

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

MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* PARA  
CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS  
ASSIMÉTRICAS EM CASCATA SOB  
CONDIÇÕES DE FALTAS

TESE DE DOUTORADO

Fernanda de Moraes Carnielutti

Santa Maria, RS, Brasil  
2015

**MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* PARA  
CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS  
ASSIMÉTRICAS EM CASCATA SOB  
CONDIÇÕES DE FALTAS**

**Fernanda de Moraes Carnielutti**

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

**Orientador: Prof. Humberto Pinheiro**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2015**

---

© 2015

Todos os direitos autorais reservados a Fernanda de Moraes Carnielutti. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;  
Endereço Eletrônico: fernanda.carnielutti@gmail.com.

---

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Tese de Doutorado

**MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* PARA  
CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS  
ASSIMÉTRICAS EM CASCATA SOB  
CONDIÇÕES DE FALTAS**

elaborado por  
**Fernanda de Moraes Carnielutti**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Doutor em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

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

**Cassiano Rech, Dr.** (UFSM)

**José Renes Pinheiro, Dr.** (UFSM)

**Felipe Grigoletto, Dr.** (UNIPAMPA)

**Marcelo Lobo Heldwein, Dr.** (UFSC)

**Jorge Rodrigo Massing, Dr.** (UFSM) (Suplente)  
**Robinson Figueiredo de Camargo, Dr.** (UFSM) (Suplente)

Santa Maria, 9 de Outubro de 2015

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos aqueles que, de maneira direta ou indireta, me ajudaram a realizar este trabalho. Em primeiro lugar, ao meu orientador, Prof. Humberto Pinheiro, pelo conhecimento que me foi passado em todos estes anos de trabalho e convivência, e por ter me proporcionado inúmeras oportunidades de crescimento profissional e pessoal; à minha mãe, Maria Beatriz Carnielutti, pelo apoio incondicional, amor e carinho todos os dias; ao meu namorado, Pedro Gomes, pelo amor e apoio; aos meus colegas de laboratório, pela troca de informações, de conhecimento e de amizade; aos demais professores do GEPOC, especialmente ao Prof. Hilton Gründling, pelo apoio, incentivo e conselhos; aos meus amigos, próximos ou distantes, que me ajudaram, cada um a sua maneira, a conseguir vencer os obstáculos que surgiram ao longo destes quase quatro anos de Doutorado; à música, por ser minha companheira de todos os dias e a minha fonte de inspiração e força. Obrigada a todos.

*“You’ll find the dreams you  
misaid,  
They won’t run away, all the  
dues have been paid.  
Yes, it’s time to depart, go with  
your heart,  
Follow the flame”*

**Rory Gallagher, 1948-1995**

# RESUMO

Tese de Doutorado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS ASSIMÉTRICAS EM CASCATA SOB CONDIÇÕES DE FALTAS

AUTOR: FERNANDA DE MORAIS CARNIELUTTI

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 9 de Outubro de 2015.

Esta Tese propõe uma estratégia de modulação *Space Vector* (SV) para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata durante operação normal e com faltas nas células de potência, garantindo a não ocorrência de saturação do conversor sempre que esta não for desejada, especialmente durante faltas. Os vetores de comutação e as referências de tensão são representados no sistema de coordenadas das tensões de linha de saída. Desta forma, os vetores de comutação apresentam apenas coordenadas inteiras, facilitando a implementação do algoritmo proposto. A modulação é desenvolvida de forma a garantir que as células de maior tensão comutem em baixa frequência, pela escolha de apenas um vetor por período de comutação, minimizando as perdas de comutação do conversor. Para as células de menor tensão (1pu), que comutam com PWM, foram desenvolvidos três algoritmos para definição das sequências de comutação: definição (i) *offline*, (ii) *online* e (iii) híbrida, onde as modulações geométrica com portadora e SV são mescladas em uma abordagem única e simplificada. O algoritmo SV é descrito de maneira genérica, para conversores com qualquer número de níveis, e, na sequência, são apresentados resultados de simulação e experimentais para, respectivamente, conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4pu e 1:2pu. Este algoritmo não faz uso de retas de separação convencionais para encontrar os domínios onde as múltiplas referências para as células de potência se encontram dentro do diagrama SV. Também evita ao máximo a saturação do conversor, e, quando esta é inevitável, detecta sua ocorrência e muda o modo de operação para sobremodulação. Esta é tratada por meio de modificações no algoritmo original, permitindo a operação do conversor com um maior número de índices de modulação e condições de falta. É mostrado que existem dois casos de sobremodulação durante faltas nas células de potência: no primeiro, ainda há uma área no interior do diagrama SV onde a sobremodulação é evitada, e, no segundo, o conversor sobremodula durante praticamente todo o tempo. São propostas estratégias de modulação para ambos os casos, incluindo a inserção de um filtro passa-faixa no segundo, para minimizar as distorções e os desequilíbrios que surgem nas tensões de linha de saída

do conversor, quando este se encontra neste modo de operação. Para a sobremodulação, também são apresentados resultados de simulação e experimentais para os conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4pu e 1:2pu. Por fim, as conclusões finais são apresentadas e são propostos trabalhos futuros.

**Palavras-chave:** Modulação *Space Vector*, Conversores Multiníveis com Células Assimétricas em Cascata, Operação sob Faltas, Sobremodulação, Sequências de Comutação

# ABSTRACT

Doctoral Thesis

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

## SPACE VECTOR MODULATION FOR CASCADED MULTILEVEL CONVERTERS WITH ASYMMETRIC CELLS UNDER FAULT CONDITIONS

AUTHOR: FERNANDA DE MORAIS CARNIELUTTI

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Place and Date: Santa Maria, October 9<sup>th</sup>, 2016.

This Thesis proposes a Space Vector Modulation for cascaded multilevel converters with asymmetric cells under normal conditions and with faults in the power cells, avoiding converter saturation as much as possible. The switching state vectors and the voltage references are represented in the output line-to-line voltages coordinate system. Under this representation, the switching state vectors have only integer entries, easing the implementation of the proposed algorithm. The modulation is developed in a way such as to guarantee that the higher voltage cells switch at low frequency by the choice of only one vector per switching period, minimizing the switching losses. For the lower voltage cells (1pu), that switch with PWM, three algorithms were developed for defining the switching sequences: (i) *offline*, (ii) *online* and (iii) hybrid, where a carrier-based geometrical modulation and the SV are mixed in a simple and unified approach. The algorithm is described in a generic way, for converters with any number of levels, and then, simulation and experimental results are shown for, respectively, cascaded multilevel converters with asymmetric cells with DC bus voltages ratio of 1:2:4pu and 1:2pu. The algorithm does not use conventional separation lines to find where the multiple references for the power cells are located inside the SV diagram. It also avoids converter saturation and, when it is unavoidable, detects its occurrence and changes the operation mode to overmodulation. This one is treated as a modification of the original algorithm, allowing the converter to operate with a wider range of modulation indexes and fault conditions. It is shown that two overmodulation modes can occur: in the first, there is still an area inside the SV diagram where overmodulation is avoided, and, in the second, the converter overmodulates during almost all the time. Modulation strategies are proposed for both cases, including the insertion of a bandpass filter in the second case, so as to minimize the distortions and unbalances that arise on the converter output line-to-line voltages during this operation mode. For the overmodulation, simulation and experimental results are also shown for cascaded multilevel converters with asymmetric cells with DC bus voltages ratio of 1:2:4pu

and 1:2pu. Finally, the final conclusions are drawn and future works are proposed.

**Keywords:** Space Vector Modulation, Cascaded Multilevel Converters with Asymmetric Cells, Fault Conditions, Overmodulation, Switching Sequences

## LISTA DE FIGURAS

|             |  |    |
|-------------|--|----|
| Figura 1.1  | – Conversor multinível em cascata regenerativo trifásico. ....   | 25 |
| Figura 1.2  | – Pulsos resultantes da implementação dos três tipos de padrão PWM: (a) natural; (b) regular simétrico; (c) regular assimétrico. ....  | 28 |
| Figura 1.3  | – Portadoras e tensões modulantes de uma das fases de um conversor multinível com células simétricas em cascata, com $N = 2$ para modulação (a) <i>Phase-Shift</i> e (b) <i>Phase Disposition</i> . ....                   | 30 |
| Figura 1.4  | – Tensões de fase e de linha de saída para o método do (a) deslocamento do neutro e (b) deslocamento do neutro estendido, para falta 0-2-3 em um conversor multinível com células simétricas em cascata com $N = 5$ . .... | 32 |
| Figura 1.5  | – Diagrama de blocos do método apresentado em (SONG-MANGUELLE et al., 2010) para um conversor multinível com células assimétricas em cascata regenerativo com $N = 5$ . ....   | 33 |
| Figura 1.6  | – Tensões modulantes e de saída para as células de alta tensão e baixa frequência (2pu), $m = 1$ . ....  | 36 |
| Figura 1.7  | – Tensões modulantes e de saída para as células de baixa tensão e alta frequência (1pu), $m = 1$ . ....  | 38 |
| Figura 1.8  | – Diagramas SV para um conversor de três níveis em coordenadas (a) $abc$ no $\mathbb{R}^3$ , e (b) hexagonais no $\mathbb{R}^2$ . ....   | 41 |
| Figura 1.9  | – Aproximação do diagrama SV de um conversor multinível em cascata simétrico com 11 níveis (RODRIGUEZ et al., 2003). ....  | 42 |
| Figura 1.10 | – Diagrama SV para um conversor multinível genérico com cinco níveis nas tensões de fase e estratégia de modulação proposta em (DENG et al., 2013). ....   | 44 |
| Figura 1.11 | – Diagramas SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com razões de tensão dos barramentos CC de (a) 1:2 e (b) 1:1,25. ....  | 46 |
| Figura 1.12 | – Diagrama SV para o conversor multinível com células assimétricas em cascata de (MEKHILEF; KADIR, 2010). ....   | 47 |
| Figura 1.13 | – Diagrama SV para um conversor de dois níveis, com os diferentes modos de operação. ....  | 50 |
| Figura 1.14 | – Modos de sobremodulação de acordo com (HOLTZ, 1994): referência com (a) amplitude modificada e (b) amplitude e ângulos modificados. ....   | 51 |
| Figura 2.1  | – Base para representação das tensões de linha de saída do conversor em coordenadas $\alpha\beta o$ . ....   | 56 |
| Figura 2.2  | – Tensões de referência de fase em coordenadas $abc$ . ....  | 56 |
| Figura 2.3  | – Tensões de referência em coordenadas das tensões de linha. ....  | 57 |
| Figura 2.4  | – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas das tensões de linha. ....  | 58 |
| Figura 2.5  | – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:3:9, em coordenadas de tensões de linha. ....   | 60 |
| Figura 2.6  | – Referência de tensão $\mathbf{v}_{ref}$ e vetores obtidos pelo truncamento. ....   | 62 |
| Figura 2.7  | – Vetores adjacentes aos quatro vetores mais próximos da referência, obtidos pelo truncamento. ....  | 63 |
| Figura 2.8  | – Domínio de um vetor $\mathbf{v}_2$ , composto pelos vetores $\mathbf{v}_1$ das células $C_1$ de 1pu, referência $\mathbf{v}_{ref1}$ e os quatro vetores $\mathbf{v}_1$ mais próximos, durante operação normal. ....      | 67 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 2.9 – Sequências de comutação para cada um dos setores das células $C_1$ de 1pu. ....   | 71 |
| Figura 2.10 – Padrões PWM com lógica de comparação (a) alta e (b) baixa. ....  | 72 |
| Figura 2.11 – Contador do DSP e sequências de comutação, sob condições normais de operação e $m = 1$ . ....  | 75 |
| Figura 2.12 – THD para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2. ....   | 76 |
| Figura 2.13 – DF1 para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2. ....   | 77 |
| Figura 2.14 – Tensões de fase em coordenadas $abc$ $v_{a\_4pu}$ , $v_{b\_4pu}$ e $v_{c\_4pu}$ sintetizadas pelas células de 4pu, $m = 1$ e operação normal. ....   | 78 |
| Figura 2.15 – Ampliação do diagrama SV mostrando $\mathbf{v}_{ref}$ , $\mathbf{v}_3$ e $\mathbf{v}_{ref2}$ , bem como os domínios associados ao $\mathbf{v}_3$ implementado. ....  | 79 |
| Figura 2.16 – Referências para as células $C_2$ de 2pu, em coordenadas das tensões de linha. ....  | 79 |
| Figura 2.17 – Diagrama SV para os vetores $\mathbf{v}_2$ associados a um vetor $\mathbf{v}_3$ , com os domínios referentes a cada $\mathbf{v}_2$ e a referência $\mathbf{v}_{ref2}$ amostrada. ....                                    | 80 |
| Figura 2.18 – Tensões de fase em coordenadas $abc$ $v_{a\_2pu}$ , $v_{b\_2pu}$ e $v_{c\_2pu}$ sintetizadas pelas células de 2pu, $m = 1$ , sem faltas. ....  | 80 |
| Figura 2.19 – Aproximação do diagrama SV mostrando $\mathbf{v}_{ref2}$ , $\mathbf{v}_3$ , $\mathbf{v}_2$ e $\mathbf{v}_{ref1}$ para as células $C_1$ , bem como os setores associados ao vetor $\mathbf{v}_2$ implementado. ....       | 82 |
| Figura 2.20 – Referências para as células $C_1$ de 1pu, em coordenadas das tensões de linha. ....  | 82 |
| Figura 2.21 – Diagrama SV para os vetores $\mathbf{v}_1$ associados a um vetor $\mathbf{v}_2$ , com os setores referentes a cada $\mathbf{v}_1$ e $\mathbf{v}_{ref1}$ amostrada. ....  | 83 |
| Figura 2.22 – Tensões de fase em coordenadas $abc$ $v_{a\_1pu}$ , $v_{b\_1pu}$ e $v_{c\_1pu}$ sintetizadas pelas células de 1pu, $m = 1$ e operação normal. ....   | 83 |
| Figura 2.23 – Tensões de fase, $m = 1$ e operação normal. ....   | 84 |
| Figura 2.24 – Tensões de linha de saída, $m = 1$ e operação normal. ....   | 84 |
| Figura 2.25 – Bancada experimental. ....   | 86 |
| Figura 2.26 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, sem faltas. ....                                       | 86 |
| Figura 2.27 – Tensões de fase sem faltas, $m = 0,65$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div. ....  | 87 |
| Figura 2.28 – Tensões de linha de saída sem faltas, $m = 0,65$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div. ....  | 88 |
| Figura 2.29 – Espectros das tensões de linha de saída sem faltas, $m = 0,65$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a) $v_{ab}$ , (b) $v_{bc}$ , (c) $v_{ca}$ . ....   | 89 |
| Figura 3.1 – Tensões modulantes e PWM da célula $C_1$ da fase $b$ com saturação, para uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ . ....  | 91 |
| Figura 3.2 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ . ....      | 94 |
| Figura 3.3 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:3:9, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ . .... | 95 |
| Figura 3.4 – Aproximação do diagrama SV da Figura 3.2 e referência amostrada   | 96 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 3.5 – Setores das células $C_1$ e a referência $\mathbf{v}_{ref1}$ , para uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ .   | 101 |
| Figura 3.6 – Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células $C_1$ , para uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ .   | 102 |
| Figura 3.7 – Setores das células $C_1$ e a referência $\mathbf{v}_{ref1}$ , para uma falta na célula $C_1$ da fase $b$ .   | 102 |
| Figura 3.8 – Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células $C_1$ , para uma falta na célula $C_1$ da fase $b$ .   | 103 |
| Figura 3.9 – Setores das células $C_1$ e a referência $\mathbf{v}_{ref1}$ , para uma falta na célula $C_1$ da fase $c$ .   | 103 |
| Figura 3.10 – Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células $C_1$ , para uma falta na célula $C_1$ da fase $c$ .  | 104 |
| Figura 3.11 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas célula $C_1$ das fases $a$ e $b$ .  | 104 |
| Figura 3.12 – Contador do DSP e sequências de comutação, com falta na célula $C_1$ da fase $c$ , $m = 0,65$ .  | 106 |
| Figura 3.13 – THD para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2, falta na célula $C_1$ da fase $a$ .                                | 108 |
| Figura 3.14 – DF1 para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2.  | 109 |
| Figura 3.15 – Domínio das células $C_2$ com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ , $m = 0,86$ .   | 111 |
| Figura 3.16 – Tensões de fase em coordenadas $abc v_{a\_1pu}$ , $v_{b\_1pu}$ e $v_{c\_1pu}$ sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ e $m = 0,86$ .  | 111 |
| Figura 3.17 – Tensões de fase em coordenadas $abc v_{a\_2pu}$ , $v_{b\_2pu}$ e $v_{c\_2pu}$ sintetizadas pelas células de $C_2$ de 2pu, com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ e $m = 0,86$ .                                     | 112 |
| Figura 3.18 – Tensões de fase em coordenadas $abc v_{a\_4pu}$ , $v_{b\_4pu}$ e $v_{c\_4pu}$ sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ e $m = 0,86$ .  | 112 |
| Figura 3.19 – Tensões de fase, com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ , $m = 0,86$ .  | 113 |
| Figura 3.20 – Tensões de linha de saída, com uma falta na célula $C_1$ da fase $a$ , $m = 0,86$ .  | 113 |
| Figura 3.21 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula $C_2$ de 2pu da fase $c$ . | 115 |
| Figura 3.22 – Domínio das células $C_2$ com uma falta na célula $C_2$ da fase $c$ , $m = 0,8$ .  | 116 |
| Figura 3.23 – Tensões sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com uma falta na célula $C_2$ da fase $c$ , $m = 0,8$ .   | 116 |
| Figura 3.24 – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com uma falta na célula $C_2$ da fase $c$ , $m = 0,8$ .   | 117 |
| Figura 3.25 – Tensões sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com uma falta na célula $C_2$ da fase $c$ , $m = 0,8$ .   | 117 |
| Figura 3.26 – Tensões de fase, com uma falta na célula $C_2$ da fase $c$ , $m = 0,8$ .   | 118 |
| Figura 3.27 – Tensões de linha de saída, com uma falta na célula $C_2$ da fase $c$ , $m = 0,8$ .   | 118 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 3.28 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula $C_3$ de 4pu da fase $b$ . . . . .                        | 120 |
| Figura 3.29 – Domínio das células $C_2$ de 2pu com uma falta na célula $C_3$ de 4pu da fase $b$ , $m = 0,65$ . . . . .  | 121 |
| Figura 3.30 – Tensões sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com uma falta na célula $C_3$ de 4pu da fase $b$ , $m = 0,65$ . . . . .  | 121 |
| Figura 3.31 – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com uma falta na célula de $C_3$ de 4pu da fase $b$ , $m = 0,65$ . . . . .   | 122 |
| Figura 3.32 – Tensões sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com uma falta na célula $C_3$ de 4pu da fase $b$ , $m = 0,65$ . . . . .  | 122 |
| Figura 3.33 – Tensões de fase, com uma falta na célula $C_3$ de 4pu da fase $b$ , $m = 0,65$ . . . . .  | 123 |
| Figura 3.34 – Tensões de linha de saída, com uma falta na célula $C_3$ de 4pu da fase $b$ , $m = 0,65$ . . . . .  | 123 |
| Figura 3.35 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas células $C_2$ de 2pu da fase $a$ e $C_1$ 1pu da fase $b$ . . . . . | 125 |
| Figura 3.36 – Domínio das células $C_2$ de 2pu com faltas na células $C_2$ de 2pu da fase $a$ e $C_1$ 1pu da fase $b$ , $m = 0,7$ . . . . .   | 126 |
| Figura 3.37 – Tensões sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com faltas nas células $C_2$ de 2pu da fase $a$ e $C_1$ 1pu da fase $b$ , $m = 0,7$ . . . . .  | 126 |
| Figura 3.38 – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com faltas nas células $C_2$ de 2pu da fase $a$ e $C_1$ 1pu da fase $b$ , $m = 0,7$ . . . . .  | 127 |
| Figura 3.39 – Tensões sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com faltas nas células $C_2$ de 2pu da fase $a$ e $C_1$ 1pu da fase $b$ , $m = 0,7$ . . . . .  | 127 |
| Figura 3.40 – Tensões de fase, com faltas nas células $C_2$ de 2pu da fase $a$ e $C_1$ 1pu da fase $b$ , $m = 0,7$ . . . . .  | 128 |
| Figura 3.41 – Tensões de linha de saída, com faltas nas células $C_2$ de 2pu da fase $a$ e $C_1$ 1pu da fase $b$ , $m = 0,7$ . . . . .  | 128 |
| Figura 3.42 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ . . . . .                 | 130 |
| Figura 3.43 – Domínio das células $C_2$ de 2pu com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ , $m = 0,6$ . . . . .  | 131 |
| Figura 3.44 – Tensões sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ , $m = 0,6$ . . . . .  | 131 |
| Figura 3.45 – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ , $m = 0,6$ . . . . .  | 132 |
| Figura 3.46 – Tensões sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ , $m = 0,6$ . . . . .  | 132 |
| Figura 3.47 – Tensões de fase, com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ , $m = 0,6$ . . . . .  | 133 |
| Figura 3.48 – Tensões de linha de saída, com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ , $m = 0,6$ . . . . .  | 133 |
| Figura 3.49 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas em todas as células da fase $a$ . . . . .                              | 135 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 3.50 – Domínio das células $C_2$ de 2pu com faltas em todas as células da fase $a$ , $m = 0,35$ . . . . .   | 136 |
| Figura 3.51 – Tensões sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com faltas em todas as células da fase $a$ , $m = 0,35$ . . . . .   | 136 |
| Figura 3.52 – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com faltas em todas as células da fase $a$ , $m = 0,35$ . . . . .   | 137 |
| Figura 3.53 – Tensões sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com faltas em todas as células da fase $a$ , $m = 0,35$ . . . . .   | 137 |
| Figura 3.54 – Tensões de fase, com faltas em todas as células da fase $a$ , $m = 0,35$ . . . . .   | 138 |
| Figura 3.55 – Tensões de linha de saída, com faltas em todas as células da fase $a$ , $m = 0,35$ . . . . .   | 138 |
| Figura 3.56 – Tensões de linha de saída mostrando o transitório entre operação normal com $m = 0.9$ e falta nas células $C_1$ da fase $a$ e $C_2$ da fase $c$ , com $m = 0,65$ . . . . .   | 141 |
| Figura 3.57 – Tensões de linha de saída mostrando o transitório entre operação normal com $m = 0.9$ e falta na célula $C_3$ da fase $b$ , com $m = 0,65$ . . . . .   | 142 |
| Figura 3.58 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ . . . . .   | 144 |
| Figura 3.59 – Domínio de uma célula $C_2$ de 2pu com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,65$ . . . . .   | 144 |
| Figura 3.60 – Tensões de fase para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,65$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div. . . . .   | 145 |
| Figura 3.61 – Tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,65$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div. . . . .   | 146 |
| Figura 3.62 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,65$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a) $v_{ab}$ , (b) $v_{bc}$ , (c) $v_{ca}$ . . . . .  | 147 |
| Figura 3.63 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula $C_2$ de 2pu da fase $a$ . . . . .   | 149 |
| Figura 3.64 – Domínio de uma célula $C_2$ de 2pu com uma falta na célula $C_2$ da fase $a$ , $m = 0,666$ . . . . .   | 149 |
| Figura 3.65 – Tensões de fase para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_2$ de 2pu da fase $a$ , $m = 0,666$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div. . . . .  | 150 |
| Figura 3.66 – Tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_2$ de 2pu da fase $a$ , $m = 0,666$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div. . . . .  | 151 |
| Figura 3.67 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_2$ de 2pu da fase $a$ , $m = 0,666$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a) $v_{ab}$ , (b) $v_{bc}$ , (c) $v_{ca}$ . . . . .   | 152 |
| Figura 4.1 – Diagramas SV nas coordenadas das tensões de linha para (a) falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ e faltas nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com $N = 2$ e razão das tensões dos barramentos CC de 1:2. . . . . | 156 |

|             |  |     |
|-------------|--|-----|
| Figura 4.2  | – (a) Aproximação do diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2 e falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ ; Exemplos (b) um vetor implementável de 1pu; (c) dois vetores implementáveis de 1pu; (d) nenhum vetor implementável. ....            | 157 |
| Figura 4.3  | – Exemplos de retas de separação: reta (a) paralela ao eixo $v_{bc}$ , (b) paralela ao eixo $v_{ab}$ e (c) inclinada. ....   | 159 |
| Figura 4.4  | – (a) Aproximação do diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2 e faltas nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ ; Exemplos (b) dois vetores implementáveis de 1pu; (c) um vetor implementável de 1pu; (d) nenhum vetor implementável. .... | 160 |
| Figura 4.5  | – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com faltas nas células $C_1$ das fases $a$ e $b$ , índice de modulação $m = 0,5$ e adição do erro a $v_{ref}$ . ....  | 162 |
| Figura 4.6  | – Diagrama SV mostrando a trajetória de $\mathbf{v}_{ref}$ e $\mathbf{v}_{ref}$ com a adição do erro resultante de $\mathbf{v}_{ref1} - \mathbf{v}_{ref1}^*$ . ....  | 163 |
| Figura 4.7  | – Diagrama de blocos do sistema de compensação dos desequilíbrios nas tensões de linha de saída durante sobremodulação com falta em mais de uma célula $C_1$ ao mesmo tempo. ....  | 163 |
| Figura 4.8  | – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , com sobremodulação. ....  | 166 |
| Figura 4.9  | – Domínio das células $C_2$ de 2pu com falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ $m = 0,92$ . ....  | 167 |
| Figura 4.10 | – Tensões sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ $m = 0,92$ . ....  | 167 |
| Figura 4.11 | – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ $m = 0,92$ . ....  | 168 |
| Figura 4.12 | – Tensões sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ $m = 0,92$ . ....  | 168 |
| Figura 4.13 | – Tensões de fase, com falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ $m = 0,92$ . ....  | 169 |
| Figura 4.14 | – Tensões de linha de saída, com faltas nas células $C_2$ de 2pu das fases $b$ e $c$ , $m = 0,6$ . ....  | 169 |
| Figura 4.15 | – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com falta nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ , com sobremodulação. ....  | 171 |
| Figura 4.16 | – Diagrama de Bode de $G_f(z)$ , mostrando a magnitude e a fase do mesmo em função da frequência. ....   | 172 |
| Figura 4.17 | – Domínio das células $C_2$ de 2pu com falta nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ e $m = 0,6$ . ....   | 172 |
| Figura 4.18 | – Tensões sintetizadas pelas células $C_1$ de 1pu, com falta nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ e $m = 0,6$ . ....   | 173 |
| Figura 4.19 | – Tensões sintetizadas pelas células $C_2$ de 2pu, com falta nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ e $m = 0,6$ . ....   | 173 |
| Figura 4.20 | – Tensões sintetizadas pelas células $C_3$ de 4pu, com falta nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ e $m = 0,6$ . ....   | 174 |
| Figura 4.21 | – Tensões de fase, com falta nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ e $m = 0,6$ . ....   | 174 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 4.22 – Tensões de linha de saída, com falta nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ e $m = 0,6$ .   | 175 |
| Figura 4.23 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ e $m = 0,75$ .         | 177 |
| Figura 4.24 – Domínio das células $C_2$ de 2pu com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,75$ , com saturação.   | 177 |
| Figura 4.25 – Tensões de fase para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,75$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.  | 178 |
| Figura 4.26 – Tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,75$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.                                    | 179 |
| Figura 4.27 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com uma falta na célula $C_1$ de 1pu da fase $a$ , $m = 0,75$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a) $v_{ab}$ , (b) $v_{bc}$ , (c) $v_{ca}$ .         | 180 |
| Figura 4.28 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ , e $m = 0,5$ . | 182 |
| Figura 4.29 – Diagrama de Bode de $G_f(z)$ , mostrando a magnitude e a fase do mesmo em função da frequência.   | 183 |
| Figura 4.30 – Domínio das células $C_2$ de 2pu com faltas na células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ , $m = 0,5$ , com o conversor sobremodulando durante todo o tempo.  | 183 |
| Figura 4.31 – Tensões de fase para a modulação <i>Space Vector</i> com faltas na células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ , $m = 0,5$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.   | 184 |
| Figura 4.32 – Tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com faltas na células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ , $m = 0,5$ (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.                               | 185 |
| Figura 4.33 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação <i>Space Vector</i> com faltas na células $C_1$ de 1pu das fases $a$ e $b$ , $m = 0,5$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a) $v_{ab}$ , (b) $v_{bc}$ , (c) $v_{ca}$ .    | 186 |

## LISTA DE TABELAS

|            |   |     |
|------------|---|-----|
| Tabela 3.1 | – Relação entre o índice de modulação máximo $m_{máx}$ e alguns tipos de faltas para o conversor exemplo com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4. ....  | 93  |
| Tabela 3.2 | – Tabela com o número de comutações das células de potência para diferentes tipos de faltas, $m = 0,7$ .....  | 139 |
| Tabela 3.3 | – Tabela com o número de comutações das células de potência para diferentes tipos de faltas, $m = 0,4$ .....  | 139 |
| Tabela 3.4 | – THDs e DF1s para conversor com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2:4 para as seguintes condições operacionais: .....   | 141 |
| Tabela 3.5 | – THDs e DF1s para conversor com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2:4 para as seguintes condições operacionais: .....   | 142 |
| Tabela 4.1 | – Componentes fundamentais das tensões de linha de saída e índices DF1 para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2 e $m = 0,5$ . .... | 165 |

## LISTA DE SÍMBOLOS

- $L$  número de níveis das tensões de fase do conversor
- $N$  número de células por fase do conversor
- $T_s$  período de comutação
- $f_s$  frequência de comutação
- $m$  índice de modulação
- $m_{m\acute{a}x}$  índice de modulação máximo para uma dada condição de falta
- $v_{ab}, v_{bc}$  e  $v_{ca}$  tensões de linha de saída do conversor
- $v_{ag}, v_{bg}$  e  $v_{cg}$  tensões de fase de saída do conversor
- $v_o$  tensão de modo comum
- $v_\alpha, v_\beta$  tensões de referência em coordenadas  $\alpha\beta$
- $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2$  e  $\mathbf{b}_3$  bases do sistema de coordenadas das tensões de linha
- $C_N, C_{N-1} \dots C_1$  células de potência do conversor
- $\mathbf{v}_N, \mathbf{v}_{N-1} \dots \mathbf{v}_1$  vetores de tensão do conversor em coordenadas das tensões de linha
- $\mathbf{F}$  matriz de estados das células
- $\mathbf{v}_{dc}$  vetor dos valores dos barramentos CC das células
- $\mathbf{v}_{N\_ul} \dots \mathbf{v}_{1\_ul}$  vetores de tensão truncados em coordenadas das tensões de linha
- $\mathbf{v}_{N\_lu} \dots \mathbf{v}_{1\_lu}$  vetores de tensão truncados em coordenadas das tensões de linha
- $\mathbf{v}_{N\_ll} \dots \mathbf{v}_{1\_ll}$  vetores de tensão truncados em coordenadas das tensões de linha
- $\mathbf{v}_{N\_uu} \dots \mathbf{v}_{1\_uu}$  vetores de tensão truncados em coordenadas das tensões de linha
- $\mathbf{v}_{ref} \dots \mathbf{v}_{ref1}$  vetores de referência de tensão para as células em coordenadas das tensões de linha
- $dist$  norma Euclidiana
- $\mathbf{M}$  matriz dos produtos internos de  $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2$  e  $\mathbf{b}_3$
- $d_1, d_2, d_3$  razões cíclicas dos vetores de 1pu, também escritas como  $d_{ul}, d_{lu}, d_{ll}$  ou  $d_{uu}$
- $n_n, n_b$  índices da tabela com os comparadores para as células  $C_1$
- $\mathbf{v}_{1k}, \mathbf{v}_{2k}$  e  $\mathbf{v}_{3k}$  vetores de tensão das células  $C_1$  em coordenadas  $abc$

$\mathbf{v}_{status}$  vetores de tensão com os estados de condução das chaves das células  $C_1$

$V_m$  tensão máxima de linha de saída para uma dada condição operacional

$v_{ag1}$ ,  $v_{bg1}$  e  $v_{cg1}$  tensões de fase de saída das células  $C_1$

$v_{o1}$  tensão de modo comum das células  $C_1$

$u_{max}$ ,  $u_{min}$  limites da região linear para as células  $C_1$

$\mathbf{v}_{ref1}^*$  nova referência de tensão para as células  $C_1$  em coordenadas das tensões de linha

$\bar{v}_{ab}$ ,  $\bar{v}_{bc}$  médias das tensões de linha de saída em  $T_s$

$e_{ab}$ ,  $e_{bc}$  erros entre as referências de tensão reais e médias

$v_{abf}$ ,  $v_{bcf}$  tensões de linha de saída filtradas

$G_f(s)$  função de transferência do filtro passa-faixa em tempo contínuo

$B$  banda passante do filtro passa-faixa em tempo contínuo

$K$  ganho do filtro passa-faixa em tempo contínuo

$w_o$  frequência da fundamental da tensão de linha de saída

$w_o$  frequência da fundamental da tensão de linha de saída

$G_f(z)$  função de transferência do filtro passa-faixa em tempo discreto

$\zeta$  coeficiente de amortecimento do filtro passa-faixa em tempo discreto

## SUMÁRIO

|   |     |
|---|-----|
| <b>1 INTRODUÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> .....   | 22  |
| <b>1.1 Estratégias de Modulação para Conversores Multiníveis com Células em Cascata para Faltas nas Células de Potência</b> .....   | 26  |
| 1.1.1 Modulação Baseada em Portadora .....  | 26  |
| 1.1.2 Modulação <i>Space Vector</i> (SV) .....  | 38  |
| <b>1.2 Organização da Tese</b> .....  | 53  |
| <b>2 MODULAÇÃO <i>SPACE VECTOR</i> PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS ASSIMÉTRICAS EM CAS-CATA EM CONDIÇÕES NORMAIS DE OPERAÇÃO</b> ...   | 54  |
| <b>2.1 Descrição Genérica da Modulação SV sob Condições Normais de Operação</b> .....   | 60  |
| 2.1.1 Modulação das Células $C_N$ a $C_2$ .....   | 61  |
| 2.1.2 Modulação das Células $C_1$ .....   | 66  |
| 2.1.2.1 Definição <i>Offline</i> das Sequências de Comutação .....  | 66  |
| 2.1.2.2 Definição <i>Online</i> das Sequências de Comutação .....   | 70  |
| <b>2.2 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4</b> .....   | 77  |
| <b>2.3 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2</b> .....   | 85  |
| <b>2.4 Conclusões</b> .....   | 90  |
| <b>3 MODULAÇÃO <i>SPACE VECTOR</i> PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS ASSIMÉTRICAS EM CAS-CATA COM FALTAS NAS CÉLULAS DE POTÊNCIA</b> ..  | 91  |
| <b>3.1 Descrição Genérica da Modulação SV com Faltas nas Células de Potência</b> .....  | 96  |
| 3.1.1 Modulação das Células $C_N$ a $C_2$ .....   | 96  |
| <b>3.2 Modulação das Células <math>C_1</math></b> .....   | 100 |
| 3.2.0.1 Definição <i>Offline</i> das Sequências de Comutação .....  | 100 |
| 3.2.0.2 Definição <i>Online</i> das Sequências de Comutação .....   | 105 |
| 3.2.0.3 Modulação Híbrida .....   | 107 |
| <b>3.3 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com falta na célula <math>C_1</math> da fase <math>a</math></b> ..... | 109 |
| <b>3.4 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com falta na célula <math>C_2</math> da fase <math>c</math></b> ..... | 114 |

---

|   |            |
|---|------------|
| 3.5 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com falta na célula $C_3$ da fase $b$ .....                                | 119        |
| 3.6 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com faltas na células $C_1$ da fase $b$ e $C_2$ da fase $a$ .....          | 124        |
| 3.7 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com faltas na células $C_2$ das fases $b$ e fase $c$ .....                 | 129        |
| 3.8 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com faltas em todas as células da fase $a$ .....                           | 134        |
| 3.9 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta na Célula $C_1$ da Fase $a$ .....                                  | 143        |
| 3.10 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta na Célula $C_2$ da Fase $a$ .....                                 | 148        |
| 3.11 Conclusões .....   | 153        |
| <b>4 SOBREMÓDULAÇÃO <i>SPACE VECTOR</i> PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS ASSIMÉTRICAS EM CASCATA COM FALTAS NAS CÉLULAS DE POTÊNCIA</b> .....   | <b>154</b> |
| 4.1 Algoritmo SV para Sobremodulação de Conversores Multiníveis com Células Assimétricas em Cascata com Faltas nas Células de Potência .....  | 155        |
| 4.2 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com Falta na Célula $C_1$ da Fase $a$ e sobremodulação .....               | 165        |
| 4.3 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com Faltas na Células $C_1$ das Fases $a$ e $b$ , com sobremodulação ..... | 170        |
| 4.4 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta na Célula $C_1$ da Fase $a$ e Sobremodulação .....                 | 176        |
| 4.5 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta nas Células $C_1$ das Fases $a$ e $b$ e Sobremodulação .....       | 181        |
| 4.6 Conclusões .....  | 187        |
| <b>5 CONCLUSÕES GERAIS E CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> .....   | <b>188</b> |
| <b>REFERÊNCIAS</b> .....  | <b>190</b> |

# 1 INTRODUÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Conversores multiníveis estão sendo cada vez mais empregados em aplicações industriais, especialmente para médias tensões e/ou potências. Entre as topologias clássicas de multiníveis, podemos citar o conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped* - NPC), conversor com capacitores flutuantes (*Flying Capacitor* - FC), conversor multinível com células simétricas ou assimétricas em cascata e conversor multinível modular. Contudo, novas topologias estão sendo continuamente propostas e apresentadas na literatura, geralmente variantes dos tipos clássicos (KOURO et al., 2010; PENG; QIAN; CAO, 2010; BABAEI; KANGARLU; SABAHI, 2014; NARIMANI; MOSCHOPOULOS, 2013; BABAEI; ALILU; LAALI, 2014; NAJAFI; YATIM, 2012; ALISHAH et al., 2014; GUPTA; JAIN, 2014; GONG et al., 2015; ALAAS; WANG, 2015; KUMAR et al., 2015; ADAM et al., 2015; SADIGH et al., 2015; AJAMI et al., 2014). Alguns exemplos de aplicações de conversores multiníveis são acionamento de máquinas elétricas (regenerativas ou não), conversores CC/CC, retificadores multiníveis, compensação de harmônicas e reativos, propulsão e tração, *links* HVDC, acionamento de máquinas para indústrias de petróleo e gás natural, amplificadores de baixas potências e de áudio, etc (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; SONG-MANGUELLE et al., 2010; RICHARDEAU; PHAM, 2013; CARNIELUTTI et al., 2015).

Uma das vantagens de conversores multiníveis em geral, quando comparados com topologias de dois níveis, é possibilitarem a síntese de tensões de linha de saída com reduzido conteúdo harmônico e menores  $dv/dt$ , pois a forma de onda das tensões se aproxima mais da senoidal, devido ao maior número de níveis (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). À medida que o número de níveis nas tensões de saída aumenta, o conteúdo harmônico diminui consideravelmente. Esta característica permite que os filtros de saída sejam diminuídos ou até mesmo eliminados. Estes conversores, dependendo da estratégia de modulação adotada, também podem sintetizar menores tensões de modo comum, reduzindo os esforços sobre os enrolamentos de máquinas elétricas conectadas a seus terminais (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). As desvantagens são maior número de componentes (chaves semicondutoras, capacitores, etc) e a necessidade de estratégias de controle e modulação mais elaboradas e complexas.

Dentre as diversas topologias de conversores multiníveis, os com células em cascata possuem certas especificidades que os tornam muito atraentes para aplicações de média tensão e potência, principalmente em processos que exijam altas taxas de confiabilidade, como plantas de extração de petróleo e gás natural (SONG-MANGUELLE et al., 2010). Uma das principais vantagens destes conversores é a possibilidade de operar com potências

e tensões mais elevadas, quando comparados com topologias como NPC e FC, 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) pois, mesmo que a tensão total de operação seja alta, as tensões sobre as chaves semicondutoras são relativamente baixas, devido às características topológicas do conversor. Outro ponto importante é o fato destes conversores serem geralmente compostos de vários inversores monofásicos conectados em série por fase, denominados células de potência. Estas são, na maioria dos casos, inversores em ponte completa (*full-bridges*) (MALINOWSKI et al., 2010), como ilustrado na Figura 1.1, mas outras topologias (NPC, FC) podem ser empregadas nas células. A tensão de fase total do conversor é o resultado da soma das tensões sintetizadas pelas células da mesma fase.

Esta característica também permite que os conversores com células em cascata possuam altas taxas de confiabilidade. Elementos formadores das células, como as chaves semicondutoras e especialmente os capacitores, podem apresentar problemas, como, por exemplo, sobretensões e sobrecorrentes, aumento de temperatura nas chaves semicondutoras, etc. Nestes casos, as células com avaria podem ser retiradas de operação e o conversor continua a operar. Para tal, as estratégias de controle e modulação devem ser modificadas, a fim de compensar a perda de células, ou o conversor deve possuir células redundantes de reserva. Este modo de operação é o tema principal desta Tese, e será explorado em detalhes nos próximos parágrafos e Capítulos. Contudo, neste trabalho, não é considerada a causa da falta, ou qual o elemento da célula apresenta problemas; apenas importa que uma ou mais células estão com falta e fora de operação. Esta, usualmente é a única informação necessária e importante para a estratégia de modulação, como descrito em (HAMMOND, 2002).

Uma desvantagem destes conversores é o fato de que cada célula deve possuir um barramento CC isolado. Se o estágio retificador da célula for uma ponte de diodos, o transformador do lado da rede deve ter secundários defasados, a fim de eliminar componentes harmônicas das correntes de entrada. Por outro lado, no caso de um retificador totalmente controlado, as componentes harmônicas podem ser eliminadas de forma ativa (KOURO et al., 2010). O retificador de entrada pode ser monofásico, como na Figura 1.1, ou trifásico, para aplicações em potências mais elevadas. Se as tensões dos barramentos CC de todas as células forem iguais, o conversor é dito simétrico. Caso contrário, o conversor é denominado assimétrico (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RECH; PINHEIRO, 2007a). Esta última 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). Usualmente, no conversor simétrico, todas as células comutam com a mesma frequência. No assimétrico, isso não é desejado, pois se as células de maior tensão operarem em alta frequência, as perdas de comutação nas mesmas serão altas e o rendimento do conversor diminuirá. Assim, a estratégia

de modulação usualmente empregada para esses conversores consiste em comutar as células de maior e menor tensão, respectivamente, em baixa e alta frequência, introduzindo assim um grau de liberdade que pode ser usado para otimizar as perdas de comutação (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RECH; PINHEIRO, 2007b) e aumentar 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, como ocorre com os conversores simétricos. Consequentemente, as chaves semicondutoras devem ser dimensionadas para cada barramento CC e frequência de comutação, fazendo com que os conversores multiníveis com células assimétricas em cascata não sejam modulares como suas contrapartes simétricas, e sejam chamados algumas vezes de conversores híbridos.

Com relação aos conversores multiníveis com células simétricas em cascata, 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 com células assimétricas em cascata, existem diferentes relações entre as tensões dos barramentos CC que possibilitam sintetizar tensões com níveis regulares. A relação pode ser múltipla de dois ou três (MALINOWSKI et al., 2010), porém muitas outras razões também podem ser empregadas (RECH; PINHEIRO, 2007a), como 1:2:5, 1:2:4:9, 1:2:4:9:19, etc. Assim, por exemplo, 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. Comparando-se, por exemplo, as razões 1:2:4 e 1:3:9, esta última é capaz de sintetizar mais níveis nas tensões de linha de saída. Contudo, a razão 1:3:9 apresenta algumas desvantagens, especialmente durante operação com faltas nas células de potência, que serão discutidas nos próximos Capítulos.

Como já mencionado, em caso de faltas, as células com problemas podem ser retiradas de operação, (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 é simplesmente 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

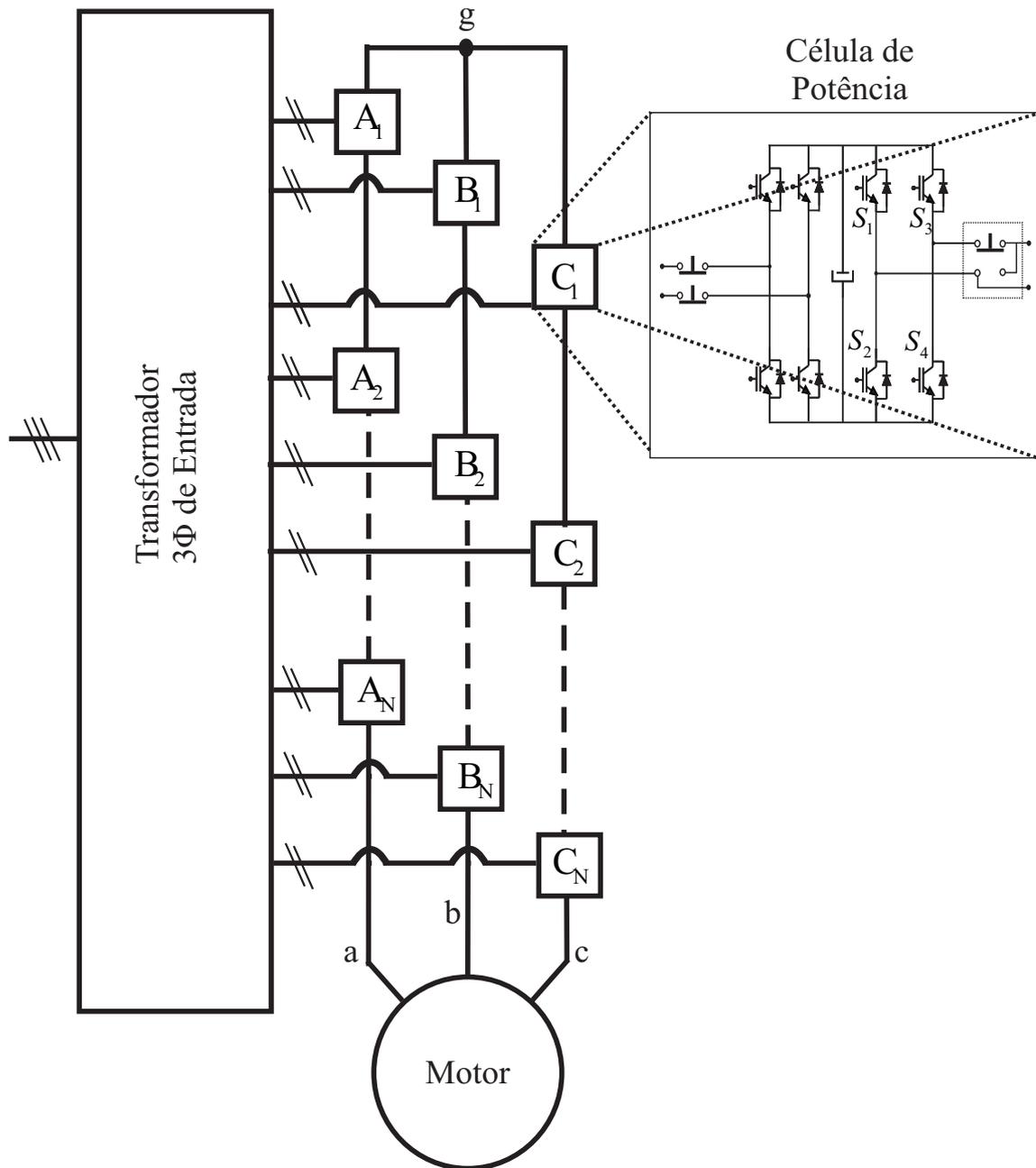


Figura 1.1 – Conversor multinível em cascata regenerativo trifásico.

certos tipos de cargas. A fim de otimizar a operação do conversor, alternativas tem sido apresentadas na literatura para conversores multiníveis com células simétricas em cascata, como, por exemplo, em (HAMMOND, 2002; YI; HONGGE; BIN, 2008; LEZANA; ORTIZ, 2009; HAMMOND; AIELO, 1999; CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012).

Por outro lado, as estratégias de modulação para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata são intrinsecamente mais complexas, devido ao fato de que as células destes conversores apresentam diferentes valores para as tensões dos barramentos CC e frequências de comutação. Até o presente momento, poucas estratégias de modulação para condições de faltas foram apresentadas na literatura para esta classe de

conversores (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012; SONG-MANGUELLE et al., 2010). Portanto, o objetivo principal desta Tese é o desenvolvimento de uma estratégia de modulação que possa ser empregada para estes conversores sob as mais diversas condições de operação, limitando as perdas de comutação. Também é apresentada uma estratégia de sobremodulação para estender a operação do conversor durante faltas nas células de potência. Porém, antes da modulação desenvolvida ser apresentada, será realizada uma breve revisão bibliográfica dos desenvolvimentos já apresentados na literatura para a operação de conversores multiníveis com células em cascata, tanto assimétricas quanto simétricas, com faltas nas células de potência.

## 1.1 Estratégias de Modulação para Conversores Multiníveis com Células em Cascata para Faltas nas Células de Potência

Esta Seção apresenta uma revisão bibliográfica das estratégias de modulação existentes na literatura para conversores multiníveis com células em cascata durante faltas nas células de potência. As estratégias mais comuns podem ser divididas em dois grupos: modulação baseada em portadora e *Space Vector* (SV), sendo que cada uma apresenta vantagens e limitações específicas, que serão brevemente discutidas a seguir.

### 1.1.1 Modulação Baseada em Portadora

Nas estratégias de modulação baseadas em portadora, tensões modulantes são comparadas, na maioria dos casos, com portadoras triangulares ou dentes de serra, embora outros tipos de portadoras também possam ser utilizadas, 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 das tensões modulantes, o PWM resultante pode ser classificado em três categorias (HOLMES; LIPO, 2003; HOLMES; MCGRATH, 2001):

- **PWM naturalmente amostrado:** A tensão modulante é continuamente comparada com a portadora (amostrada), não sendo usualmente implementado em sistemas de controle discretos.
- **PWM regularmente amostrado simétrico:** Utilizado em implementações discretas com controladores digitais, a tensão modulante é amostrada e mantida constante (comparador) durante um período completo  $T_s$  da portadora.
- **PWM regularmente amostrado assimétrico:** Semelhante ao PWM regular simétrico, com a diferença de que a tensão modulante amostrada é mantida constante

durante meio  $T_s$  (atualizada no início e no meio do período), ou seja, possui o dobro da taxa de atualização.

Os padrões PWM descritos acima diferem pela posição dos pulsos dentro de  $T_s$ , resultando em diferentes espectros das tensões de saída (HOLMES; MCGRATH, 2001). As Figuras 1.2 (a), (b) e (c) ilustram uma tensão modulante amostrada, a portadora triangular e o padrão PWM resultante, respectivamente, para os padrões natural, simétrico e assimétrico. Pode-se perceber que leves diferenças aparecem nos três padrões PWM quanto às posições das bordas de subida e de descida dos pulsos, que resultam em diferenças no espectro harmônico das tensões de saída. Neste trabalho, toda a modulação será implementada com PWM regular assimétrico.

Como diferentes padrões PWM 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 canceladas para portadoras triangulares, 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 com células em cascata, essas harmônicas laterais podem ser canceladas pela defasagem horizontal 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 regularmente amostrado 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 regularmente amostrado simétrico, as componentes pares não são totalmente eliminadas. O ângulo de defasagem entre as portadoras depende de  $N$ , sendo expresso como:

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

As principais vantagens da modulação PS para conversores multiníveis com células simétricas em cascata é a distribuição uniforme de potência entre as células e uma maior facilidade para se conseguir o equilíbrio das tensões dos capacitores dos barramentos CC. Estes dois fenômenos são consequências naturais desta modulação. Para os conversores multiníveis com células assimétricas em cascata, como usualmente as únicas células que comutam com PWM são as de menor tensão, dependendo da estratégia de modulação adotada, a defasagem não é necessária; contudo, se o conversor apresentar mais do que uma célula PWM por fase, torna-se interessante defasar as portadoras, a fim de auxiliar no cancelamento de componentes harmônicas nas tensões de saída. Outra característica interessante é o fato de que a frequência de comutação efetiva das tensões de linha de saída, no caso dos conversores multiníveis com células simétricas em cascata, é igual a

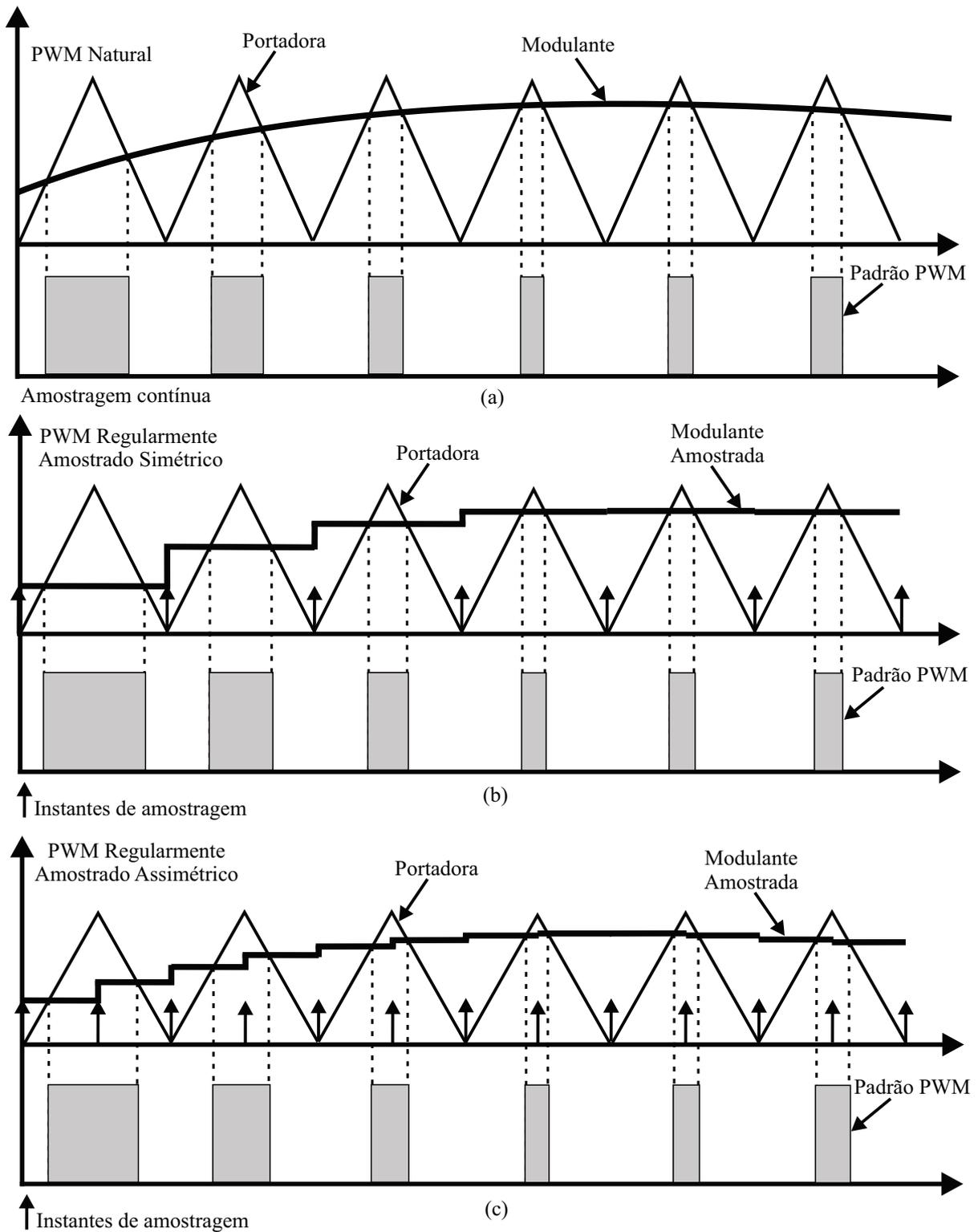


Figura 1.2 – Pulsos resultantes da implementação dos três tipos de padrão PWM: (a) natural; (b) regular simétrico; (c) regular assimétrico.

$2Nf_c$  (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). Dessa forma, as células podem comutar com frequências relativamente baixas e poucas perdas de comutação, mantendo, ao mesmo tempo, uma boa resolução nas tensões de linha de saída.

A fim de exemplificar a modulação PS, considere um conversor multinível com células simétricas em cascata com  $N = 2$ . As tensões modulantes para cada uma das pernas dos *full-bridges*, defasadas de  $180^\circ$ , e as portadoras para as células de uma das fases do conversor estão ilustradas na Figura 1.3(a), onde TPER é a amplitude das portadoras, ou seja, o valor máximo do contador de um controlador DSP (*Digital Signal Processor*) em uma implementação digital. Para conversores multiníveis com células simétricas em cascata, as modulantes são iguais para todas as células da mesma fase; estas apenas são amostradas em instantes diferentes, devido à defasagem das portadoras. As tensões modulantes apresentadas aqui estão escalonadas a fim de estarem entre zero e TPER, como ocorre em implementações digitais com DSPs. O ângulo  $\delta$  de defasagem para as portadoras, neste caso, é igual a  $90^\circ$ .

Outra alternativa para a modulação de conversores multiníveis com células em cascata é a técnica *Phase Disposition* (PD), onde as portadoras são defasadas na vertical (MCGRATH; HOLMES, 2002; MCGRATH; HOLMES, 2000; TOLBERT; HABETLER, 1999). Quando comparada com a modulação PS, a PD apresenta menores índices de Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion* - THD) nas tensões de saída (MCGRATH; HOLMES, 2002; CARRARA et al., 1992). Contudo, em comparação com a modulação PS, a PD precisa operar com uma frequência de comutação  $2N$  vezes maior que a da PS, a fim de obter o mesmo número de comutações em um ciclo da fundamental, e para que as componentes harmônicas estejam localizadas nas mesmas posições do espectro de frequência. Outra desvantagem da modulação PD é que, para conversores multiníveis com células simétricas em cascata, esta estratégia resulta em uma distribuição desigual das potências entre as células, se modificações não forem incluídas na modulação, o que não acontece com a PS. A Figura 1.3(b) ilustra esta técnica para o mesmo conversor considerado anteriormente. Aqui, são mostradas as tensões modulantes (uma para cada perna do *full-bridge*, defasadas de  $180^\circ$ ) e as portadoras para uma das células do conversor.

As modulações PS ou PD são empregadas para a geração dos padrões dos pulsos PWM das tensões de saída do conversor. Contudo, como visto, os pulsos PWM se originam a partir da comparação de uma portadora com tensões modulantes. A correta definição das modulantes é essencial para a operação dos conversores multiníveis com células em cascata, tanto assimétricas quanto simétricas. Algumas estratégias de definição de tensões modulantes para implementação com portadoras foram apresentadas na literatura, e são descritas a seguir.

Uma das primeiras estratégias de modulação apresentadas para conversores multiníveis com células simétricas em cascata para faltas nas células de potência é chamada de 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. Por exemplo, para um conversor com  $N = 5$  e condição de falta

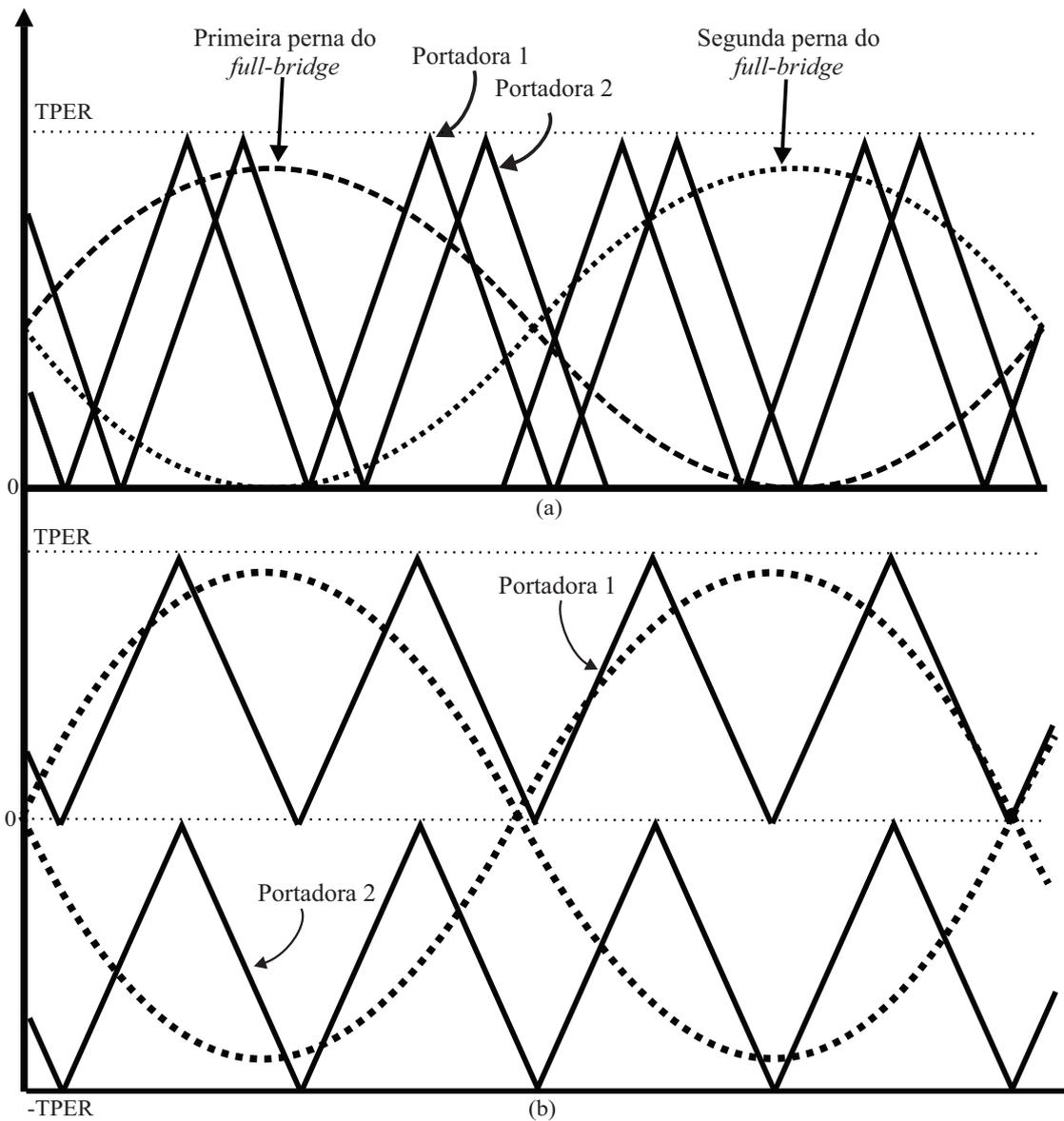


Figura 1.3 – Portadoras e tensões modulantes de uma das fases de um conversor multinível com células simétricas em cascata, com  $N = 2$  para modulação (a) *Phase-Shift* e (b) *Phase Disposition*.

0-2-3 (onde os números representam a quantidade de células com falta em cada fase do conversor), os ângulos  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$ , mostrados na Figura 1.4, 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 representadas 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:

$$(X_{bg} - X_{ag})^2 + Y_{bg}^2 = (X_{cg} - X_{ag})^2 + Y_{cg}^2 \quad (1.5)$$

$$(X_{bg} - X_{ag})^2 + Y_{bg}^2 = (X_{cg} - X_{bg})^2 + (Y_{cg} - Y_{bg})^2 \quad (1.6)$$

$$V_{bg}^2 = X_{bg}^2 + Y_{bg}^2 \quad (1.7)$$

$$V_{cg}^2 = X_{cg}^2 + Y_{cg}^2. \quad (1.8)$$

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  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  são expressos por:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{Y_{bg}}{X_{bg}}\right) \quad (1.9)$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{Y_{cg}}{X_{cg}}\right) \quad (1.10)$$

$$\beta = 360^\circ - \alpha - \gamma. \quad (1.11)$$

O problema desta estratégia é que o sistema de equações não-lineares (1.5)-(1.8) pode possuir múltiplas soluções, sendo que a solução escolhida pode não resultar em um valor otimizado para as fundamentais das tensões de linha de saída. Ainda, para algumas condições de falta, o sistema (1.5)-(1.8) não possui solução (LEZANA; ORTIZ, 2009). Para resolver 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 é forçado a ser igual a  $180^\circ$ , e o índice de modulação da fase restante é ajustado para maximizar a amplitude das fundamentais das tensões de linha de saída. A Figura 1.4(a) mostra a falta 0-2-3 utilizando o método do deslocamento do neutro tradicional. Por sua vez, na Figura 1.4(b), o índice de modulação da tensão de fase com maior amplitude,  $v_{ag}$ , foi reduzido, forçando o ângulo  $\beta$  entre as demais fases a ser igual a  $180^\circ$ , maximizando as tensões de linha. A nova amplitude de  $v_{ag}$ , bem como os ângulos  $\alpha$  e  $\gamma$  são calculados como:

$$V_{ag} = \sqrt{V_{bg}^2 + V_{cg}^2 + V_{bg}V_{cg}} \quad (1.12)$$

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3} V_{bg} + V_{cg}}{2 V_{ag}}\right) \quad (1.13)$$

$$\gamma = 180^\circ - \alpha. \quad (1.14)$$

Pelos resultados ilustrados na Figura 1.4, pode-se notar que, durante a falta, 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. O método do deslocamento

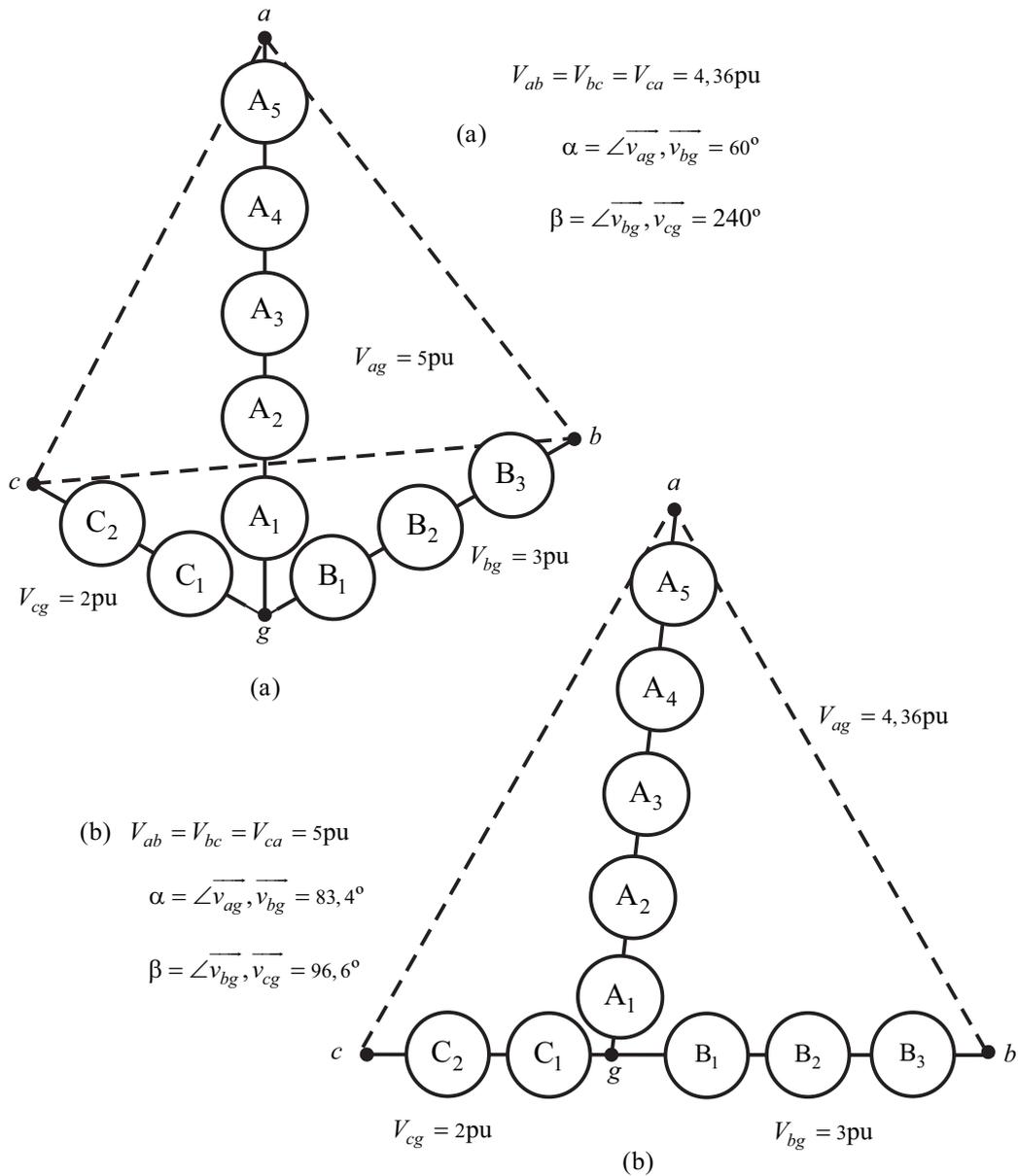


Figura 1.4 – Tensões de fase e de linha de saída para o método do (a) deslocamento do neutro e (b) deslocamento do neutro estendido, para falta 0-2-3 em um conversor multinível com células simétricas em cascata com  $N = 5$ .

do neutro estendido pode ser aplicado somente em casos nos quais o ponto neutro do conversor, obtido através do deslocamento do neutro tradicional, localiza-se fora do triângulo das tensões de linha. Porém, esta estratégia não abrange os casos em que as equações não possuem solução, e não é adequada para controle em malha fechada, devido à necessidade de se resolver o sistema não-linear (1.5)-(1.8) em tempo real.

Para solucionar os problemas intrínsecos dos métodos do deslocamento do neutro, (HAMMOND; AIELO, 1999) e (PARK et al., 2008) propuseram uma abordagem alternativa. A partir das tensões de referência  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ , uma tensão de modo comum  $v_o$  é derivada e adicionada às referências, resultando em tensões modulantes de fase  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$

e  $v_{cg}$  com redução de pico, 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 proposta uma modificação da abordagem original, com a introdução de uma malha de realimentação com um integrador. A realimentação melhora a qualidade das tensões de linha de saída, mas não é capaz de operar quando uma fase perde todas as suas células. Além disso, (HAMMOND; AIELO, 1999), não apresenta a descrição teórica da origem deste método.

Os métodos de redução de pico descritos no parágrafo anterior foram concebidos para utilização com conversores multiníveis com células simétricas em cascata. Com relação aos com células assimétricas, um método alternativo de redução de pico foi descrito em (SONG-MANGUELLE et al., 2010), especificamente para a operação de um conversor regenerativo com  $N = 5$ . As tensões modulantes para o conversor são obtidas através da adição de dois sinais, denominados homopolares, às tensões de referência de fase do conversor, como ilustrado na Figura 1.5. A obtenção destes sinais tem como restrição o número de células com falta em cada fase.

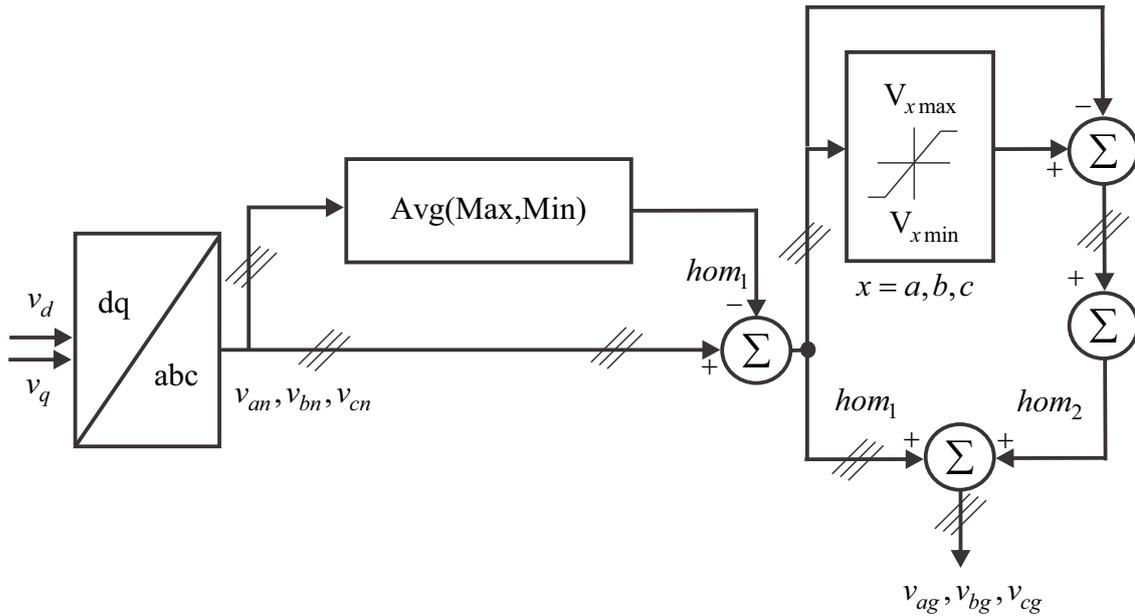


Figura 1.5 – Diagrama de blocos do método apresentado em (SONG-MANGUELLE et al., 2010) para um conversor multinível com células assimétricas em cascata regenerativo com  $N = 5$ .

Para o cálculo dos homopolares, primeiramente são obtidos os valores máximo,  $V_{\max}$ , e mínimo,  $V_{\min}$ , de  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ , sendo então realizada a média destes dois sinais. Desta forma, o primeiro sinal homopolar,  $hom_1$ , é calculado como:

$$hom_1 = \frac{V_{\max} + V_{\min}}{2}. \quad (1.15)$$

Este sinal é adicionado a  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ . Outro homopolar,  $hom_2$ , é calculado como a diferença entre a amplitude das tensões de referência e o máximo/mínimo valor permitido para cada tensão de fase, para uma dada condição operacional. Na Figura 1.5, isso é representado como o bloco de comparação, onde o subscrito  $x$  em  $V_{x\max}$  e  $V_{x\min}$  denota as fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ . Os sinais referentes a cada uma das fases são somados, resultando em  $hom_2$ . Este é então adicionado às referências, resultando nas tensões modulantes  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$  para o conversor. A modulação garante que as modulantes para as fases com falta não excedam, em módulo, os seus máximos valores permitidos para a condição operacional em que o conversor se encontra.

Embora (SONG-MANGUELLE et al., 2010) descreva como se obter as tensões modulantes baseadas nas informações sobre os estados operacionais das células, os sinais de comando para as chaves semicondutoras não são obtidos simplesmente pela comparação de  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$  com portadoras. Todos os possíveis estados de comutação do conversor, que resultam em uma dada tensão de linha de saída, são pré-calculados e organizados em uma matriz de estado, sendo que cada linha representa um estado de comutação. A matriz de estado atual é subtraída da matriz que representa o estado futuro do conversor. Cada elemento da matriz resultante da subtração indica se as células irão comutar, assumindo que um dado estado futuro seja escolhido. Finalmente, a matriz resultante é multiplicada por um vetor de ponderação, de tal forma que os estados das células que devem ser preferencialmente comutadas são multiplicados por valores baixos. O estado de comutação futuro ótimo corresponde ao menor elemento do vetor. O vetor de ponderação pode ter seus pesos dinamicamente alterados, a fim de satisfazer diversas funções custo e requisitos de operação. O método dos homopolares consegue sintetizar tensões de linha de saída equilibradas para todas as condições de falta, porém é necessário pré-calcular todos os estados de comutação do conversor, o que se torna cada vez mais complexo com o aumento do número de níveis. Outra limitação é que, embora as tensões modulantes obtidas estejam dentro dos limites operacionais do conversor, o modo como a modulação é implementada não garante que as células, especialmente as de menor tensão, não irão saturar durante faltas.

Em (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012), foi proposta uma estratégia de modulação baseada no princípio geométrico (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999), aplicável tanto a conversores multiníveis com células simétricas ou assimétricas em cascata. O método proposto compensa a perda de células modificando as amplitudes das tensões modulantes pela adição de uma tensão de modo comum  $v_o$ . Esta é definida de maneira a permitir a operação dentro da região linear  $\Omega$  mesmo durante a ocorrência de faltas. Assumindo que as tensões de linha de saída 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:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} + v_o. \quad (1.16)$$

Por definição, o conversor opera em  $\Omega$  quando as tensões modulantes são menores do que a amplitude das portadoras utilizadas para a geração do padrão PWM, e a amplitude das tensões de linha de saída e o índice de modulação  $m$  apresentam uma relação linear entre si. A operação dentro de  $\Omega$  evita o surgimento de componentes harmônicas de baixa ordem, que distorcem as formas de onda das tensões e saturam o conversor. 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 puramente senoidal, de maneira semelhante à injeção de uma componente de sequência zero ou às tensões obtidas com modulação *Space Vector*, como será visto mais adiante.

Com o objetivo de se obter uma solução para  $v_o$  que garanta a operação do conversor em  $\Omega$ , 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. A matriz  $\mathbf{F}$ , e  $\mathbf{v}_{dc}$  são dados por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aN} & f_{aN-1} & \dots & f_{a1} \\ f_{bN} & f_{bN-1} & \dots & f_{b1} \\ f_{cN} & f_{cN-1} & \dots & f_{c1} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} v_{dcN} \\ v_{dcN-1} \\ \dots \\ v_{dc1} \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

A partir destas definições,  $N$  regiões lineares são derivadas, uma para  $N$ . Para o caso de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com vários conjuntos de células com o mesmo valor de barramentos CC, é derivada uma região linear para cada conjunto, sendo que estes são considerados como um conversor com células simétricas em cascata. As tensões sintetizadas pelas células de maior tensão são restrições para a operação das próximas, e assim sucessivamente, até as células de menor tensão. As tensões modulantes para as células de maior tensão são dadas por:

$$v_{kg1} = v_{o1} + v_{kn} \quad (1.19)$$

onde  $k = a, b, c$ . Os limites da região linear são expressos como uma função de  $v_{o1}$ :

$$u_{min} \leq v_{o1} \leq u_{max} \quad (1.20)$$

onde os limites superior,  $u_{max}$ , e inferior,  $u_{min}$ , de  $\Omega$  são:

$$u_{max} = \min(c_a, c_b, c_c) \quad (1.21)$$

$$u_{min} = \max(c'_a, c'_b, c'_c) \quad (1.22)$$

$$c_k = \mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} \quad (1.23)$$

$$c'_k = -\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn}. \quad (1.24)$$

Assim, qualquer  $v_o$  que satisfaça a inequação (1.20) pode ser escolhida. As tensões sintetizadas por estas células,  $v_{ag1o}$ ,  $v_{bg1o}$  e  $v_{cg1o}$ , são obtidas pela comparação de  $v_{ag1}$ ,  $v_{bg1}$  e  $v_{cg1}$  com valores constantes (MANJREKAR; STEIMER P.K. E LIPO, 2000; RECH; PINHEIRO, 2007c). As tensões resultantes para as células de alta tensão são mostradas na Figura 1.6, para um caso sem faltas e com índice de modulação  $m = 1$ , considerando-se um conversor com  $N = 2$ ,  $v_{dc1} = 2$  e  $v_{dc2} = 1$ .

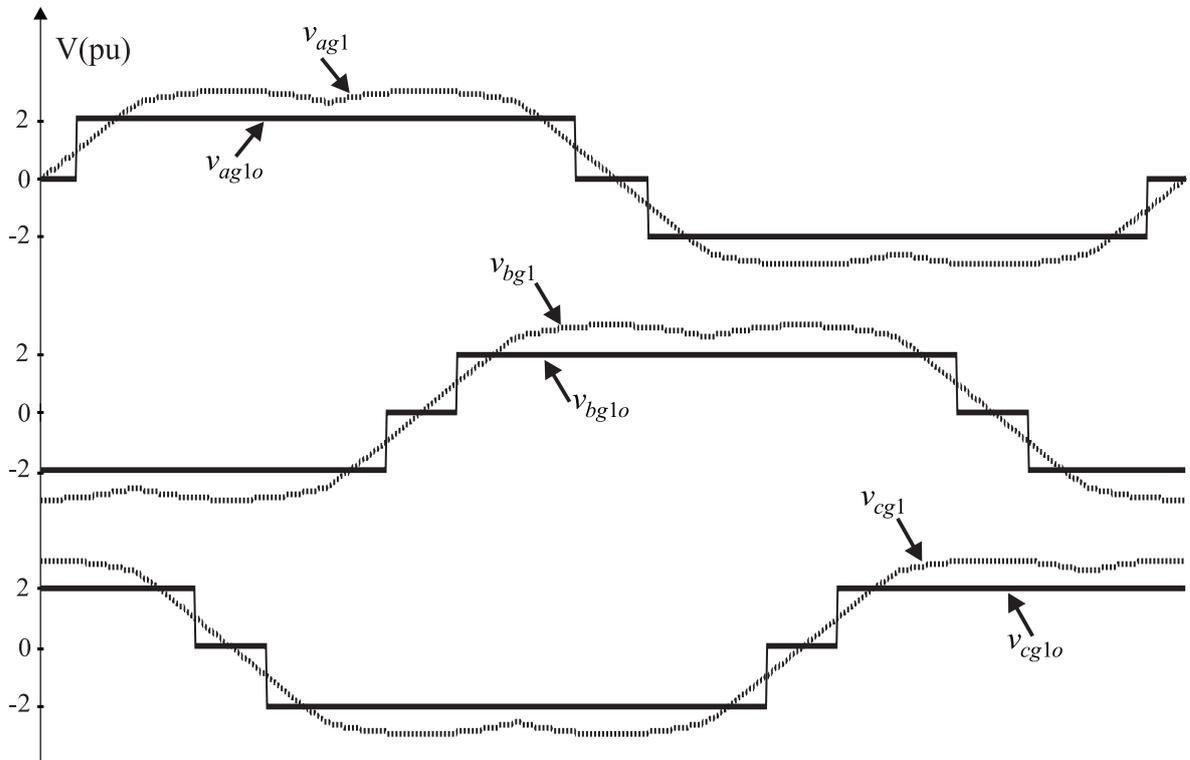


Figura 1.6 – Tensões modulantes e de saída para as células de alta tensão e baixa frequência (2pu),  $m = 1$ .

Como as tensões da Figura 1.6 são restrições para a obtenção dos sinais modulantes

para as demais células, tem-se para as células de 1pu:

$$v_{kg1o} + v_{kg2} = v_{kn} + v_{o2} \quad (1.25)$$

onde  $v_{kg1o}$  é conhecida, e  $v_{o2}$  é a nova tensão de modo comum. As restrições para operação das células de 1pu devem considerar a capacidade de síntese de tensão do conversor, excluindo as células de 2pu:

$$-\mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc} \leq v_{kn} + v_{o2} - v_{kg1o} \leq \mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc}. \quad (1.26)$$

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 2pu são zerados. Como resultado, é derivada uma nova região linear  $\Omega_2$ , sendo esta um subconjunto de  $\Omega_1$ . A nova tensão de modo comum  $v_{o2}$  é definida como:

$$u_{min2} \leq v_{o2} \leq u_{max2} \quad (1.27)$$

$$u_{max2} = \min(c_{a2}, c_{b2}, c_{c2}) \quad (1.28)$$

$$u_{min2} = \max(c'_{a2}, c'_{b2}, c'_{c2}) \quad (1.29)$$

onde

$$c_{k2} = \mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} + v_{kg1o} \quad (1.30)$$

$$c'_{k2} = -\mathbf{f}_{k2} \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} + v_{kg1o}. \quad (1.31)$$

As tensões modulantes  $v_{ag2}$ ,  $v_{bg2}$  e  $v_{cg2}$ , bem como as tensões PWM resultantes  $v_{ag2o}$ ,  $v_{bg2o}$  e  $v_{cg2o}$  para as células de 1pu, são ilustradas na Figura 1.7, para  $m = 1$ . Caso o conversor possua mais células por fase, o processo descrito acima se repete até a célula com menor tensão.

A estratégia de (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012) apresenta bons resultados para operação normal e com faltas nas células de maior tensão. Contudo, quando ocorrem faltas nas células PWM de 1pu, podem surgir pequenas regiões de saturação. Isso ocorre devido à comparação das tensões modulantes das células de maior tensão com valores constantes. Para contornar tal limitação, é necessário modificar a forma como as tensões destas células são obtidas. Uma forma de se conseguir isto é por meio da modulação *Space Vector*. Além disso, mesmo que as estratégias de modulação baseadas em portadora obtenham bons resultados, os espectros das tensões de linha de saída podem ser melhorados, pois estas estratégias não necessariamente fazem uso dos vetores de comutação mais próximos da referência. Assim, modulações *Space Vector*, que manipulam diretamente os vetores de comutação, vem sendo desenvolvidas para conversores multiníveis em geral, e alguns trabalhos propostos na literatura serão descritos a seguir.

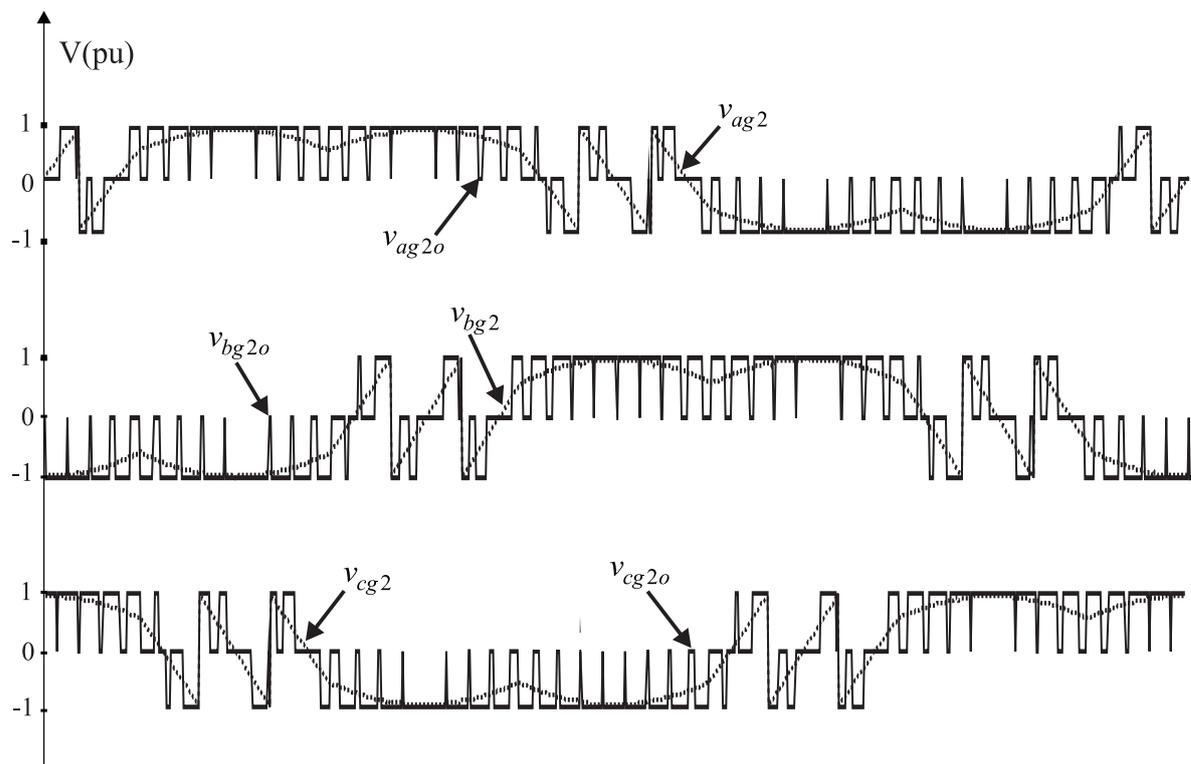


Figura 1.7 – Tensões modulantes e de saída para as células de baixa tensão e alta frequência (1pu),  $m = 1$ .

### 1.1.2 Modulação *Space Vector* (SV)

A modulação *Space Vector* 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; BORROYEVICH, 2001; JARDAN; DEWAN; SLEMON, 1969). A principal diferença entre ambas consiste no fato de que na SV os pulsos PWM são explicitamente posicionados dentro de  $T_s$  ou  $T_s/2$  através de sequências de comutação, não dependendo de comparação com portadora. Isso permite que as estratégias SV apresentem melhor desempenho com relação a eliminação de componentes harmônicas, dependendo da escolha dos vetores e das sequências de comutação. 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 de tensão que se deseja obter (HOLMES; LIPO, 2003) na saída do conversor.

Em linhas gerais, a modulação SV consiste na identificação e escolha dos vetores de comutação, geralmente os mais próximos de uma dada referência que deve ser sintetizada pelo conversor. A partir disto, a referência é implementada como uma combinação

de alguns destes vetores dentro de  $T_s$  ou  $T_s/2$ . Usualmente, é escolhido o vetor mais próximo, 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 resultados específicos, como, por exemplo, redução do conteúdo harmônico das tensões de saída, limitação do número de comutações, equilíbrio das tensões dos barramentos CC, etc. As sequências podem ser atualizadas a cada  $T_s$ , equivalente ao PWM regularmente amostrado simétrico, ou a cada meio período, como para o PWM regularmente amostrado assimétrico. Uma vantagem adicional do SV é que, naturalmente, as fundamentais das tensões de linha de saída são aproximadamente 15% maiores do que a referência, o que nas estratégias baseadas em portadora só pode ser obtido com a injeção de harmônicas de terceira ordem ou de uma tensão de modo comum. Em outras palavras, a máxima referência de tensão que pode ser inscrita no diagrama SV corresponde a um índice de modulação  $m = 1,1547$ . Desta forma, para simplificar a notação neste trabalho, um índice de modulação  $m = 1$  na modulação SV corresponde a  $m = 1,1547$  na modulação puramente senoidal.

Em se tratando especificamente de conversores multiníveis, o principal desafio para a modulação SV é o grande número de vetores de comutação, proporcional ao 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 em geral, algoritmos especiais tem sido propostos na literatura. Um dos primeiros foi apresentado em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), que pode ser empregado para diversas topologias multiníveis, mas não inclui os conversores multiníveis com células assimétricas em cascata. Outros trabalhos tomam como base (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), propondo modificações para tratar conversores específicos, como, por exemplo, (RODRIGUEZ et al., 2003; RODRIGUEZ; CORREA; MORAN, 2000; CASTRO et al., 2010; WEI et al., 2004; WEI et al., 2003; OH; JIN; LEE, 2007).

Em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), a referência de tensão e os vetores de comutação são representados em um sistema de coordenadas em  $\mathfrak{R}^2$ , onde o ângulo entre as bases é igual a  $60^\circ$ . Por este motivo, esta representação é chamada de coordenadas hexagonais  $gh$ . Os vetores de comutação são normalizados em relação às tensões dos barramentos CC, resultando em vetores com elementos inteiros. A referência em coordenadas hexagonais,  $\mathbf{v}_{ref}(g, h)$ , é então truncada nos quatro vetores mais próximos:

$$\mathbf{v}_{ul} = [\mathbf{ceil}(\mathbf{v}_{ref\_g}) \quad \mathbf{floor}(\mathbf{v}_{ref\_h})]^T \quad (1.32)$$

$$\mathbf{v}_{lu} = [\mathbf{floor}(\mathbf{v}_{ref\_g}) \quad \mathbf{ceil}(\mathbf{v}_{ref\_h})]^T \quad (1.33)$$

$$\mathbf{v}_{ll} = [\mathbf{floor}(\mathbf{v}_{ref\_g}) \quad \mathbf{floor}(\mathbf{v}_{ref\_h})]^T \quad (1.34)$$

$$\mathbf{v}_{uu} = [\mathbf{ceil}(\mathbf{v}_{ref\_g}) \quad \mathbf{ceil}(\mathbf{v}_{ref\_h})]^T \quad (1.35)$$

onde a função **ceil** representa arredondamento do valor para cima, e **floor**, para baixo.

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:

$$d_{ul} = -(\mathbf{v}_{ref\_h} - \mathbf{v}_{uu\_h}) \quad (1.36)$$

$$d_{lu} = -(\mathbf{v}_{ref\_g} - \mathbf{v}_{uu\_g}) \quad (1.37)$$

$$d_{uu} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \quad (1.38)$$

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

$$d_{ul} = \mathbf{v}_{ref\_g} - \mathbf{v}_{ll\_g} \quad (1.39)$$

$$d_{lu} = \mathbf{v}_{ref\_h} - \mathbf{v}_{ll\_h} \quad (1.40)$$

$$d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{lu}. \quad (1.41)$$

Os diagramas SV para um conversor de três níveis são mostrados nas Figura 1.8(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. Na Figura 1.8(a), as bases ortogonais 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. Por sua vez, na Figura 1.8(b) nota-se o ângulo de  $60^\circ$  entre as bases. Pode-se ver que existem redundâncias, ou seja, mais de uma combinação de tensões de fase resultam nas mesmas tensões de linha de saída.

Após a escolha dos vetores, é preciso definir a posição destes nas sequências de comutação. Contudo, o artigo não trata das redundâncias dos vetores, nem da forma como estes devem ser organizados nas sequências de comutação. Técnicas de otimização do posicionamento dos vetores foram propostas, por exemplo, em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003; FUKUDA; IWAJI, 1988; PENG; LEE; BOROYEVICH, 2002), e que serão descritas em maiores detalhes mais adiante. Além disso, embora a modulação de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001) seja de fácil implementação, ela não abrange operação com faltas nas células de potência.

Outro algoritmo SV utilizando mudança de base foi descrito em (RODRIGUEZ et al., 2003), especificamente para um conversor multinível com células simétricas em cascata de 11 níveis operando em baixa frequência, e também não trata da operação com faltas nas células de potência. A modulação é feita em um sistema de coordenadas  $\alpha'\beta'$  modificado, onde os vetores de comutação também são normalizados, como em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). 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 1.9. O vetor de referência de tensão,  $\mathbf{v}_{ref(\alpha',\beta')}$ , é truncado, resultando em dois índices que são utilizados

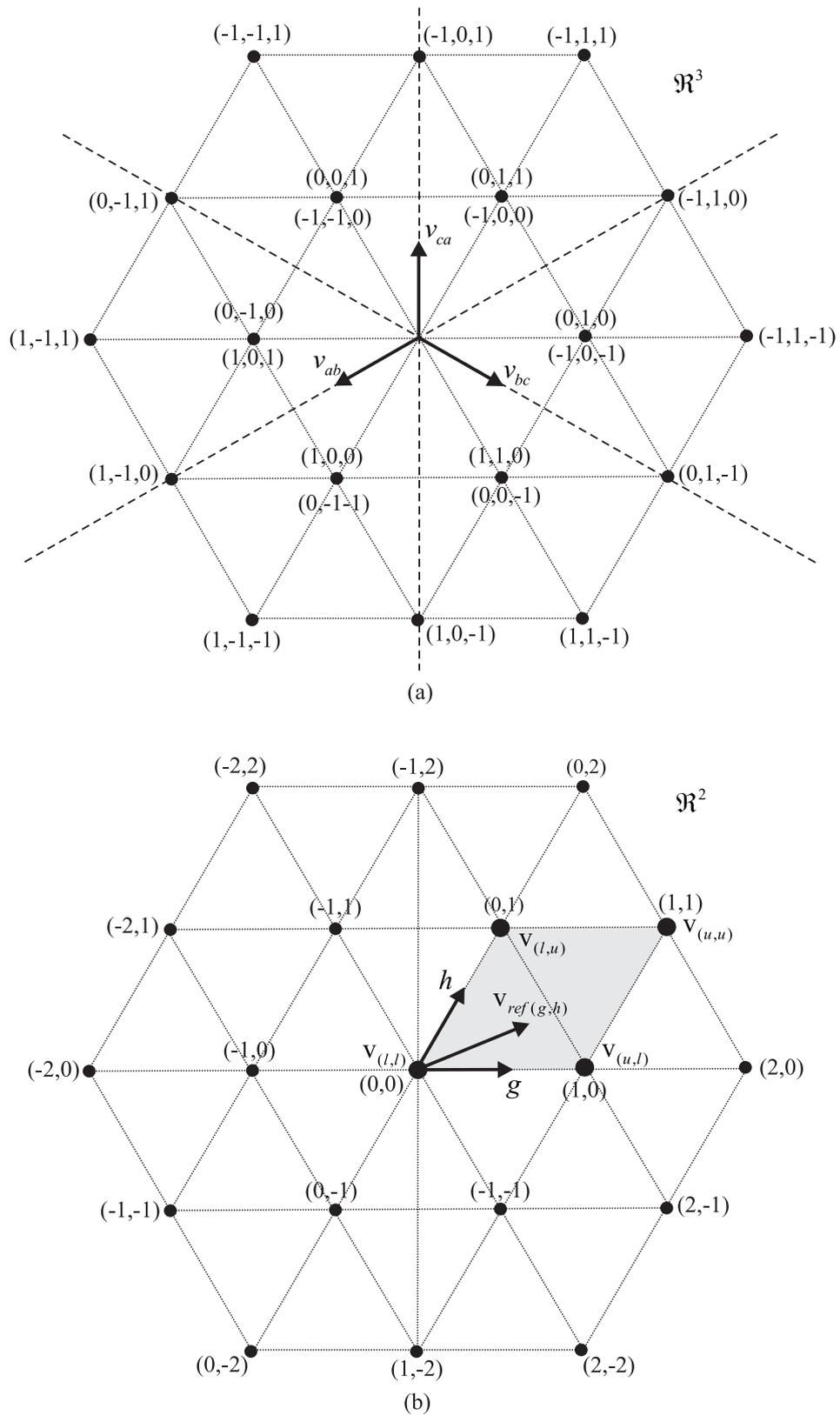


Figura 1.8 – Diagramas SV para um conversor de três níveis em coordenadas (a)  $abc$  no  $\mathcal{R}^3$ , e (b) hexagonais no  $\mathcal{R}^2$ .

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:

$$n_a = \text{sign}(\mathbf{v}_{ref(\alpha')})(\text{ceil}(|\mathbf{v}_{ref(\alpha')}|)) \quad (1.42)$$

$$n_b = \text{sign}(\mathbf{v}_{ref(\beta')})(\text{ceil}(|\mathbf{v}_{ref(\beta')}|)) \quad (1.43)$$

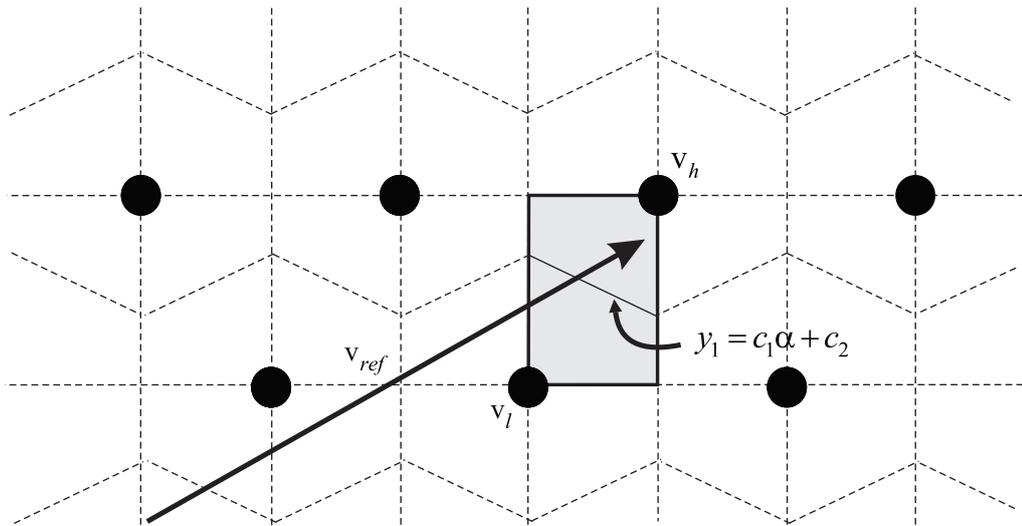


Figura 1.9 – Aproximação do diagrama SV de um conversor multinível em cascata simétrico com 11 níveis (RODRIGUEZ et al., 2003).

Existem poucos trabalhos na literatura referentes à modulação *Space Vector* de conversores multiníveis com células em cascata e faltas nas células de potência. Um dos primeiros trabalhos a respeito é apresentado em (WEI et al., 2004; WEI et al., 2003), que se utiliza das mesmas premissas de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). Os vetores de comutação são representados com relação às bases de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). A referência também é truncada para obtenção dos três vetores mais próximos, sendo calculadas suas respectivas razões cíclicas. A seguir, os vetores de comutação são divididos em dois grupos, onde 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 de ambos os grupos. 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 mesmos autores de (WEI et al., 2003) comparam o

método proposto por eles com o deslocamento do neutro e os métodos de redução de pico de (HAMMOND; AIELO, 1999) para operação com faltas nas células de potência. O problema neste caso é que, como durante faltas o conversor perde capacidade de síntese de tensão, que se traduz no diagrama SV como perda de vetores de comutação, o LSA não é capaz de identificar automaticamente quais vetores não podem ser implementados devido à falta. Assim, a escolha dos vetores se faz por tentativa e erro, até que um vetor implementável seja encontrado, tornando o algoritmo mais lento. Outra desvantagem citada pelos próprios autores é que o método proposto por eles obtém valores máximos para as fundamentais das tensões de linha iguais ou inferiores aos obtidos por meio do deslocamento do neutro (WEI et al., 2004).

Uma estratégia de modulação sob faltas para conversores multiníveis com células simétricas em cascata é descrita em (BRANDO; DANNIER; PIZZO, 2007) e (BRANDO et al., 2007). No primeiro artigo, 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 equilibradas. A partir destas considerações, é proposta em (BRANDO et al., 2007) 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.

Em (DENG et al., 2013), é proposta uma modulação SV generalizada para conversores multiníveis, onde os vetores de comutação e suas sequências são gerados *online* por meio de dois mapeamentos, calculando as razões cíclicas da mesma forma que para um conversor de dois níveis. A referência total de tensão  $v_{ref}$  é representada como a soma de um conjunto de "vetores de vértices",  $OO_1$ ,  $O_1O_2$  e  $O_2P_1$ , e de um "vetor de resto",  $v'_{ref}$  como visto no exemplo da Figura 1.10, para um conversor multinível genérico com cinco níveis nas tensões de fase. Um vetor de vértice conecta dois vértices adjacentes, e a soma deles interliga o centro do hexágono  $H_0$  com o vetor  $P_1$  do triângulo de modulação, composto pelos três vetores mais próximos de  $v_{ref}$ . O vetor de resto  $v'_{ref}$  localiza-se dentro do triângulo de modulação e conecta o primeiro vértice deste a  $v_{ref}$ .

Uma das maneiras apresentadas pelos autores para encontrar o conjunto de vetores de vértices é determinar os hexágonos  $H_1$ ,  $H_2$  e  $H_3$ , como visto na Figura 1.10. Cada um corresponde a um nível específico, indo de  $(N - 1)$ , onde  $N$  é o número de níveis do conversor, até o próximo nível, e é centrado em um vetor de vértice. Feito isso, os três vetores mais próximos de  $\mathbf{v}_{ref}$ , ou seja, os vértices do triângulo de modulação, são obtidos por meio de um mapeamento, e suas razões cíclicas e sequências de comutação são definidas *online* através de um segundo mapeamento. A forma de definição dos hexágonos, e, conseqüentemente, do vetores de vértice, bem como os dois mapeamentos, são descritos em detalhes em (DENG et al., 2013). Também é apresentada uma extensão do algoritmo original, onde a referência é modificada para permitir a operação do conversor durante

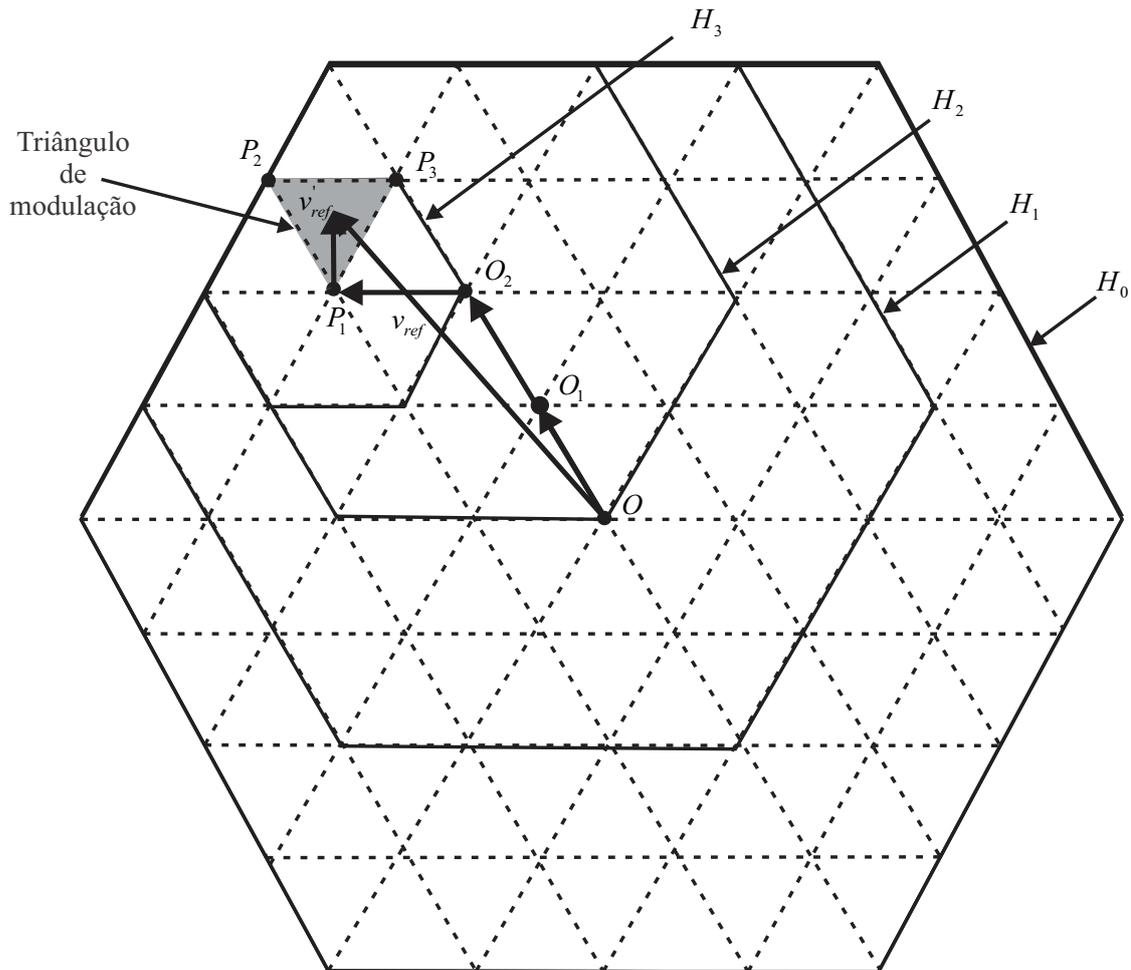


Figura 1.10 – Diagrama SV para um conversor multinível genérico com cinco níveis nas tensões de fase e estratégia de modulação proposta em (DENG et al., 2013).

sobremodulação; esta parte será discutida novamente com maiores detalhes. Porém, como na maioria dos artigos discutidos, este também não trata da operação do conversor em caso de faltas nas células de potência.

As estratégias de modulação SV apresentadas nos parágrafos anteriores foram desenvolvidas para conversores multiníveis com células simétricas em cascata. Para os com células assimétricas, alguns trabalhos também foram apresentados na literatura tratando de modulação SV, mas poucos abrangendo operação com faltas nas células de potência. Por exemplo, em (LU; MARIÉTHOZ; CORZINE, 2010), são abordados o projeto e controle de conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com tensões do barramento CC fracionárias ou variáveis. As Figuras 1.11 (a) e (b) mostram dois exemplos de diagramas SV, respectivamente para um conversor com razão dos barramentos CC de 1:2 e outro de 1:1,25. Pode-se ver que, no primeiro caso, onde as tensões dos barramentos são inteiras, os vetores de tensão estão regularmente espaçados no diagrama SV. Esta característica é perdida no segundo caso, com tensões fracionárias, tornando o conversor mais susceptível à saturação. No artigo, ainda é apresentado um exemplo

para a modulação de um conversor com duas células por fase, onde  $\mathbf{v}_{ref}$  é decomposta em duas partes, uma sintetizada pelas células de alta, e a outra, pelas de baixa tensão. O diagrama SV resultante é formado por 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. Consequentemente, os barramentos CC devem ser constantemente monitorados. Contudo, em (LU; MARIÉTHOZ; CORZINE, 2010) não é descrito como os vetores de comutação são escolhidos, nem como as redundâncias dos mesmos são tratadas.

Em (MEKHILEF; KADIR, 2010), é apresentada uma estratégia de modulação que também faz uso dos desenvolvimentos de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). O algoritmo SV é proposto para um conversor formado por uma célula trifásica de 9pu, além de uma célula de 3pu e uma de 1pu em série por fase, resultando em tensões com 18 níveis. Cada vetor de 9pu no diagrama SV é envolto por um hexágono composto pelos vetores de 3pu que podem ser adicionados ao vetor de 9pu em questão, chamado de domínio do vetor em questão. Por sua vez, cada vetor de 3pu também é cercado por um domínio dos vetores de 1pu. Em operação normal, existem áreas de intersecção entre os domínios de vetores adjacentes, como mostrado na Figura 1.12. Pelo fato da relação entre as tensões dos barramentos CC ser de 1:3:9, existem pequenas lacunas nas extremidades do diagrama SV, pois esta relação de tensões é a máxima possível para que o conversor sintetize tensões de linha de saída com níveis igualmente espaçados, chamada de máxima razão de distensão (LU; MARIÉTHOZ; CORZINE, 2010).

Para a modulação deste conversor, a referência total de tensão  $\mathbf{v}_{ref}$  é truncada, sendo escolhido o vetor mais próximo desta para as células de 9pu, de tal forma a se ter o menor número de comutações em relação ao último vetor implementado. A referência para as células de 3pu é obtida pela subtração da tensão sintetizada pelas células de 9pu de  $\mathbf{v}_{ref}$ , e a escolha do vetor mais próximo ocorre da mesma forma. Por fim, o mesmo procedimento se aplica às células de 1pu. Como apenas um vetor é escolhido por período de comutação, todas as células do conversor operam em baixa frequência. As redundâncias dos vetores só são consideradas na implementação dos vetores de 1pu. Em (MEKHILEF; KADIR, 2011), os autores modificam o algoritmo original, de forma a operar as células de 1pu com PWM de alta frequência. Também é apresentada uma maneira de definir as sequências de comutação, mas, como nas outras estratégias, a operação sob condições de falta não é considerada.

Em (MARIÉTHOZ; RUFER, 2004), novas configurações de topologias são propostas para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata, baseadas nas condições de modularidade e uniformidade trifásica, explicadas em detalhes no artigo. Estas restrições são utilizadas para maximizar a resolução das tensões de saída do conver-

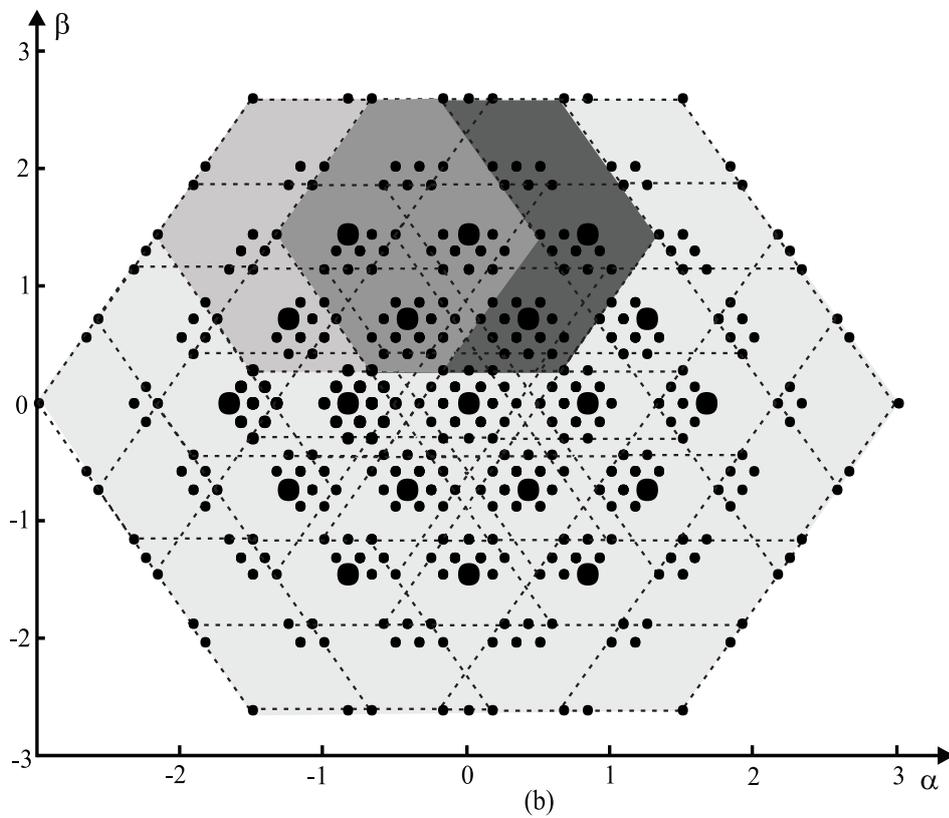
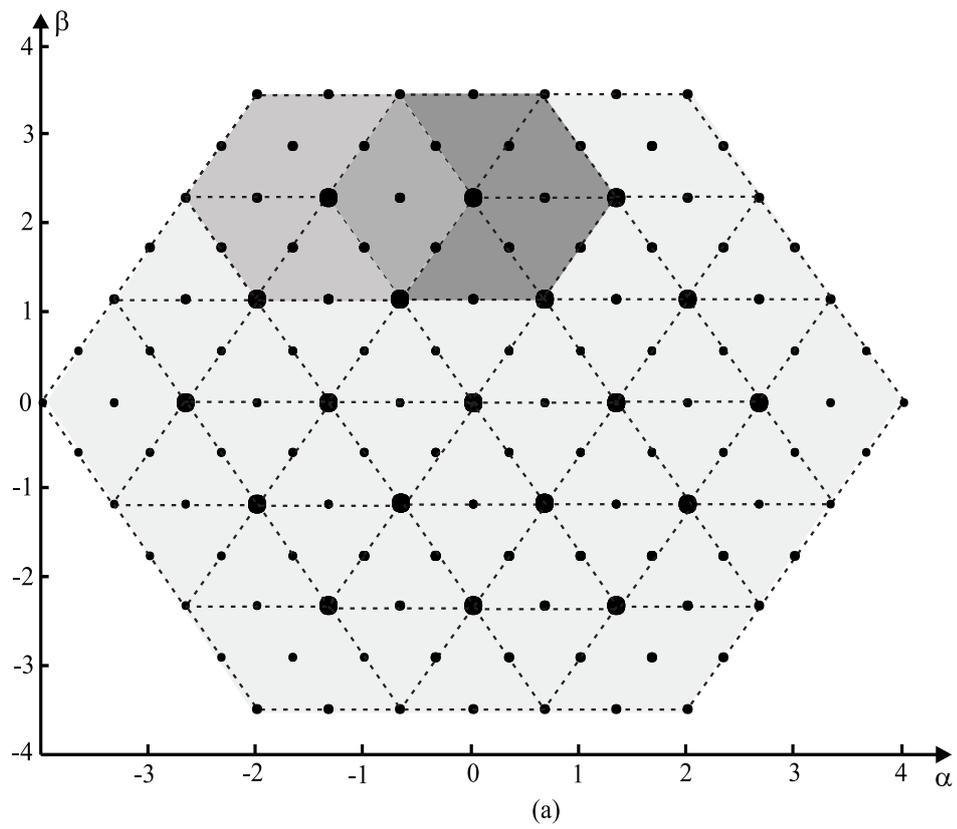


Figura 1.11 – Diagramas SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com razões de tensão dos barramentos CC de (a) 1:2 e (b) 1:1,25.

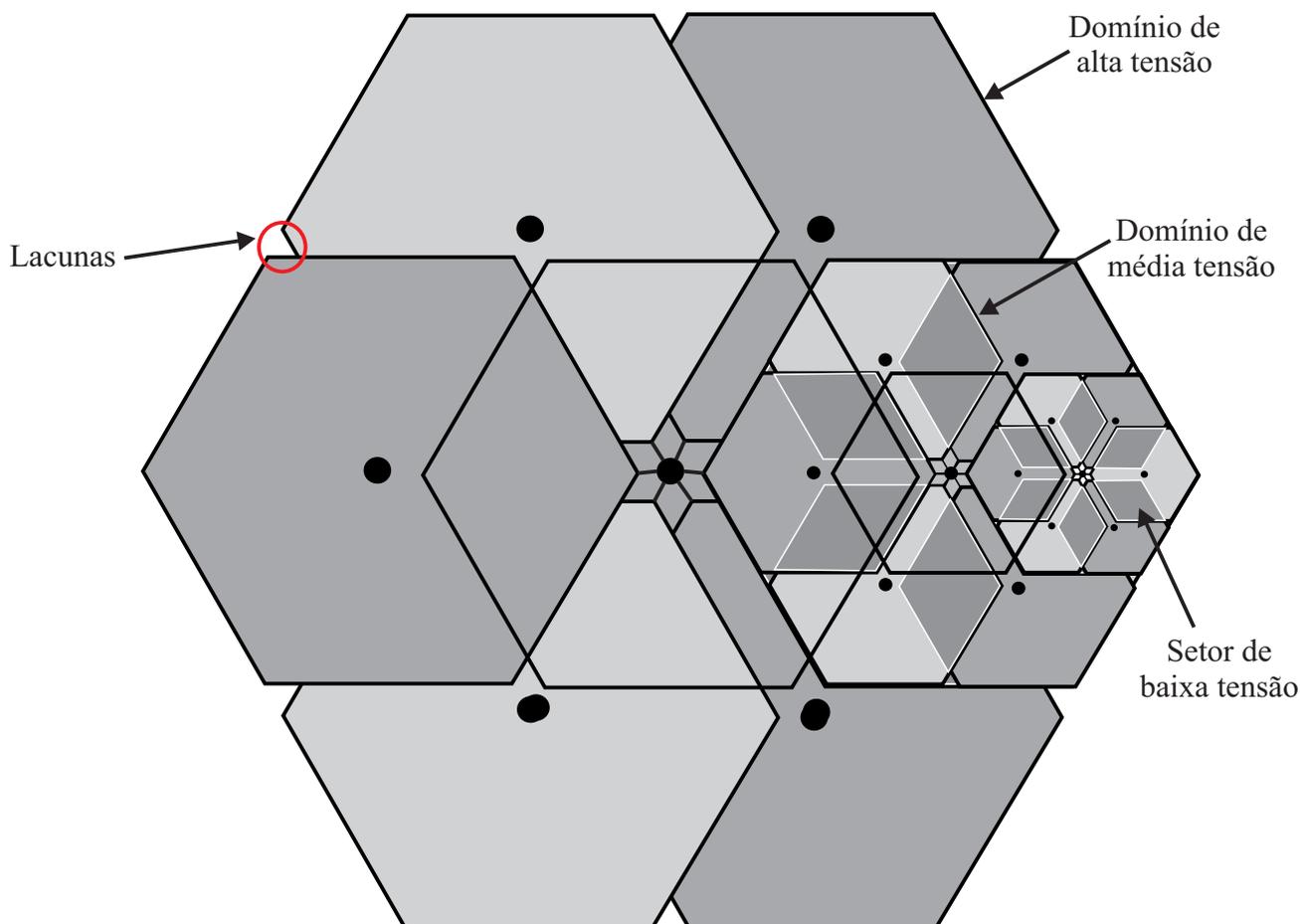


Figura 1.12 – Diagrama SV para o conversor multinível com células assimétricas em cascata de (MEKHILEF; KADIR, 2010).

sor, bem como seu rendimento. Os autores propõem uma modulação SV onde o vetor de tensão implementado pelas células de maior tensão é subtraído da referência total, como nos artigos citados nos parágrafos anteriores. Se o resultado desta subtração é menor ou igual à máxima tensão implementável pelas demais células, o vetor de alta tensão permanece inalterado; caso contrário, o estado das células de maior tensão deve ser modificado, e o vetor mais próximo da referência é escolhido para ser implementado pelo conversor. Contudo, esta escolha pode saturar o conversor, especialmente durante faltas nas células de potência, pois o vetor mais próximo não necessariamente resulta em uma referência implementável para as células de menor tensão.

Por sua vez, em (LEON et al., 2008) é proposto um algoritmo para conversores multiníveis monofásicos, denominado 1DM. Várias topologias são analisadas, incluindo os conversores em cascata com células assimétricas. Primeiramente, as tensões de saída para cada estado do conversor são determinadas e representadas em uma região de controle unidimensional. A partir disto, um diagrama de fluxo é utilizado para realizar uma busca da referência de tensão normalizada dentro da região de controle. Este diagrama de fluxo define, para cada setor da região de controle, os dois vetores mais próximos da

referência, suas razões cíclicas e a sequência de comutação associada. As redundâncias dos vetores na região 1-D não são consideradas neste primeiro momento. A seguir, um algoritmo de otimização é adicionado à modulação 1DM, que faz uso das redundâncias dos vetores para realizar o equilíbrio das tensões dos barramentos CC de um conversor multinível com células simétricas em cascata. Em (LEON et al., 2010), a modulação de (LEON et al., 2008) é estendida para incluir conversores multiníveis polifásicos, onde cada fase é tratada separadamente. Este método é comparado com as estratégias de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), mostrando que ambas resultam em tensões de linha de saída muito similares, enquanto a estratégia 1DM também elimina tensões de modo comum. Contudo, nem (LEON et al., 2008) ou (LEON et al., 2010) tratam da operação com faltas nas células de potência.

Um dos desafios da modulação *Space Vector* para conversores multiníveis é a definição das sequências de comutação. Quando as tensões de saída apresentam apenas dois ou três níveis, geralmente as sequências são definidas *offline* e armazenadas em tabelas. Contudo, como à medida que se aumenta o número de níveis, o número de vetores e setores também aumenta, a definição *offline* de múltiplas sequências de comutação torna-se um processo árduo. No caso de conversores com células assimétricas, de maneira geral as sequências devem ser definidas apenas para as células de 1pu, já que as demais comutam em baixa frequência. Alguns trabalhos foram propostos na literatura para tratar este problema. Por exemplo, em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003), os autores definem que, de acordo com a localização da referência, existem duas alternativas para a definição das sequências de comutação. A primeira opção é selecionar dois vetores de redundância par, e um de ímpar; a segunda é o inverso. Dependendo do número de redundâncias dos vetores, múltiplas sequências podem ser definidas para o mesmo setor do diagrama SV. A sequência a ser implementada em uma dada interrupção é escolhida como aquela que resulta no menor número de comutações com relação à anterior, e possui apenas quatro vetores. Também é demonstrado em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003) que, em uma sequência ótima, o primeiro e o último vetor são redundâncias do mesmo vetor, e cada um é implementado com metade da razão cíclica do vetor original. O algoritmo descrito é genérico, podendo ser usado para várias topologias de conversores multiníveis, incluindo os com células em cascata. Contudo, para estes últimos o problema de definir as sequências para condições de falta nas células de potência não foi abordado.

Em (MEKHILEF; KADIR, 2011), que trata especificamente de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão dos barramentos CC de 1:3:9 e já foi analisado em parágrafos anteriores, as sequências de comutação são definidas de maneira semelhante a (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003). Primeiramente, é determinada a localização da referência para as células de 1pu. Os três vetores de 1pu mais próximos desta formam um triângulo, que apresenta características específicas dependendo da posição no diagrama SV em que este se encontra; estas características são consideradas para

a definição da sequência para o setor em questão. Como em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003), o primeiro e o último vetor da sequência são redundantes. Já em (DENG et al., 2013), também já analisado, as sequências de comutação são definidas de acordo com a posição da referência dentro do setor do diagrama SV, chamado aqui de triângulo de modulação. As sequências são definidas *online* como girando no sentido horário ou anti-horário por meio de um mapeamento. Porém, nestes dois artigos, a definição das sequências durante condições de falta nas células de potência não é considerada. Em (CARNIELUTTI F. ; PINHEIRO, 2014), foi apresentada uma maneira diferente de definição *online* das sequências para conversores com células assimétricas tanto em operação normal como com faltas nas células de potência, que será descrita em detalhes nos Capítulos seguintes, pois é um dos temas desta Tese.

Além da operação normal, quando a trajetória da referência está totalmente contida no diagrama SV, existe outro modo de operação para os conversores: a sobremodulação. Neste caso, a referência deliberadamente passa fora do diagrama, com o intuito de sintetizar tensões de linha de saída com amplitudes maiores. Durante os intervalos de tempo nos quais a referência se localiza fora do diagrama, o conversor satura, ou seja, não se tem mais controle total sobre as tensões sintetizadas. Dessa forma, a relação entre o índice de modulação  $m$  e as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída não é mais linear (HOLMES; LIPO, 2003), surgindo componentes harmônicas de baixa ordem nos seus espectros de frequência. No contexto da modulação baseada em portadora, a sobremodulação se caracteriza pela referência de tensão ser maior do que o pico da portadora empregada para a geração dos sinais de comando para as chaves semicondutoras. Contudo, como esta Tese trata especificamente da modulação SV, apenas estratégias de sobremodulação SV serão abordadas aqui.

A Figura 1.13 ilustra a sobremodulação no contexto do SV, considerando um conversor de dois níveis para fins de simplificação. Como mostrado na Figura, existem diferentes regiões de operação para um conversor (HOLTZ, 1994):

- **Operação linear:** A trajetória da referência localiza-se inteiramente dentro do diagrama SV, e a relação entre o índice de modulação  $m$  e a amplitude das fundamentais das tensões de linha de saída é linear. Consequentemente, tem-se total controle sobre as tensões sintetizadas pelo conversor. Neste caso,  $m < 1,1547$ .
- **Limite da operação linear:** Corresponde à máxima referência inscrita no diagrama SV, ou seja,  $m = 1,1547$ .
- **Sobremodulação:** Durante parte do tempo, a referência passa fora dos limites do diagrama SV. Nestes instantes, a relação entre o índice de modulação  $m$  e a amplitude das fundamentais das tensões de linha de saída não é linear, e não se tem mais total controle sobre as tensões sintetizadas. Aqui,  $1,1547 < m < 1,273$ .

- **Six-step ou onda quase-quadrada:** Este é o limite máximo permitido para operação do conversor em sobremodulação, e corresponde à trajetória da referência circunscrita ao diagrama SV, ou seja,  $m = 1,273$ . As tensões de linha de saída não apresentam mais característica PWM: as tensões são ditas *six-step* ou quase-quadradas, pois cada vetor dos vértices do diagrama SV é implementado durante  $1/6$  do período da fundamental. A partir deste ponto, o controle sobre as tensões de saída do conversor é totalmente perdido.

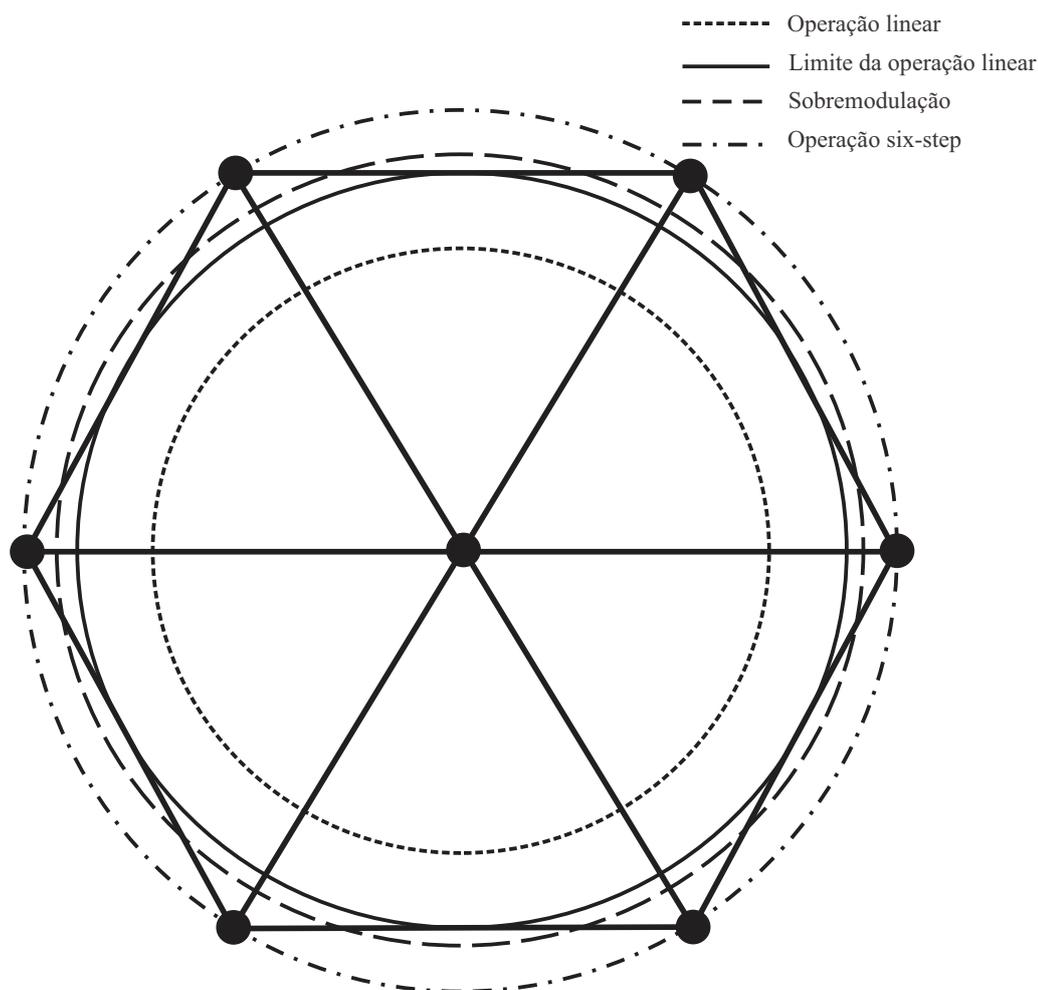


Figura 1.13 – Diagrama SV para um conversor de dois níveis, com os diferentes modos de operação.

Durante a sobremodulação, os vetores de comutação não podem mais ser escolhidos da mesma forma que para operação na região linear. Usualmente, a solução é modificar a referência  $\mathbf{v}_{ref}$ , criando uma nova referência  $\mathbf{v}_{ref}^*$ , de maneira a compensar o erro que surge nas tensões de saída quando  $\mathbf{v}_{ref}$  passa fora do diagrama. Um dos primeiros trabalhos que tratam de sobremodulação é (HOLTZ, 1994), onde esta é dividida em dois casos. No primeiro, apenas a amplitude da referência é alterada por meio de um pré-processador, enquanto seu ângulo permanece o mesmo. Isso significa que as velocidades angulares de  $\mathbf{v}_{ref}$  e  $\mathbf{v}_{ref}^*$  são as mesmas durante todo o tempo. Quando  $\mathbf{v}_{ref}$  passa fora do diagrama,

sua amplitude é modificada de maneira a forçar com que ela se desloque sobre a reta que delimita a fronteira do setor, diminuindo sua amplitude. Para compensar esse erro, a amplitude é aumentada de acordo, quando  $\mathbf{v}_{ref}$  está dentro do diagrama, como mostrado na Figura 1.14 (a).

No segundo caso, mostrado na Figura 1.14 (b), tanto a amplitude como o ângulo devem ser alterados, resultando em velocidades angulares diferentes para  $\mathbf{v}_{ref}$  e  $\mathbf{v}_{ref}^*$ . O conversor entra neste modo quando não existe mais uma área interna no diagrama SV que permita aumentar a referência para compensar as perdas quando  $\mathbf{v}_{ref}$  é diminuída. Se  $\mathbf{v}_{ref}$  é menor que a reta limite do diagrama, a referência modificada é mantida sobre um vetor de vértice durante um intervalo de tempo definido pelo ângulo  $\alpha$ ; caso contrário, se movimenta sobre a reta limite pelo restante do período de comutação. Este segundo modo é estendido até a forma de onda quase-quadrada, com os pulsos PWM desaparecendo progressivamente até o caso onde cada vetor dos vértices é mantido constante durante 1/6 do período.

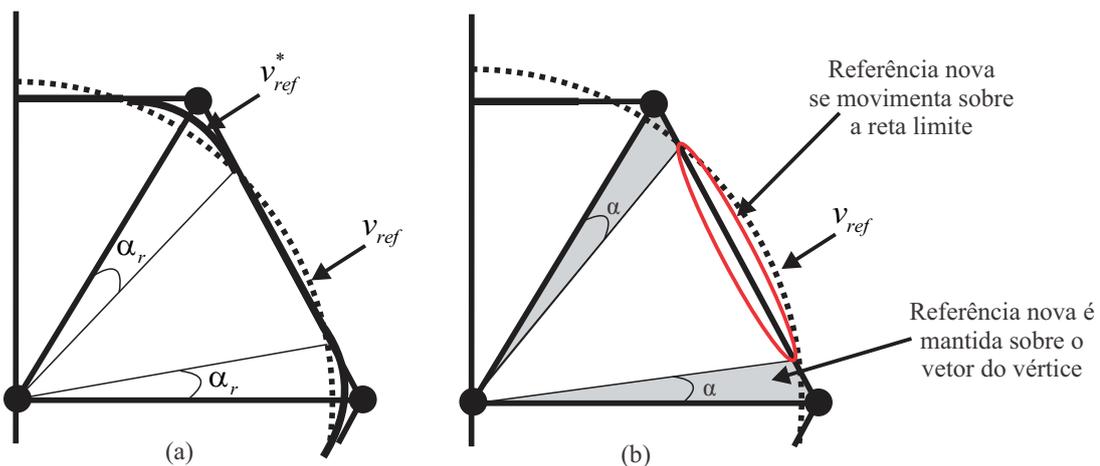


Figura 1.14 – Modos de sobremodulação de acordo com (HOLTZ, 1994): referência com (a) amplitude modificada e (b) amplitude e ângulos modificados.

Outra maneira de modificar a referência foi proposta em (LEE; LEE, 1998), baseada nos desenvolvimentos de (HOLTZ, 1994). No primeiro modo da sobremodulação, como na Figura 1.14 (a), a trajetória da referência modificada  $\mathbf{v}_{ref}^*$  é particionada em quatro segmentos. Cada um destes é descrito por uma equação em função de  $\alpha_r$ , que representa o ângulo da referência medido do vértice do diagrama SV até intersecção de  $\mathbf{v}_{ref}^*$  com a reta limite do diagrama. Estas equações são escritas como séries de Fourier, de onde o pico da fundamental da referência modificada pode ser extraído. Dessa expansão é derivada uma relação linear entre o índice de modulação  $m$  e o pico da fundamental, função de  $\alpha_r$ . Assim, como a fundamental desejada e  $m$  são conhecidos, é possível calcular  $\alpha_r$  e, conseqüentemente, a trajetória de  $\mathbf{v}_{ref}^*$ . Para o segundo modo de operação, da Figura 1.14 (b), o mesmo princípio se aplica, porém as equações dos segmentos de trajetória são descritas em função de  $\alpha$ .

Estas estratégias foram propostas para conversores de 2 níveis, mas também podem ser aplicadas a topologias multiníveis. Em (DENG et al., 2013), já mencionado em parágrafos anteriores, o mesmo conceito de modificação da referência de (HOLTZ, 1994) é utilizado para estender o algoritmo original apresentado no artigo para abranger a sobremodulação, onde  $\mathbf{v}_{ref}$  é modificada *online*, não dependendo de um pré-processador como em (HOLTZ, 1994). Porém, como este artigo não trata de operação com faltas nas células de potência, a sobremodulação também não é descrita para estes casos.

Em (GUPTA; KHAMBADKONE, 2005; TRIPATHI; KHAMBADKONE; PANDA, 2004), a sobremodulação também é apresentada para conversores multiníveis, não incluindo os em cascata com células assimétricas. Cada setor triangular do diagrama SV multinível é tratado como um setor equivalente a um conversor de dois níveis, como em (HOLTZ, 1994) e (LEE; LEE, 1998). Para tal, é definido um novo vetor de referência, chamado pelos autores de  $\mathbf{v}_s$ , que possui as mesmas coordenadas de  $\mathbf{v}_{ref}$ , mas origem no vértice do setor triangular onde a ponta de  $\mathbf{v}_{ref}$  se localiza. A seguir, os autores descrevem em detalhes como obter as razões cíclicas dos vetores pertencentes ao setor tanto para operação na região linear (três vetores mais próximos de  $\mathbf{v}_{ref}$ ) como para os dois modos de sobremodulação (dois vetores mais próximos ou apenas um vetor). Novamente, operação com faltas nas células de potência não é considerada.

Como visto nesta revisão bibliográfica, existem poucos trabalhos na literatura que tratam de estratégias de modulação para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata, especialmente com relação a modulação SV para operação com faltas nas células de potência e sobremodulação. Desta forma, esta Tese apresenta uma estratégia de modulação SV para estes conversores, tanto para condições normais de operação quanto sob faltas, incluindo sobremodulação. Os principais tópicos que serão abordados neste trabalho são:

- Desenvolvimento teórico e comprovação experimental de uma estratégia de modulação *Space Vector* para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata em operação normal e com faltas nas células de potência;
- Desenvolvimento teórico e comprovação experimental de uma estratégia de sobremodulação *Space Vector* para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com faltas nas células de potência;
- Desenvolvimento de três algoritmos para definição das sequências de comutação para as células de 1pu.

## 1.2 Organização da Tese

Esta Tese está organizada da seguinte forma: No Capítulo 2, é descrita a modulação *Space Vector* para operação de conversores multiníveis com células assimétricas em cascata sem faltas. No Capítulo 3, a modulação é estendida para a operação com faltas nas células de potência, incluindo o algoritmo para geração *online* das sequências de comutação para as células de 1pu e a modulação híbrida. No Capítulo 4, são realizadas mais modificações no algoritmo original, para tratar os casos de sobremodulação do conversor com faltas. Para todas as condições de operação, os princípios teóricos propostos são comprovados por meio de resultados de simulação e experimentais. No Capítulo 5, por fim, são elaboradas as conclusões finais a respeito dos desenvolvimentos teóricos e dos resultados obtidos, e são propostos trabalhos futuros.

## 2 MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS ASSIMÉTRICAS EM CASCATAS EM CONDIÇÕES NORMAIS DE OPERAÇÃO

Como afirmado no Capítulo anterior, quando conversores multiníveis com células assimétricas em cascata estão com faltas em suas células de 1pu, não é mais garantida a operação dentro da região linear  $\Omega$  durante todo o tempo. Pequenas regiões de saturação podem surgir devido à perda da capacidade de ajuste do valor médio da tensão do braço do conversor, calculado em um período de amostragem, proporcionada pelas células PWM de 1pu. Esta é uma das motivações para o desenvolvimento de uma modulação *Space Vector* (SV), juntamente com o fato de que ainda há poucos trabalhos disponíveis na literatura sobre essa classe de conversores. Neste Capítulo, são apresentados os princípios de uma estratégia de modulação SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata sob condições normais de operação, que serão estendidos no Capítulo 3 para abranger os casos com faltas nas células de potência. A estratégia SV proposta aqui foi apresentada primeiramente em (CARNIELUTTI, 2012; CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2011), mas será discutida novamente, pois será utilizada como base para os desenvolvimentos seguintes. A modulação será descrita primeiramente de forma generalizada e, a seguir, serão apresentados exemplos de simulação considerando um conversor multinível com células assimétricas em cascata com  $N = 3$  e razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4pu, e exemplos experimentais para um conversor com  $N = 2$  e razão das tensões dos barramentos CC de 1:2pu.

A fim de facilitar a implementação do algoritmo e o tratamento das redundâncias dos vetores de comutação, estes serão representados em um novo sistema de coordenadas, onde os dois primeiros elementos dos vetores são as tensões de linha de saída do conversor, e o terceiro, associado às redundâncias, é proporcional à sua tensão de modo comum  $v_o$ . Através dessa mudança de base, os elementos dos vetores de comutação são sempre números inteiros. Sob outro ponto de vista, este sistema de coordenadas pode ser considerado um sistema  $\alpha\beta o$  modificado, onde os vetores são representados com respeito às bases  $[2/3 \ 0 \ 0]^T$ ,  $[1/3 \ \sqrt{3}/3 \ 0]^T$  e  $[0 \ 0 \ \sqrt{2}/3]^T$ . Esta abordagem é semelhante a (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), pelo fato que os vetores de tensão do conversor possuem apenas coordenadas inteiras.

A relação entre as tensões de linha de saída do conversor,  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  ( $v_{ca}$  é linearmente dependente das demais em um sistema a três fios), a tensão de modo comum  $v_o$ , e

as tensões de fase,  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ , pode ser representada como:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

As tensões de fase também podem ser expressas em  $\alpha\beta o$  como:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta o}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Assim, substituindo-se (2.2) em (2.1), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 3\sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

ou

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/3 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

As colunas da matriz em (2.4) 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 sistema de coordenadas das tensões de linha. Os vetores  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$  não são ortogonais, mas possuem um ângulo de  $60^\circ$  entre si, como ilustrado na Figura 2.1. 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  $(\mathbb{R}^3, \mathcal{R})$  com respeito às bases ortogonais canônicas.

Para exemplificar esta mudança de base, considerem-se tensões senoidais de referência de fase para um conversor com razão dos barramentos CC de 1:2:4pu, com índice de modulação  $m = 1$ . Este valor corresponde a  $m = 1,1547$  na modulação senoidal convencional, como explicado no Capítulo 1, ou seja, as tensões possuem amplitude de aproximadamente 8,08pu, como mostrado na Figura 2.2. Sua correspondência nas coordenadas das tensões de linha do conversor é mostrada na Figura 2.3.

Para desenvolver a modulação, vamos chamar as células do conversor de  $C_N, C_{N-1} \dots C_1$ , onde  $N$  é o número de células por fase. As células  $C_N$  (ou conjunto de células) possuem os valores mais altos de tensão do barramento CC, e as  $C_1$ , os mais baixos. Cada vetor das células  $C_N$  no diagrama SV é cercado por um domínio composto pelos vetores das células  $C_{N-1}$ , e este processo se repete até as células  $C_2$ . Sob condições normais de operação, os domínios das células  $C_2$  são divididos em 24 setores triangulares compostos pelos vetores de 1pu das células  $C_1$ . Os vetores de tensão do conversor são

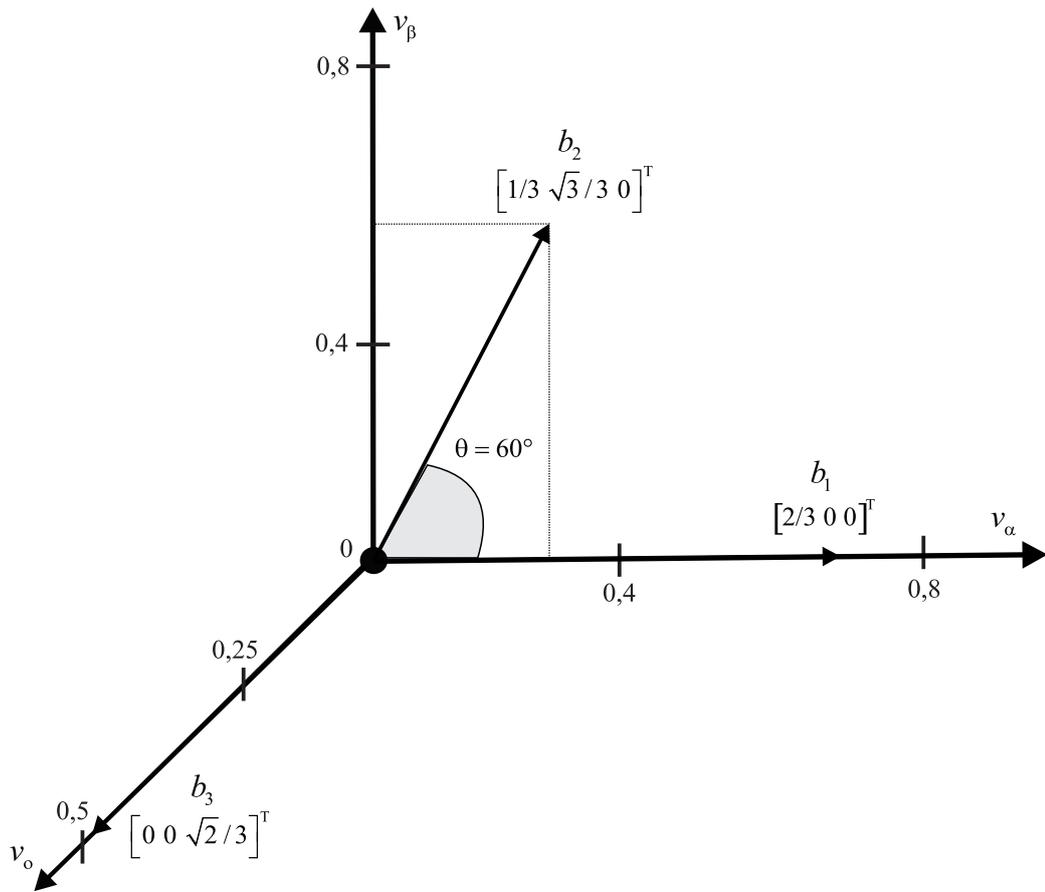


Figura 2.1 – Base para representação das tensões de linha de saída do conversor em coordenadas  $\alpha\beta o$ .

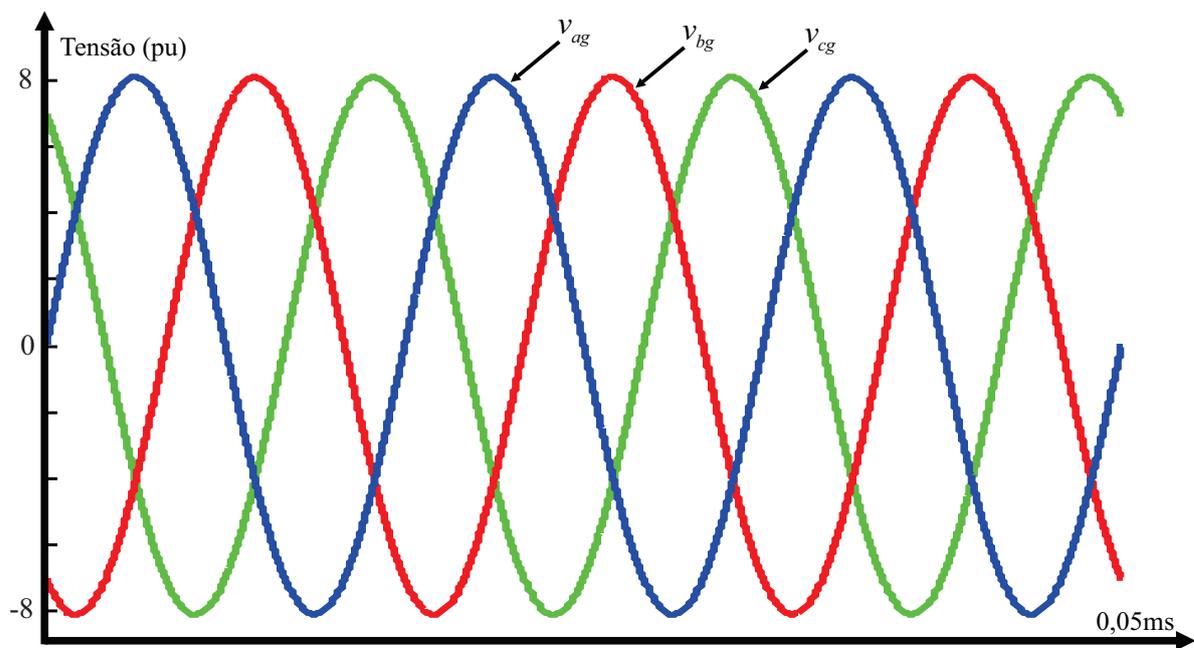


Figura 2.2 – Tensões de referência de fase em coordenadas  $abc$ .

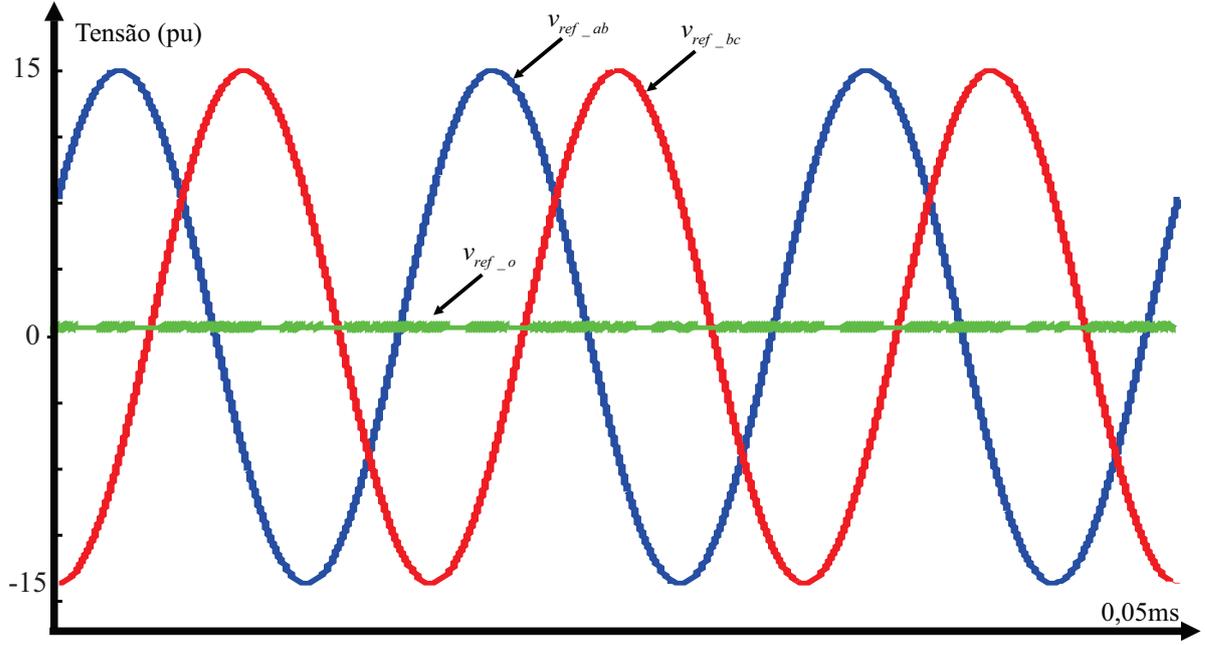


Figura 2.3 – Tensões de referência em coordenadas das tensões de linha.

escritos em pu como:

$$\mathbf{v}_N = \begin{bmatrix} v_{abN} \\ v_{bcN} \\ v_{oN} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_{N-1} = \begin{bmatrix} v_{abN-1} \\ v_{bcN-1} \\ v_{oN-1} \end{bmatrix} \quad \dots \quad \mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} v_{ab1} \\ v_{bc1} \\ v_{o1} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

e as referências de tensão:

$$\mathbf{v}_{ref} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref} \\ v_{bc\_ref} \\ v_{o\_ref} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_{refN-1} = \begin{bmatrix} v_{ab\_refN-1} \\ v_{bc\_refN-1} \\ v_{o\_refN-1} \end{bmatrix} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{ref1} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref1} \\ v_{bc\_ref1} \\ v_{o\_ref1} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Para exemplificar, considere um conversor multinível com células assimétricas em cascata com  $N = 3$  e cujas tensões dos barramentos CC das células  $C_3$ ,  $C_2$  e  $C_1$  são, respectivamente, iguais a 4, 2 e 1pu, ou seja, razão das tensões dos barramentos igual a 1:2:4, como mostrado na Figura 2.4. Os vetores  $\mathbf{v}_3$ ,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_1$  em pu, respectivamente referentes às células  $C_3$ ,  $C_2$  e  $C_1$ , são dados por:

$$\mathbf{v}_3 = \begin{bmatrix} v_{ab3} \\ v_{bc3} \\ v_{o3} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_2 = \begin{bmatrix} v_{ab2} \\ v_{bc2} \\ v_{o2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} v_{ab1} \\ v_{bc1} \\ v_{o1} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

e as referências de tensão:

$$\mathbf{v}_{ref} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref} \\ v_{bc\_ref} \\ v_{o\_ref} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_{ref2} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref2} \\ v_{bc\_ref2} \\ v_{o\_ref2} \end{bmatrix} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{ref1} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref1} \\ v_{bc\_ref1} \\ v_{o\_ref1} \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Cada vetor das células  $C_3$ , representados pelos círculos maiores, é cercado por um domínio composto pelos vetores das células  $C_2$ , que, por sua vez, também são envoltos por um domínio, desta vez referentes às células  $C_1$ . Na Figura 2.4, pode-se ver que existem intersecções entre domínios adjacentes. Qualquer referência de tensão localizada dentro de um domínio de um vetor  $\mathbf{v}_3$  pode ser sintetizada pela escolha de um vetor  $\mathbf{v}_2$  e pela média dos três vetores  $\mathbf{v}_1$  mais próximos da referência, sem comutar o vetor  $\mathbf{v}_3$ . O mesmo raciocínio é válido para as células  $C_2$ : a referência de tensão  $\mathbf{v}_{ref2}$  para estas células é sintetizada pela média dos três vetores  $\mathbf{v}_1$  mais próximos, sem comutar o vetor  $\mathbf{v}_2$ .

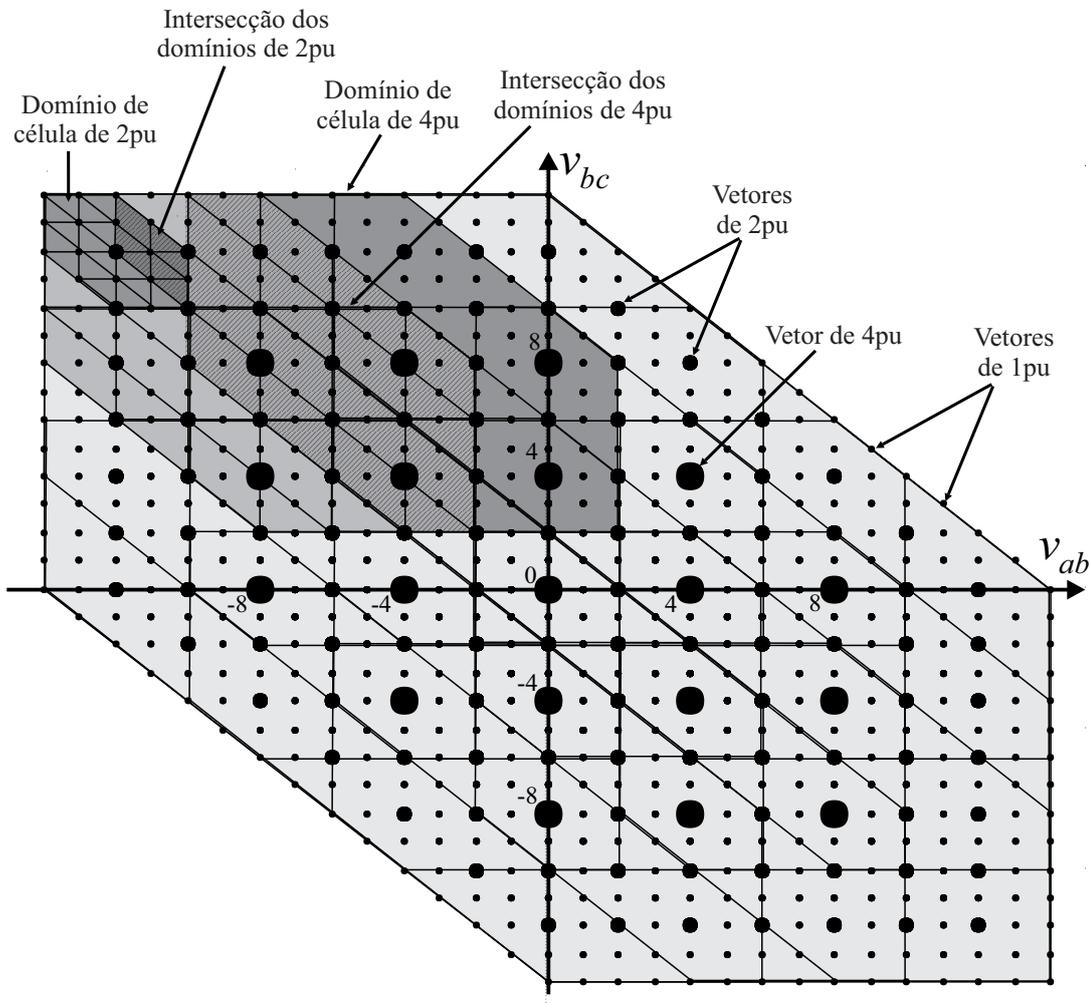


Figura 2.4 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas das tensões de linha.

Neste trabalho, as tensões dos barramentos CC são consideradas invariantes no

tempo, e o diagrama SV não apresenta dinâmica, ou seja, o formato dos domínios e dos setores permanece sempre o mesmo. Porém, as tensões dos barramentos CC podem ser medidas e atualizadas *online* no algoritmo, modificando os valores dos elementos de  $\mathbf{v}_{dc}$ , e, conseqüentemente, dos vetores de tensão  $\mathbf{v}_N$  a  $\mathbf{v}_1$ . Assim, a dinâmica que naturalmente surge no diagrama SV nestes casos é carregada no algoritmo, e não são necessárias modificações adicionais no mesmo, de maneira semelhante ao descrito em (LU; MARIÉTHOZ; CORZINE, 2010).

Como já citado, outra possível razão para as tensões dos barramentos CC é de 1:3:9. Embora esta razão seja bastante empregada e resulte em um maior número de níveis nas tensões de linha de saída, o conversor opera na chamada zona de máxima distensão (LU; MARIÉTHOZ; CORZINE, 2010), existindo lacunas no diagrama SV mesmo durante operação sem faltas, como visto na Figura 2.5. Isso faz com que o índice de modulação máximo seja diminuído em relação a razão 1:2:4 (MEKHILEF; KADIR, 2010; MEKHILEF; KADIR, 2011). Além disso, as áreas de intersecção entre domínios adjacentes são menores. Estes problemas se tornam ainda mais críticos durante operação com faltas nas células de potência, pois o conversor tende a saturar com mais facilidade, como será mostrado no Capítulo 3. Contudo, a modulação SV proposta neste trabalho pode ser empregada para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com qualquer razão de tensões dos barramentos CC e número de células.

Para a explicação do algoritmo SV, é definida a matriz  $3 \times N$   $\mathbf{F}$ . Como em (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012), cada um dos elementos de  $\mathbf{F}$  representa o estado da célula associada, onde 1 significa que a célula está operando normalmente, e 0, que está fora de operação. Esta definição será importante para a operação com faltas. Cada linha de  $\mathbf{F}$  está associada a uma das fases do conversor. Também é definido o vetor  $\mathbf{v}_{dc}$ , cujos elementos são as tensões normalizadas dos barramentos CC. A matriz  $\mathbf{F}$  e o vetor  $\mathbf{v}_{dc}$  são dados por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aN} & f_{aN-1} & \dots & f_{a1} \\ f_{bN} & f_{bN-1} & \dots & f_{b1} \\ f_{cN} & f_{cN-1} & \dots & f_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} v_{dcN} \\ v_{dcN-1} \\ \dots \\ v_{dc1} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Feitas estas considerações iniciais, a modulação SV durante operação normal será descrita de maneira genérica, e depois exemplificada para os conversores com razões das tensões dos barramentos CC iguais a 1:2:4 (resultados de simulação) e 1:2 (resultados experimentais).

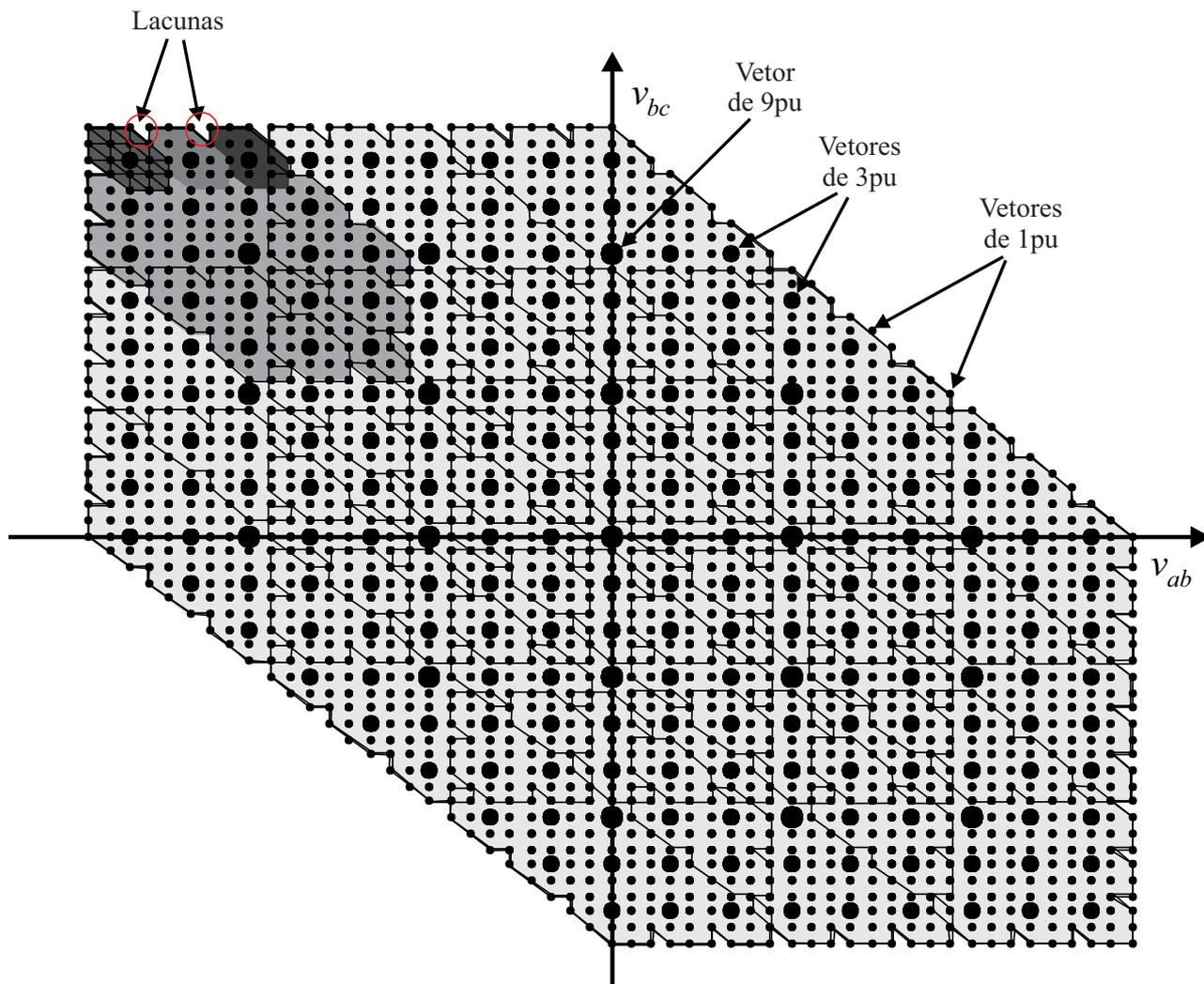


Figura 2.5 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:3:9, em coordenadas de tensões de linha.

## 2.1 Descrição Genérica da Modulação SV sob Condições Normais de Operação

Nesta Seção, a modulação SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata é descrita de maneira genérica, para um conversor com  $N$  células. O algoritmo é dividido em duas partes: na primeira, é realizada a modulação das células  $C_N$  a  $C_2$  que operam com frequências mais baixas, e, na segunda, a modulação das células  $C_1$ , que comutam com PWM.

### 2.1.1 Modulação das Células $C_N$ a $C_2$

Primeiramente, é realizada a modulação das células  $C_N$ , de maior tensão. Em uma implementação digital, a cada interrupção do contador do DSP ou demais microcontroladores, a referência de tensão total a ser sintetizada pelo conversor,  $\mathbf{v}_{ref} = [v_{ab\_ref} \ v_{bc\_ref}]^T$ , é amostrada e normalizada em relação ao valor do barramento CC das células  $C_N$ ,  $v_{dcN}$ . São obtidos os quatro vetores  $\mathbf{v}_N$  mais próximos da referência, a partir das Equações (1.32)-(1.35), reescritas aqui como:

$$\mathbf{v}_{N\_ul} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref}) \ \mathbf{floor}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.11)$$

$$\mathbf{v}_{N\_lu} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref}) \ \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.12)$$

$$\mathbf{v}_{N\_ll} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref}) \ \mathbf{floor}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.13)$$

$$\mathbf{v}_{N\_uu} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref}) \ \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.14)$$

onde a função **ceil** representa arredondamento do valor para cima, e **floor**, para baixo.

Alguns dos vetores de comutação obtidos pelo truncamento de  $\mathbf{v}_{ref}$  podem não ser implementáveis pelo conversor, pois podem estar localizados fora do diagrama SV, e devem ser descartados. Para separar os vetores implementáveis, a matriz  $\mathbf{F}$  é empregada. Como os dois primeiros elementos dos vetores em (2.11)-(2.14), normalizados com relação a  $v_{dcN}$ , segundo (2.5), são  $v_{abN}$  e  $v_{bcN}$ , tem-se que:

$$\text{abs}(v_{abN}) \leq f_{aN} + f_{bN} \quad (2.15)$$

$$\text{abs}(v_{bcN}) \leq f_{bN} + f_{cN}. \quad (2.16)$$

Se os quatro  $\mathbf{v}_N$  não forem implementáveis, deve-se procurar entre os vetores adjacentes aos mais próximos algum que possa ser implementado pelo conversor. Cabe lembrar que (2.15)-(2.16) é válida para qualquer configuração de fontes, já que considera apenas os estados das células  $C_N$ . A Figura 2.6 traz um exemplo de situação onde nenhum dos quatro  $\mathbf{v}_N$  é implementável, pois dois estão localizados fora do diagrama SV, e dois são, na realidade, vetores referentes às células  $C_{N-1}$ . Nestes casos,  $\mathbf{v}_{ref}$  deve ser truncada em mais vetores, como mostrado na Figura 2.7 e expresso pelas equações a seguir:

$$\mathbf{v}_{N\_ul1} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_ref}) - 1]^T \quad (2.17)$$

$$\mathbf{v}_{N\_ul2} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref}) + 1 \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.18)$$

$$\mathbf{v}_{N\_lu1} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref}) + 1]^T \quad (2.19)$$

$$\mathbf{v}_{N\_lu2} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref}) - 1 \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.20)$$

$$\mathbf{v}_{N\_ll1} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_ref}) - 1]^T \quad (2.21)$$

$$\mathbf{v}_{N\_ll2} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref}) - 1 \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.22)$$

$$\mathbf{v}_{N\_uu1} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref}) + 1]^T \quad (2.23)$$

$$\mathbf{v}_{N\_uu2} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref}) + 1 \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref})]^T \quad (2.24)$$

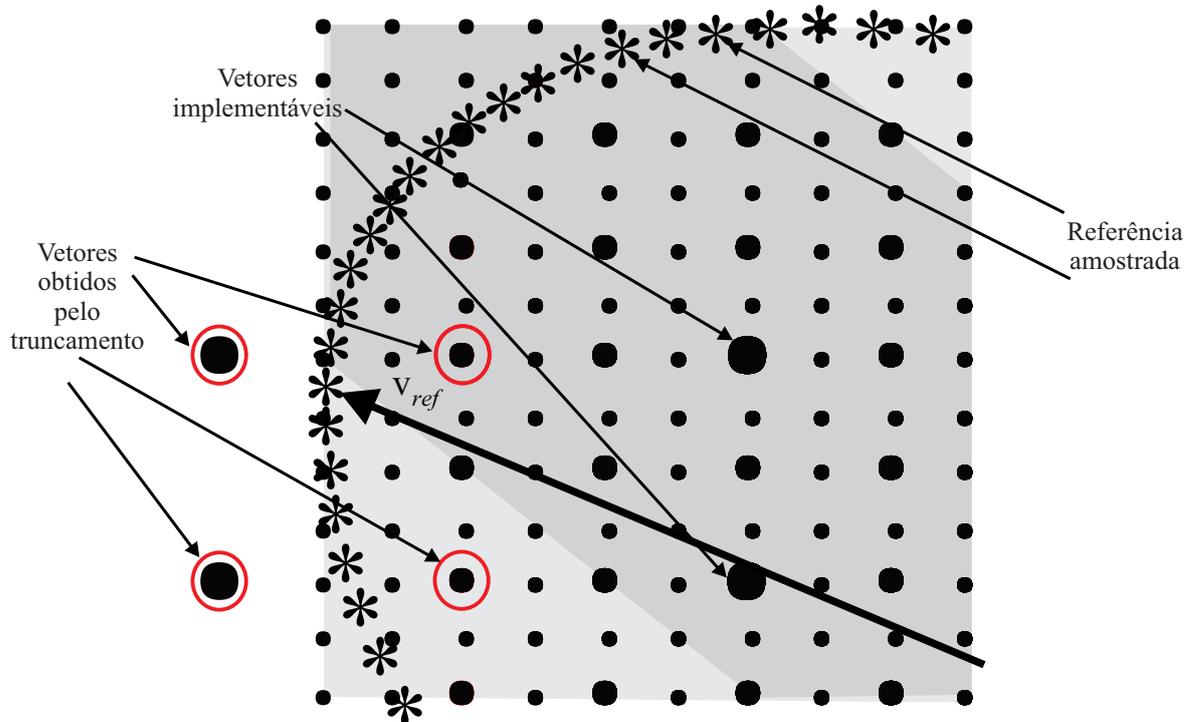


Figura 2.6 – Referência de tensão  $\mathbf{v}_{ref}$  e vetores obtidos pelo truncamento.

Aqui, também nem todos os vetores são válidos, e as restrições (2.15)-(2.16) são empregadas novamente. Feito isso, cada um dos vetores  $\mathbf{v}_N$  implementáveis é subtraído da referência  $\mathbf{v}_{ref}$ , sendo calculada a norma Euclidiana do vetor resultante no plano  $v_{ab}v_{bc}$ . O vetor  $\mathbf{v}_N$  com a menor norma associada é o mais próximo de  $\mathbf{v}_{ref}$ , e é escolhido para ser implementado pelo conversor. Como as bases deste sistema não são ortogonais, as normas Euclidianas, desconsiderando  $v_o$ , devem ser calculadas como (LIPSCHUTZ, 1978):

$$\mathbf{d} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_N \quad (2.25)$$

$$dist = \sqrt{\mathbf{d}^T \mathbf{M} \mathbf{d}} \quad (2.26)$$

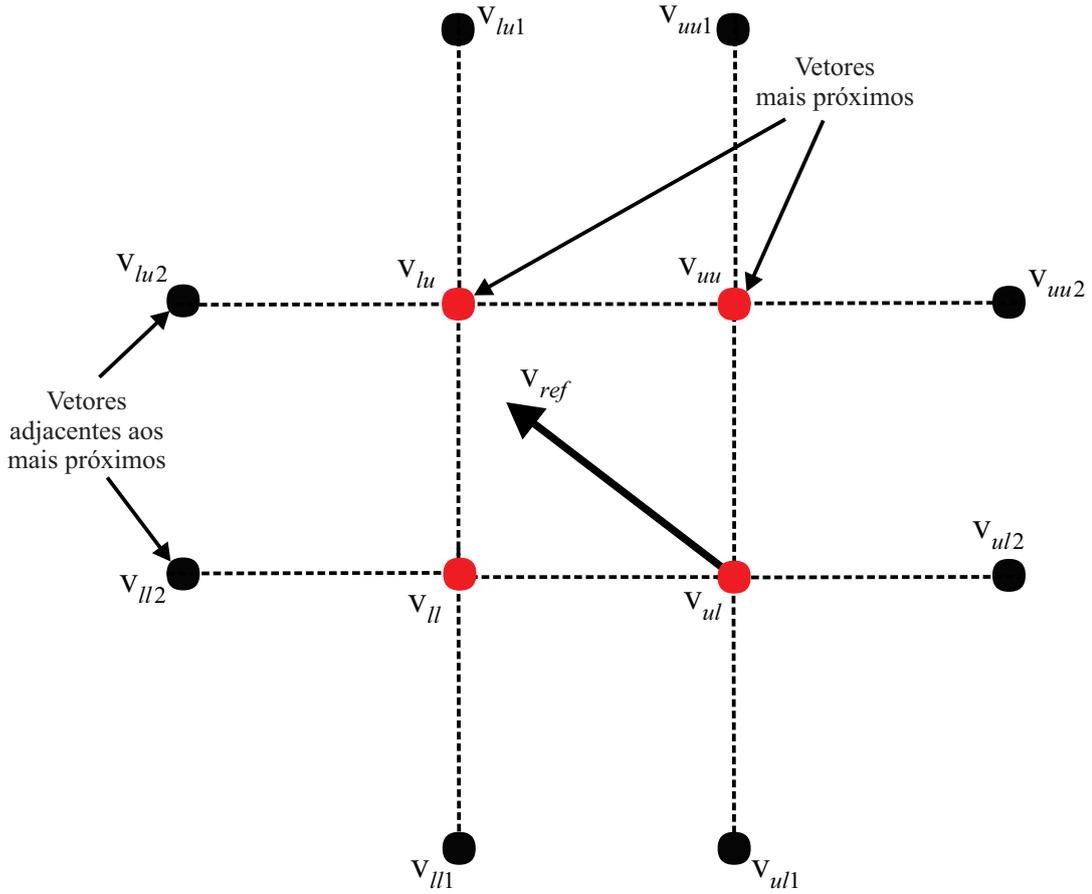


Figura 2.7 – Vetores adjacentes aos quatro vetores mais próximos da referência, obtidos pelo truncamento.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 4 & 2 \\ 2 & 4 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

onde  $dist$  é a norma Euclidiana e os elementos de  $\mathbf{M}$  são os produtos escalares entre as bases  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$ . Ainda, alguns vetores de comutação possuem redundâncias em coordenadas  $abc$ , ou seja, uma dada tensão de linha pode ser sintetizada por mais de uma combinação de tensões de fase. Portanto, pode acontecer que o  $\mathbf{v}_N$  escolhido possua uma ou mais redundâncias, se a tensão de modo comum  $v_o$  não for considerada. Se o vetor mais próximo escolhido possuir redundâncias em  $abc$ ,  $v_o$  é utilizada para escolher uma redundância. O número máximo de redundâncias corresponde a todas as possíveis implementações do vetor nulo, ou seja,  $[v_{dcN} \ v_{dcN} \ v_{dcN}]^T$ ,  $[0 \ 0 \ 0]^T$  e  $[-v_{dcN} \ -v_{dcN} \ -v_{dcN}]^T$ , normalizados em coordenadas  $abc$ . Assim, cada redundância do vetor  $\mathbf{v}_N$  escolhido é expressa em  $abc$  como:

$$\mathbf{v}_{N1abc} = \begin{bmatrix} v_{dcN} \\ v_{dcN} - v_{dcN}v_{abN} \\ v_{dcN} - v_{dcN}v_{abN} - v_{dcN}v_{bcN} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{v}_{N2abc} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 - v_{dcN}v_{abN} \\ 0 - v_{dcN}v_{abN} - v_{dcN}v_{bcN} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{v}_{N3abc} = \begin{bmatrix} -v_{dcN} \\ -v_{dcN} - v_{dcN}v_{abN} \\ -v_{dcN} - v_{dcN}v_{abN} - v_{dcN}v_{bcN} \end{bmatrix}. \quad (2.30)$$

Se um ou mais vetores das redundâncias possuírem algum elemento cujo valor absoluto é maior que  $v_{dcN}$ , estes são descartados, e as redundâncias restantes são transformadas novamente para coordenadas das tensões de linha. O próximo passo é escolher entre as redundâncias qual será implementada pelo conversor. Para tal, a norma Euclidiana é calculada novamente, mas dessa vez como a subtração entre o último vetor implementado pelo conversor, e todas as possíveis redundâncias do próximo vetor. Como agora os vetores são escritos em  $\mathfrak{R}^3$ , pois as redundâncias  $v_o$  são consideradas, a matriz  $\mathbf{M}$  passa a ser:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 4 & 2 & 0 \\ 2 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Novamente, o vetor escolhido é aquele cuja norma Euclidiana possui o menor valor, ou seja, o vetor "mais próximo" ao anterior. Isto significa que o número de comutações entre os dois vetores é o menor possível, limitando ao máximo as perdas de comutação. Como visto, os vetores para cada célula são escolhidos em duas etapas. A primeira consiste em encontrar o vetor mais próximo de  $\mathbf{v}_{ref}$  em  $\mathfrak{R}^2$ , e a segunda, em escolher entre as redundâncias em  $\mathfrak{R}^3$  do vetor escolhido (se aplicável) qual delas resulta no menor número de comutações com relação ao último vetor implementado pelo conversor. Neste trabalho, o critério de escolha dos vetores é a minimização das perdas de comutação do conversor como um todo. Porém, outros critérios podem ser adotados, como, por exemplo, escolher os vetores e suas redundâncias de forma tal a se obter simetrias de meia onda e/ou 1/4 de onda nas tensões de linha de saída, distribuição igualitária de potência entre células de mesma tensão, etc. Métodos de obtenção de simetrias nas formas de onda e, conseqüentemente, eliminação de certas componentes harmônicas específicas consistem em, por exemplo, eliminação seletiva de harmônicas e PWM ótimo, porém estes métodos podem não ser adequados para controle de corrente em malha fechada.

Com o vetor  $\mathbf{v}_N$  para as células  $C_N$ , escolhido, o próximo passo é a escolha do vetor  $\mathbf{v}_{N-1}$  para as células  $C_{N-1}$ . Uma nova referência  $\mathbf{v}_{refN-1} = [v_{ab\_refN-1} \quad v_{bc\_refN-1}]^T$  é

calculada para estas células como:

$$\mathbf{v}_{refN-1} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_N \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ab\_refN-1} \\ v_{bc\_refN-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref} \\ v_{bc\_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{abN} \\ v_{bcN} \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

Como para as células  $C_N$ , para uma dada amostra de  $\mathbf{v}_{refN-1}$ , são calculados os quatro vetores  $\mathbf{v}_{N-1}$  mais próximos de  $\mathbf{v}_{refN-1}$ :

$$\mathbf{v}_{N-1\_ul} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_refN-1})]^T \quad (2.34)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_lu} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_refN-1})]^T \quad (2.35)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_ll} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_refN-1})]^T \quad (2.36)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_uu} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_refN-1})]^T \quad (2.37)$$

Novamente, alguns dos vetores de comutação truncados podem não ser implementáveis, e devem ser descartados. A matriz  $\mathbf{F}$  é empregada, de maneira semelhante ao caso das células  $C_N$ , mas considerando agora apenas os estados das células  $C_{N-1}$ :

$$\text{abs}(v_{abN-1}) \leq f_{aN-1} + f_{bN-1} \quad (2.38)$$

$$\text{abs}(v_{bcN-1}) \leq f_{bN-1} + f_{cN-1}. \quad (2.39)$$

Se os quatro  $\mathbf{v}_{N-1}$  não forem implementáveis,  $\mathbf{v}_{refN-1}$  deve ser truncada em mais vetores, como no caso anterior:

$$\mathbf{v}_{N-1\_ul1} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_refN-1}) - 1]^T \quad (2.40)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_ul2} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_refN-1}) + 1 \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_refN-1})]^T \quad (2.41)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_lu1} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_refN-1}) + 1]^T \quad (2.42)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_lu2} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_refN-1}) - 1 \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_refN-1})]^T \quad (2.43)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_ll1} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_refN-1}) - 1]^T \quad (2.44)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_ll2} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_refN-1}) - 1 \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_refN-1})]^T \quad (2.45)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_uu1} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_refN-1}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_refN-1}) + 1]^T \quad (2.46)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_uu2} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_refN-1}) + 1 \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_refN-1})]^T. \quad (2.47)$$

As restrições (2.38)-(2.39) são empregadas novamente para descartar os vetores que não podem ser implementados. Após, são calculadas as normas Euclidianas para cada um dos vetores implementáveis:

$$\mathbf{d}_{N-1} = \mathbf{v}_{refN-1} - \mathbf{v}_{N-1} \quad (2.48)$$

$$dist = \sqrt{\mathbf{d}_{N-1}^T \mathbf{M} \mathbf{d}_{N-1}} \quad (2.49)$$

O vetor  $\mathbf{v}_{N-1}$  escolhido é aquele com menor valor de norma Euclidiana. As suas redundâncias (se existirem) são calculadas como:

$$\mathbf{v}_{N-1\_1abc} = \begin{bmatrix} v_{dcN-1} \\ v_{dcN-1} - v_{dcN-1}v_{abN-1} \\ v_{dcN-1} - v_{dcN-1}v_{abN-1} - v_{dcN-1}v_{bcN-1} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_2abc} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 - v_{dcN-1}v_{abN-1} \\ 0 - v_{dcN-1}v_{abN-1} - v_{dcN-1}v_{bcN-1} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\mathbf{v}_{N-1\_3abc} = \begin{bmatrix} -v_{dcN-1} \\ -v_{dcN-1} - v_{dcN-1}v_{abN-1} \\ -v_{dcN-1} - v_{dcN-1}v_{abN-1} - v_{dcN-1}v_{bcN-1} \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

Por fim, é escolhida a redundância de  $\mathbf{v}_{N-1}$  que deve ser implementada pelo conversor, da mesma maneira que para as células  $C_N$ . Na sequência, é calculada a nova referência para as células (ou conjunto de células) seguintes, e o processo se repete até as células  $C_1$  de menor tensão, que operam com PWM. A referência  $\mathbf{v}_{ref1} = [v_{ab\_ref1} \ v_{bc\_ref1}]^T$  para  $C_1$  é:

$$\mathbf{v}_{ref1} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_N - \mathbf{v}_{N-1} - \dots - \mathbf{v}_2 \quad (2.53)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ab\_ref1} \\ v_{bc\_ref1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref} \\ v_{bc\_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{abN} \\ v_{bcN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{abN-1} \\ v_{bcN-1} \end{bmatrix} - \dots - \begin{bmatrix} v_{ab2} \\ v_{bc2} \end{bmatrix}. \quad (2.54)$$

## 2.1.2 Modulação das Células $C_1$

A última etapa é a modulação das células  $C_1$  de 1pu. Foram desenvolvidas duas estratégias para a modulação destas células, a saber: (i) definição *offline* de sequências de comutação e armazenamento das mesmas em *look-up tables* na memória do DSP e (ii) definição *online* das sequências de comutação. Cada uma destas estratégias será descrita a seguir, mostrando suas vantagens e desvantagens.

### 2.1.2.1 Definição *Offline* das Sequências de Comutação

Primeiramente, será descrita a estratégia de definição *offline* das sequências de comutação. Como mostrado na Figura 2.8, os domínios dos vetores  $\mathbf{v}_2$  são divididos em 24 setores, cada um formado por três vetores  $\mathbf{v}_1$  de 1pu e suas respectivas redundâncias.

Estas, neste caso, são organizadas *off-line* em sequências de comutação específicas, que podem ser projetadas para satisfazer diferentes requisitos de operação, como, por exemplo, minimização do número de comutações, melhoria da THD e DF1, equilíbrio das tensões dos barramentos CC, divisão igualitária de potência entre as células, etc. Os setores, suas respectivas sequências de comutação e as equações que definem os valores de comparação com a portadora triangular para geração do padrão PWM são armazenados em uma tabela (*look-up table*), de maneira similar a (RODRIGUEZ et al., 2003) e (RODRIGUEZ; CORREA; MORAN, 2000).

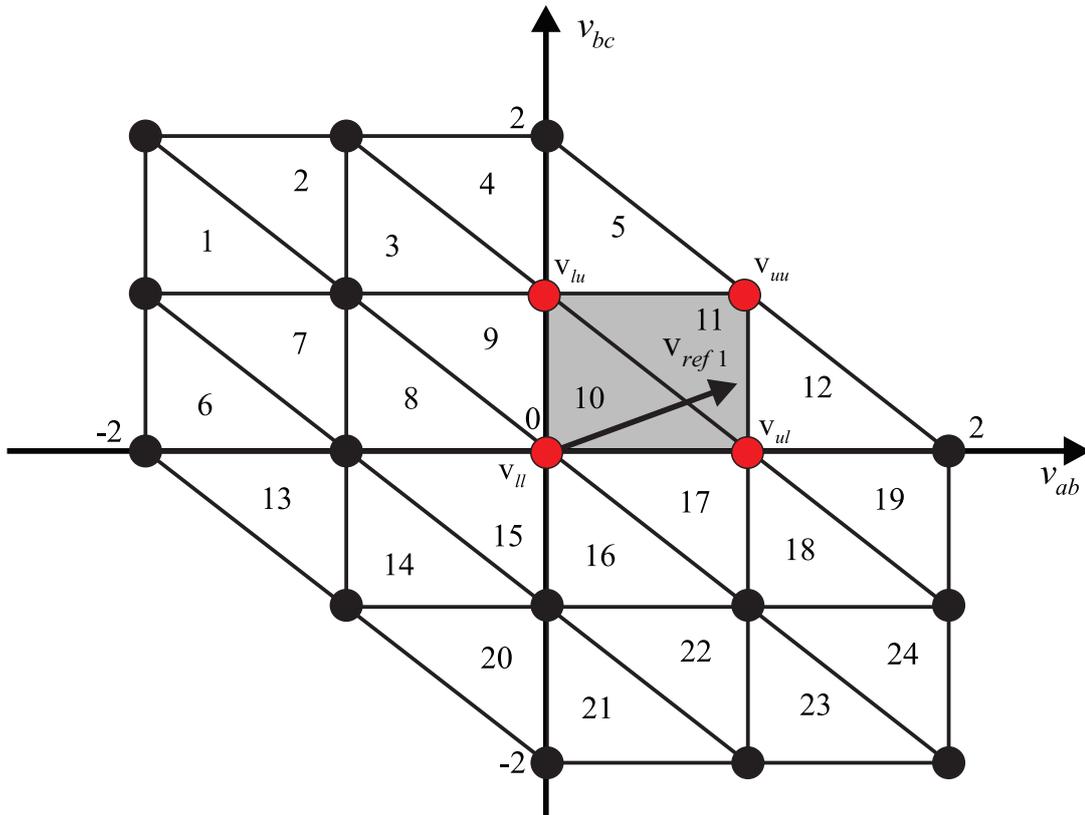


Figura 2.8 – Domínio de um vetor  $\mathbf{v}_2$ , composto pelos vetores  $\mathbf{v}_1$  das células  $C_1$  de 1pu, referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  e os quatro vetores  $\mathbf{v}_1$  mais próximos, durante operação normal.

As células  $C_1$  comutam com PWM, através da escolha dos três vetores  $\mathbf{v}_1$  mais próximos de  $\mathbf{v}_{ref1}$ . Esta é truncada da mesma maneira que as referências para as demais células, como pode ser visto na Figura 2.8 e nas equações a seguir:

$$\mathbf{v}_{1\_ul} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref1}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_ref1})]^T \quad (2.55)$$

$$\mathbf{v}_{1\_lu} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref1}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref1})]^T \quad (2.56)$$

$$\mathbf{v}_{1\_ll} = [\mathbf{floor}(v_{ab\_ref1}) \quad \mathbf{floor}(v_{bc\_ref1})]^T \quad (2.57)$$

$$\mathbf{v}_{1\_uu} = [\mathbf{ceil}(v_{ab\_ref1}) \quad \mathbf{ceil}(v_{bc\_ref1})]^T. \quad (2.58)$$

A escolha dos três vetores  $\mathbf{v}_1$  mais próximos é feita de maneira semelhante a descrita em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). Os vetores  $\mathbf{v}_{1\_ul}$  e  $\mathbf{v}_{1\_lu}$  sempre são dois dos

mais próximos. O terceiro é escolhido pela análise do sinal de:

$$v_{ab\_ref1} + v_{bc\_ref1} - (\mathbf{v}_{1\_ul\_ab} + \mathbf{v}_{1\_ul\_bc}). \quad (2.59)$$

Se o sinal de (2.59) for positivo,  $\mathbf{v}_{1\_uu}$  é escolhido, e as razões cíclicas são calculadas como:

$$d_{ul} = -(\mathbf{v}_{v_{bc\_ref1}} - \mathbf{v}_{1\_uu\_bc}) \quad (2.60)$$

$$d_{lu} = -(\mathbf{v}_{v_{ab\_ref1}} - \mathbf{v}_{1\_uu\_ab}) \quad (2.61)$$

$$d_{uu} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \quad (2.62)$$

e, se for negativo  $\mathbf{v}_{1\_uu}$  é escolhido, e as razões cíclicas são:

$$d_{1ul} = \mathbf{v}_{v_{ab\_ref1}} - \mathbf{v}_{1\_ll\_ab} \quad (2.63)$$

$$d_{1lu} = \mathbf{v}_{v_{bc\_ref1}} - \mathbf{v}_{1\_ll\_bc} \quad (2.64)$$

$$d_{1ll} = 1 - d_{1ul} - d_{1lu}. \quad (2.65)$$

As coordenadas  $v_{ab\_ref1}$  e  $v_{bc\_ref1}$  são usadas para acessar o endereço na *look-up table* referente ao quadrado onde  $\mathbf{v}_{ref1}$  está localizada, como na Figura 2.8. Cada quadrado é composto por dois setores, divididos pela sua diagonal. Os índices desta tabela são dados por:

$$n_a = \text{sign}(v_{ab\_ref1})(\text{ceil}(|v_{ab\_ref1}|)) \quad (2.66)$$

$$n_b = \text{sign}(v_{bc\_ref1})(\text{ceil}(|v_{bc\_ref1}|)) \quad (2.67)$$

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  $\mathbf{v}_{1\_ll}$  ou  $\mathbf{v}_{1\_uu}$ . As razões cíclicas são utilizadas para calcular os valores dos comparadores para o setor em questão, que, quando comparados com a portadora triangular, resultam nos padrões PWM das tensões das células  $C_1$ .

Nesta Tese, as sequências de comutação foram escolhidas de maneira a minimizar o número de comutações dentro de  $T_s$ , bem como durante a transição da referência entre setores adjacentes ou não, pois, como  $\mathbf{v}_{ref1}$  possui descontinuidades, esta pode passar de um setor a outro adjacente ou saltar entre setores distantes. É desejável que na mudança de um vetor de comutação para o próximo, apenas uma chave semicondutora mude de estado de condução. A dificuldade reside justamente nas descontinuidades de  $\mathbf{v}_{ref1}$ , fazendo com que, em alguns casos, não seja possível se obter apenas uma comutação entre dois vetores consecutivos. As sequências podem ser escolhidas visando outros critérios, como, por exemplo, equilibrar as tensões dos barramentos CCs, garantir uma distribuição igualitária de potência entre as células ou eliminar componentes harmônicas das tensões de linha de saída. As sequências definidas para implementação estão mostradas na Figura

2.9. O sobrescrito dos vetores indica suas redundâncias.

Para facilitar a definição das sequências, os vetores de comutação foram renomeados como  $\mathbf{v}_{1\_ul} = \mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_{1\_lu} = \mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_{1\_uu} = \mathbf{v}_3$  ou  $\mathbf{v}_{1\_ll} = \mathbf{v}_3$ , dependendo do setor onde se encontra  $\mathbf{v}_{ref1}$ , e as razões cíclicas como  $d_{ul} = d_1$ ,  $d_{lu} = d_2$  e  $d_{uu} = d_3$  ou  $d_{ll} = d_3$ . As chaves semicondutoras superiores do *full-bridge* são  $S_{1x}$  e  $S_{3x}$ , onde  $x = a, b, c$  representa cada fase do conversor, sendo que as chaves inferiores  $S_{2x}$  e  $S_{4x}$  são complementares a, respectivamente,  $S_{1x}$  e  $S_{3x}$ . As sequências foram definidas para metade do período  $T_s$  de atualização da ação de controle. Consequentemente, para a outra metade de  $T_s$ , são utilizadas as sequências de comutação espelhadas em relação às mostradas na Figura 2.9: para portadora crescente usa-se a sequência normal, e para decrescente, a espelhada.

Para exemplificar o processo de seleção dos setores e, conseqüentemente, das sequências de comutação, considere  $\mathbf{v}_{ref1} = [0, 94 \quad 0, 67]^T$ . Os quatro vetores mais próximos são:

$$\mathbf{v}_{1\_ul} = [1 \quad 0]^T \quad (2.68)$$

$$\mathbf{v}_{1\_lu} = [0 \quad 1]^T \quad (2.69)$$

$$\mathbf{v}_{1\_ll} = [0 \quad 0]^T \quad (2.70)$$

$$\mathbf{v}_{1\_uu} = [1 \quad 1]^T. \quad (2.71)$$

Substituindo-se os respectivos elementos dos vetores em (2.59), o sinal é positivo, e  $\mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_{1\_ul}$ ,  $\mathbf{v}_2 = \mathbf{v}_{1\_lu}$  e  $\mathbf{v}_3 = \mathbf{v}_{1\_uu}$ . De acordo com a Figura 2.8, a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  se encontra no setor 11. Para se implementar a sequência de comutação associada, é acessada a posição da tabela que contém os valores dos comparadores. Substituindo-se nas Equações (2.63) e (2.64), os índices  $n_a$  e  $n_b$  são, respectivamente, iguais a 1 e 1. Contudo, para uma implementação digital usando 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 acessar os comparadores na tabela são iguais a  $n_a + 2$  e  $n_b + 2$ , ou seja,  $n_a = 3$  e  $n_b = 3$ . Na implementação em DSP, o comparador ainda é multiplicado pelo fator de escala TPER, a amplitude da portadora.

Ainda, como pode ser visto na Figura 2.9, devido a forma como as sequências de comutação foram definidas, algumas chaves semicondutoras operam com lógica de comparação alta, e outras, com lógica baixa. A definição das lógicas é crucial em implementações com DSP, pois a ação do módulo PWM do DSP varia quando o comparador é igual ao contador. Considere-se que as lógicas alta e baixa são definidas como a saída do PWM assumindo valor alto quando o comparador é, respectivamente, menor ou maior do que o valor do contador do DSP, como mostrado nas Figuras 2.10 (a) e (b). Os comparadores para  $S_{1a}$ ,  $S_{1b}$  e  $S_{1c}$  foram definidos como possuindo lógica de comparação baixa, e  $S_{3a}$ ,  $S_{3b}$  e  $S_{3c}$ , lógica alta, porém qualquer outra configuração pode ser escolhida. Desta forma, pela Figura 2.9, os valores dos comparadores para cada uma das chaves superiores do

*full-bridge* (lembrando que os inferiores são complementares), para o setor 11, são dados por:

$$\text{COMP}_{s_{1a}} = (0, 5d_1 + d_3)\text{TPER} \longrightarrow \text{ativo baixo} \quad (2.72)$$

$$\text{COMP}_{s_{3a}} = \text{TPER} \longrightarrow \text{ativo alto} \quad (2.73)$$

$$\text{COMP}_{s_{1b}} = 0 \longrightarrow \text{ativo baixo} \quad (2.74)$$

$$\text{COMP}_{s_{3b}} = (d_2 + 0, 5d_1 + d_3)\text{TPER} \longrightarrow \text{ativo alto} \quad (2.75)$$

$$\text{COMP}_{s_{1c}} = 0 \longrightarrow \text{ativo baixo} \quad (2.76)$$

$$\text{COMP}_{s_{3c}} = (0, 5d_1)\text{TPER} \longrightarrow \text{ativo alto}. \quad (2.77)$$

Os valores calculados pelas Equações (2.72)-(2.77) são então comparados com a portadora triangular, com taxa de atualização igual a  $2T_s$ , de forma a gerar os sinais PWM para as células  $C_1$ .

A definição *offline* das sequências de comutação tem como desvantagem o fato de que se leva muito tempo para projetá-las de maneira adequada, a fim de satisfazer os critérios de operação escolhidos. Além disso, para se conseguir um desempenho mais otimizado do conversor, com relação ao posicionamento dos pulsos PWM dentro das sequências de um dado setor e durante a transição de setores (adjacentes ou não), para cada setor deveriam ter sido definidas várias sequências, escolhidas levando em consideração a sequência implementada na interrupção anterior do DSP ou demais microcontrolador. Desta forma, foi desenvolvido também um algoritmo capaz de gerar *online* as sequências de comutação para as células  $C_1$ , que será descrito na próxima subseção. Sua principal vantagem é a eliminação do processo de projeto e teste *offline* das sequências; contudo, um maior peso computacional é agregado ao algoritmo original.

### 2.1.2.2 Definição *Online* das Sequências de Comutação

Inicialmente, os três vetores mais próximos de  $\mathbf{v}_{ref1}$  são escolhidos da mesma maneira que para a definição *offline*. Feito isso, é necessário saber se estes vetores possuem redundâncias, a fim de se ter uma lista completa de todos os vetores que podem ser utilizados na sequência para um dado  $T_s/2$ . As redundâncias, expressas no espaço das tensões de fase do conversor (coordenadas  $abc$ ), para cada vetor de 1pu são calculadas como:

$$\mathbf{v}_{1k} = [1 \quad 1 - v_{ab1k} \quad 1 - v_{ab1k} - v_{bc1k}]^T \quad (2.78)$$

$$\mathbf{v}_{2k} = [0 \quad 0 - v_{ab1k} \quad 0 - v_{ab1k} - v_{bc1k}]^T \quad (2.79)$$

$$\mathbf{v}_{3k} = [-1 \quad -1 - v_{ab1k} \quad -1 - v_{ab1k} - v_{bc1k}]^T \quad (2.80)$$



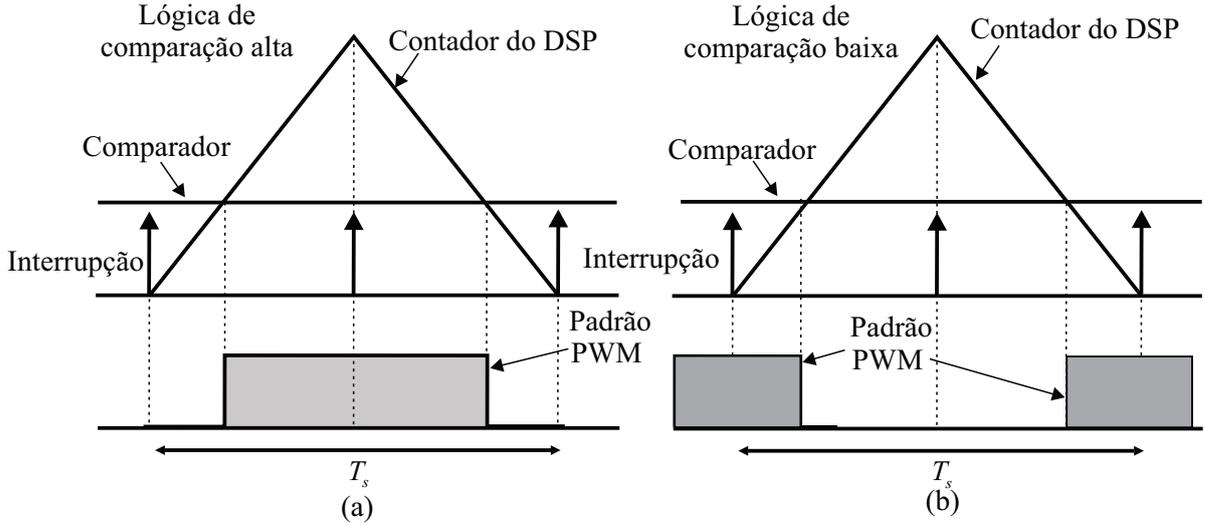


Figura 2.10 – Padrões PWM com lógica de comparação (a) alta e (b) baixa.

onde  $k = 1, 2, 3$  corresponde a cada um dos três vetores de 1pu mais próximos de  $\mathbf{v}_{ref1}$ , e  $v_{ab1k}$  e  $v_{bc1k}$  são os elementos destes vetores nas coordenadas das tensões de linha. O número máximo de redundâncias neste caso é três, associado às três possíveis maneiras de se implementar o vetor nulo  $[0 \ 0]^T$ , ou seja,  $[1 \ 1 \ 1]^T$ ,  $[0 \ 0 \ 0]^T$  e  $[-1 \ -1 \ -1]^T$  em coordenadas  $abc$ . Se um vetor possuir um elemento com valor absoluto maior que 1, é descartado.

O próximo passo é transformar as tensões nos estados das chaves semicondutoras. Como já dito, as chaves  $S_{1x}$  e  $S_{2x}$  são complementares, bem como  $S_{3x}$  e  $S_{4x}$ . Define-se aqui que a tensão 1 é obtida fechando  $S_{1x}$  e abrindo  $S_{3x}$ , sendo o oposto para -1; para 0,  $S_{1x}$  e  $S_{3x}$  podem ser fechadas, ou  $S_{2x}$  e  $S_{4x}$ . Com essas definições, são criadas novas representações para os vetores de 1pu implementáveis, expressando os estados de condução das chaves como:

$$\mathbf{v}_{status\_j} = [S_{1a} \ S_{3a} \ S_{1b} \ S_{3b} \ S_{1c} \ S_{3c}]^T \quad (2.81)$$

onde o índice  $j$  varia dependendo do número de vetores  $\mathbf{v}_1$  implementáveis. Os elementos destes novos vetores podem assumir os valores 1, para chave fechada, ou 0, para chave aberta. Por exemplo, para o vetor  $[0 \ 0]^T$ , teríamos  $[1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$ ,  $[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ ,  $[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$  e  $[0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]^T$ . Existe aqui uma "redundância redundante", ou seja, mesmo que  $[0 \ 0]^T$  tenha apenas três redundâncias, uma delas pode ser implementada de duas formas diferentes. Considere-se também que as lógicas de comparação das chaves são as mesmas definidas anteriormente, e que as sequências são geradas para metade do período de comutação  $T_s$ . Novamente, é importante salientar que as lógicas de comparação podem ser escolhidas de qualquer outra forma, e não necessariamente como neste trabalho.

As sequências são definidas aqui de maneira a minimizar o número de comutações, tanto dentro de um setor como na transição entre setores adjacentes ou não, da mesma

forma que para o método descrito anteriormente de definição *offline*. Contudo, outros critérios também podem ser utilizados. Como em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003) e (MEKHILEF; KADIR, 2011), as sequências terão quatro vetores, sendo o primeiro e o último redundâncias do mesmo vetor original. Os vetores são arranjados na sequência através da escolha do mais próximo do último vetor implementado. Para se encontrar o primeiro vetor de uma nova sequência, representado aqui como  $\mathbf{v}_1$ , a norma Euclidiana, que dá uma noção da distância entre dois vetores, é calculada como:

$$dist_j = \sqrt{\mathbf{d}_j^T \mathbf{d}_j} \quad (2.82)$$

$$\mathbf{d}_j = \mathbf{v}_{status}^* - \mathbf{v}_{status\_j} \quad (2.83)$$

onde  $dist_j$  são as normas Euclidianas de todos os vetores  $\mathbf{d}_j$ ,  $\mathbf{v}_{status}^*$  é o último vetor da sequência anterior, e  $\mathbf{v}_{status\_j}$  são todos os vetores  $\mathbf{v}_1$  de 1pu implementáveis, expressos como em (2.81).

Como mencionado, as sequências devem seguir as regras para as lógicas de comparação das chaves, e, como estas serão implementadas em DSP, o pulso PWM deve se localizar no centro de  $T_s$  ou em suas extremidades, como visto na Figura 2.10. Para assegurar que as regras serão sempre seguidas, durante a primeira interrupção (contador crescente)  $\mathbf{v}_{status}^*$  é forçado a ser igual a  $[1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$ . Para que um vetor seja escolhido como  $\mathbf{v}_1$ , ele deve possuir redundâncias. Outro detalhe é que, durante os intervalos em que o contador está crescendo, o sentido da sequência é escolhido como sendo horário, e durante os intervalos de contador decrescente, a sequência é anti-horária.

Para o segundo vetor,  $\mathbf{v}_2$ , o mesmo procedimento de (2.82)-(2.83) é empregado, mas agora  $\mathbf{v}_{status}^* = \mathbf{v}_1$ :

$$dist_j = \sqrt{\mathbf{d}_j^T \mathbf{d}_j} \quad (2.84)$$

$$\mathbf{d}_j = \mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_{status\_j} \quad (2.85)$$

e  $\mathbf{v}_1$  é excluído do conjunto  $\mathbf{v}_{status\_j}$ . O processo continua para se encontrar  $\mathbf{v}_3$  e  $\mathbf{v}_4$ . Para a próxima interrupção,  $\mathbf{v}_4$  será  $\mathbf{v}_{status}^*$ . A escolha do vetor de 1pu mais próximo do anterior minimiza o número de comutações e limita as perdas. Ainda, foi dito que  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_4$  devem ser redundâncias do mesmo vetor, e isso é naturalmente obtido com este algoritmo, como será mostrado a seguir.

Após a definição da sequência, o próximo passo é o cálculo dos comparadores. Para tal, foram deduzidas equações para os comparadores para as lógicas de comparação baixa e alta, onde estes são calculados em função dos elementos dos vetores que compõem a sequência. Para as chaves com lógica de comparação baixa, os comparadores são

calculados como:

$$\text{COMP}_{S1a} = (0.5d_1\mathbf{v}_1(1, 1) + d_2\mathbf{v}_2(1, 1) + d_3\mathbf{v}_3(1, 1) + 0.5d_1\mathbf{v}_4(1, 1))\text{TPER} \quad (2.86)$$

$$\text{COMP}_{S1b} = (0.5d_1\mathbf{v}_1(3, 1) + d_2\mathbf{v}_2(3, 1) + d_3\mathbf{v}_3(3, 1) + 0.5d_1\mathbf{v}_4(3, 1))\text{TPER} \quad (2.87)$$

$$\text{COMP}_{S1c} = (0.5d_1\mathbf{v}_1(5, 1) + d_2\mathbf{v}_2(5, 1) + d_3\mathbf{v}_3(5, 1) + 0.5d_1\mathbf{v}_4(5, 1))\text{TPER} \quad (2.88)$$

e, para as chaves com lógica alta:

$$\text{COMP}_{S3a} = (1 - (0.5d_1\mathbf{v}_1(2, 1) + d_2\mathbf{v}_2(2, 1) + d_3\mathbf{v}_3(2, 1) + 0.5d_1\mathbf{v}_4(2, 1)))\text{TPER} \quad (2.89)$$

$$\text{COMP}_{S3b} = (1 - (0.5d_1\mathbf{v}_1(4, 1) + d_2\mathbf{v}_2(4, 1) + d_3\mathbf{v}_3(4, 1) + 0.5d_1\mathbf{v}_4(4, 1)))\text{TPER} \quad (2.90)$$

$$\text{COMP}_{S3c} = (1 - (0.5d_1\mathbf{v}_1(6, 1) + d_2\mathbf{v}_2(6, 1) + d_3\mathbf{v}_3(6, 1) + 0.5d_1\mathbf{v}_4(6, 1)))\text{TPER}. \quad (2.91)$$

Estes são então comparados com a portadora, resultando nos padrões PWM das tensões de saída das células  $C_1$ . A fim de exemplificar o algoritmo, considere-se  $m = 1$ ,  $\mathbf{v}_{ref1} = [1.0033 \ -2]^T$  em pu, e contador crescente do DSP. Os três vetores de 1pu mais próximos, nas coordenadas das tensões de linha, são  $[2 \ -2]^T$ ,  $[1 \ -1]^T$  e  $[1 \ -2]^T$ , escritos em coordenadas  $abc$  como, respectivamente,  $[1 \ -1 \ 1]^T$ ,  $[1 \ 0 \ 1]^T$ ,  $[0 \ -1 \ 0]^T$  e  $[0 \ -1 \ 1]^T$ . Escrevendo-os como em (2.81) e aplicando o algoritmo descrito, a sequência de comutação para a primeira metade de  $T_s$  é mostrada no lado esquerdo da Figura 2.11.

Para a próxima interrupção, considere que agora  $\mathbf{v}_{ref1} = [1.9234 \ -1.8930]^T$  e localiza-se em outro setor. Com relação à sequência anterior, o vetor  $[1 \ -2]^T$  é substituído por  $[2 \ -1]^T$ , representado em coordenadas  $abc$  como  $[1 \ -1 \ 0]^T$ . A nova sequência é mostrada no lado direito da Figura 2.11, para a segunda metade de  $T_s$ . Pode-se notar que as regras para as lógicas de comparação das chaves são preservadas, e que apenas uma comutação ocorre entre dois vetores consecutivos. Ainda,  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_4$  são redundâncias do mesmo vetor. Este processo se repete nas demais interrupções do contador do DSP.

As equações dos comparadores, para a primeira sequência, são:

$$\text{COMP}_{S1a} = (0, 5d_1 + d_2)\text{TPER} \quad (2.92)$$

$$\text{COMP}_{S3a} = \text{TPER} \quad (2.93)$$

$$\text{COMP}_{S1b} = 0 \quad (2.94)$$

$$\text{COMP}_{S3b} = (1 - (d_2 + d_3 + 0.5d_1))\text{TPER} \quad (2.95)$$

$$\text{COMP}_{S1c} = (0, 5d_1 + d_2 + d_3)\text{TPER} \quad (2.96)$$

$$\text{COMP}_{S3c} = \text{TPER} \quad (2.97)$$

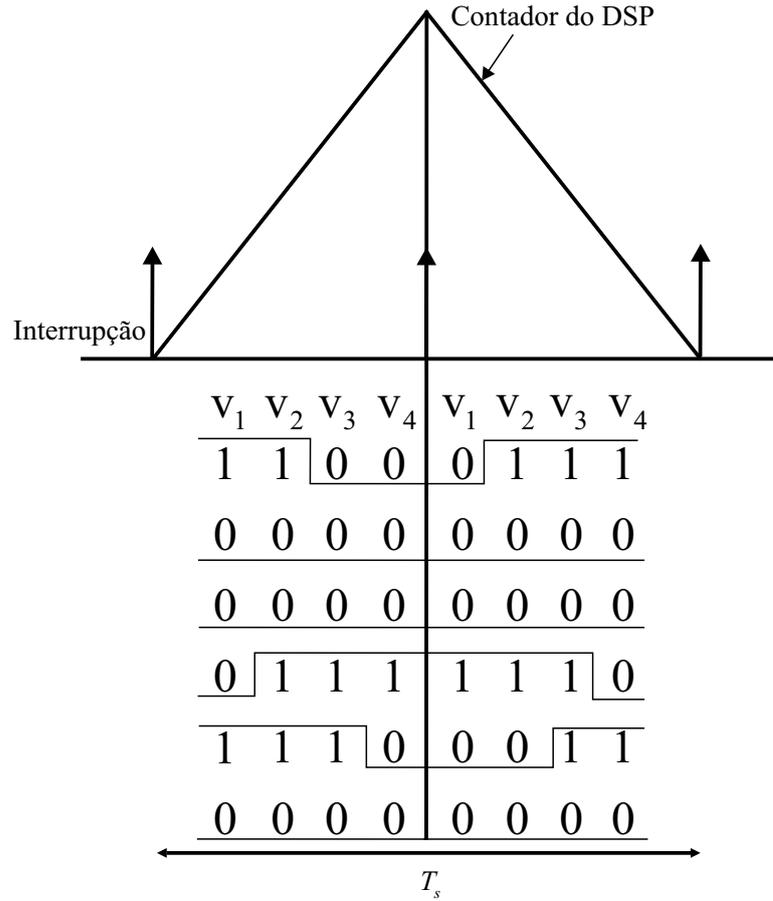


Figura 2.11 – Contador do DSP e sequências de comutação, sob condições normais de operação e  $m = 1$ .

e, para a segunda:

$$\text{COMP}_{S1a} = (d_2 + d_3 + 0, 5d_1)\text{TPER} \quad (2.98)$$

$$\text{COMP}_{S3a} = \text{TPER} \quad (2.99)$$

$$\text{COMP}_{S1b} = 0 \quad (2.100)$$

$$\text{COMP}_{S3b} = (1 - (d_2 + d_3 + 0, 5d_1))\text{TPER} \quad (2.101)$$

$$\text{COMP}_{S1c} = (0, 5d_1 + d_3)\text{TPER} \quad (2.102)$$

$$\text{COMP}_{S3c} = \text{TPER}. \quad (2.103)$$

Uma observação a ser feita é que, como  $\mathbf{v}_{ref1}$  é descontínua, pode acontecer desta saltar de um setor em uma interrupção para outro não adjacente na interrupção seguinte. Isso pode resultar em transições nas quais é impossível ter-se apenas uma comutação entre o último  $\mathbf{v}_4$  e o  $\mathbf{v}_1$  seguinte, como já comentado em parágrafos anteriores.

A fim de se comparar o desempenho das estratégias *offline* e *online* para definição das sequências de comutação, vamos considerar um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2. Foram realizadas simulações variando o índice de modulação  $m$  de 0,2 até 1, calculando a THD e o DF1

(ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990) das tensões de linha de saída do conversor, obtidas com ambos os algoritmos. Os resultados são mostrados nas Figuras 2.12 e 2.13, para, respectivamente, a THD e o DF1.

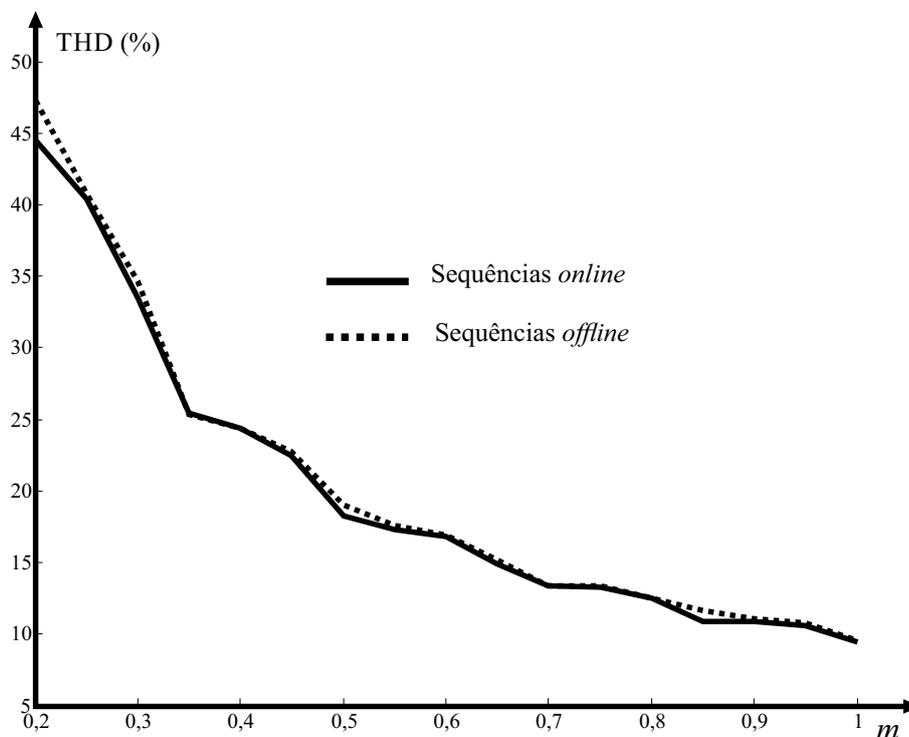


Figura 2.12 – THD para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2.

Pelas Figuras 2.12 e 2.13, pode-se ver que o algoritmo de definição *online* das sequências apresenta melhor desempenho, principalmente no que diz respeito aos índices de DF1. Valores mais baixos de DF1 significam também que as tensões possuem componentes harmônicas de baixa ordem com amplitudes menores, ou seja, o conversor sintetiza tensões de saída com melhor qualidade. Os resultados apresentados demonstram que, mesmo que o algoritmo *online* tenha sido desenvolvido visando minimizar o número de comutações, este resultou em um desempenho superior quanto a THD e ao DF1, quando comparado com o *offline* e considerando as sequências de comutação escolhidas. Uma alternativa para reduzir o DF1 para o algoritmo *offline* é definir sequências específicas para cada  $m$  empregando um método de otimização de THD e/ou DF1, bem como múltiplas sequências para um único setor, definindo também um critério para escolha da sequência a ser implementada em um dado setor.

A fim de comprovar a estratégia de modulação apresentada aqui, as próximas Seções trazem resultados de simulação e experimentais que validam os desenvolvimentos teóricos.

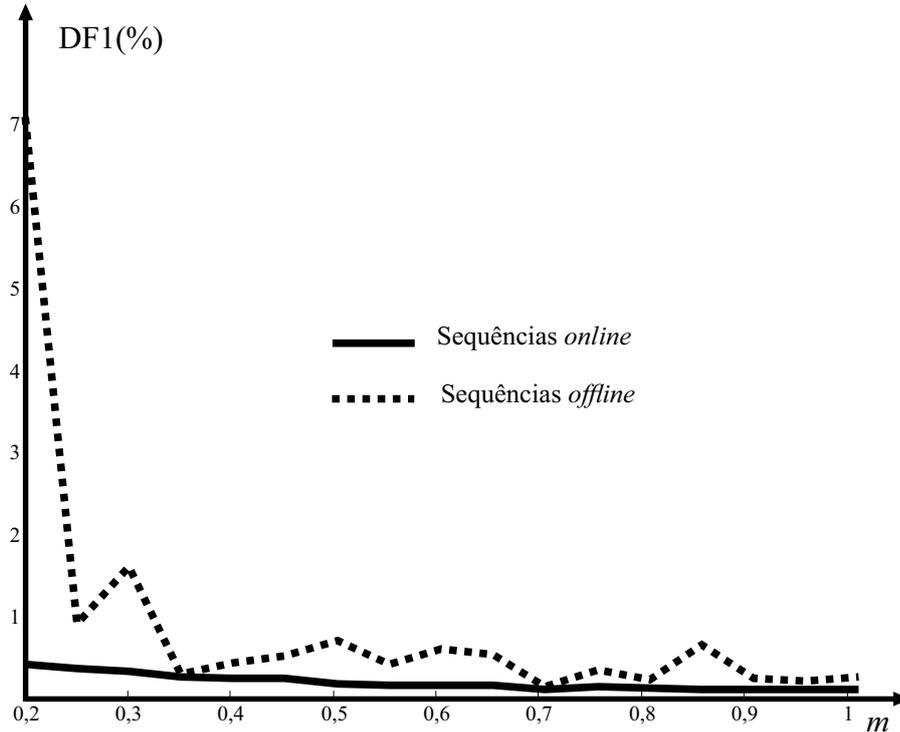


Figura 2.13 – DF1 para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2.

## 2.2 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4

Neste primeiro exemplo, considere um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC das células igual a 1:2:4 e tensões equivalentes a 100V, 200V e 400V,  $N = 3$  e o algoritmo de definição *online* das sequências de comutação para as células  $C_1$ . Este conversor, com os mesmos parâmetros, também será empregado para obter os resultados de simulação dos próximos Capítulo. A matriz  $\mathbf{F}$  e o vetor  $\mathbf{v}_{dc}$  são:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.104)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2.105)$$

O diagrama SV deste conversor em condições normais de operação é mostrado na Figura 2.4. Tomando-se como exemplo um índice de modulação  $m = 1$ , as formas de onda das tensões na saída do conversor são mostradas a seguir. Aplicando-se o algoritmo

para as células  $C_3$ , de 4pu, obtém-se as tensões de fase em coordenadas  $abc$   $v_{a\_4pu}$ ,  $v_{b\_4pu}$  e  $v_{c\_4pu}$ , mostradas na Figura 2.14.

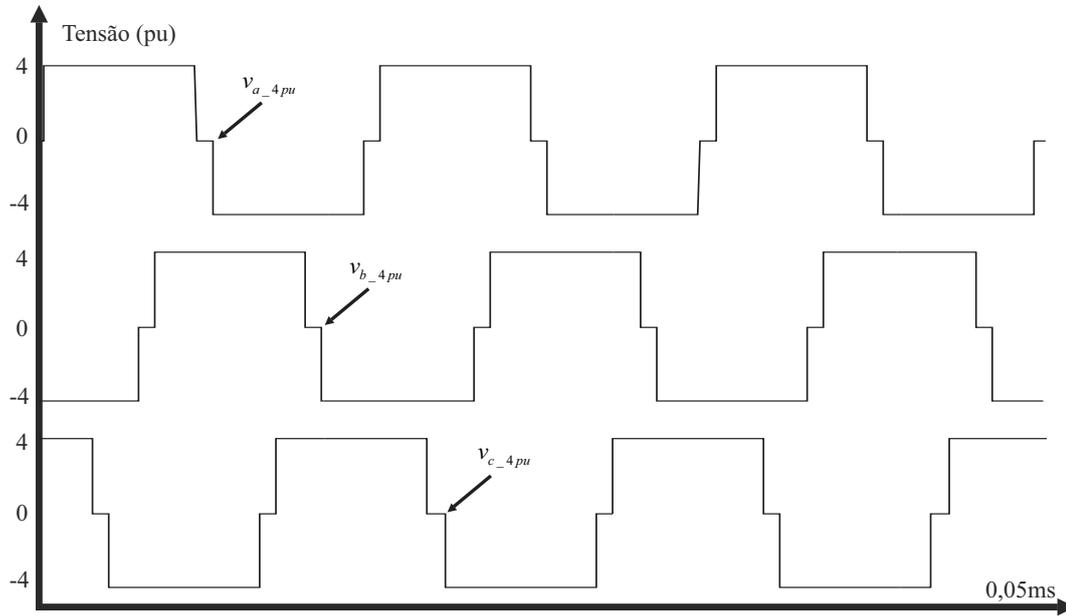


Figura 2.14 – Tensões de fase em coordenadas  $abc$   $v_{a\_4pu}$ ,  $v_{b\_4pu}$  e  $v_{c\_4pu}$  sintetizadas pelas células de 4pu,  $m = 1$  e operação normal.

Com a definição do vetor de tensão  $\mathbf{v}_3$  sintetizado pelas células  $C_3$ , é calculada a nova referência para as células  $C_2$ , de 2pu:

$$\mathbf{v}_{ref2} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_3 \quad (2.106)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ab\_ref2} \\ v_{bc\_ref2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref} \\ v_{bc\_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ab3} \\ v_{bc3} \end{bmatrix}. \quad (2.107)$$

A Figura 2.15 mostra os domínios do vetor  $\mathbf{v}_3$  de 4pu implementado, e dos vetores  $\mathbf{v}_2$  de 2pu associados. Dessa forma,  $\mathbf{v}_{ref2}$  permanece dentro de um dos domínios da Figura 2.4. Porém, independentemente da posição de  $\mathbf{v}_{ref}$ , e conseqüentemente de  $\mathbf{v}_{ref2}$ , a modulação das células  $C_2$  de 2pu pode sempre ser considerada como a modulação de um conversor de três níveis com tensões de fase que assumem valores iguais a 2pu, 0 ou -2pu.

Para cada intervalo de comutação, o vetor  $\mathbf{v}_2$  é obtido como descrito nos parágrafos anteriores, pelo truncamento de  $\mathbf{v}_{ref2}$  e a escolha do  $\mathbf{v}_2$  mais próximo. As células  $C_2$  comutam em média frequência, pois suas referências apresentam descontinuidades, que resultam em um maior número de comutações. Estas descontinuidades são provenientes da subtração entre  $\mathbf{v}_{ref}$  e  $\mathbf{v}_3$ , como mostrado na Figura 2.16, nas coordenadas das tensões de linha. Na Figura 2.17, é mostrado o domínio referente ao vetor  $\mathbf{v}_3$  de 4pu da Figura 2.15, com todos os vetores  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_1$ , de 2pu e 1pu, associados, bem como a referência  $\mathbf{v}_{ref2}$  amostrada. Aplicando-se o algoritmo para as células  $C_2$ , de 2pu, obtém-se as tensões de

fase em coordenadas  $abc$   $v_{a\_2pu}$ ,  $v_{b\_2pu}$  e  $v_{c\_2pu}$ , mostradas na Figura 2.18.

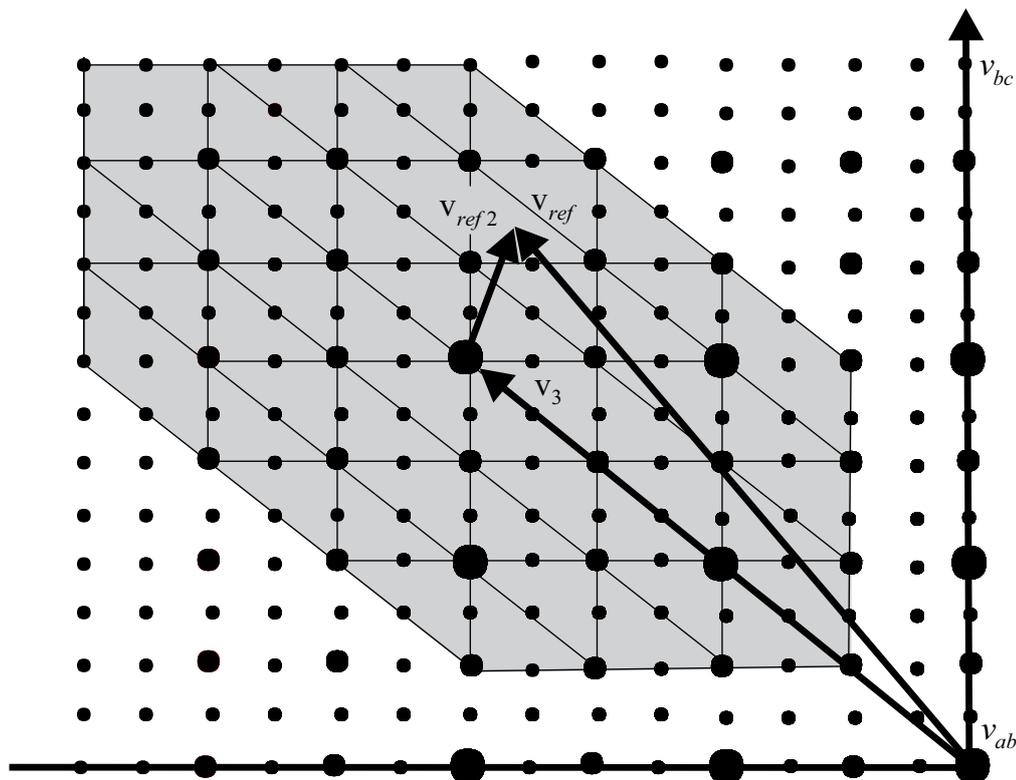


Figura 2.15 – Ampliação do diagrama SV mostrando  $v_{ref}$ ,  $v_3$  e  $v_{ref2}$ , bem como os domínios associados ao  $v_3$  implementado.

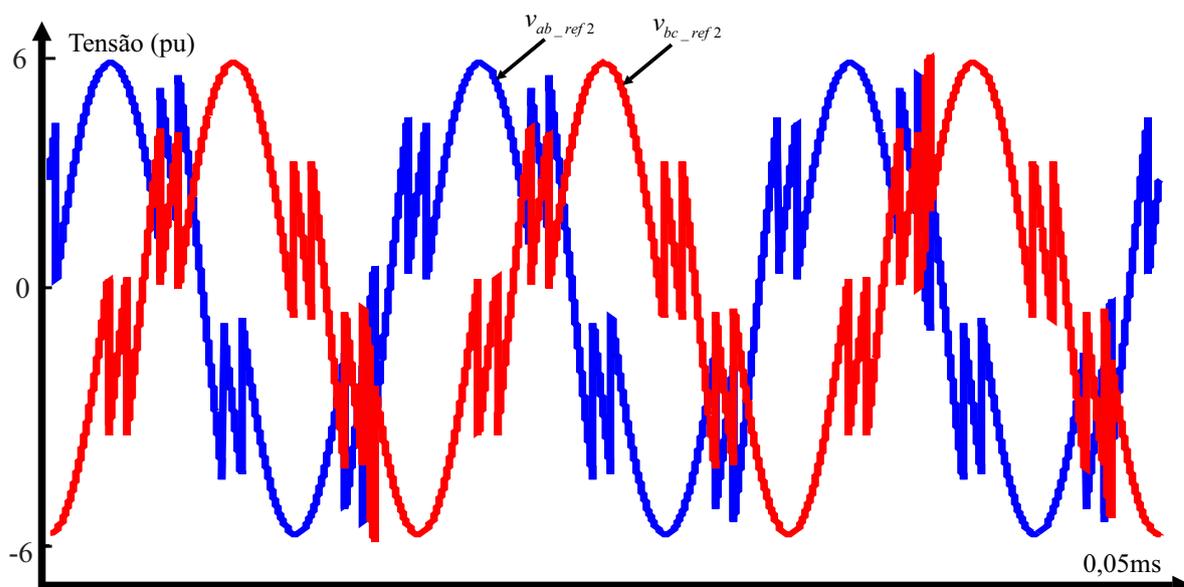


Figura 2.16 – Referências para as células  $C_2$  de 2pu, em coordenadas das tensões de linha.

Com o vetor  $v_2$ , o último passo é a escolha dos três vetores  $v_1$  de 1pu para realizar a modulação PWM das células  $C_1$ . Como mostrado na Figura 2.15, cada vetor das células  $C_2$  é cercado por um domínio associado às células  $C_1$ . Estes domínios também são

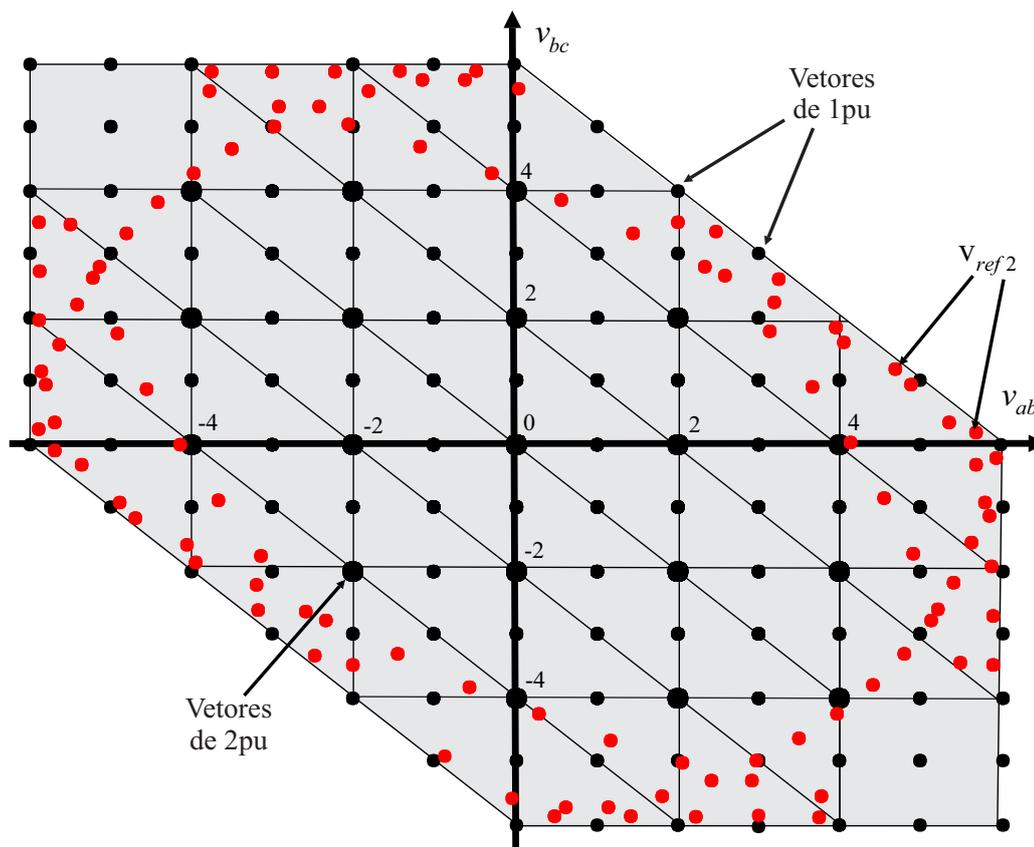


Figura 2.17 – Diagrama SV para os vetores  $v_2$  associados a um vetor  $v_3$ , com os domínios referentes a cada  $v_2$  e a referência  $v_{ref2}$  amostrada.

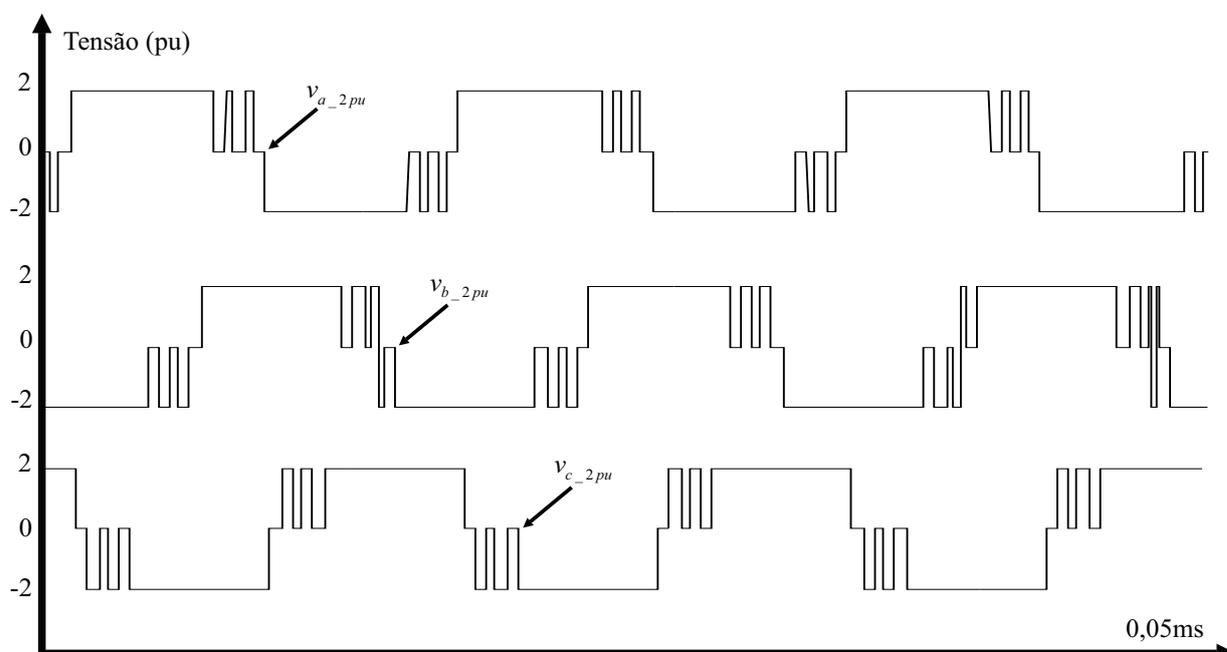


Figura 2.18 – Tensões de fase em coordenadas  $abc$   $v_{a\_2pu}$ ,  $v_{b\_2pu}$  e  $v_{c\_2pu}$  sintetizadas pelas células de 2pu,  $m = 1$ , sem faltas.

análogos a um conversor de três níveis centrado em seu respectivo vetor  $v_2$ . A referência

$\mathbf{v}_{ref1} = [v_{ab\_ref1} \quad v_{bc\_ref1}]^T$  em  $\mathfrak{R}^2$  para as células  $C_1$  é obtida da mesma maneira que  $\mathbf{v}_{ref2}$ , sendo que agora, da referência total  $\mathbf{v}_{ref}$ , subtraem-se as tensões implementadas pelas células de  $C_3$  e  $C_2$ , como pode ser visto na Figura 2.19, e na equação abaixo:

$$\mathbf{v}_{ref1} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_3 - \mathbf{v}_2 \quad (2.108)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ab\_ref1} \\ v_{bc\_ref1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ab\_ref} \\ v_{bc\_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ab3} \\ v_{bc3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ab2} \\ v_{bc2} \end{bmatrix}. \quad (2.109)$$

A Figura 2.19 mostra o domínio referente ao vetor  $\mathbf{v}_2$  implementado, e os setores dos vetores  $\mathbf{v}_1$  associados. Como para as células  $C_2$ , as  $C_1$  são moduladas como um conversor de três níveis com tensões de fase que podem ser iguais a 1pu, 0 ou -1pu. As células  $C_1$  comutam com PWM, através da escolha dos três vetores mais próximos da referência  $\mathbf{v}_{ref1}$ . Como no caso de  $\mathbf{v}_{ref2}$ ,  $\mathbf{v}_{ref1}$  também apresenta descontinuidades, mostradas na Figura 2.20 nas coordenadas das tensões de linha. Na Figura 2.21, é mostrado o domínio referente ao vetor  $\mathbf{v}_2$  da Figura 2.15, com todos os vetores  $\mathbf{v}_1$  associados, e a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  amostrada. Considerando-se que foi aplicado o método de geração de sequências *online*, a Figura 2.22 mostra as tensões de fase resultantes das células  $C_1$  em coordenadas  $abc$ ,  $v_{ag\_1pu}$ ,  $v_{bg\_1pu}$  e  $v_{cg\_1pu}$ . Por fim, as Figuras 2.23 e 2.24, mostram, respectivamente, as tensões de saída de fase e de linha resultantes. Os valores das amplitudes das fundamentais das tensões de linha são iguais a  $V_{ab} = 1399,7869V$ ,  $V_{bc} = 1399,8213V$  e  $V_{ca} = 1399,7048V$ , sendo que o valor desejado para as componentes fundamentais é igual a 1400V.

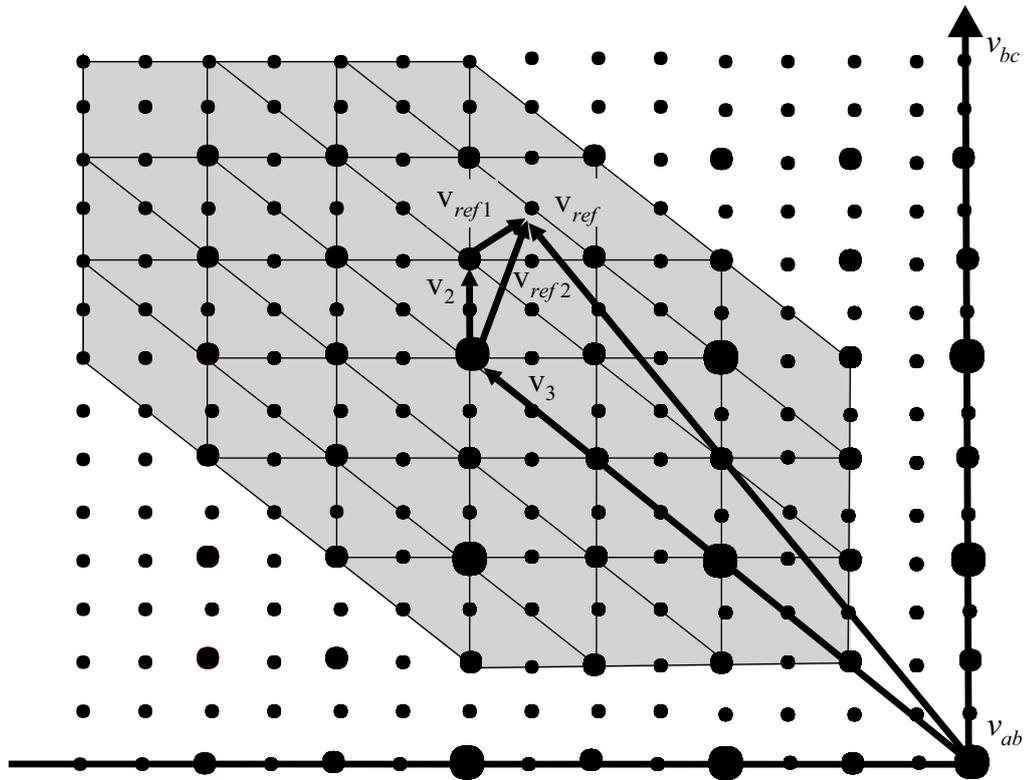


Figura 2.19 – Aproximação do diagrama SV mostrando  $v_{ref2}$ ,  $v_3$ ,  $v_2$  e  $v_{ref1}$  para as células  $C_1$ , bem como os setores associados ao vetor  $v_2$  implementado.

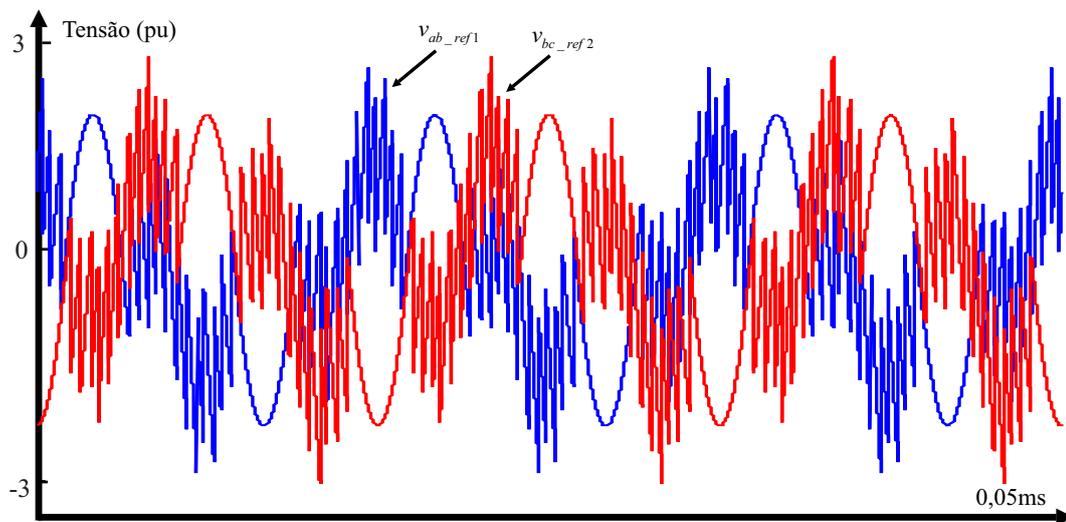


Figura 2.20 – Referências para as células  $C_1$  de 1pu, em coordenadas das tensões de linha.

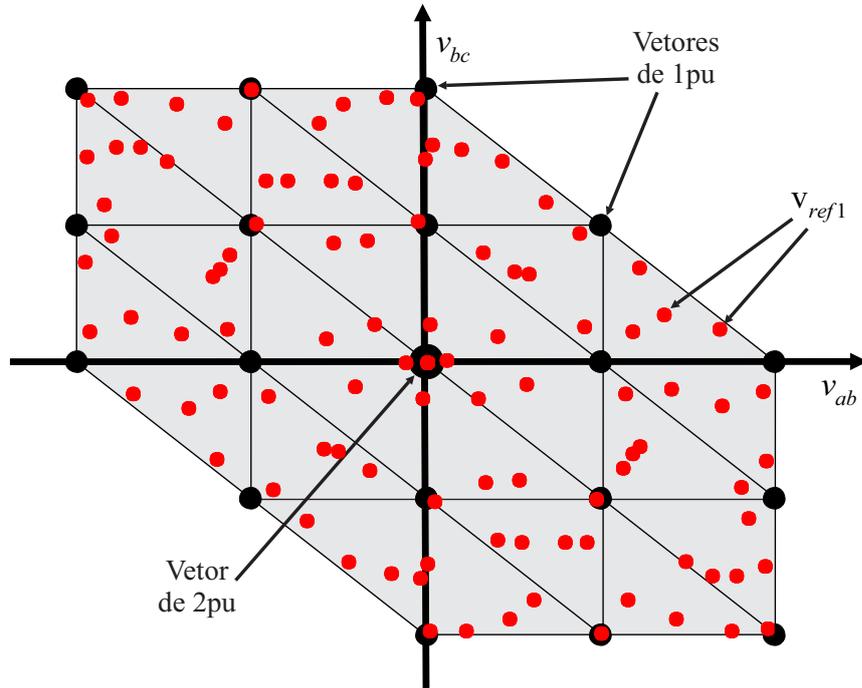


Figura 2.21 – Diagrama SV para os vetores  $\mathbf{v}_1$  associados a um vetor  $\mathbf{v}_2$ , com os setores referentes a cada  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_{ref1}$  amostrada.

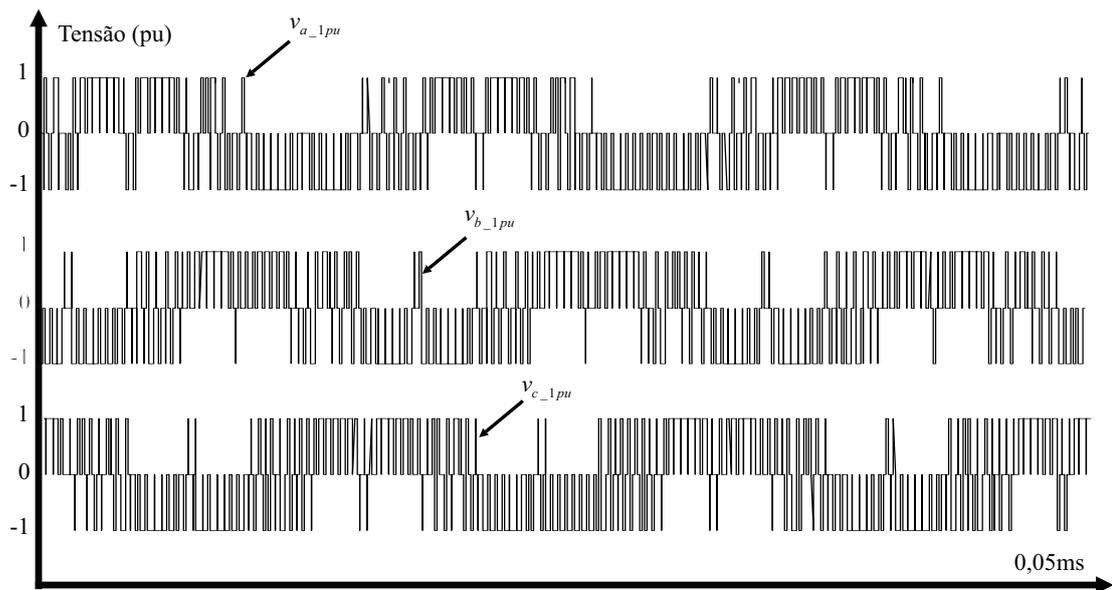


Figura 2.22 – Tensões de fase em coordenadas  $abc$   $v_{a\_1pu}$ ,  $v_{b\_1pu}$  e  $v_{c\_1pu}$  sintetizadas pelas células de 1pu,  $m = 1$  e operação normal.

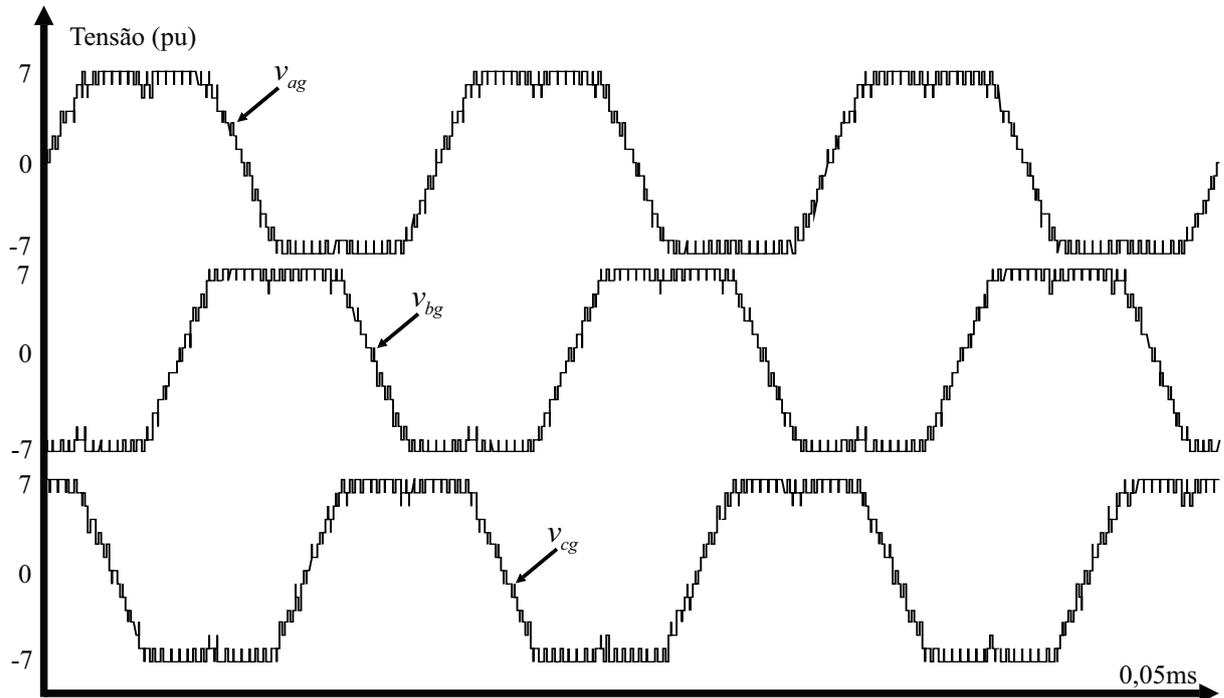


Figura 2.23 – Tensões de fase,  $m = 1$  e operação normal.

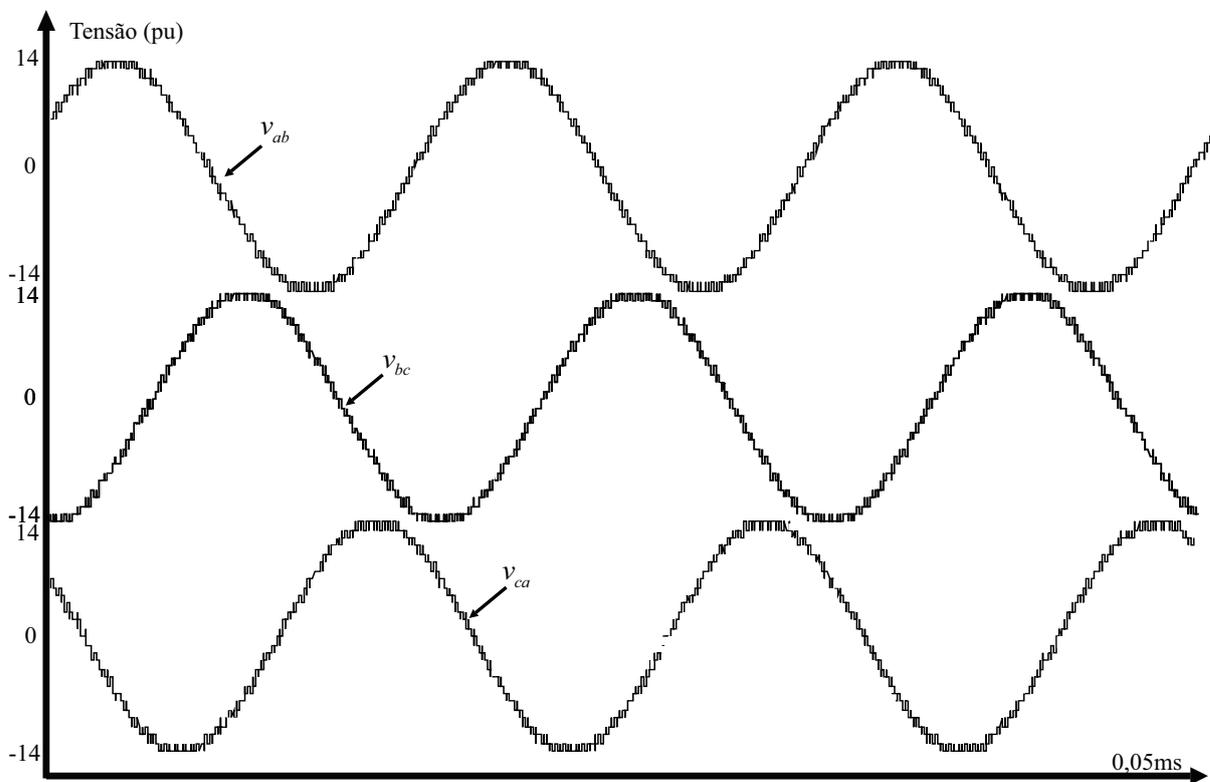


Figura 2.24 – Tensões de linha de saída,  $m = 1$  e operação normal.

### 2.3 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2

Neste segundo exemplo, com resultados experimentais, considere um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC das células igual a 1:2,  $N = 2$  e

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.110)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2.111)$$

Os valores do barramentos CC são  $v_{dc1} = 200\text{V}$  e  $v_{dc2} = 100\text{V}$ . Os resultados experimentais foram obtidos em malha aberta e sem carga, tendo como objetivo apenas a validação da modulação proposta. As células foram controladas por um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*, com frequência da portadora de 3kHz, e PWM assimétrico (a frequência de atualização da ação de controle é igual a 6kHz, já que as interrupções do contador ocorrem no início e no meio do período da portadora). A Figura 2.25 mostra a bancada experimental, e o diagrama SV para o conversor sem faltas é mostrado na Figura 2.26. Este conversor, com os mesmos parâmetros, também será utilizados para os resultados experimentais dos próximos Capítulos.

Nas Figuras 2.27 (a) e (b) são mostradas, respectivamente, as tensões de fase simuladas e experimentais para  $m = 0,65$  e, nas Figuras 2.28 (a) e (b), as tensões de linha de saída. O valor desejado para as amplitudes das fundamentais das tensões de linha é 390V. As componentes fundamentais calculadas para  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  correspondem, respectivamente, a 390,0759V, 389,7373V e 389,9961V, se aproximando muito do valor desejado. A Figura 2.29 traz os espectros das tensões de linha, incluindo os índices de THD e DF1 para cada espectro, mostrando que os três apresentam conteúdo harmônico muito semelhante, e que as harmônicas de baixa ordem são desprezíveis.

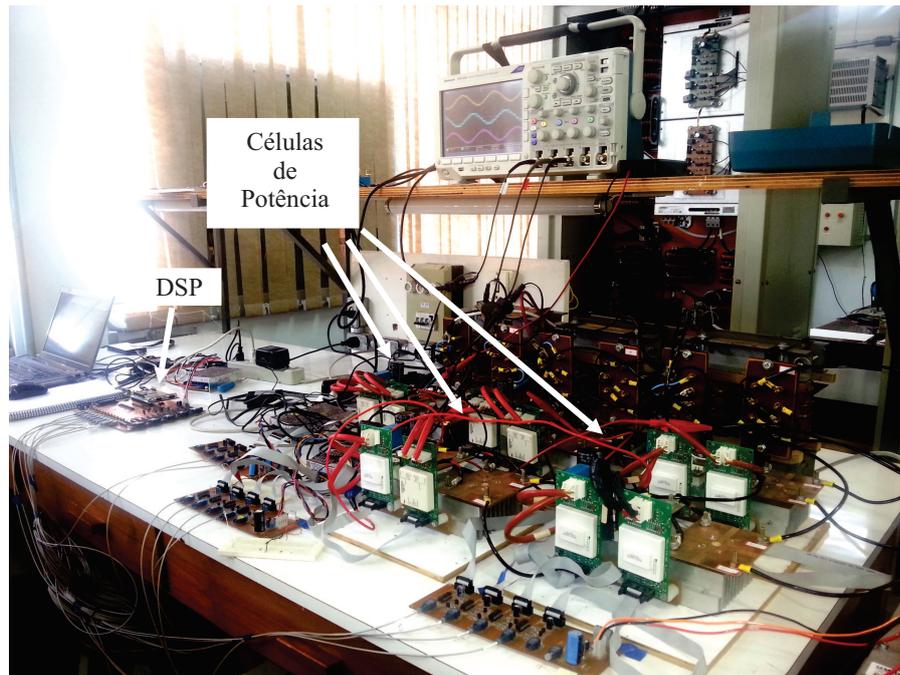


Figura 2.25 – Bancada experimental.

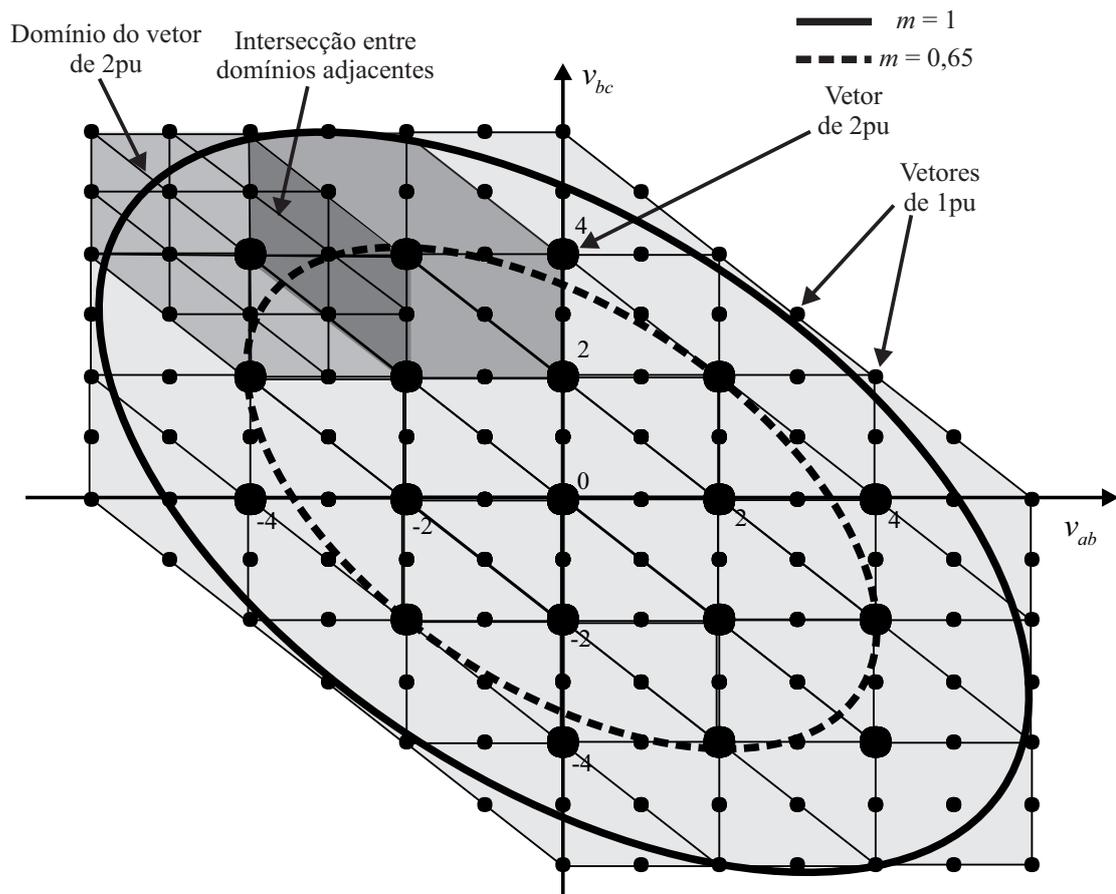
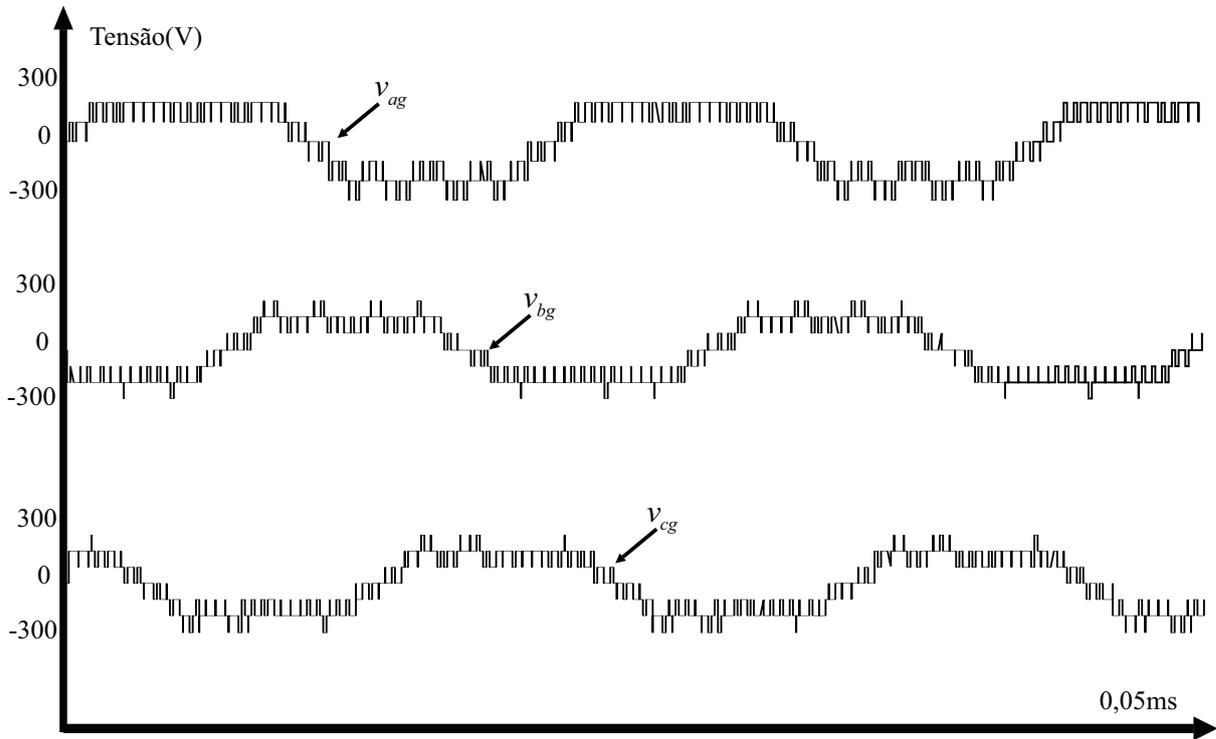
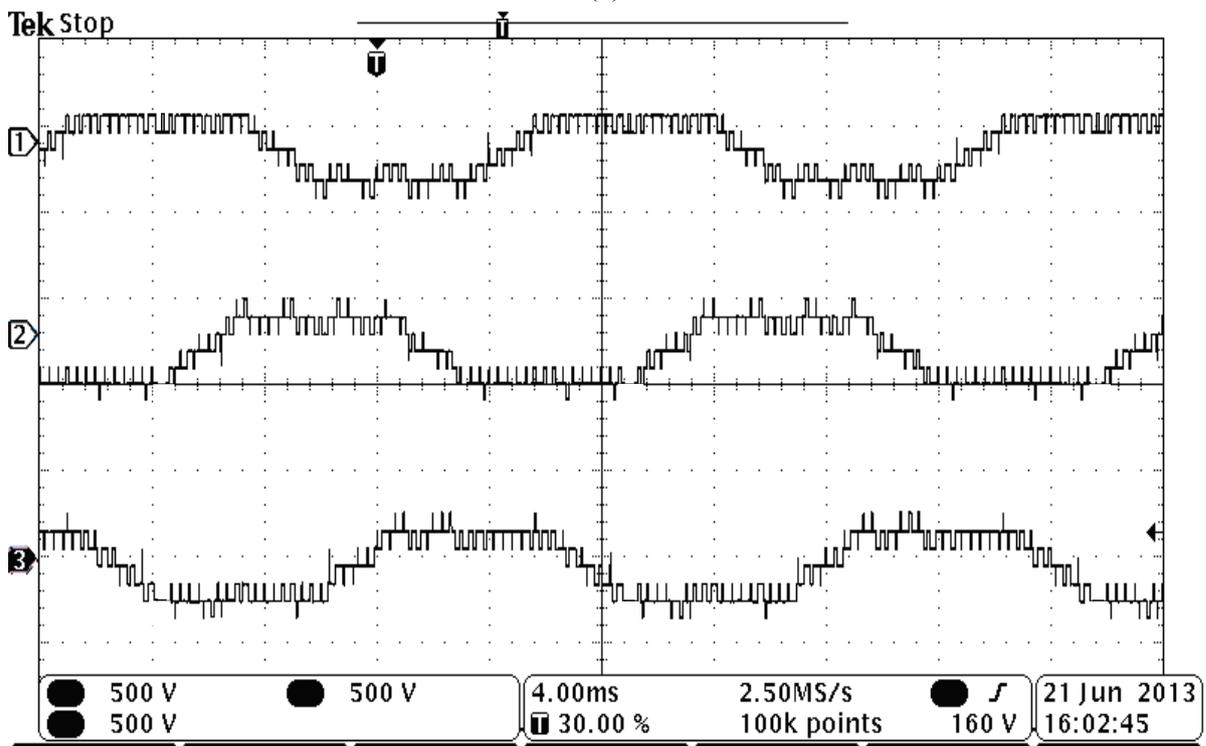


Figura 2.26 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barretamentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, sem faltas.

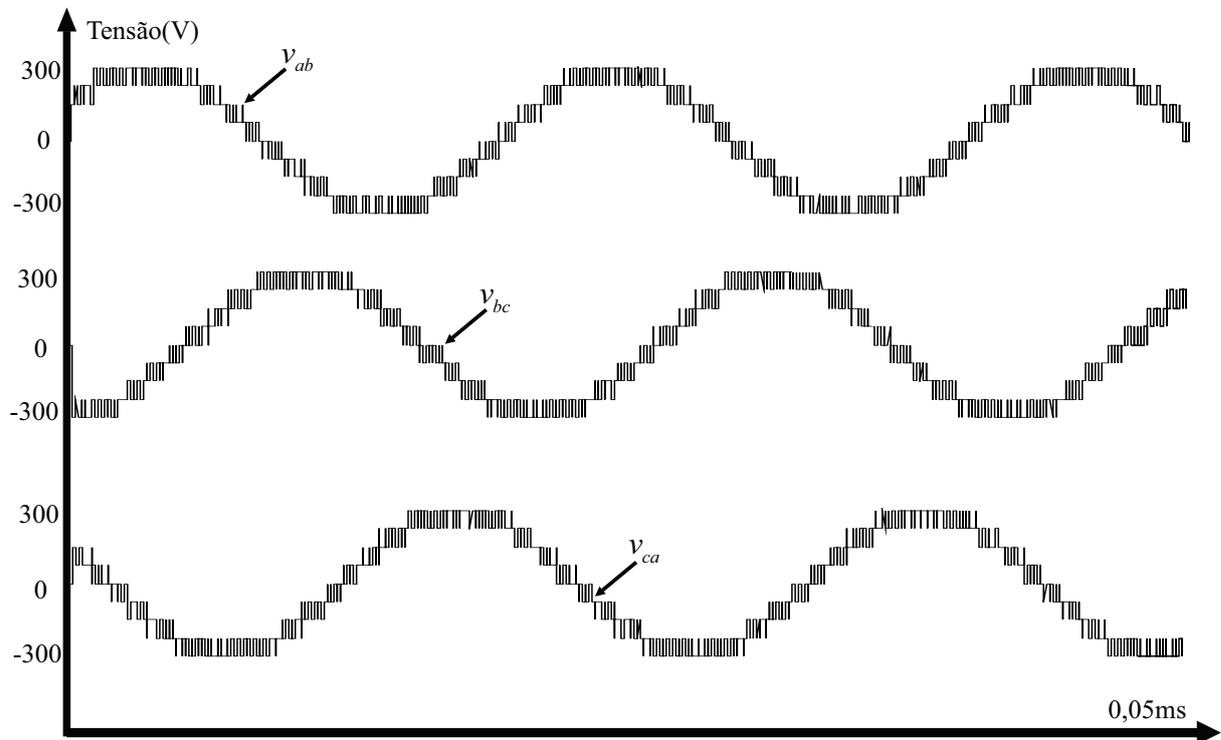


(a)

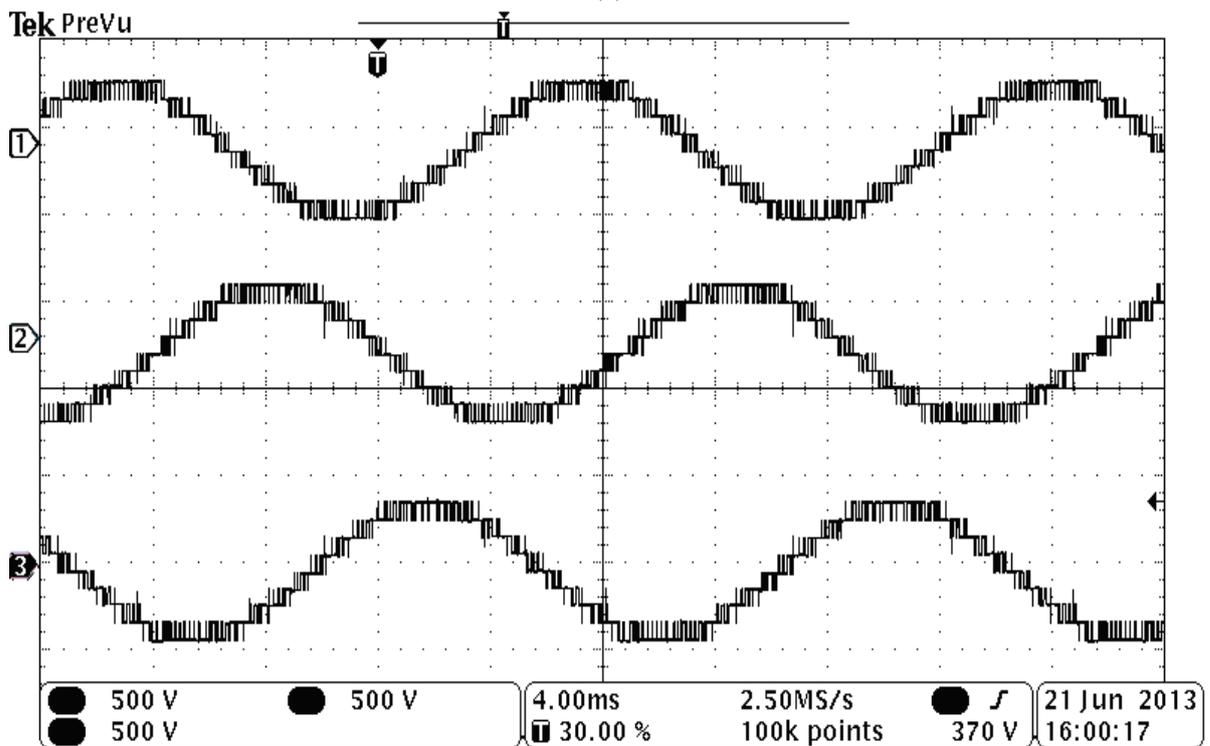


(b)

Figura 2.27 – Tensões de fase sem faltas,  $m = 0,65$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.



(a)



(b)

Figura 2.28 – Tensões de linha de saída sem faltas,  $m = 0,65$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.

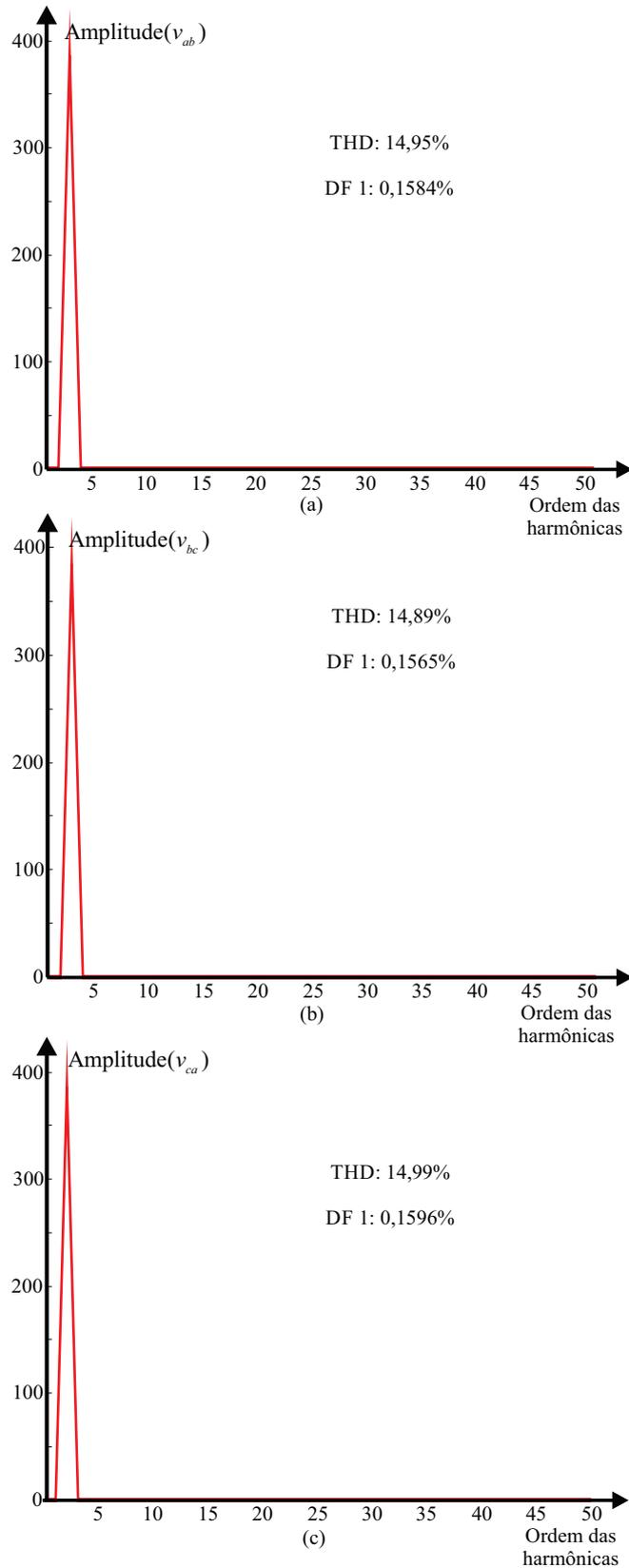


Figura 2.29 – Espectros das tensões de linha de saída sem faltas,  $m = 0,65$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a)  $v_{ab}$ , (b)  $v_{bc}$ , (c)  $v_{ca}$ .

## 2.4 Conclusões

A estratégia de modulação SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata durante condições normais de operação apresentada neste Capítulo preencheu lacunas existentes na literatura referentes à modulação destes conversores, especialmente no que diz respeito à escolha e implementação das sequências de comutação e tratamento dos vetores redundantes. A modulação proposta introduz conceitos novos, como:

- Representação dos vetores de comutação e as referências no sistema de coordenadas das tensões de linha de saída;
- Truncamento da referência em mais vetores, se os quatro mais próximos não forem implementáveis pelo conversor;
- Algoritmo para definição *online* de sequências de comutação para as células  $C_1$  de 1pu, que operam com PWM.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados mostraram que o método proposto apresenta ótimo desempenho, principalmente no que diz respeito à qualidade das tensões de linha de saída.

No Capítulo seguinte, a modulação SV é modificada para abranger condições de faltas nas células de potência do conversor.

### 3 MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS ASSIMÉTRICAS EM CAS-CATA COM FALTAS NAS CÉLULAS DE POTÊNCIA

Neste Capítulo, a modulação SV original é modificada, a fim de permitir a operação de conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com faltas nas células de potência. Como anteriormente, a modulação SV é desenvolvida no espaço das tensões de linha de saída do conversor. Devido ao fato de que as células possuem diferentes valores de tensão nos barramentos CCs, várias configurações de faltas são possíveis, sendo que cada uma possui características distintas. As faltas nas células  $C_1$  são as mais complexas, pois estas operam com PWM e são responsáveis pelo ajuste fino das tensões de linha de saída do conversor. Em (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012), a modulação geométrica descrita não garante que, durante uma falta em uma ou mais células  $C_1$ , não ocorra saturação nas que permanecem operacionais. Sob o ponto de vista da modulação geométrica, a saturação ocorre quando a tensão modulante para a célula é maior do que o valor do barramento CC da mesma, como pode ser visto na Figura 3.1, onde são mostradas as tensões modulante e de saída para a célula  $C_1$  da fase  $b$ , com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ .

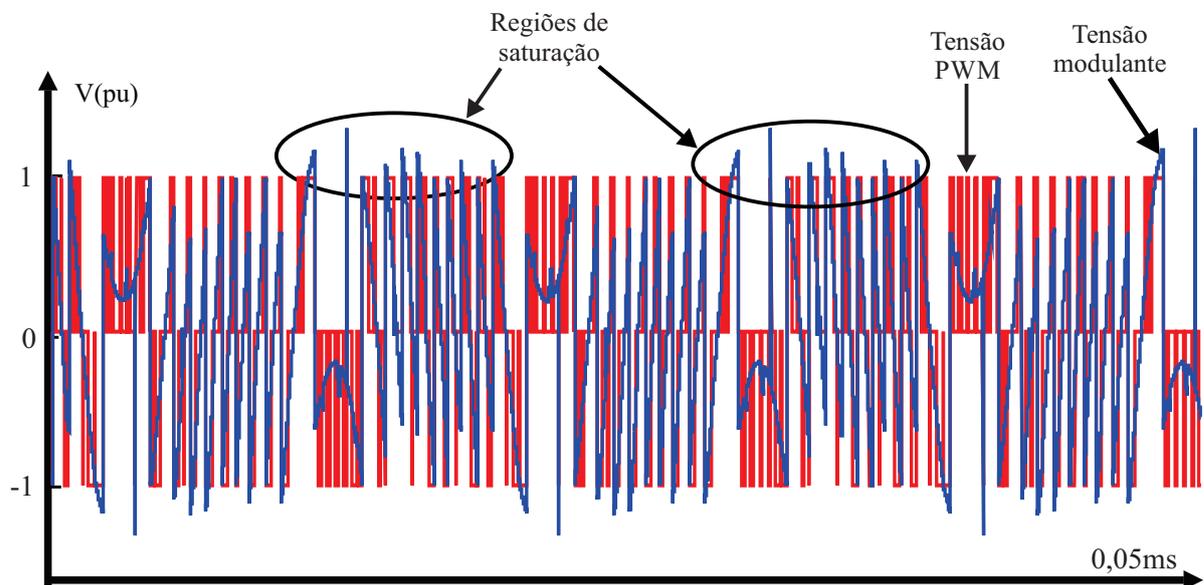


Figura 3.1 – Tensões modulantes e PWM da célula  $C_1$  da fase  $b$  com saturação, para uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ .

Por outro lado, na modulação SV a saturação se caracteriza pela referência  $\mathbf{v}_{ref}$  estar localizada fora do diagrama SV. Quando ocorrem faltas nas células de potência, o diagrama SV do conversor é modificado, já que alguns dos vetores de tensão não podem mais ser implementados. Por exemplo, na Figura 3.2, é mostrado o diagrama SV do

conversor usado como exemplo no Capítulo anterior, com três células por fase e razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ . O índice de modulação máximo permitido para esta falta é  $m_{max} = 0,862$ , sem que ocorra saturação do conversor. Quando ocorrem faltas nas células  $C_N$  a  $C_2$ , sem faltas nas células  $C_1$ ,  $m_{max}$  é calculado como:

$$m_{max} = \frac{V_m \Big|_{\mathbf{f}_a, \mathbf{f}_b, \mathbf{f}_c}}{V_m \Big|_{\mathbf{f}_a = \mathbf{f}_b = \mathbf{f}_c = [11\dots 1]_{1 \times N}}} \quad (3.1)$$

onde  $V_m$ , a máxima tensão de linha em pu para uma dada condição de falta, é expressa por:

$$V_m = \frac{((\mathbf{f}_a \cdot \mathbf{v}_{dc}) + (\mathbf{f}_b \cdot \mathbf{v}_{dc}) + (\mathbf{f}_c \cdot \mathbf{v}_{dc}) - Max)}{\sqrt{3}} \quad (3.2)$$

$$Max = \max(\mathbf{f}_a \cdot \mathbf{v}_{dc}, \mathbf{f}_b \cdot \mathbf{v}_{dc}, \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{v}_{dc}) \quad (3.3)$$

e  $\mathbf{f}_a$ ,  $\mathbf{f}_b$  e  $\mathbf{f}_c$  são as linhas de  $\mathbf{F}$ , considerando os estados de cada célula. Quando ocorrem faltas nas células  $C_1$ , (3.1) não é mais válida, pois o  $m_{max}$  resultante faz com que  $\mathbf{v}_{ref}$  passe pelas lacunas do diagrama SV. Isso acontece porque (3.1) considera que as células  $C_N$  a  $C_2$  podem comutar com PWM para compensar a perda das células  $C_1$ ; contudo, devido ao aumento acentuado das perdas de comutação, isso não é desejado. Portanto, (3.1) é reescrita como:

$$m_{max} = \frac{V_m \Big|_{\mathbf{f}_a, \mathbf{f}_b, \mathbf{f}_c}}{V_m \Big|_{\mathbf{f}_a = \mathbf{f}_b = \mathbf{f}_c = [11\dots 1]_{1 \times N}}} - \frac{f_1}{L} \quad (3.4)$$

onde  $f_1$  é o número de células  $C_1$  com falta e  $L$  é o número de níveis do conversor. Assim, por exemplo, para a falta da Figura 3.2,  $m_{máx}$  é calculado como:

$$m_{max} = \frac{13}{14} - \frac{f_1}{15} = 0,862. \quad (3.5)$$

Existem duas exceções a (3.4), onde (3.1) deve ser utilizada: quando (i) todas as células de uma mesma fase estão fora de operação, pois o diagrama SV não apresenta lacunas, e (ii) duas ou mais células  $C_1$  estão com falta ao mesmo tempo, e não existem áreas fechadas dentro do diagrama SV (se houver falta em células de maior tensão, (3.4) se aplica). Estas condições operacionais serão mostradas, respectivamente, em um dos exemplos de simulação deste Capítulo e no Capítulo 4. A Tabela 3 mostra a relação entre o índice de modulação máximo  $m_{máx}$  e alguns tipos de faltas para o conversor exemplo com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4.

Ainda na Figura 3.2, pode-se ver que, para as células  $C_2$  de 2pu, as áreas de in-

Tabela 3.1 – Relação entre o índice de modulação máximo  $m_{máx}$  e alguns tipos de faltas para o conversor exemplo com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4.

| Tipo de falta                   | índice de modulação máximo $m_{máx}$ |
|---------------------------------|--------------------------------------|
| Uma célula de 4pu               | 0,714                                |
| Duas células de 4pu             | 0,429                                |
| Três células de 4pu             | 0,429                                |
| Uma célula de 2pu               | 0,857                                |
| Duas células de 2pu             | 0,714                                |
| Três células de 2pu             | 0,714                                |
| Uma célula de 1pu               | 0,862                                |
| Duas células de 1pu             | 0,857                                |
| Três células de 1pu             | 0,857                                |
| Uma célula de 4pu e uma de 2pu  | 0,571                                |
| Uma célula de 4pu e uma de 1pu  | 0,576                                |
| Uma célula de 2pu e uma de 1pu  | 0,719                                |
| Uma célula de 2pu e duas de 1pu | 0,652                                |

tersecção entre os domínios não existem mais, e, para as células  $C_3$  de 4pu, as áreas são diminuídas. O número de setores dentro dos domínios das células  $C_2$  passa de a ser 8, e não mais 24, como para operação sem faltas.

Comparando-se novamente as razões dos barramentos CC de 1:2:4 e 1:3:9, nota-se que a segunda apresenta sérias desvantagens quando o conversor opera com faltas nas células de potência. Para a mesma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ , a razão 1:3:9 apresenta lacunas dentro do diagrama SV, como visto na Figura 3.3. Isto faz com que o conversor sature com maior facilidade, principalmente se as células de maior tensão continuarem operando em baixa frequência. A saturação, nestes casos, ocorre para qualquer índice de modulação e só é evitada se as células  $C_2$  e  $C_3$  comutarem com PWM. Porém, como já dito, este não é o modo usual de se operar este tipo de conversor, pois um maior número de comutações nas células de tensão mais elevada acarreta um aumento acentuado nas perdas de comutação e, conseqüentemente, queda no rendimento.

Para a falta mostrada na Figura 3.2, empregando-se o algoritmo de escolha dos vetores das células  $C_N$  a  $C_2$  descrito no Capítulo anterior sem nenhuma modificação, as células  $C_1$  remanescentes podem saturar, como no caso da modulação geométrica. A saturação aparece porque a referência pode estar localizada em um domínio que não corresponde ao domínio associado ao vetor mais próximo, devido à perda ou diminuição das áreas de intersecção. No caso da operação sem faltas, ou com faltas onde ainda existam intersecções, se a referência se localiza nestas áreas, qualquer um dos vetores cujos domínios estão sobrepostos pode ser escolhido. Caso contrário, o vetor implementado deve ser aquele cujo domínio engloba a referência, independente de ser ou não o mais próximo. Isso pode ser visto na Figura 3.4, para um exemplo onde a referência amostrada se encontra claramente no setor referente ao vetor  $\mathbf{v}_3$  de 4pu  $[-8 \ 8]^T$ , mas o vetor mais próximo

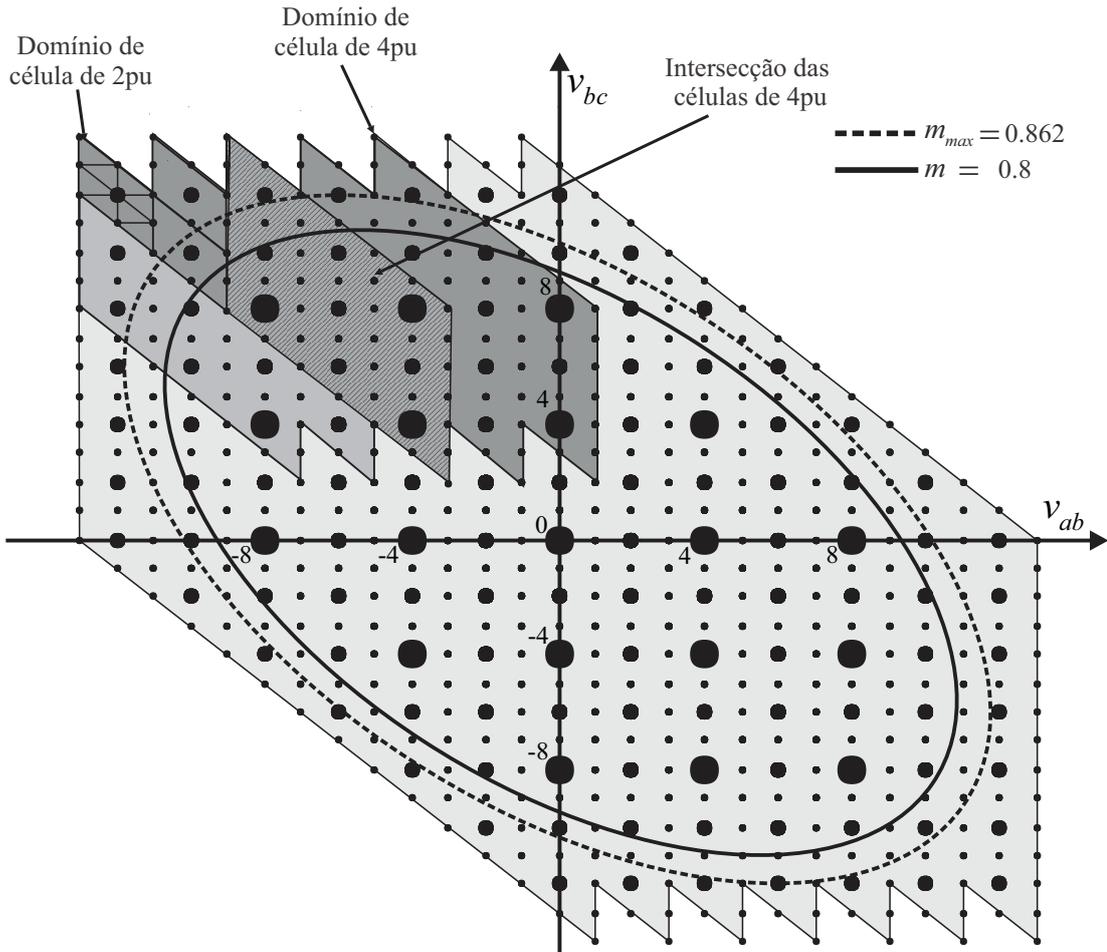


Figura 3.2 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ .

é  $[-8 \ 4]^T$ . Este último é implementado se for utilizado o algoritmo SV do Capítulo anterior, resultando em saturação das demais células. Para que isso não ocorra,  $[-8 \ 8]^T$  deve ser escolhido.

Para que o vetor seja escolhido de maneira apropriada, o domínio no qual a referência se encontra deve ser identificado. A forma convencional de se realizar isso, empregada usualmente na modulação SV para conversores de dois ou três níveis, é a identificação por meio de retas de separação. A referência é comparada com as retas que delimitam os domínios, a fim de verificar se esta localiza-se ou não dentro de um dado domínio. Contudo, para conversores multiníveis, que possuem muitos vetores de tensão e, conseqüentemente, domínios, a tarefa de calcular diversas retas de separação e realizar todas as comparações entre estas e a referência faz com que o algoritmo se torne cada vez mais complexo, à medida que o número de níveis do conversor aumenta. Além disso, durante faltas, o diagrama SV é modificado, como visto na Figura 3.2, sendo que, para cada configuração de falta, tem-se diferentes retas de separação.

Em (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2013; CARNIELUTTI; PINHEIRO;

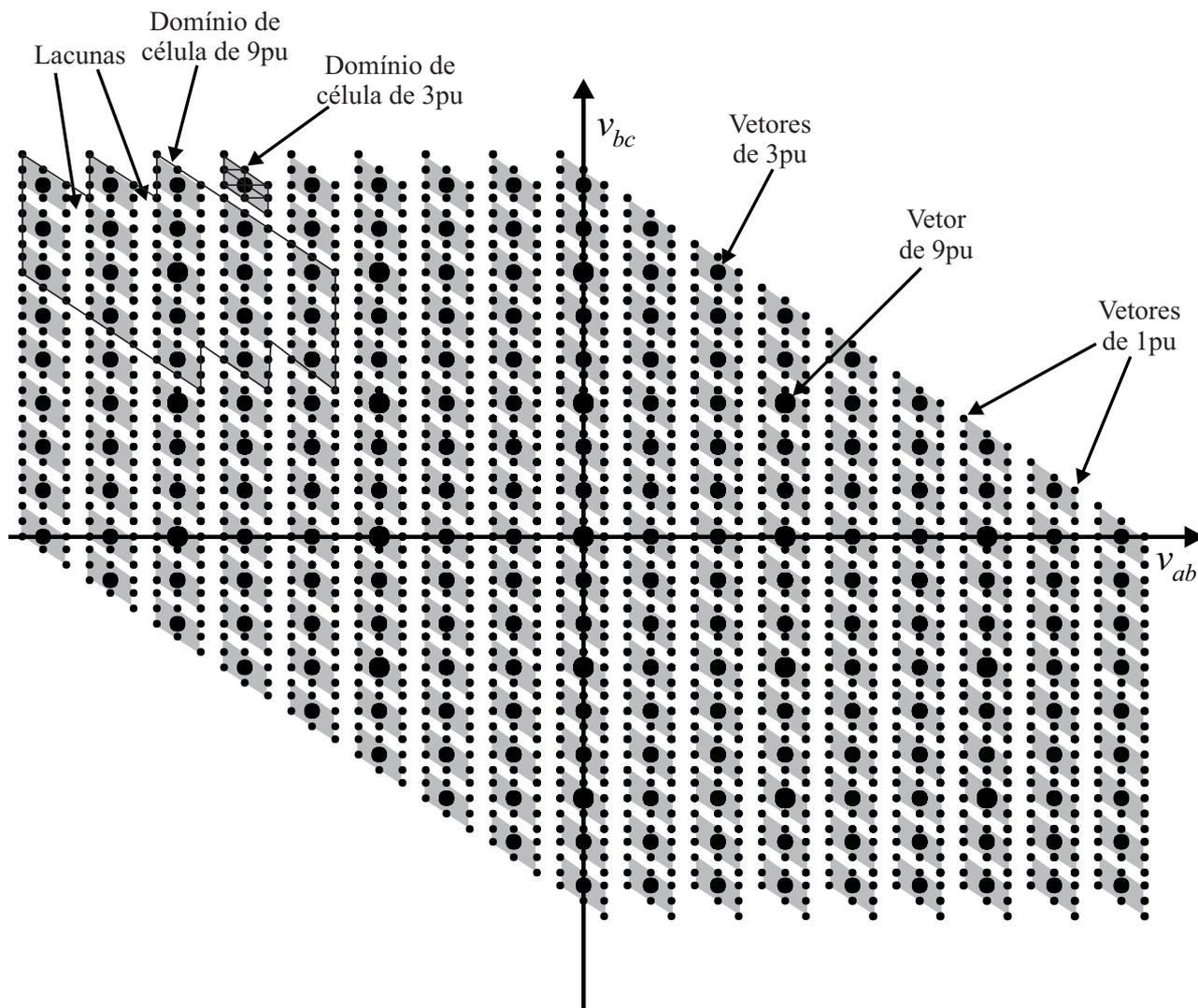


Figura 3.3 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:3:9, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ .

RECH, 2014), a modulação SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com faltas foi apresentada empregando-se o conceito de retas de separação. Contudo, nesta Tese, será desenvolvida uma metodologia genérica para identificação dos domínios, que leva em consideração as faltas nas células de potência, ou seja, o recurso disponível para a síntese das tensões desejadas. Para qualquer tipo de falta, é possível identificar o vetor cujo domínio engloba a referência, existindo ou não áreas de intersecção. O novo algoritmo também pode ser empregado para condições normais de operação. A modulação SV durante operação com faltas nas células de potência será descrita de maneira genérica, e depois exemplificada para os conversores com razões das tensões dos barramentos CC iguais a 1:2:4 (resultados de simulação) e 1:2 (resultados experimentais).

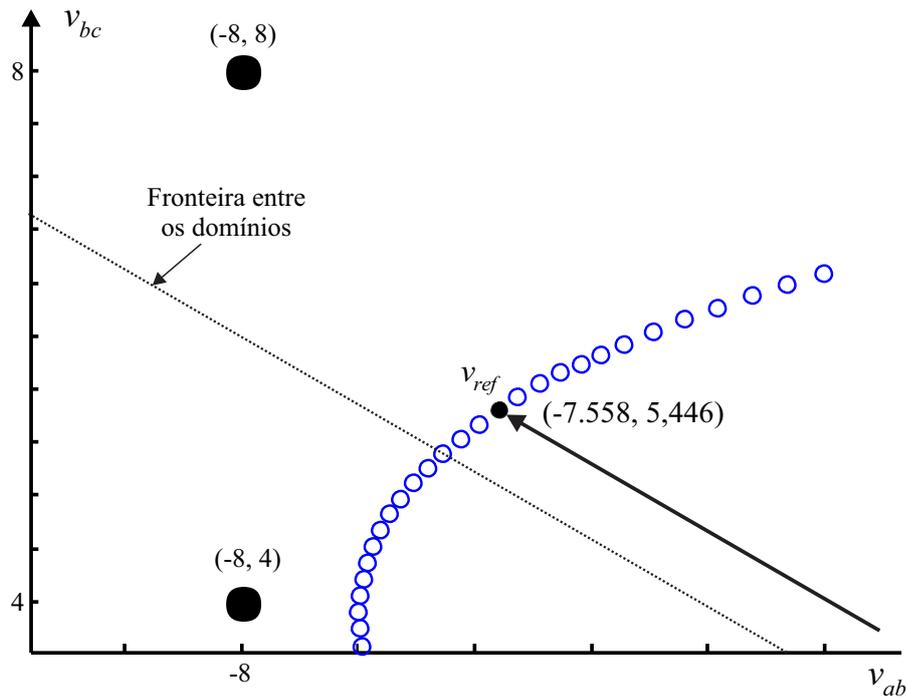


Figura 3.4 – Aproximação do diagrama SV da Figura 3.2 e referência amostrada

### 3.1 Descrição Genérica da Modulação SV com Falhas nas Células de Potência

Nesta Seção, a modulação SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata é descrita de maneira genérica, para um conversor com  $N$  células. Como no Capítulo anterior, o algoritmo é dividido em duas partes: na primeira, é realizada a modulação das células  $C_N$  a  $C_2$  que operam com frequências mais baixas, e, na segunda, a modulação das células  $C_1$ , que comutam com PWM.

#### 3.1.1 Modulação das Células $C_N$ a $C_2$

Primeiramente, é realizada a modulação das células  $C_N$ , de maior tensão. A cada interrupção do DSP, a referência de tensão total  $\mathbf{v}_{ref} = [v_{ab\_ref} \ v_{bc\_ref}]^T$  é amostrada, normalizada em relação a  $v_{dcN}$  e truncada nos quatro vetores  $\mathbf{v}_N$  mais próximos, como em (2.11)-(2.14), e as equações (2.15)-(2.16) são usadas para encontrar os vetores implementáveis; todos os vetores truncados são testados, a fim de se definir quais são implementáveis ou não pelo conversor, para uma dada condição operacional. Se nenhum dos quatro vetores satisfizer (2.15)-(2.16), a referência é truncada nos demais vetores, usando as equações (2.17)-(2.24). Dentre estes, também são descartados aqueles que não podem ser implementados.

No Capítulo anterior, o vetor  $\mathbf{v}_N$  mais próximo de  $\mathbf{v}_{ref}$  era automaticamente es-

colhido para ser implementado pelas células  $C_N$ . Porém, como já explicado, no caso de faltas essa escolha pode saturar as células operacionais. Portanto,  $\mathbf{v}_N$  deve ser escolhido como o vetor cujo domínio engloba  $\mathbf{v}_{ref}$ . Assim, são calculadas várias referências  $\mathbf{v}_{refN-1}$  para as células  $C_{N-1}$ , a partir de todos os vetores implementáveis. Para simplificar a demonstração do algoritmo, considere que ao menos um dentre os quatro vetores  $\mathbf{v}_N$  mais próximos é implementável. Todos os vetores implementáveis são subtraídos de  $\mathbf{v}_{ref}$ , resultando em, no máximo, quatro referências  $\mathbf{v}_{refN-1} = [v_{ab\_refN-1} \quad v_{bc\_refN-1}]^T$  para as células  $C_{N-1}$ :

$$\mathbf{v}_{refN-1} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_N \quad (3.6)$$

ou, expandindo (3.6), podemos escrever todas as equações:

$$\mathbf{v}_{refN-1\_ul} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_{N\_ul} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{v}_{refN-1\_lu} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_{N\_lu} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{v}_{refN-1\_uu} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_{N\_uu} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{v}_{refN-1\_ll} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_{N\_ll} \quad (3.10)$$

Cada uma das referências  $\mathbf{v}_{refN-1}$  é normalizada com relação a  $v_{dcN-1}$  e truncada nos quatro vetores  $\mathbf{v}_{N-1}$  mais próximos para as células  $C_{N-1}$ , como em (2.34)-(2.37), ou nos demais vetores, como (2.40)-(2.47). Vamos considerar novamente que ao menos um dos quatro vetores  $\mathbf{v}_{N-1}$  é implementável. Desta forma, truncando-se todas as referências  $\mathbf{v}_{refN-1}$  nos quatro  $\mathbf{v}_{N-1}$  de cada uma, são obtidos no máximo 16  $\mathbf{v}_{N-1}$  para as células  $C_{N-1}$ . Os vetores não implementáveis são descartados, e os demais são subtraídos de todas as  $\mathbf{v}_{refN-1}$ , resultando nas referências  $\mathbf{v}_{refN-2}$  para as células  $C_{N-2}$ :

$$\mathbf{v}_{refN-2} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_N - \mathbf{v}_{N-1}. \quad (3.11)$$

As referências  $\mathbf{v}_{refN-2}$  também podem ser escritas de maneira expandida, como em (3.7)-(3.10); esta representação não será mostrada aqui por simplificação. Este procedimento é repetido até as células  $C_2$ , com as referências para as células  $C_1$ ,  $\mathbf{v}_{ref1} = [v_{ab\_ref1} \quad v_{bc\_ref1}]^T$ , dadas por:

$$\mathbf{v}_{ref1} = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_N - \mathbf{v}_{N-1} - \dots - \mathbf{v}_2. \quad (3.12)$$

Deve-se ressaltar que o número de referências  $\mathbf{v}_{refN}$ ,  $\mathbf{v}_{refN-1}$  ...  $\mathbf{v}_{ref1}$  depende do número de vetores implementáveis para as células  $C_N$ ,  $C_{N-1}$  ...  $C_2$ , respectivamente. Ainda, pode acontecer de algumas  $\mathbf{v}_{ref1}$  saturarem as células  $C_1$ . A fim de escolher uma  $\mathbf{v}_{ref1}$  dentre todas as possíveis, restrições similares às descritas em (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012) são empregadas, a fim de descartar as referências que saturam o conversor. Para cada  $\mathbf{v}_{ref1}$ , é derivada uma região linear, considerando os estados

operacionais das células  $C_1$ . As máximas e mínimas tensões de fase normalizadas para as células  $C_1$ ,  $v_{ag1}$ ,  $v_{bg1}$  e  $v_{cg1}$ , são:

$$-f_{a1}v_{dc1} \leq v_{ag1} \leq f_{a1}v_{dc1} \quad (3.13)$$

$$-f_{b1}v_{dc1} \leq v_{bg1} \leq f_{b1}v_{dc1} \quad (3.14)$$

$$-f_{c1}v_{dc1} \leq v_{cg1} \leq f_{c1}v_{dc1}. \quad (3.15)$$

A seguir, considere a relação entre  $v_{ag1}$ ,  $v_{bg1}$  e  $v_{cg1}$ , as tensões de linha de saída associadas  $v_{ab\_ref1}$  e  $v_{bc\_ref1}$  e a tensão de modo comum  $v_{o1}$ :

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{bg1} \\ v_{cg1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & -2/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab\_ref1} \\ v_{bc\_ref1} \\ v_{o1} \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Substituindo-se (3.16) em (3.13)-(3.15), e resolvendo o sistema de equações para  $v_{o1}$ , os limites máximos e mínimos para a operação das células  $C_1$  dentro da região linear são dados por:

$$v_{o1\_max_a} = 3f_{a1} - 2v_{ab\_ref1} - v_{bc\_ref1} \quad (3.17)$$

$$v_{o1\_min_a} = -3f_{a1} - 2v_{ab\_ref1} - v_{bc\_ref1} \quad (3.18)$$

$$v_{o1\_max_b} = 3f_{b1} + v_{ab\_ref1} - v_{bc\_ref1} \quad (3.19)$$

$$v_{o1\_min_b} = -3f_{b1} + v_{ab\_ref1} - v_{bc\_ref1} \quad (3.20)$$

$$v_{o1\_max_c} = 3f_{c1} + v_{ab\_ref1} + 2v_{bc\_ref1} \quad (3.21)$$

$$v_{o1\_min_c} = -3f_{c1} + v_{ab\_ref1} + 2v_{bc\_ref1} \quad (3.22)$$

onde  $v_{o1\_max_a}$ ,  $v_{o1\_max_b}$  e  $v_{o1\_max_c}$  são os limites máximos de  $v_{o1}$  para as fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , e  $v_{o1\_min_a}$ ,  $v_{o1\_min_b}$  e  $v_{o1\_min_c}$  são os limites mínimos. Para cada  $\mathbf{v}_{ref1}$ , os limites  $u_{max}$  e  $u_{min}$  para as fronteiras das regiões lineares são:

$$u_{max} = \min(v_{o1\_max_a}, v_{o1\_max_b}, v_{o1\_max_c}) \quad (3.23)$$

$$u_{min} = \max(v_{o1\_min_a}, v_{o1\_min_b}, v_{o1\_min_c}). \quad (3.24)$$

Feito isso, é realizada a subtração entre  $u_{max}$  e  $u_{min}$ . Sob o ponto de vista do princípio da modulação geométrica, apresentada primeiro em (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999), isolando-se  $v_{o\_1pu}$  em (3.17)-(3.22), as soluções definem os limites superiores e inferiores para a região linear do conversor, ou seja, os limites de operação do mesmo sem que haja saturação. Estes limites também correspondem aos máximos e mínimos valores que a tensão de modo comum para as células de 1pu,  $v_{o1}$ , pode assumir. Assim, qualquer  $v_{o1}$  que pertença ao conjunto de soluções obtido das inequações (3.17)-(3.22) não satura o conversor. Podem ocorrer três soluções:

- Limite superior maior que o inferior ( $u_{max} > u_{min}$ ): Existe uma região linear que compreende vários valores possíveis de  $v_{o1}$  para que o conversor opere sem saturação;
- Limite superior igual ao inferior ( $u_{max} = u_{min}$ ): A região linear se restringe a uma linha, e apenas uma  $v_{o1}$  existe, correspondendo exatamente à linha. O conversor, neste caso, opera no limite da região linear;
- Limite superior menor que o inferior ( $u_{max} < u_{min}$ ): Não existe região linear, ou seja, o conversor satura independentemente da  $v_{o1}$  escolhida.

Esta primeira etapa serve apenas para identificar as referências  $\mathbf{v}_{ref1}$  implementáveis (que não saturam o conversor). Dentre estas, uma deve ser escolhida. Existem vários critérios para selecionar  $\mathbf{v}_{ref1}$ , mas neste trabalho o objetivo é garantir o menor número de comutações para as células  $C_N$  a  $C_2$ , limitando ao máximo as perdas de comutação. Deve-se ressaltar que a escolha de  $\mathbf{v}_{ref1}$  está associada à escolha de todos os vetores das células  $C_N$  a  $C_2$ . Assim, as normas de cada  $\mathbf{v}_{ref1}$  implementável são calculadas como:

$$dist = \sqrt{\mathbf{v}_{ref1}^T \mathbf{M} \mathbf{v}_{ref1}} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_2 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde cada elemento da matriz  $\mathbf{M}$  é o produto escalar das bases do sistema de coordenadas das tensões de linha de saída, e a norma escalar  $dist$  representa a noção de distância entre a referência total  $\mathbf{v}_{ref}$  e todas as  $\mathbf{v}_{ref1}$  implementáveis. A  $\mathbf{v}_{ref1}$  com a menor norma é escolhida, ou seja, aquela cuja combinação de vetores de maior tensão é a mais próxima de  $\mathbf{v}_{ref}$ . Deve-se ressaltar que a  $\mathbf{v}_{ref1}$  mais próxima de  $\mathbf{v}_{ref}$  pode não ser implementável, e que o número de normas  $dist$  calculadas depende do número de vetores implementáveis para as células  $C_N$  a  $C_2$ , ou seja, se houver um grande número de vetores disponíveis, várias  $dist$  deverão ser calculadas.

Como já citado, alguns vetores nas coordenadas das tensões de linha de saída possuem redundâncias quando representados em coordenadas  $abc$ , ou seja, uma dada tensão de linha pode ser implementada através de diferentes combinações de tensões de fase. Desta forma, o próximo passo é escolher dentre os vetores das células  $C_N$  a  $C_2$  quais redundâncias implementar, quando necessário. Nestes casos, o vetor redundante é escolhido como aquele que resulta no menor número de comutações com relação ao vetor implementado no período de comutação anterior. O terceiro elemento dos vetores,  $v_o$ , é usado para decidir qual das redundâncias será escolhida. A mesma equação de (3.26) é empregada aqui para calcular as normas, mas, como agora  $v_o$  é considerada e os vetores são escritos em  $\mathfrak{R}^3$ , tem-se:

$$\mathbf{d}_j = \mathbf{v}_x^* - \mathbf{v}_{x_j} \quad (3.27)$$

$$dist_{x_j} = \sqrt{\mathbf{d}_j^T \mathbf{M} \mathbf{d}_j} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_1 \cdot \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_2 \cdot \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_3 \cdot \mathbf{b}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 4 & 2 & 0 \\ 2 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

onde  $x$  denota o conjunto de células  $N, N - 1, \dots, 2$  que está sendo considerado para cada cálculo da norma,  $j$  representa cada uma das possíveis redundâncias de um dado vetor em coordenadas  $abc$ , e o superescrito  $*$  refere-se ao vetor de tensão implementado no último intervalo de comutação. Para cada célula  $C_N$  a  $C_2$ , é escolhida a menor  $dist_{x_j}$ , e seu vetor redundante associado é implementado pelo conversor.

Através desse algoritmo, é possível definir automaticamente o domínio referente às células  $C_N$ , e os domínios das demais células contidos neste, onde se encontra a referência total  $\mathbf{v}_{ref}$ , evitando o uso de inúmeras retas de separação e simplificando a implementação da modulação SV. Além disso, pelo cálculo das restrições (3.17)-(3.22) para cada  $\mathbf{v}_{ref1}$ , é possível verificar quando ocorre saturação do conversor. Neste caso, se, para uma dada combinação de índice de modulação  $m$  e condição de falta, as subtrações de  $u_{min}$  e  $u_{max}$  para todas as  $\mathbf{v}_{ref1}$  resultarem em valores menores que zero, significa que, para esta dada condição operacional, o conversor está saturando e, portanto, o algoritmo deve ser modificado para tratar a saturação, como será descrito no Capítulo 4.

### 3.2 Modulação das Células $C_1$

Como no capítulo anterior, a última etapa é a modulação das células  $C_1$  de 1pu. As duas estratégias descritas anteriormente são empregadas aqui, com algumas modificações para tratar as faltas nas células de potência. Contudo, uma nova estratégia é proposta, onde é utilizada a mesma abordagem geométrica de (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012), resultando em uma modulação híbrida. Cada uma destas estratégias será descrita a seguir, mostrando suas vantagens e desvantagens.

#### 3.2.0.1 Definição *Offline* das Sequências de Comutação

A partir da escolha dos vetores das células  $C_N$  a  $C_2$ , automaticamente é definida a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  que deve ser implementada pelas células  $C_N$  de 1pu. De acordo com o algoritmo para modulação destas células apresentado no Capítulo 2,  $\mathbf{v}_{ref1}$  é truncada nos quatro vetores  $\mathbf{v}_1$  mais próximos, sendo então escolhidos os três mais próximos. Estes, por sua vez, são organizados nas sequências de comutação para o setor onde  $\mathbf{v}_{ref1}$  se encontra. Dependendo da condição de falta, as sequências de comutação são as mesmas que para a condição normal de operação, apresentadas na Figura 2.9 do Capítulo 2. Porém, se houver faltas nas células  $C_1$ , as sequências devem ser modificadas, pois alguns dos vetores

presentes nas sequências originais não podem mais ser implementados. Portanto, para cada condição de falta nas células  $C_1$ , devem ser definidas diferentes sequências de comutação.

Como diversas configurações de faltas, e, conseqüentemente, de formatos de diagramas SV são possíveis, considere-se aqui a falta da Figura 3.2, ou seja, a célula  $C_1$  da fase  $a$  está fora de operação. Os domínios dos vetores  $\mathbf{v}_2$  já não são mais iguais aos da Figura 2.8, como mostrado na Figura 3.5, onde, ao invés de 24 setores, tem-se apenas oito. As sequências de comutação para esta falta são mostradas na Figura 3.6. Pode-se ver que as sequências possuem apenas três vetores e não mais quatro, como no caso sem falta, já que os vetores de tensão não apresentam mais redundâncias. Na sequência, as Figuras 3.7 e 3.9 mostram os setores para faltas nas células  $C_1$  das fases  $b$  e  $c$ , respectivamente, e as Figuras 3.8 e 3.10, suas sequências de comutação.

Quando o conversor perde uma célula  $C_1$ , é possível operar sem saturação, pois ainda existem domínios associados aos demais vetores. Contudo, quando duas células  $C_1$  estão com falta, surgem lacunas no diagrama SV. Considere como exemplo o mesmo conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2:4. A Figura 3.11 mostra seu diagrama SV para faltas nas células  $C_1$  das fases  $a$  e  $b$ . Os domínios da células  $C_1$  operacional agora se resumem a retas, existindo lacunas entre eles. Mesmo com  $m$  baixos, é impossível evitar que ocorra saturação em alguns intervalos de tempo pois, invariavelmente, a referência  $\mathbf{v}_{ref}$  terá de passar por estas lacunas. Neste caso, é necessária a utilização de um algoritmo SV que possibilite operação em saturação, descrito no Capítulo 4.

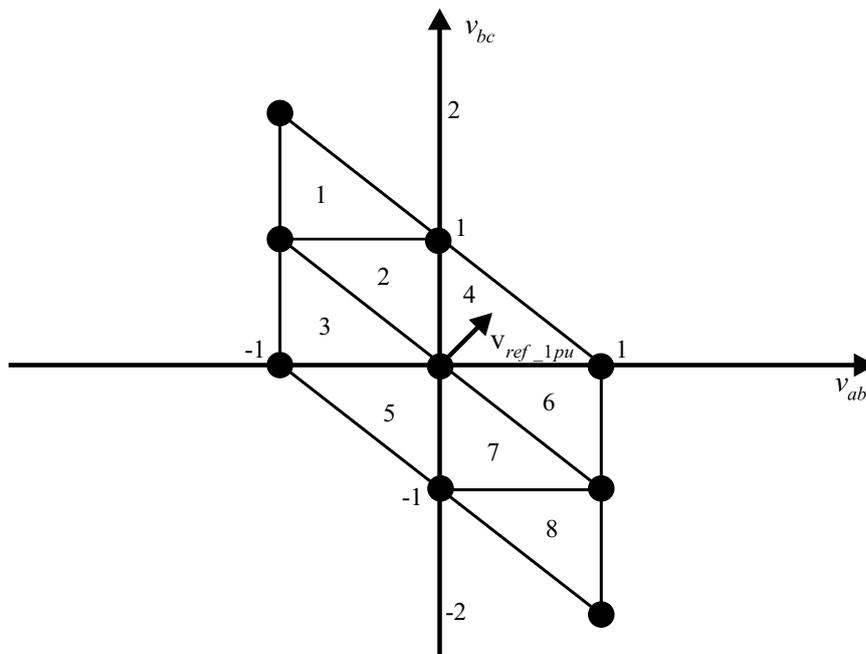


Figura 3.5 – Setores das células  $C_1$  e a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$ , para uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ .

|   |   |   |   |
|---|---|---|---|
| <p><b>1</b> <math>\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 1 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 1 & 1 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>2</b> <math>\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 1 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>3</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>4</b> <math>\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 1 & 1 \\ \hline \end{array}$ |
| <p><b>5</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 1 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>6</b> <math>\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>7</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 1 & 1 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>8</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 1 & 1 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 1 & 1 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ |

Figura 3.6 – Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células  $C_1$ , para uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ .

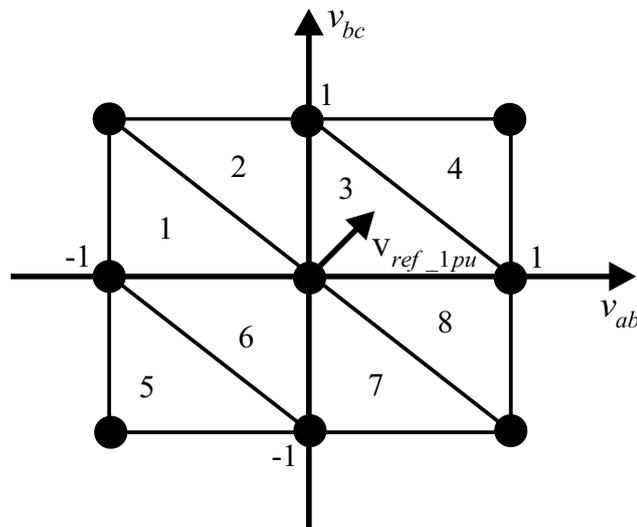


Figura 3.7 – Setores das células  $C_1$  e a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$ , para uma falta na célula  $C_1$  da fase  $b$ .

| <p><b>1</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 0 | 0 | $s_{3a}$ | 0 | 1 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 0 | 0 | $s_{3c}$ | 0 | 1 | <p><b>2</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 0 | 0 | $s_{3a}$ | 0 | 0 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 0 | 0 | $s_{3c}$ | 0 | 1 | <p><b>3</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 1 | 0 | $s_{3a}$ | 0 | 0 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 0 | 0 | $s_{3c}$ | 0 | 1 | <p><b>4</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 1 | 1 | $s_{3a}$ | 0 | 0 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 0 | 0 | $s_{3c}$ | 0 | 1 |
|---|-------|-------|-------|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|---|-------|-------|-------|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|---|-------|-------|-------|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|---|-------|-------|-------|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 1     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 1     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| <p><b>5</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 0 | 0 | $s_{3a}$ | 0 | 1 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 1 | 1 | $s_{3c}$ | 0 | 0 | <p><b>6</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 0 | 0 | $s_{3a}$ | 0 | 0 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 1 | 0 | $s_{3c}$ | 0 | 0 | <p><b>7</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 1 | 0 | $s_{3a}$ | 0 | 0 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 1 | 1 | $s_{3c}$ | 0 | 0 | <p><b>8</b></p> <table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100px; text-align: center;"> <thead> <tr> <th><math>v_1</math></th> <th><math>v_3</math></th> <th><math>v_2</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td><math>s_{1a}</math></td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3a}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3b}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{1c}</math></td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td><math>s_{3c}</math></td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table> | $v_1$ | $v_3$ | $v_2$ | $s_{1a}$ | 1 | 1 | $s_{3a}$ | 0 | 0 | $s_{1b}$ | 0 | 0 | $s_{3b}$ | 0 | 0 | $s_{1c}$ | 1 | 0 | $s_{3c}$ | 0 | 0 |
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 1     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 1     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 1     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 1     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $v_1$   | $v_3$ | $v_2$ |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1a}$  | 1     | 1     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3a}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3b}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{1c}$  | 1     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |
| $s_{3c}$  | 0     | 0     |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |   |       |       |       |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |          |   |   |

Figura 3.8 – Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células  $C_1$ , para uma falta na célula  $C_1$  da fase  $b$ .

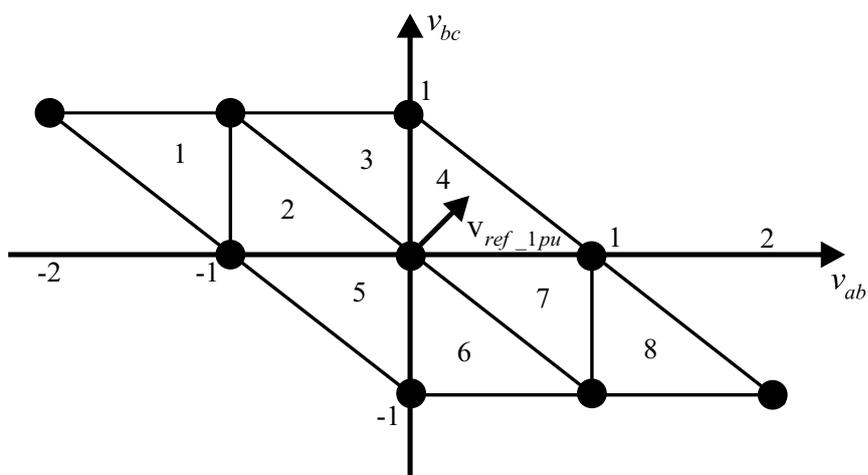


Figura 3.9 – Setores das células  $C_1$  e a referência  $v_{ref1}$ , para uma falta na célula  $C_1$  da fase  $c$ .

|   |   |   |   |
|---|---|---|---|
| <p><b>1</b> <math>\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & \boxed{1} & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & \boxed{1} & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>2</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$         | <p><b>3</b> <math>\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & \boxed{1} & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>4</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & \boxed{1} & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$         |
| <p><b>5</b> <math>\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & \boxed{1} & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$         | <p><b>6</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & \boxed{1} & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ | <p><b>7</b> <math>\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$         | <p><b>8</b> <math>\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_3</math></p> $S_{1a} \begin{array}{ c c c } \hline \boxed{1} & \boxed{1} & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3a} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{1b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3b} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & \boxed{1} & \boxed{1} \\ \hline \end{array}$ $S_{1c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ $S_{3c} \begin{array}{ c c c } \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$ |

Figura 3.10 – Sequências de comutação para cada um dos setores referentes às células  $C_1$ , para uma falta na célula  $C_1$  da fase  $c$ .

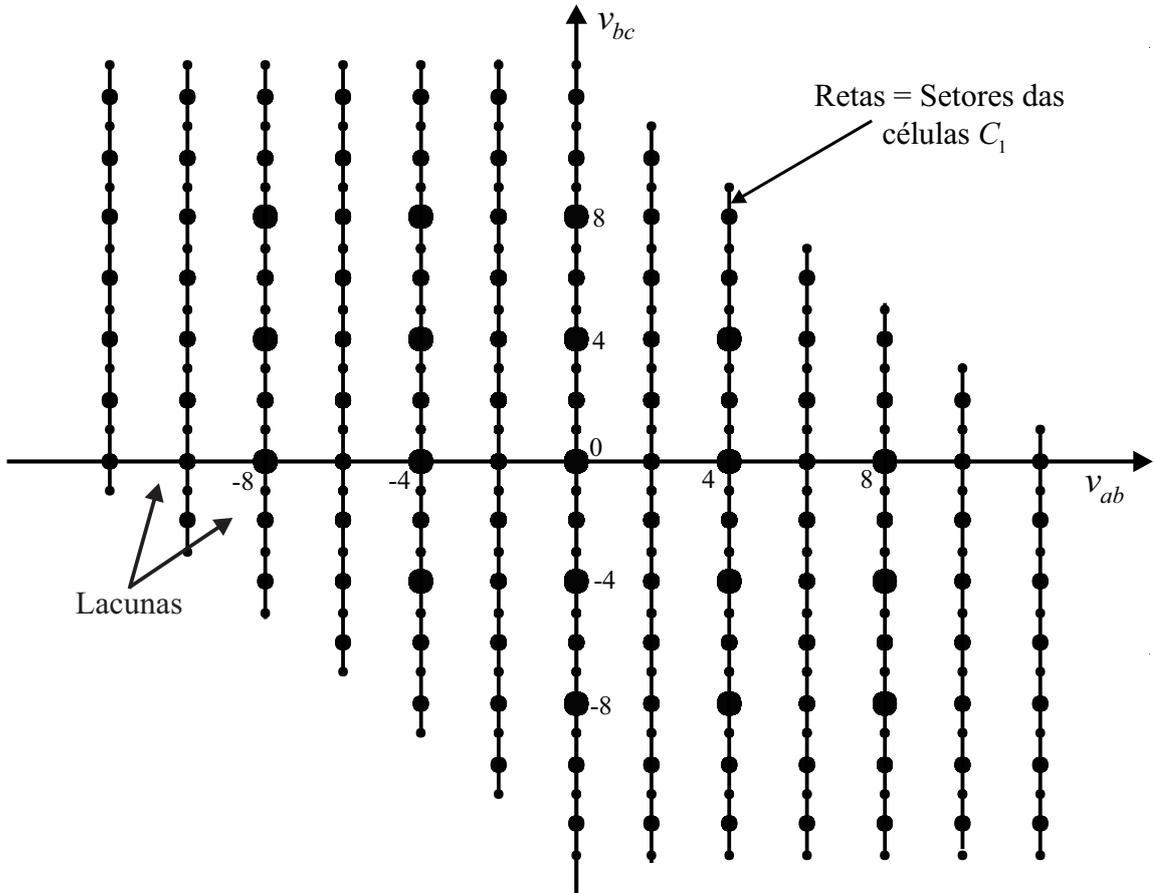


Figura 3.11 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas célula  $C_1$  das fases  $a$  e  $b$ .

### 3.2.0.2 Definição *Online* das Sequências de Comutação

Caso se deseje definir *online* as sequências de comutação, o algoritmo apresentado no Capítulo 2 também pode ser empregado para faltas nas células  $C_1$ , sendo necessárias apenas pequenas modificações. Neste caso, como já explicado, os vetores  $\mathbf{v}_1$  não possuem redundâncias. Por exemplo, para o caso com apenas uma falta nas células  $C_1$ , o vetor  $[0 \ 0]^T$  nas coordenadas das tensões de linha de saída é escrito apenas como  $[0 \ 0 \ 0]^T$  em coordenadas  $abc$ , já que as outras duas implementações do mesmo exigem que a célula com falta sintetize tensão, o que é impossível. Desta forma, as sequências de comutação possuem agora apenas três vetores, e não quatro.

O problema neste caso é que, quando do cálculo das normas para se encontrar o vetor mais próximo da referência, dois ou até mesmo três vetores  $\mathbf{v}_1$  podem ter a mesma norma Euclidiana, mas nem todos satisfazem as regras das lógicas de comparação, explicadas no Capítulo anterior. Assim, para se escolher  $\mathbf{v}_1$  neste modo de operação, as lógicas são sempre forçadas pela definição de  $\mathbf{v}_{status}^*$  como  $[1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$  se o contador do DSP estiver crescendo, e como  $[0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]^T$  se o contador for decrescente, independentemente do  $\mathbf{v}_3$  da última sequência. Isto pode acarretar um maior número de comutações em relação a operação normal, mas é a desvantagem de se obter sequências que possam ser facilmente implementadas em um DSP. As escolhas de  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$  são realizadas da mesma forma que no modo de operação sem faltas, descrita no Capítulo anterior. As equações dos comparadores para as chaves com lógica de comparação baixa agora são dadas por:

$$\text{COMP}_{S1a} = (d_1\mathbf{v}_1(1, 1) + d_2\mathbf{v}_2(1, 1) + d_3\mathbf{v}_3(1, 1))\text{TPER} \quad (3.30)$$

$$\text{COMP}_{S1b} = (d_1\mathbf{v}_1(3, 1) + d_2\mathbf{v}_2(3, 1) + d_3\mathbf{v}_3(3, 1))\text{TPER} \quad (3.31)$$

$$\text{COMP}_{S1c} = (d_1\mathbf{v}_1(5, 1) + d_2\mathbf{v}_2(5, 1) + d_3\mathbf{v}_3(5, 1))\text{TPER}. \quad (3.32)$$

e, para as chaves com lógica alta:

$$\text{COMP}_{S3a} = (1 - (d_1\mathbf{v}_1(2, 1) + d_2\mathbf{v}_2(2, 1) + d_3\mathbf{v}_3(2, 1)))\text{TPER} \quad (3.33)$$

$$\text{COMP}_{S3b} = (1 - (d_1\mathbf{v}_1(4, 1) + d_2\mathbf{v}_2(4, 1) + d_3\mathbf{v}_3(4, 1)))\text{TPER} \quad (3.34)$$

$$\text{COMP}_{S3c} = (1 - (d_1\mathbf{v}_1(6, 1) + d_2\mathbf{v}_2(6, 1) + d_3\mathbf{v}_3(6, 1)))\text{TPER}. \quad (3.35)$$

onde TPER é o valor máximo do contador do DSP, e  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_3$  são as razões cíclicas dos três vetores mais próximos, calculadas como em (2.60)-(2.62) ou (2.63)-(2.65).

Para exemplificar este modo de operação, considere uma falta na célula  $C_1$  de fase  $c$ , como na Figura 3.10, e  $m = 0,65$ . Para uma referência amostrada igual a  $\mathbf{v}_{ref1} = [-0.0479 \ 0.1]^T$  em pu, e com o contador crescendo, os três vetores de 1pu mais próximos, escritos nas coordenadas das tensões de linha, são  $[0 \ 0]^T$ ,  $[-1 \ 1]^T$  e  $[0 \ 1]^T$ , representados em coordenadas  $abc$  como  $[1 \ 1 \ 1]^T$ ,  $[0 \ 0 \ 0]^T$  ou  $[-1 \ -1 \ -1]^T$  para o primeiro vetor,

$[0 \ 1 \ 0]^T$  ou  $[-1 \ 0 \ -1]^T$  para o segundo, e  $[1 \ 1 \ 0]^T$  ou  $[0 \ 0 \ -1]^T$  para o terceiro. Devido à falta na célula  $C_1$  da fase  $c$ , todos os vetores que necessitem que esta sintetize tensão são excluídos, e os únicos vetores implementáveis são  $[0 \ 0 \ 0]^T$ ,  $[0 \ 1 \ 0]^T$  e  $[1 \ 1 \ 0]^T$ . Como estes não possuem redundância, a sequência é formada apenas por três vetores. Expressando-os como em (2.81) e aplicando o algoritmo, a sequência resultante é mostrada na parte esquerda da Figura 3.12, para a primeira metade de  $T_s$ .

Na próxima interrupção, a referência amostrada localiza-se em um outro setor, por exemplo,  $\mathbf{v}_{ref1} = [0.1603 \ 0.1079]^T$ , e o contador do DSP está decrescendo. Os vetores de 1pu são idênticos aos da sequência anterior, com exceção do vetor  $[-1 \ 1]^T$ , que é substituído por  $[1 \ 0]^T$ , ou seja,  $[1 \ 1 \ 0]^T$ . A nova sequência está mostrada no lado direito da Figura 3.12, para a segunda metade de  $T_s$ . Novamente, as regras dos ativos são mantidas, e há apenas uma comutação entre vetores consecutivos. As equações dos comparadores, para a primeira sequência, são:

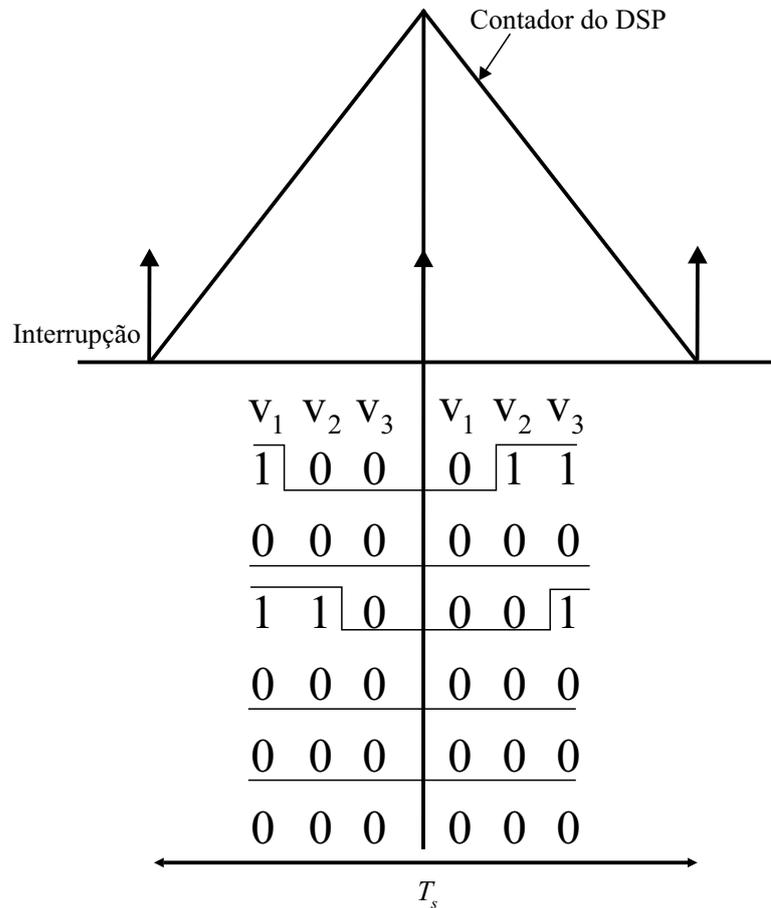


Figura 3.12 – Contador do DSP e sequências de comutação, com falta na célula  $C_1$  da fase  $c$ ,  $m = 0,65$ .

$$\text{COMP}_{S1a} = d_1 \text{TPER} \quad (3.36)$$

$$\text{COMP}_{S3a} = \text{TPER} \quad (3.37)$$

$$\text{COMP}_{S1b} = (d_1 + d_2) \text{TPER} \quad (3.38)$$

$$\text{COMP}_{S3b} = \text{TPER} \quad (3.39)$$

$$\text{COMP}_{S1c} = 0 \quad (3.40)$$

$$\text{COMP}_{S3c} = \text{TPER} \quad (3.41)$$

e, para a segunda:

$$\text{COMP}_{S1a} = (d_2 + d_3) \text{TPER} \quad (3.42)$$

$$\text{COMP}_{S3a} = \text{TPER} \quad (3.43)$$

$$\text{COMP}_{S1b} = d_3 \text{TPER} \quad (3.44)$$

$$\text{COMP}_{S3b} = \text{TPER} \quad (3.45)$$

$$\text{COMP}_{S1c} = 0 \quad (3.46)$$

$$\text{COMP}_{S3c} = \text{TPER}. \quad (3.47)$$

### 3.2.0.3 Modulação Híbrida

Como visto nas subseções anteriores, a definição *offline* das sequências de comutação é um processo demorado, e o armazenamento das diferentes *look-up tables* ocupa muito espaço na memória do DSP. Por sua vez, o algoritmo para definição *online* das sequências é mais rápido, do ponto de vista do tempo necessário para se definir as sequências de comutação, porém aumenta a complexidade geral da modulação. Em certas aplicações práticas, é necessário que o algoritmo seja simples e fácil de ser implementado, por diversos motivos, como, por exemplo, memória limitada do processador, tempo disponível para execução do algoritmo dentro da interrupção, etc. Portanto, visando estes casos, foi desenvolvida uma estratégia simplificada, onde é empregada a modulação geométrica baseada em portadora descrita em (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012) para as células  $C_1$ .

Em (CARNIELUTTI; PINHEIRO; RECH, 2012), uma região linear  $\Omega$  era calculada, e uma tensão de modo comum  $v_{o1}$ , pertencente a  $\Omega$ , era adicionada às tensões de referência de fase do conversor, em coordenadas  $abc$ . Neste caso, a região linear é definida por meio de (3.23)-(3.24). Qualquer  $v_{o1}$  que pertença aos limites definidos por (3.23)-(3.24) pode ser adicionada às referências de fase para as células  $C_1$ ,  $v_{ag1}$ ,  $v_{bg1}$  e  $v_{cg1}$ . Vamos escolher, por exemplo,  $v_{o1}$  como:

$$v_{o1} = \frac{u_{max} + u_{min}}{2}. \quad (3.48)$$

A  $v_{o1}$  escolhida é então substituída em (3.16). Como  $v_{ab\_ref1}$  e  $v_{bc\_ref1}$  são conhecidas, pois são as coordenadas do vetor  $v_{ref1}$  escolhido para ser implementado pelas células  $C_1$ , os valores de  $v_{ag1}$ ,  $v_{bg1}$  e  $v_{cg1}$  são facilmente obtidos. Finalmente, estas tensões são comparadas à portadora triangular do DSP, resultando nas tensões PWM de saída das células  $C_1$  de 1pu.

Como no Capítulo anterior, o desempenho das estratégias *offline* e *online*, juntamente com a híbrida, são comparados. Vamos considerar um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2, mas agora com falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ . Foram realizadas simulações variando o índice de modulação  $m$  de 0,2 até 0,69 ( $m_{máx}$  para esta condição operacional), calculando a THD e o DF1 (ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990) das tensões de linha de saída do conversor, obtidas com os três algoritmos. Os resultados são mostrados nas Figuras 3.13 e 3.14, para, respectivamente, a THD e o DF1.

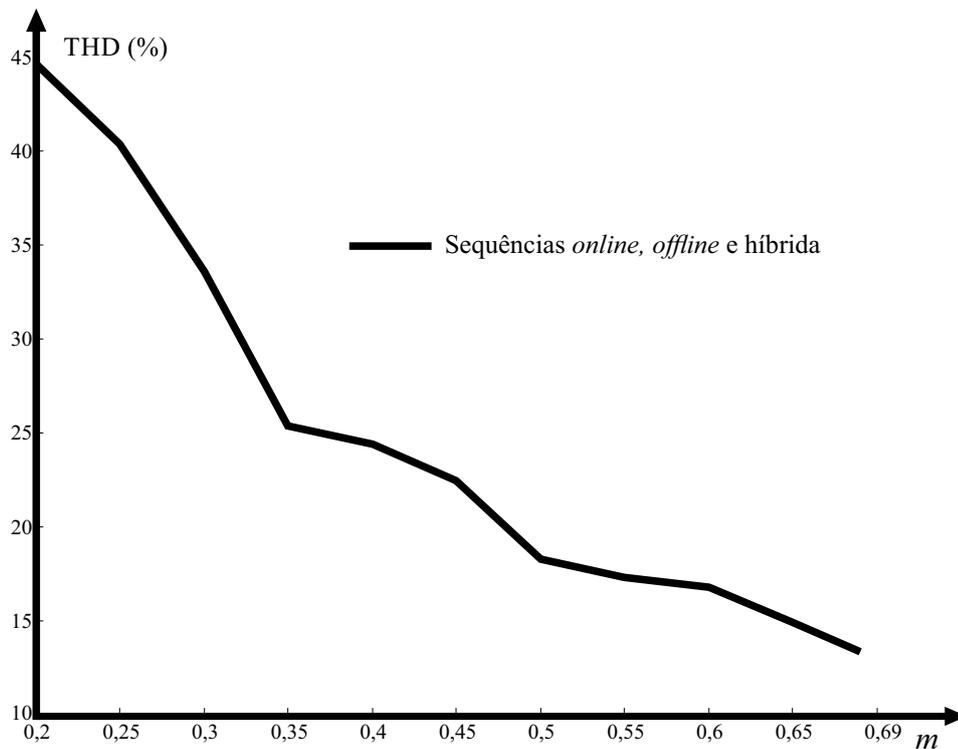


Figura 3.13 – THD para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2, falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ .

Como em casos com faltas nas células  $C_1$  o número de vetores disponíveis para implementação é menor, não existem muitas opções para a sequência de comutação. Para que estas respeitem as lógicas de comparação definidas para as chaves semicondutoras, existe apenas uma maneira de se implementar a sequência para dado período de comutação. Desta forma, pode-se ver nas Figuras 3.13 e 3.14, que os índices de THD e DF1 para os algoritmos *offline* e *online* são iguais, já que as sequências são exatamente as mesmas.

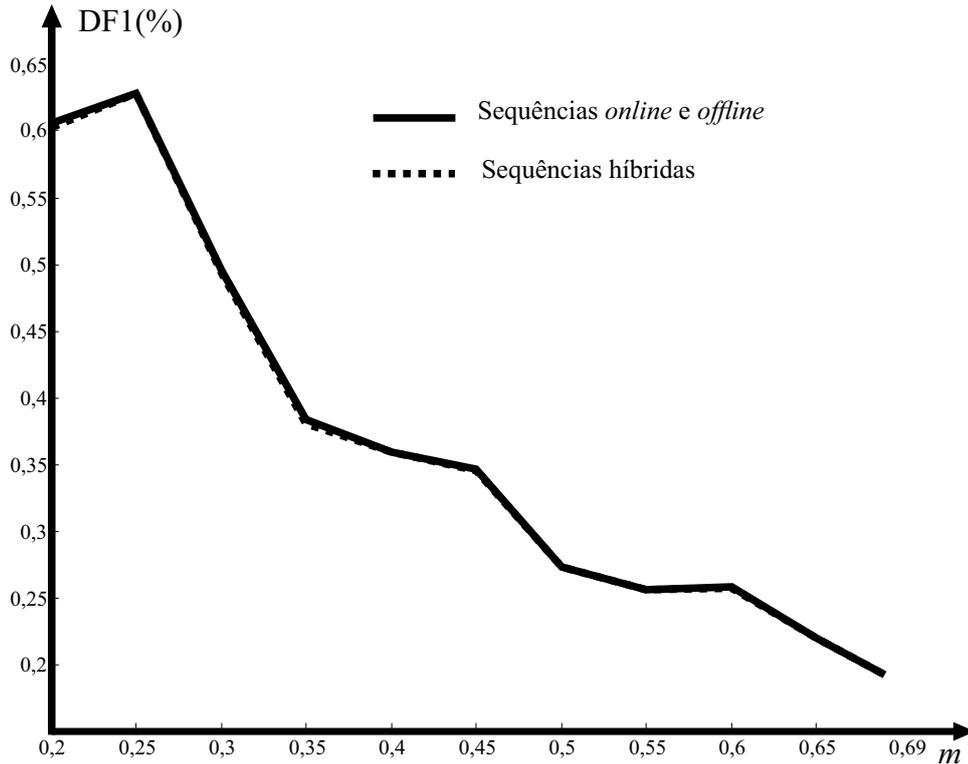


Figura 3.14 – DF<sub>1</sub> para as tensões de linha de saída de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões do barramento CC de 1:2.

Da mesma forma, a modulação híbrida também se depara com as mesmas limitações existentes para a modulação SV, resultando em THDs e DF1s praticamente iguais aos obtidos para as outras duas estratégias. Portanto, a escolha de qual algoritmo empregar para as células  $C_1$  depende apenas de questões como facilidade de implementação, memória do DSP, etc. Nesta Tese, para todos os resultados de simulação e experimentais mostrados a partir deste ponto, será empregada a modulação híbrida, devido à facilidade de implementação.

Nas Seções a seguir, serão mostrados resultados de simulação e experimentais que comprovam o bom desempenho do algoritmo SV proposto neste Capítulo.

### 3.3 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com falta na célula $C_1$ da fase $a$

Como primeiro exemplo de resultados de simulação, considere um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC das células igual a 1:2:4 e tensões equivalentes a 100V, 200V e 400V (estes valores de tensão serão utilizados para todos os demais resultados de simulação)  $N = 3$  e uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ , com  $m_{max} = 0,86$ , ou seja, as amplitudes das fundamentais das

tensões de linha de saída devem ser aproximadamente iguais a 1204V. Para simplificar a implementação do algoritmo em DSP, todos os resultados desta seção, bem como os das seções seguintes, foram obtidos com a modulação híbrida para as células  $C_1$  de 1pu. Para esta condição operacional, com falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ , o diagrama SV do conversor é igual ao apresentado na Figura 3.2 e  $f_{a1} = 0$ , indicando a falta nesta célula.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

$$\mathbf{v}_{\text{dc}} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.50)$$

A Figura 3.15 mostra que as células  $C_1$  não saturam. As Figuras 3.16, 3.17, 3.18, 3.19 e 3.20 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , as tensões de fase e as de linha de saída. Os valores calculados das amplitudes das fundamentais das tensões de linha são iguais a  $V_{ab} = 1203,8061\text{V}$ ,  $V_{bc} = 1203,8486\text{V}$  e  $V_{ca} = 1203,8369\text{V}$ , correspondendo ao índice de modulação desejado.

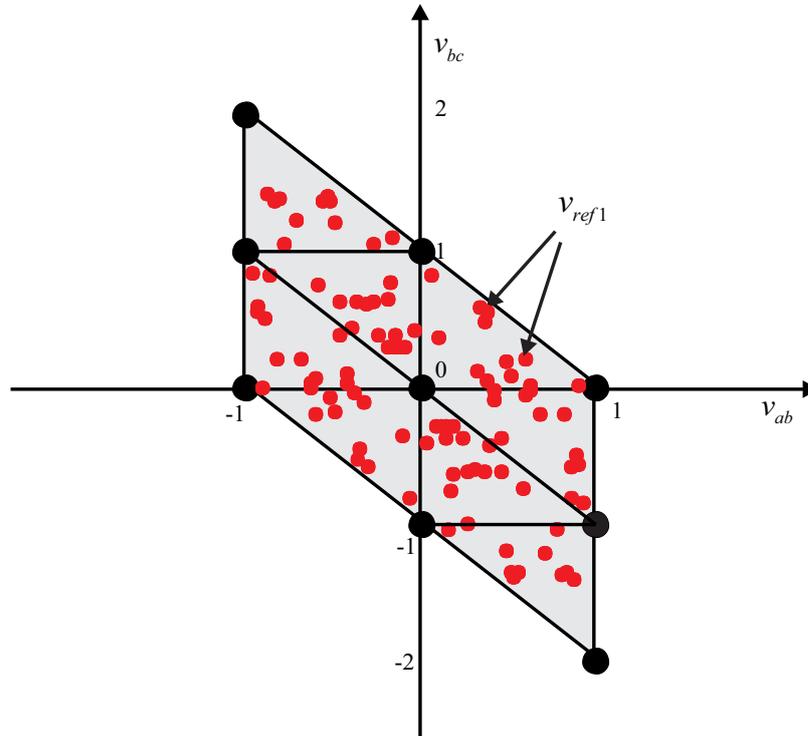


Figura 3.15 – Domínio das células  $C_2$  com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ ,  $m = 0,86$ .

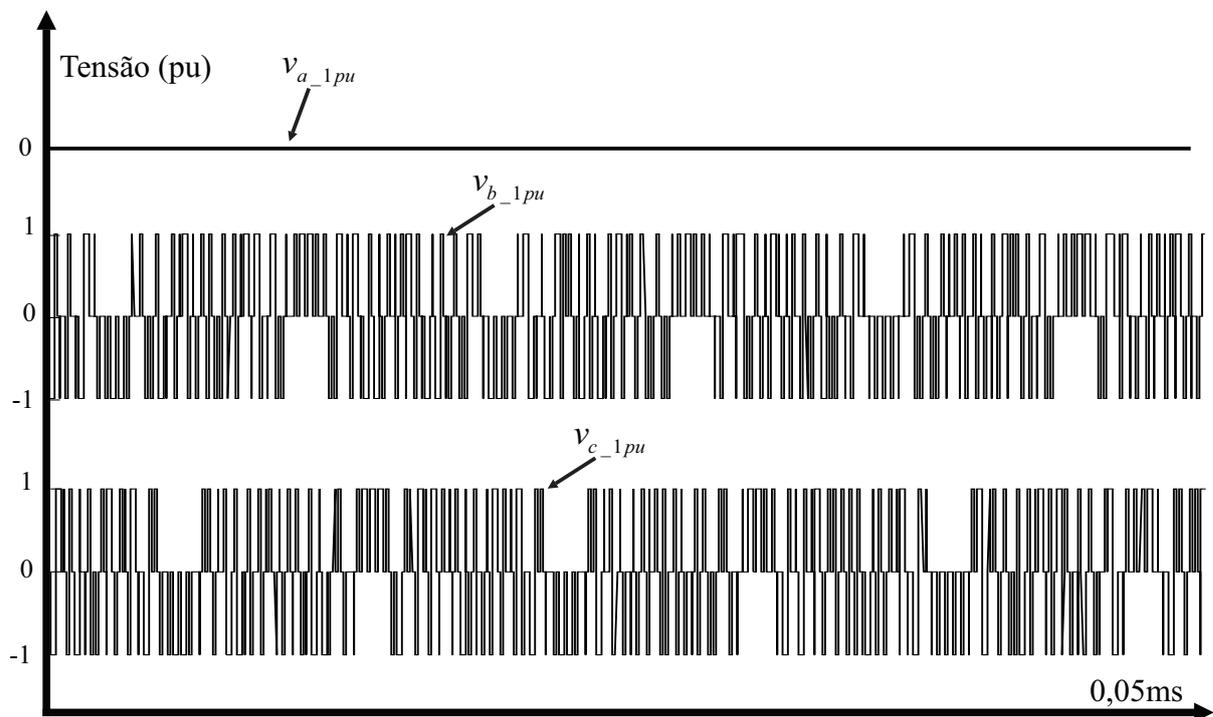


Figura 3.16 – Tensões de fase em coordenadas  $abc$   $v_{a\_1pu}$ ,  $v_{b\_1pu}$  e  $v_{c\_1pu}$  sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$  e  $m = 0,86$ .

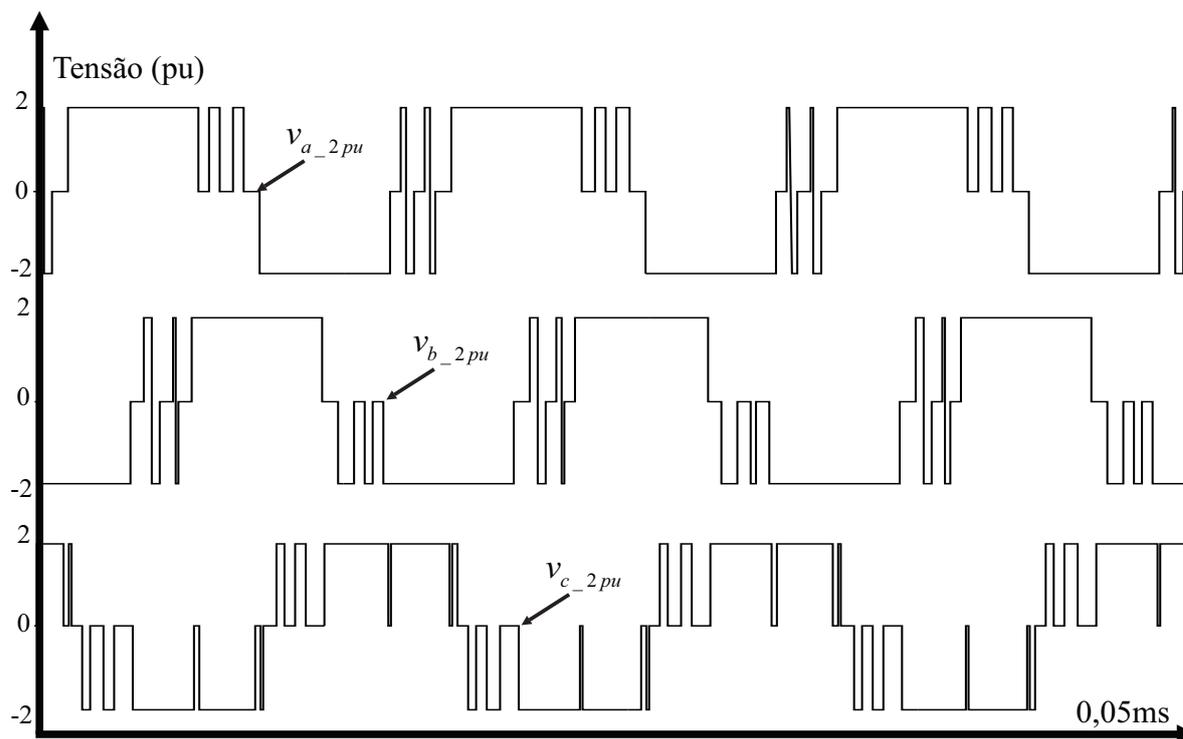


Figura 3.17 – Tensões de fase em coordenadas  $abc$   $v_{a_{2pu}}$ ,  $v_{b_{2pu}}$  e  $v_{c_{2pu}}$  sintetizadas pelas células de  $C_2$  de 2pu, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$  e  $m = 0,86$ .

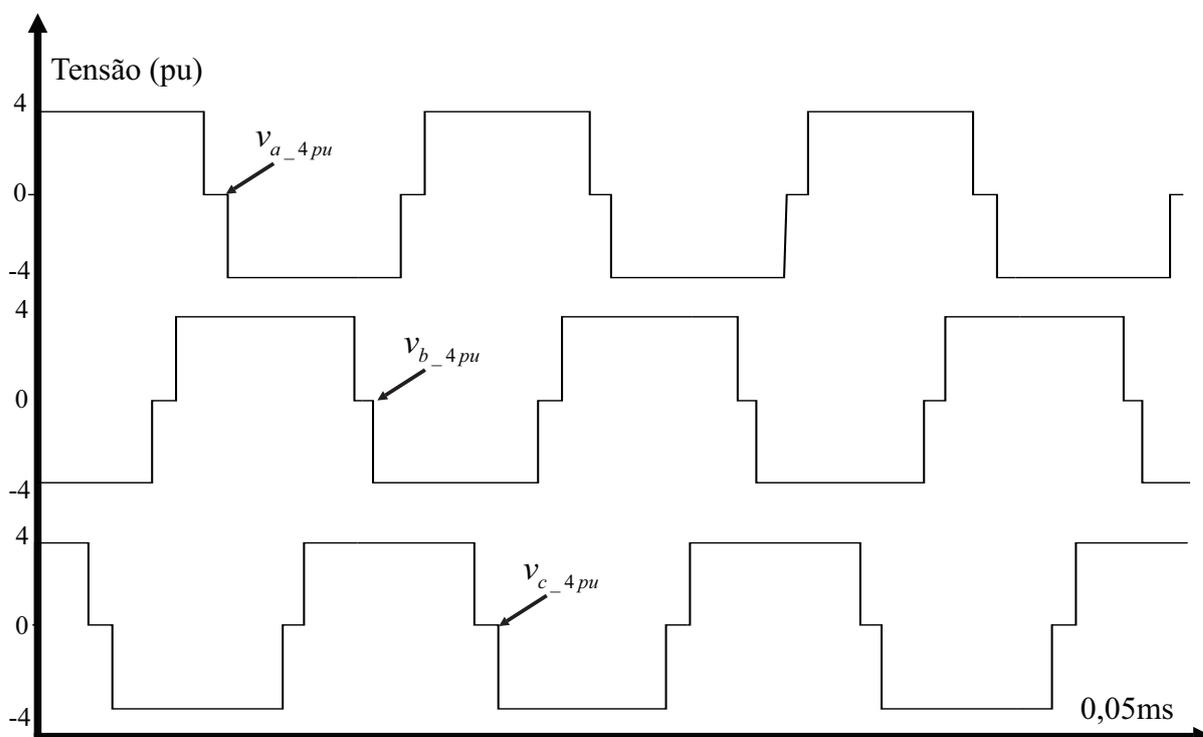


Figura 3.18 – Tensões de fase em coordenadas  $abc$   $v_{a_{4pu}}$ ,  $v_{b_{4pu}}$  e  $v_{c_{4pu}}$  sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$  e  $m = 0,86$ .

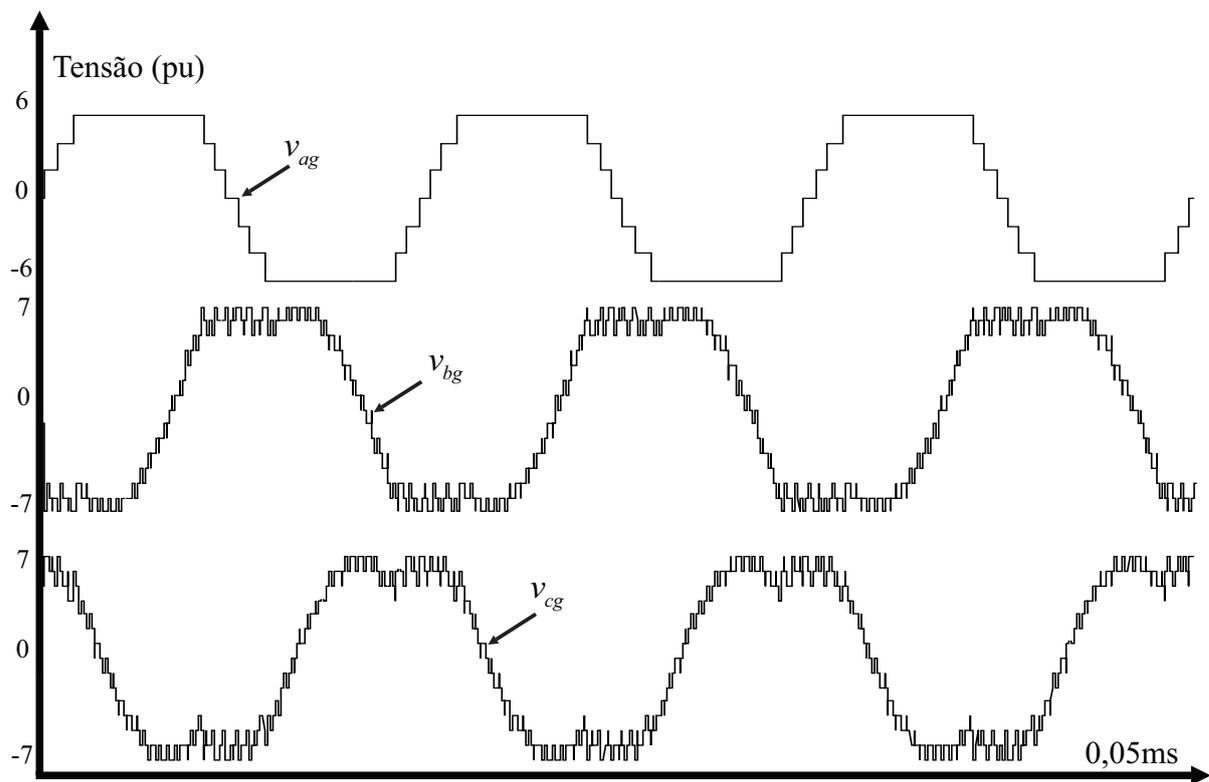


Figura 3.19 – Tensões de fase, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ ,  $m = 0,86$ .

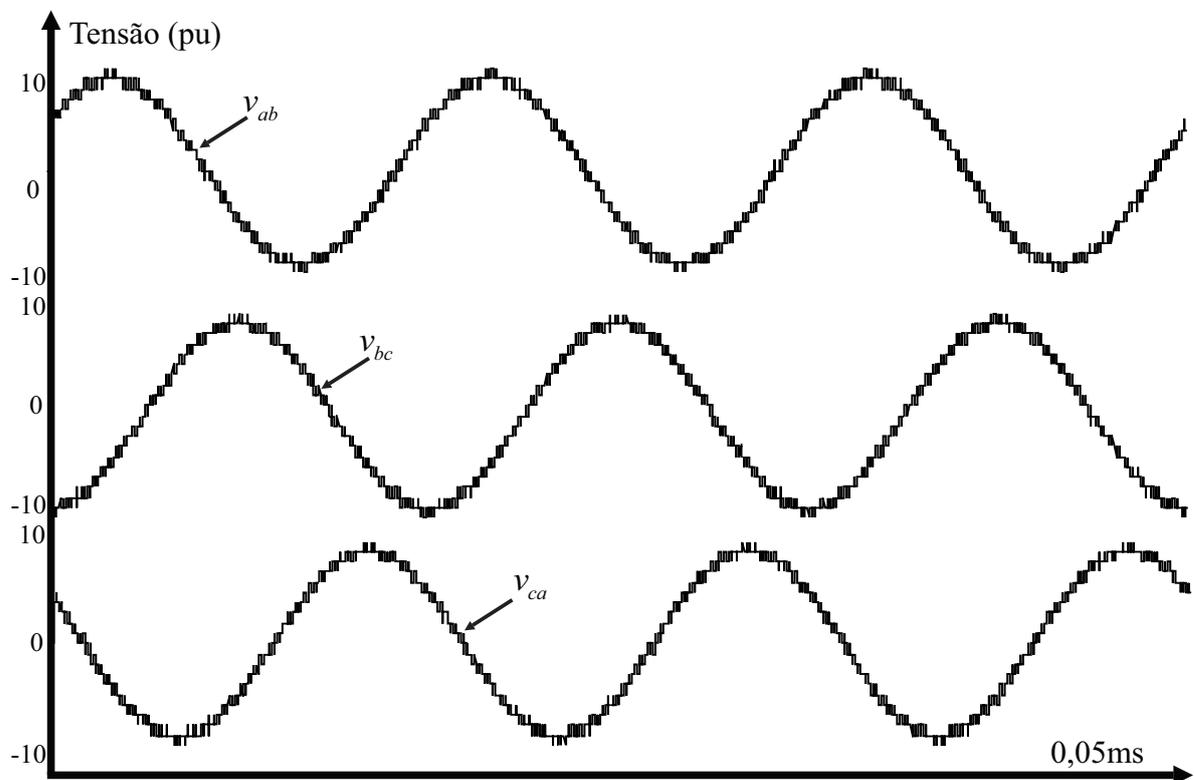


Figura 3.20 – Tensões de linha de saída, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ ,  $m = 0,86$ .

### 3.4 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com falta na célula $C_2$ da fase $c$

Neste caso, considere o mesmo conversor do exemplo anterior, agora uma falta na célula  $C_2$  de 2pu da fase  $c$ , com  $m = 0,8$ , ou seja, as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída devem ser aproximadamente iguais a 1120V. A matriz  $\mathbf{F}$  é mostrada a seguir, onde  $f_{c2} = 0$ , indicando a falta nesta célula.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

$$\mathbf{v}_{\text{dc}} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.52)$$

Para esta condição operacional, o diagrama SV do conversor é apresentado na Figura 3.21, juntamente com o índice de modulação máximo  $m_{max} = 0,85$ . Os domínios das células  $C_3$  de 4pu são modificados, porém os domínios das células  $C_2$  de 2pu continuam iguais, com 24 setores referentes às células  $C_1$  de 1pu. As Figuras 3.23, 3.24, 3.25, 3.26 e 3.27 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de 1pu, de 2pu e de 4pu, as tensões de fase e as de linha de saída, enquanto a Figura 3.22 mostra que as células  $C_1$  de 1pu não saturam. As amplitudes calculadas das fundamentais das tensões de linha são  $V_{ab} = 1119,7164\text{V}$ ,  $V_{bc} = 1119,7346\text{V}$  e  $V_{ca} = 1119,6664\text{V}$ , correspondendo ao índice de modulação desejado.

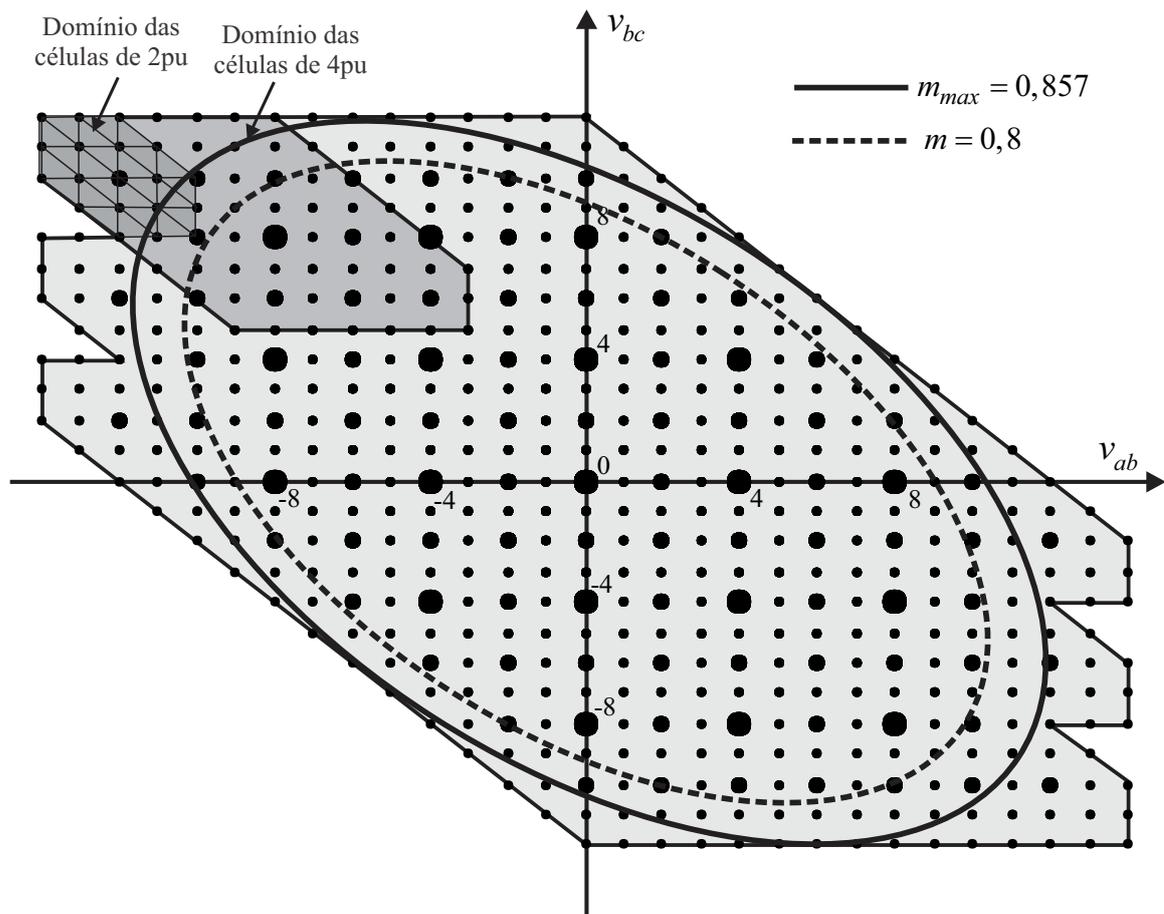


Figura 3.21 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula  $C_2$  de 2pu da fase  $c$ .

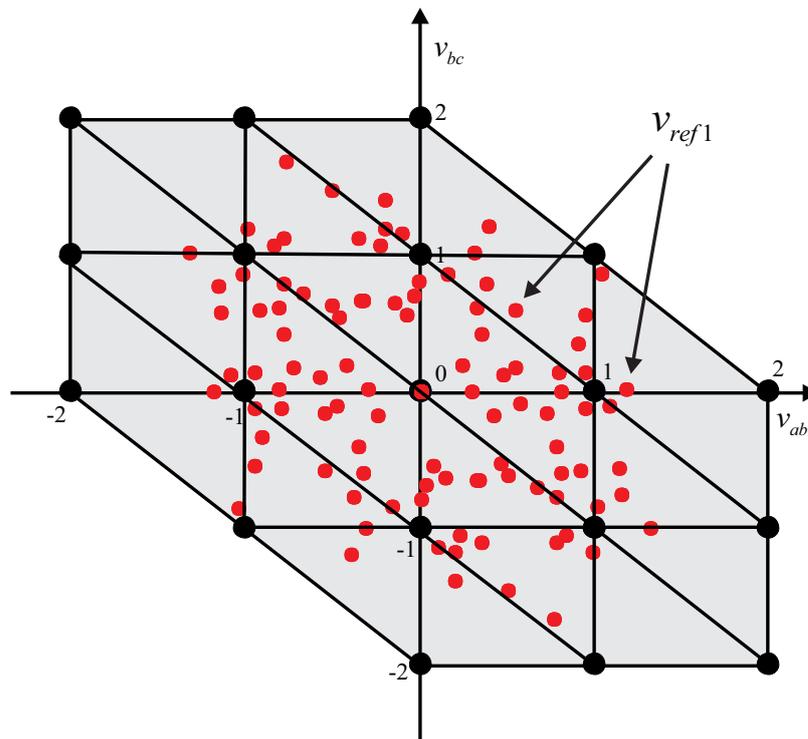


Figura 3.22 – Domínio das células  $C_2$  com uma falta na célula  $C_2$  da fase  $c$ ,  $m = 0,8$ .

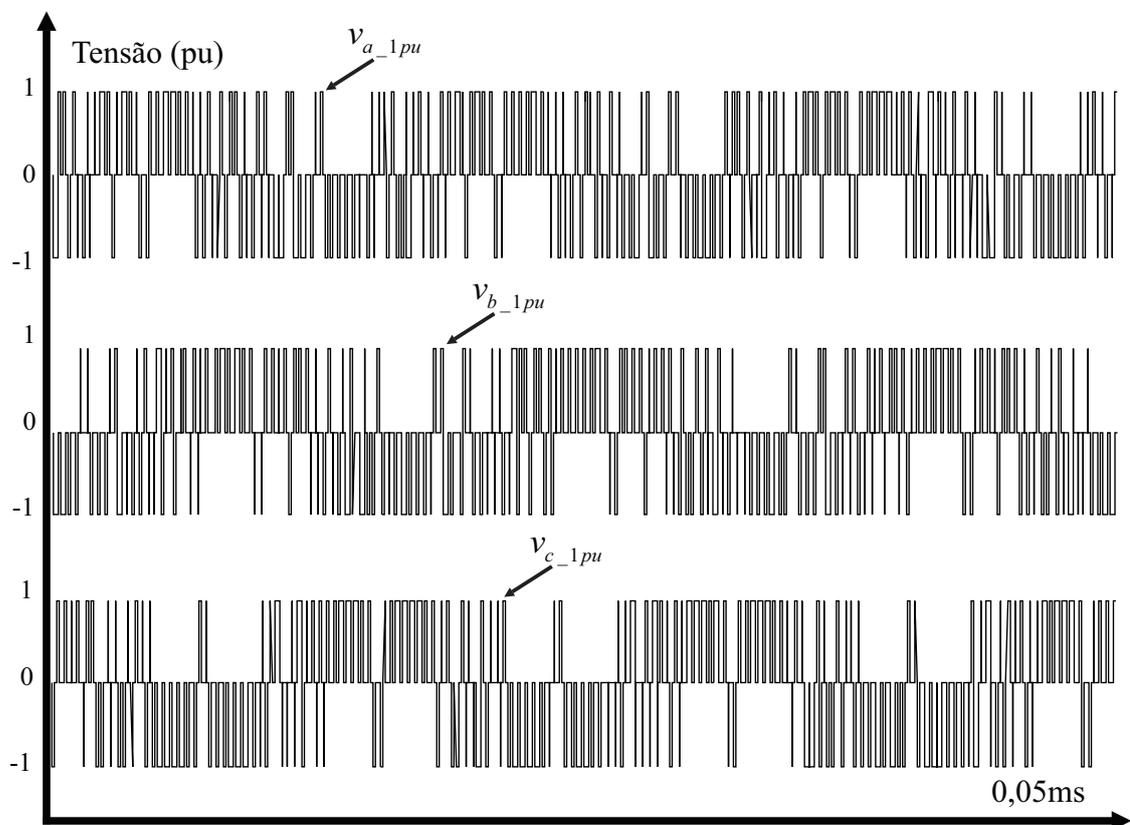


Figura 3.23 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com uma falta na célula  $C_2$  da fase  $c$ ,  $m = 0,8$ .

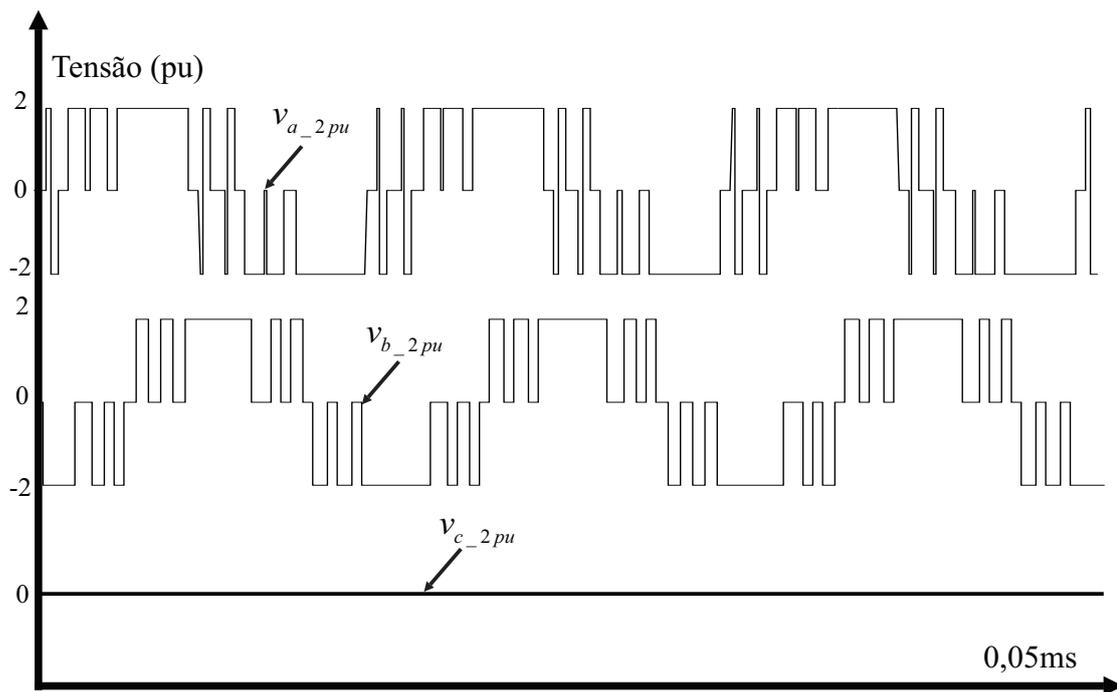


Figura 3.24 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com uma falta na célula  $C_2$  da fase  $c$ ,  $m = 0,8$ .

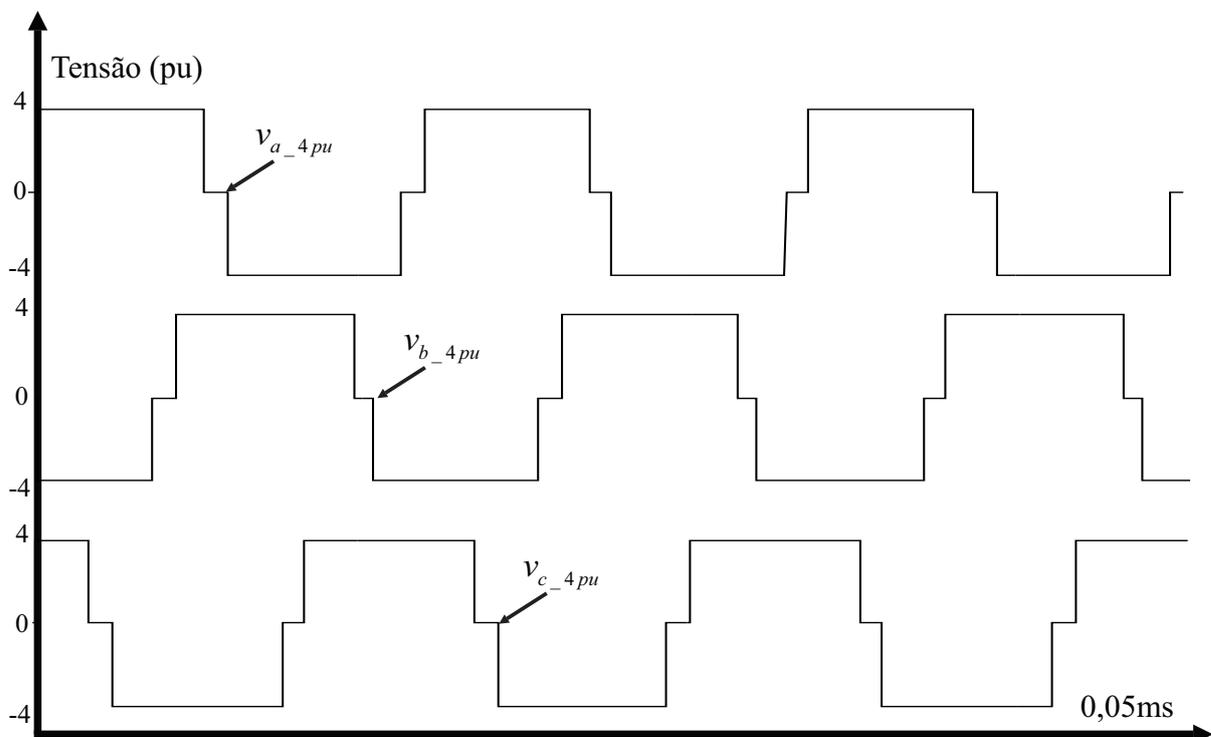


Figura 3.25 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com uma falta na célula  $C_2$  da fase  $c$ ,  $m = 0,8$ .

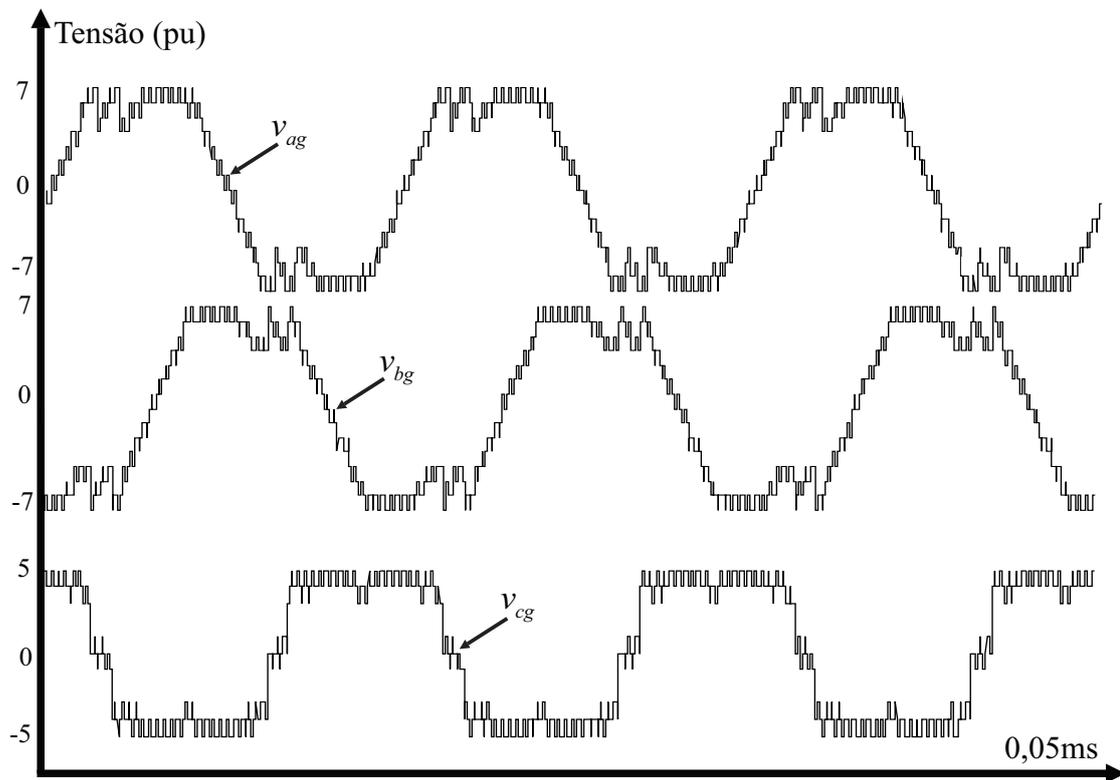


Figura 3.26 – Tensões de fase, com uma falta na célula  $C_2$  da fase  $c$ ,  $m = 0,8$ .

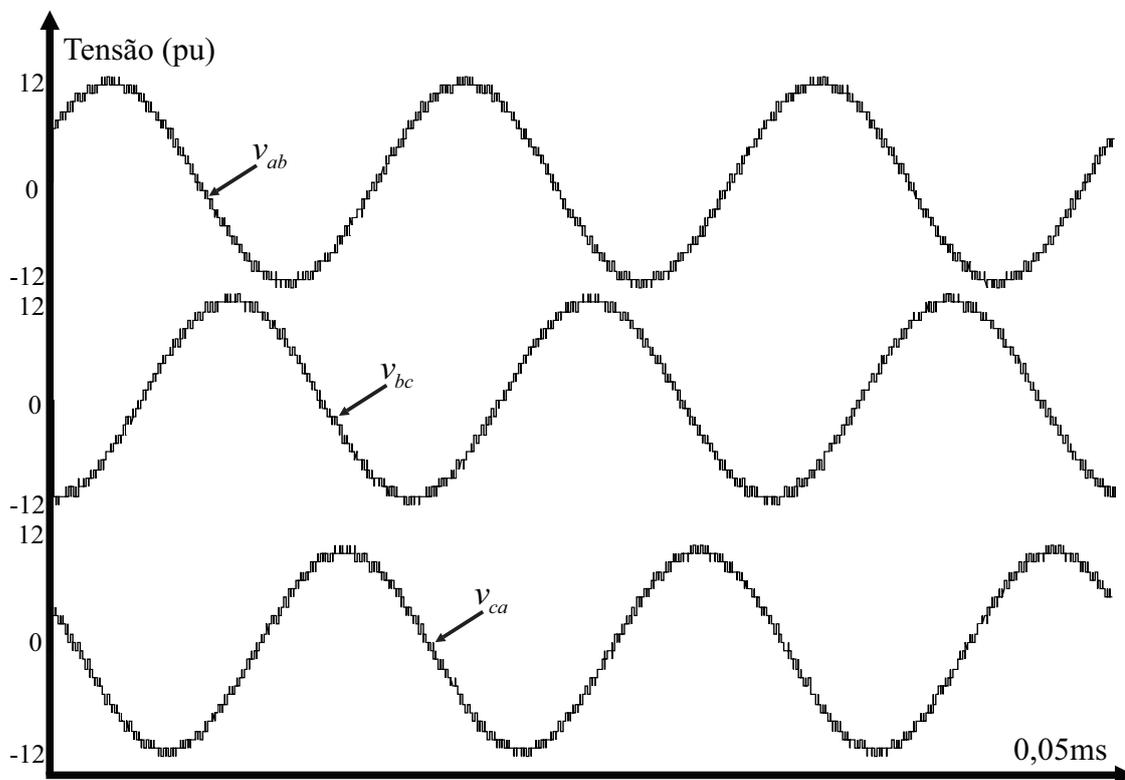


Figura 3.27 – Tensões de linha de saída, com uma falta na célula  $C_2$  da fase  $c$ ,  $m = 0,8$ .

**3.5 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com falta na célula  $C_3$  da fase  $b$**

Vamos agora considerar uma falta na célula  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ , e um índice de modulação  $m = 0,65$ , com amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída iguais a 910V. A matriz  $\mathbf{F}$  é mostrada a seguir, onde  $f_{b1} = 0$ , indicando a falta nesta célula.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.54)$$

O diagrama SV do conversor é mostrado na Figura 3.28, juntamente com o índice de modulação máximo para esta condição operacional,  $m_{max} = 0,71$ . A Figura 3.29 traz um domínio das células  $C_2$ , mostrando que não ocorre saturação. As Figuras 3.30, 3.31, 3.32, 3.33 e 3.34 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de 1pu, de 2pu e de 4pu, as tensões de fase e as de linha de saída. Os valores calculados para as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída são  $V_{ab} = 909,7467V$ ,  $V_{bc} = 909,8490V$  e  $V_{ca} = 909,6624V$ , correspondendo ao índice de modulação desejado.

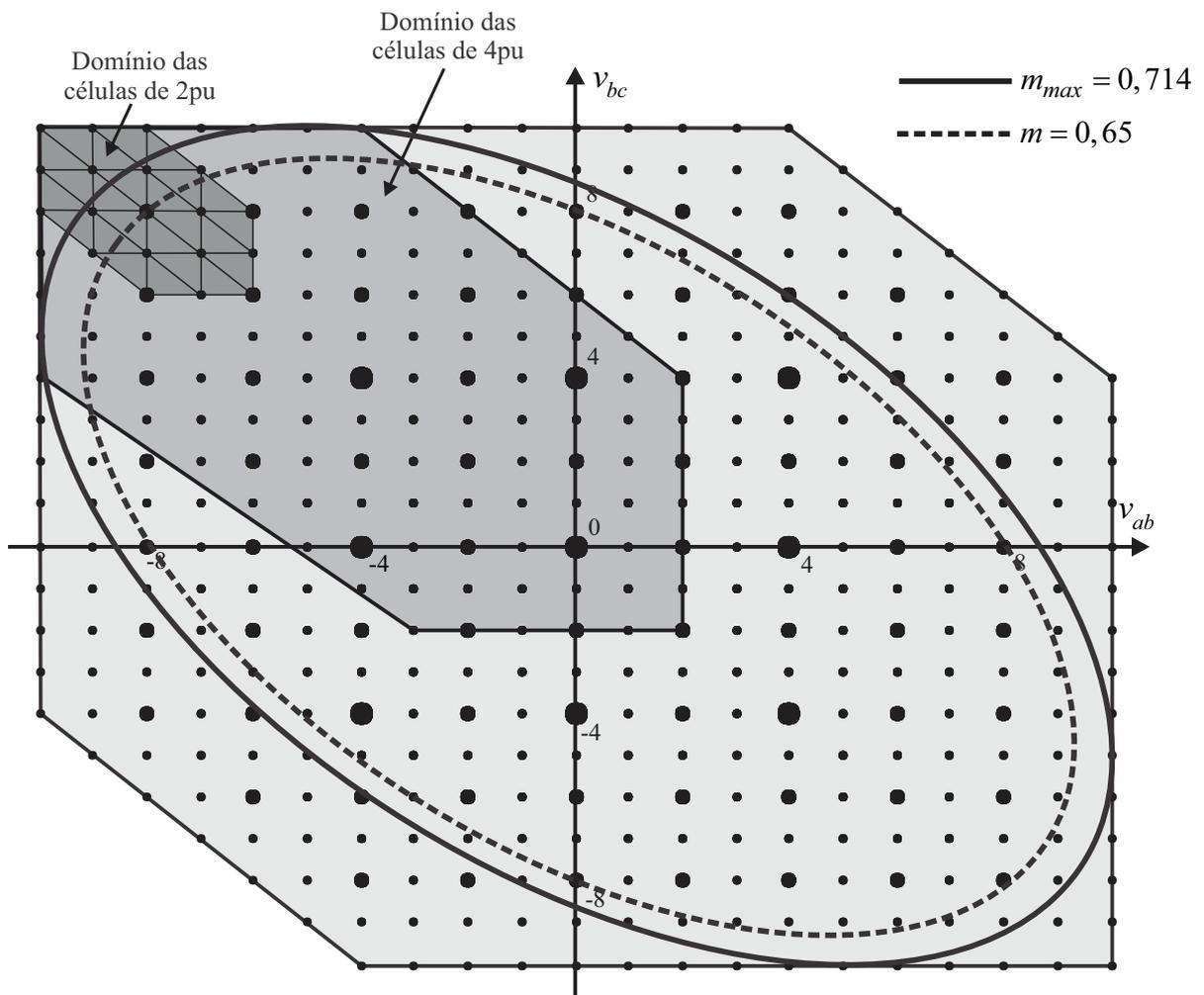


Figura 3.28 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ .

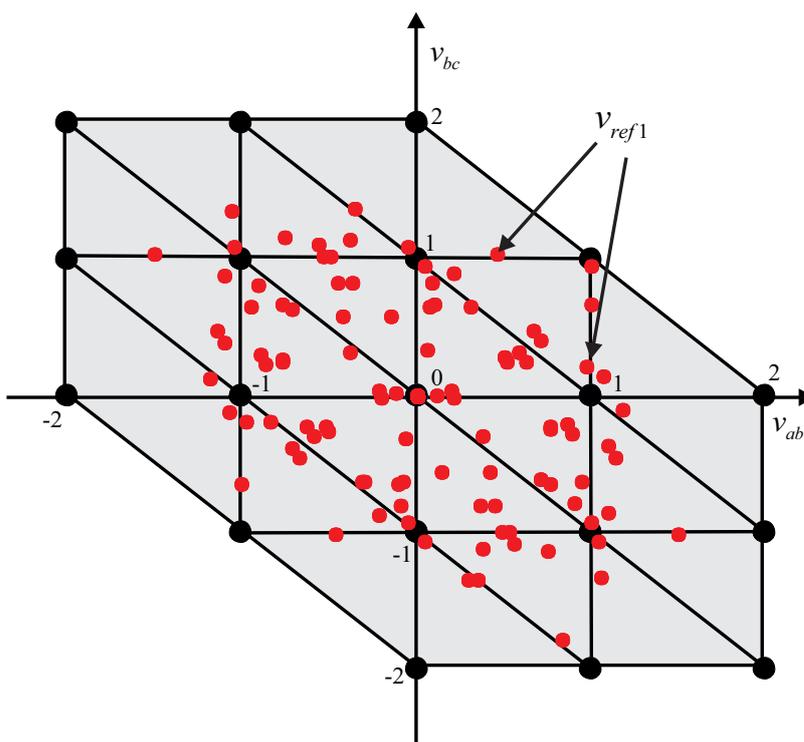


Figura 3.29 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com uma falta na célula  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ ,  $m = 0,65$ .

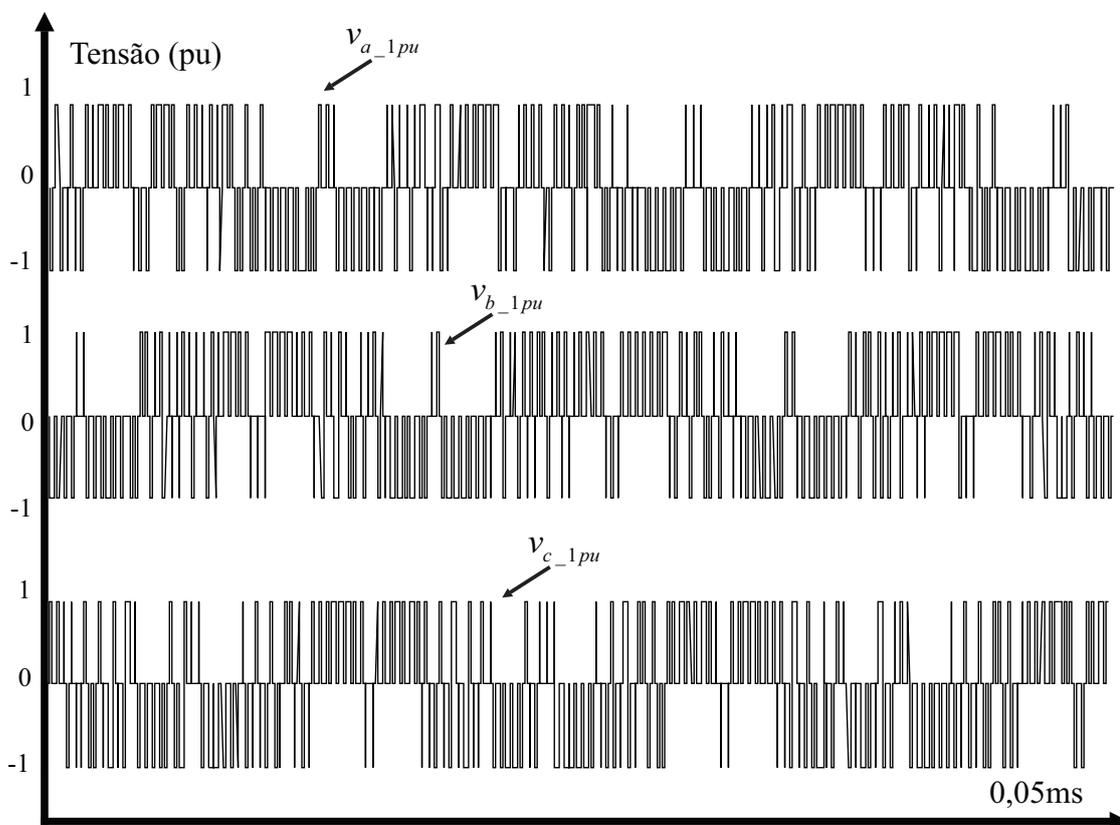


Figura 3.30 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com uma falta na célula  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ ,  $m = 0,65$ .

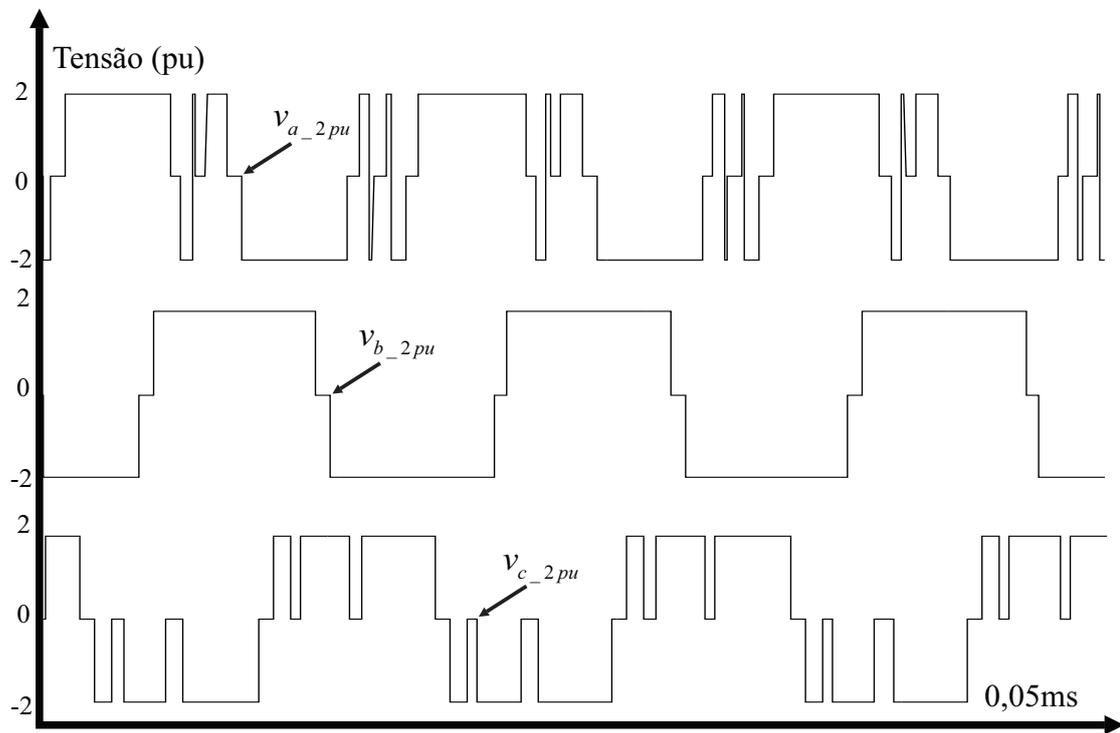


Figura 3.31 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com uma falta na célula de  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ ,  $m = 0,65$ .

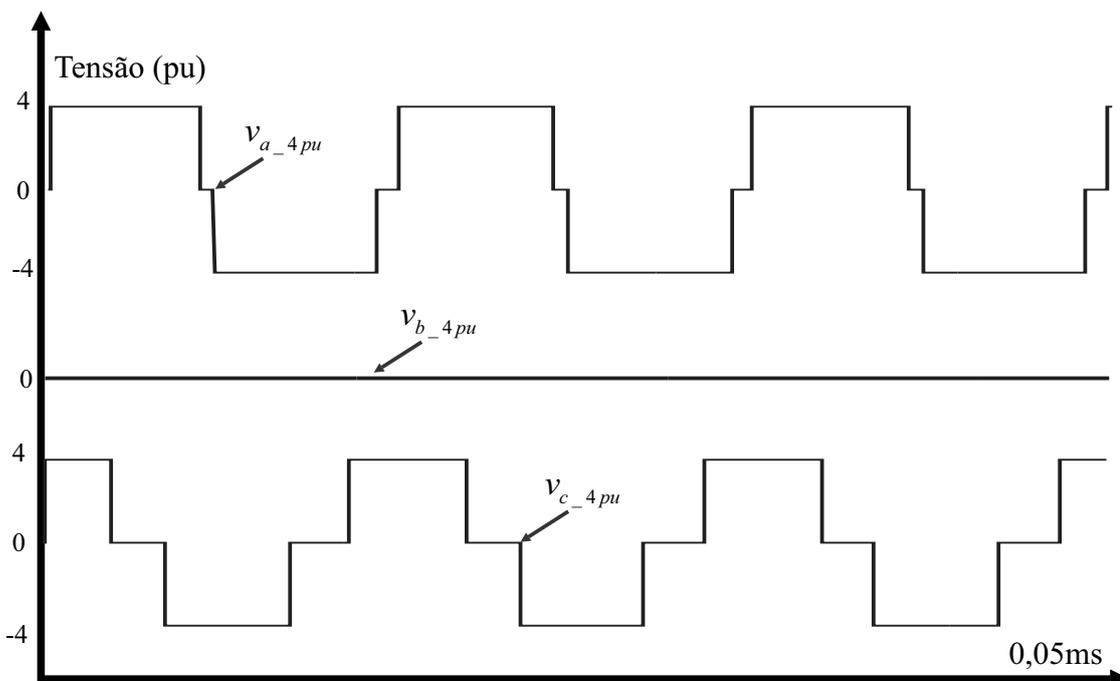


Figura 3.32 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com uma falta na célula  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ ,  $m = 0,65$ .

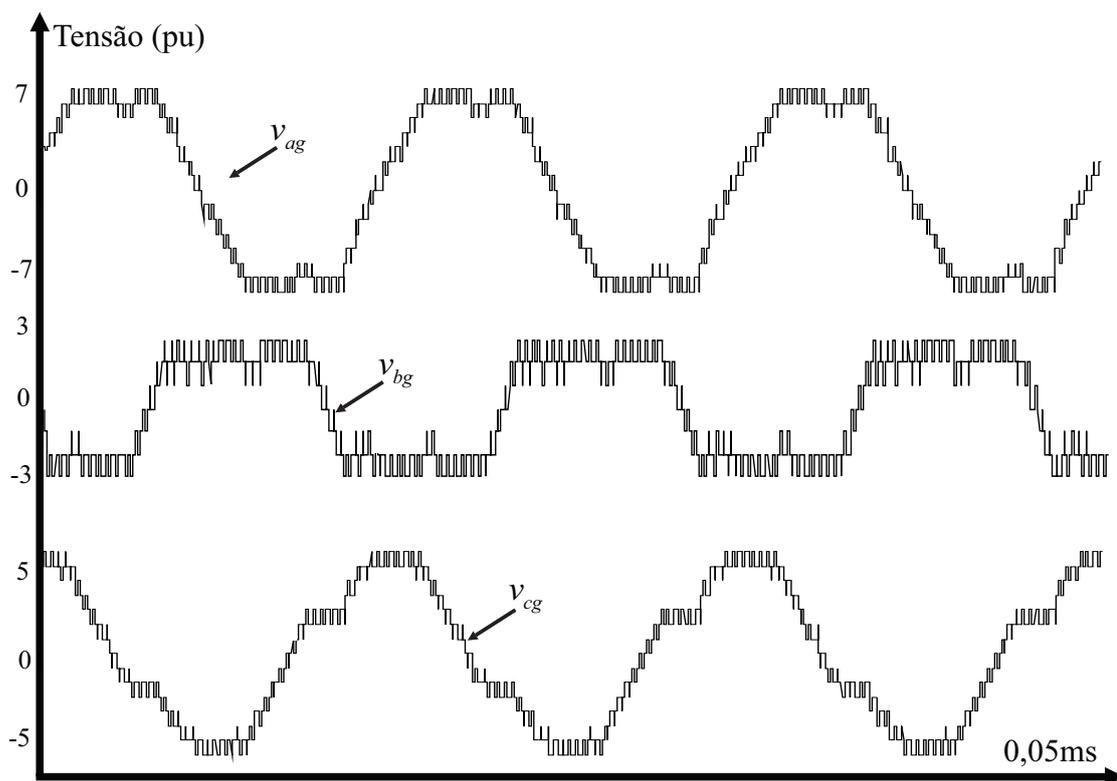


Figura 3.33 – Tensões de fase, com uma falta na célula  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ ,  $m = 0,65$ .

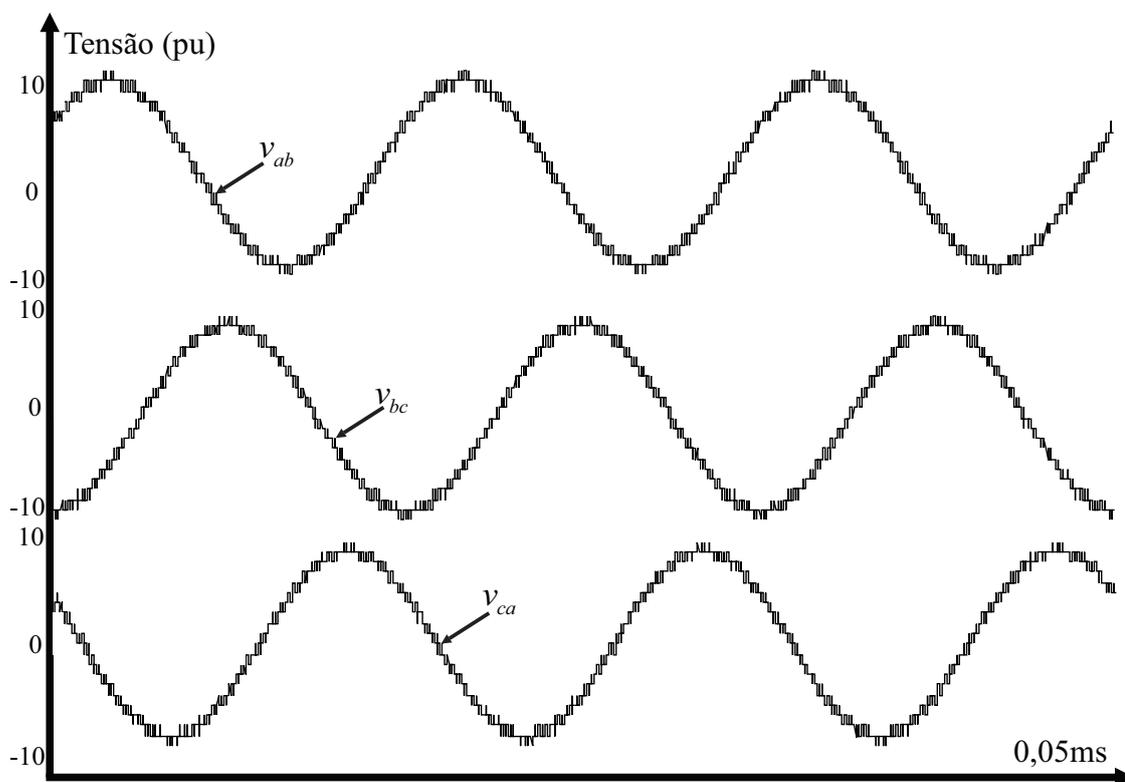


Figura 3.34 – Tensões de linha de saída, com uma falta na célula  $C_3$  de 4pu da fase  $b$ ,  $m = 0,65$ .

**3.6 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com faltas na células  $C_1$  da fase  $b$  e  $C_2$  da fase  $a$**

Outra possível configuração são faltas em uma célula de  $C_1$  e em uma  $C_2$  ao mesmo tempo. Considere-se neste caso faltas na células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  de 1pu da fase  $b$ , e um índice de modulação  $m = 0,719$  (correspondendo ao índice de modulação máximo para esta condição operacional), com amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída iguais a 1006,6V. A matriz  $\mathbf{F}$  é mostrada a seguir, onde  $f_{a2} = 0$  e  $f_{b1} = 0$ , indicando as faltas nestas células.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.56)$$

O diagrama SV do conversor é mostrado na Figura 3.35. Como neste caso existem faltas em duas células de tensões diferentes ao mesmo tempo, tanto os domínios das células  $C_3$  e  $C_2$  são modificados em relação ao caso sem faltas, existindo apenas 8 setores referentes aos vetores de 1pu. A Figura 3.36 mostra que não ocorre saturação nas células  $C_1$  de 1pu. As Figuras 3.37, 3.38, 3.39, 3.40 e 3.41 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de 1pu, de 2pu e de 4pu, as tensões de fase e as de linha de saída. Os valores das amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída são iguais a  $V_{ab} = 1006,4305\text{V}$ ,  $V_{bc} = 1006,4903\text{V}$  e  $V_{ca} = 1006,5118\text{V}$ .

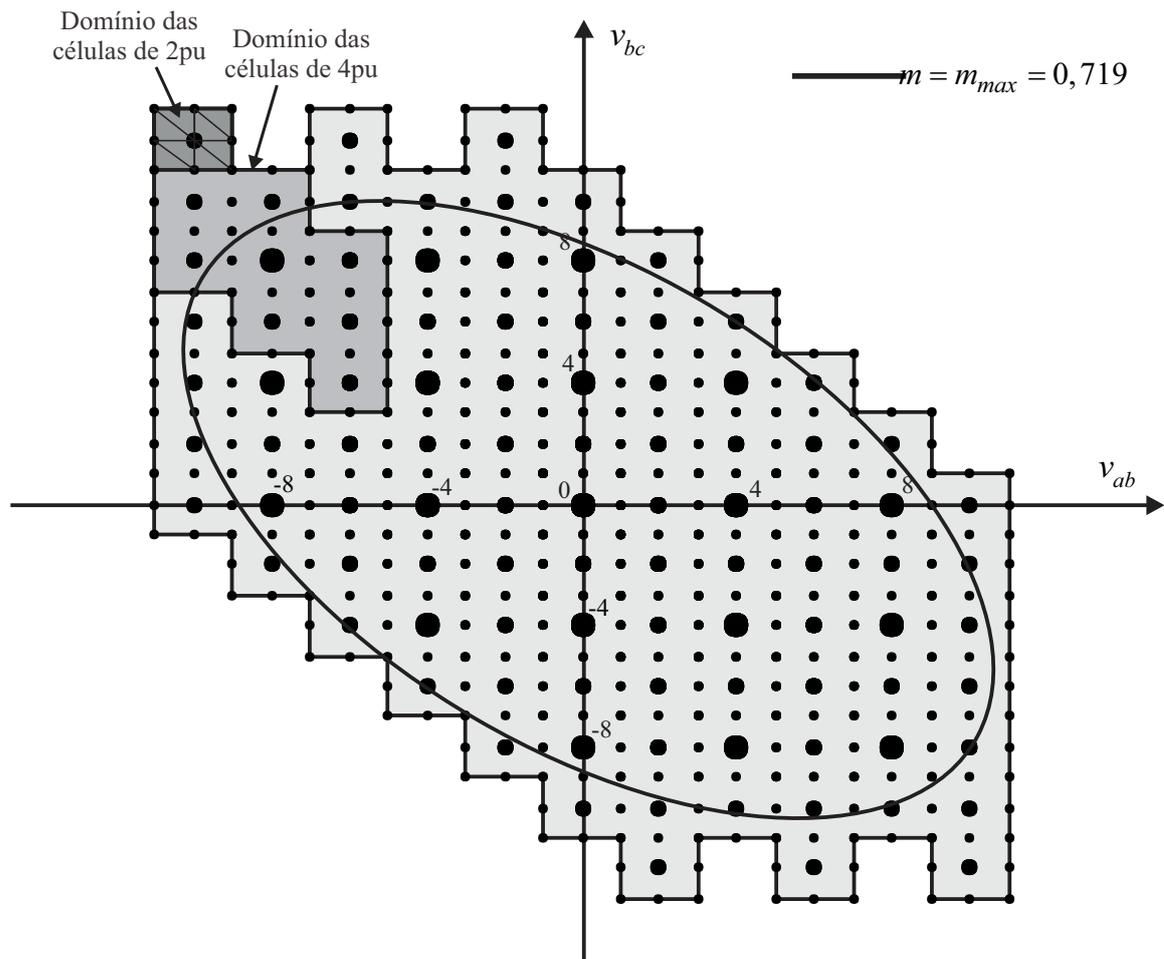


Figura 3.35 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  1pu da fase  $b$ .

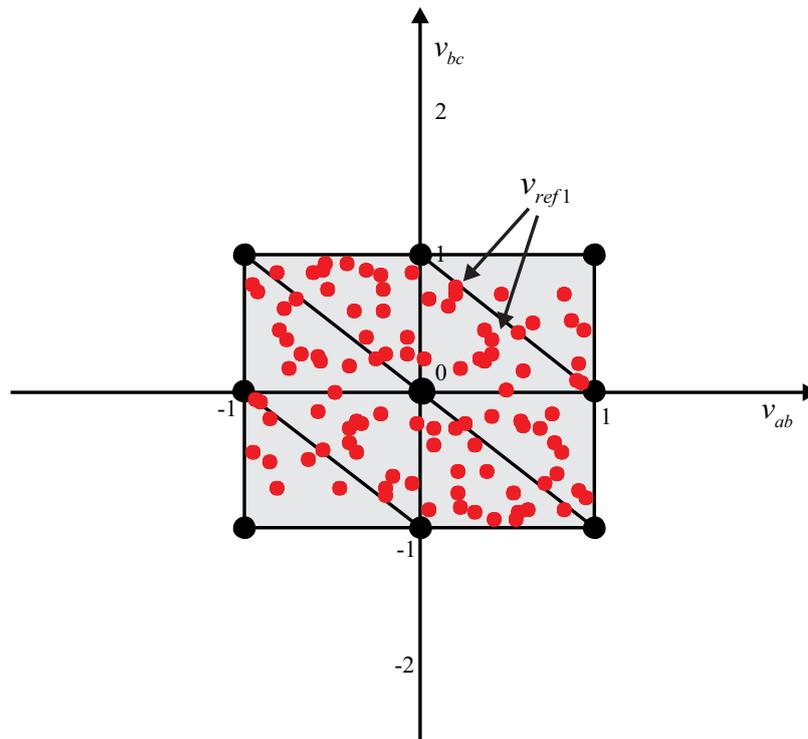


Figura 3.36 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com faltas nas células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  1pu da fase  $b$ ,  $m = 0, 7$ .

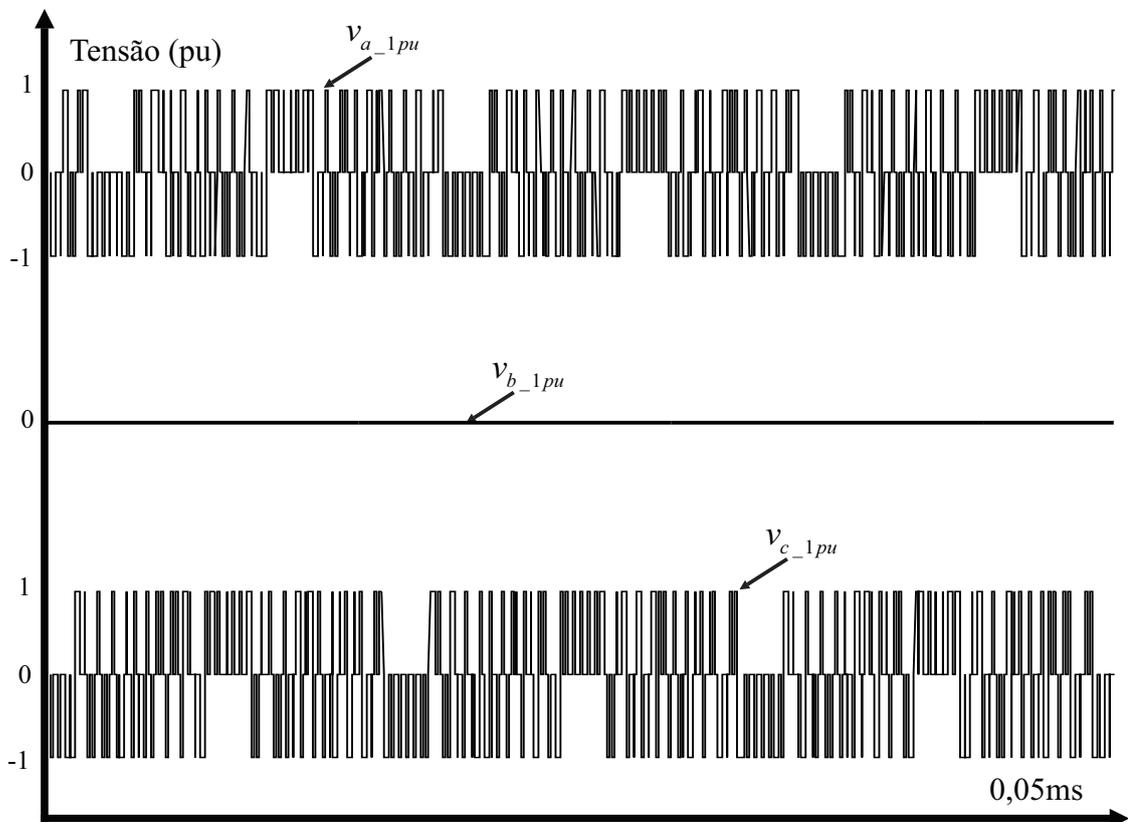


Figura 3.37 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  1pu da fase  $b$ ,  $m = 0, 7$ .

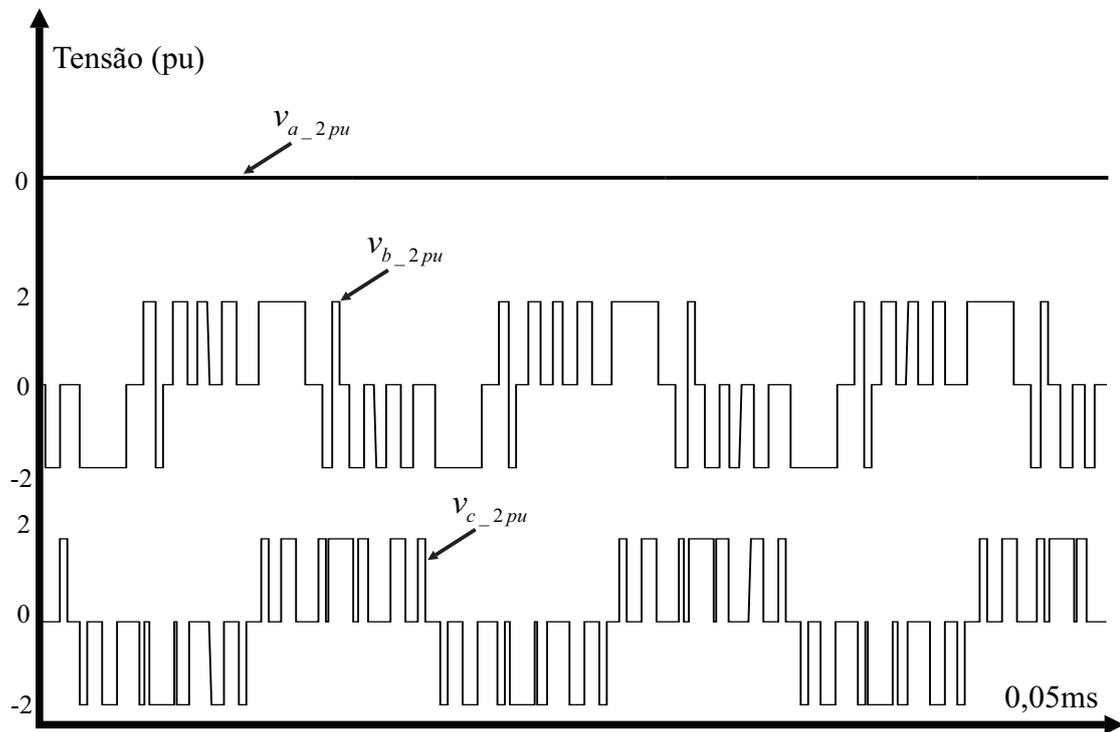


Figura 3.38 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  1pu da fase  $b$ ,  $m = 0,7$ .

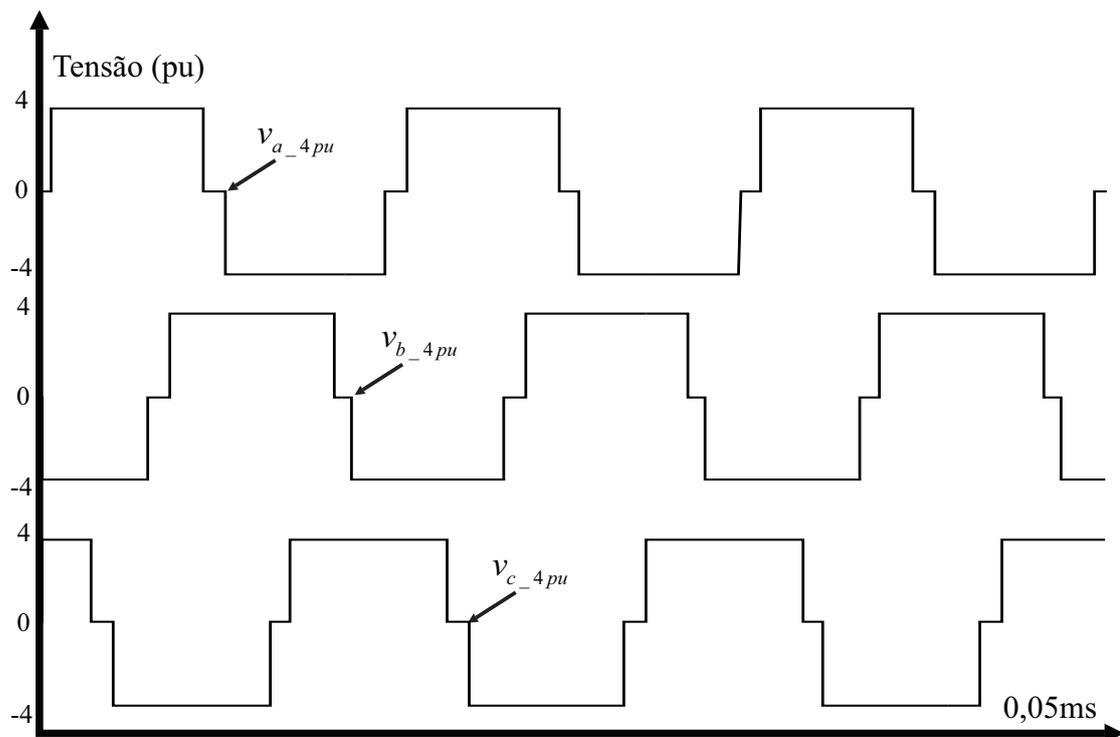


Figura 3.39 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  1pu da fase  $b$ ,  $m = 0,7$ .

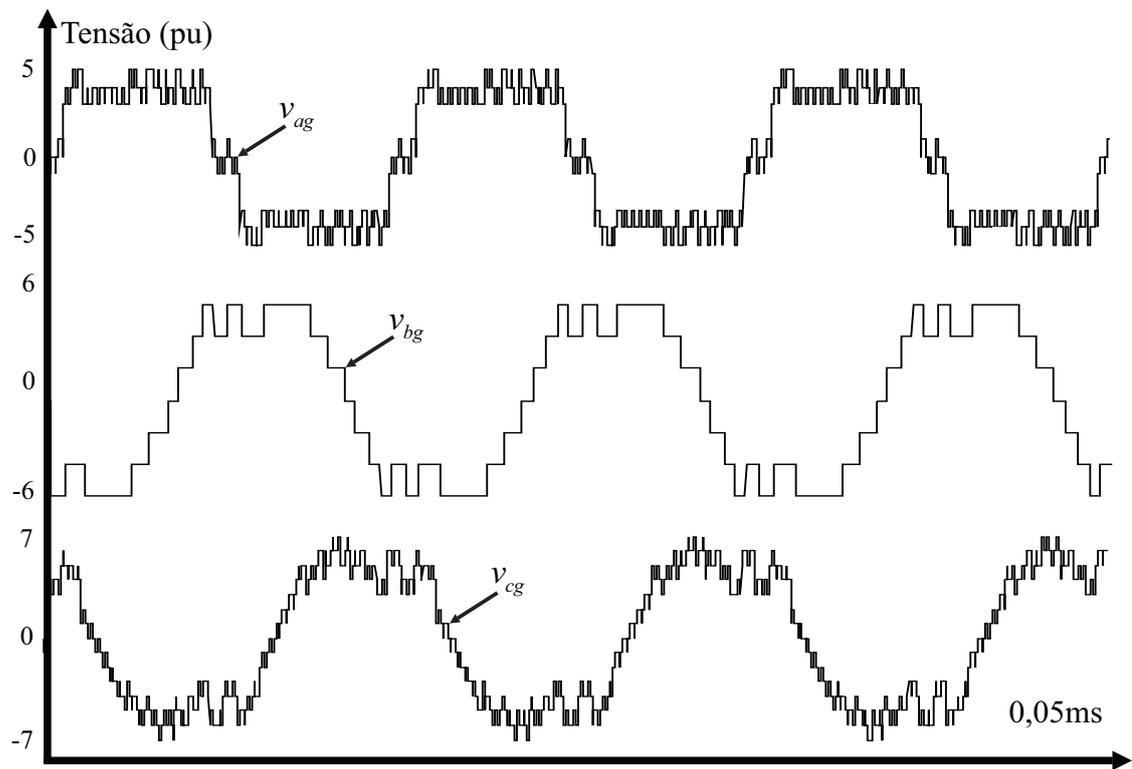


Figura 3.40 – Tensões de fase, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  1pu da fase  $b$ ,  $m = 0,7$ .

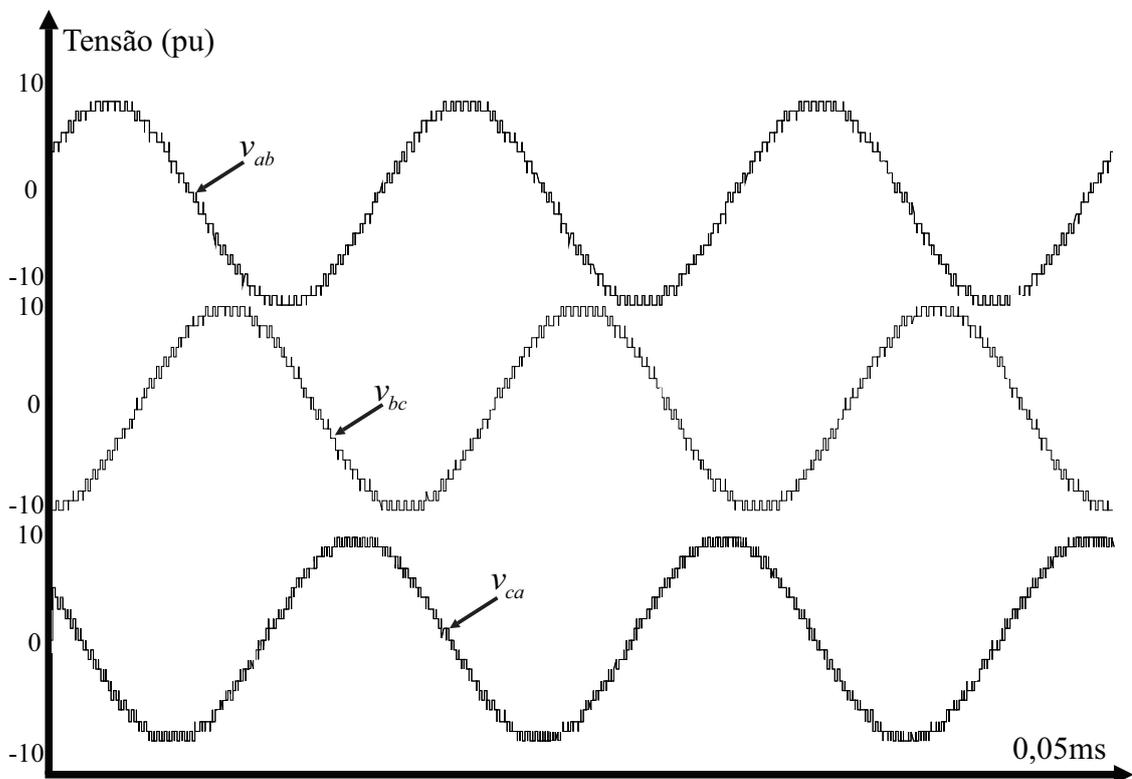


Figura 3.41 – Tensões de linha de saída, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu da fase  $a$  e  $C_1$  1pu da fase  $b$ ,  $m = 0,7$ .

**3.7 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com faltas na células  $C_2$  das fases  $b$  e fase  $c$**

Neste caso, considere faltas na células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$  ao mesmo tempo, com um índice de modulação  $m = 0,6$ , com amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída iguais a 840V. O índice de modulação máximo para esta condição operacional é igual a 0,7. A matriz  $\mathbf{F}$  é mostrada a seguir, onde  $f_{b2} = 0$  e  $f_{cs} = 0$ .

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$\mathbf{v}_{\text{dc}} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.58)$$

O diagrama SV do conversor é mostrado na Figura 3.42. A Figura 3.43 mostra que não ocorre saturação nas células  $C_1$  de 1pu, mesmo com a perda de duas células  $C_2$  de 2pu. As Figuras 3.44, 3.45, 3.46, 3.47 e 3.48 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de 1pu, de 2pu e de 4pu, as tensões de fase e as de linha de saída. Os valores das amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída são iguais a  $V_{ab} = 839,7812\text{V}$ ,  $V_{bc} = 839,8079\text{V}$  e  $V_{ca} = 839,6841\text{V}$ .

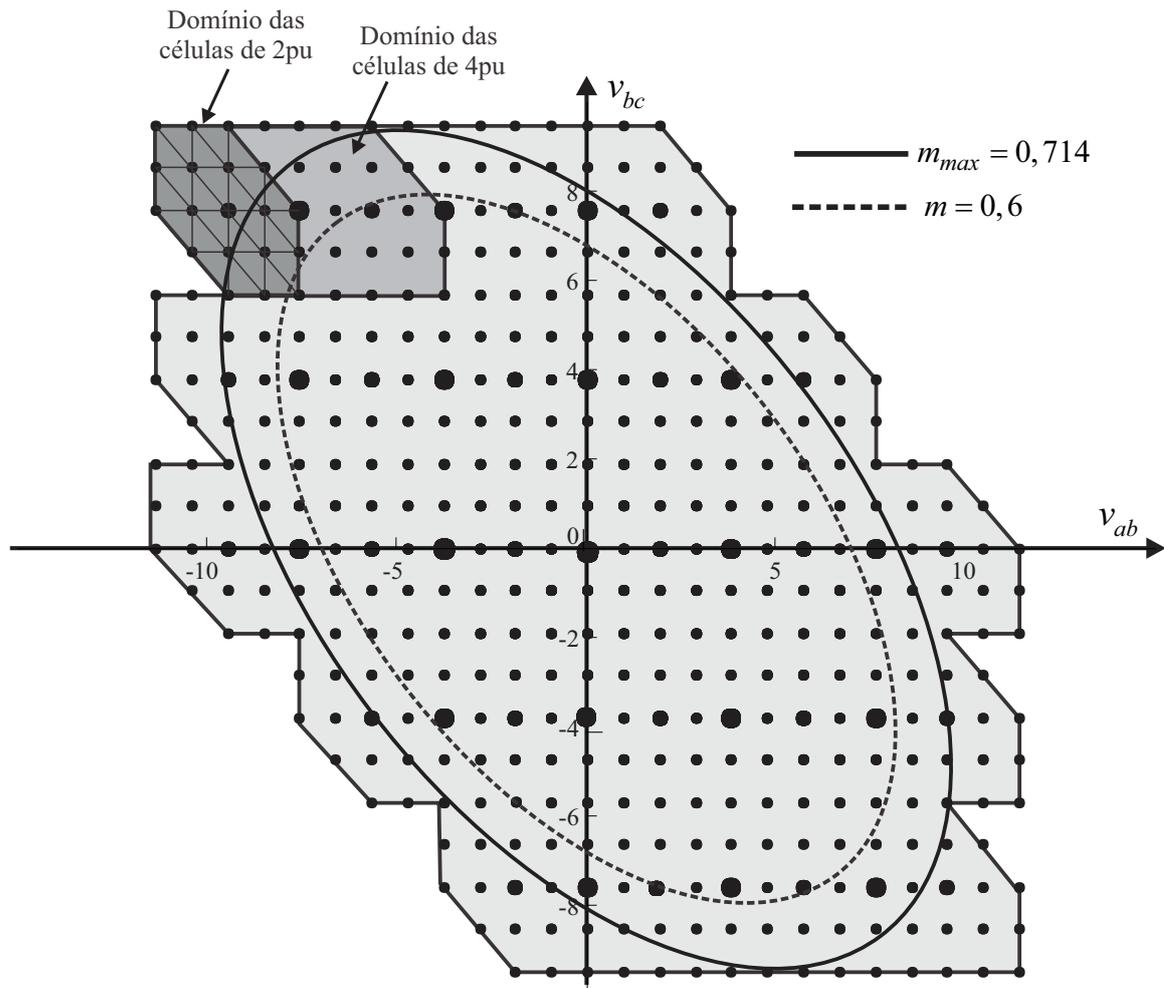


Figura 3.42 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ .

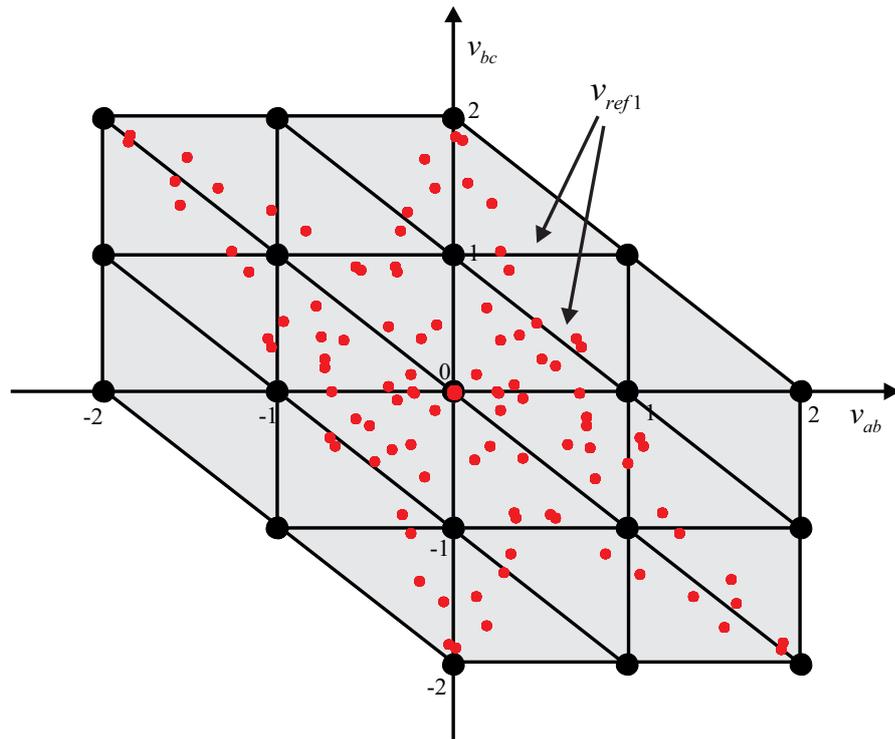


Figura 3.43 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ ,  $m = 0,6$ .

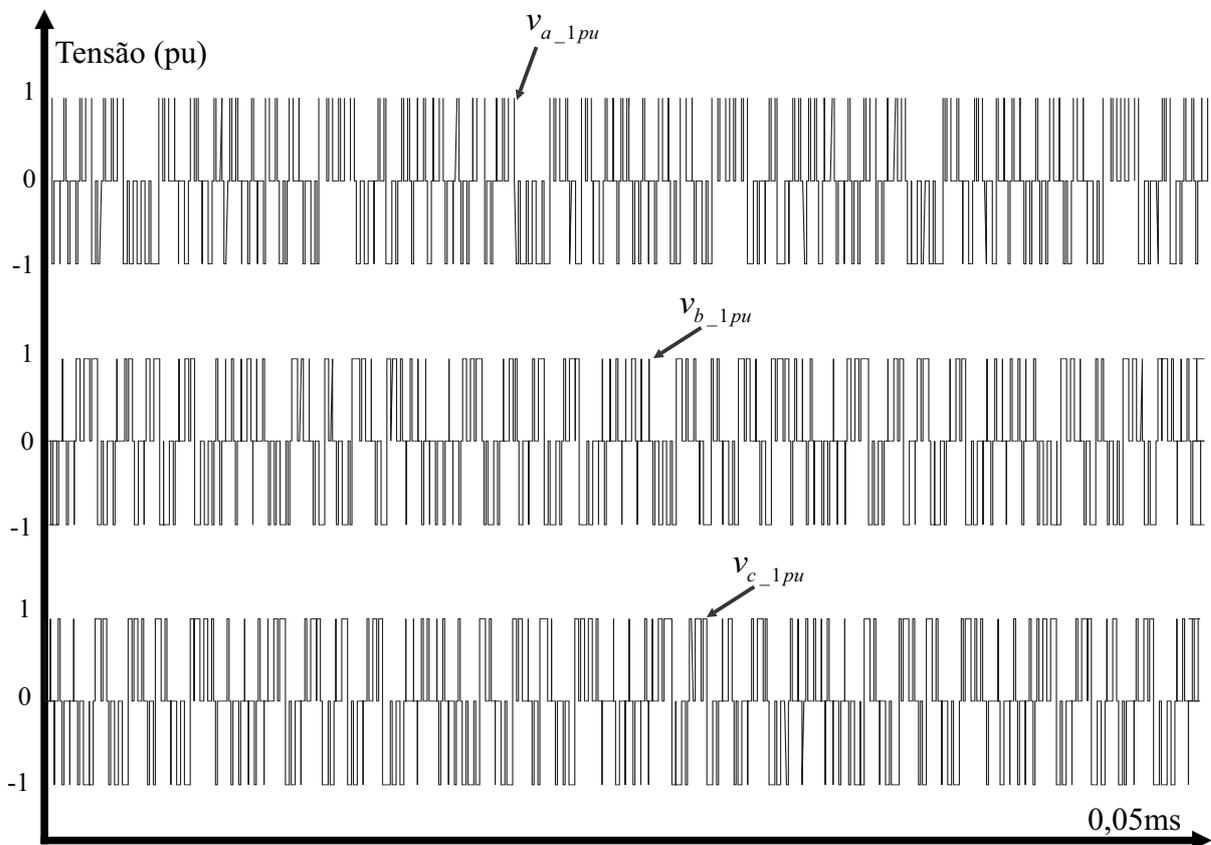


Figura 3.44 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ ,  $m = 0,6$ .

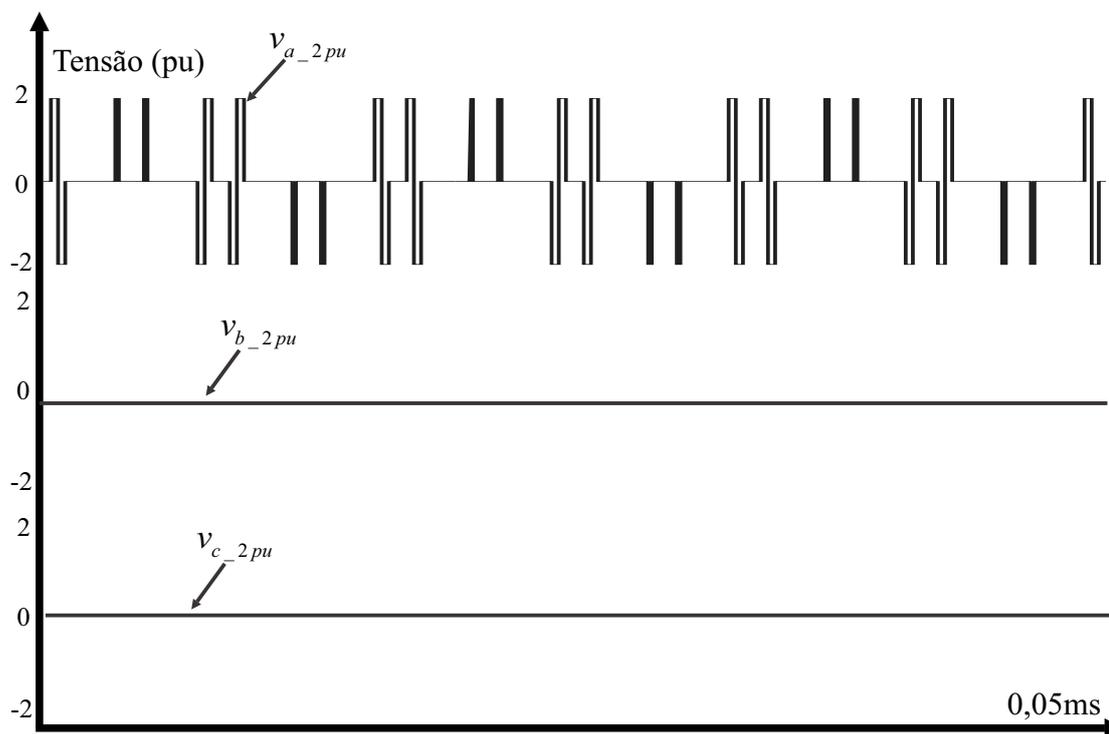


Figura 3.45 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ ,  $m = 0,6$ .

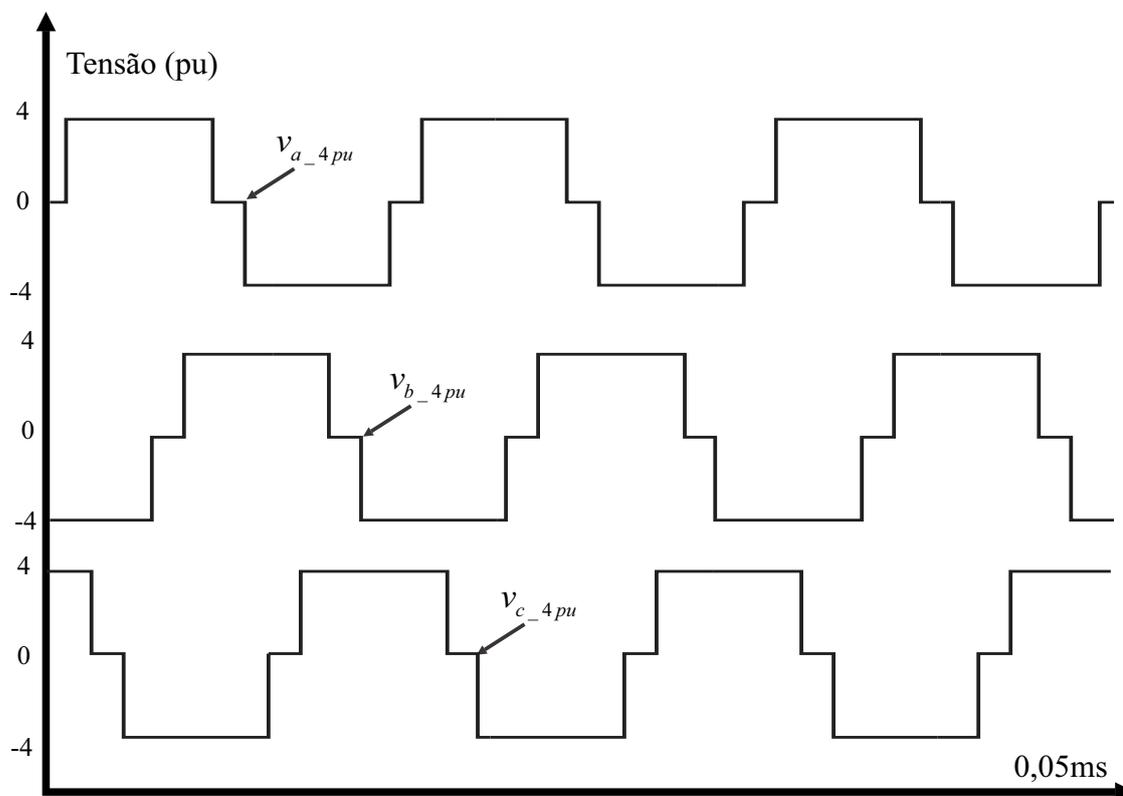


Figura 3.46 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ ,  $m = 0,6$ .

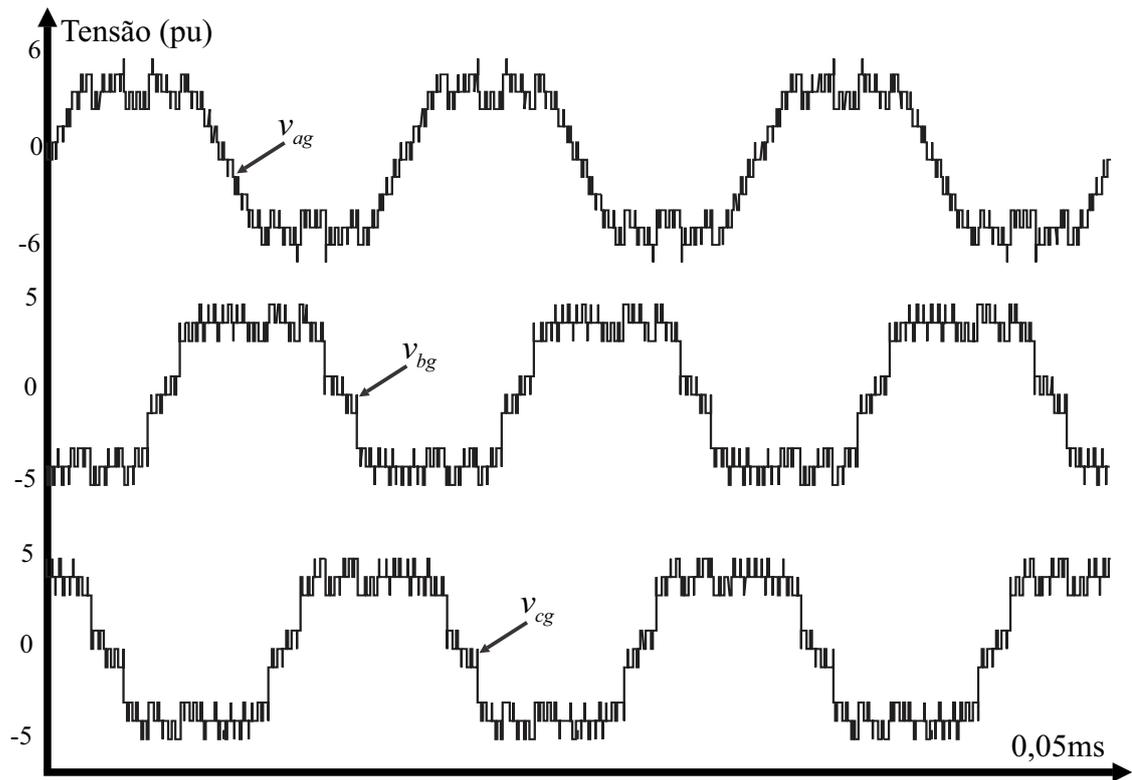


Figura 3.47 – Tensões de fase, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ ,  $m = 0,6$ .

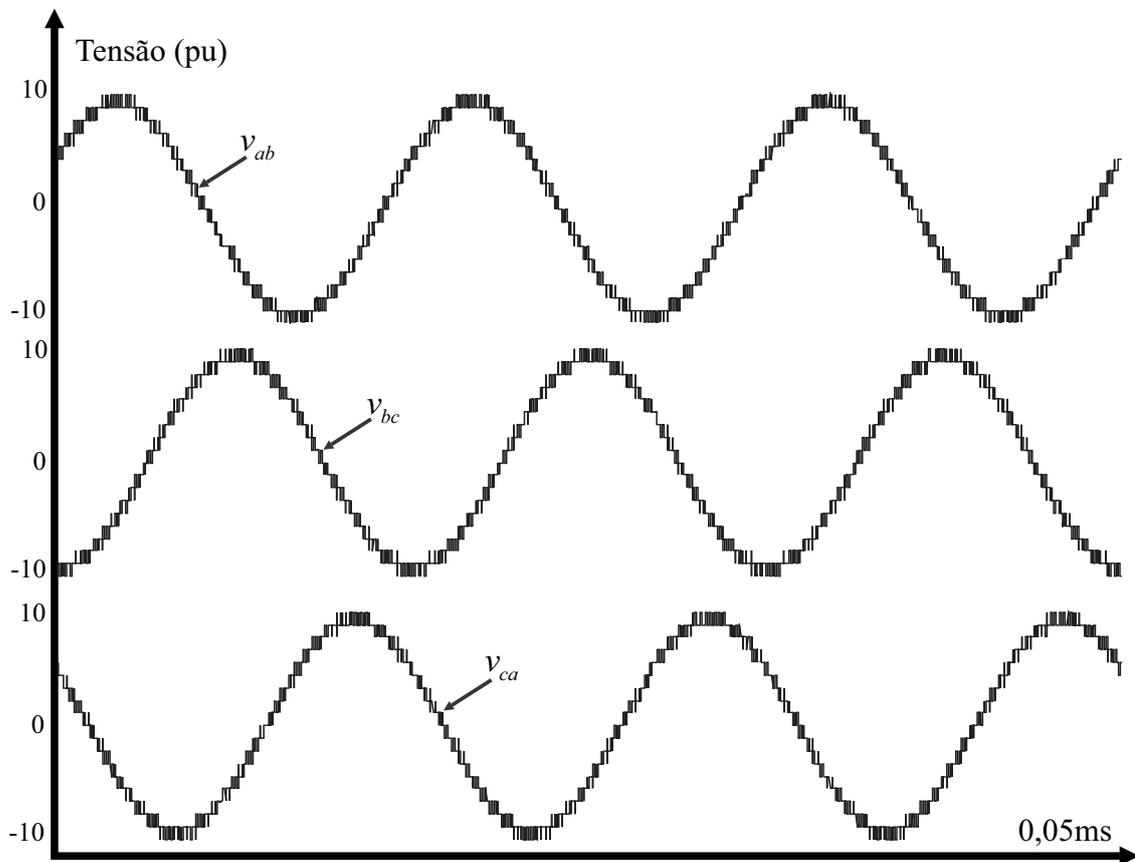


Figura 3.48 – Tensões de linha de saída, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ ,  $m = 0,6$ .

### 3.8 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com faltas em todas as células da fase $a$

O último exemplo apresentado consiste na ocorrência de faltas em todas as células de uma fase ao mesmo tempo, para mostrar que, mesmo nesta condição extrema, a modulação proposta é capaz de controlar o conversor e mantê-lo operando. Dessa forma, foram simuladas faltas em todas as células da fase  $a$ . O índice de modulação escolhido é  $m = 0,35$ , ou seja, as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída é 490V. A matriz  $\mathbf{F}$  é mostrada a seguir, onde  $f_{a1} = 0$ ,  $f_{a2} = 0$  e  $f_{a3} = 0$ , indicando as faltas nestas células.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.60)$$

O diagrama SV do conversor é mostrado na Figura 3.49, com índice de modulação máximo  $m = 0,5$  para esta condição operacional, e a Figura 3.50 mostra que as células de 1pu não saturam. As Figuras 3.51, 3.52, 3.53 3.54 e 3.55 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de 1pu, de 2pu e de 4pu, as tensões de fase e as de linha de saída. Os valores das amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída são  $V_{ab} = 489,9768\text{V}$ ,  $V_{bc} = 489,9354\text{V}$  e  $V_{ca} = 489,9111\text{V}$ , correspondendo ao índice de modulação desejado.

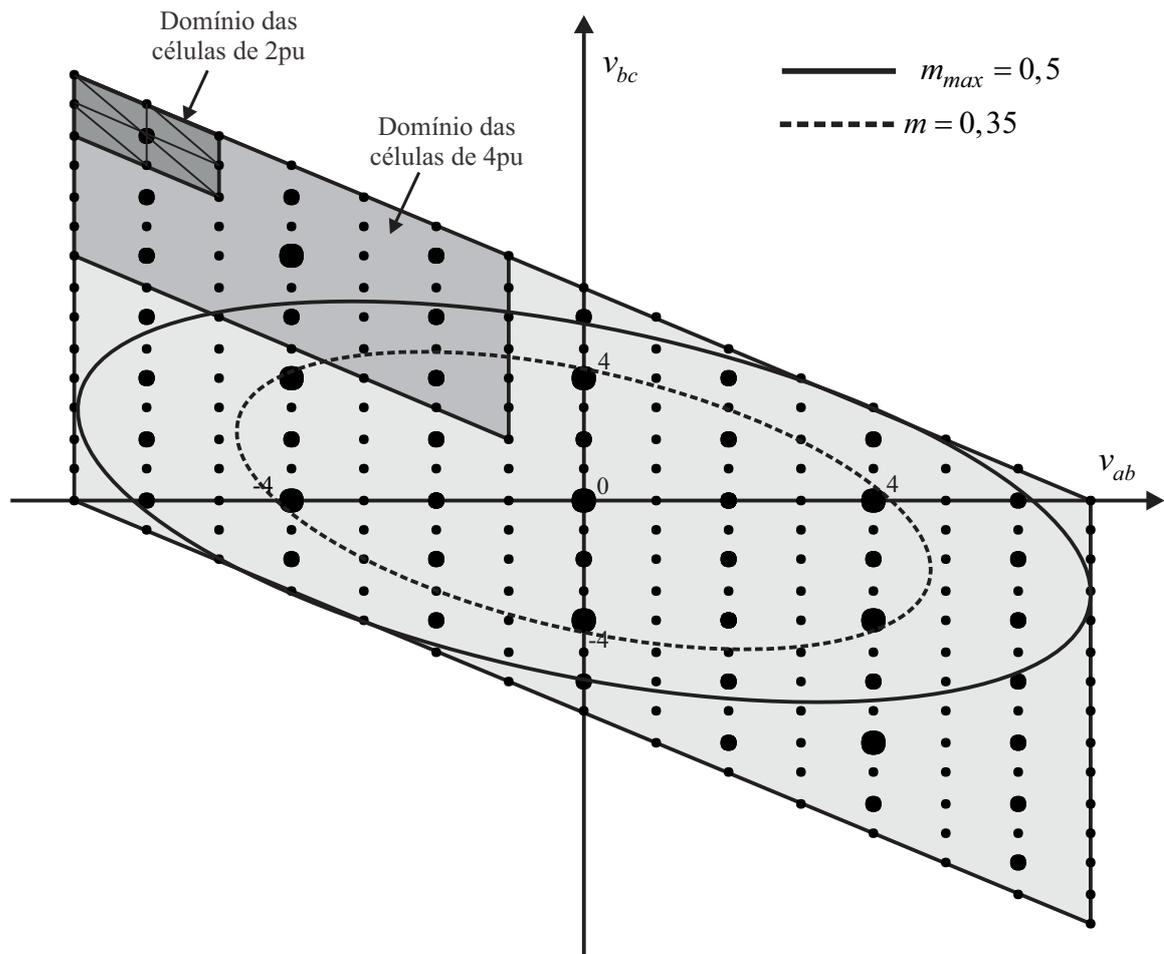


Figura 3.49 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com faltas em todas as células da fase  $a$ .

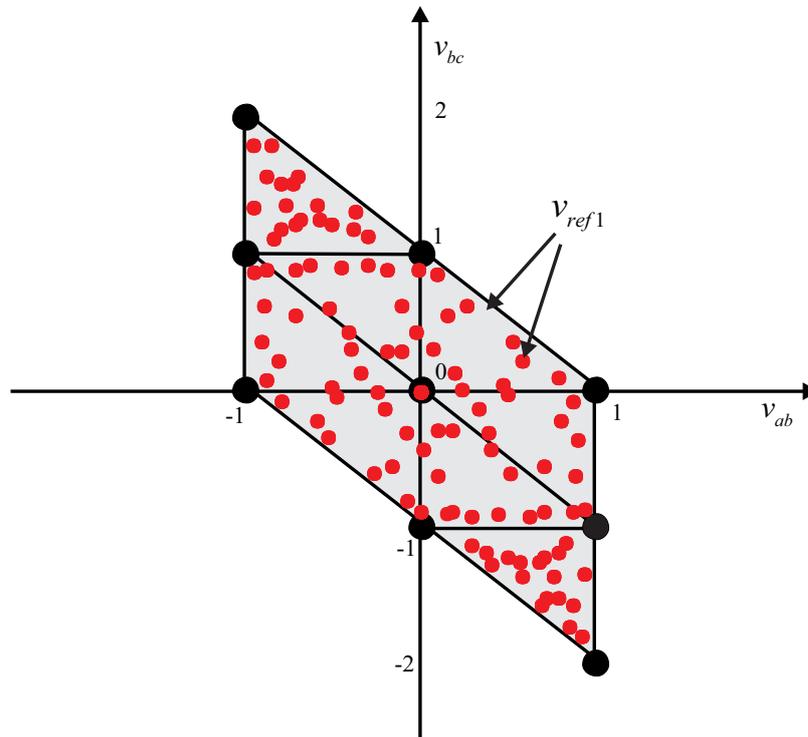


Figura 3.50 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com faltas em todas as células da fase  $a$ ,  $m = 0,35$ .

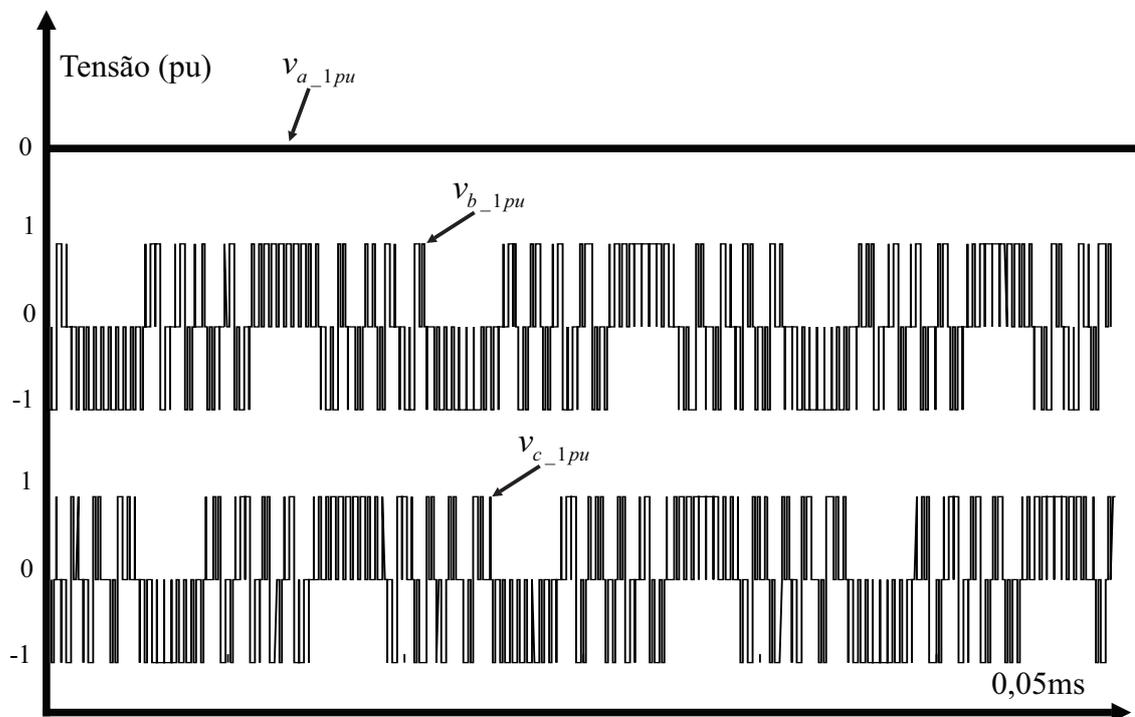


Figura 3.51 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com faltas em todas as células da fase  $a$ ,  $m = 0,35$ .

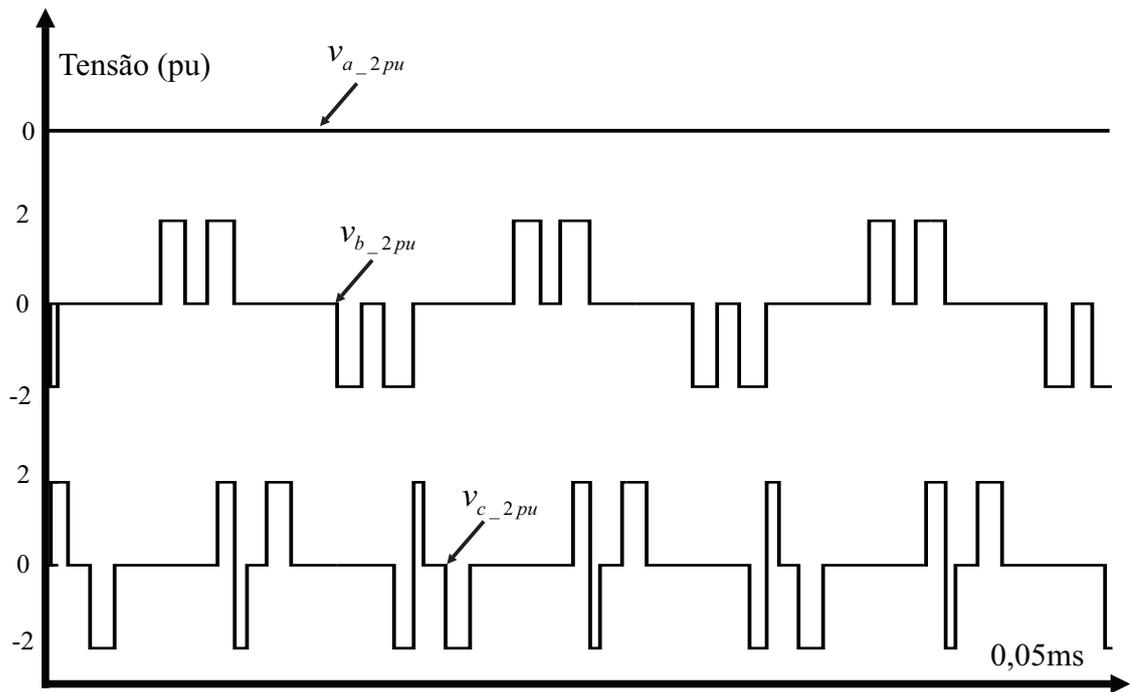


Figura 3.52 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com faltas em todas as células da fase  $a$ ,  $m = 0,35$ .

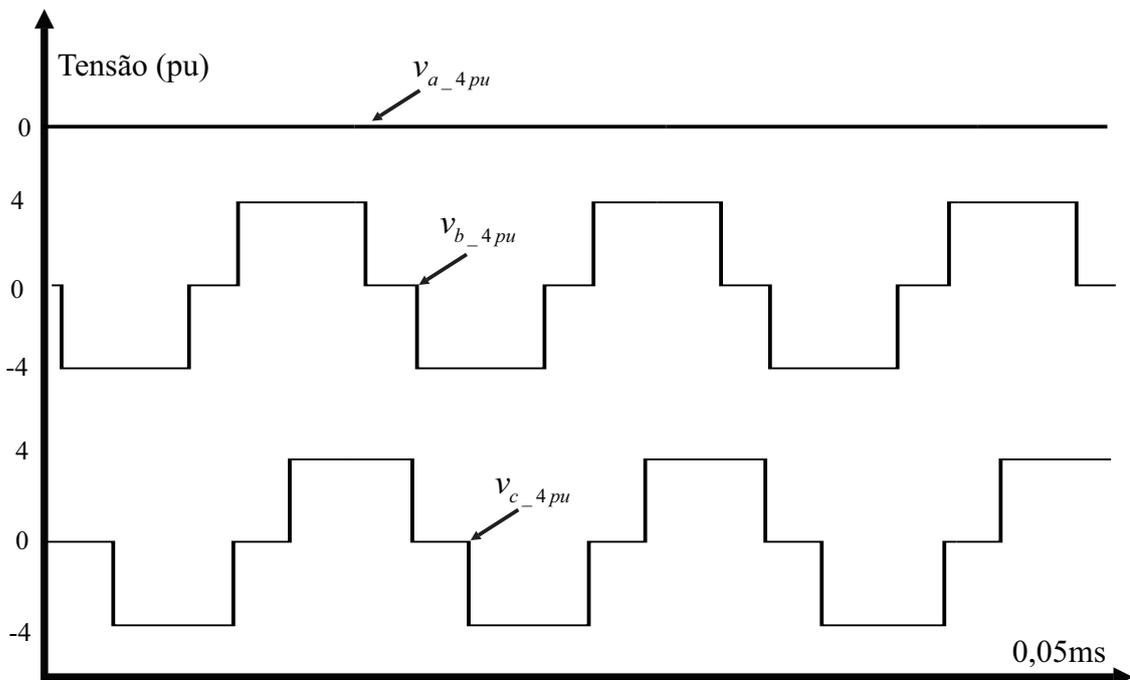


Figura 3.53 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com faltas em todas as células da fase  $a$ ,  $m = 0,35$ .

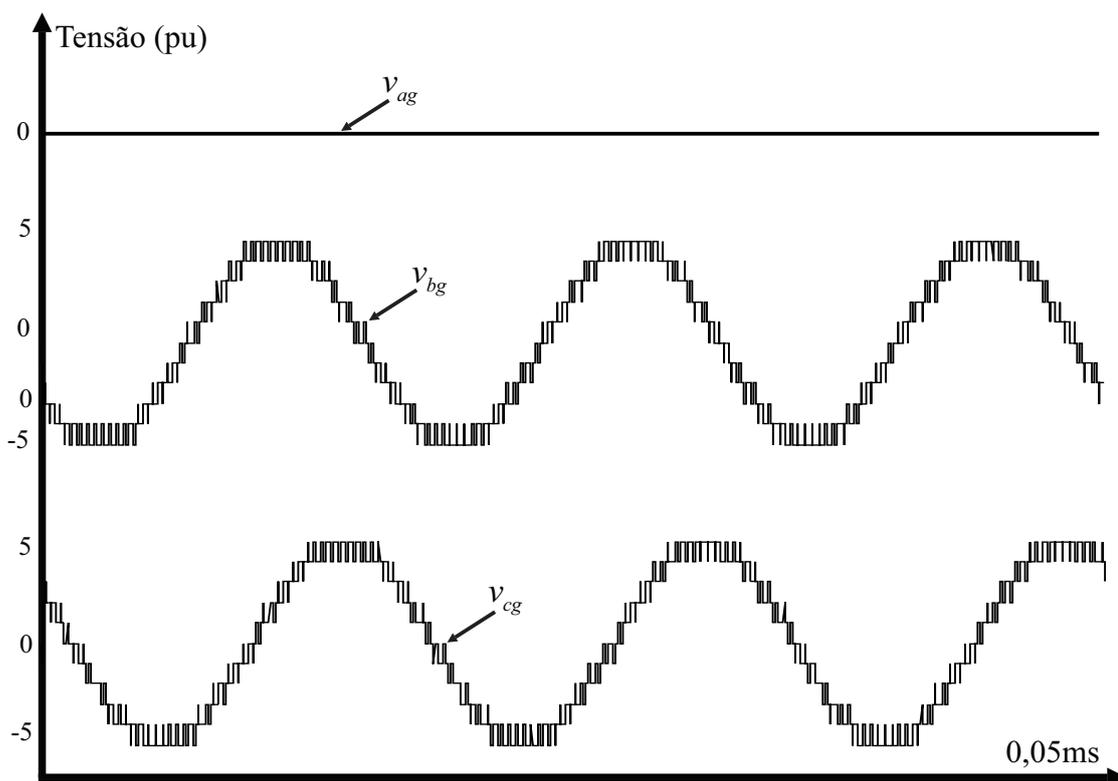


Figura 3.54 – Tensões de fase, com faltas em todas as células da fase  $a$ ,  $m = 0,35$ .

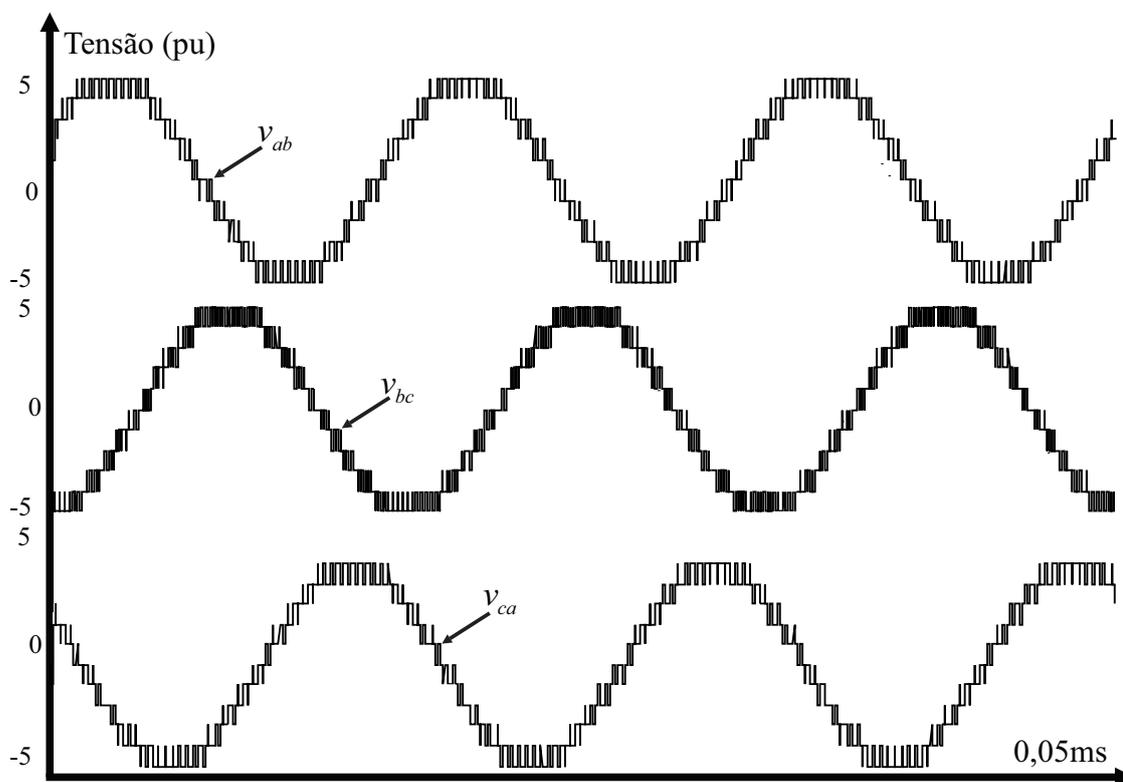


Figura 3.55 – Tensões de linha de saída, com faltas em todas as células da fase  $a$ ,  $m = 0,35$ .

Por fim, para mostrar que a modulação proposta não compromete as perdas de comutação, mesmo durante faltas, foi realizada uma análise do número de comutações das células de potência, para alguns índices de modulação e considerando ainda o conversor com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4. Nas Tabelas 3.2 e 3.3, são mostrados os resultados para  $m = 0,7$  e  $m = 0,4$ , para diferentes tipos de faltas e com a modulação híbrida.

Tabela 3.2 – Tabela com o número de comutações das células de potência para diferentes tipos de faltas,  $m = 0,7$

| Falta        | sem faltas | 1pu - fase $a$ | 2pu - fase $a$ | 4pu - fase $a$ | 1pu e 2pu - fase $a$ |
|--------------|------------|----------------|----------------|----------------|----------------------|
| 1pu fase $a$ | 145        | -              | 133            | 120            | -                    |
| 1pu fase $b$ | 146        | 138            | 142            | 126            | 138                  |
| 1pu fase $c$ | 142        | 136            | 134            | 127            | 136                  |
| 2pu fase $a$ | 20         | 16             | -              | 7              | -                    |
| 2pu fase $b$ | 24         | 24             | 26             | 13             | 12                   |
| 2pu fase $c$ | 19         | 27             | 21             | 12             | 13                   |
| 4pu fase $a$ | 4          | 4              | 4              | -              | 4                    |
| 4pu fase $b$ | 4          | 4              | 4              | 4              | 4                    |
| 4pu fase $c$ | 4          | 4              | 4              | 4              | 4                    |

Tabela 3.3 – Tabela com o número de comutações das células de potência para diferentes tipos de faltas,  $m = 0,4$

| Falta        | sem faltas | 1pu - fase $a$ | 2pu - fase $a$ | 4pu - fase $a$ | 1pu e 2pu - fase $a$ |
|--------------|------------|----------------|----------------|----------------|----------------------|
| 1pu fase $a$ | 121        | -              | 117            | 124            | -                    |
| 1pu fase $b$ | 128        | 122            | 122            | 124            | 122                  |
| 1pu fase $c$ | 130        | 122            | 126            | 125            | 122                  |
| 2pu fase $a$ | 12         | 12             | -              | 13             | -                    |
| 2pu fase $b$ | 17         | 17             | 17             | 7              | 12                   |
| 2pu fase $c$ | 16         | 18             | 18             | 9              | 17                   |
| 4pu fase $a$ | 4          | 4              | 6              | -              | 4                    |
| 4pu fase $b$ | -          | -              | 2              | 4              | 2                    |
| 4pu fase $c$ | 5          | 5              | 5              | 8              | 3                    |

Algumas conclusões podem ser feitas a partir dos resultados apresentados nas Tabelas 3.2 e 3.3. O algoritmo proposto tenta ao máximo evitar um número excessivo de comutações, principalmente através da escolha correta dos vetores de 2pu e 4pu. Assim, para todos os tipos de faltas, pode-se ver que as células  $C_3$  de 4pu mantém um número limitado de comutações; no caso de  $m = 0,7$ , as células das três fases comutam na frequência da fundamental, mas para  $m = 0,4$ , as células apresentam frequências diferentes umas

das outras, não sendo simétricas, devido principalmente à maneira como as redundâncias dos vetores são escolhidas. Esta distribuição das comutações entre as fases e, consequentemente, da potência processada pelas células de mesma tensão, pode ser modificada, se as redundâncias dos vetores de comutação forem escolhidas de maneira diferente.

As células de 2pu, por sua vez, podem apresentar um ligeiro aumento no número de comutações quando ocorrem faltas nas células  $C_1$  de 1pu, pois a tensão PWM que seria sintetizada pela célula com falta deve de alguma forma ser compensada. Porém, quando a falta ocorre em células de 4pu, as comutações das células de 2pu são reduzidas, pois as referências para estas células apresentam menos descontinuidades, provenientes da subtração entre  $\mathbf{v}_{ref}$  e  $\mathbf{v}_3$ . Este mesmo fenômeno é visível nas células  $C_1$ , quando da ocorrência de faltas nas células de maior tensão. É importante ressaltar que esses resultados dependem diretamente da escolha das redundâncias dos vetores de 2pu e 4pu. Além disso, as células de mesma tensão, nas diferentes fases, podem apresentar diferenças no número de comutações. Essas discrepâncias surgem devido a forma como os vetores de tensão são escolhidos, pois o menor número de comutações é priorizado como índice de desempenho. Contudo, os vetores podem ser escolhidos de maneira a existir um balanço entre número de comutações e distribuição igualitária de potência entre as células operacionais de mesma tensão. Outra questão é o fato de que, se as células  $C_1$  não comutarem com PWM, pode-se obter formas de onda do tipo *staircase* para as tensões de linha de saída.

Uma outra questão importante é a maneira como o espectro das tensões de linha de saída é alterado quando ocorrem faltas. Vamos considerar o mesmo conversor utilizado nos exemplos de simulação apresentados anteriormente, com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2:4 e tensões iguais a 100V, 200V e 400V. A Figura 3.56 mostra as tensões de linha de saída do conversor operando com  $m = 0,9$  e nenhuma falta. Na sequência, uma falta acontece, onde as células  $C_1$  da fase  $a$  e  $C_2$  da fase  $c$  são retiradas de operação ao mesmo tempo, e  $m = 0,65$ , por exemplo. Os valores de THD e DF1 para as duas condições operacionais são mostrados na Tabela 3.4. Pode-se notar que, durante a falta, tanto os índices de THD quanto de DF1 aumentam para as três fases, especialmente para a fase  $a$ , pois a célula  $C_1$  de 1pu e PWM está fora de operação. Isto significa que a qualidade das tensões de linha de saída é piorada durante faltas, surgindo harmônicas de baixa ordem, ou fazendo com que a amplitude das já existentes aumente. Este é um efeito colateral de se operar o conversor com faltas nas células de potência, mas preferível a retirar todo o conversor de operação.

Considere agora outro exemplo, para o mesmo conversor, mas desta vez com uma falta na célula  $C_3$  da fase  $b$ . Novamente, o conversor começa a operação com  $m = 0,9$ , e, após a falta,  $m = 0,65$ , como no exemplo anterior, a título de comparação. A Figura 3.57 mostra as tensões de linha de saída do conversor para este caso. A Tabela 3.4 mostra os valores de THD e DF1 para as duas condições operacionais. Comparando-se as Tabelas

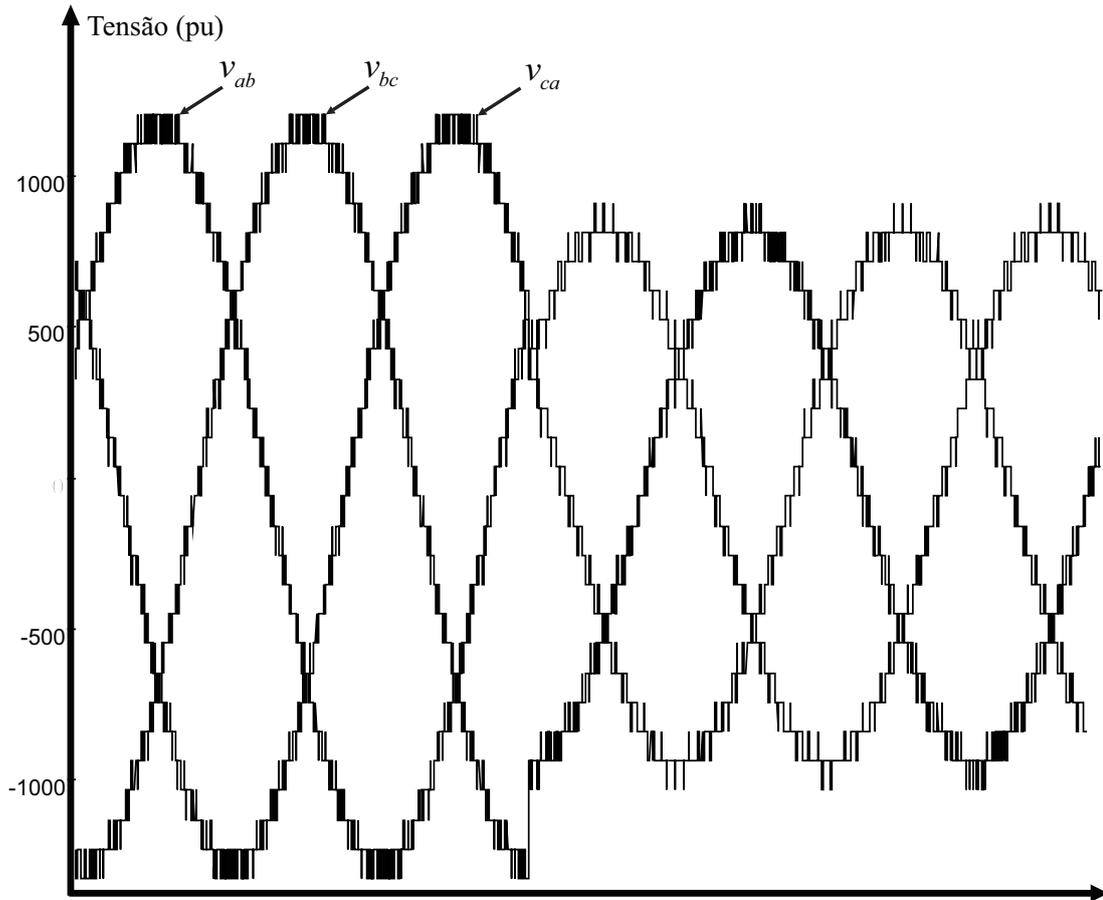


Figura 3.56 – Tensões de linha de saída mostrando o transitório entre operação normal com  $m = 0,9$  e falta nas células  $C_1$  da fase  $a$  e  $C_2$  da fase  $c$ , com  $m = 0,65$ .

Tabela 3.4 – THDs e DF1s para conversor com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2:4 para as seguintes condições operacionais:

| (a) Operação normal e $m = 0,9$                                |          |          |          |
|--|----------|----------|----------|
| Tensões de linha de saída                                      | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| THD (%)  | 5,0448   | 5,0115   | 5,0278   |
| DF1 (%)  | 0,0553   | 0,0558   | 0,0563   |
| (b) Falta nas células $C_1$ da $a$ e $C_2$ da $c$ e $m = 0,65$ |          |          |          |
| Tensões de linha de saída                                      | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| THD (%)  | 6,3582   | 6,4014   | 6,3635   |
| DF1 (%)  | 0,1048   | 0,0822   | 0,1044   |

3.56 e 3.57 para os momentos após a falta, pode-se ver que, quando as células  $C_1$  estão fora de operação, os índices DE1 são maiores, pois estas células são responsáveis pelo ajuste fino das tensões de linha de saída, por meio do PWM. Quando há faltas nestas células, esta característica do PWM é prejudicada, resultando em mais componentes harmônicas de baixa ordem, e com maiores amplitudes em relação aos casos sem faltas nas células  $C_1$ .

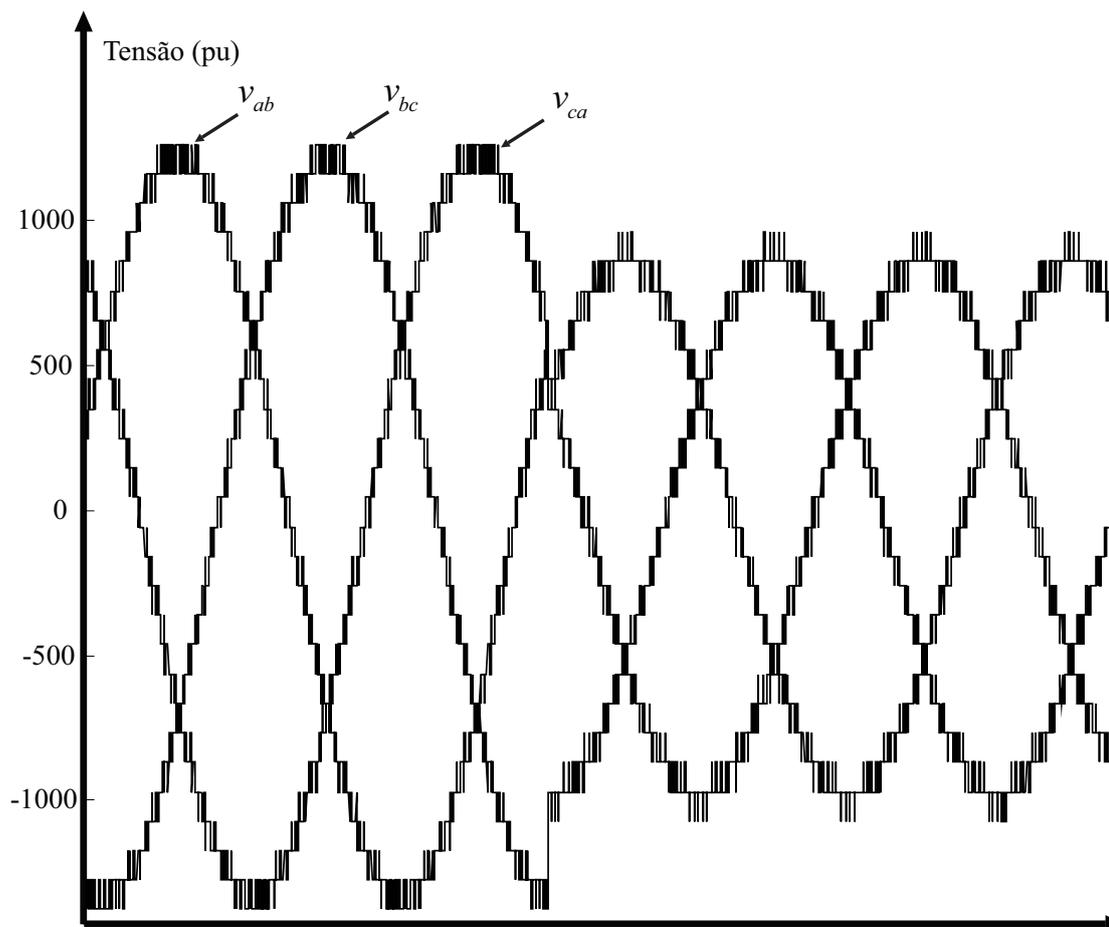


Figura 3.57 – Tensões de linha de saída mostrando o transitório entre operação normal com  $m = 0,9$  e falta na célula  $C_3$  da fase  $b$ , com  $m = 0,65$ .

Tabela 3.5 – THDs e DF1s para conversor com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2:4 para as seguintes condições operacionais:

| (a) Operação normal e $m = 0,9$                                |          |          |          |
|--|----------|----------|----------|
| Tensões de linha de saída                                      | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| THD (%)  | 5,0448   | 5,0115   | 5,0278   |
| DF1 (%)  | 0,0553   | 0,0558   | 0,0563   |
| (b) Falta nas células $C_1$ da $a$ e $C_2$ da $c$ e $m = 0,65$ |          |          |          |
| Tensões de linha de saída                                      | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| THD (%)  | 6,3455   | 6,4039   | 6,3612   |
| DF1 (%)  | 0,0710   | 0,0648   | 0,0704   |

### 3.9 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta na Célula $C_1$ da Fase $a$

Para os resultados experimentais, considere o mesmo conversor multinível com células assimétricas em cascata empregado no Capítulo anterior, com razão das tensões dos barramentos CC das células igual a 1:2 e  $N = 2$ . Neste caso, considere também uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ . Assim, a matriz  $\mathbf{F}$  é dada por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.62)$$

Os valores do barramentos CC são  $v_{dc1} = 200\text{V}$  e  $v_{dc2} = 100\text{V}$ . Os resultados experimentais foram obtidos em malha aberta e sem carga. As células foram controladas por um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*, com frequência da portadora de 3kHz, e PWM assimétrico (a frequência de atualização da ação de controle é igual a 6kHz, já que as interrupções do contador ocorrem no início e no meio do período da portadora). A fim de facilitar a implementação do algoritmo, é empregada aqui a modulação híbrida. Os resultados foram obtidos para  $m = 0,65$ , ou seja, a fundamental das tensões de linha de saída deve ser, aproximadamente, 390V. A Figura 3.58 mostra o diagrama SV para esta condição de falta. Como há falta em uma célula  $C_1$  de 1pu, a forma dos domínios das células  $C_1$  é modificada.

A Figura 3.58 mostra o diagrama SV do conversor para a falta em questão, com índice de modulação máximo  $m_{m\acute{a}x} = 0,69$ . A Figura 3.59 mostra um dos domínios das células  $C_2$  de 2pu e a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  amostrada, comprovando que não ocorre sobremodulação do conversor. As Figuras 3.60 (a) e (b) mostram, respectivamente, as tensões de fase simuladas e experimentais e, as Figuras 3.61 (a) e (b), as tensões de saída de linha. Os valores calculados das fundamentais para  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  são, respectivamente, a 389,9056V, 389,9793V e 389,8540V. A Figura 3.62 traz os espectros das tensões de linha, juntamente com seus índices de THD e DF1, mostrando que todas apresentam conteúdo harmônico muito semelhante, como acontece no caso sem faltas do Capítulo 2.

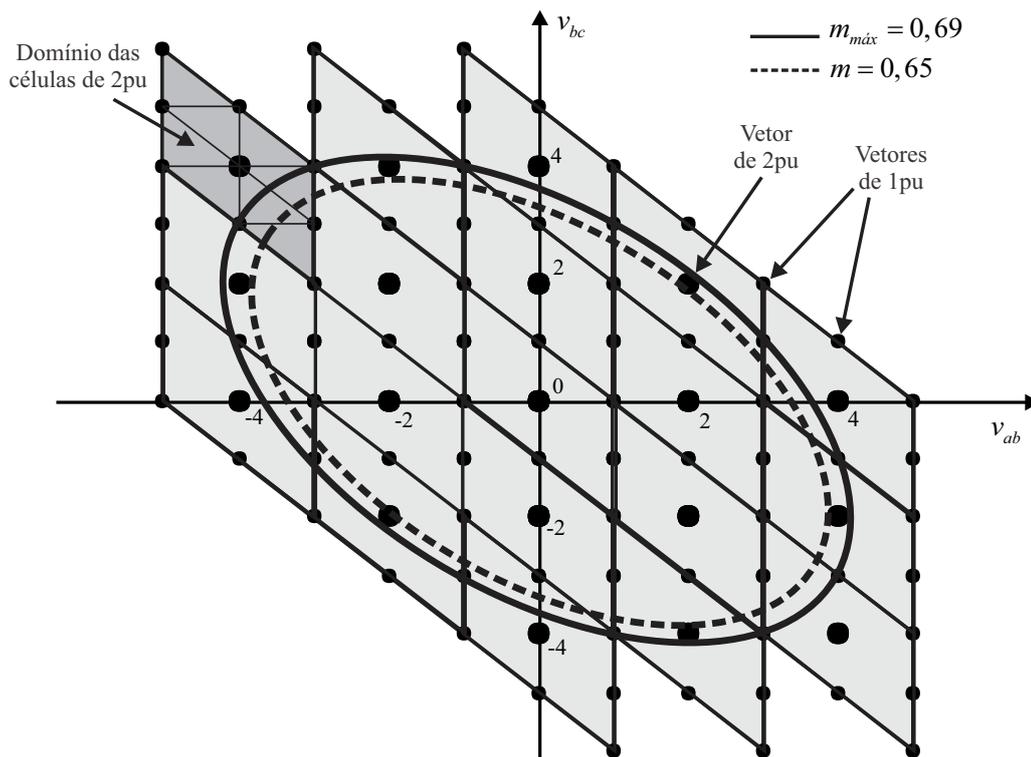


Figura 3.58 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ .

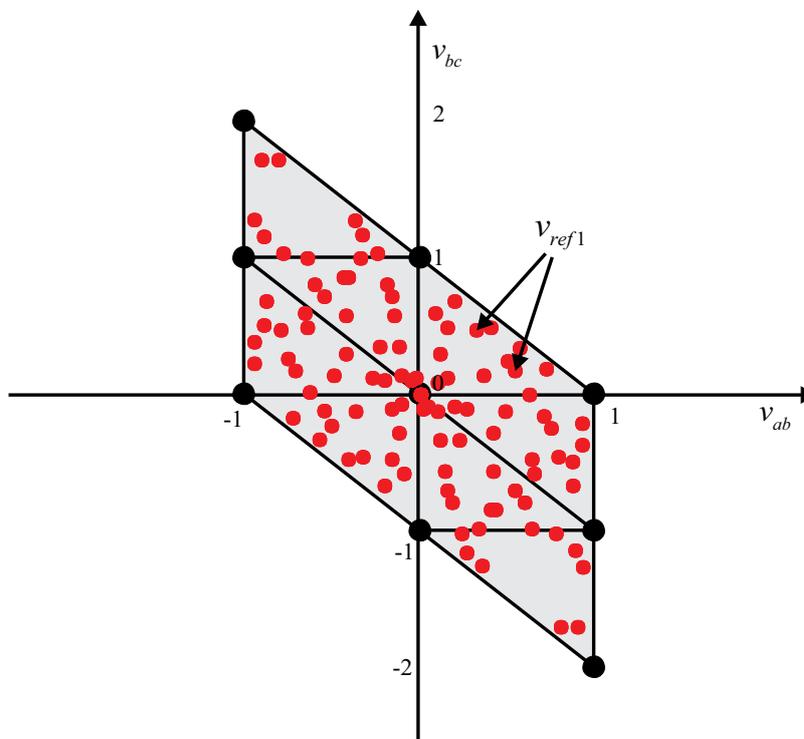
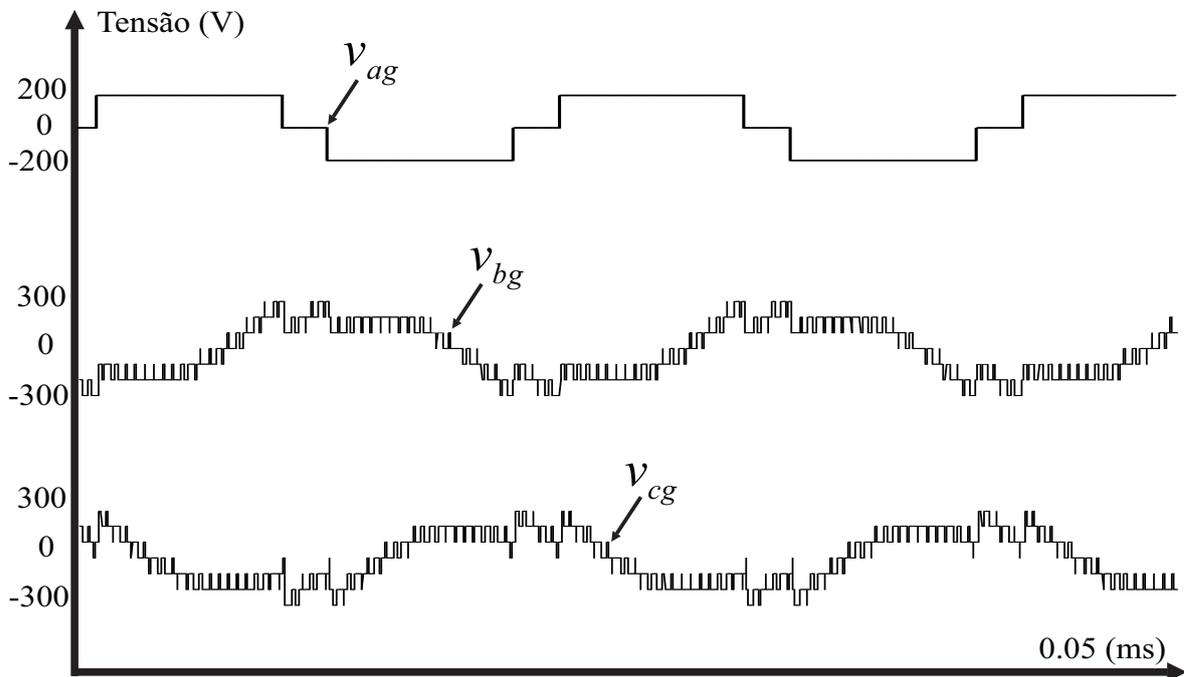
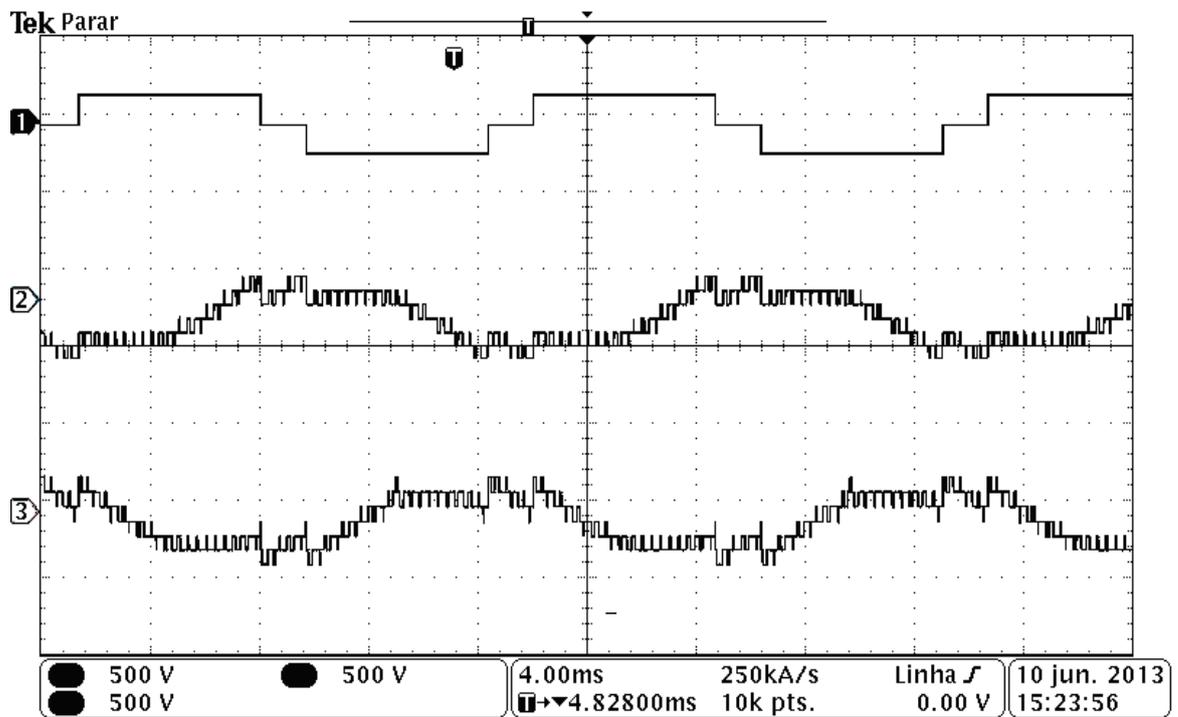


Figura 3.59 – Domínio de uma célula  $C_2$  de 2pu com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,65$ .

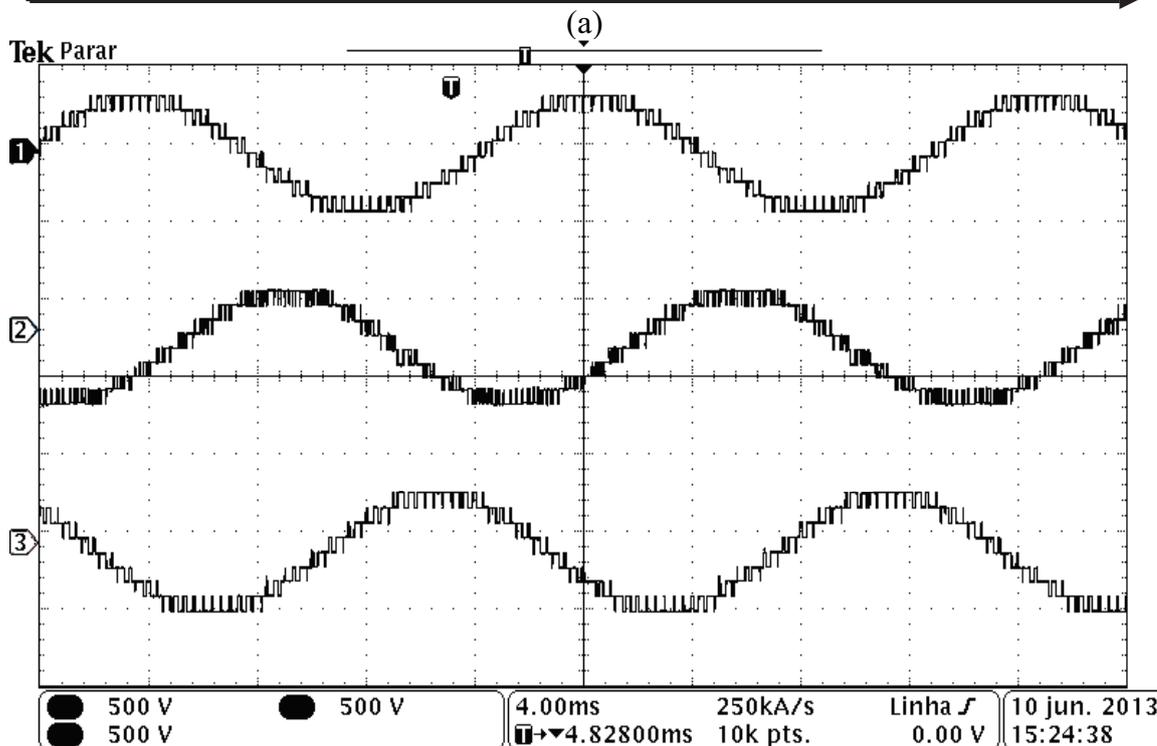
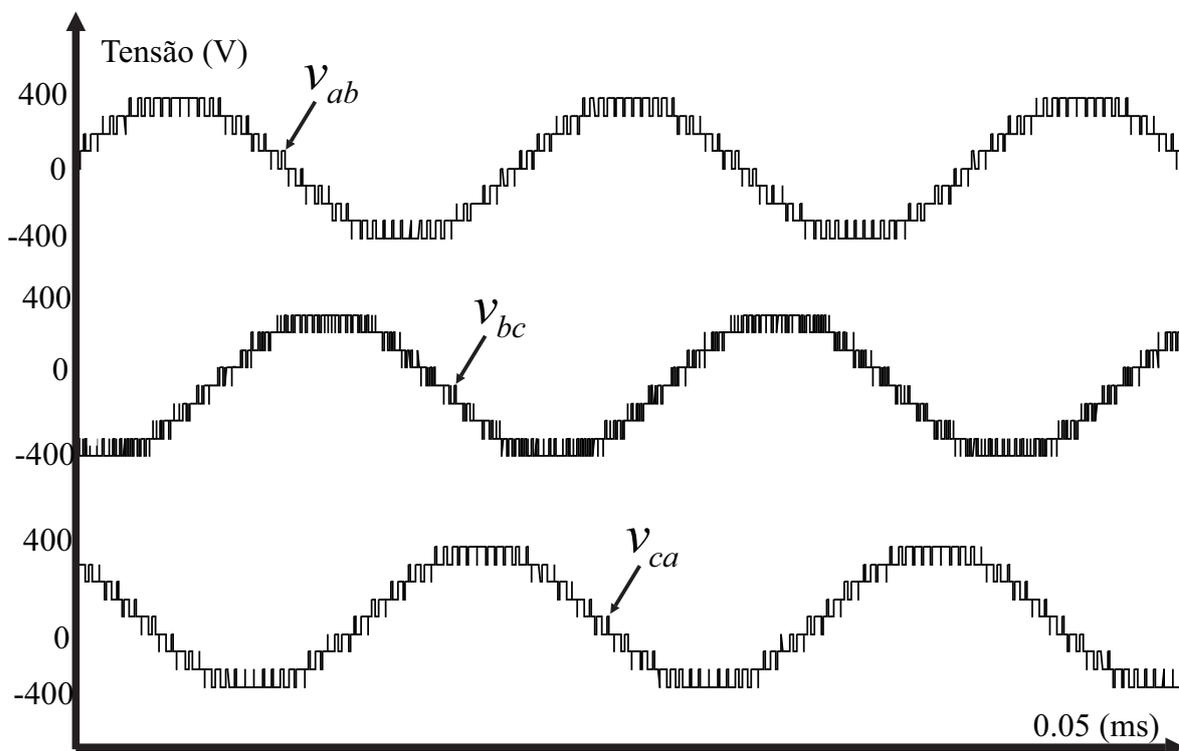


(a)



(b)

Figura 3.60 – Tensões de fase para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,65$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.



(b)

Figura 3.61 – Tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,65$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.

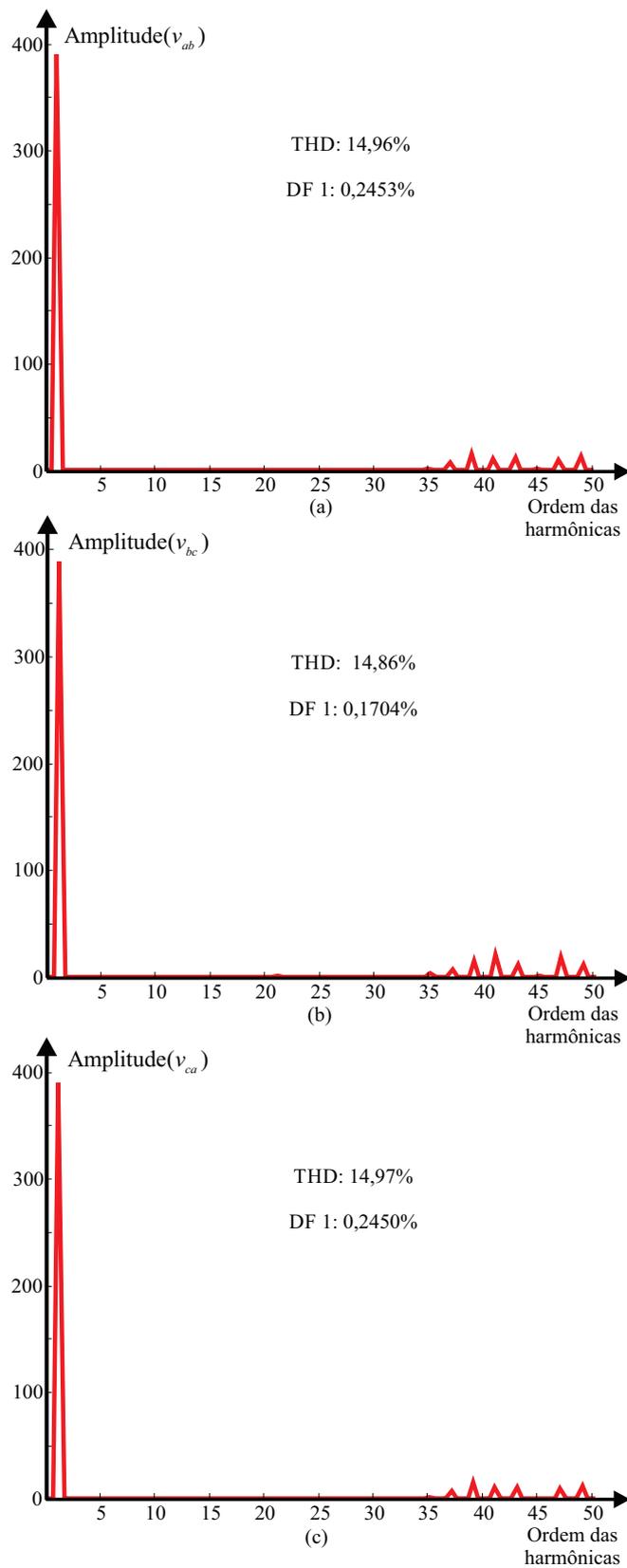


Figura 3.62 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,65$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a)  $v_{ab}$ , (b)  $v_{bc}$ , (c)  $v_{ca}$ .

### 3.10 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta na Célula $C_2$ da Fase $a$

O mesmo conversor do exemplo anterior é empregado, agora com uma falta na célula  $C_2$ , também na fase  $a$ . Assim, a matriz  $\mathbf{F}$  é dada por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.64)$$

O índice de modulação é igual a  $m = 0,666$ , ou seja, corresponde ao máximo índice de modulação permitido para esta falta, sem que o conversor sature, com amplitudes iguais a 400V. O diagrama SV para esta condição de falta é mostrado na Figura 3.63. Pode-se notar que, como não há faltas nas células  $C_1$  de 1pu, a forma dos domínios das células  $C_2$  de 2pu permanece igual ao caso de operação normal.

A Figura 3.63 mostra o diagrama SV do conversor para a falta em questão. A Figura 3.64 mostra um dos domínios das células de  $C_2$  2pu e a referência amostrada, em vermelho, mostrando que, neste caso, também não ocorre sobremodulação. As Figuras 3.65 (a) e (b) mostram, respectivamente, as tensões de fase simuladas e experimentais e, as Figuras 3.66 (a) e (b), as tensões de saída de linha. Os valores calculados das fundamentais para  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  são, respectivamente, a 399,7996V, 398,3089V e 398,9198V. A Figura 3.67 traz os espectros das tensões de linha, com seus respectivos índices de THD e DF1.

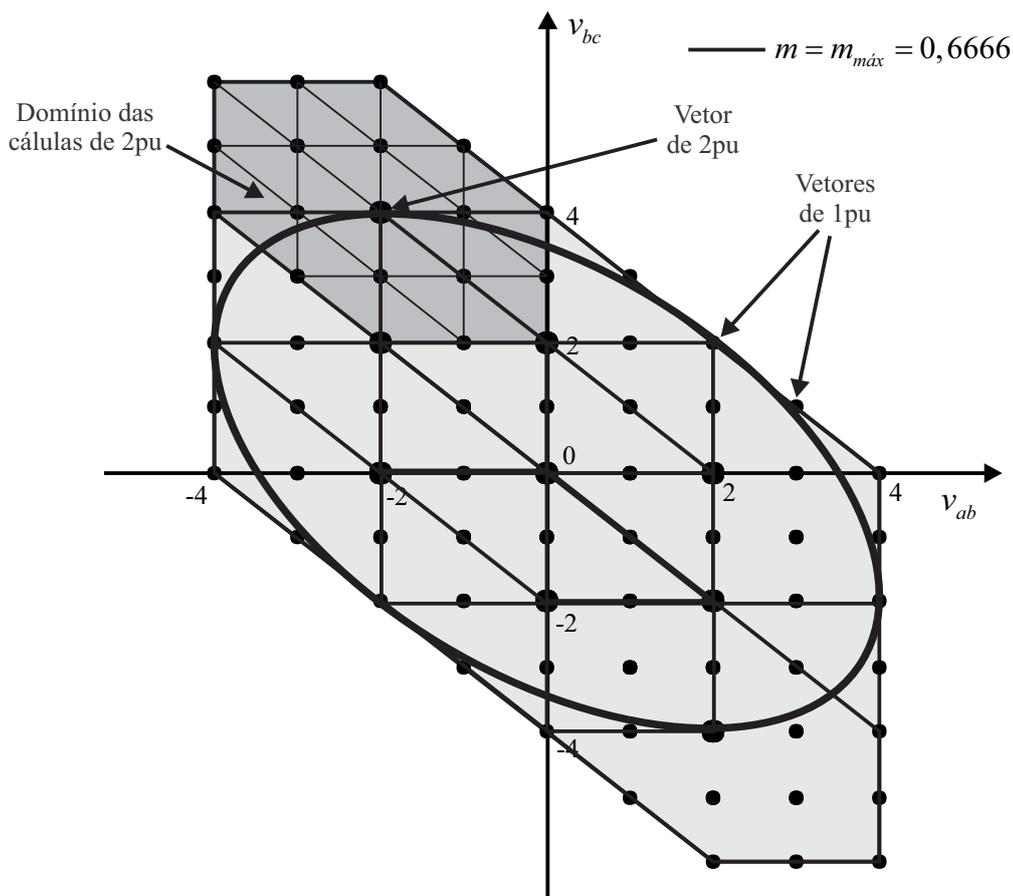


Figura 3.63 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula  $C_2$  de 2pu da fase  $a$

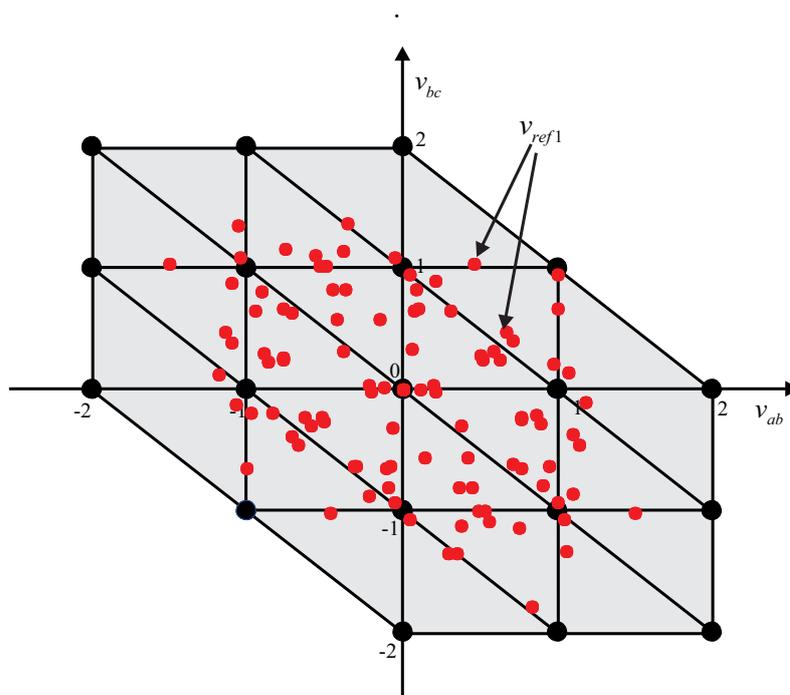
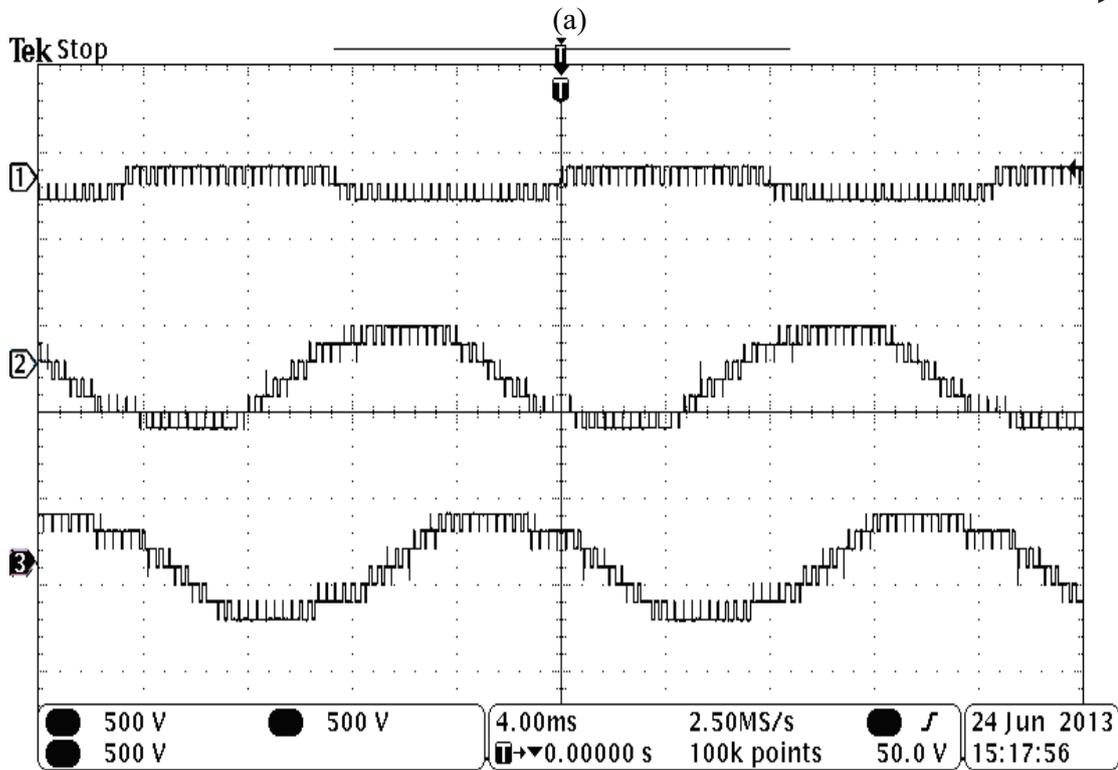
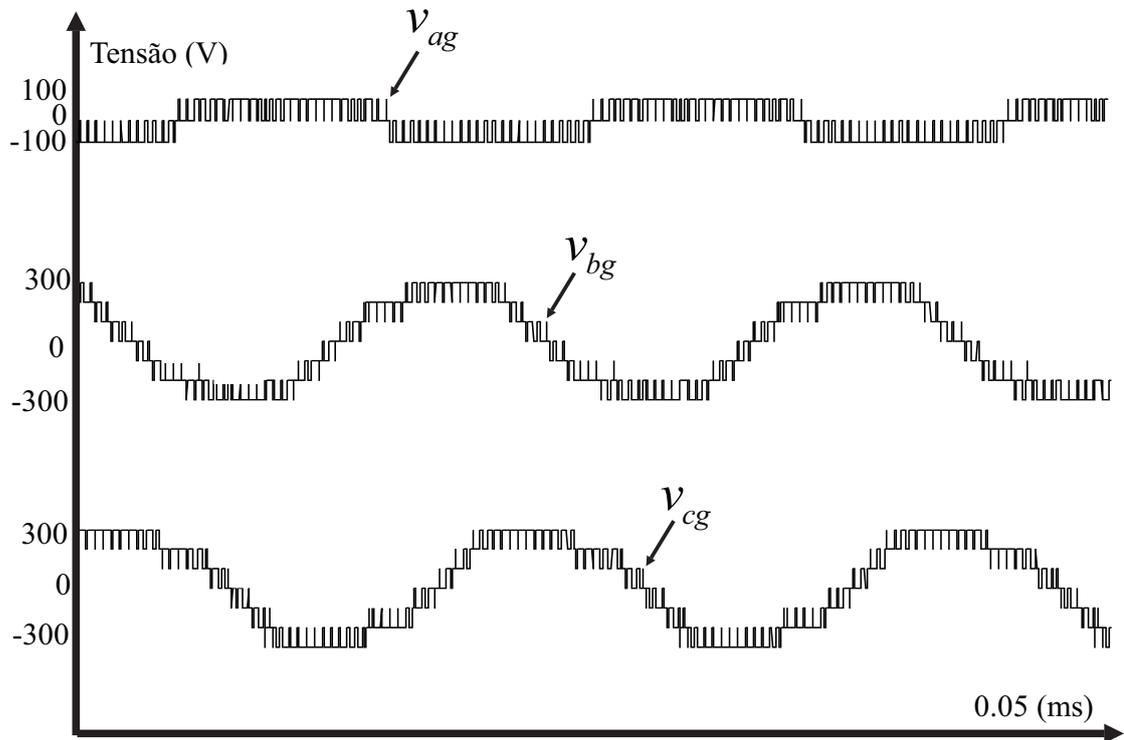
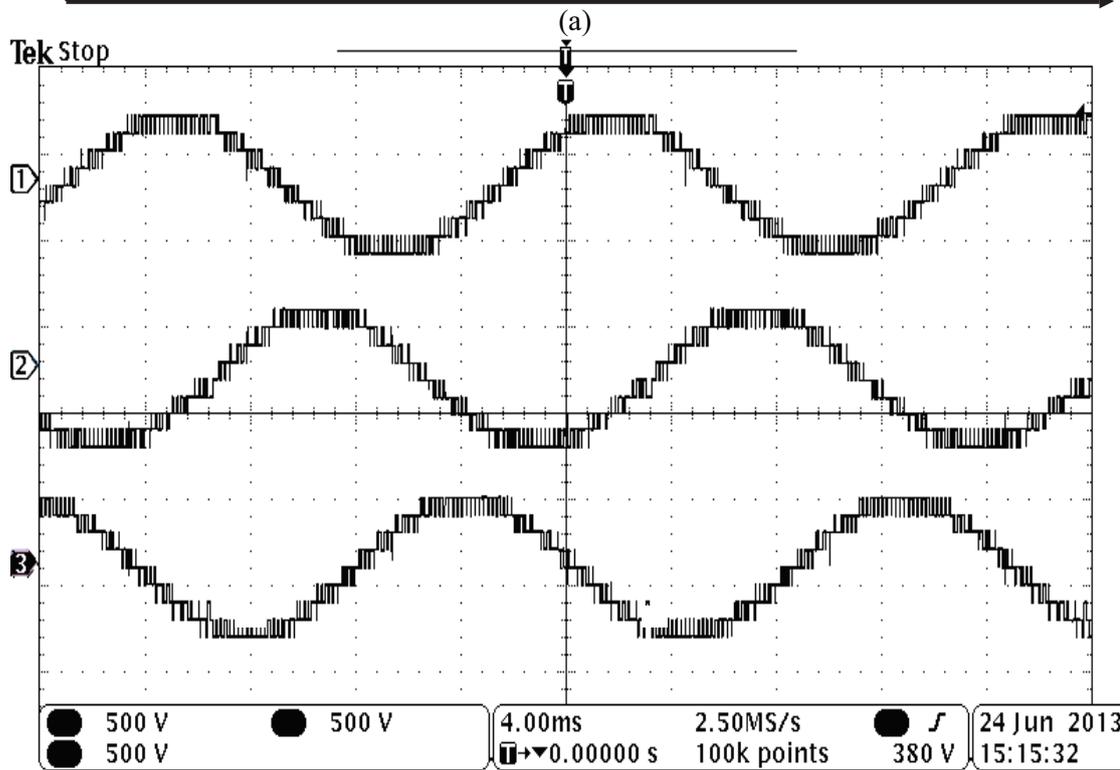
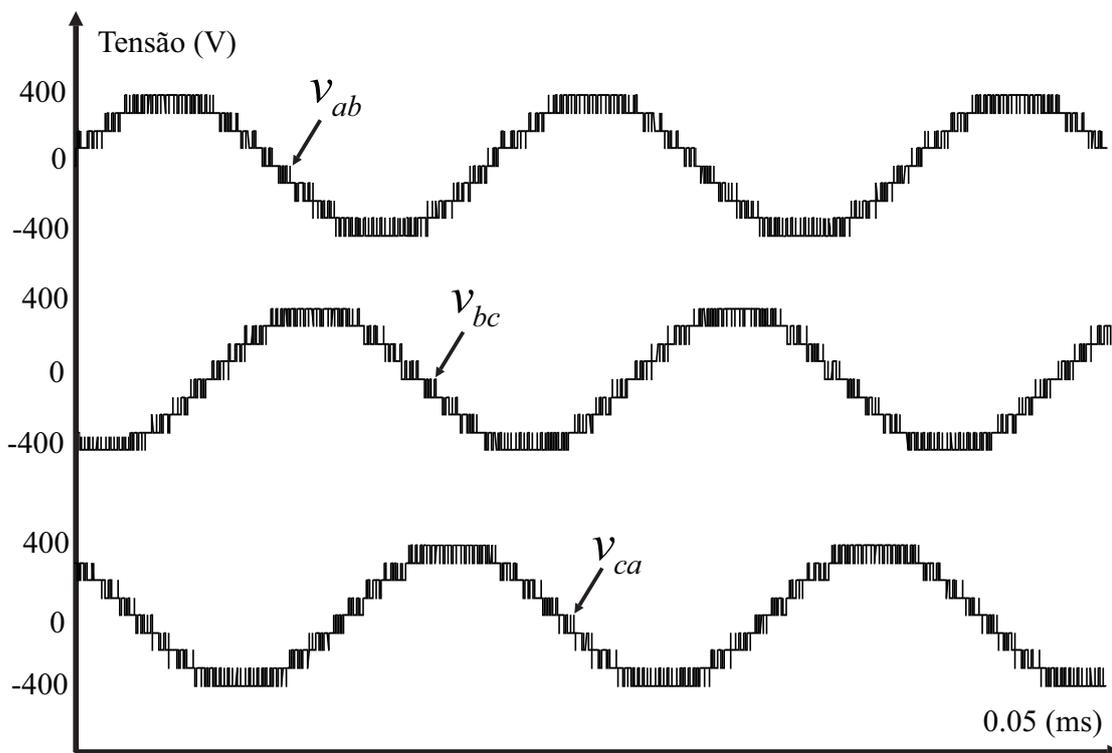


Figura 3.64 – Domínio de uma célula  $C_2$  de 2pu com uma falta na célula  $C_2$  da fase  $a$ ,  $m = 0,666$ .



(b)

Figura 3.65 – Tensões de fase para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_2$  de 2pu da fase  $a$ ,  $m = 0,666$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.



(b)

Figura 3.66 – Tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_2$  de 2pu da fase  $a$ ,  $m = 0,666$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.

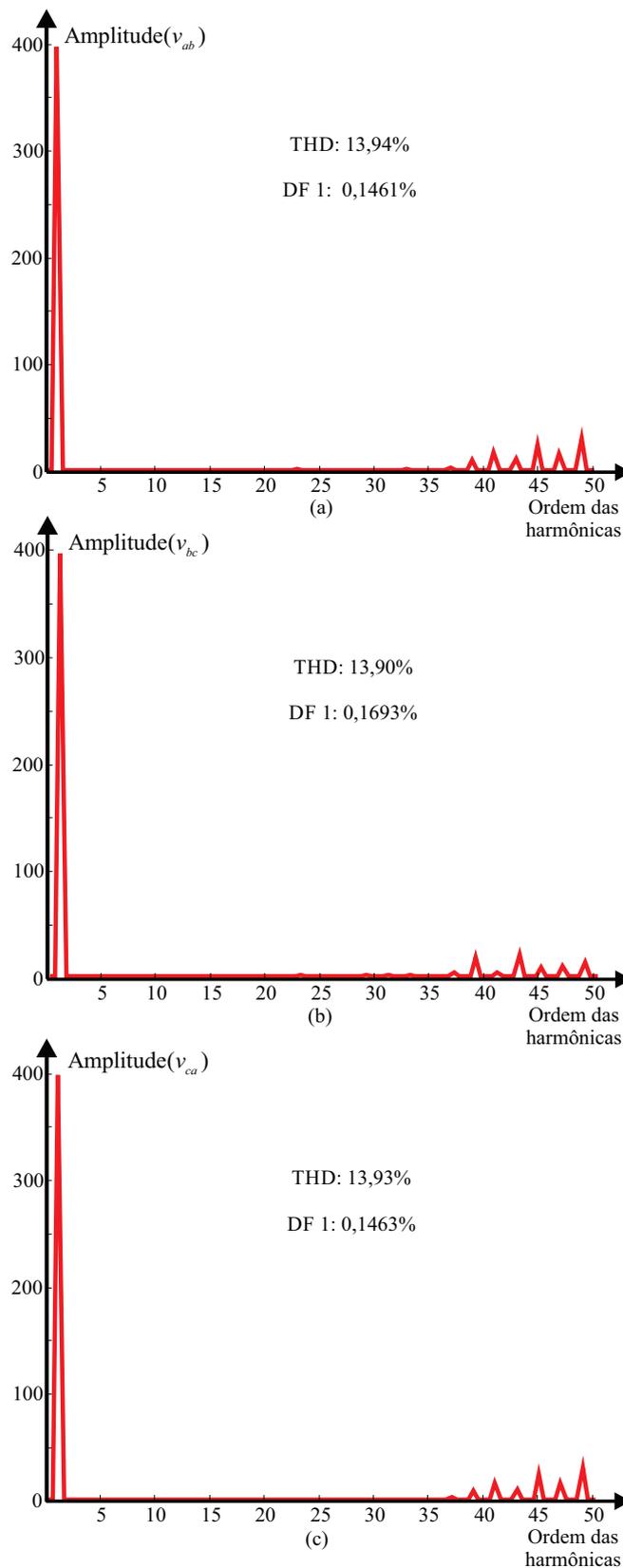


Figura 3.67 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_2$  de 2pu da fase  $a$ ,  $m = 0,666$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a)  $v_{ab}$ , (b)  $v_{bc}$ , (c)  $v_{ca}$ .

### 3.11 Conclusões

A estratégia de modulação SV para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com faltas nas células de potência apresentada neste Capítulo provou ser capaz de evitar a saturação do conversor sempre que esta não for desejada, limitando o número de comutações nas células de maior tensão e, conseqüentemente, as perdas de comutação nas mesmas. O algoritmo foi descrito de maneira genérica para um conversor com  $N$  células (ou conjunto de células) por fase, sendo apresentados resultados de simulação e experimentais para, respectivamente, um conversor com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4 e um de 1:2. Foram apresentadas também três abordagens para a modulação das células  $C_1$ : definição *offline* das seqüências de comutação, definição *online* das mesmas e modulação híbrida. Nas duas primeiras, as células  $C_1$  são moduladas com *Space Vector* e, na última, por comparação das referências de tensão com uma portadora triangular. A abordagem da modulação híbrida foi empregada para obtenção dos resultados de simulação e experimentais, por ser de mais fácil implementação em um DSP ou outro microcontrolador.

Através do algoritmo descrito neste Capítulo, é possível definir automaticamente os domínios referentes às células  $C_N$  a  $C_2$  onde se encontram as referências para todos os conjuntos de células, evitando o uso de retas de separação. Além disso, pelo cálculo das restrições para cada uma das possíveis  $v_{ref1}$ , pode-se verificar quando ocorre saturação do conversor. Se, para uma dada combinação de índice de modulação e condição de falta, as subtrações de  $u_{min}$  e  $u_{max}$  para todas as  $v_{ref1}$  resultarem em valores menores que zero, significa que o conversor está saturando e, portanto, o algoritmo deve ser modificado, como será descrito no Capítulo seguinte. Neste caso, a saturação do conversor é desejada, e passa a ser denominada sobremodulação.

Por fim, os resultados apresentados, tanto de simulação quanto experimentais, mostram que o método proposto apresenta bom desempenho. As amplitudes das componentes fundamentais das tensões de linha de saída são mantidas muito próximas de seus valores desejados, com harmônicas de baixa ordem e desequilíbrios de tensão praticamente desprezíveis, mesmo com faltas nas células de potência.

No Capítulo seguinte, o algoritmo apresentado é estendido, a fim de abranger operação durante faltas nas células de potência em que a sobremodulação do conversor é desejada.

## 4 SOBREMODOULAÇÃO *SPACE VECTOR* PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CÉLULAS ASSIMÉTRICAS EM CASCATA COM FALTAS NAS CÉLULAS DE POTÊNCIA

Neste Capítulo, são feitas modificações no algoritmo desenvolvido nos Capítulos 2 e 3, a fim de tratar a operação de conversores multiníveis com células assimétricas em cascata, quando ocorre saturação nas células de potência. O principal objetivo deste algoritmo é estender a operação do conversor sob faltas, permitindo que este opere com uma gama maior de índices de modulação e condições operacionais. Assim, será empregado aqui o termo sobremodulação e não mais saturação, pois a operação fora dos limites do diagrama SV é desejada. A sobremodulação é definida aqui como a trajetória da referência  $\mathbf{v}_{ref}$  passando em parte, ou totalmente, fora da área interna do diagrama SV do conversor, para uma dada condição operacional. A extensão da modulação até se obter forma de onda quase-quadrada (*six-step*) não é considerada neste trabalho. Este formato de onda resulta em eliminação de níveis nas tensões de linha de saída, o que não é desejado, pois faz com que uma das características principais de um conversor multinível seja perdida.

A sobremodulação durante faltas pode acontecer em duas situações. Na primeira, o diagrama SV possui lacunas, mas ainda existem regiões fechadas dentro do mesmo, como, por exemplo, nas Figuras 3.2, 3.21, 3.28, 3.35, 3.42 e 3.49. A sobremodulação só ocorre quando a referência  $\mathbf{v}_{ref}$  passa pelas lacunas. Por sua vez, em faltas como as mostradas na Figura 3.11,  $\mathbf{v}_{ref}$  está situada durante praticamente todo o tempo em regiões de lacunas, pois o diagrama SV não possui mais uma área fechada em seu interior. A fim de exemplificar as condições de sobremodulação, a Figura 4.1 mostra os diagramas SV nas coordenadas das tensões de linha para (a) falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$  e faltas nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com  $N = 2$  e razão das tensões dos barramentos CC de 1:2.

De acordo com os desenvolvimentos do Capítulo anterior, a sobremodulação ocorre quando, para uma dada combinação de índice de modulação e condição de falta,  $u_{max} - u_{min}$  para todas as  $\mathbf{v}_{ref1}$  resulta em valores menores que zero, ou seja, não existe uma região linear  $\Omega$ . Neste caso, não há como escolher vetores para as células  $C_N$  a  $C_2$  que resultem em uma  $\mathbf{v}_{ref1}$  localizada dentro do diagrama SV. Isto só é possível se  $C_N$  a  $C_2$  comutarem com PWM, e não em baixa frequência pela escolha de apenas um vetor por período de comutação. Contudo, essa estratégia gera um aumento acentuado das perdas de comutação destas células, o que não é desejado, já que estas processam a maior parte da potência do conversor. Assim, a seguir são descritas as modificações realizadas no algoritmo do Capítulo anterior para tratar a sobremodulação do conversor durante condições de falta nas células de potência.

#### 4.1 Algoritmo SV para Sobremodulação de Conversores Multiníveis com Células Assimétricas em Cascata com Falta nas Células de Potência

A modulação das células  $C_N$  a  $C_2$  é realizada exatamente da mesma maneira que no Capítulo 3 e não será apresentada aqui novamente, com exceção de que, agora, todas as  $\mathbf{v}_{ref1}$  resultam em sobremodulação das células  $C_1$  de 1pu. Portanto, a Equação (3.25) é calculada para todas as  $\mathbf{v}_{ref1}$ . A  $\mathbf{v}_{ref1}$  com menor módulo é escolhida para ser implementada pelo conversor, ou seja, é escolhida a combinação de vetores  $C_N$  a  $C_2$  mais próximos de  $\mathbf{v}_{ref}$ , minimizando a sobremodulação das células  $C_1$  operacionais.

Para a modulação das células  $C_1$  de 1pu nos instantes onde ocorre sobremodulação,  $\mathbf{v}_{ref1}$  é truncada nos quatro vetores mais próximos, como em (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). O problema reside no fato de que, quando  $\mathbf{v}_{ref1}$  localiza-se fora do diagrama SV, apenas um ou dois dos quatro vetores de 1pu truncados pode ser implementado pelo conversor, e, em alguns casos extremos, nenhum. Considerando a falta da Figura 4.1 (a), as Figuras 4.2 (a), (b), (c) e (d) mostram, respectivamente, uma aproximação do diagrama SV da Figura 4.1 (a), um exemplo onde apenas um vetor de 1pu é implementável, dois exemplos onde dois vetores de 1pu são implementáveis, e outro onde nenhum vetor é passível de implementação; neste último caso outro deve ser escolhido, como será explicado a seguir.

O caso com dois vetores implementáveis, mostrado na Figura 4.2 (c), é o equivalente a saturar  $\mathbf{v}_{ref1}$  sobre a reta de separação que delimita a fronteira do setor. Isto acontece porque, neste caso particular, a razão cíclica do terceiro vetor de 1pu mais próximo é igual a zero. Assim, uma nova referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  é calculada, definida como  $\mathbf{v}_{ref1}^* = [v_{ab\_ref1}^* \quad v_{bc\_ref1}^*]^T$ . As coordenadas de  $\mathbf{v}_{ref1}^*$  são obtidas através dos elementos dos vetores de 1pu implementáveis e do formato da reta de separação da fronteira do setor, sobre a qual  $\mathbf{v}_{ref1}^*$  se localiza. Existem três tipos de retas: (i) paralela ao eixo x ( $v_{ab}$ ), (ii) paralela ao eixo y ( $v_{bc}$ ) e (iii) com inclinação positiva ou negativa, como mostrado respectivamente nas Figuras 4.3 (a), (b) e (c). Para o caso (i),  $\mathbf{v}_{ref1}^*$  é calculada como:

$$v_{ab\_ref1}^* = v_{ab1} \tag{4.1}$$

$$v_{bc\_ref1}^* = v_{bc\_ref1} \tag{4.2}$$

lembrando que  $\mathbf{v}_1 = [v_{ab1} \quad v_{bc1}]^T$  e  $\mathbf{v}_2 = [v_{ab2} \quad v_{bc2}]^T$ . Para o caso (ii), tem-se:

$$v_{ab\_ref1}^* = v_{ab\_ref1} \tag{4.3}$$

$$v_{bc\_ref1}^* = v_{bc1} \tag{4.4}$$

e, para as retas inclinadas, como em (iii):

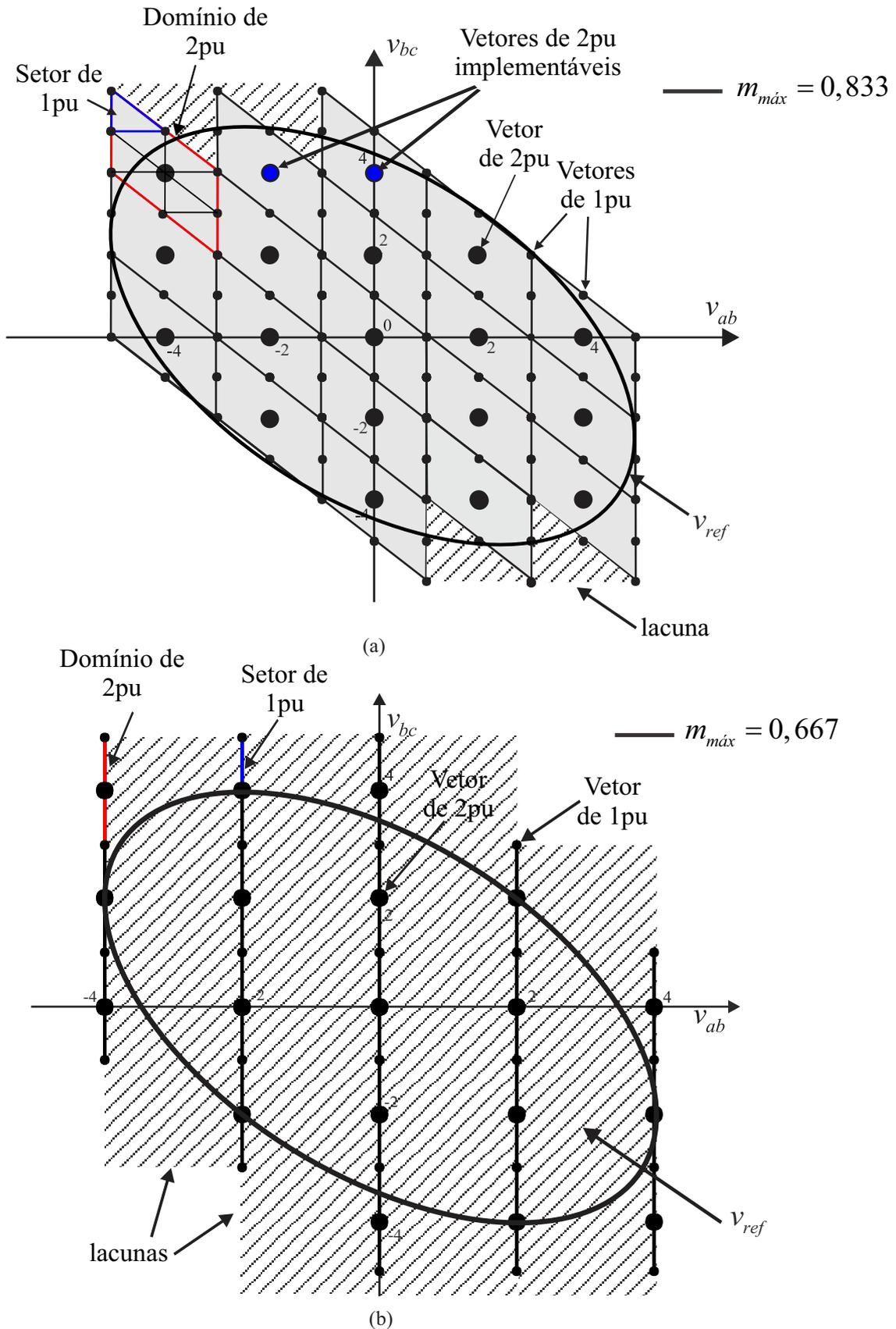


Figura 4.1 – Diagramas SV nas coordenadas das tensões de linha para (a) falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$  e faltas nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com  $N = 2$  e razão das tensões dos barramentos CC de 1:2.

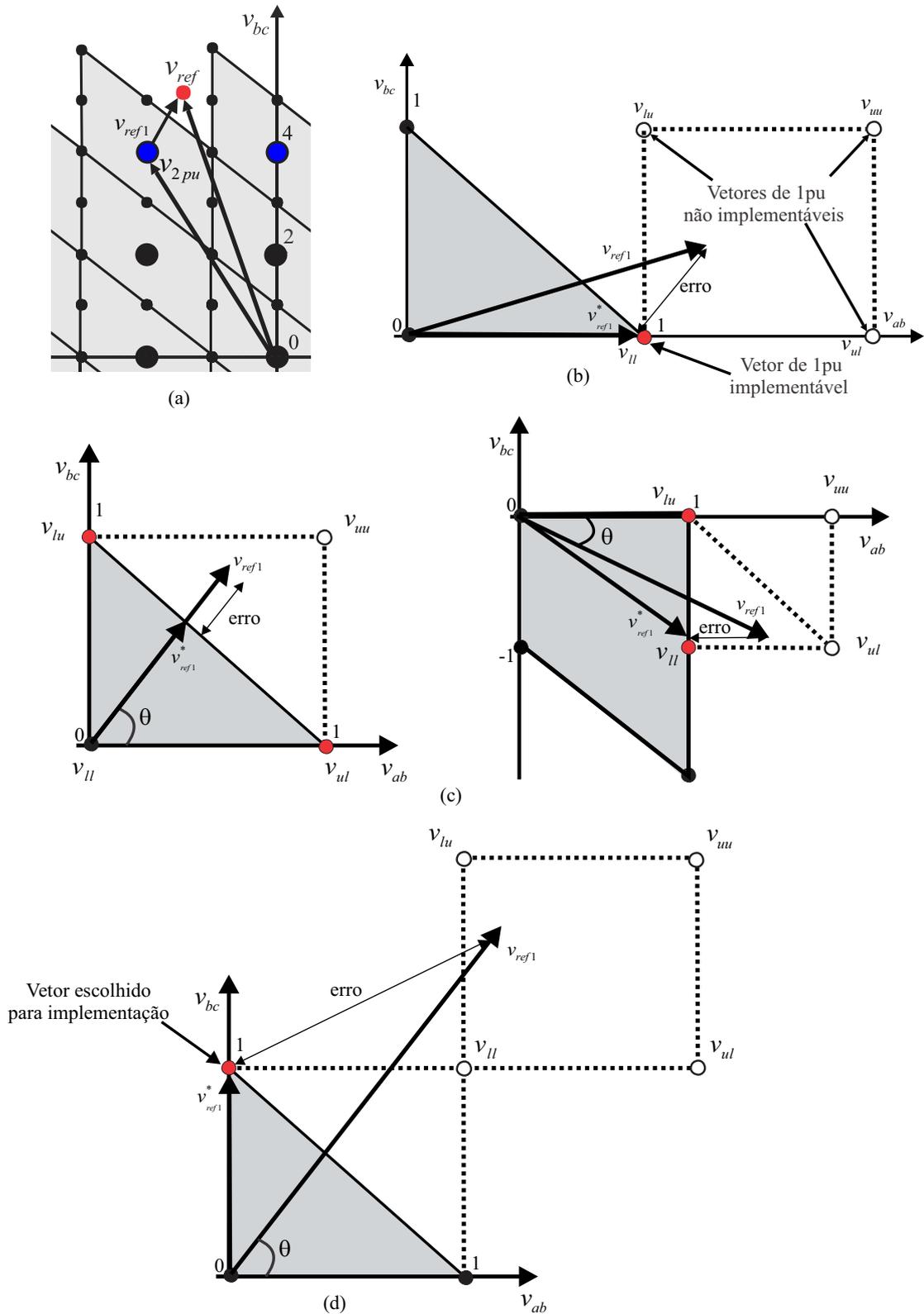


Figura 4.2 – (a) Aproximação do diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2 e falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ; Exemplos (b) um vetor implementável de 1pu; (c) dois vetores implementáveis de 1pu; (d) nenhum vetor implementável.

$$v_{bc\_ref1}^* = av_{ab\_ref1}^* + b \quad (4.5)$$

$$a = \frac{v_{bc2} - v_{bc1}}{v_{ab2} - v_{ab1}} \quad (4.6)$$

$$b = v_{bc1} - av_{ab1} \quad (4.7)$$

$$v_{ab\_ref1}^* = \frac{b}{\tan(\theta) - a} \quad (4.8)$$

$$v_{bc\_ref1}^* = \tan(\theta)v_{ab\_ref1}^* \quad (4.9)$$

sendo que o ângulo  $\theta$  é:

$$\theta = \text{atan2}(v_{bc\_ref1}, v_{ab\_ref1}) \quad (4.10)$$

onde  $\text{atan2}$  representa o resultado do arco tangente nos quatro quadrantes, ou seja,  $\theta \in [-\pi, \pi]$ . Estas formas de calcular  $\mathbf{v}_{ref1}^*$  para cada tipo de reta de separação foram escolhidas por minimizarem o erro entre  $\mathbf{v}_{ref1}^*$  e  $\mathbf{v}_{ref1}$ .

As razões cíclicas dos vetores  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_2$  são calculadas como nas Equações (2.60)-(2.62) ou (2.63)-(2.65), lembrando que a razão cíclica do terceiro vetor é nula. Os dois vetores implementáveis são arranjados em uma sequência de comutação que respeite as lógicas de comparação das chaves, como explicado nos Capítulos 2 e 3. Ainda existe um erro, correspondendo à parcela do vetor  $\mathbf{v}_{ref1}$  original que não foi implementada pelo conversor. Por outro lado, quando existe apenas um vetor de 1pu implementável, como na Figura 4.2 (b),  $\mathbf{v}_{ref1}^*$  é simplesmente definida como o próprio vetor de 1pu, com razão cíclica unitária.

No último caso, como na Figura 4.2 (d), quando nenhum vetor de 1pu é implementável, deve-se aplicar o mesmo conceito desenvolvido no Capítulo 2 para as células  $C_N$  a  $C_2$ : o truncamento em vetores adjacentes aos mais próximos, como visto na Figura 2.7. Para tal, são empregadas as Equações (2.17)-(2.24), com a diferença de que  $\mathbf{v}_{ref}$  é substituída por  $\mathbf{v}_{ref1}$ . Após isso, o vetor  $\mathbf{v}_1$  mais próximo de  $\mathbf{v}_{ref1}$  é escolhido para ser implementado pelas células  $C_1$  operacionais, com razão cíclica unitária, como no caso onde existe apenas um  $\mathbf{v}_1$  implementável.

Considerando-se agora falta em duas células  $C_1$  de 1pu ao mesmo tempo, como na Figura 4.1 (b), a referência  $\mathbf{v}_{ref}$  estará passando pelas lacunas durante praticamente todo o tempo, como visto na Figura 4.4 (a). Os vetores das células  $C_N$  a  $C_2$  também são escolhidos como os mais próximos de  $\mathbf{v}_{ref}$ , e os mesmos princípios descritos nos parágrafos anteriores para a modulação das células  $C_1$  são aplicados aqui. As Figuras 4.4 (b), (c) e (d) mostram, respectivamente, um caso com dois vetores de 1pu implementáveis, um

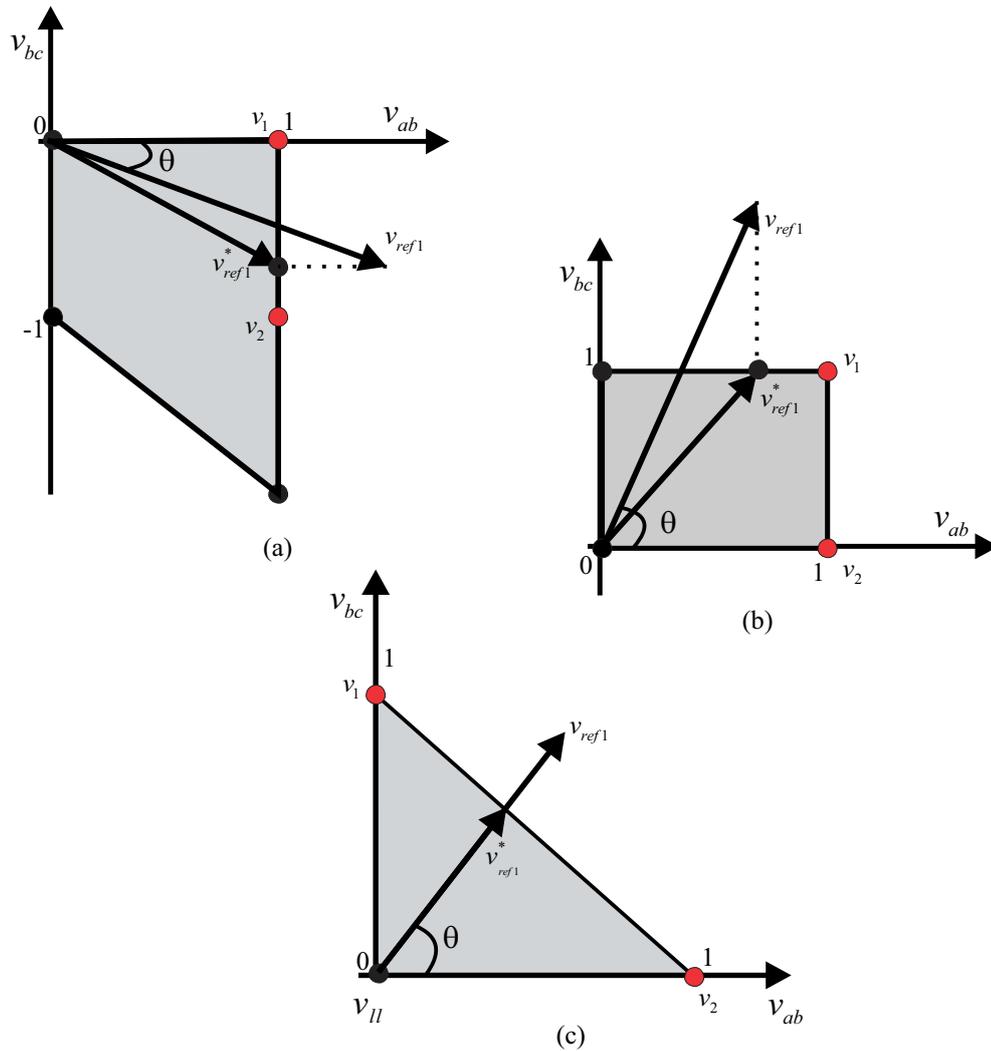


Figura 4.3 – Exemplos de retas de separação: reta (a) paralela ao eixo  $v_{bc}$ , (b) paralela ao eixo  $v_{ab}$  e (c) inclinada.

vetor implementável e nenhum.

Para qualquer caso de sobremodulação, independente do tipo de falta, as tensões de linha de saída apresentam maior conteúdo harmônico quando comparadas com operação normal, especialmente na região das harmônicas de baixa ordem. Esta característica é mais acentuada quando da ocorrência de faltas em mais de uma célula  $C_1$  de 1pu ao mesmo tempo pois estas, devido ao PWM, são responsáveis pelo ajuste fino das tensões de linha de saída do conversor. Contudo, o aumento do conteúdo harmônico e, conseqüentemente, dos índices de THD e DF1, é o lado negativo de poder estender a operação do conversor para abranger um número maior de índices de modulação e condições de operação.

Um outro problema decorre do fato de que, durante a sobremodulação, o índice de modulação e as amplitudes das componentes fundamentais das tensões de linha de saída não apresentam mais uma relação linear (HOLMES; LIPO, 2003). Assim, à medida que

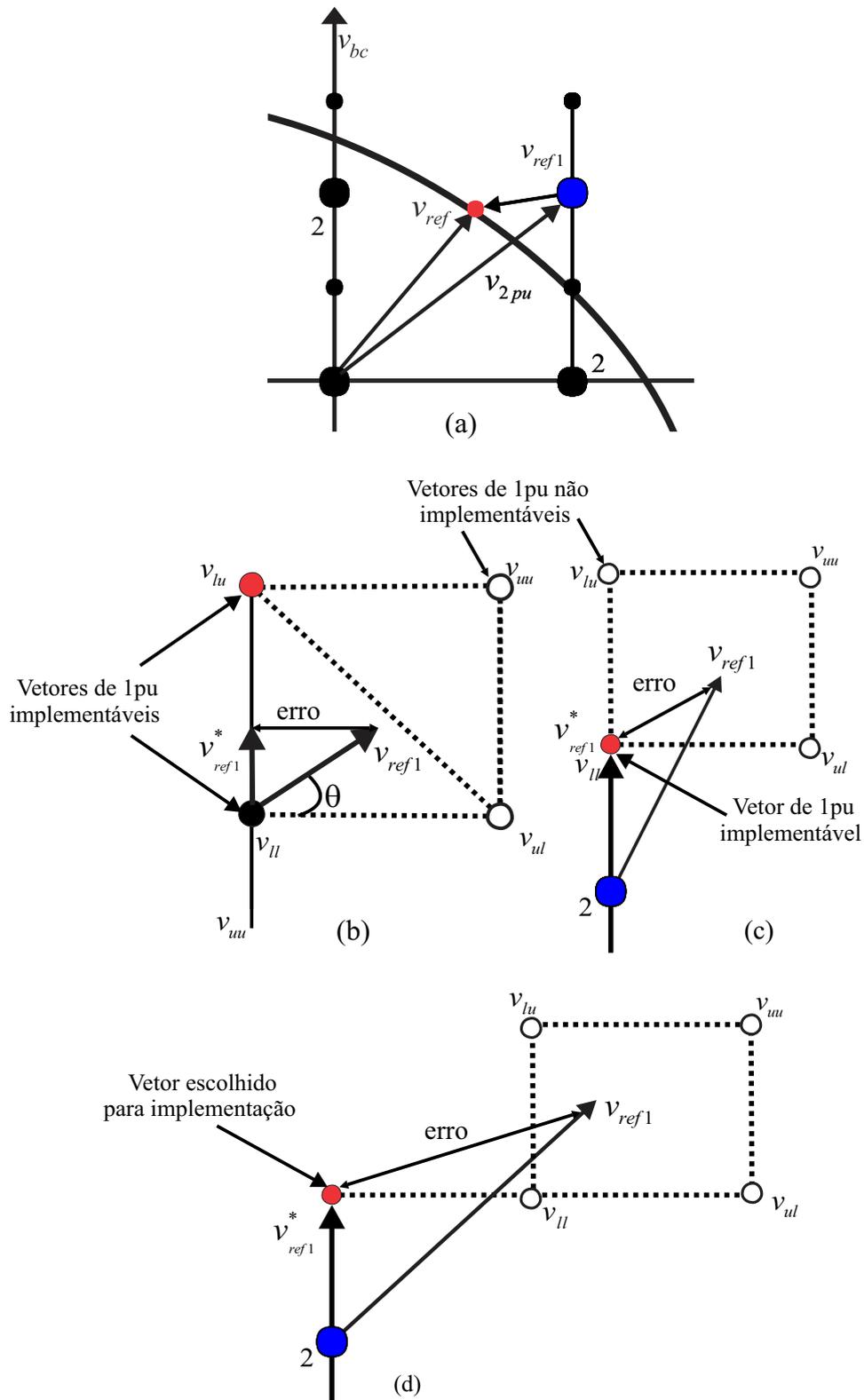


Figura 4.4 – (a) Aproximação do diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2 e faltas nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$ ; Exemplos (b) dois vetores implementáveis de 1pu; (c) um vetor implementável de 1pu; (d) nenhum vetor implementável.

se aumenta  $m$ , as amplitudes das componentes fundamentais não aumentam linearmente, podendo ainda ocorrer desequilíbrios entre as tensões de saída. Isto ocorre especialmente no caso de faltas em mais de uma célula  $C_1$  de 1pu ao mesmo tempo; quando a sobremodulação ocorre com falta em apenas uma dessas células, os desequilíbrios são desprezíveis, da mesma forma que na operação sem sobremodulação, com ou sem faltas. Portanto, para se obter os valores desejados das fundamentais das tensões de linha de saída, é necessário inserir mais uma modificação no algoritmo do Capítulo anterior.

Uma das alternativas para se corrigir esse problema é simplesmente adicionar o erro resultante da subtração  $\mathbf{v}_{ref1} - \mathbf{v}_{ref1}^*$  a  $\mathbf{v}_{ref}$  na próxima interrupção. Os desequilíbrios e as distorções são corrigidos, porém às custas de um aumento acentuado nas comutações das células de maior tensão, que devem operar, preferencialmente, em baixa frequência. A Figura 4.5 mostra as tensões obtidas para as células  $C_2$  de 2pu do conversor com razão 1:2, falta nas células  $C_1$  das fases  $a$  e  $b$  e índice de modulação  $m = 0,5$ , com o erro adicionado a  $\mathbf{v}_{ref}$ . Pode-se notar a comutação em alta frequência nas fases com falta nas células de 1pu. Este fenômeno aparece porque a adição do erro a  $\mathbf{v}_{ref}$  faz com que a trajetória desta não seja mais senoidal, mas distorcida, como visto na Figura 4.6, tentando compensar a perda do PWM das células  $C_1$  que estão fora de operação. Contudo, este comportamento é altamente indesejável, devido ao aumento acentuado das perdas de comutação nas células de maior tensão.

A maneira mais simples encontrada para solucionar este problema, sem fazer com que as células de maior tensão comutem com frequências muito acima do valor da frequência fundamental, foi a inserção de um filtro passa-faixa no caminho da referência, como mostrado na Figura 4.7. Este filtro modifica a referência a fim de compensar a perda de células, porém sem causar os desvios de trajetória que surgem pela adição do erro a  $\mathbf{v}_{ref}$ , limitando o número de comutações das células de maior tensão. A título de simplificação, considera-se aqui que o conjunto modulador-conversor apresenta ganho unitário, mesmo sabendo-se que, durante sobremodulação, o ganho do modulador varia em função do índice de modulação  $m$  (HOLMES; LIPO, 2003). As médias  $\bar{v}_{ab}$  e  $\bar{v}_{bc}$  em  $T_s$  das tensões de linha de saída  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  são calculadas no início da rotina de interrupção do DSP, através dos vetores implementados na interrupção anterior e suas respectivas razões cíclicas. Se forem implementados dois vetores de 1pu,  $\bar{v}_{ab}$  e  $\bar{v}_{bc}$  são (assumindo que estas tensões variam pouco em  $T_s$ ):

$$\bar{v}_{ab} = v_{abN} + \mathbf{v}_{abN-1} + \dots + d_1 \mathbf{v}_{ab1} + d_2 \mathbf{v}_{ab2} \quad (4.11)$$

$$\bar{v}_{bc} = v_{bcN} + \mathbf{v}_{bcN-1} + \dots + d_1 \mathbf{v}_{bc1} + d_2 \mathbf{v}_{bc2} \quad (4.12)$$

e, se apenas um vetor de 1pu for implementado:

$$\bar{v}_{ab} = v_{abN} + \mathbf{v}_{abN-1} + \dots + \mathbf{v}_{ab1} \quad (4.13)$$

$$\bar{v}_{bc} = v_{bcN} + \mathbf{v}_{bcN-1} + \dots + \mathbf{v}_{bc1} \quad (4.14)$$

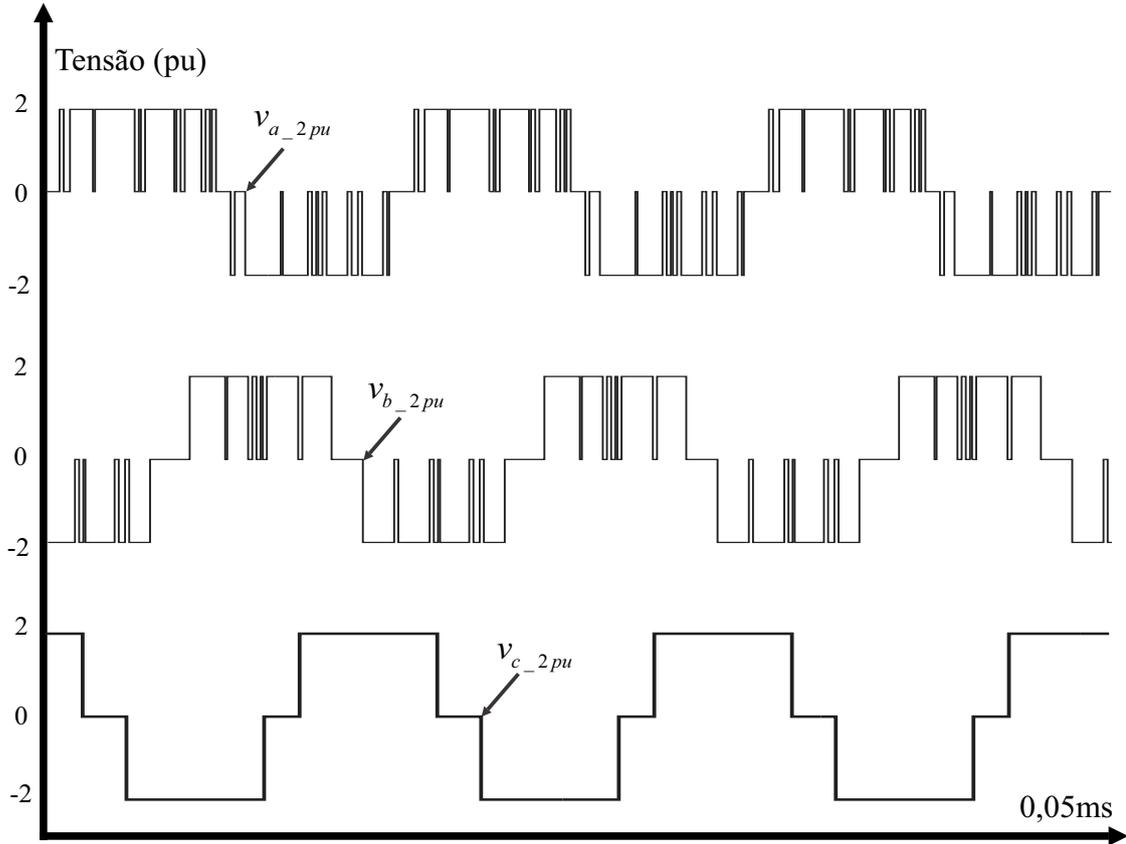


Figura 4.5 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com faltas nas células  $C_1$  das fases  $a$  e  $b$ , índice de modulação  $m = 0,5$  e adição do erro a  $v_{ref}$ .

A seguir, são calculados os erros  $e_{ab}$  e  $e_{bc}$  entre as referências de tensão  $v_{ab\_ref}$  e  $v_{bc\_ref}$  e  $\bar{v}_{ab}$  e  $\bar{v}_{bc}$ . Estes são as entradas do filtro passa-faixa implementado em tempo discreto, responsável por extrair apenas as componentes fundamentais  $v_{ab\_f}$  e  $v_{bc\_f}$  de  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$ , que serão as entradas do modulador, ou seja, serão as novas referências de tensão para o conversor. Como uma das aplicações convencionais de conversores multiníveis em cascata é o acionamento de máquinas elétricas em velocidade variável, o filtro deve ajustar sua banda passante de acordo com a velocidade de acionamento da máquina. A função de transferência do filtro passa-faixa em tempo contínuo é:

$$G_f(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = K \frac{Bs}{s^2 + Bs + \omega_o^2} \quad (4.15)$$

onde  $Y(s)$  corresponde a  $v_{ab\_f}$  e  $v_{bc\_f}$ ,  $X(s)$  são as entradas do filtro, ou seja, os erros  $e_{ab}$  e  $e_{bc}$ ,  $B$  é a banda passante do filtro em radianos, dada por  $2\pi f_b$  ou  $2\zeta\omega_o$ , sendo  $\zeta$  o coeficiente de amortecimento,  $f_b$  a frequência da banda em Hertz,  $\omega_o = 2\pi f_o$  a frequência das componentes fundamentais dos erros  $e_{ab}$  e  $e_{bc}$  em radianos, onde  $f_o$  é a mesma frequência em Hertz. Como o filtro será implementado em um DSP ou outro microcontrolador, é necessário ter-se uma realização discreta do mesmo. Para tal,  $G_f(s)$

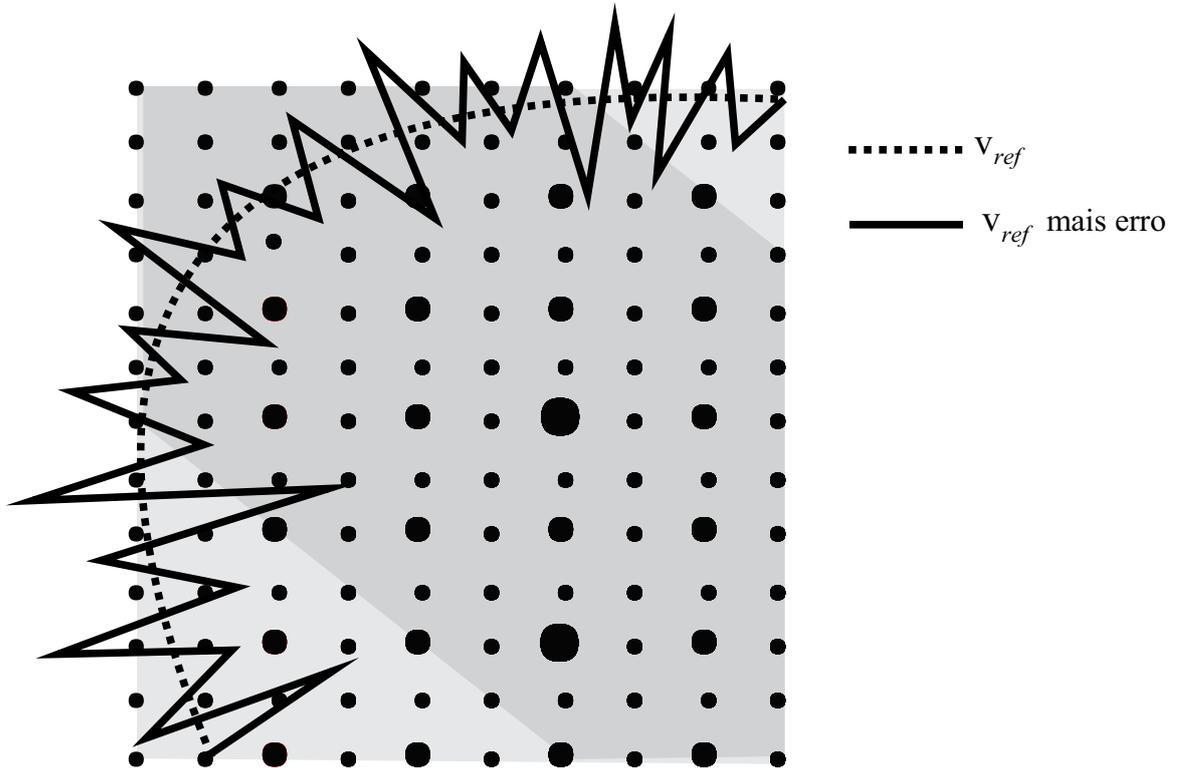


Figura 4.6 – Diagrama SV mostrando a trajetória de  $v_{ref}$  e  $v_{ref}$  com a adição do erro resultante de  $v_{ref1} - v_{ref1}^*$ .

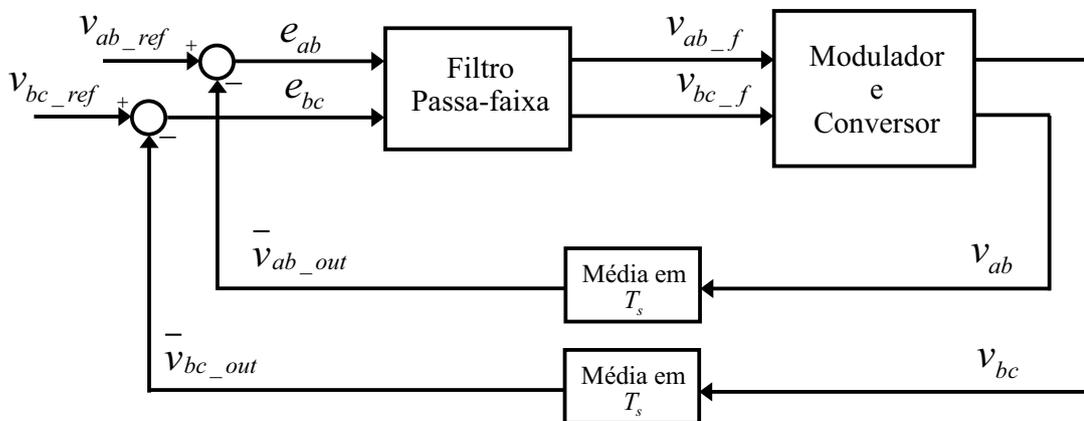


Figura 4.7 – Diagrama de blocos do sistema de compensação dos desequilíbrios nas tensões de linha de saída durante sobremodulação com falta em mais de uma célula  $C_1$  ao mesmo tempo.

é discretizada pelo método de *Zero-Order Hold*, ZOH, resultando na seguinte função de transferência em tempo discreto  $G_f(z)$ :

$$G_f(z) = K_z \frac{e^{-T_s w_o b} - e^{-T_s w_o a} - (e^{-T_s w_o b} - e^{-T_s w_o a})z}{z^2 - e^{-T_s w_o b} - e^{-T_s w_o a} - (e^{-T_s w_o b} + e^{-T_s w_o a})z + e^{-2\zeta w_o T_s}} \quad (4.16)$$

onde

$$K_z = \frac{\zeta}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \quad (4.17)$$

e  $a = (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})$  e  $b = (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})$ .

O filtro passa-faixa é capaz de mitigar os desequilíbrios que surgem nas tensões de linha de saída, como será mostrado nos resultados de simulação e experimentais, porém adiciona uma dinâmica ao sistema. As referências de tensão  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$ , que até agora foram tratadas como senóides, são agora variantes no tempo, resultando em tensões de linha de saída que não são periodicamente constantes.

A fim de comparar as três maneiras de executar o algoritmo de sobremodulação, e justificar a escolha do método incorporando o filtro passa-faixa, considere a falta mostrada na Figura 4.1 (b), ou seja, faltas nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  de um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2, e índice de modulação  $m = 0,6$ , resultando em valores desejados para as fundamentais das tensões de linha de saída iguais a 360V. As Tabelas 4.1 (a), (b), (c) e (d) mostram os valores das amplitudes das fundamentais de  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  e seus índices DF1 (ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990), para, respectivamente, operação normal, algoritmo sem ajuste das componentes fundamentais, com adição do erro resultante de  $\mathbf{v}_{ref1} - \mathbf{v}_{ref1}^*$  e, por fim, com o filtro passa-faixa.

Pelos dados mostrados na Tabela 4.1 pode-se notar as vantagens de se utilizar um filtro passa-faixa. No caso onde nenhuma compensação é empregada, existem desequilíbrios nas fundamentais das tensões de linha de saída. Além disso, o erro com relação ao valor desejado das fundamentais para as três tensões de linha é grande, especialmente para  $v_{ab}$ , já que as fases  $a$  e  $b$  não possuem PWM. Se o erro  $\mathbf{v}_{ref1} - \mathbf{v}_{ref1}^*$  for adicionado a  $\mathbf{v}_{ref}$ , os desequilíbrios e as distorções são compensados, porém às custas do aumento significativo do número de comutações das células  $C_2$  das fases  $a$  e  $b$ , como mostrado na Figura 4.5, o que é altamente indesejado. Por fim, com a inserção do filtro passa-faixa no controle, as amplitudes das tensões de linha de saída ficam equilibradas, com um pequeno erro com relação ao valor desejado, devido à saturação do conversor durante a sobremodulação. Contudo, o filtro, mesmo modificando a referência de tensão, não aumenta significativamente o número de comutações das células de maior tensão do conversor, pois a trajetória da referência não é distorcida como no caso da adição do erro. Por este motivo, os índices DF1 para este caso são maiores, quando comparados com o caso onde o erro  $\mathbf{v}_{ref1} - \mathbf{v}_{ref1}^*$  é adicionado a  $\mathbf{v}_{ref}$ .

Nas próximas sessões, são apresentados resultados de simulação e experimentais para validar os desenvolvimentos teóricos.

Tabela 4.1 – Componentes fundamentais das tensões de linha de saída e índices DF1 para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC igual a 1:2 e  $m = 0,5$ .

| (a) Operação normal   |          |          |          |
|---|----------|----------|----------|
| Tensões de linha de saída   | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| Amplitudes das fundamentais (V)   | 360,0394 | 360,0394 | 360,0394 |
| DF1 (%)   | 0,2062   | 0,2062   | 0,2065   |
| (b) Faltas nas células $C_1$ das fases $a$ e $b$ sem compensação        |          |          |          |
| Tensões de linha de saída   | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| Amplitudes das fundamentais (V)   | 418,4827 | 370,4668 | 378,6885 |
| DF1 (%)   | 2,1978   | 1,4256   | 1,5473   |
| (b) Faltas nas células $C_1$ das fases $a$ e $b$ com adição do erro     |          |          |          |
| Tensões de linha de saída   | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| Amplitudes das fundamentais (V)   | 359,3403 | 359,9585 | 360,0306 |
| DF1 (%)   | 1,4404   | 0,7377   | 0,9643   |
| (b) Faltas nas células $C_1$ das fases $a$ e $b$ com filtro passa-faixa |          |          |          |
| Tensões de linha de saída   | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ |
| Amplitudes das fundamentais (V)   | 351,9082 | 351,1127 | 351,3138 |
| DF1 (%)   | 4,2884   | 1,9992   | 2,5955   |

#### 4.2 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com Falta na Célula $C_1$ da Fase $a$ e sobremodulação

Vamos considerar primeiro apenas uma falta nas células  $C_1$ , neste caso na fase  $a$ , porém com índice de modulação  $m = 0,92$ , maior que  $m_{máx}$  para operação sem sobremodulação. Este  $m$  corresponde a tensões de linha de saída com amplitudes das fundamentais iguais a 1288V. A matriz  $\mathbf{F}$  é dada por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

O diagrama SV para esta falta, mostrado na Figura 4.8 é igual ao da Figura 3.2, porém pode-se notar que a trajetória da referência  $\mathbf{v}_{ref}$  passa fora do diagrama durante alguns intervalos de tempo. A Figura 4.9 traz um domínio das células  $C_2$  de 2pu com os setores de 1pu associados, mostrando que a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  localiza-se fora do diagrama SV durante alguns momentos, caracterizando a sobremodulação. As Figuras 4.10, 4.11,

4.12, 4.13 e 4.14 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de 1pu, de 2pu e de 4pu, as tensões de fase e as de linha de saída. Os valores das amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída são iguais a  $V_{ab} = 1287,6V$ ,  $V_{bc} = 1287,3V$  e  $V_{ca} = 1287,6V$ . Pode-se ver na Figura 4.14 que existem distorções das tensões de linha de saída; contudo, estes não resultam em alterações significativas nos valores das amplitudes das componentes fundamentais.

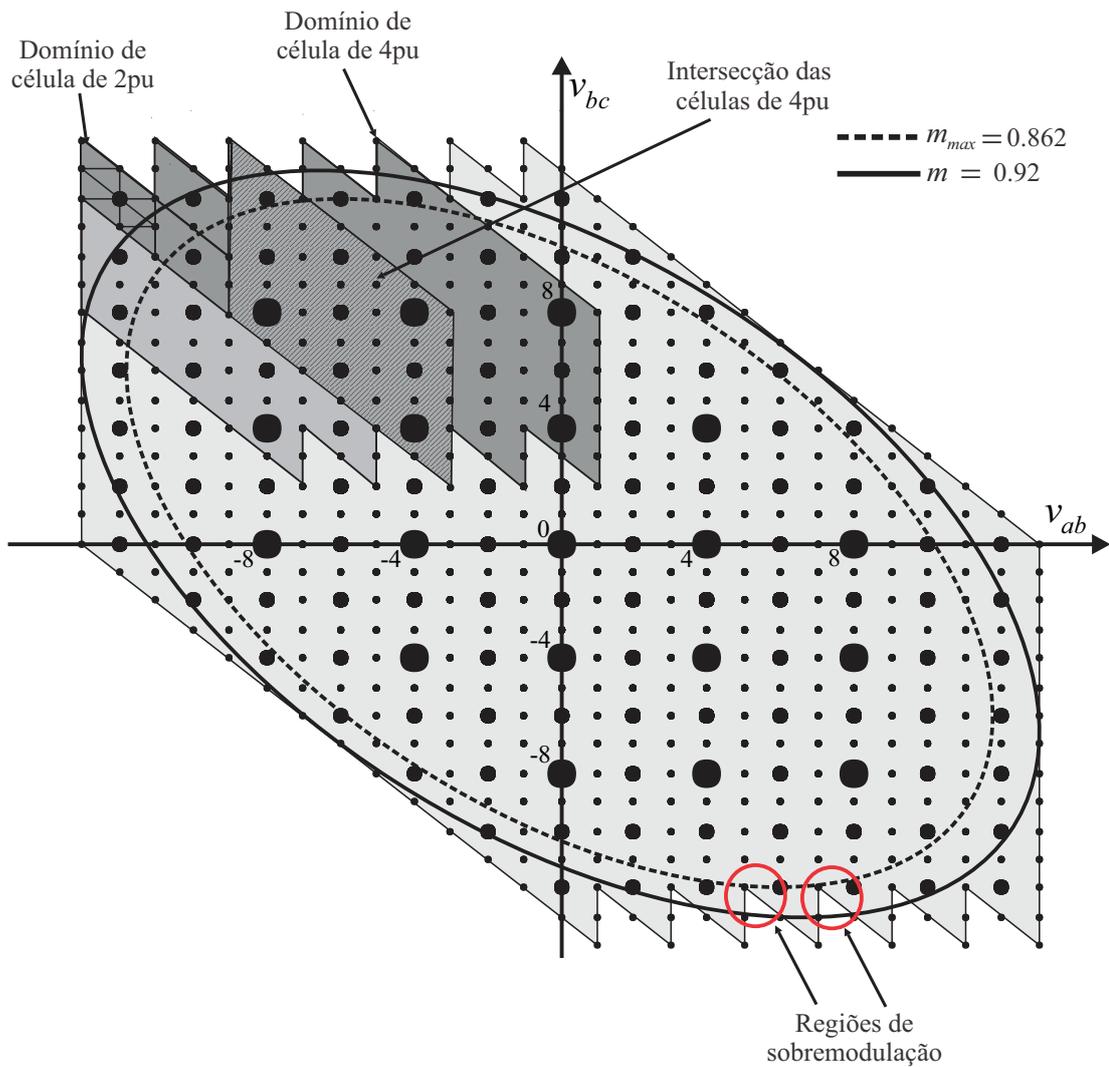


Figura 4.8 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ , com sobremodulação.

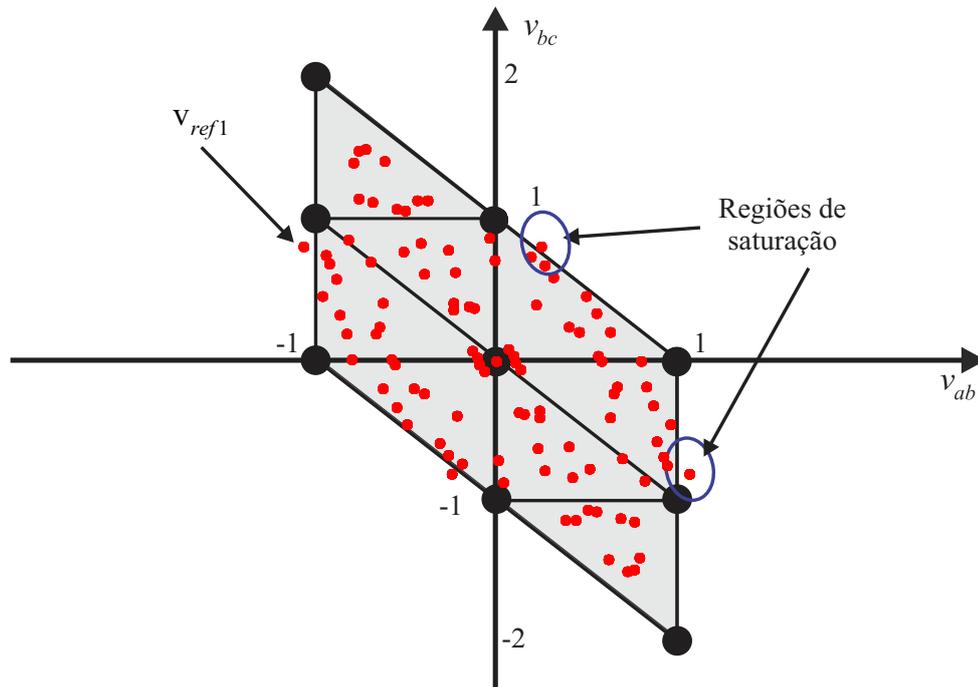


Figura 4.9 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$   $m = 0,92$ .

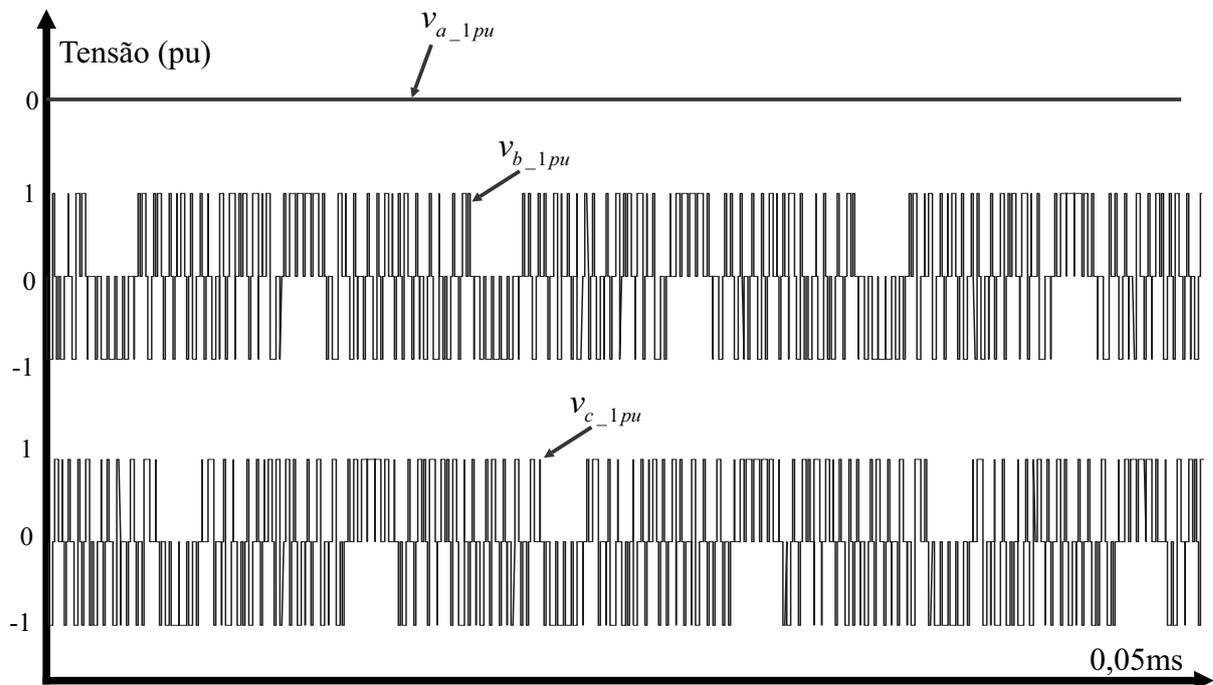


Figura 4.10 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$   $m = 0,92$ .

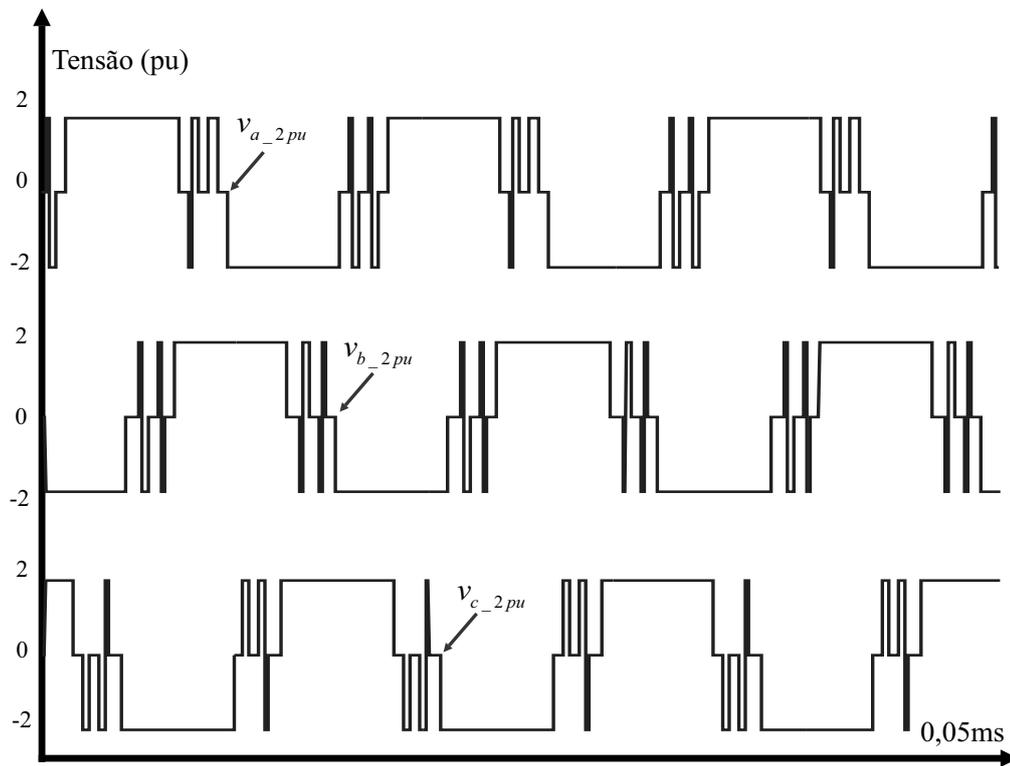


Figura 4.11 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$   $m = 0,92$ .

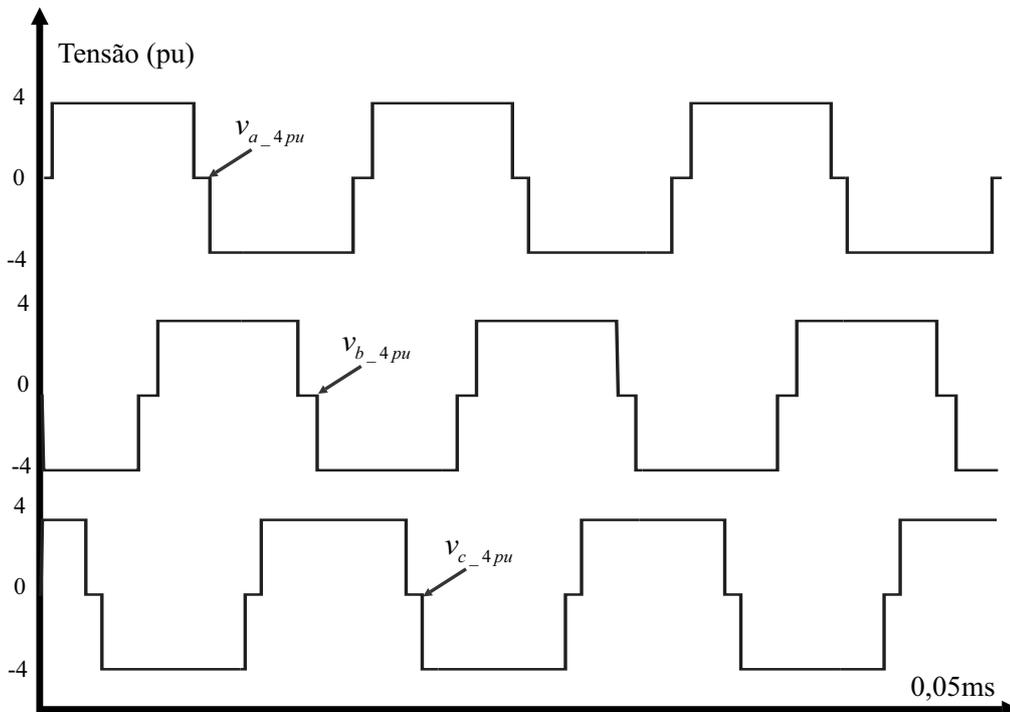


Figura 4.12 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$   $m = 0,92$ .

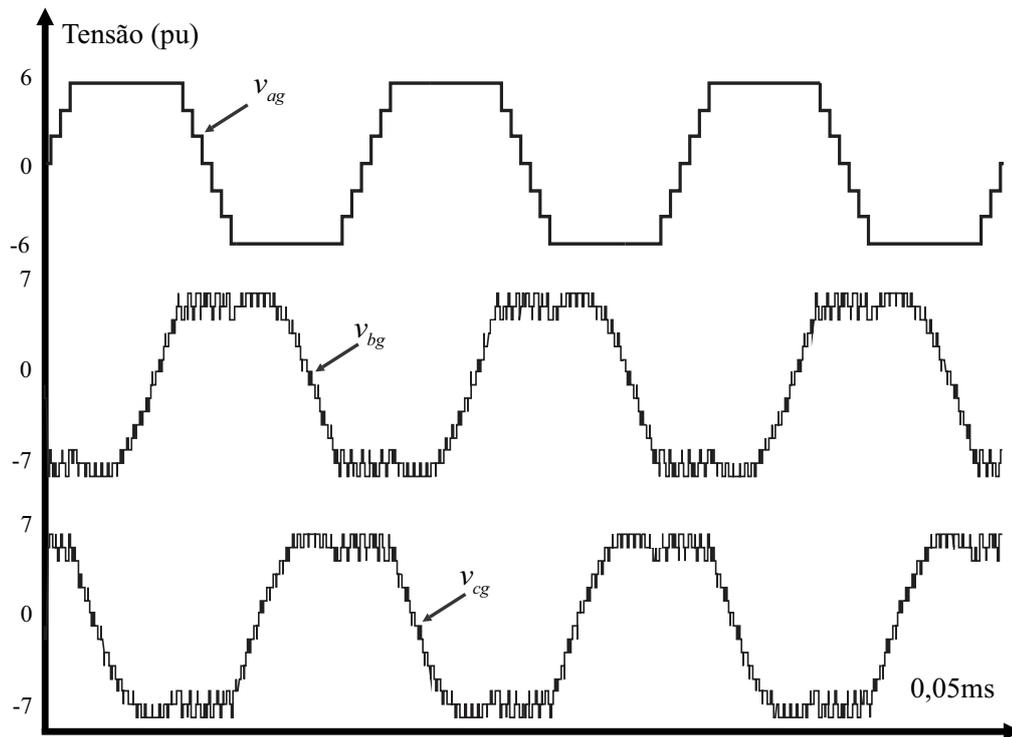


Figura 4.13 – Tensões de fase, com falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$   $m = 0,92$ .

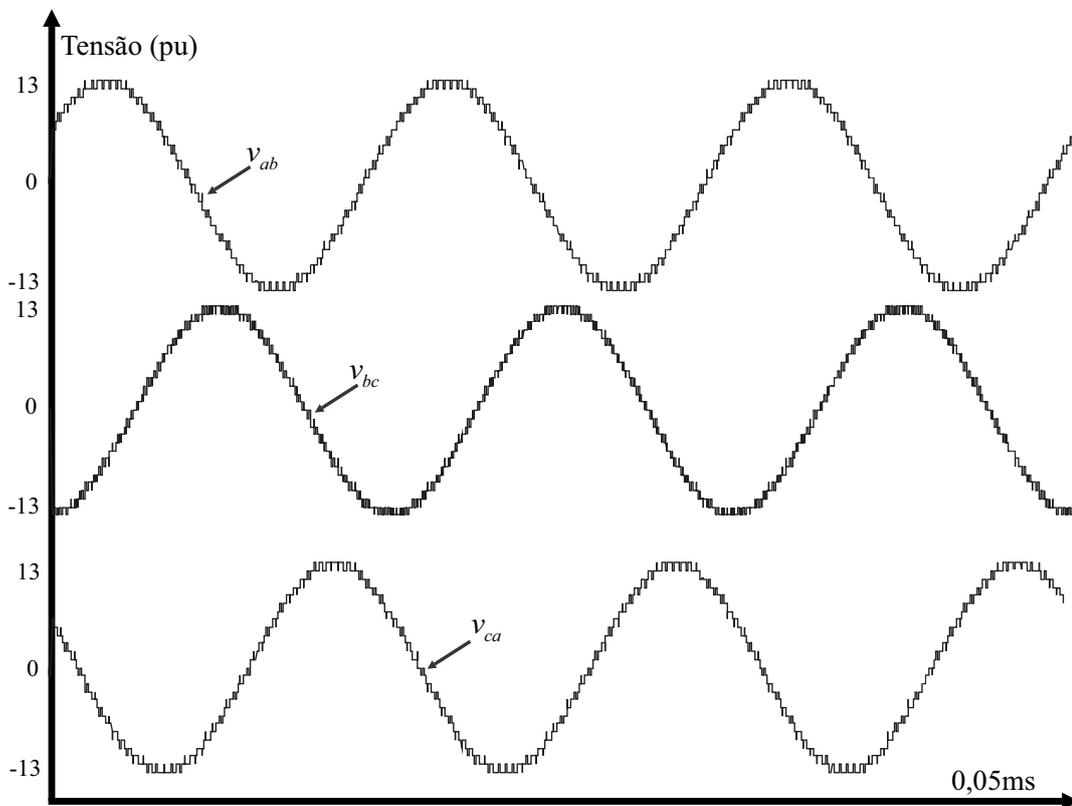


Figura 4.14 – Tensões de linha de saída, com faltas nas células  $C_2$  de 2pu das fases  $b$  e  $c$ ,  $m = 0,6$ .

### 4.3 Exemplo de Simulação: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2:4 com Faltas na Células $C_1$ das Fases $a$ e $b$ , com sobremodulação

Neste segundo exemplo, vamos considerar falta nas células  $C_1$  das fases  $a$  e  $b$ , com índice de modulação  $m = 0,6$ , correspondendo a tensões de linha de saída com amplitudes das fundamentais iguais a 840V. O índice de modulação máximo para esta condição de faltas é igual a 0,85. Este caso é mais complexo que o anterior, pois existem lacunas no interior do diagrama SV, como na Figura 4.1. Como explicado anteriormente, quando ocorre mais de uma falta em células  $C_1$  ao mesmo tempo, as distorções e desequilíbrios nas tensões de linha de saída são maiores, e, portanto, o filtro passa-faixa deve ser adicionado ao algoritmo original de sobremodulação, o que será feito neste exemplo. A matriz  $\mathbf{F}$  é dada por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a3} & f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b3} & f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c3} & f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

O diagrama SV para esta falta é mostrado na Figura 4.15. A trajetória da referência  $\mathbf{v}_{ref}$  passa fora do diagrama SV durante todo o tempo para as células  $C_1$ , pois os domínios das células  $C_2$  se resumem a retas paralelas ao eixo  $v_{bc}$ , resultando em sobremodulação da célula  $C_1$  da fase  $c$ , a única operacional. Por outro lado, as células  $C_2$  não sobremodulam, pois os domínios das células  $C_3$  possuem uma área fechada em seu interior.

O filtro passa-faixa discreto  $G_f(z)$  foi implementado com os seguintes parâmetros:  $f_o = 3\text{Hz}$ ,  $B = 18,84955$ , e  $K = 200$ , considerando uma frequência de acionamento  $f_o = 60\text{Hz}$ . Caso  $f_o$  varie de acordo com as especificações da malha de controle, (4.16) é atualizada *online*. O diagrama de Bode de  $G_f(z)$  para estas condições é mostrado na Figura 4.29. Deve-se ressaltar que, quanto mais agudo for o pico de  $G_f(z)$  nas proximidades de  $f_o$ , mais precisa será sua resposta, porém mais sensível será com relação a variações nas frequências das fundamentais dos sinais de entrada. A função de transferência de  $G_f(z)$  com estes parâmetros é:

$$G_f(z) = \frac{0,626919916238617z - 0,626919916238617}{z^2 - 1,992922986570049z + 0,996863336984954} \quad (4.22)$$

A Figura 4.17 traz um domínio das células  $C_2$  de 2pu com os setores de 1pu associados, mostrando que a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  localiza-se fora do diagrama SV durante alguns momen-

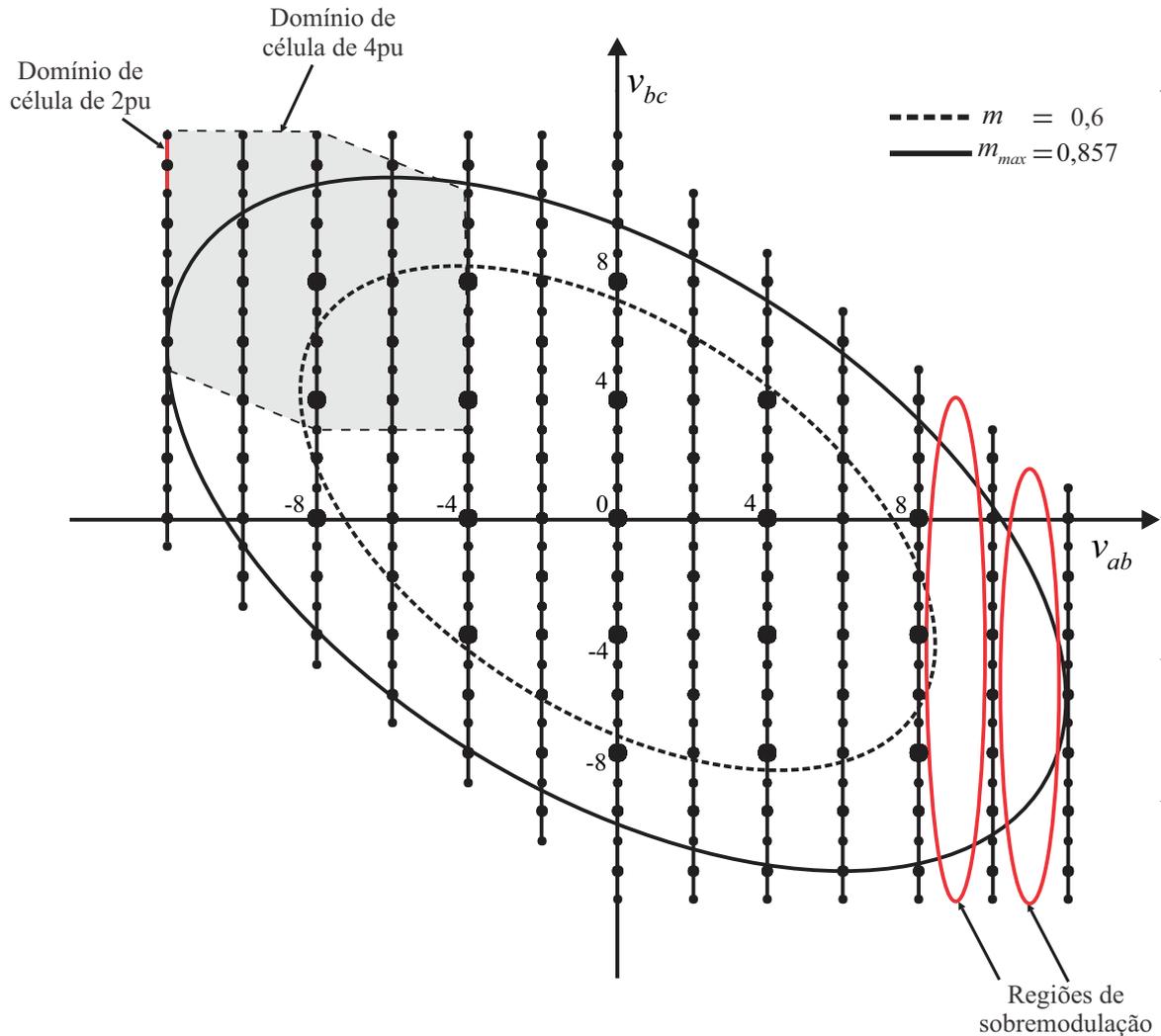


Figura 4.15 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2:4, em coordenadas de tensões de linha, com falta nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$ , com sobremodulação.

tos, caracterizando a sobremodulação. As Figuras 4.18, 4.19, 4.20, 4.21 e 4.22 mostram, respectivamente, as tensões sintetizadas pelas células de 1pu, de 2pu e de 4pu, as tensões de fase e as de linha de saída. Os valores das amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída são iguais a  $V_{ab} = 835,4703V$ ,  $V_{bc} = 835,6646V$  e  $V_{ca} = 835,5606V$ . Pode-se ver nas Figuras 4.21 e 4.22 que as tensões de fase e de linha de saída apresentam grandes distorções, devido à saturação do conversor. Ainda, não apresentam simetrias nem são constantes no tempo, devido à dinâmica inserida pelo filtro passa-faixa.

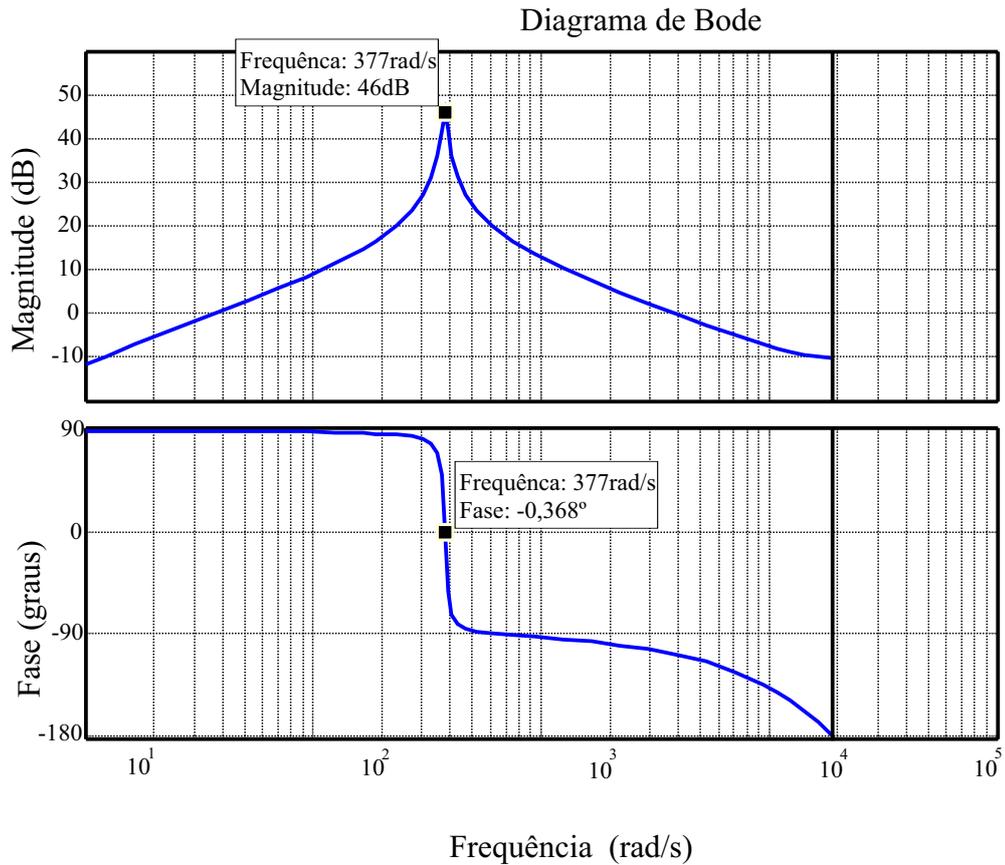


Figura 4.16 – Diagrama de Bode de  $G_f(z)$ , mostrando a magnitude e a fase do mesmo em função da frequência.

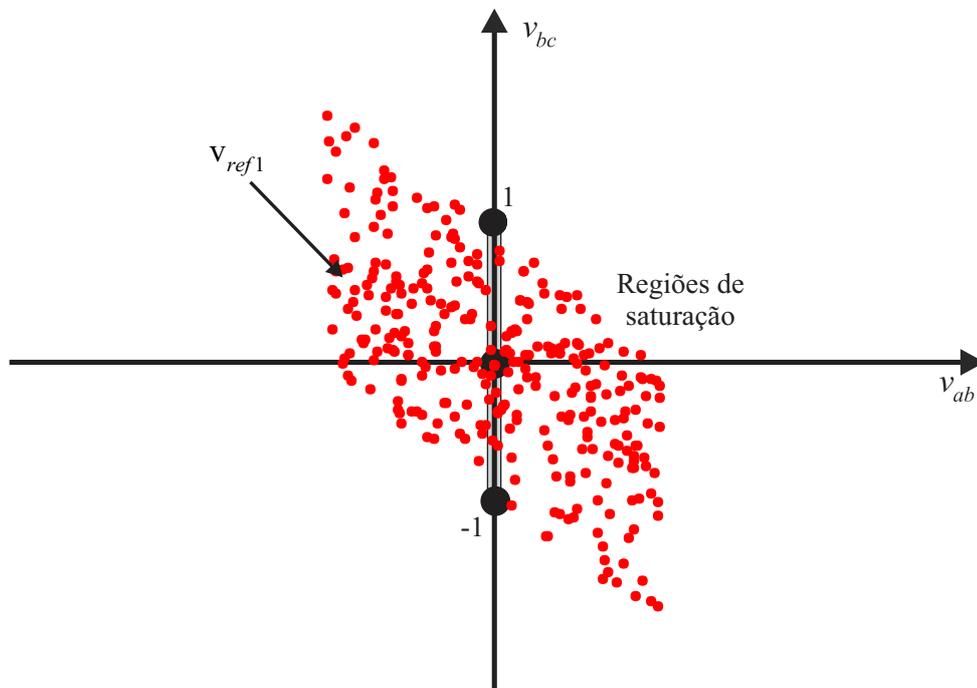


Figura 4.17 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com falta nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  e  $m = 0,6$ .

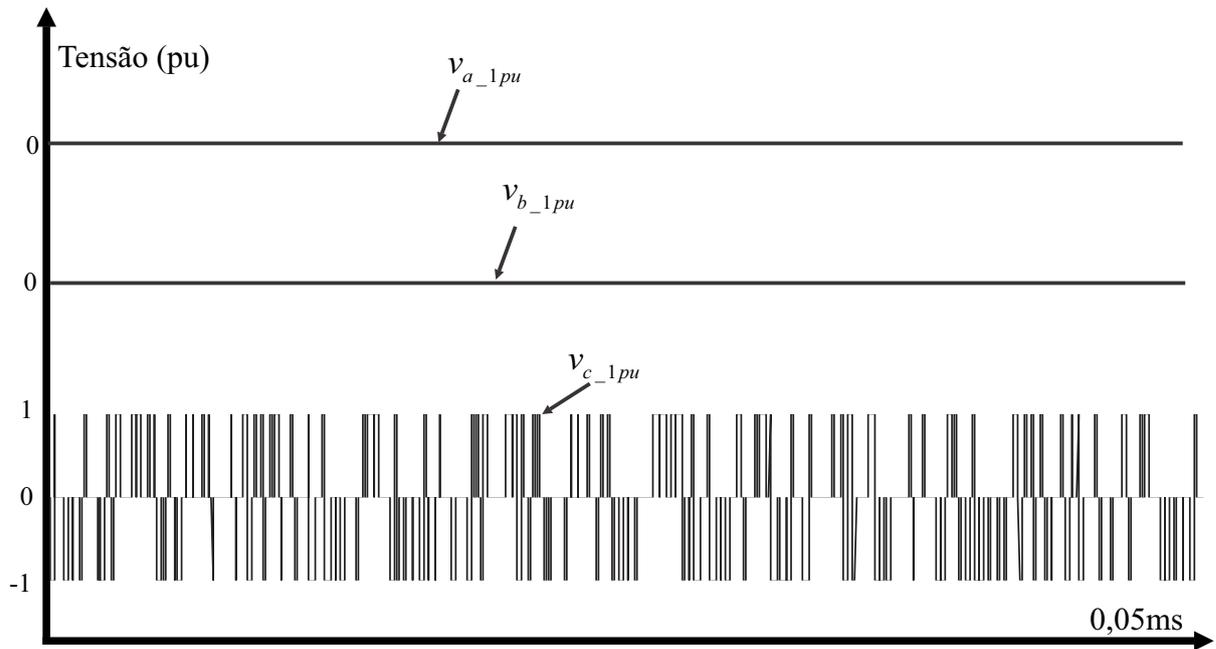


Figura 4.18 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_1$  de 1pu, com falta nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  e  $m = 0,6$ .

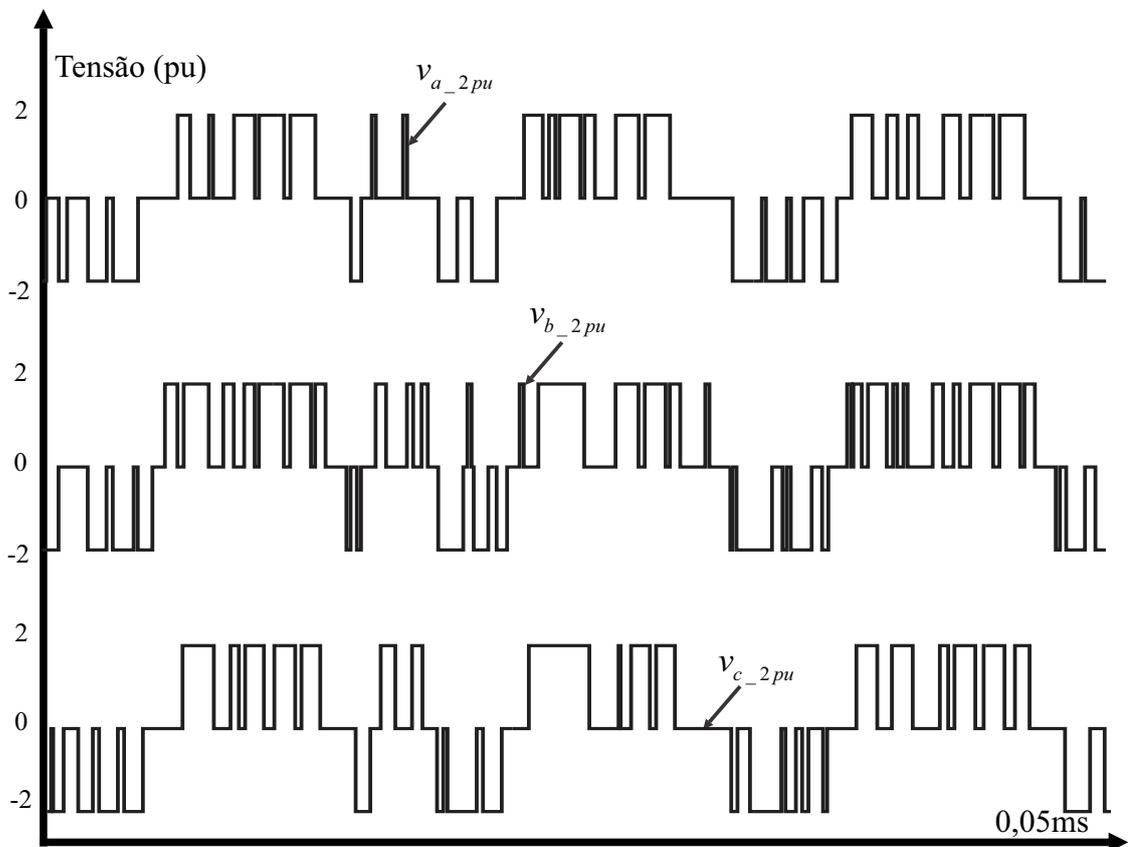


Figura 4.19 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_2$  de 2pu, com falta nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  e  $m = 0,6$ .

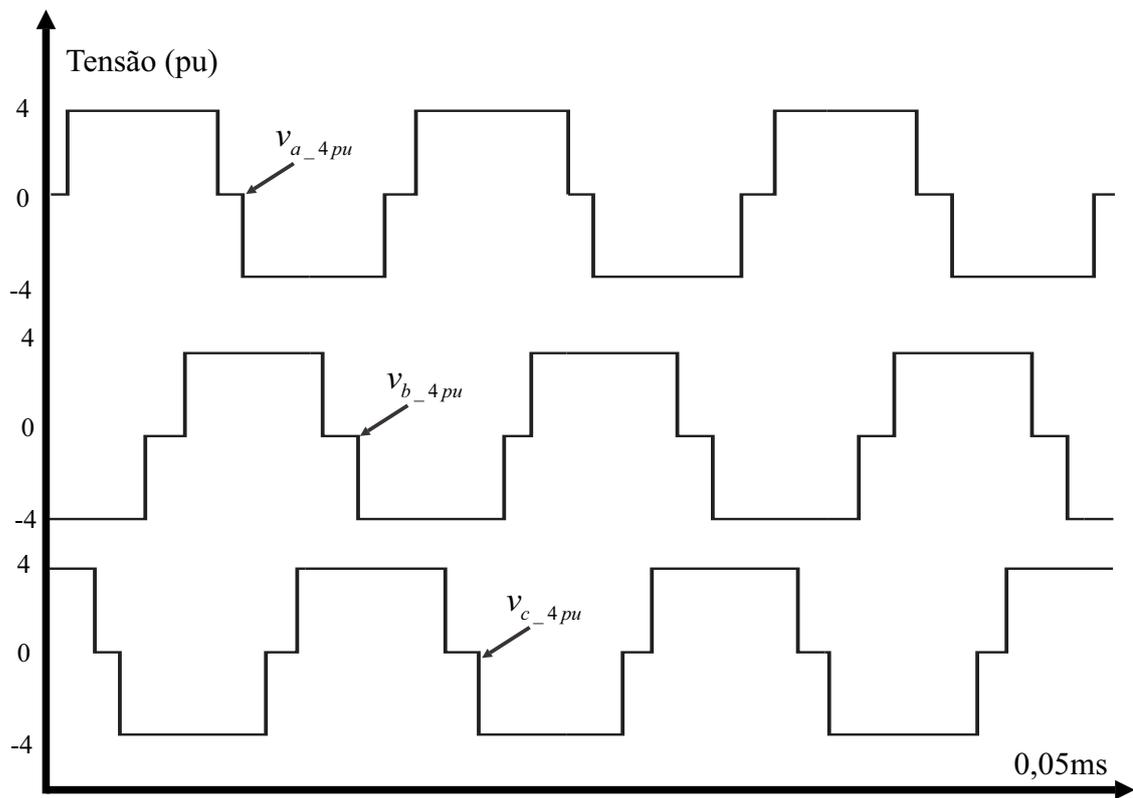


Figura 4.20 – Tensões sintetizadas pelas células  $C_3$  de 4pu, com falta nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  e  $m = 0,6$ .

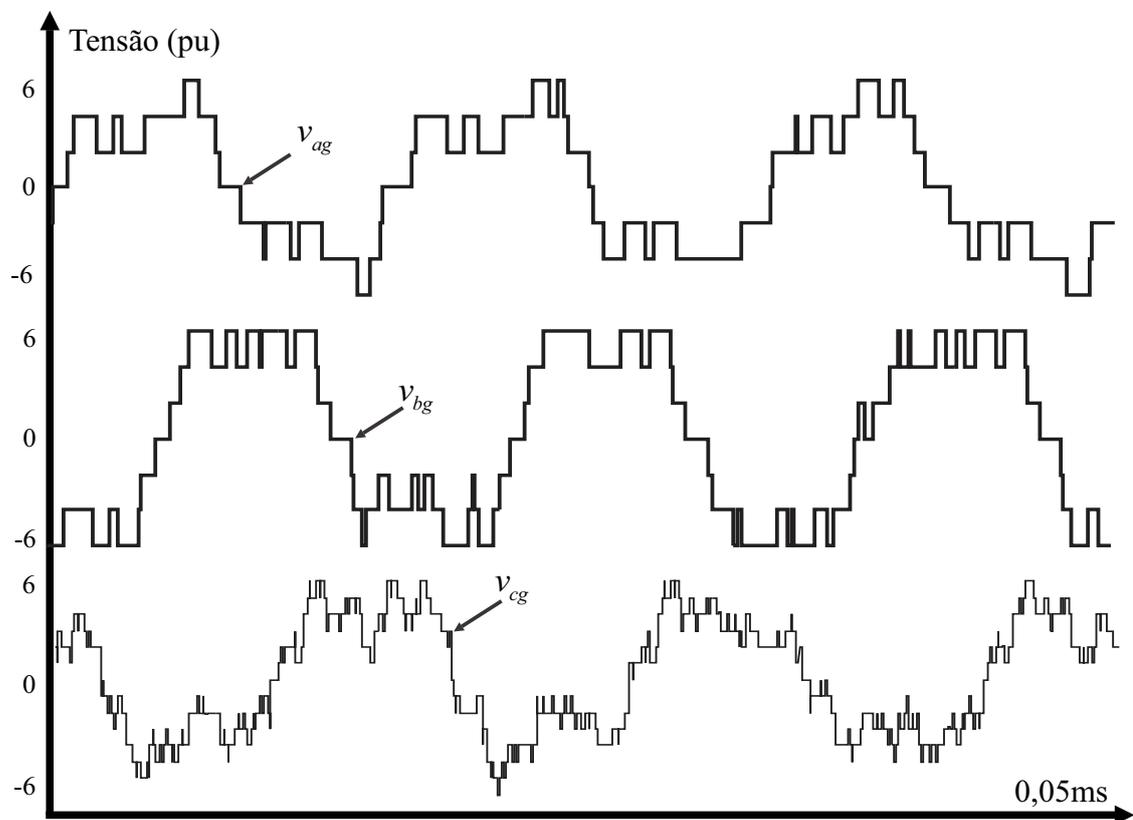


Figura 4.21 – Tensões de fase, com falta nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  e  $m = 0,6$ .

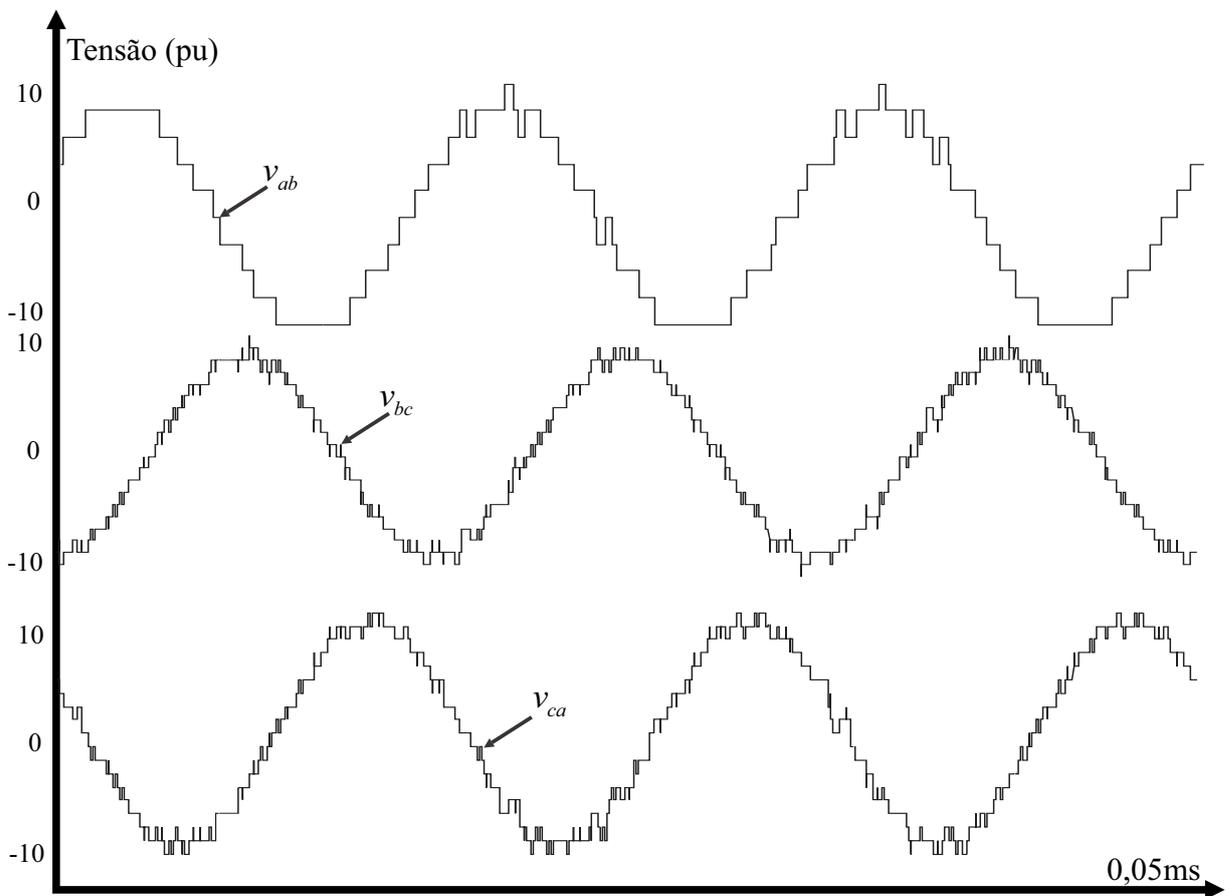


Figura 4.22 – Tensões de linha de saída, com falta nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$  e  $m = 0,6$ .

#### 4.4 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta na Célula $C_1$ da Fase $a$ e Sobremodulação

O mesmo conversor dos Capítulos 2 e 3 foi usado para os resultados experimentais, com uma falta na célula  $C_1$  da fase  $a$ , porém com índice de modulação  $m = 0,75$ , ou seja, superior ao índice de modulação máximo para operação sem sobremodulação,  $m_{máx} = 0,69$ . A matriz  $\mathbf{F}$  é dada por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Os valores do barramentos CC são  $v_{dc1} = 200\text{V}$  e  $v_{dc2} = 100\text{V}$ . Como nos Capítulos anteriores, os resultados experimentais foram obtidos em malha aberta e sem carga. As células foram controladas por um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*, com frequência da portadora de 3kHz, PWM assimétrico e atualização da ação de controle em 6kHz. Como  $m = 0.75$ , o conversor está saturado. O diagrama SV para esta condição de falta é mostrado na Figura 4.23. Para este índice de modulação, o valor desejado para as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída é igual a 450V.

A Figura 4.24 mostra um dos domínios das células  $C_2$  de 2pu e a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  amostrada, em vermelho, com as regiões onde ocorre saturação das células  $C_1$  operacionais. As Figuras 4.25 (a) e (b) mostram, respectivamente, as tensões de fase simuladas e experimentais e, as Figuras 4.26 (a) e (b), as tensões de saída de linha. Os valores calculados das fundamentais para  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  são, respectivamente, iguais a 449,8978V, 450,9467V e 449,5975V. A Figura 4.27 traz os espectros das tensões de linha, mostrando que todas apresentam conteúdo harmônico muito semelhante, como acontece no caso sem faltas do Capítulo 2.

Através das Figuras 4.26 e 4.24, pode-se ver que, nesta condição operacional, a saturação acontece durante pequenos intervalos de tempo, pois, com visto na Figura 4.23, a referência total de tensão  $\mathbf{v}_{ref}$  passa fora dos limites do diagrama SV apenas em pequenas regiões. Desta forma, na Figura 4.24,  $\mathbf{v}_{ref1}$  amostrada também localiza-se fora do setor durante pouco tempo, resultando em apenas pequenas distorções e desequilíbrios nas tensões de linha de saída e, conseqüentemente, harmônicas de baixa ordem desprezíveis, como visto nos espectros das tensões de linha de saída. Contudo, à medida que  $m$  aumenta, a relação entre este e as fundamentais de  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  se torna cada vez mais não-linear, resultando em mais distorções nas tensões e harmônicas de baixa ordem com

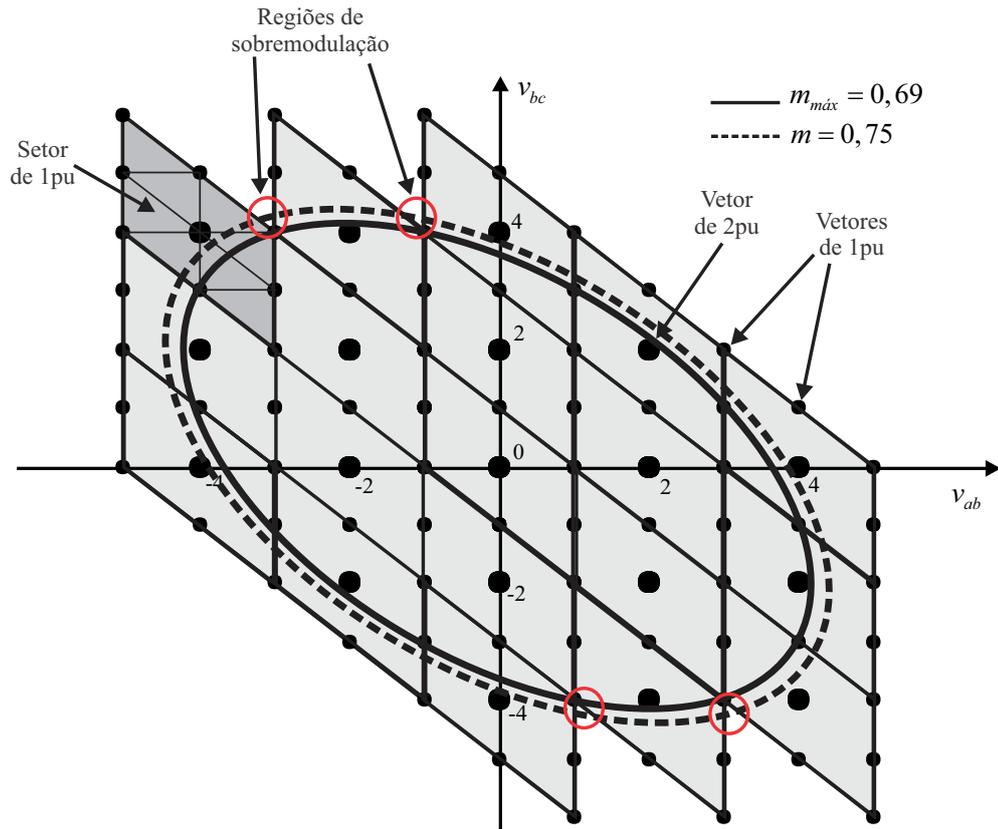


Figura 4.23 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$  e  $m = 0,75$ .

amplitudes maiores. Ressalta-se aqui que, no caso com apenas uma célula  $C_1$  em falta, o filtro passa-faixa para compensação dos desequilíbrios de tensão não é utilizado.

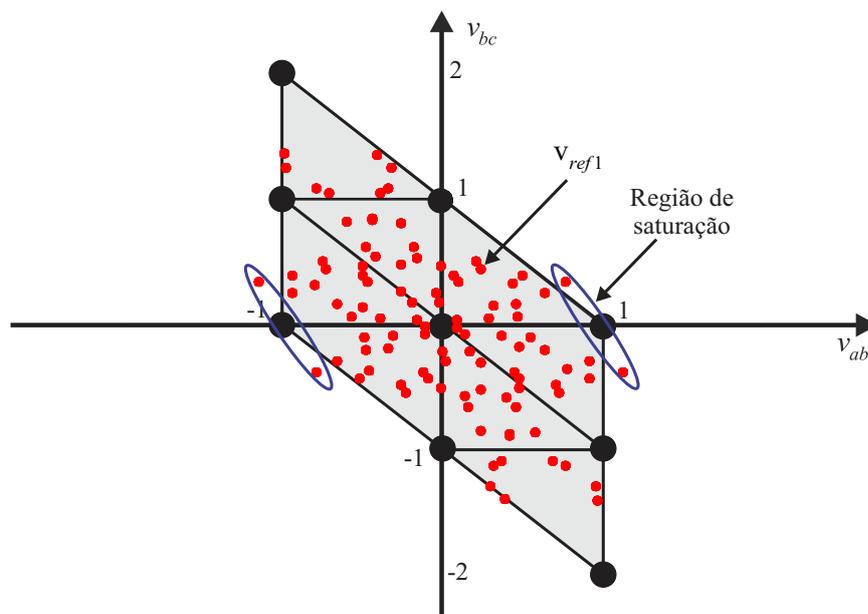
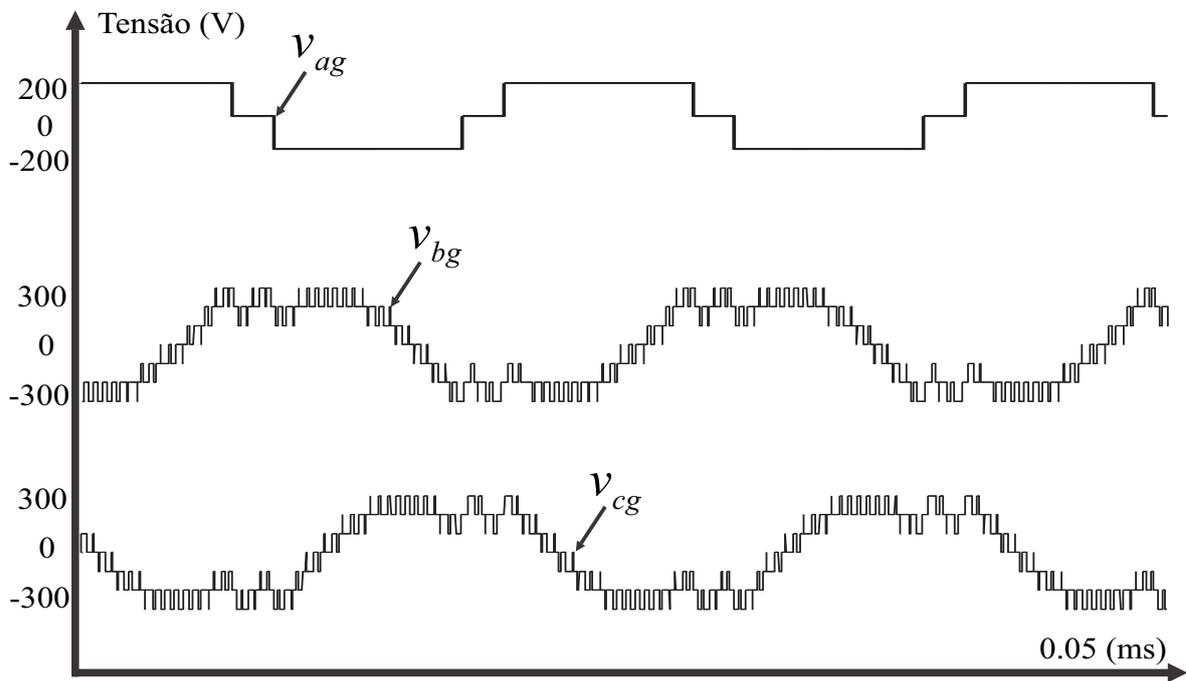
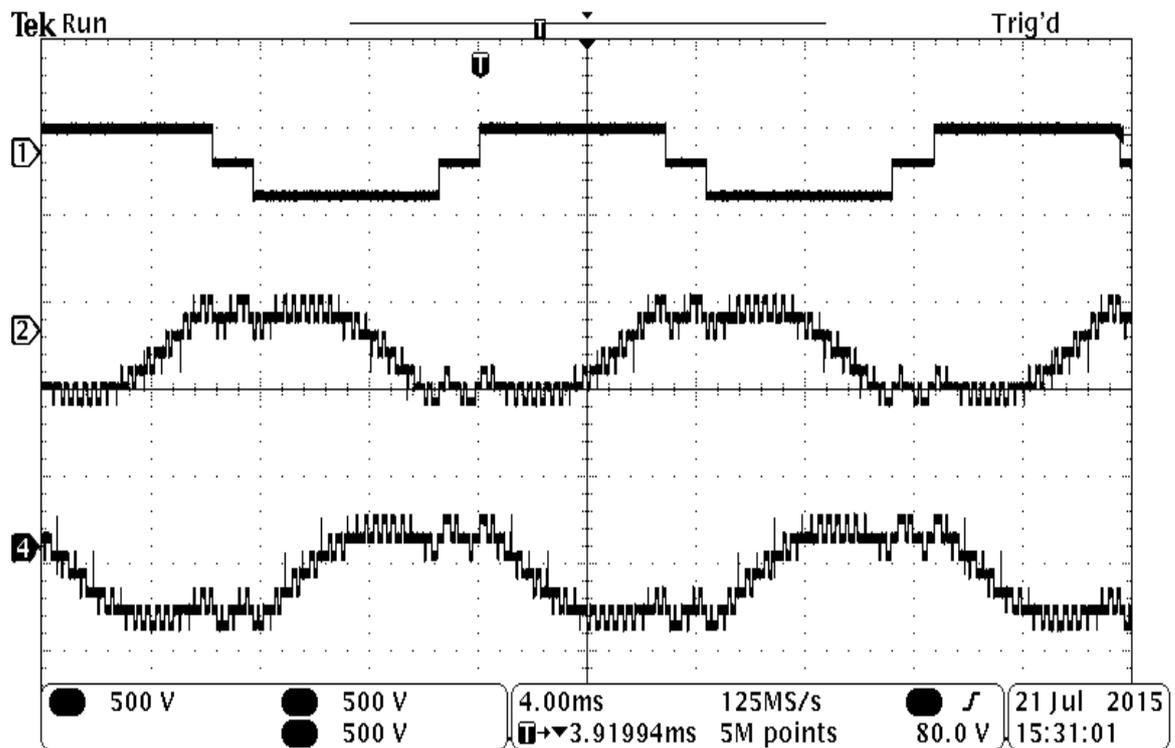


Figura 4.24 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,75$ , com saturação.

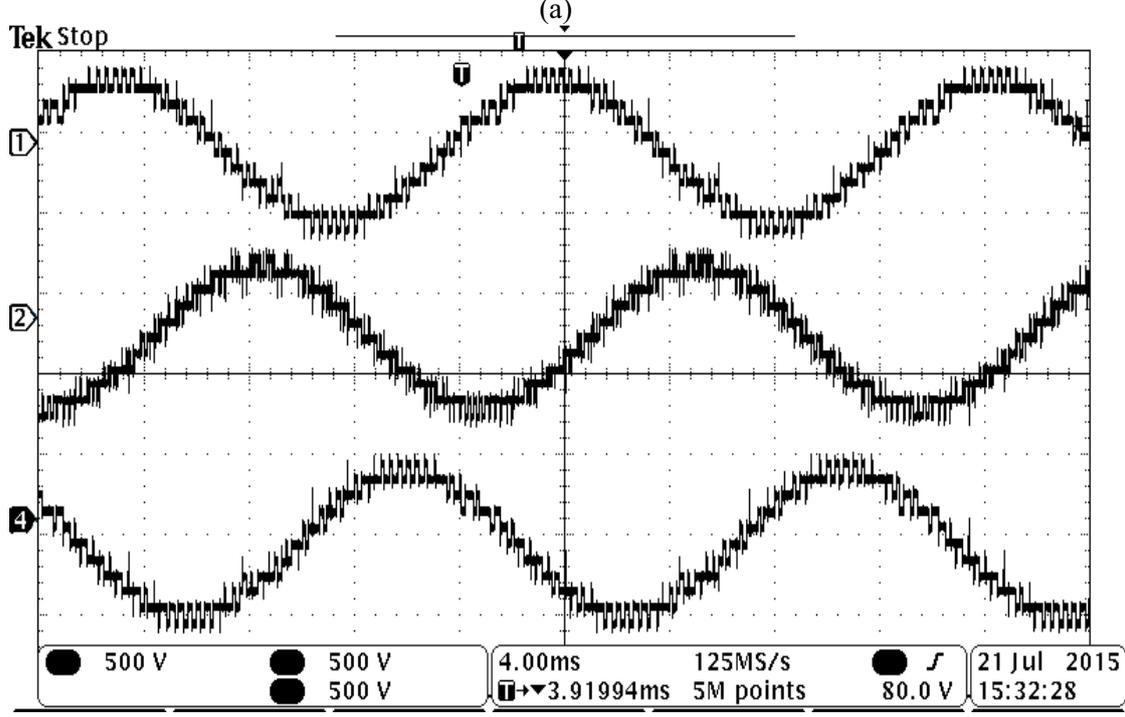
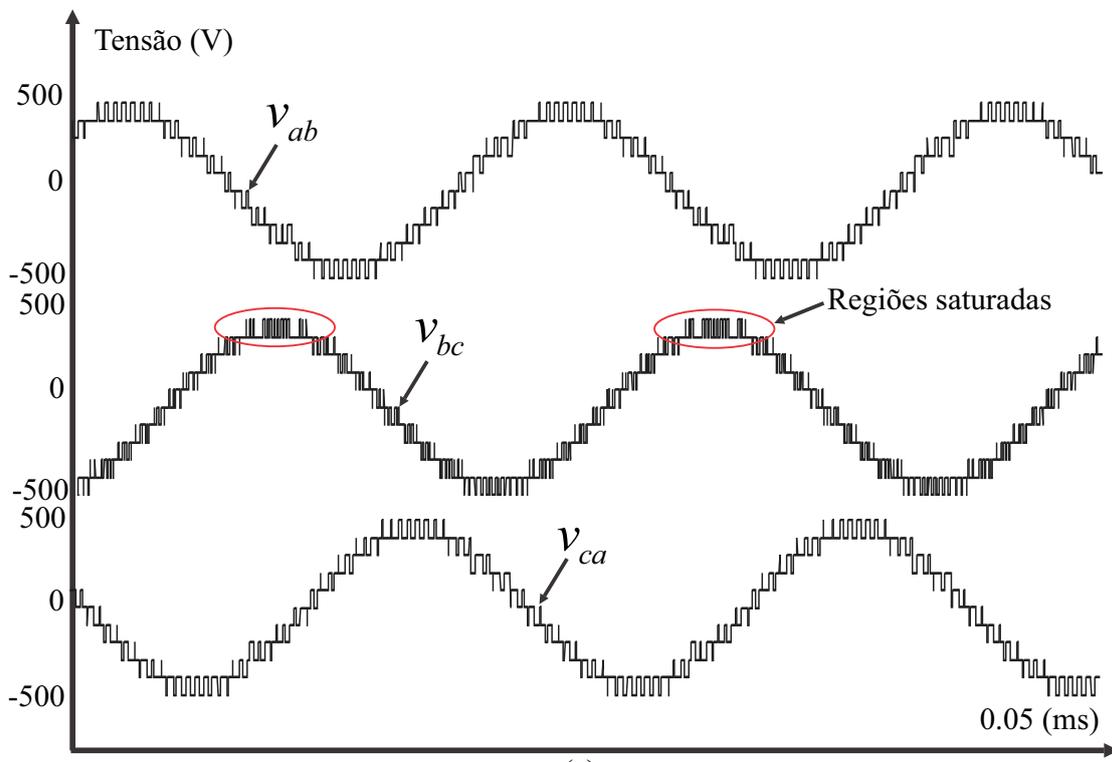


(a)



(b)

Figura 4.25 – Tensões de fase para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,75$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.



(b)

Figura 4.26 – Tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,75$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.

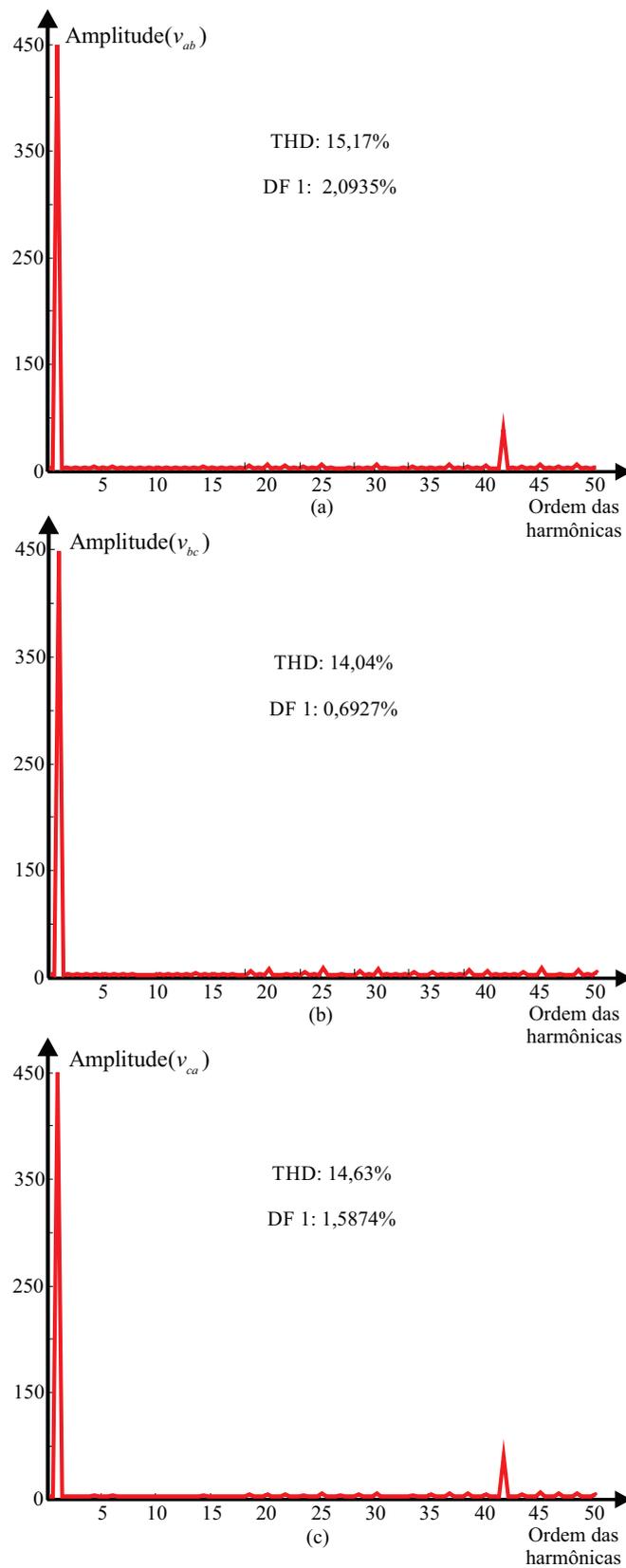


Figura 4.27 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com uma falta na célula  $C_1$  de 1pu da fase  $a$ ,  $m = 0,75$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a)  $v_{ab}$ , (b)  $v_{bc}$ , (c)  $v_{ca}$ .

#### 4.5 Exemplo Experimental: Conversor Multinível com Células Assimétricas em Cascata com Razão das Tensões dos Barramentos CC de 1:2 com Falta nas Células $C_1$ das Fases $a$ e $b$ e Sobremodulação

Agora, vamos analisar a operação do conversor com duas células  $C_1$  de 1pu com falta, neste caso, nas fases  $a$  e  $b$ , utilizando o mesmo conversor da Seção anterior e com índice de modulação  $m = 0,5$ . A matriz  $\mathbf{F}$  é dada por:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a2} & f_{a1} \\ f_{b2} & f_{b1} \\ f_{c2} & f_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

A Figura 4.28 traz o diagrama SV para esta falta. Nota-se que, independentemente do índice de modulação  $m$ , o conversor irá saturar, pois os domínios das células  $C_2$ , bem como os setores da célula  $C_1$  operacional (neste caso, da fase  $c$ ), se resumem a retas. Para este índice de modulação, o valor desejado para as amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída é igual a 300V. Como neste caso, surgem distorções e desequilíbrios nas tensões de linha de saída, é necessário adicionar o filtro passa-faixa da Figura 4.7 ao algoritmo de sobremodulação.

O filtro passa-faixa discreto  $G_f(z)$  foi implementado com os seguintes parâmetros:  $f_o = 3\text{Hz}$ ,  $B = 18,84955$  e  $K = 39$ , considerando uma frequência de acionamento  $f_o = 60\text{Hz}$ . Como no exemplo anterior, se  $f_o$  variar de acordo com a malha de controle, (4.16) é atualizada *online*. O diagrama de Bode de  $G_f(z)$  para estas condições é mostrado na Figura 4.29. A função de transferência de  $G_f(z)$  com estes parâmetros é mostrada a seguir, sendo implementada no DSP na forma de equação diferença:

$$G_f(z) = \frac{0,12224938366653z - 0,12224938366653}{z^2 - 1,992922986570049z + 0,996863336984954} \quad (4.27)$$

A Figura 4.30 apresenta um dos domínios das células  $C_2$  de 2pu e a referência  $\mathbf{v}_{ref1}$  amostrada, em vermelho. As Figuras 4.31 (a) e (b) mostram, respectivamente, as tensões de fase simuladas e experimentais e, as Figuras 4.32 (a) e (b), as tensões de saída de linha. Os valores calculados das fundamentais para  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  são, respectivamente, iguais a 291,9136V, 292,5330V e 292,1170V. Pode-se notar neste caso, diferentemente dos demais, que os resultados simulados e experimentais apresentam algumas diferenças. Isso é causado pela dinâmica do filtro, que, devido à não idealidades da bancada experimental, pode resultar em tensões levemente diferentes das obtidas em simulação.

Por fim, a Figura 4.33 traz os espectros das tensões de linha, mostrando o aumento

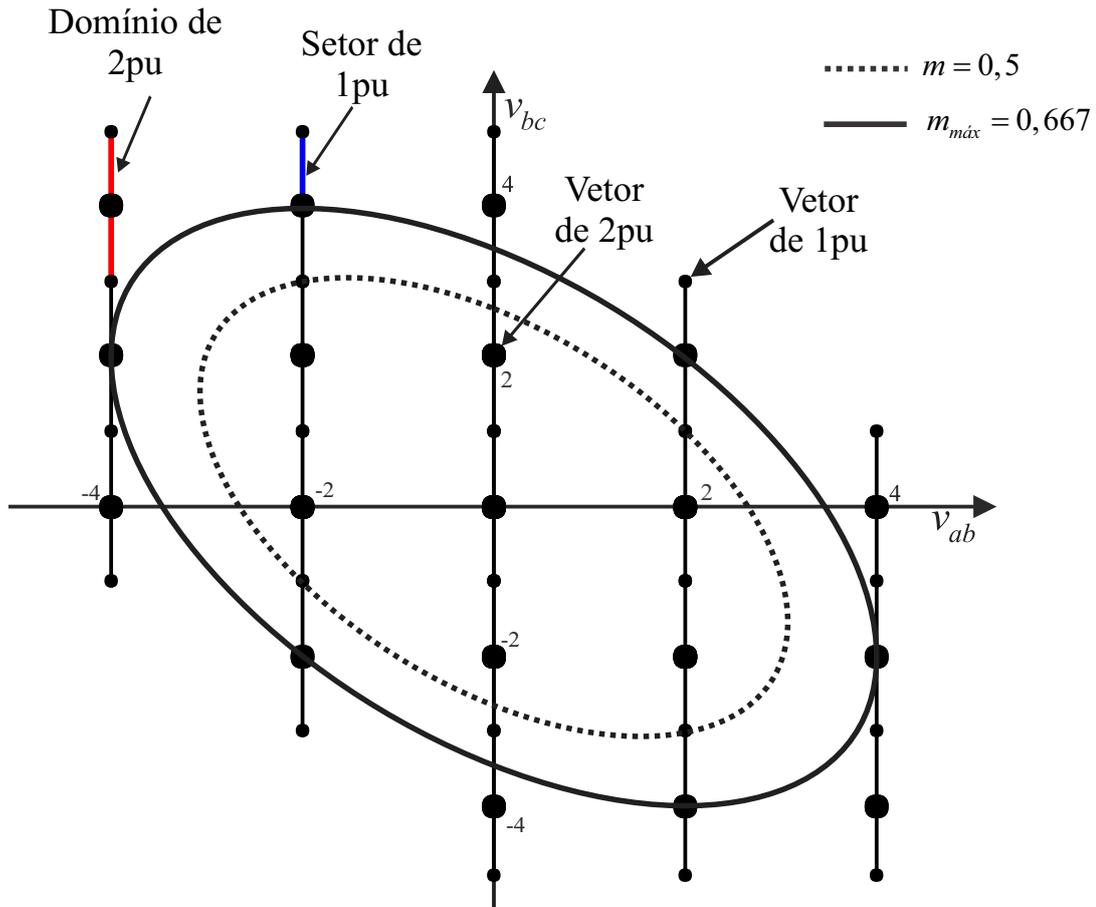


Figura 4.28 – Diagrama SV para um conversor multinível com células assimétricas em cascata com razão das tensões dos barramentos CC de 1:2, em coordenadas de tensões de linha, com faltas nas células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$ , e  $m = 0,5$ .

do conteúdo harmônico das mesmas, principalmente na região das harmônicas de baixa ordem. O espectro da tensão de linha  $v_{ab}$  é o mais distorcido, pois tanto a fase  $a$  como a  $b$  não apresentam PWM, já que suas células  $C_1$  estão fora de operação. Este fenômeno ocorre porque o conversor está saturado durante todo o tempo, resultando em tensões altamente distorcidas, como visto nas Figuras 4.31 e 4.32, mas que apresentam valores das amplitudes das fundamentais das tensões de linha de saída muito próximos aos desejados.

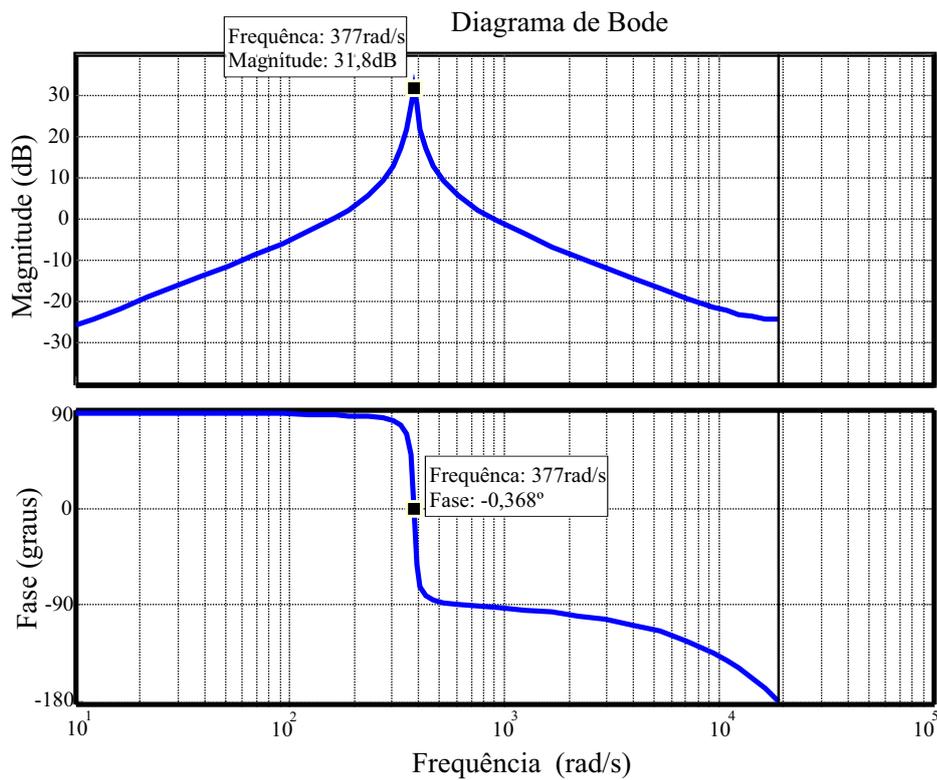


Figura 4.29 – Diagrama de Bode de  $G_f(z)$ , mostrando a magnitude e a fase do mesmo em função da frequência.

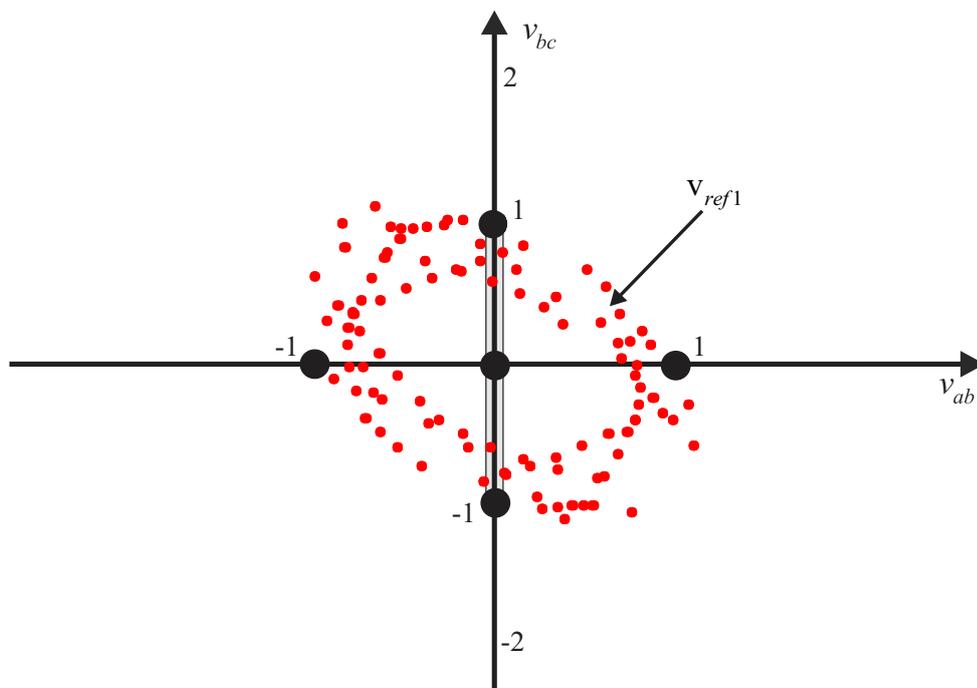
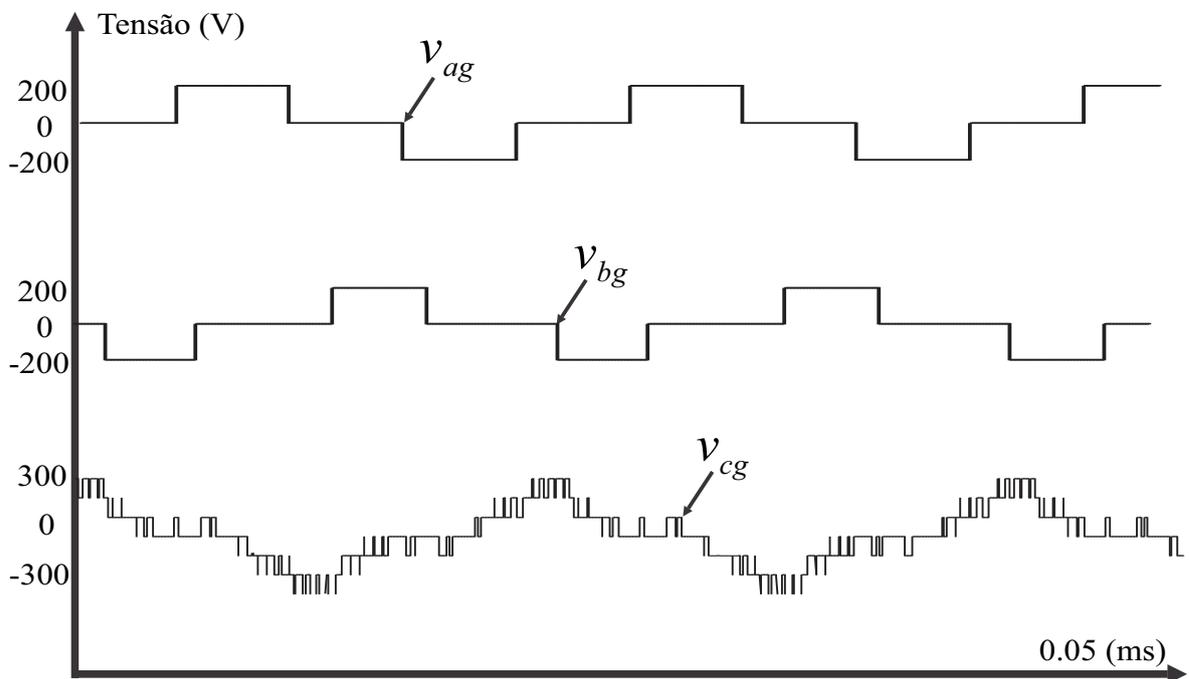
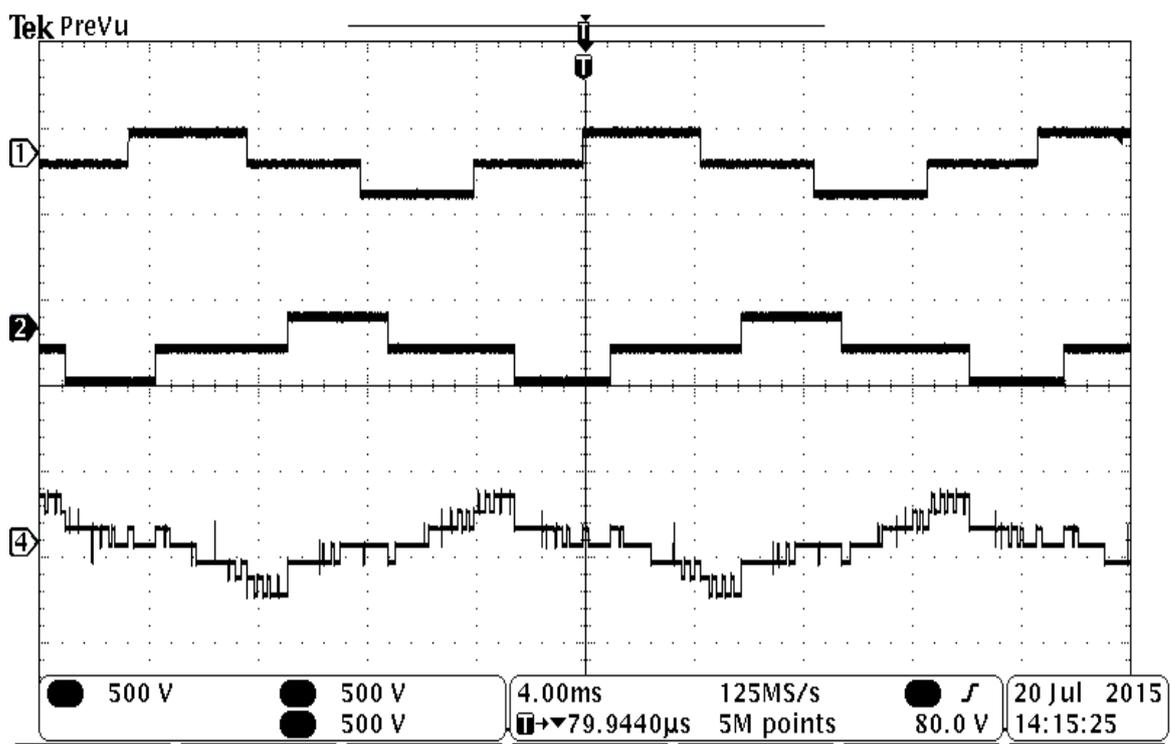


Figura 4.30 – Domínio das células  $C_2$  de 2pu com faltas na células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$ ,  $m = 0,5$ , com o conversor sobremodulando durante todo o tempo.



(a)



(b)

Figura 4.31 – Tensões de fase para a modulação *Space Vector* com faltas na células  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$ ,  $m = 0,5$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.

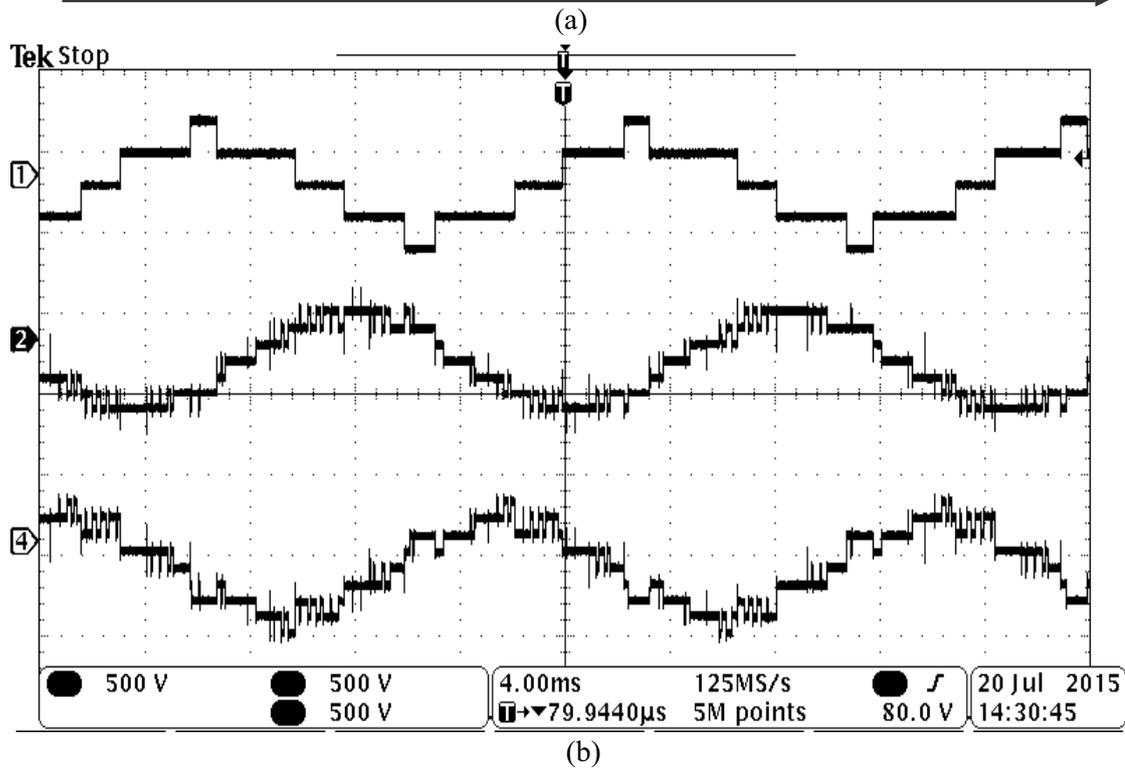
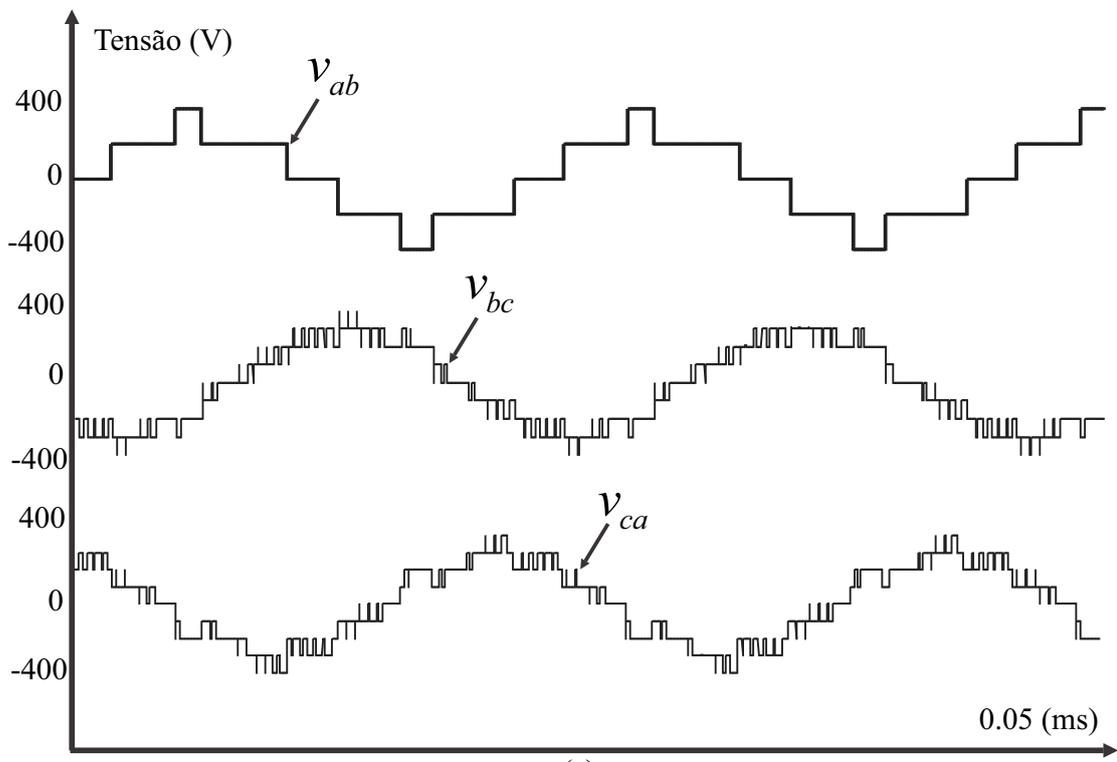


Figura 4.32 – Tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com faltas na célula  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$ ,  $m = 0,5$  (a) Simulação (b) Experimental - Vertical: 500V/div, Horizontal: 5ms/div.

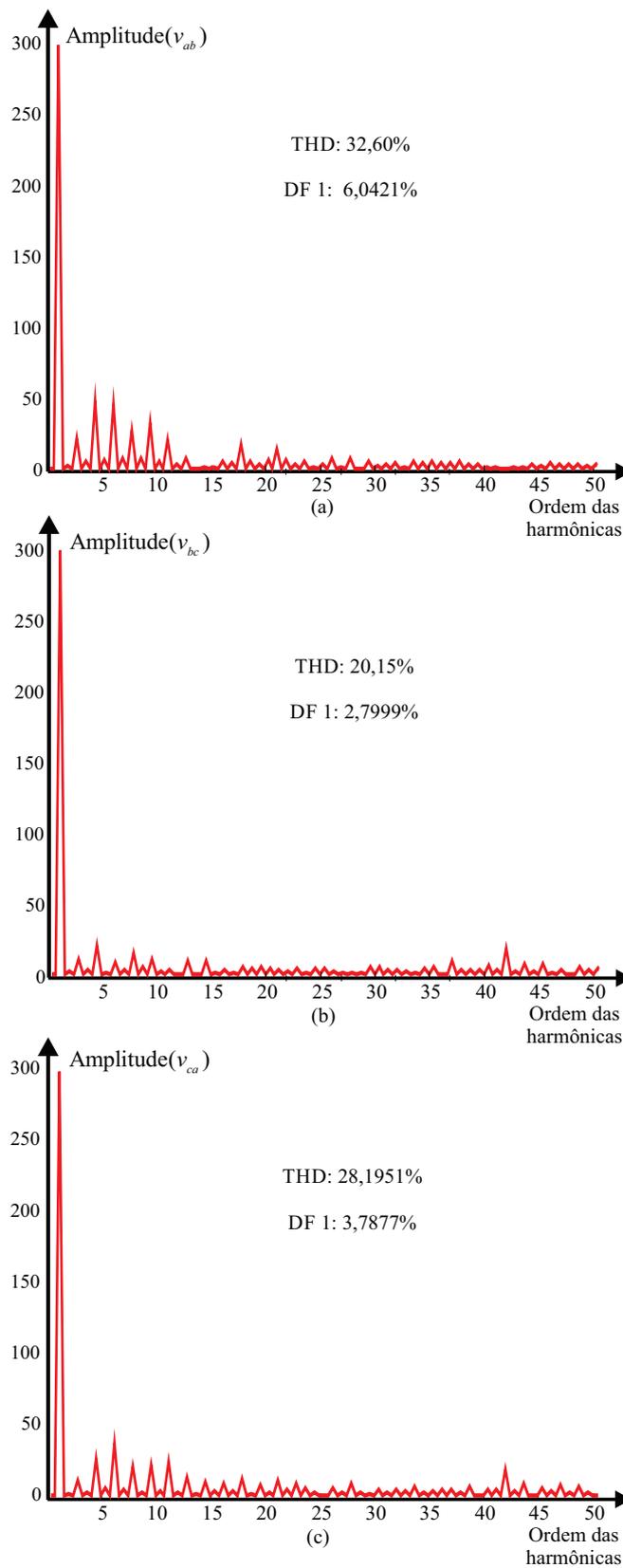


Figura 4.33 – Espectros das tensões de linha de saída para a modulação *Space Vector* com faltas na célula  $C_1$  de 1pu das fases  $a$  e  $b$ ,  $m = 0,5$ , mostrando suas respectivas THDs e DF1s: (a)  $v_{ab}$ , (b)  $v_{bc}$ , (c)  $v_{ca}$ .

## 4.6 Conclusões

Neste Capítulo, foram propostas modificações no algoritmo apresentado nos Capítulos anteriores, a fim de tratar a operação de conversores multiníveis com células assimétricas em cascata com faltas nas células de potência e sobremodulação, possibilitando a operação dos mesmos com uma maior gama de condições de falta e índices de modulação. Foi mostrado que dois casos de sobremodulação durante faltas nas células de potência podem acontecer: no primeiro, ainda há uma área no interior do diagrama SV onde a sobremodulação é evitada, e, no segundo, mais complexo, o conversor sobremodula durante praticamente todo o tempo. Foram propostas estratégias de modulação para ambos os casos, incluindo a inserção de um filtro passa-faixa no segundo, a fim de minimizar as distorções e os desequilíbrios que surgem nas tensões de linha de saída. Foram apresentados resultados de simulação e experimentais, que comprovam o bom desempenho do algoritmo proposto.

No Capítulo seguinte, são feitas as considerações finais a respeito desta Tese, e são propostos trabalhos futuros.

## 5 CONCLUSÕES GERAIS E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta Tese, primeiramente, apresentou uma revisão bibliográfica de diversas estratégias de modulação existentes na literatura para conversores multiníveis, em especial os conversores multiníveis com células assimétricas em cascata. A seguir, uma estratégia de modulação *Space Vector* foi proposta, a fim de possibilitar a operação destes conversores mesmo com faltas nas células de potência, garantindo a não ocorrência de saturação sempre que possível. As principais contribuições deste algoritmo são:

- Representação dos vetores de comutação e as referências no sistema de coordenadas das tensões de linha de saída;
- Truncamento da referência em mais vetores, se os quatro mais próximos não forem implementáveis pelo conversor;
- Três algoritmos para definição das sequências de comutação para as células  $C_1$  de 1pu: (i) definição *offline*, (ii) definição *online* e (iii) modulação híbrida;
- Não faz uso de retas de separação para encontrar os domínios onde as múltiplas referências para as células de potência se encontram dentro do diagrama SV;
- Minimiza as perdas de comutação das células de maior tensão, mesmo com faltas, por meio da escolha adequada dos vetores de comutação;
- Evita a saturação do conversor quando esta é indesejável, e, caso contrário, muda o modo de operação para sobremodulação.

Na sequência, o algoritmo original foi modificado, incluindo a sobremodulação do conversor durante faltas nas células de potência e permitindo a operação do mesmo com um maior número de índices de modulação. Foi mostrado que existem dois casos de sobremodulação durante faltas: no primeiro, ainda há uma área no interior do diagrama SV onde a sobremodulação é evitada, e, no segundo, o conversor sobremodula durante praticamente todo o tempo. Foram propostas estratégias de modulação para ambos os casos, incluindo a inserção de um filtro passa-faixa no segundo, para minimizar as distorções e os desequilíbrios que surgem nas tensões de linha de saída durante estas condições operacionais. Para todos os modos de operação do conversor, foram apresentados resultados de simulação e experimentais, que comprovaram o bom desempenho do algoritmo SV proposto e suas modificações.

Como trabalhos futuros, podemos citar:

- 
- Estender a modulação SV proposta para outras topologias de conversores multiníveis, incluindo em cascata com células compostas por outros tipos de inversores, não apenas *full-bridges*, e multiníveis com controle de tensões internas;
  - Estudar o comportamento do conversor no caso onde as células com falta possam ser substituídas por células redundantes;
  - Utilizar outros critérios para a escolha dos vetores de tensão e definição das sequências de comutação, como, por exemplo, melhoria dos índices de THD e DF1, obtenção de simetria nas tensões de linha de saída, melhor distribuição de potência entre as células, etc.;
  - Aprimorar o algoritmo de definição *online* das sequências de comutação, permitindo seu uso com outras topologias de conversores, multiníveis ou não;
  - Implementar os algoritmos desenvolvidos em um protótipo experimental com mais células por fase e maior potência.

## REFERÊNCIAS

- ADAM, G.; ABDELSALAM, I.; AHMED, K.; WILLIAMS, B. Hybrid multilevel converter with cascaded h-bridge cells for hvdc applications: Operating principle and scalability. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 65–77, Janeiro 2015. ISSN 0885-8993.
- AJAMI, A.; OSKUEE, M. R. J.; KHOSROSHAHI, M. T.; MOKHBERDORAN, A. Cascade-multi-cell multilevel converter with reduced number of switches. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 3, p. 552–558, Março 2014. ISSN 1755-4535.
- ALAAS, Z.; WANG, C. A new isolated multilevel inverter based on cascaded three-phase converter blocks. In: **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, ITEC**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- ALISHAH, R. S.; NAZARPOUR, D.; HOSSEINI, S.; SABAHI, M. Novel topologies for symmetric, asymmetric, and cascade switched-diode multilevel converter with minimum number of power electronic components. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 10, p. 5300–5310, Outubro 2014. ISSN 0278-0046.
- BABAEI, E.; ALILU, S.; LAALI, S. A new general topology for cascaded multilevel inverters with reduced number of components based on developed h-bridge. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 8, p. 3932–3939, Agosto 2014. ISSN 0278-0046.
- BABAEI, E.; KANGARLU, M.; SABAHI, M. Extended multilevel converters: an attempt to reduce the number of independent dc voltage sources in cascaded multilevel converters. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 157–166, Janeiro 2014. ISSN 1755-4535.
- BRANDO, G.; DANNIER, A.; PIZZO, A. D. Failure adapted techniques to improve service dependability in systems using fault-tolerant converters. In: **IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 64–69.
- BRANDO, G.; DANNIER, A.; PIZZO, A. D.; RIZZO, R. Quick identification technique of fault conditions in cascaded h-bridge multilevel converters. In: **International Aegean Conference on Electrical Machines e Power Electronics, ACEMP**. [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. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 24, n. 1, p. 142–150, Janeiro/Fevereiro 1988. ISSN 0093-9994.
- CARNIELUTTI, F. **Novas Estratégias de Modulação para Conversores Multi-níveis em Cascata**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2012.

CARNIELUTTI, F.; MASSING, J.; TESSELE, B.; PINHEIRO, H. Cascaded multilevel converter applied to fault ride-through tests of wind turbines. In: **Proceedings of PCIM Europe 2015**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.

CARNIELUTTI, F.; PINHEIRO, H.; RECH, C. Generalized carrier-based modulation strategy for cascaded multilevel converters operating under fault conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 679–689, Fevereiro 2012. ISSN 0278-0046.

\_\_\_\_\_. Space vector modulation for cascaded asymmetrical multilevel converters under fault conditions. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 88–93.

\_\_\_\_\_. \_\_\_\_\_. **IEEE Transactions on Industry Applications**, PP, n. 99, p. 1–1, 2014. ISSN 0093-9994.

CARNIELUTTI F. ; PINHEIRO, H. Algorithm for on-line definition of switching sequences for space vector modulation of asymmetrical cascaded multilevel converters. In: **40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON**. [S.l.: s.n.], 2014. v. 4, p. 4554–4560.

CARNIELUTTI, F. de M.; PINHEIRO, H.; RECH, C. Space vector modulation for asymmetrical cascaded multilevel converters. In: **Brazilian Power Electronics Conference, COBEP**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 238 –243. ISSN 2175-8603.

CARRARA, G.; GARDELLA, S.; MARCHESONI, M.; SALUTARI, R.; SCIUTTO, G. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 7, n. 3, p. 497–505, Julho 1992. ISSN 0885-8993.

CASTRO, L.; CORRÊA, M.; JACOBINA, C.; BOROYEVICH, D. A fast space-vector algorithm for multilevel converters without coordinates transformation. In: **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. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2001.

DENG, Y.; TEO, K.; DUAN, C.; HABETLER, T.; HARLEY, R. A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2013. ISSN 0885-8993.

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

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

- FUKUDA, S.; IWAJI, Y. A single-chip microprocessor-based pwm technique for sinusoidal inverters. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 1988. p. 921–926 vol.1.
- GONG, J.; XIONG, L.; LIU, F.; ZHA, X. A regenerative cascaded multilevel converter adopting active front ends only in part of cells. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 2, p. 1754–1762, Março 2015. ISSN 0093-9994.
- GUPTA, A.; KHAMBADKONE, A. A general space vector pwm algorithm for multilevel inverters, including operation in overmodulation range. In: **IEEE International Conference on Electric Machines and Drives**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1437–1444.
- GUPTA, K.; JAIN, S. A novel multilevel inverter based on switched dc sources. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 7, p. 3269–3278, Julho 2014. ISSN 0278-0046.
- HAMMOND, P. Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 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. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 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.
- JARDAN, K. R.; DEWAN, S.; SLEMON, G. General analysis of three-phase inverters. **IEEE Transactions on Industry and General Applications**, IGA-5, n. 6, p. 672–679, 1969. ISSN 0018-943X.
- KOURO, S.; MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; POU, J.; FRANQUELO, L.; WU, B.; RODRIGUEZ, J.; PERÉZ, M.; LEON, J. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Agosto 2010. ISSN 0278-0046.
- KUMAR, P.; KAARTHIK, R.; GOPAKUMAR, K.; LEON, J.; FRANQUELO, L. Seventeen-level inverter formed by cascading flying capacitor and floating capacitor h-bridges. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3471–3478, Julho 2015. ISSN 0885-8993.

- LEE, D.-C.; LEE, G.-M. A novel overmodulation technique for space-vector pwm inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 6, p. 1144–1151, Novembro 1998. ISSN 0885-8993.
- LEON, J.; PORTILLO, R.; VAZQUEZ, S.; PADILLA, J.; FRANQUELO, L.; CARRASCO, J. Simple unified approach to develop a time-domain modulation strategy for single-phase multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 9, p. 3239–3248, Setembro 2008. ISSN 0278-0046.
- LEON, J.; VAZQUEZ, S.; SANCHEZ, J.; PORTILLO, R.; FRANQUELO, L.; CARRASCO, J.; DOMINGUEZ, E. Conventional space-vector modulation techniques versus the single-phase modulator for multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2473–2482, Julho 2010. ISSN 0278-0046.
- LEZANA, P.; ORTIZ, G. Extended operation of cascade multicell converters under fault condition. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 7, p. 2697–2703, Julho 2009. ISSN 0278-0046.
- LEZANA, P.; POU, J.; MEYNARD, T.; RODRIGUEZ, J.; CEBALLOS, S.; RICARDEAU, F. Survey on fault operation on multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2207–2218, Julho 2010. ISSN 0278-0046.
- LIPSCHUTZ, S. **Álgebra Linear**. [S.l.: s.n.], 1978.
- LU, S.; MARIÉTHOZ, S.; 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. ISSN 0278-0046.
- MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; RODRIGUEZ, J.; ANDREZ, M. P. A survey on cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 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. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 3, p. 834–841, 2000. ISSN 0093-9994.
- MARIÉTHOZ, S.; RUFER, A. New configurations for the three-phase asymmetrical multilevel inverter. In: **39th IEEE Industry Applications Conference**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 828–835 vol.2. ISSN 0197-2618.
- MCGRATH, B.; HOLMES, D. A comparison of multicarrier pwm strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters. In: **IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 674–679 vol.2. ISSN 0275-9306.
- \_\_\_\_\_. Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 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. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 6, p. 1293–1301, 2003. ISSN 0885-8993.
- MEKHILEF, S.; KADIR, M. Novel vector control method for three-stage hybrid cascaded multilevel inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1339–1349, 2011. ISSN 0278-0046.
- MEKHILEF, S.; KADIR, M. A. Voltage control of three-stage hybrid multilevel inverter using vector transformation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 10, p. 2599–2606, Outubro 2010. ISSN 0885-8993.
- MWINYIWIWA, B.; WOLANSKI, Z.; OOI, B.-T. Microprocessor-implemented spwm for multiconverters with phase-shifted triangle carriers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 34, n. 3, p. 487–494, Maio/Junho 1998. ISSN 0093-9994.
- NAJAFI, E.; YATIM, A. Design and implementation of a new multilevel inverter topology. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 11, p. 4148–4154, Novembro 2012. ISSN 0278-0046.
- NARIMANI, M.; MOSCHOPOULOS, G. A novel single-stage multilevel type full-bridge converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 1, p. 31–42, Janeiro 2013. 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**. [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: **2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2415–2420.
- PARK, Y.-M.; LYOO, H.-S.; LEE, H.-W.; JUNG, M.-G.; LEE, S.-H.; YOO, J.-Y. Unbalanced three-phase control using offset-voltage for h-bridge multilevel inverter with faulty power cells. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC**. [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: **IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC**. [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: **International Power Electronics Conference, IPEC**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 492–501.
- PINHEIRO, H.; BOTTERÓN, F.; RECH, C.; SCHUCH, L.; CAMARGO, R.; H., H.; H., G.; J.R., P. 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.

RECH, C.; PINHEIRO, J. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, Abril 2007. ISSN 0278-0046.

\_\_\_\_\_. Hybrid multilevel converters: Unified analysis e design considerations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, Abril 2007.

\_\_\_\_\_. Impact of hybrid multilevel modulation strategies on input and output harmonic performances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 3, p. 967–977, Maio 2007. ISSN 0885-8993.

RICHARDEAU, F.; PHAM, T. Reliability calculation of multilevel converters: Theory and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4225–4233, Outubro 2013. ISSN 0278-0046.

RODRIGUEZ, J.; CORREA, P.; MORAN, L. A high performance vector control of a 11-level inverter. In: **3th Power Electronics e Motion Control Conference, IPEMC**. [S.l.: s.n.], 2000. p. 1116–1121.

RODRIGUEZ, J.; HAMMOND, P.; PONTT, J.; MUSALEM, R.; LEZANA, P.; ESCOBAR, M. Operation of a medium-voltage drive under faulty conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 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. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724–738, Agosto 2002. ISSN 0278-0046.

RODRIGUEZ, J.; MORAN, L.; PONTT, J.; CORREA, P.; SILVA, C. 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.; WIECHMANN, E.; HOLTZ, J.; SUAREZ, A.; SEPULVEDA, M. Igbt inverter with vector modulation. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE**. [S.l.: s.n.], 1994. p. 131–136.

RYAN, M.; LORENZ, R.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, Dezembro 1999. ISSN 0278-0046.

SADIGH, A. K.; ABARZADEH, M.; CORZINE, K.; DARGAHI, V. A new breed of optimized symmetrical and asymmetrical cascaded multicell multilevel power converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 2168-6777.

- SILVA, E. da; SANTOS, E. Cipriano dos; JACOBINA, C. Pulsewidth modulation strategies. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 2, p. 37–45, Junho 2011. ISSN 1932-4529.
- SONG-MANGUELLE, J.; THURNHERR, T.; SCHRÖDER, S.; RUFER, A.; NYOBE-YOME, J.-M. Re-generative asymmetrical multi-level converter for multi-megawatt variable speed drives. In: **IEEE Energy Conversion Congress e Exposition, ECCE**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3683–3690.
- TOLBERT, L.; HABETLER, T. Novel multilevel inverter carrier-based pwm method. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 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. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 1, p. 36–44, Janeiro/Fevereiro 1999. ISSN 0093-9994.
- TRIPATHI, A.; KHAMBADKONE, A.; PANDA, S. Stator flux based space-vector modulation and closed loop control of the stator flux vector in overmodulation into six-step mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 3, p. 775–782, Maio 2004. ISSN 0885-8993.
- WEI, S.; WU, B.; LI, F.; LIU, C. A general space vector pwm control algorithm for multilevel inverters. In: **Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference e Exposition, APEC**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 562–568 vol.1.
- WEI, S.; WU, B.; RIZZO, S.; ZARGARI, N. Comparison of control schemes for multilevel inverter with faulty cells. In: **30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON**. [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: **International Conference on Electrical Machines e Systems, ICEMS**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1683 –1685. ISSN 978-7-5062-9221-4.