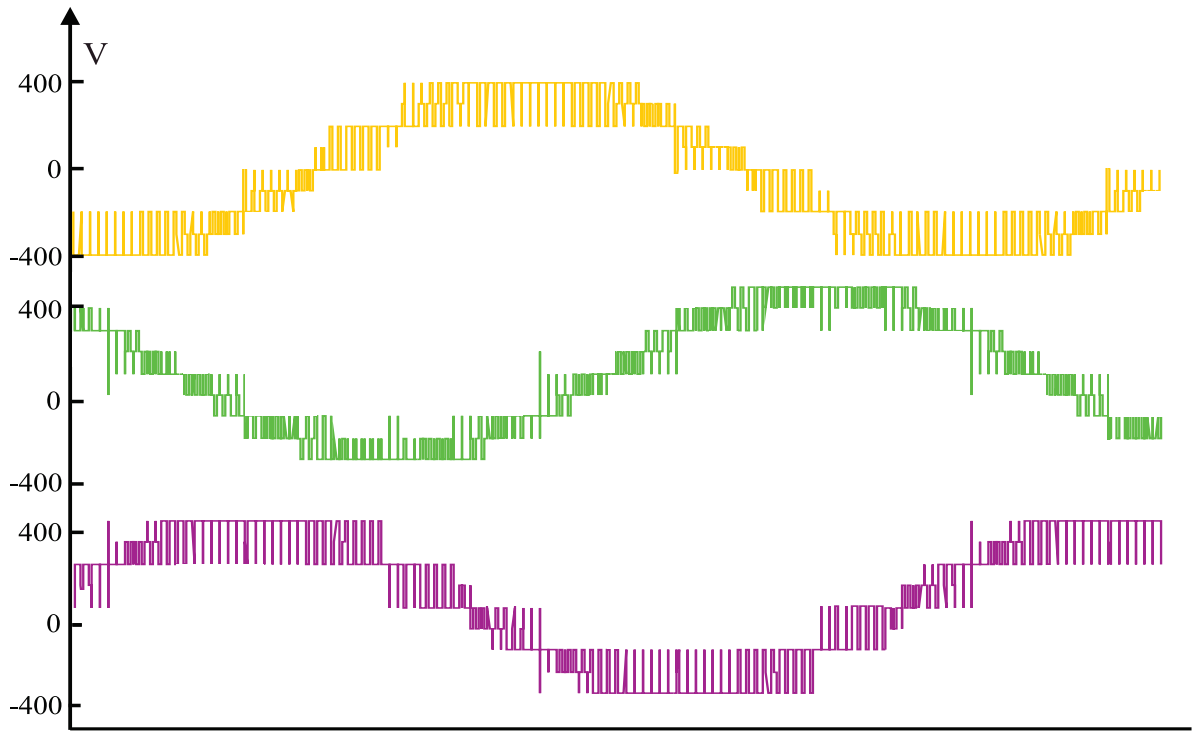


(a)

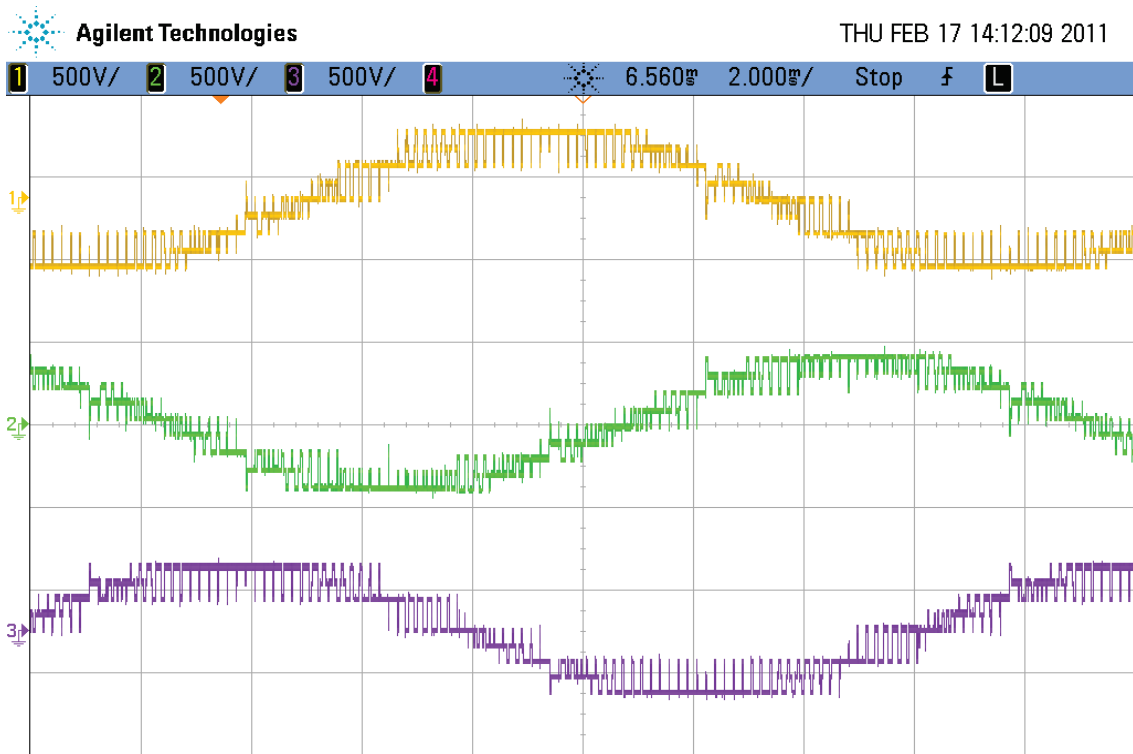


(b)

Figura 3.20: Tensões de fase, $m = 0,65$, operação normal. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.

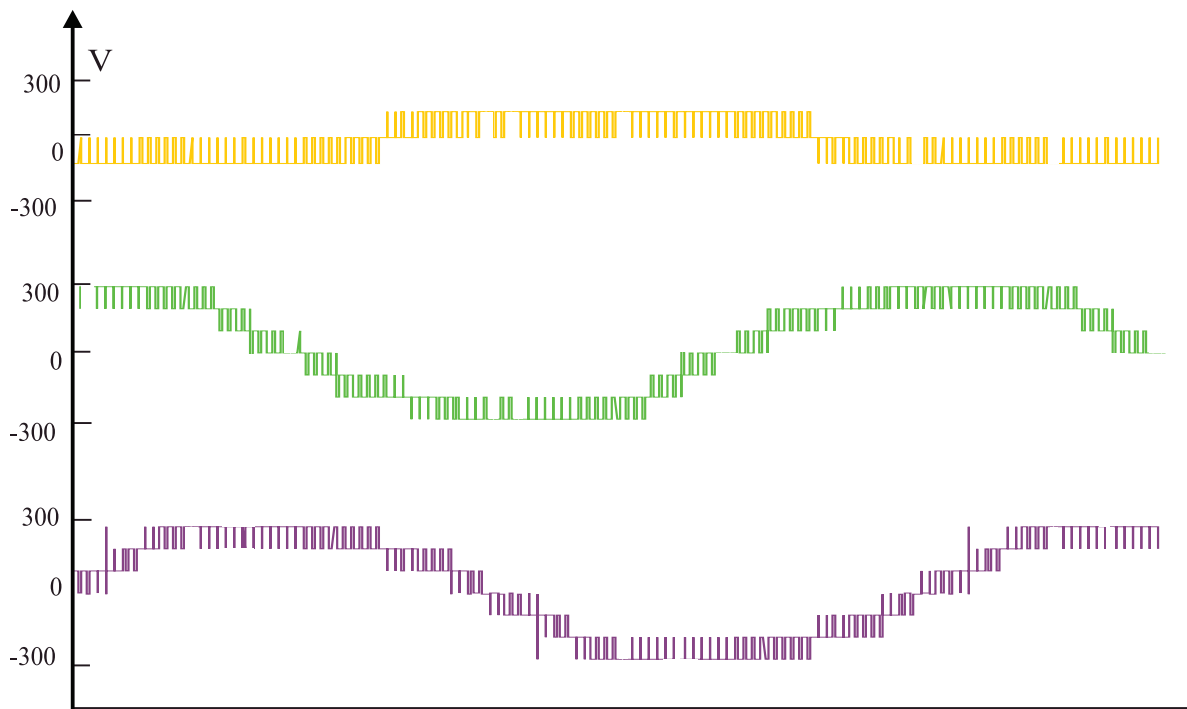


(a)

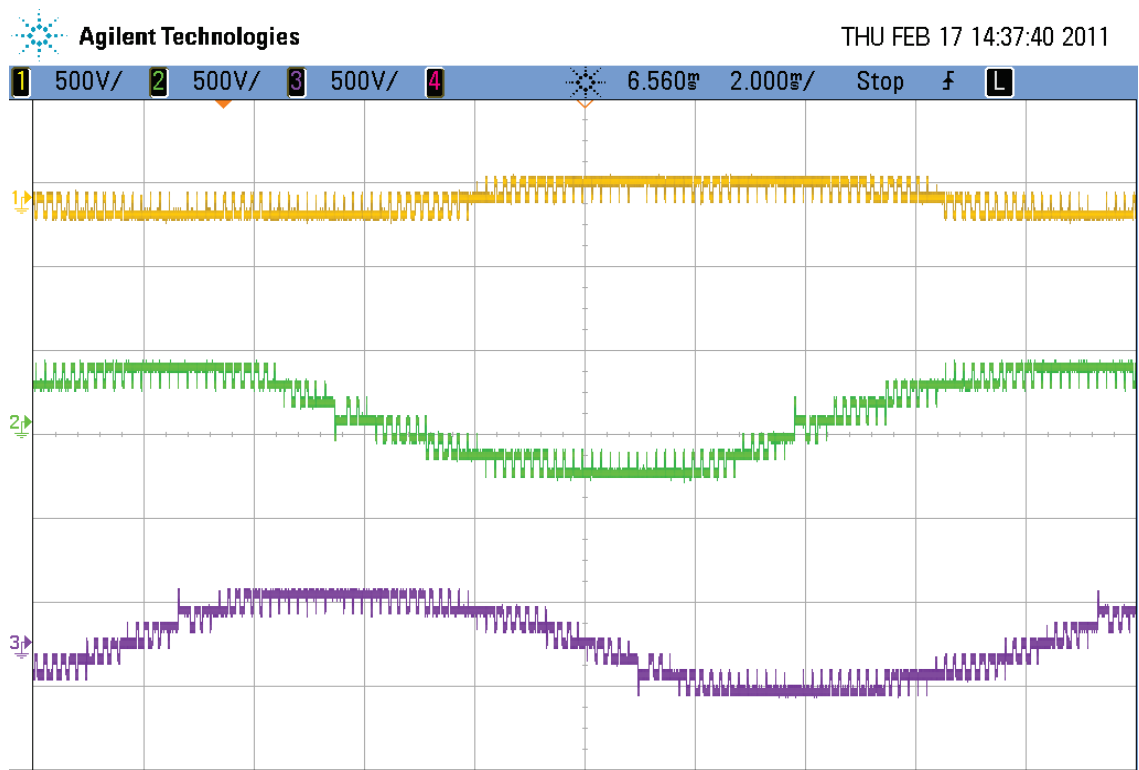


(b)

Figura 3.21: Tensões de linha de saída, $m = 0,65$, com uma falta em uma célula de alta tensão na fase a . (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.



(a)



(b)

Figura 3.22: Tensões de fase, $m = 0,65$, com uma falta em uma célula de alta tensão na fase a .
 (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 2ms/div.

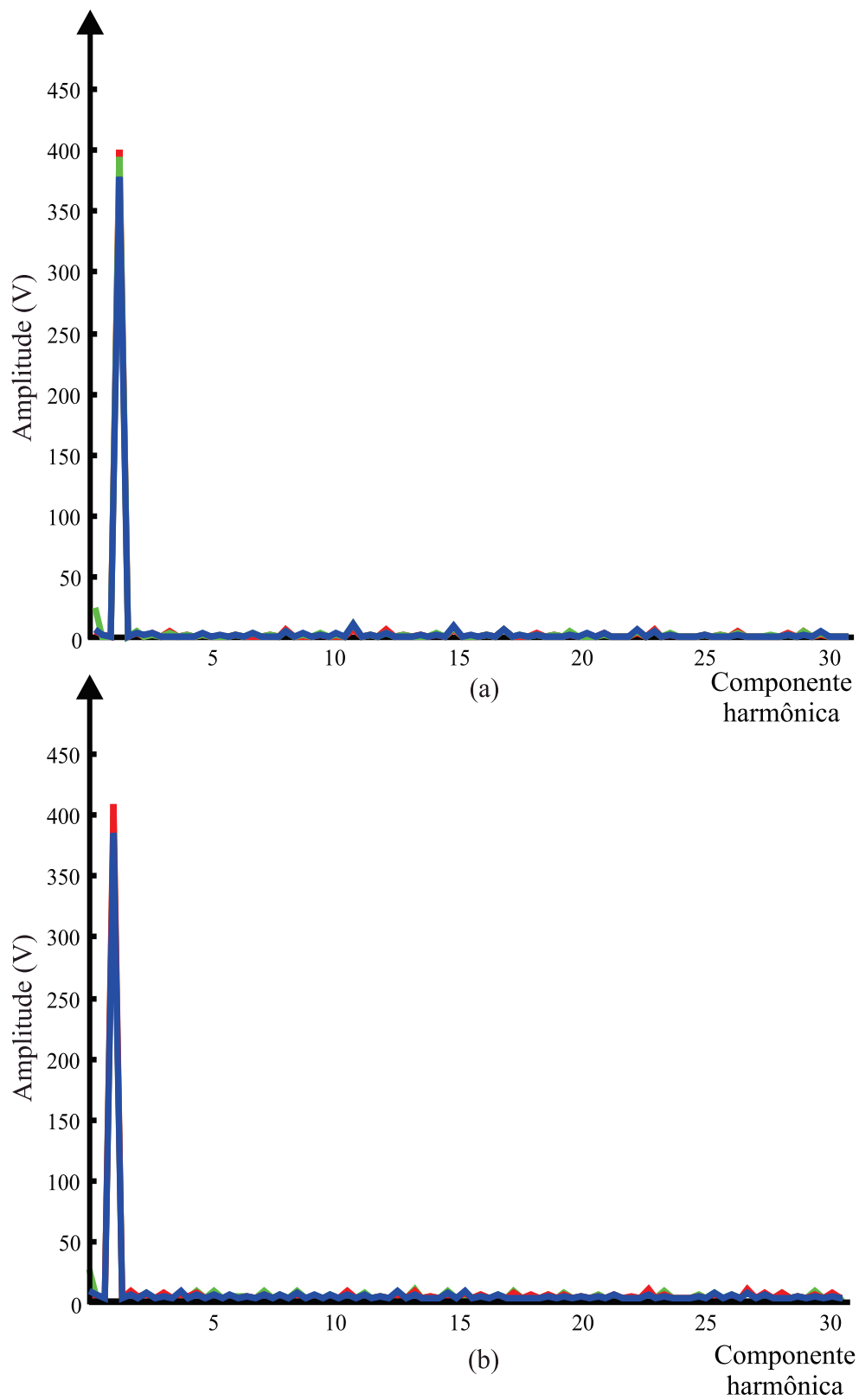


Figura 3.23: Espectros das tensões de linha de saída experimentais, $m = 0,65$. (a) Sem falta. (b) Com uma falta na célula de alta tensão da fase a

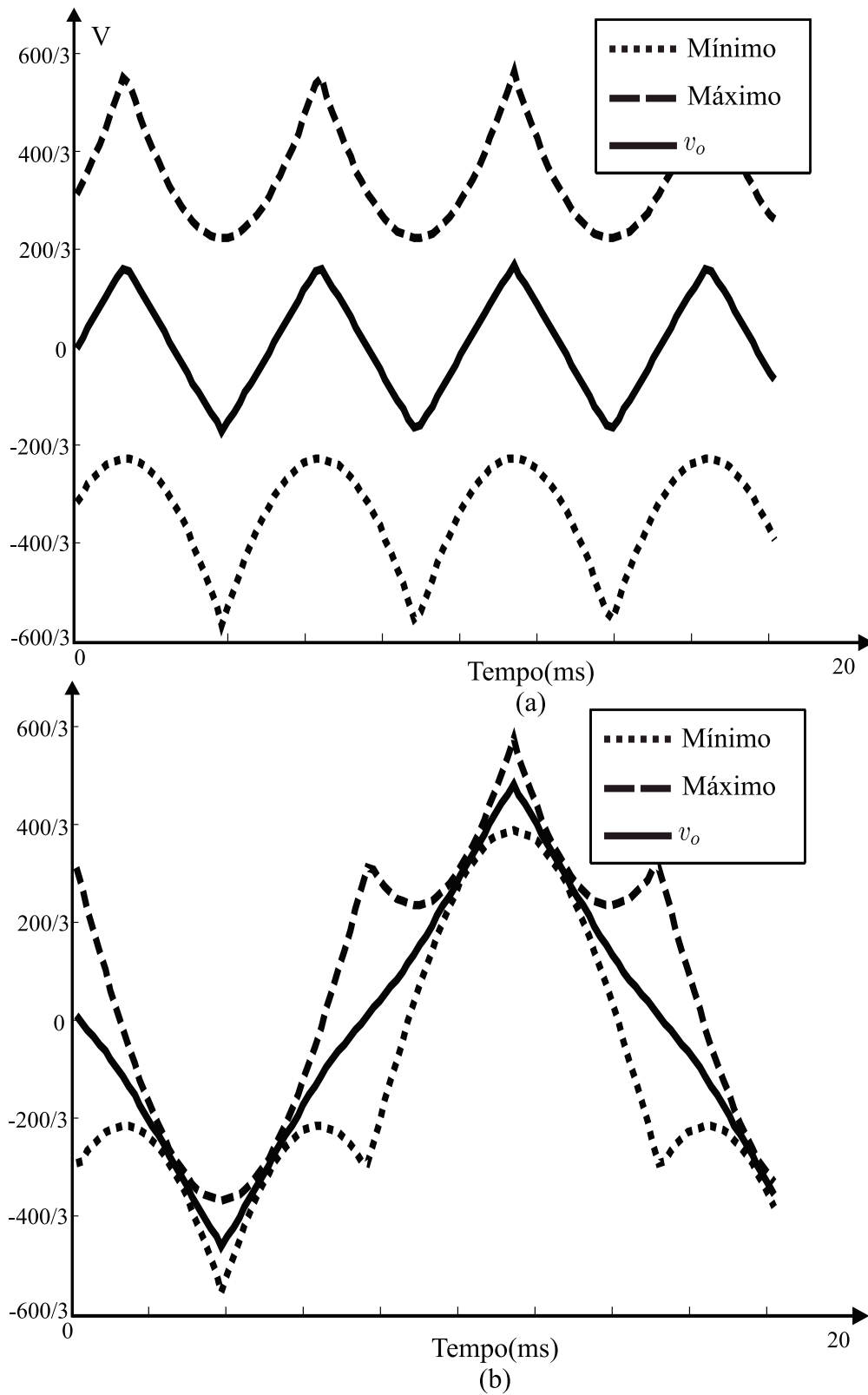


Figura 3.24: (a) Ω_1 e v_{o1} sem falta e (b) Ω_2 e v_{o2} com uma falta na célula de alta tensão da fase *a* - retirada da memória do DSP.

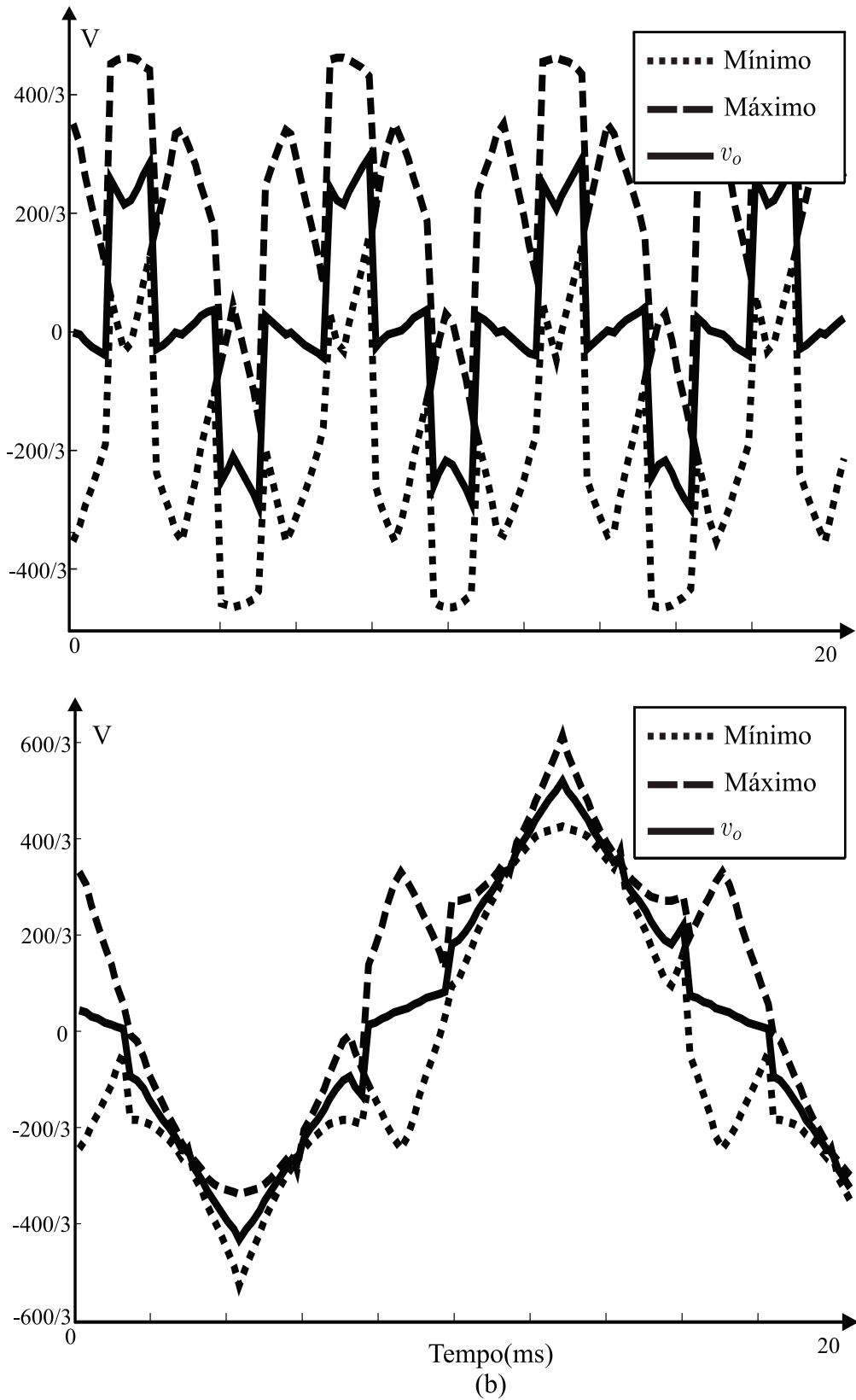


Figura 3.25: (a) Ω_2 e v_{o2} sem falta e (b) Ω_2 e v_{o2} com uma falta na célula de alta tensão da fase a - retirada da memória do DSP.

55 para $v_{o1} = (u_{min1} + u_{max1})/2$ e $v_{o2} = (u_{min2} + u_{max2})/2$, 46 para $v_{o1} = u_{min1}$ e $v_{o2} = u_{min2}$ e 47 para $v_{o1} = u_{max1}$ e $v_{o2} = u_{max2}$. Os resultados para a THD e o DF1 são ilustrados, respectivamente, nas Figuras 3.26(a) e (b), em função do índice de modulação m . Foram escolhidos três possíveis valores para $v_o = u_{max}$, $v_o = u_{min}$ e $v_o = (u_{min} + u_{max})/2$. Por sua vez, as Figuras 3.27(a), (b) e (c) mostram, respectivamente, as curvas de linearidade das amplitudes das componentes fundamentais das tensões de linha de saída V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , também em função de m para diferentes escolhas de v_{o1} e v_{o2} .

Com relação a THD ao DF1, para as escolhas das tensões de modo comum como os máximos ou mínimos da região linear, obtém-se resultados muito semelhantes, praticamente sobrepostos nas Figuras 3.26(a) e (b), sendo superiores a escolha dos valores médios para v_{o1} e v_{o2} . O pior desempenho desta última escolha provém do fato de que esta resulta em um maior número de comutações por ciclo da fundamental. Por sua vez, através Figuras 3.27(a), (b) e (c), percebe-se que as três tensões de linha possuem amplitudes das fundamentais praticamente iguais, independentemente da escolha de v_{o1} e v_{o2} , seguindo um comportamento linear com a variação de m , o que caracteriza operação em Ω . Porém, durante faltas, os valores de THD e DF1, o número de comutações e as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída poder ser diferentes dos apresentados nas Figuras 3.26 e 3.27. Principalmente para faltas nas células de baixa tensão e alta frequência do conversor, como já visto, surgem pequenas regiões de sobremodulação, o que faz com que as tensões de linha de saída divirjam das retas apresentadas em 3.27, resultando em maiores valores de THD e DF1, pois o conversor não opera mais totalmente na região linear Ω .

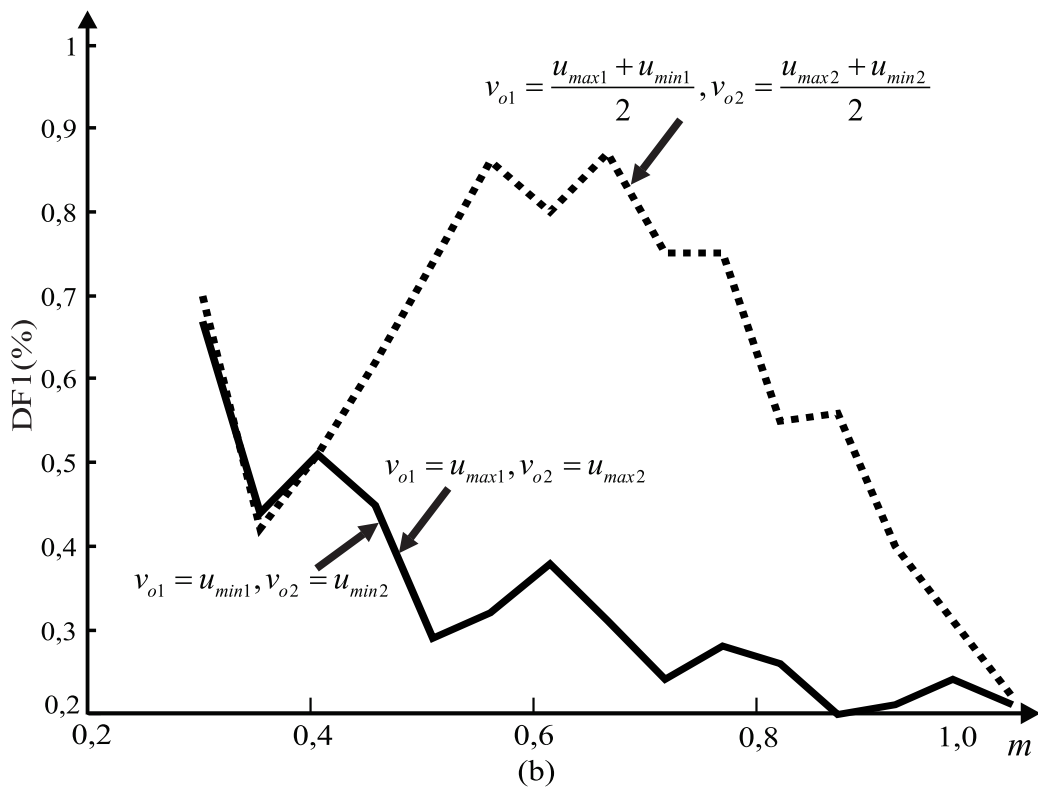
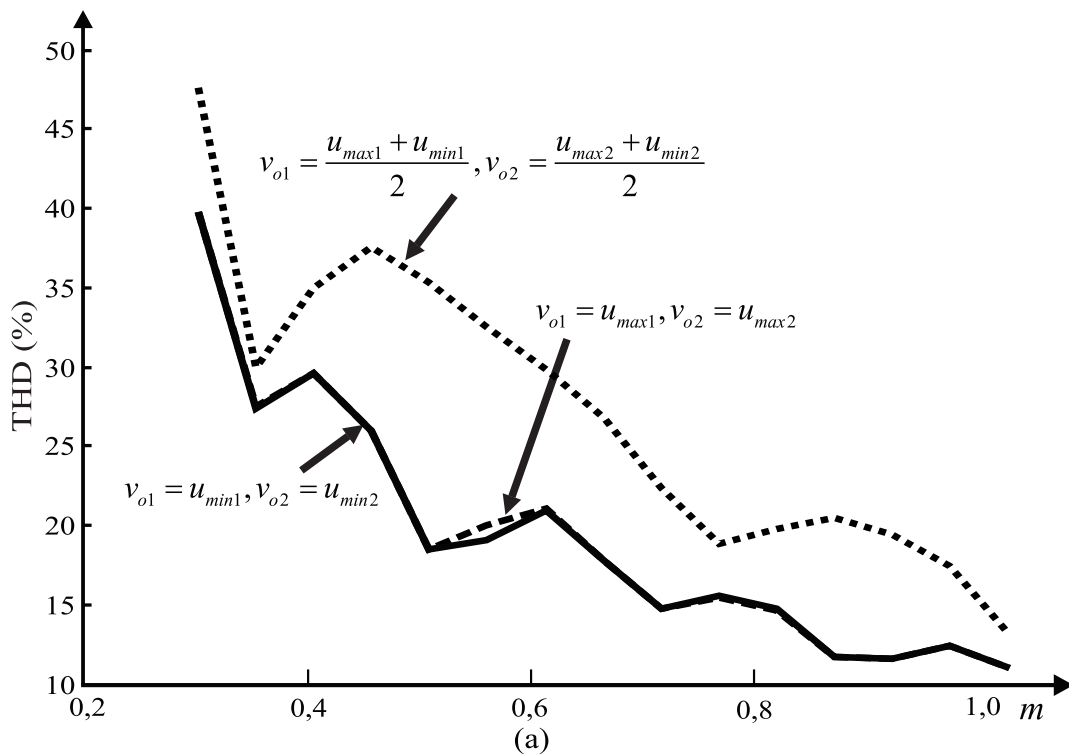


Figura 3.26: (a) THD para diferentes escolhas de v_{o1} e v_{o2} em função do índice de modulação m ; (b) DF1 para diferentes escolhas de v_{o1} e v_{o2} em função do índice de modulação m .

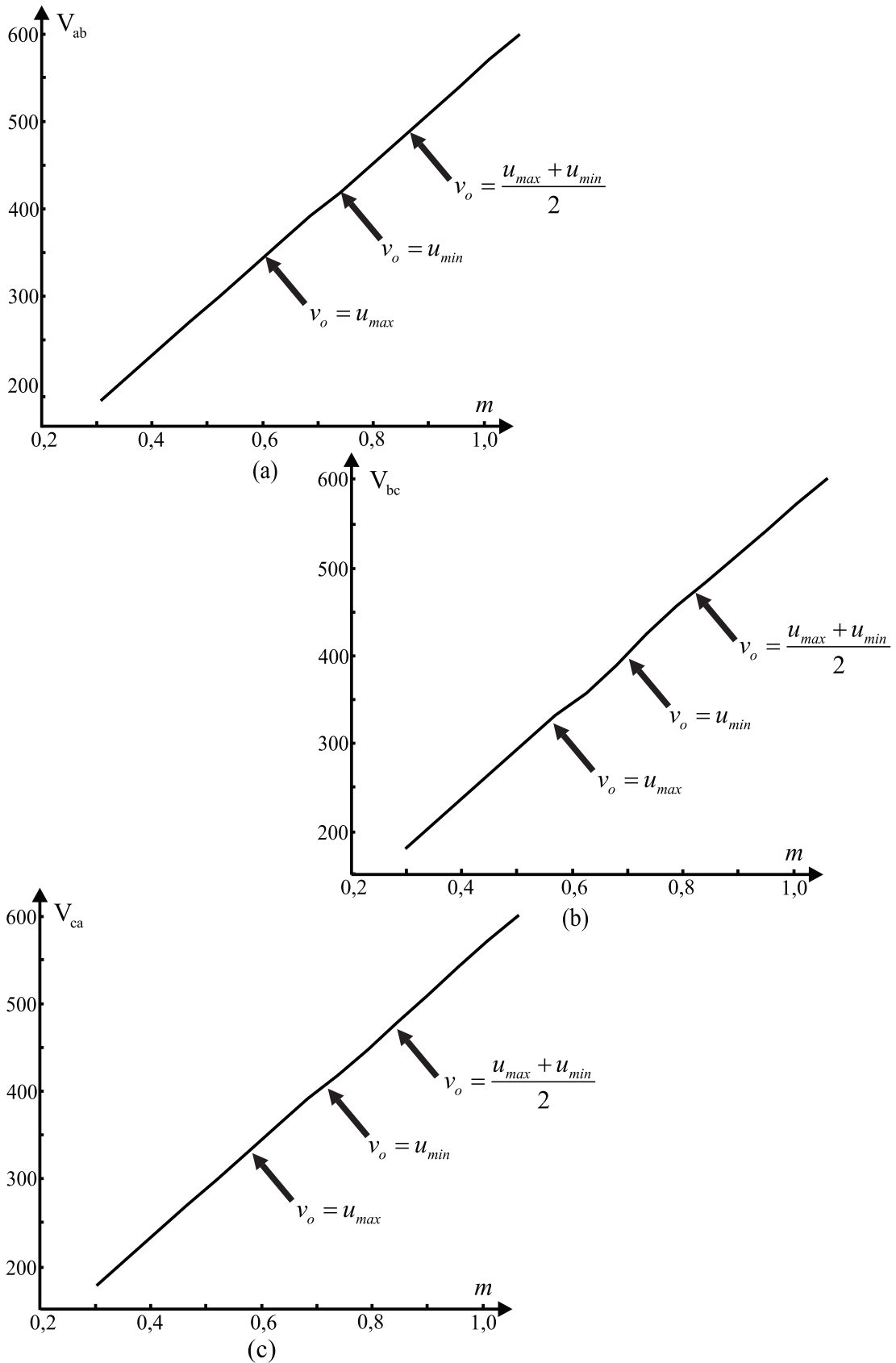


Figura 3.27: Amplitude das componentes fundamentais das tensões de linha de saída, em função do índice de modulação m , para diferentes escolhas de v_o : (a) V_{ab} ; (b) V_{bc} (c) V_{ca} .

3.3 Conclusões

Os resultados deste Capítulo mostram que, para uma dada condição de falta, a adição de tensões de modo comum v_{oN} , pertencente às regiões lineares Ω_N , às tensões de referência de fase para cada conjunto de células com o mesmo valor de barramento CC, resulta em tensões modulantes que permitem ao conversor alimentar a carga com tensões de linha de saída equilibradas. A operação dentro de Ω_N garante que o conversor multinível em cascata assimétrico não será sobre-modulado. Porém, esta afirmação não é válida para todos os casos de faltas nas células de baixa tensão. O método proposto é de simples implementação e pode ser facilmente empregado em conversores multiníveis em cascata assimétricos genéricos com controle de corrente em malha fechada.

Contudo, como conversores multiníveis em cascata assimétricos possuem um número ainda maior de vetores de comutação, quando comparados com multiníveis em cascata simétricos com o mesmo número de células por fase, uma estratégia de modulação que otimizasse a utilização destes vetores possivelmente obteria melhores resultados do que os alcançados com a modulação com abordagem geométrica. Assim, no próximo Capítulo, é desenvolvida uma estratégia de modulação *Space Vector* para esta classe de conversores, visando a melhoria dos índices referentes ao conteúdo harmônico das tensões de linha de saída e explorando as redundâncias dos vetores de comutação.

4 MODULAÇÃO SPACE VECTOR PROPOSTA - CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA ASSIMÉTRICO

Como visto no Capítulo anterior, quando conversores assimétricos sofrem faltas em suas células de baixa tensão e alta frequência, não é mais garantida a operação dentro da região linear Ω durante todo o tempo. Pequenas regiões de sobre-modulação surgem devido à perda do ajuste fino proporcionado pelas células PWM. Esta é uma das motivações para o desenvolvimento de uma modulação *Space Vector* (SV) para os conversores multiníveis assimétricos. Além disso, ainda há pouco material disponível na literatura sobre essa classe de conversores, principalmente no que diz respeito ao tratamento dos vetores redundantes e à operação durante faltas. Neste Capítulo, é abordada apenas a operação destes conversores sem falta, visando estabelecer uma metodologia que possa também ser estendida para operação com faltas, sendo esta uma proposta de trabalhos futuros nesta área.

4.1 Desenvolvimentos Teóricos

A estratégia SV proposta neste trabalho toma como base desenvolvimentos já apresentados na literatura. Para facilitar a compreensão do novo método desenvolvido aqui, considere-se, sem perda de generalidade, um conversor assimétrico com duas células por fase, uma de 1pu e uma de 2pu, como no caso da modulação com abordagem geométrica descrita anteriormente. A fim de se tratar as redundâncias dos vetores de comutação, estes são representados em um sistema de coordenadas $\alpha\beta\theta$ modificado, semelhante ao sistema de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). Os vetores são representados

com respeito às bases $[2/3 \ 0 \ 0]^T$, $[1/3 \ \sqrt{3}/3 \ 0]^T$ e $[0 \ 0 \ \sqrt{2}/3]^T$. Como resultado, os dois primeiros elementos do vetor são as tensões de linha de saída do conversor, e o terceiro, associado às redundâncias, é proporcional à tensão de modo comum v_o . Além disso, essa mudança de coordenadas permite que os elementos dos vetores sejam compostos apenas por números inteiros.

Como no caso da modulação com abordagem geométrica, a relação entre as tensões de linha de saída do conversor, v_{ab} e v_{bc} (v_{ca} é linearmente dependente das demais), a tensão de modo comum v_o , e as tensões de fase, v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} , pode ser representada como:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Ainda, as tensões de fase podem ser expressas em $\alpha\beta o$ como:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Assim, substituindo-se a Equação (4.2) em (4.1), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 3\sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

ou

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/3 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

As colunas da matriz acima são as bases $\mathbf{b}_1 = [2/3 \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{b}_2 = [1/3 \ \sqrt{3}/3 \ 0]^T$ e $\mathbf{b}_3 = [0 \ 0 \ \sqrt{2}/3]^T$ do novo sistema de coordenadas, denominado coordenadas de tensões de linha. Os vetores \mathbf{b}_1 e \mathbf{b}_2 não são ortogonais, mas possuem um ângulo de 60° , como ilustrado na Figura 4.1. O mesmo ocorre com o sistema de coordenadas de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

O vetor $[v_{ab} \ v_{bc} \ v_o]^T$, derivado como uma representação de $[v_\alpha \ v_\beta \ v_o]^T$ com respeito às bases $\{\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \mathbf{b}_3\}$, também pode ser considerado como um vetor no espaço $(\mathfrak{R}^3, \mathfrak{R})$ com respeito às bases ortogonais canônicas. Neste caso, a projeção dos vetores de comutação no plano $v_{ab} \times v_{bc}$ é mostrada na Figura 4.2. Cada vetor das células de alta tensão e baixa frequência (representados pelos círculos maiores) é cercado por um sub-hexágono

composto pelos vetores referentes às células de baixa tensão e alta frequência. Na Figura 4.2, pode-se ver que existem intersecções entre sub-hexágonos adjacentes.

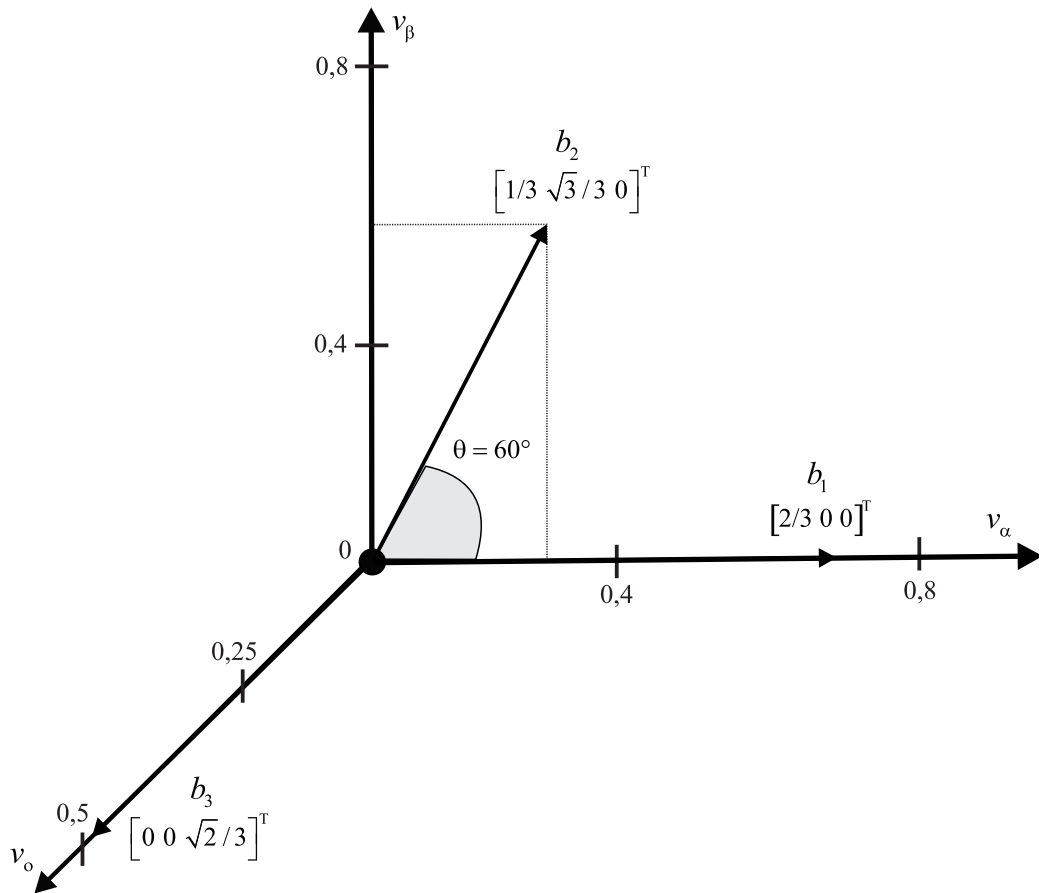


Figura 4.1: Nova base para representação das tensões de linha de saída do conversor em coordenadas $\alpha\beta$.

Na modulação SV apresentada aqui, da mesma maneira que na modulação geométrica, as células de alta tensão operam em baixa frequência. Entretanto, na modulação SV, propõe-se que o estado de condução destas células seja definido através da escolha do vetor mais próximo da referência total, o que também caracteriza comutação em baixa frequência. A referência para as células de baixa tensão é obtida pela subtração das tensões sintetizadas pelas células de alta tensão da referência total. Estas células são então moduladas utilizando o algoritmo descrito em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

4.1.1 Modulação das células de alta tensão e baixa frequência

Em uma implementação digital, a cada interrupção do contador do DSP, a referência de tensão a ser sintetizada é normalizada em relação às tensões de fase. São escolhidos os quatro vetores mais próximos da referência, a partir das equações (1.5)-(1.8). Cada

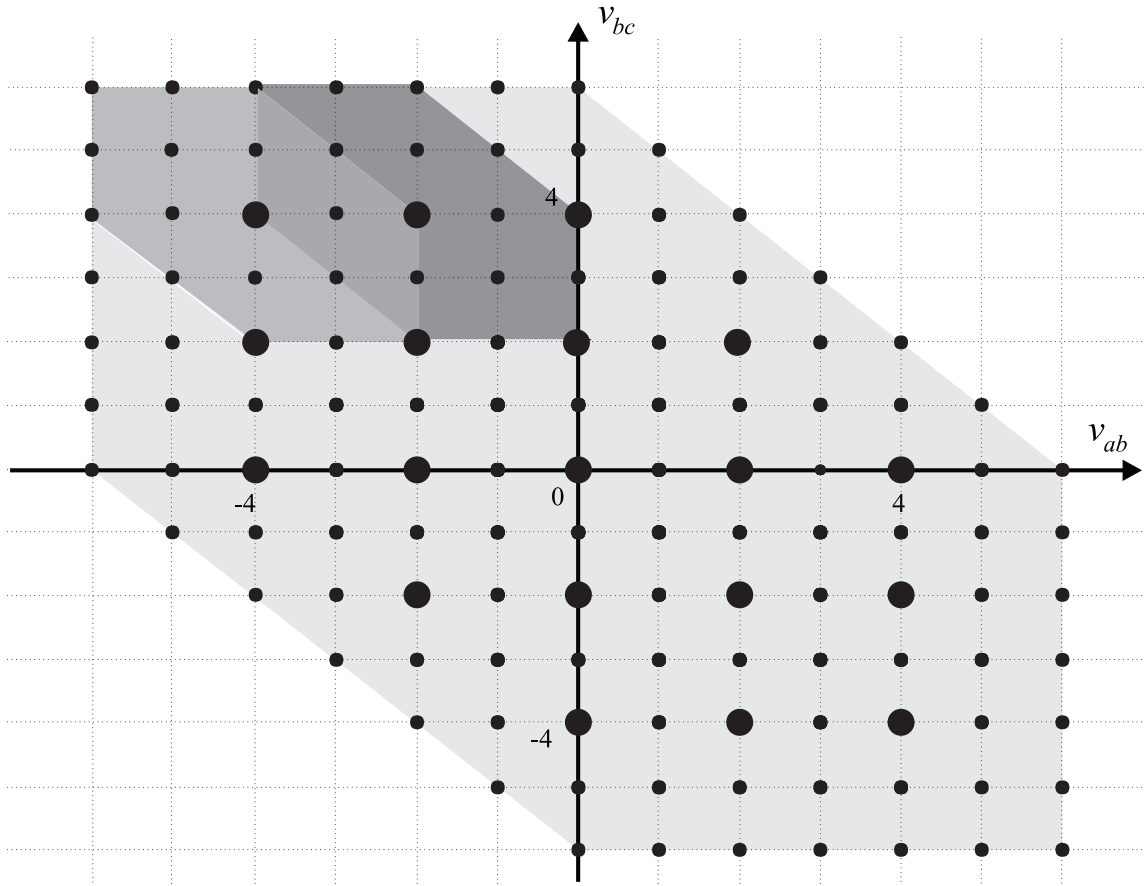


Figura 4.2: Diagrama SV para um conversor assimétrico com uma célula de 1pu e uma de 2pu por fase, em coordenadas de tensões de linha.

um dos vetores é subtraído da referência, sendo calculada a norma Euclidiana do vetor resultante no plano $v_{ab}v_{bc}$. O vetor de comutação \mathbf{v}_{alta}^* que resultar na menor norma é escolhido como o mais próximo. O superescrito * indica que as redundâncias ainda não são consideradas, ou seja, \mathbf{v}_{alta}^* pertence ao \mathbb{R}^2 . Como as bases deste sistema não são ortogonais, a norma Euclidiana deve ser calculada como:

$$\mathbf{d} = \mathbf{v}_{ref(v_{ab},v_{bc})} - \mathbf{v}_{(v_{ab},v_{bc})} \quad (4.5)$$

$$dist = \sqrt{\mathbf{d}^T \mathbf{M} \mathbf{d}} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 4 & 2 \\ 2 & 4 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

onde $dist$ é a norma Euclidiana e os elementos de \mathbf{M} são os produtos escalares entre as bases \mathbf{b}_1 e \mathbf{b}_2 .

No diagrama da Figura 4.2, alguns vetores possuem redundâncias quando transformados para coordenadas abc , se uma tensão de modo comum v_o não for considerada. Se o

vetor mais próximo escolhido $[v_{ab} \ v_{bc}]^T$ possuir redundâncias em abc , v_o é utilizada para escolher o vetor mais próximo entre as redundâncias.

Para o conversor assimétrico considerado neste exemplo, o número máximo de redundâncias é três, correspondente às três possíveis implementações do vetor nulo, ou seja: $[-2 \ -2 \ -2]^T$, $[0 \ 0 \ 0]^T$ e $[2 \ 2 \ 2]^T$ em coordenadas abc . Assim, cada vetor \mathbf{v}_{alta}^* pode ser expresso como:

$$\mathbf{v}_{alta_1} = \begin{bmatrix} 2 \\ 2 - 2\mathbf{v}_{alta}^*(1, 1) \\ 2 - 2\mathbf{v}_{alta}^*(1, 1) - 2\mathbf{v}_{alta}^*(2, 1) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\mathbf{v}_{alta_2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 - 2\mathbf{v}_{alta}^*(1, 1) \\ 0 - 2\mathbf{v}_{alta}^*(1, 1) - 2\mathbf{v}_{alta}^*(2, 1) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\mathbf{v}_{alta_3} = \begin{bmatrix} -2 \\ -2 - 2\mathbf{v}_{alta}^*(1, 1) \\ -2 - 2\mathbf{v}_{alta}^*(1, 1) - 2\mathbf{v}_{alta}^*(2, 1) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Se os vetores calculados acima possuírem elementos com valores absolutos maiores que dois, estes não podem ser implementados pelo conversor e são descartados. O vetor redundante \mathbf{v}_{alta} é escolhido de forma a garantir o menor número de comutações em relação ao vetor implementado na interrupção anterior. Porém, outros critérios para escolha do vetor redundante também podem ser utilizados. O novo vetor \mathbf{d} agora é a diferença entre o vetor anterior \mathbf{v}_{alta} sintetizado pelo conversor e os vetores atuais redundantes. A nova matriz \mathbf{M} é:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 4 & 2 & 0 \\ 2 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

Para ilustrar a modulação das células de alta tensão e baixa frequência, a Figura 4.3 mostra as tensões de fase $v_{ag(alta)}$, $v_{bg(alta)}$ e $v_{cg(alta)}$ sintetizadas, para um índice de modulação $m = 1$.

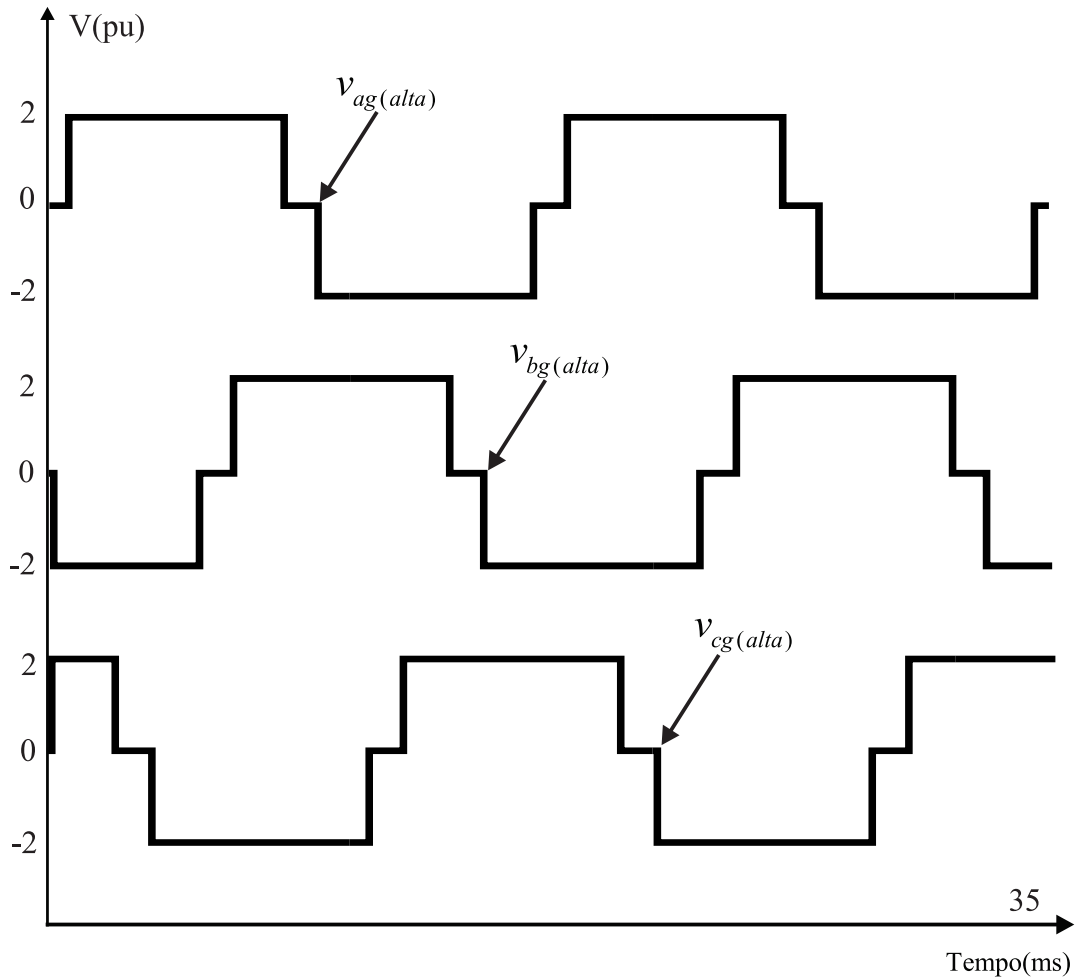


Figura 4.3: Tensões $v_{ag}(alta)$, $v_{bg}(alta)$ e $v_{cg}(alta)$ sintetizadas pelas células de alta tensão e baixa frequência, $m=1$

4.1.2 Modulação das células de baixa tensão e alta frequência

Como mostrado na Figura 4.2, cada vetor das células de alta tensão é cercado por um sub-hexágono, análogo a um conversor de três níveis centrado em seu respectivo vetor de alta tensão. A referência \mathbf{v}_{ref}^* para as células de baixa tensão e alta frequência é obtida pela subtração do vetor \mathbf{v}_{alta} (composto pelas tensões $v_{ag}(alta)$, $v_{bg}(alta)$ e $v_{cg}(alta)$) da referência \mathbf{v}_{ref} , como mostrado na Figura 4.4. Dessa forma, \mathbf{v}_{ref}^* permanece dentro de um dos sub-hexágonos da Figura 4.2. Porém, irrespectivamente da posição de \mathbf{v}_{ref} , e conseqüentemente de \mathbf{v}_{ref}^* , a modulação das células de baixa tensão e alta frequência pode sempre ser considerada como a modulação de um conversor de três níveis com tensões de fase que podem assumir os valores 1, 0 or -1.

Sem perda de generalidade, considere-se o sub-hexágono centrado em $[0 \ 0 \ 0]^T$. Este pode ser subdividido em 24 setores, como mostrado na Figura 4.5, cada um composto de três vetores de baixa tensão e suas respectivas redundâncias. Estas últimas, por sua vez, são organizadas *off-line* em seqüências de comutação específicas. Os setores,

suas respectivas sequências e as equações que definem os valores de comparação (função das razões cíclicas dos vetores, cujos cálculos são mostrados a seguir) com a portadora triangular para geração do padrão PWM são armazenados em uma tabela, de maneira similar a (RODRIGUEZ et al., 2003) e (RODRIGUEZ; CORREA; MORAN, 2000).

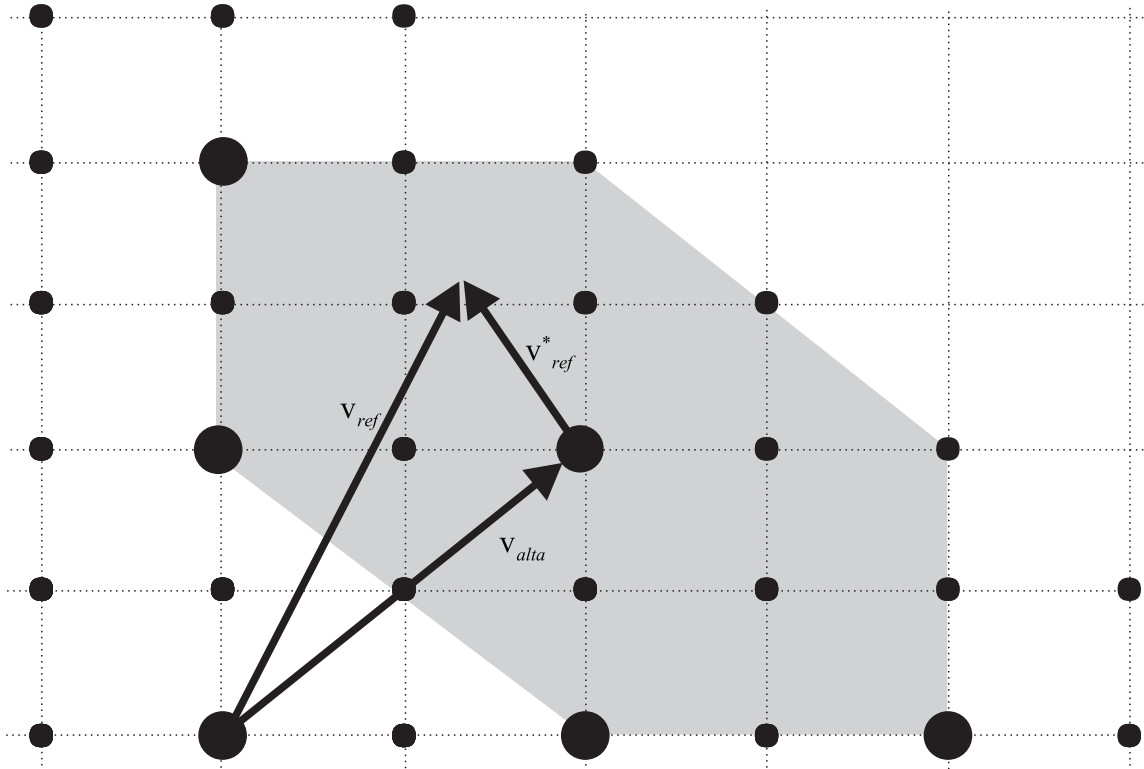


Figura 4.4: Aproximação do diagrama SV mostrando a referência, a tensão sintetizada pelas células de alta tensão e baixa frequência e a referência para as células de baixa tensão e alta frequência.

Neste trabalho, as sequências de comutação foram escolhidas de maneira a garantir o menor número de comutações dentro de um período de atualização da ação de controle T_s , bem como durante a transição da referência entre setores, adjacentes ou não. Este critério visa diminuir as perdas de comutação e melhorar a qualidade das tensões de linha de saída, diminuindo as amplitudes das componentes harmônicas de baixa ordem. É desejável que na mudança de um vetor de comutação para o próximo a ser implementado, apenas um interruptor mude de estado de condução. A dificuldade neste caso reside no fato de que as referências para as células de baixa tensão e alta frequência são descontínuas, com saltos entre setores não adjacentes. Assim, em alguns casos, não é possível se obter apenas uma mudança de estado de condução. Por outro lado, outras sequências de comutação podem ser obtidas, com impactos variados sobre as tensões de linha de saída. Por exemplo, as sequências podem ser definidas de maneira a balancear as tensões dos barramentos CC das células, ou para garantir uma distribuição igual de potência entre as células. Deve ser

salientado que um dos graus de liberdade na modulação SV está na escolha das sequências de comutação, sendo que a obtenção de uma sequência ótima ainda está em aberto na literatura.

A modulação das células de baixa tensão e alta frequência dá-se da seguinte forma: durante cada interrupção, as coordenadas v_{ab} e v_{bc} de \mathbf{v}_{ref}^* são truncadas como nas Equações (1.5)-(1.8) para obtenção dos quatro vetores mais próximos, como visto na Figura 4.5. O vetores \mathbf{v}_{ul} e \mathbf{v}_{lu} sempre são dois dos mais próximos. O terceiro é escolhido pela análise do sinal de $\mathbf{v}_{ref(1,1)} + \mathbf{v}_{ref(1,2)} - (\mathbf{v}_{ul(1,1)} + \mathbf{v}_{ul(1,2)})$. Se o sinal for positivo, \mathbf{v}_{uu} é escolhido, e as razões cíclicas são calculadas por (1.9)-(1.11); caso contrário, \mathbf{v}_{ll} é escolhido e as razões cíclicas são dadas por (1.12)-(1.14).

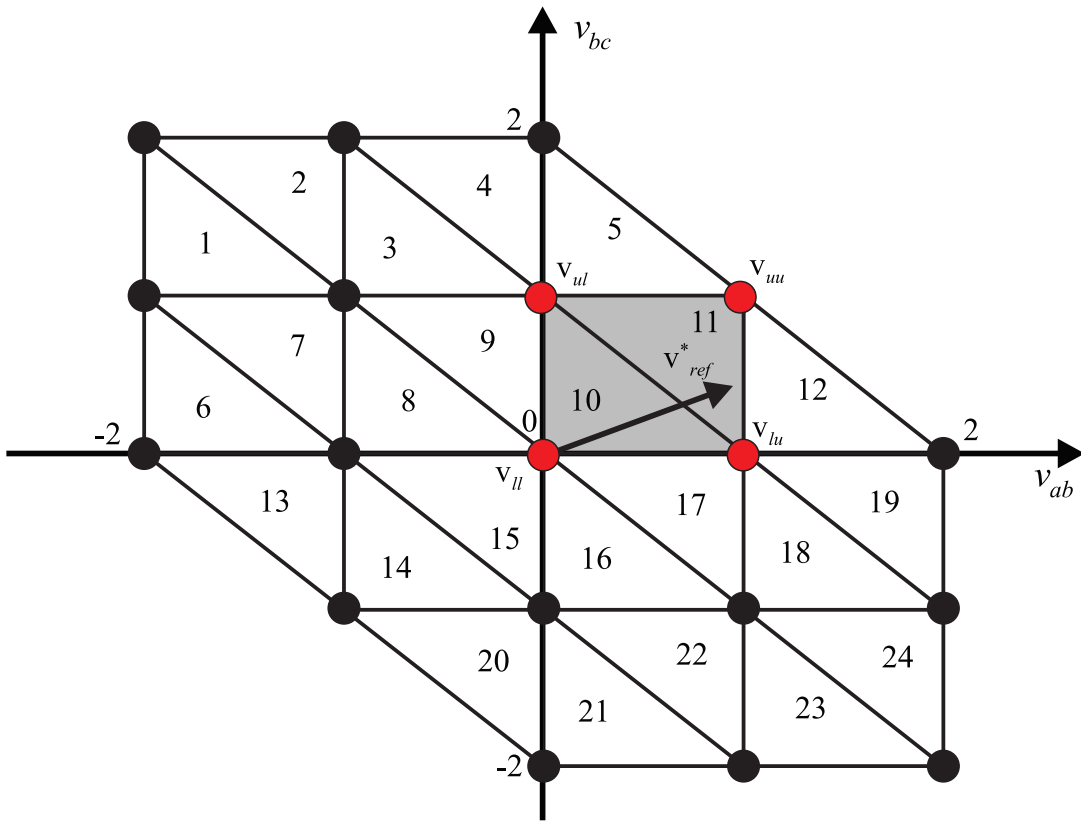


Figura 4.5: Sub-hexágono das células de baixa tensão e alta frequência, a referência \mathbf{v}_{ref}^* e os quatro vetores mais próximos.

As coordenadas v_{ab} e v_{bc} do vetor \mathbf{v}_{uu} , são usadas para se acessar endereços em uma tabela, referente ao quadrado onde \mathbf{v}_{ref}^* está localizada, como pode ser visto na Figura 4.5. Este quadrado, hachurado na Figura 4.5, é composto por dois setores, um inferior e outro superior, divididos pela sua diagonal. Os índices desta tabela são dados por:

$$n_a = \text{sign}(v_{ab})(\text{ceil}(|v_{ab}|)) \quad (4.12)$$

$$n_b = \text{sign}(v_{bc})(\text{ceil}(|v_{bc}|)) \quad (4.13)$$

onde n_a indica a coluna e n_b a linha da tabela. Os setores inferior e superior (relativos à diagonal do quadrado) são selecionados respectivamente se o terceiro vetor mais próximo for v_{ll} ou v_{uu} . As razões cíclicas calculadas pelas Equações (1.9)-(1.11) ou (1.12)-(1.14) são utilizadas para calcular os valores dos comparadores para o setor em questão, que, quando comparados com a portadora, resultam nas tensões $v_{ag(baixa)}$, $v_{bg(baixa)}$ and $v_{cg(baixa)}$, ilustradas na Figura 4.6. As sequências escolhidas para implementação neste trabalho podem ser vistas na Figura 4.7.

A fim de facilitar a definição das sequências, os vetores de comutação foram aqui renomeados, de maneira que $v_{ul} = v_1$, $v_{lu} = v_2$ e $v_{uu} = v_3$ ou $v_{ll} = v_3$, dependendo do setor onde se encontra a referência para as células de baixa tensão e alta frequência. O superescrito nos vetores da Figura 4.7 indica as redundâncias dos mesmos. Os interruptores s_{1k} e s_{3k} , onde $k = a, b, c$ representa cada fase do conversor, podem ser vistos na Figura 4.9. Os interruptores s_{2k} e s_{4k} são complementares a, respectivamente, s_{1k} e s_{3k} . Cabe lembrar que o conversor em questão é formado por três células de baixa tensão e alta frequência idênticas a da Figura 4.9, ou seja, uma para cada fase.

As sequências da Figura 4.7 foram definidas para metade do período de atualização da lei de controle, ou seja, metade do período T_s da portadora triangular do *timer* do DSP. Como as sequências de comutação definem os comparadores para geração dos padrões PWM dos interruptores, são os valores destes que são armazenados na tabela. Consequentemente, para a outra metade do período de atualização, são utilizadas as sequências de comutação espelhadas em relação às mostradas na Figura 4.7, que surgem naturalmente do comparador associado ao sentido de contagem do *timer*, ou seja, portadora crescente (sequência normal) ou decrescente (sequência espelhada). A fim de ilustrar a implementação das sequências, as Figuras 4.8 (a) e (b) mostram a portadora triangular, os comparadores e os padrões PWM respectivamente para uma interrupção no setor 1 com a portadora crescente e outra ainda no setor 1, com a portadora decrescente (mantém-se no mesmo setor), e uma interrupção no setor 1 com a portadora crescente e outra no setor 2, com a portadora decrescente (mudança de setor), para o interruptor S_{3a} . Pode-se ver que, dependendo do sentido da portadora, utiliza-se naturalmente a sequência normal ou a espelhada.

Para exemplificar o processo de seleção dos setores e, consequentemente, das sequências de comutação, considere-se um vetor de referência para as células de baixa tensão e alta frequência como sendo $\mathbf{v}_{ref}^* = [0,94 \quad 0,67]^T$. Os quatro vetores mais próximos são:

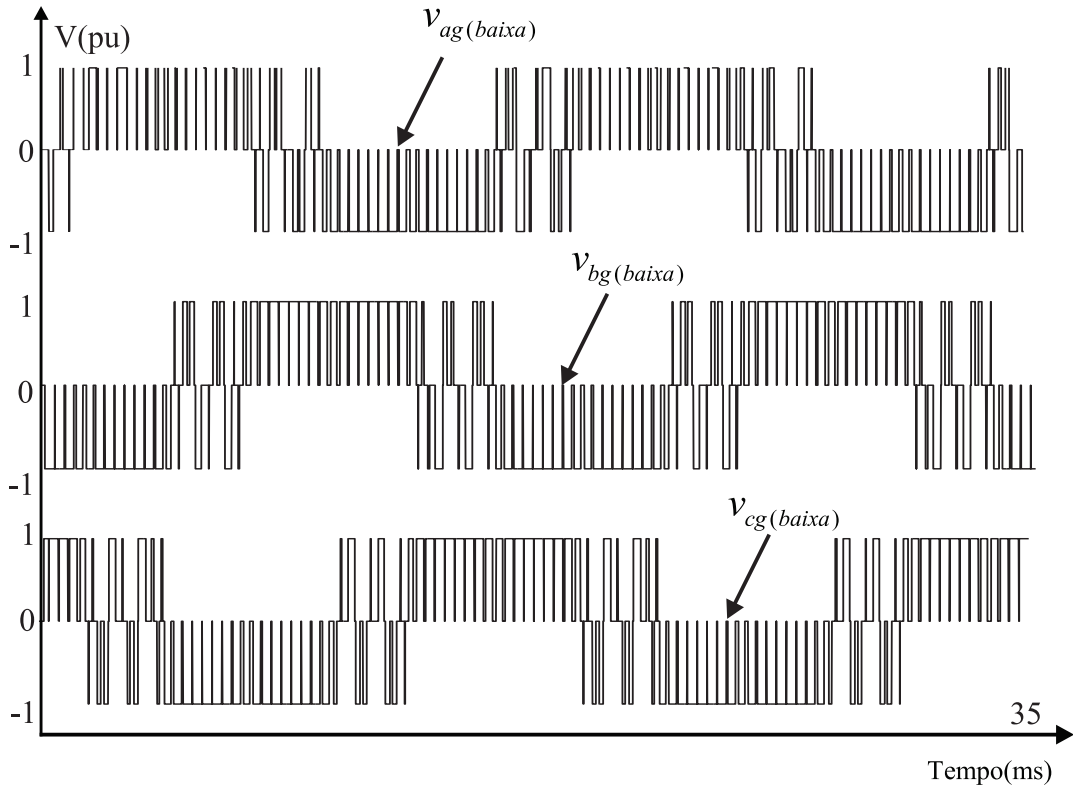


Figura 4.6: Tensões $v_{ag(baixa)}$, $v_{bg(baixa)}$ e $v_{cg(baixa)}$ sintetizadas pelas células de baixa tensão e alta frequência, $m = 1$

$$\mathbf{v}_{ul} = [1 \ 0]^T \quad (4.14)$$

$$\mathbf{v}_{lu} = [0 \ 1]^T \quad (4.15)$$

$$\mathbf{v}_{ll} = [0 \ 0]^T \quad (4.16)$$

$$\mathbf{v}_{uu} = [1 \ 1]^T \quad (4.17)$$

Substituindo-se os respectivos elementos dos vetores em $\mathbf{v}_{ref(1,1)} + \mathbf{v}_{ref(1,2)} - (\mathbf{v}_{ul(1,1)} + \mathbf{v}_{ul(1,2)})$, o sinal é positivo, e $v_1 = v_{ul}$, $v_2 = v_{lu}$ e $v_3 = v_{uu}$. De acordo com a Figura 4.5, a referência se encontra no setor 11. Para se implementar a sequência de comutação referente ao setor 11, é acessada a posição da tabela que contém os valores dos comparadores para cada um dos interruptores da Figura 4.9. Substituindo-se nas Equações (4.12) e (4.13), os índices n_a e n_b são, respectivamente, iguais a 1 e 1. Contudo, para uma implementação digital, em linguagem C, os índices da tabela não podem ser negativos, como acontece em certos setores. Desta forma, é adicionado um fator de deslocamento, de maneira que todos os valores de n_a e n_b sejam positivos. Portanto, os verdadeiros índices utilizados para se

1 $\mathbf{v}_1^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 1 1 1 S_{1b} 1 1 1 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 0 1 1	2 $\mathbf{v}_1^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 1 1 S_{1b} 1 1 1 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 1 1 1	3 $\mathbf{v}_3^1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 0 1 S_{1b} 1 1 0 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 1 1 1	4 $\mathbf{v}_1^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1^2$ S_{1a} 1 1 0 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 1 1 1 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 1 1 1	5 $\mathbf{v}_3^1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3^2$ S_{1a} 1 1 1 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 1 1 0 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 1 1 1
6 $\mathbf{v}_1^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 1 1 1 S_{1b} 1 1 1 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 1 1 0 0 S_{3c} 0 0 0 0	7 $\mathbf{v}_3^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_3^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 1 1 S_{1b} 1 1 1 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 1 0 0 0 S_{3c} 0 0 0 1	8 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 1 1 S_{1b} 1 0 0 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 0 0 1	9 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 0 1 S_{1b} 1 0 0 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 0 1 1	10 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 1 1 0 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 1 0 0 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 1 1 1
11 $\mathbf{v}_1^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1^2$ S_{1a} 1 1 0 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 0 0 1 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 1 1 1	12 $\mathbf{v}_3^1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3^2$ S_{1a} 1 1 1 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 0 1 1 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 1 1 1	13 $\mathbf{v}_3^1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 1 1 1 S_{1b} 1 1 0 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 1 1 1 0 S_{3c} 0 0 0 0	14 $\mathbf{v}_1^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 1 1 1 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 0 0 1 S_{1c} 1 1 0 0 S_{3c} 0 0 0 0	15 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 0 1 S_{1b} 1 0 0 0 S_{3b} 0 0 0 0 S_{1c} 1 1 0 0 S_{3c} 0 0 0 0
16 $\mathbf{v}_3^1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 0 1 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 0 1 1 S_{1c} 1 0 0 0 S_{3c} 0 0 0 0	17 $\mathbf{v}_1^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1^2$ S_{1a} 1 1 0 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 0 1 1 S_{1c} 1 0 0 0 S_{3c} 0 0 0 0	18 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 1 1 0 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 1 1 1 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 0 0 1	19 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 1 1 1 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 1 1 1 S_{1c} 0 0 0 0 S_{3c} 0 0 1 1	20 $\mathbf{v}_3^1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 1 1 1 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 0 1 1 S_{1c} 1 1 1 0 S_{3c} 0 0 0 0
21 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 1 1 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 1 1 1 S_{1c} 1 1 1 0 S_{3c} 0 0 0 0	22 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 0 0 0 0 S_{3a} 0 0 0 1 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 1 1 1 S_{1c} 1 1 0 0 S_{3c} 0 0 0 0	23 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 1 1 0 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 1 1 1 S_{1c} 1 1 1 0 S_{3c} 0 0 0 0	24 $\mathbf{v}_2^1 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2^2$ S_{1a} 1 1 1 0 S_{3a} 0 0 0 0 S_{1b} 0 0 0 0 S_{3b} 0 1 1 1 S_{1c} 1 1 0 0 S_{3c} 0 0 0 0	

Figura 4.7: Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células de baixa tensão e alta frequência.

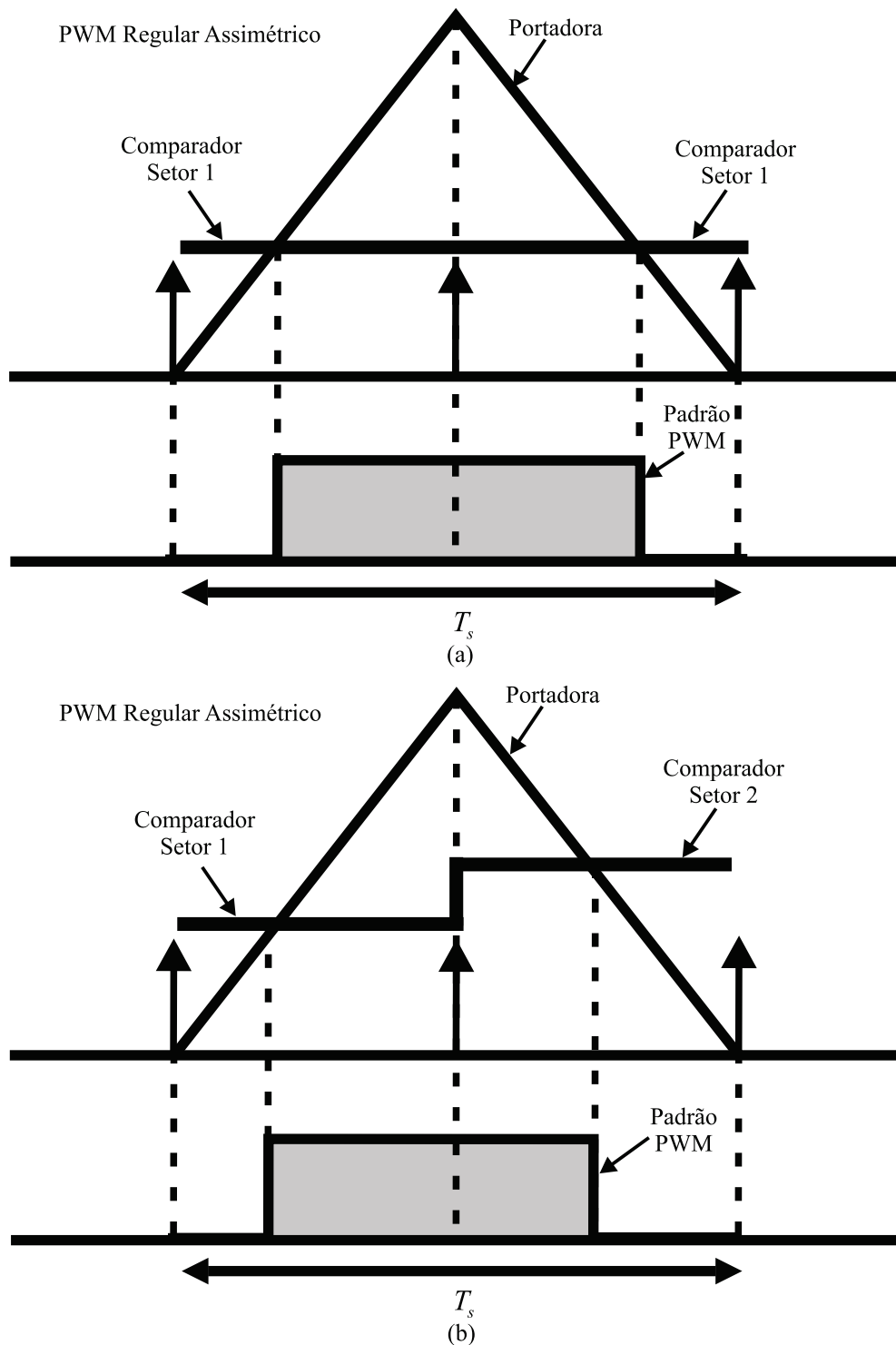


Figura 4.8: Portadora triangular, comparadores e padrões PWM para (a) interrupções no setor 1 e (b) interrupção com mudança do setor 1 para o 2.

acessar os comparadores na tabela são iguais a $n_a + 2$ e $n_b + 2$, ou seja, $n_a = 3$ e $n_b = 3$. Os comparadores são calculados como a soma das razões cíclicas de cada um dos vetores a ser sintetizados. Na implementação em DSP, o comparador ainda é multiplicado pelo

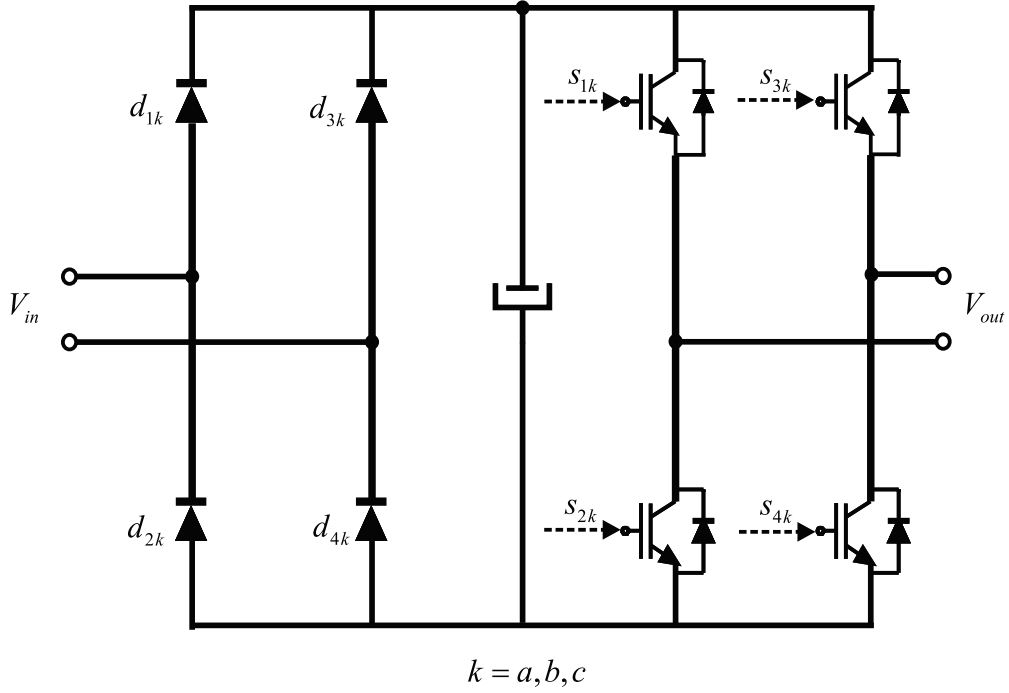


Figura 4.9: Célula de potência de baixa tensão e alta frequência.

fator de escala $TPER$, a amplitude da portadora utilizada na geração das interrupções.

Ainda, como pode ser visto na Figura 4.7, alguns interruptores operam com ativo alto, e outros, com ativo baixo. Nos primeiros, o sinal PWM é baixo quando o comparador é maior que a portadora, gerando uma borda de descida ou subida quando a portadora e o comparador possuem o mesmo valor. Já no segundo caso, o PWM é alto quando o comparador é maior que a portadora, indo para baixo quando a portadora e o comparador são iguais. Os comparadores para os interruptores s_{1a} , s_{1b} e s_{1c} foram definidos neste trabalho como ativo baixo, e para s_{3a} , s_{3b} e s_{3c} , como ativo alto, a fim de facilitar a implementação em DSP. Desta forma, pela Figura 4.7, os valores dos comparadores para cada um dos interruptores superiores da célula (lembrando que os inferiores são complementares), são dados por:

$$COMP_{s_{1a}} = (0,5d_1 + d_1)TPER \longrightarrow \text{ativo baixo} \quad (4.18)$$

$$COMP_{s_{3a}} = TPER \longrightarrow \text{ativo alto} \quad (4.19)$$

$$COMP_{s_{1b}} = 0 \longrightarrow \text{ativo baixo} \quad (4.20)$$

$$COMP_{s_{3b}} = (d_2 + 0,5d_1 + d_3)TPER \longrightarrow \text{ativo alto} \quad (4.21)$$

$$COMP_{s_{1c}} = 0 \longrightarrow \text{ativo baixo} \quad (4.22)$$

$$COMP_{s_{3c}} = (0,5d_1)TPER \longrightarrow \text{ativo alto.} \quad (4.23)$$

Os valores calculados pelas Equações (4.18)-(4.23) são comparados com a portadora triangular, com taxa de atualização igual a duas vezes o período desta, de forma a gerar os sinais PWM para os interruptores. A fim de comprovar a estratégia de modulação apresentada aqui, a próxima seção traz resultados de simulação e experimentais que validam os desenvolvimentos teóricos.

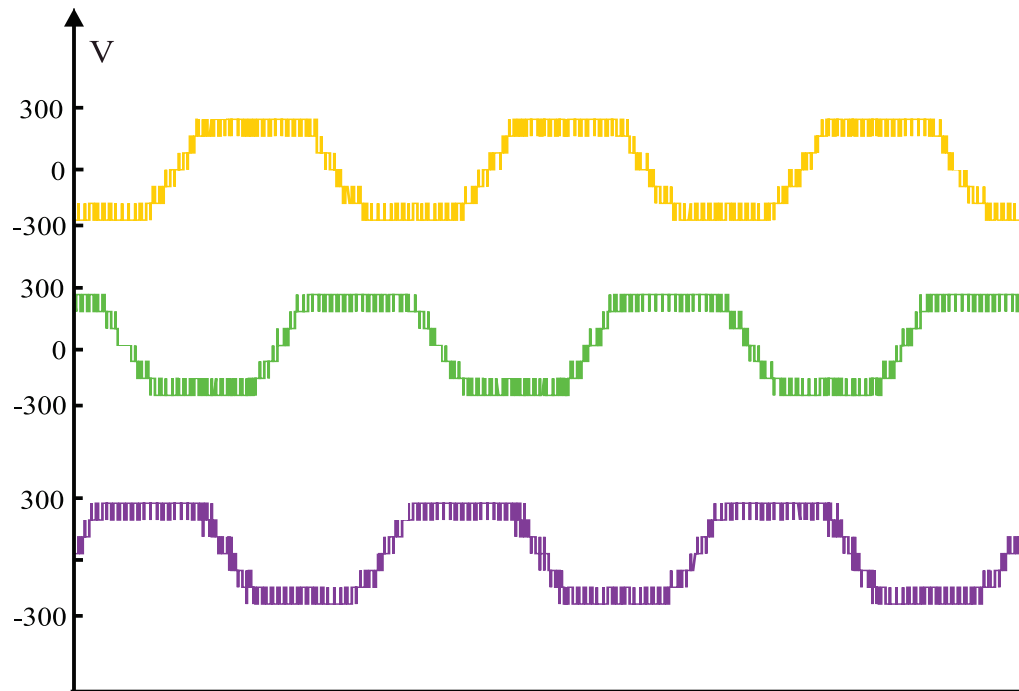
4.2 Resultados de Simulação e Experimentais

A modulação SV desenvolvida para o caso sem faltas, descrita na Seção anterior, foi implementada em simulações e na mesma bancada experimental utilizada para a modulação com abordagem geométrica. Os valores de barramento CC são os mesmos, ou seja, $V_{dc1} = 200V$ e $V_{dc2} = 100V$. A frequência de comutação das células PWM é igual a 6kHz. As Figuras 4.10 e 4.11 mostram, respectivamente, as tensões de fase e de linha para a modulação SV sem falta, com índice de modulação $m = 0,95$. Pode-se ver a boa concordância entre os resultados obtidos em simulação e em bancada.

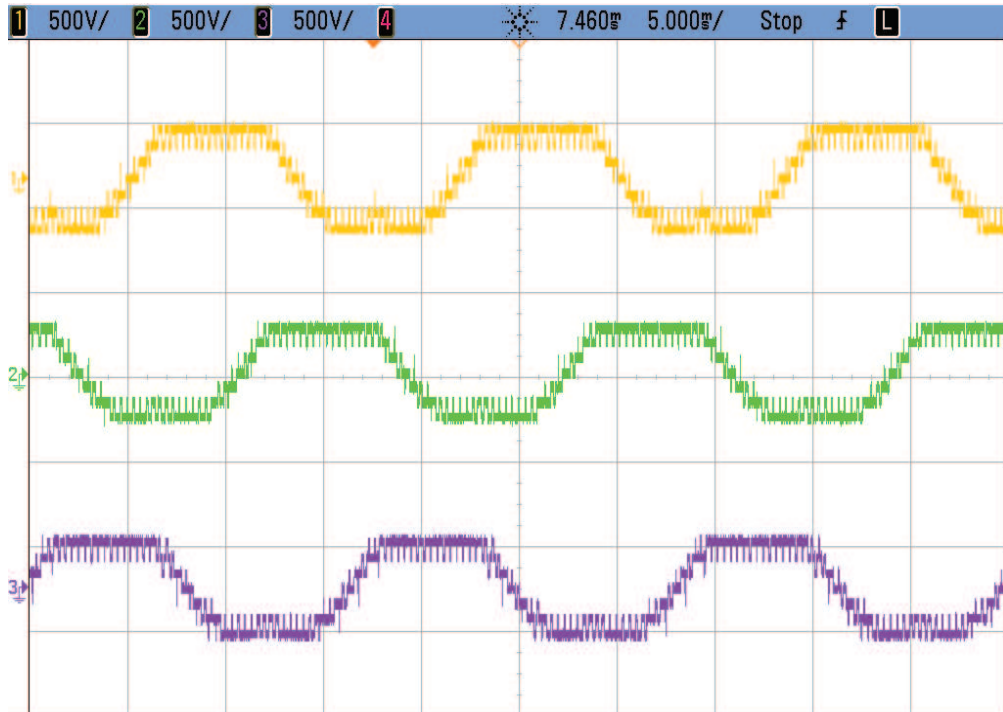
Resultados semelhantes foram obtidos para outros índices de modulação. As Figuras 4.12(a) e (b), e 4.13 (a) e (b) mostram as tensões de fase e linha para $m = 0,6$, respectivamente, e as Figuras 4.14(a) e (b), e, as mesmas tensões para $m = 0,3$. Novamente pode-se perceber a concordância entre os resultados experimentais e de simulação. As formas de onda não são simétricas em um período da fundamental devido à escolha das sequências de comutação.

A modulação SV proposta foi comparada com a modulação com abordagem geométrica apresentada no Capítulo 3, subdividida em dois casos: portadoras defasadas na horizontal (*Phase Shift* - PS) e na vertical (*Phase Disposition* - PD). Nesta comparação, as estratégias SV e PD propostas operam com portadora triangular de frequência $f_c = 3kHz$, enquanto a PS opera com $f_c = 1,5kHz$. As interrupções são realizadas no início e no meio do período. Para se comparar os espectros das diferentes estratégias de modulação, a frequência da PS deve ser igual à metade da frequência das modulações PD e SV, pois, neste caso (uma célula de baixa tensão por fase) as componentes harmônicas na PS são deslocadas para o dobro das frequências da PD e SV. O número médio de comutações das células de baixa tensão em um ciclo da fundamental (60Hz), variando-se o índice de modulação m , é igual a 60, 55 e 55, respectivamente para as estratégias de modulação SV, PD e PS. Pode-se ver que as três estratégias apresentam aproximadamente o mesmo número de comutações.

As Figuras 4.16(a) e (b) mostram, respectivamente, a Distorção Harmônica Total

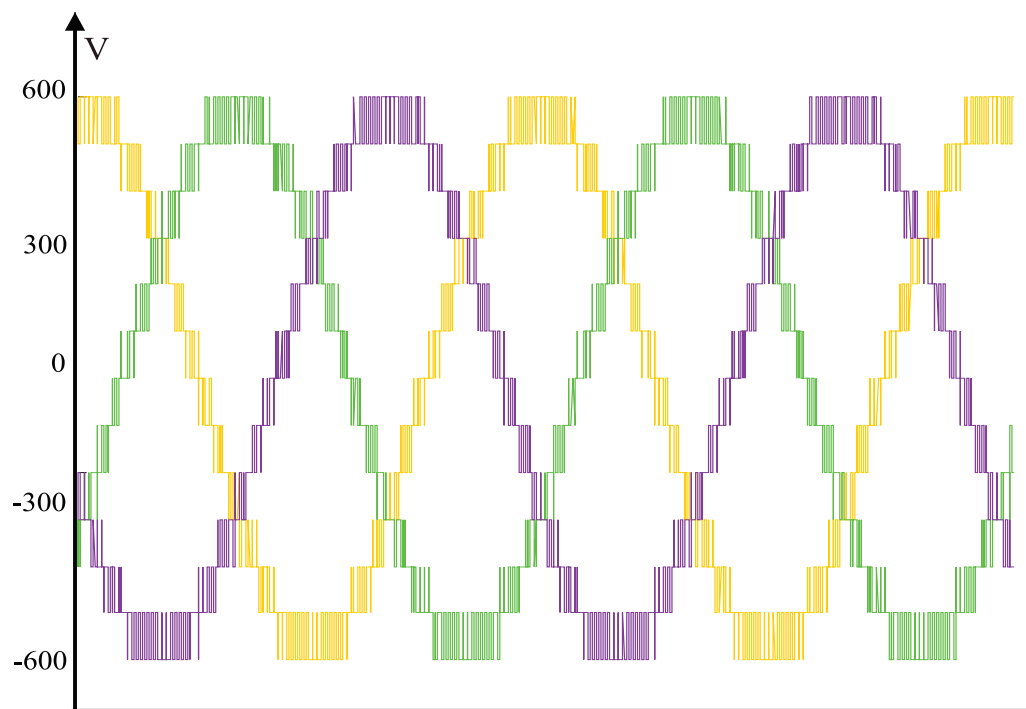


(a)



(b)

Figura 4.10: Tensões de fase para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,95$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.

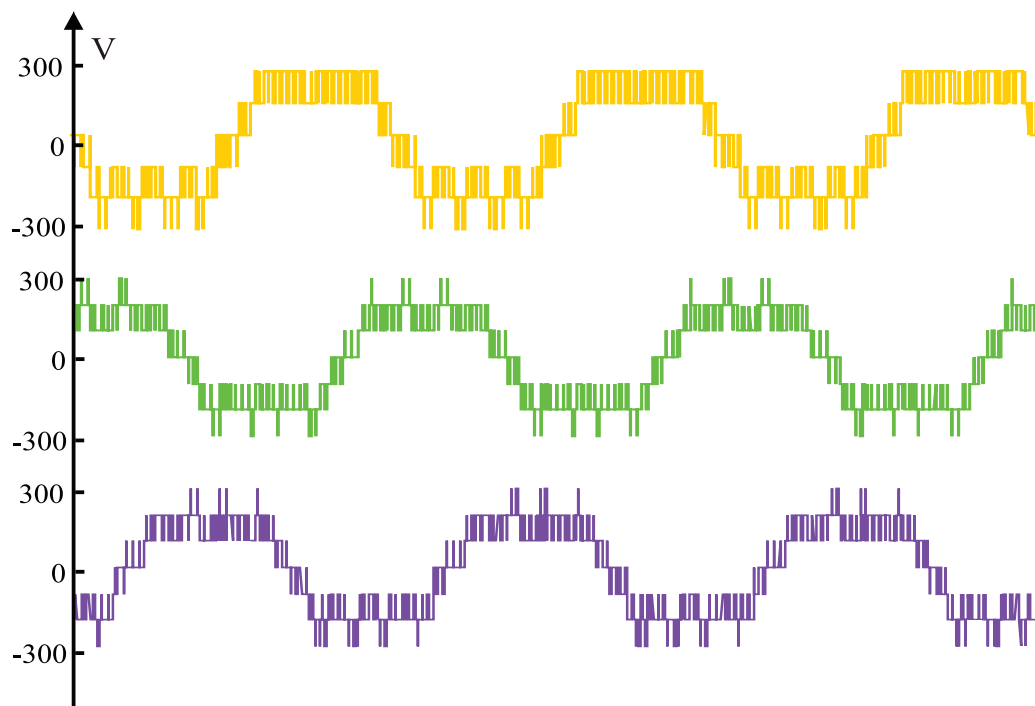


(a)

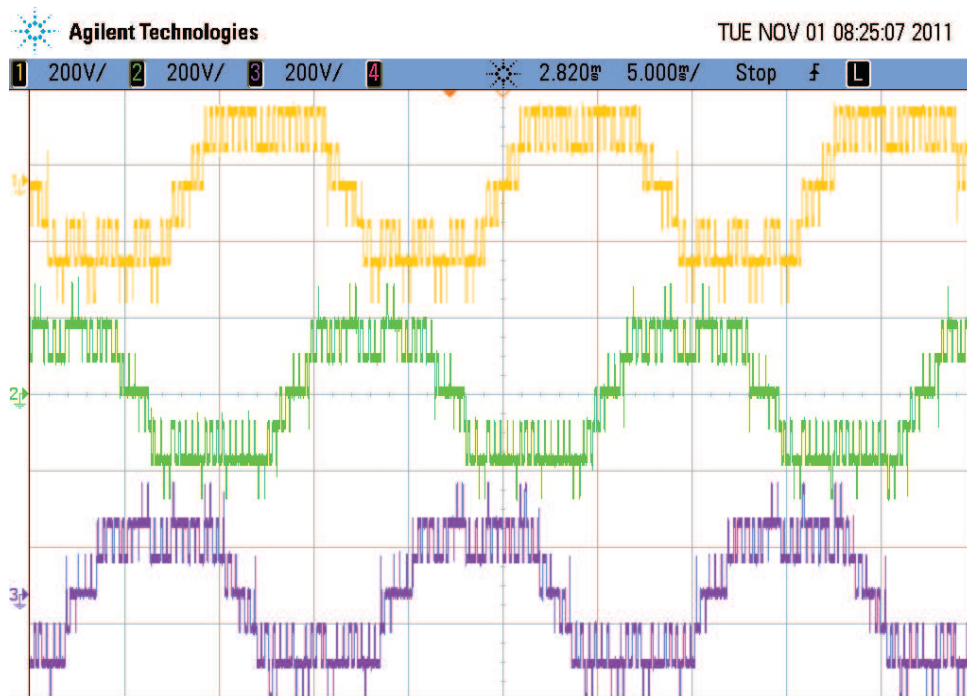


(b)

Figura 4.11: Tensões de linha para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,95$, sem faltas. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.

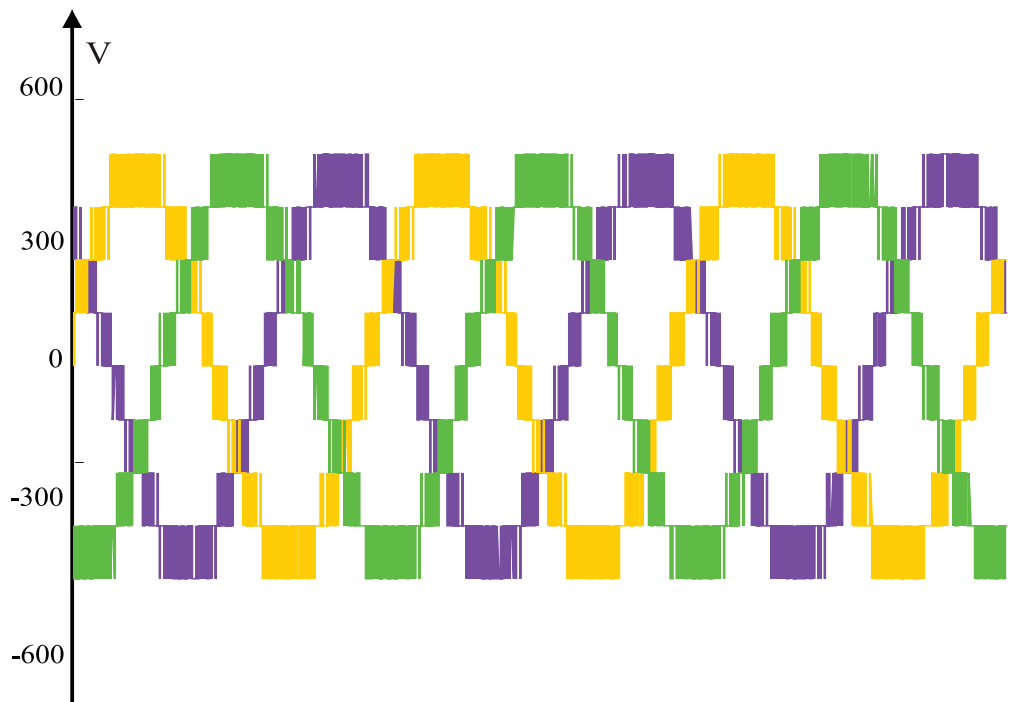


(a)

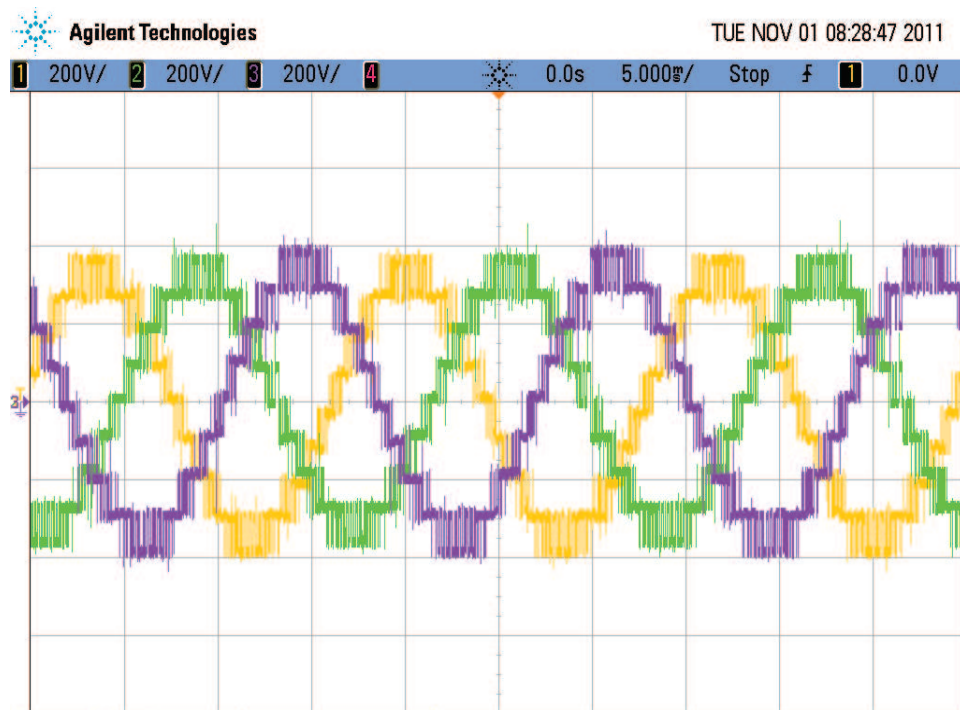


(b)

Figura 4.12: Tensões de fase para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,6$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.



(a)



(b)

Figura 4.13: Tensões de linha para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,6$, sem faltas. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.

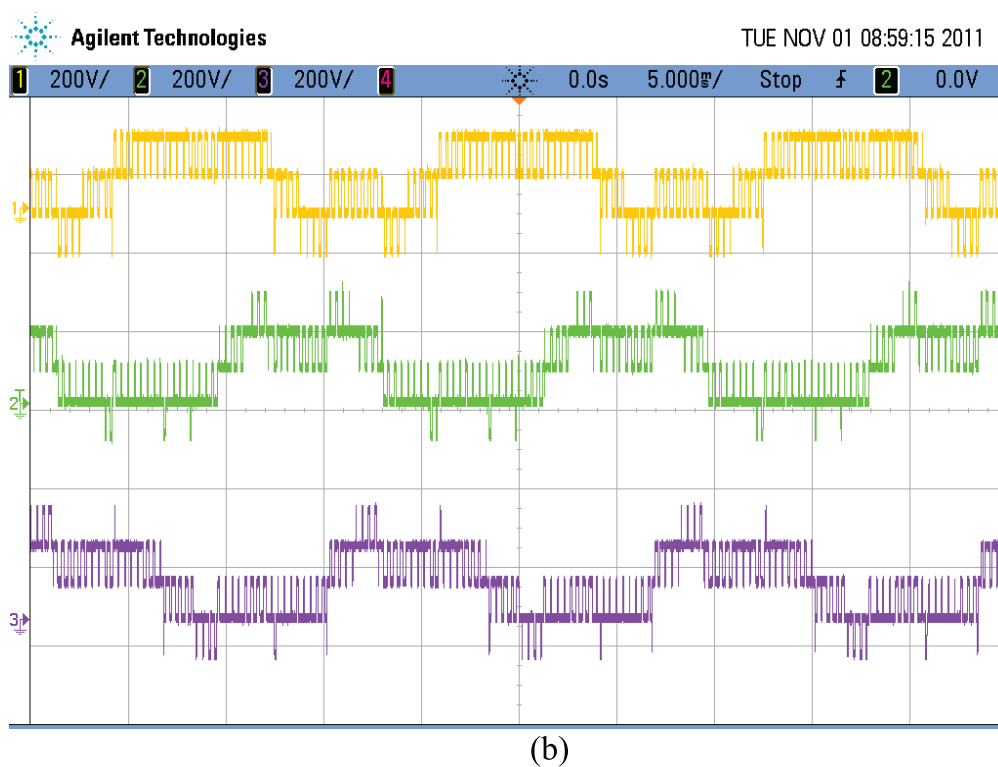
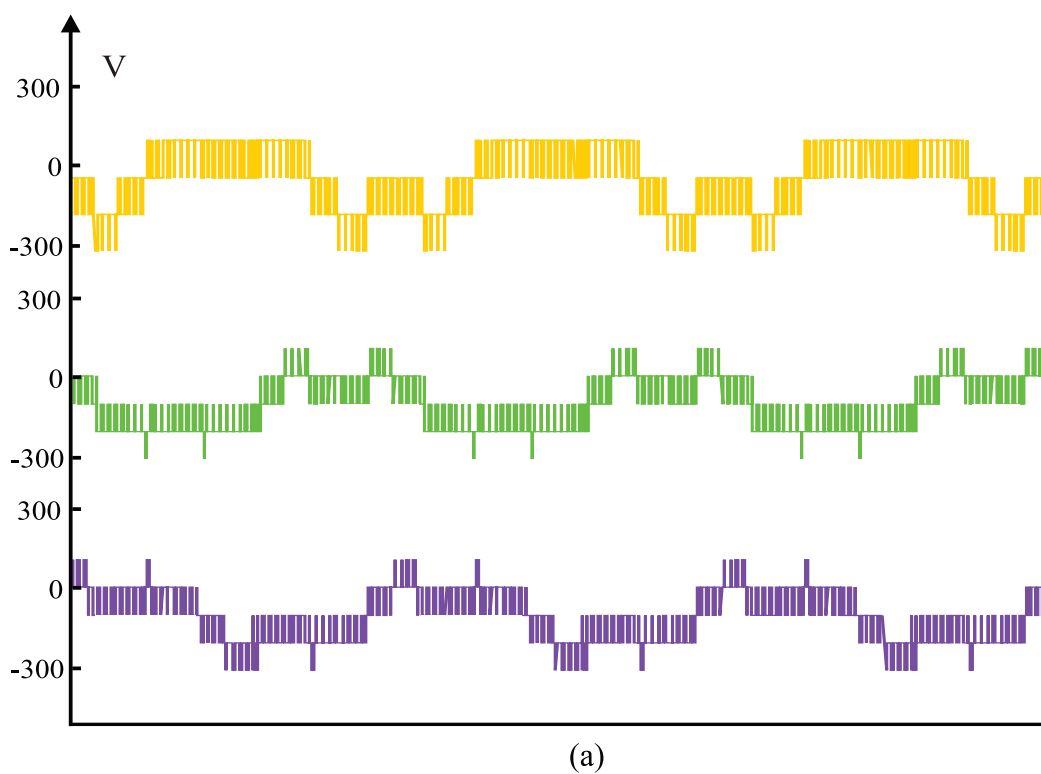
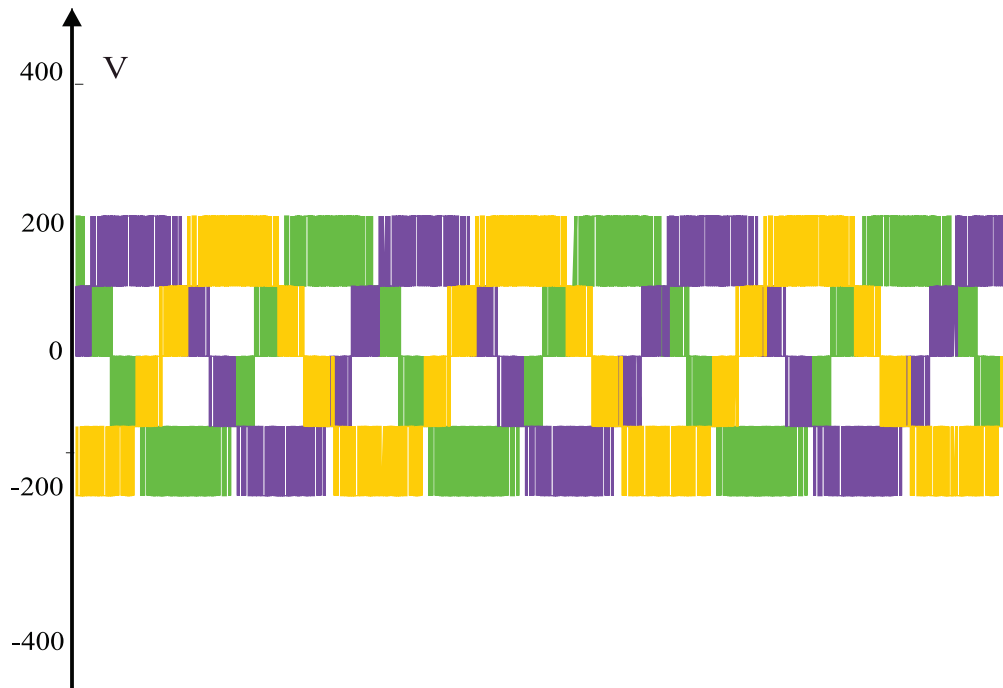
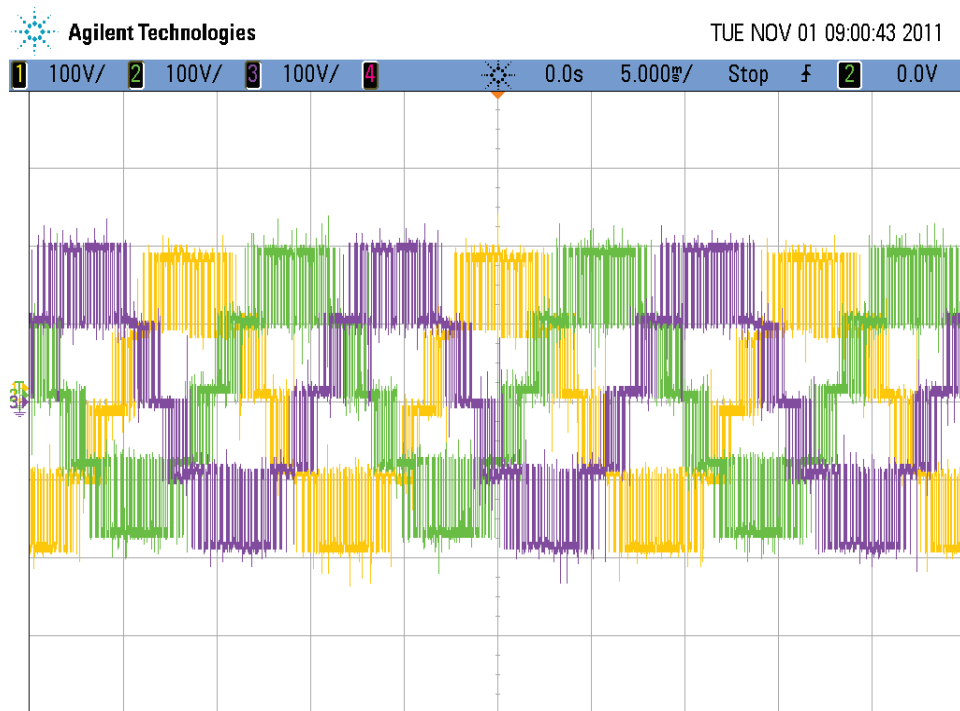


Figura 4.14: Tensões de fase para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,3$ (a)Simulação (b)Experimental - Vertical: 200V/div, Horizontal: 5ms/div.



(a)



(b)

Figura 4.15: Tensões de linha para a modulação Space Vector sem faltas, $m = 0,3$, sem faltas. (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 100V/div, Horizontal: 5ms/div.

(THD) e o Fator de Distorção (DF1) (ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990) para as tensões de linha de saída simuladas. Pode-se ver que a modulação SV proposta apresenta bom desempenho em relação aos índices de THD e DF1. Comparando-se a modulação SV com a PD, percebe-se que ambas apresentam valores muito semelhantes de THD, de acordo com os resultados apresentados em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003). Para a todos os valores de m , para as sequências de comutação escolhidas, a modulação SV também resulta em menores valores de DF1, significando que as harmônicas de baixa ordem são menores em amplitude do que nos métodos baseados em portadora.

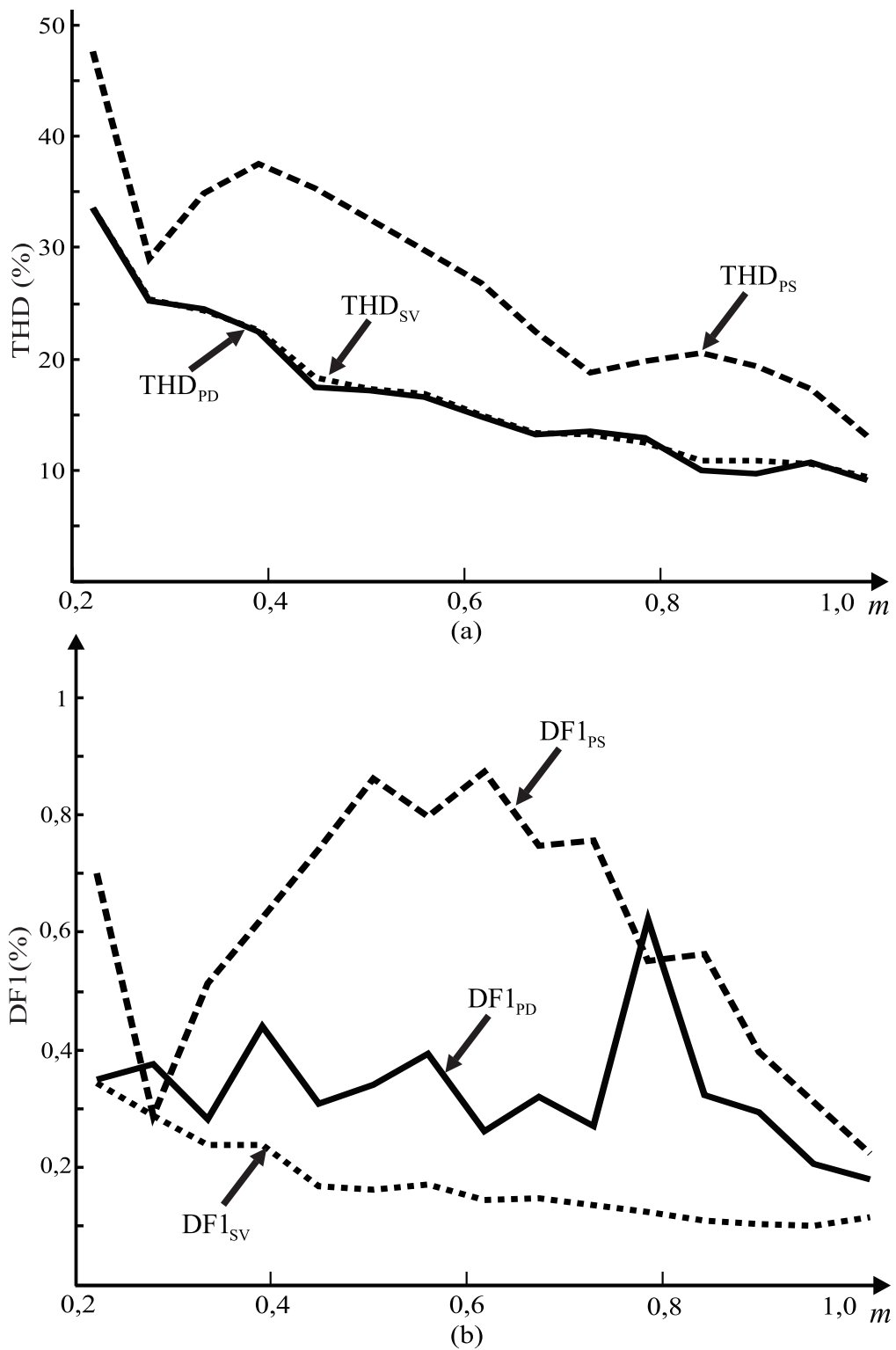


Figura 4.16: (a) THD para a modulação Space Vector (SV), *Phase Shift* (PS) e *Phase Disposition* (PD); (b) DF1 para a modulação Space Vector (SV), *Phase Shift* (PS) e *Phase Disposition* (PD).

4.2.1 Conclusões

A estratégia SV apresentada neste capítulo visa preencher lacunas existentes na literatura referentes à modulação SV de conversores multiníveis assimétricos, especialmente no que diz respeito à escolha e implementação das sequências de comutação e tratamento dos vetores redundantes. Em (LU; S.; CORZINE, 2010), por exemplo, estas questões não são discutidas.

Os resultados apresentados neste Capítulo mostram que o método proposto apresenta bom desempenho, principalmente no que diz respeito aos índices de THD e DF1. Considerando-se os resultados das Figuras 4.16 (a) e (b), a modulação SV é uma boa opção para ser implementada na prática, pois, aliada ao baixo número de comutações, também possui bom desempenho quanto à THD e ao DF1. Além disso, da mesma forma que (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), o algoritmo proposto é rápido, pois o truncamento da referência reduz o peso computacional. O método também pode ser facilmente estendido a conversores com maior número de células por fase, sem aumento significativo da complexidade.

Porém, as sequências de comutação para as células de baixa tensão e alta frequência devem ser cuidadosamente escolhidas *off-line* e carregadas na memória do DSP. Como os DSPs atuais possuem grande capacidade de armazenamento, a memória não é considerada uma restrição. O processo de escolha destas sequências pode tornar a etapa de desenvolvimento do algoritmo mais trabalhosa, quando comparada com a modulação com abordagem geométrica, porém a implementação não é tão mais complexa. Por fim, como propostas de trabalhos futuros, tem-se a análise do impacto de diferentes sequências de comutação nas tensões de linha de saída do conversor, bem como o desenvolvimento teórico e implementação prática da modulação SV para conversores assimétricos sob condições de falta.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este último Capítulo elabora as conclusões a respeito dos resultados obtidos ao longo do desenvolvimento desta Dissertação. São também apresentadas propostas para trabalhos futuros.

5.1 Conclusões

Através da revisão bibliográfica dos trabalhos existentes na literatura a respeito dos métodos baseados em portadora para a modulação de conversores multiníveis em cascata, pode-se perceber que estes pertencem a um conjunto de possíveis soluções para a obtenção das tensões modulantes para as fases do conversor. Estes métodos, porém, apresentam certas limitações intrínsecas, que podem prejudicar o desempenho do conversor durante condições de falta. Com o propósito de se evitar estas limitações, bem como estabelecer os fundamentos teóricos dos métodos apresentados, esta dissertação propôs uma nova estratégia generalizada de modulação com abordagem geométrica para conversores multiníveis em cascata simétricos e assimétricos. Nesta estratégia, os estados das células do conversor são considerados para a determinação das tensões modulantes para o conversor em questão.

Os resultados apresentados nos Capítulos 3 e 4 mostraram que, para uma dada condição de falta, a definição da região linear Ω e a adição de uma tensão de modo comum v_o pertencente à Ω às referências de fase, resulta em tensões modulantes que permitem ao conversor alimentar a carga com tensões de linha de saída equilibradas. A operação dentro de Ω garante que o conversor simétrico, bem como o assimétrico (à exceção de faltas nas células de baixa tensão) não irá sofrer sobre-modulação, compensando as distorções nas tensões causadas pela perda de uma ou mais células. O método proposto é simples e pode ser utilizado em conversores com controle de corrente em malha fechada, pois Ω e v_o podem ser facilmente recalculadas para qualquer condição de falta. Para a obtenção

dos resultados experimentais, os conversores multinível em cascata simétrico e assimétrico foram modulados, respectivamente, com *Phase-Shift* e modulação híbrida, onde as células de alta tensão comutam em baixa frequência, e as de baixa tensão, em alta frequência.

Quanto à modulação SV, esta foi desenvolvida apenas para conversores multiníveis em cascata assimétricos, pois, como visto, há escassez de material na literatura a respeito destes conversores. A partir dos desenvolvimentos apresentados primeiramente em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), foi proposta uma estratégia híbrida, exemplificada para um conversor com duas células por fase, uma de 1pu e uma de 2pu. As células de alta tensão comutam em baixa frequência pela escolha do vetor mais próximo da referência. A tensão sintetizada por estas é subtraída da referência, sendo então obtida a referência para as células de baixa tensão. Estas últimas comutam em alta frequência (PWM), pela escolha dos três vetores mais próximos. Para cada setor do diagrama SV é definida uma sequência de comutação específica. O algoritmo implementado realiza todos os cálculos em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ modificado, considerando para a escolha dos vetores todas as suas possíveis redundâncias em coordenadas abc . O método pode ser facilmente estendido para operação durante faltas, bem como para conversores com qualquer número de células por fase. Contudo, resultados foram obtidos apenas para operação em condições normais. A modulação para condições de falta é uma das propostas de trabalhos futuros.

Os resultados apresentados no Capítulo 5 mostraram o bom desempenho da modulação SV proposta, principalmente em relação aos índices de THD e DF1. Este é um algoritmo rápido, pois o truncamento da referência reduz o peso computacional. Porém, as sequências de comutação devem ser cuidadosamente escolhidas *off-line* e carregadas na memória do DSP. O processo de escolha destas sequências pode tornar o algoritmo mais complexo, quando comparado com a modulação geométrica.

5.2 Propostas para Trabalhos Futuros

Considerando-se a ampla utilização de conversores multiníveis em aplicações de média e alta tensão, como já citado as propõem-se como trabalhos futuros as seguintes atividades:

- Desenvolvimento teórico e validação experimental da modulação SV para conversores multiníveis em cascata assimétricos sob condições de falta; análise do impacto da escolha de diferentes sequências de comutação nas tensões de linha de saída; publicação dos resultados obtidos;
- Desenvolvimento de um modelo dinâmico discreto para conversores multiníveis em

casata, adequado para o projeto de controladores;

- Definição, concepção e implementação de um sistema de gerenciamento e controle de conversores multiníveis em casata;
- Implementação de um protótipo de conversor multinível em casata de média tensão;

REFERÊNCIAS

AHMADI, D.; WANG, J. Selective harmonic elimination for multilevel inverters with unbalanced dc inputs. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 773–778.

BRANDO, G.; DANNIER, A.; PIZZO, A. D. Failure adapted techniques to improve service dependability in systems using fault-tolerant converters. In: *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics e Drives, 2007. SDEMPED 2007. IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 64–69.

BRANDO, G. et al. Quick identification technique of fault conditions in cascaded h-bridge multilevel converters. In: *Electrical Machines e Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 491–497.

BROECK, H. van der; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 1, p. 142–150, janeiro/fevereiro 1988. ISSN 0093-9994.

CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 7, n. 3, p. 497–505, julho 1992. ISSN 0885-8993.

CASTRO, L. et al. A fast space-vector algorithm for multilevel converters without coordinates transformation. In: *Proc. of Energy Conversion Congress e Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2543 – 2547.

CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2001.

DAHIDAH, M.; AGELIDIS, V. Selective harmonic elimination pwm control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 4, p. 1620–1630, julho 2008. ISSN 0885-8993.

DAHIDAH, M.; AGELIDIS, V. Selective harmonic elimination multilevel converter control with variant dc sources. In: *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3351–3356.

ENJETI, P.; ZIOGAS, P.; LINDSAY, J. Programmed pwm techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 1990.

FRANQUELO, L.; LEON, J.; DOMINGUEZ, E. Recent advances in high-power industrial applications. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 5–10.

FUKUDA, S.; IWAJI, Y. A single-chip microprocessor-based pwm technique for sinusoidal inverters. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 921–926 vol.1.

- GUAN, E. et al. Selective harmonic elimination techniques for multilevel cascaded h-bridge inverters. In: *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 1441–1446.
- HAMMOND, P. Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 5, p. 948–954, outubro 2002. ISSN 0278-0046.
- P.W. Hammond e M. F. Aiello. *Multiphase Power Supply with Plural Series Connected Cells e Failed Cell Bypass*. 1999. Patente 5986909.
- HOLMES, D.; MCGRATH, B. Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based pwm for a two-level e multilevel cascaded inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 2, p. 574–582, março 2001. ISSN 0093-9994.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practices*. 1ª. [S.l.]: Wiley Inter-Sciences, 2003.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1194–1214, agosto 1994. ISSN 0018-9219.
- HOLTZ, J.; OIKONOMOU, N. Synchronous optimal pulsewidth modulation and stator flux trajectory control for medium-voltage drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 43, n. 2, p. 600–608, março/abril 2007. ISSN 0093-9994.
- KADIR, M. N. A.; MEKHILEF, S.; NAKAOKA, M. Voltage control of three-stage hybrid multilevel inverter using vector transformation. In: *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, agosto 2010. ISSN 0278-0046.
- LEE, Y.-H.; KIM, R.-Y.; 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, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 509–514 vol.1.
- LEON, J. et al. Multilevel multiphase feedforward space-vector modulation technique. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 6, p. 2066–2075, junho 2010. ISSN 0278-0046.
- LEZANA, P.; ORTIZ, G. Extended operation of cascade multicell converters under fault condition. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 7, p. 2697–2703, julho 2009. ISSN 0278-0046.
- LEZANA, P. et al. Survey on fault operation on multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 7, p. 2207–2218, julho 2010. ISSN 0278-0046.
- LI, L. et al. Multilevel selective harmonic elimination pwm technique in series-connected voltage inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 36, n. 1, p. 160–170, janeiro/fevereiro 2000. ISSN 0093-9994.

- LI, L. et al. Multilevel space vector pwm technique based on phase-shift harmonic suppression. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 535–541 vol.1.
- Thomas A. Lipo e Madhav D. Manjrekar. *Hybrid Topology for Multilevel Power Conversion*. 6005788.
- LÓPEZ, O. et al. Multilevel multiphase space vector pwm algorithm with switching state redundancy applied to three-phase four-leg converters. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 568–575. ISSN 1553-572X.
- LU, S.; S., M.; CORZINE, K. Asymmetrical cascade multilevel converters with noninteger or dynamically changing dc voltage ratios: Concepts e modulation techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2411–2418, julho 2010.
- MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, julho 2010. ISSN 0278-0046.
- MANJREKAR, M.; STEIMER P.K. E LIPO, T. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 36, n. 3, p. 834–841, 2000. ISSN 0093-9994.
- MARIETHOZ, S.; RUFER, A. Design e control of asymmetrical multi-level inverters. In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 840–845 vol.1.
- MCGRATH, B.; HOLMES, D. A comparison of multicarrier pwm strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 674–679 vol.2. ISSN 0275-9306.
- MCGRATH, B.; HOLMES, D. Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 4, p. 858–867, 2002. ISSN 0278-0046.
- MCGRATH, B.; HOLMES, D.; LIPO, T. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 6, p. 1293–1301, 2003. ISSN 0885-8993.
- MEKHILEF, S.; KADIR, M. A. Voltage control of three-stage hybrid multilevel inverter using vector transformation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 10, p. 2599–2606, outubro 2010. ISSN 0885-8993.
- MUTHURAMALINGAM, A.; BALAJI, M.; HIMAVATHI, S. Selective harmonic elimination modulation method for multilevel inverters. In: *Power Electronics, 2006. IICPE 2006. India International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 40–45.
- MWINYIWIWA, B.; WOLANSKI, Z.; OOI, B.-T. Microprocessor-implemented spwm for multiconverters with phase-shifted triangle carriers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 34, n. 3, p. 487–494, maio/junho 1998. ISSN 0093-9994.

- NAPOLES, J. et al. Selective harmonic mitigation technique for high-power converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 7, p. 2315–2323, julho 2010. ISSN 0278-0046.
- OGASAWARA, H. A. S.; NABAE, A. A novel pwm scheme of voltage source inverters based on space vector theory. In: *European Power Electronics Conference, 1989, Aachen*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 1197–1202.
- OH, J. seok; JIN, S.-H.; LEE, J.-H. Fast space vector modulation without ntv identification for multilevel inverters. In: *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2415–2420.
- PARK, Y.-M. et al. Unbalanced three-phase control using offset-voltage for h-bridge multilevel inverter with faulty power cells. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1790–1795. ISSN 0275-9306.
- PENG, D.; LEE, F.; BOROYEVICH, D. A novel svm algorithm for multilevel three-phase converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 509–513 vol.2.
- PENG, F.; QIAN, W.; CAO, D. Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 492–501.
- PINHEIRO, H. et al. Modulação *Space Vector* para inversores alimentados em tensão: uma aborgagem unificada. *Revista Controle e Automação*, v. 16, n. 1, p. 13–24, fevereiro-março 2005.
- PRATS, M. et al. A svm-3d generalized algorithm for multilevel converters. In: *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 24–29 vol.1.
- RECH, C. *Análise, Projeto e Desenvolvimento de Sistemas Multiníveis Híbridos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2005.
- RECH, C.; PINHEIRO, J. Hybrid multilevel converters: Unified analysis e design considerations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, abril 2007.
- RECH, C.; PINHEIRO, J. Hybrid multilevel converters: Unified analysis e design considerations. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, 2007. ISSN 0278-0046.
- RECH, C.; PINHEIRO, J. Impact of hybrid multilevel modulation strategies on input e output harmonic performances. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 3, p. 967–977, maio 2007. ISSN 0885-8993.
- RODRIGUEZ, J.; CORREA, P.; MORAN, L. A high performance vector control of a 11-level inverter. In: *Proc. of 3th Power Electronics e Motion Control Conference (IPEMC)*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 1116–1121.

- RODRIGUEZ, J. et al. Operation of a medium-voltage drive under faulty conditions. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 4, p. 1080–1085, agosto 2005. ISSN 0278-0046.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 4, p. 724–738, agosto 2002. ISSN 0278-0046.
- RODRIGUEZ, J. et al. A high-performance vector control of an 11-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 1, p. 80–85, fevereiro 2003.
- RODRIGUEZ, J. et al. IGBT inverter with vector modulation. In: *Industrial Electronics, 1994. Symposium Proceedings, ISIE '94., 1994 IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 131–136.
- RYAN, M.; LORENZ, R.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, dezembro 1999. ISSN 0278-0046.
- SHE, X.; HUANG, A. Q.; WANG, G. 3-d space modulation with voltage balancing capability for a cascaded seven-level converter in a solid-state transformer. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 12, p. 3778–3789, dezembro 2011. ISSN 0885-8993.
- SILVA, E. da; SANTOS, E. Cipriano dos; JACOBINA, C. Pulsewidth modulation strategies. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 5, n. 2, p. 37–45, junho 2011. ISSN 1932-4529.
- SIRISUKPRASERT, S.; LAI, J.-S.; LIU, T.-H. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 4, p. 875–881, agosto 2002. ISSN 0278-0046.
- SONG-MANGUELLE, J. et al. Re-generative asymmetrical multi-level converter for multi-megawatt variable speed drives. In: *Energy Conversion Congress e Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3683–3690.
- TOLBERT, L.; HABETLER, T. Novel multilevel inverter carrier-based pwm method. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 35, n. 5, p. 1098–1107, setembro/outubro 1999. ISSN 0093-9994.
- TOLBERT, L.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. Multilevel converters for large electric drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 35, n. 1, p. 36–44, janeiro/fevereiro 1999. ISSN 0093-9994.
- WEI, S. et al. A general space vector pwm control algorithm for multilevel inverters. In: *Applied Power Electronics Conference e Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 562–568 vol.1.
- WEI, S. et al. Comparison of control schemes for multilevel inverter with faulty cells. In: *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 1817–1822 Vol. 2.

YI, Z.; HONGGE, S.; BIN, X. Optimization of neutral shift in cell-fault treatment for cascaded h-bridge inverter. In: *Electrical Machines e Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1683 –1685.