

# Contribuição ao Estudo de Identificação e Compensação de Falhas em Inversor Multinível com Diodos Grampeadores

Wellington Sousa Lima

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande–Campus de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Edison Roberto Cabral da Silva

Orientador

Universidade Federal de Campina Grande

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Wellington Sousa Lima, Dezembro de 2005



L732c Lima, Wellington Sousa  
Contribuição ao estudo de identificação e compensação de  
faltas em inversor multinível com diodos grameadores /  
Eisenhauer de Moura Fernandes. - Campina Grande, 2005.  
123 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -  
Universidade Federal de Campina Grande, Centro de  
Engenharia Elétrica e Informática.

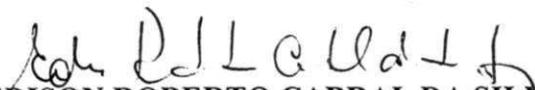
1. Inversores - 2. Multiníveis - 3. Inversores - 4.  
Dissertação I. Silva, Edison Roberto Cabral da, Dr. II.  
Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande  
(PB) III. Título

CDU 621.314.572(043)

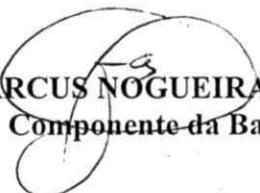
**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO IDENTIFICAÇÃO E COMPENSAÇÃO DE FALTAS EM  
INVERSOR MULTINÍVEL COM DIODOS GRAMPEADORES**

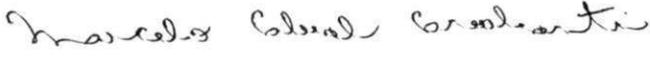
**WELLINTGON SOUSA LIMA**

Dissertação Aprovada em 22.12.2005

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

  
**CURSO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG**  
Componente da Banca

  
**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG**  
Componente da Banca

  
**MARCELO CABRAL CAVALCANTI, D.Sc., UFPE**  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
Dezembro - 2005

## Dedicatória

Este trabalho é dedicado aos meus pais José Bernardo de Lima (in memoriam) e Expedita de Sousa Lima aos meus filhos Yasmin, Júnior e Yalle e a minha esposa Iolanda, que estiveram sempre ao meu lado, me incentivando e me apoiando.

# Agradecimentos

Agradeço a Deus por me conduzir à vida. Ao professor Edison Roberto pela confiança, cordialidade, paciência e orientação. Aos professores Cursino, Antonio Marcus, Maurício, Alexandre e Talvanes pelas sugestões e orientações para melhoria deste trabalho. Aos funcionários da COPELE pela dedicação e presteza. A São Paulo Alpargatas que propiciou condições flexíveis na jornada de trabalho. Por fim, agradeço aos companheiros do LEIAM em especial a Antonio, Alberto, Aluisio, Darlan, Euzeli, Eisenhower, Isaac, Clayton, Rafael, Reginaldo, Osglay, Patrickson e Welflen pela ajuda, companheirismo e amizade no dia-a-dia.

# Resumo

Este trabalho apresenta uma contribuição ao estudo de detecção, identificação e compensação de faltas em inversores de três níveis com diodos grampeadores. Inicialmente, é feito um estudo das topologias de inversores multiníveis existentes, mostrando suas vantagens, desvantagens e dificuldades de implementação. Em seguida, é feito um estudo mais detalhado do inversor multinível com diodos grampeadores. Uma investigação das condições de falta por abertura (ou perda de comando) ou curto-circuito dos interruptores, permite a apresentação das configurações pós-falta resultantes e de seus respectivos diagramas vetoriais, em cada caso. Como a detecção e localização da falta de curto-circuito nos interruptores pode ser efetuada através do circuito de comando, foi dada uma maior ênfase à análise do caso de falta por abertura de interruptores. Uma extensa análise, por simulação, mostra que a detecção da falta, e a localização da fase em que ela ocorreu, pode ser feita, como nos inversores convencionais de dois níveis, através da detecção do erro entre os valores medidos e de referência das tensões de pólo, ou de seu reflexo nas tensões entre fase e de modo comum. Em todos os casos, foi utilizada a estratégia de modulação por largura de pulsos escalar para comando do inversor. Finalmente, é feito um estudo comparativo entre topologias capazes de compensar os dois tipos de falta, estabelecendo suas limitações e possibilidades na operação pós-falta através de modificações na estratégia de modulação. A viabilidade das mesmas é demonstrada através de resultados simulados e experimentais.

# Abstract

This paper presents a contribution to the study of detection, identification, and compensation of faults in diode-clamped three-level inverters. First, the study of existing multilevel inverter topologies is done, **emphasizing** their advantages, disadvantages, and implementation difficulties. Next, a more detailed study of the diode-clamped three-level inverter is achieved. An investigation of the inverter under open and short-circuited conditions allows for the presentation of the resulting post-fault configurations and of their vector diagrams, as well. Since the detection and identification of the switches short-circuit fault can be accomplished by command, more emphasis has been given to the analysis of the open switch fault case. An extensive simulation analysis shows that the fault detection, and finding in which phase the failure occurred, can be achieved as for conventional two-level inverters: by detection of either the pole voltage error (difference between reference and measured values) or its propagation to the line and common-mode voltages together with a proposed strategy to locate which specific switch in the phase leg is under fault. In all cases the scalar pulse width modulation strategy has been used. Finally, a comparative study of topologies that are able to compensate both types of faults (open circuit and short-circuit) establishes their post-fault limitations and operation possibilities together with modifications in the modulation strategy. The viability of the theoretical proposals is verified by simulation and experimental results.

# Conteúdo

<b>1. Conversores estáticos .....</b>	<b>1</b>
1.1 Introdução .....	1
1.2 Revisão bibliográfica .....	3
1.3 Estrutura do inversor multiníveis.....	5
1.4 Inversor multinível com capacitor flutuante.....	6
1.5 Inversor multinível em cascata com fontes cc separadas .....	8
1.6 Inersor multinível com diodos grampeadores.....	9
1.7 Diagnostico de faltas em inversores multiniveis .....	10
1.8 Objetivoscontribuições.....	11
1.9 Organização do trabalho .....	12
<b>2. Inversor multinível com diodos grampeadores .....</b>	<b>14</b>
2.1 Introdução .....	14
2.2 Equações das tensões da topologia do inversor multinível com diodos grampeadores.....	15
2.3 Possibilidades de configurações para operação com a corrente de fase maior que zero, $i_a > 0$ .....	19
2.4 Possibilidades de configurações para operação com a corrente menor que zero, $i_a < 0$ .....	20
2.5 Diagrama vetorial .....	21
2.6 Modulação por largura de pulso por comparação com portadora triangular .....	22
2.7 Desbalanceamento das tensões nos capacitores do barramento C.C.....	25
2.8 Modelo do motor assíncrono trifásico .....	28
2.9 Conclusões.....	33
<b>3. Tipos de falhas em inversores multiníveis.....</b>	<b>34</b>
3.1 Introdução .....	34
3.2 Configurações resultantes para o caso de interruptor aberto ( $S_{a1}$ , $S_{a2}$ , e $D1$ ).....	36
3.2.1 Abertura não comandada da chave $S_{a1}$ .....	36
3.2.2 Representação vetorial da condição de falta com chave aberta na primeira chave do braço .....	38
3.2.3 Abertura não comandada da chave $S_{a2}$ .....	39
3.2.4 Representação vetorial da condição de falta com chave aberta na segunda chave do braço.....	40
3.2.5 Abertura do diodo $D1$ .....	40
3.2.6 Abertura do diodo $D5$ .....	41
3.3 Configurações resultantes para o caso de interruptor em curto-circuito ( $S_{a1}$ , $S_{a2}$ , e $D1$ ).....	42
3.3.1 Curto-circuito da primeira chave do braço - $S_{a1}$ .....	43
3.3.2 Representação vetorial da condição de falta por curto-circuito na chave $S_{a1}$ primeira chave do braço A .....	44

3.3.3 Curto-circuito da segunda chave do braço – Sa2 .....	445
3.3.4 Representação vetorial da condição de falta por curto-circuito na chave Sa2 segunda chave do braço A .....	46
3.3.5 Curto-circuito do Diodo D1 .....	47
3.3.6 Curto-circuito do Diodo D5 .....	48
3.7 Conclusões .....	49
<b>4. Identificação de falhas em inversores multinível fonte de tensão .....</b>	<b>51</b>
4.1 Introdução .....	51
4.2 Identificação de falta com chave aberta .....	51
4.3 Identificação de falta com curto-circuito na chave .....	54
4.4 Técnicas de detecção .....	55
4.5 Resultados de simulação e resultados experimentais de falta em inversor multinível .....	58
4.6 Conclusões .....	76
<b>5. Topologias alternativas para compensação de faltas por interruptor aberto ou por curto-circuito .....</b>	<b>78</b>
5.1 Introdução .....	78
5.2 Possibilidades e limitações da estrutura NPC .....	78
5.3 Topologias NPC com componentes adicionais .....	82
5.3.1 Estratégia de Park possibilidades de operação contínua e limites .....	82
5.3.1.1 Sistema de referências do PWM aplicada a topologia de grampeamento do braço com ponto central do barramento CC .....	83
5.3.2 Topologia 1 – Topologia com braço redundante .....	85
5.3.3 Topologia 3- Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves abertas e de controlar o grampeamento da fase .....	87
5.3.4 Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves internas, controlar o grampeamento e re-configuração de redução de níveis com redução de barramento .....	89
5.4 Resultado de simulação e resultados experimentais das topologias propostas .....	90
5.4.1 Resultado de simulação e resultados experimentais da topologia 2 .....	90
5.4.1.1 Estratégia de compensação utilizando modulação em dois níveis no braço afetado utilizando a tensão máxima do barramento CC .....	90
5.4.2 Resultado de simulação e resultados experimental da topologia NPC utilizando as chaves 2 e 3 para grampear a fase ao ponto central do barramento C.C .....	101
5.4.3 Resultado de simulação da topologia NPC utilizando modulação em dois níveis com tensão reduzida do barramento C.C .....	110
5.5. Conclusões .....	112
<b>6. Conclusões gerais e sugestões de trabalhos futuros .....</b>	<b>114</b>
6.1 Conclusões gerais .....	114
6.2 Sugestões de trabalhos futuros .....	115
<b>Referências bibliográficas .....</b>	<b>117</b>

## Lista de Tabelas

Tabela 1: Estados das chaves e tensões de pólo para um braço do inversor da figura 1.1

Tabela 2: Estados das chaves e tensões de pólo para um braço do inversor da figura 2.1

Tabela 3: Estados das chaves, tensões de pólo e vetores espaciais para topologia da figura 2.1

Tabela 4.1: desvio de tensão pela técnica T1

Tabela 4.2: desvio de tensão pela técnica T2

# Lista de figuras

- 1.1: Inversor multinível tipo capacitor flutuante. Inversor – 3 níveis
- 1.2: Inversor multinível tipo capacitor flutuante. - Uma fase – 5 níveis
- 1.3: Inversor multinível do tipo em cascata. Inversor – 3 níveis
- 1.4: Inversor de três níveis com diodos grampeadores
- 2.1: Inversor de três níveis com diodos grampeadores
- 2.2: Inversor de três níveis com diodos grampeadores -Tensão de fase
- 2.3: Inversor de três níveis do tipo neutro grampeado. –Uma fase 3-níveis  $I_a > 0$
- 2.4: Inversor de três níveis do tipo neutro grampeado. –Uma fase 3-níveis  $I_a < 0$
- 2.5: Diagrama vetorial de três níveis
- 2.6: Sinais de chaveamento para o inversor 3-níveis (PWM vetorial por comparação com portadora triangular)
- 2.7: Correntes nos capacitores. (a) vetor  $V_I$  (100). (b) vetor  $V_I$  (211)
- 2.8: Correntes nos capacitores – vetor  $V_\delta$  (210)
- 3.1: Sistema de proteção de um inversor comercial
- 3.2: Falta com chave aberta aplicada a chave Sa1
- 3.3: Diagrama vetorial para condição de falta - chave Sa2
- 3.4: Falta com chave aberta aplicada a chave Sa2
- 3.5: Diagrama vetorial para condição de falta - chave Sa2
- 3.6: Falta provocada pela danificação do diodo D1
- 3.7: Falta provocada pela danificação do diodo D5
- 3.8: Falta provocada pelo curto-circuito de Sa1
- 3.9: Diagrama vetorial para condição de falta – chave Sa1
- 3.10: Falta provocada pelo curto-circuito de Sa2
- 3.11: Diagrama vetorial para condição de falta – chave Sa2
- 3.12: Falta provocada por curto-circuito do diodo D1
- 3.13: Falta provocada por curto-circuito do diodo D5
- 4.1: Diagrama de blocos do acionador SKHI10
- 4.2: Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Carga RL
- 4.3: Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Motor de indução
- 4.4: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta- Carga RL
- 4.5: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta.-Motor de indução
- 4.6: Tensão de fase em presença de falta com chave aberta – Carga RL
- 4.7: Tensão de fase em presença de falta com chave aberta – Motor de indução
- 4.8: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta - Carga RL
- 4.9: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta - Motor de indução
- 4.10: Correntes de fase após uma ocorrência de falta com chave aberta. - Motor de indução
- 4.11: Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Carga RL
- 4.12: Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Motor de Indução

- 4.13: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta – Carga RL
- 4.14: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta- Motor de indução
- 4.15: Tensão de fase em presença de falta com chave aberta – Carga RL
- 4.16: Tensão de fase em presença de falta com chave aberta – Motor de indução
- 4.17: Desvio da tensão de fase após uma ocorrência de falta com chave aberta - Carga RL
- 4.18: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta - Carga RL
- 4.19a: Tensão de pólo com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.19b: Tensão de pólo com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.20a: Tensão de pólo com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.20b: Tensão de pólo com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.21a: Tensão de pólo com falta na 3º chave do braço B (Sb3-chave aberta) - Simulado
- 4.21b: Tensão de pólo com falta na 3º chave do braço B (Sb3-chave aberta) - Experimental
- 4.22a: Tensão de pólo com falta na 4º chave do braço B (Sb4-chave aberta) - Simulado
- 4.22b: Tensão de pólo com falta na 4º chave do braço B (Sb4-chave aberta) - Experimental
- 4.23a: Tensão de linha com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.23b: Tensão de linha com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.24a: Tensão de linha com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.24b: Tensão de linha com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.25a: Tensão de fase com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.25b: Tensão de fase com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.26a: Tensão de fase com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.26b: Tensão de fase com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.27a: Tensão de modo comum com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.27b: Tensão de modo comum com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.28a: Tensão de modo comum com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.28b: Tensão de modo comum com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.29a: Corrente de fase com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.29b: Corrente de fase com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.30a: Corrente de fase com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.30b: Corrente de fase com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.31a: Tensão de pólo com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado

- 4.31b: Tensão de pólo com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.32a: Tensão de pólo com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.32b: Tensão de pólo com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.33a: Tensão de linha com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.33b: Tensão de linha com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.34a: Tensão de pólo com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.34b: Tensão de pólo com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.35a: Tensão de modo comum com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.35b: Tensão de modo comum com falta na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.36a: Tensão de modo comum com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.36b: Tensão de modo comum com falta na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.37a: Corrente de fase na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado
- 4.37b: Corrente de fase na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental
- 4.38a: Corrente de fase na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Simulado
- 4.38b: Corrente de fase na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) - Experimental
- 4.39 Um braço genérico de um inversor multinível com diodos grampeadores
- 5.1: Inversor de três níveis com diodos grampeadores.
- 5.2 Topologia de grampeamento do braço com o ponto central do barramento CC
- 5.3 Redução de nível com potencia reduzida
- 5.4: Topologia de grampeamento do braço com o ponto central do barramento CC – Estrutura de Park
- 5.5a: Novas referências do PWM operando com fase grampeada no ponto central do barramento CC
- 5.5b: Amplitude das novas tensões de referência a partir de semelhanças de triangulo
- 5.6 Topologia com braço redundante
- 5.7: Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves abertas e de controlar o grampeamento da fase.
- 5.8 Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves internas, controlar o grampeamento e re-configuração de redução de nível com barramento reduzido
- 5.9a: Tensão de pólo do braço A Vao com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.9b: Tensão de pólo do braço A Vao com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.10a: Tensão de pólo do braço B Vbo com padrão de chaveamento de dois níveis - Simulado
- 5.10b: Tensão de pólo do braço B Vbo com padrão de chaveamento de dois níveis - Experimental
- 5.11a: Tensão de pólo do braço C Vco com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.11b: Tensão de pólo do braço C Vco com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.12a: Tensão de linha Vab com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.12b: Tensão de linha Vab com braço B operando em dois níveis - Experimental

- 5.13a: Tensão de linha  $V_{bc}$  com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.13b: Tensão de linha  $V_{bc}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.14a: Tensão de linha  $V_{ab}$  com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.14b: Tensão de linha  $V_{ab}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.15a: Tensão de modo comum  $V_{no}$  com braço B operando em dois níveis - simulado
- 5.15b: Tensão de modo comum  $V_{no}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.16a: Tensão da fase A  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.16b: Tensão da fase A  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.17a: Tensão da fase B  $V_{bn}$  com padrão de chaveamento de dois níveis no braço B - Simulado
- 5.17b: Tensão da fase B  $V_{bn}$  com padrão de chaveamento de dois níveis no braço B - Experimental
- 5.18a: Tensão da fase A  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.18b: Tensão da fase A  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.19a: Correntes de fase com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.19b: Corrente de fase (ia) com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.19c: Correntes de fase (ib) com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.19d: Correntes de fase (ic) com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.20a: Tensões de pólo  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  com braço B operando em dois níveis - simulado
- 5.20b: Tensões de pólo  $V_{ao}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.20c: Tensões de pólo  $V_{bo}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.20d: Tensões de pólo  $V_{co}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.21a: Tensões de linha  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$  com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.21b: Tensões de linha  $V_{ab}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.21c: Tensões de linha  $V_{bc}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.21d: Tensões de linha  $V_{ca}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.22a: Tensões de modo comum com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.22b: Tensões de modo comum com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.23a: Tensões de fase  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  com braço B operando em dois níveis - Simulado
- 5.23b: Tensões de fase  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.23c: Tensões de fase  $V_{cn}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.23d: Tensões de fase  $V_{cn}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental
- 5.24a: Tensão de pólo  $V_{ao}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.24b: Tensão de pólo  $V_{ao}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.25a: Tensão de pólo  $V_{bo}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.25b: Tensão de pólo  $V_{bo}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.26a: Tensão de pólo  $V_{co}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.26b: Tensão de pólo  $V_{co}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.27a: Tensão de fase  $V_{an}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.27b: Tensão de fase  $V_{an}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.28a: Tensão de fase  $V_{bn}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.28b: Tensão de fase  $V_{bn}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.29a: Tensão de fase  $V_{cn}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.29b: Tensão de fase  $V_{cn}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.30a: Tensão de linha  $V_{ab}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.30b: Tensão de linha  $V_{ab}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental

- 5.31a: Tensão de linha  $V_{bc}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.31b: Tensão de linha  $V_{bc}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.32a: Tensão de linha  $V_{ca}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.32b: Tensão de linha  $V_{ca}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.33a: Correntes nas fases A B e C com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.33b: Corrente na fase A (ia) com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.33c: Corrente na fase B (ib) com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.33d: Corrente na fase C (ic) com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.34a: Tensão de pólo  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.34b: Tensão de pólo  $V_{ao}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.34c: Tensão de pólo  $V_{bo}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.34d: Tensão de pólo  $V_{co}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.35a: Tensão de linha  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.35b: Tensão de linha  $V_{bc}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.35c: Tensão de linha  $V_{ab}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.35b: Tensão de linha  $V_{ca}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.36a: Tensão de linha  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Simulado
- 5.36b: Tensão de linha  $V_{an}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.36c: Tensão de linha  $V_{bn}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.36d: Tensão de linha  $V_{cn}$  com fase B no ponto central do barramento CC - Experimental
- 5.37: Redução de níveis utilizando metade do barramento CC
- 5.38: Tensão de fase com redução de nível
- 5.39: Tensão de linha com redução de nível
- 5.40: Tensão de modo comum com redução de níveis
- 5.41: Correntes de fase com redução de nível

# Nomenclaturas

$i_a$	Corrente da fase A
$i_b$	Corrente da fase B
$i_c$	Corrente da fase C
$V_{ao}$	Tensão de pólo do braço A
$V_{bo}$	Tensão de pólo do braço B
$V_{co}$	Tensão de pólo do braço C
$V_{an}$	Tensão de fase do braço A
$V_{bn}$	Tensão de fase do braço B
$V_{cn}$	Tensão de fase do braço C
$V_{ab}$	Tensão de linha entre as fases do braço A e B
$V_{bc}$	Tensão de linha entre as fases do braço B e C
$V_{ca}$	Tensão de linha entre as fases do braço C e A
$V_{no}$	Tensão de modo comum
$V'_{ao}$	Tensão de pólo modificada do braço A com a adição de um desvio de tensão
$V'_{an}$	Tensão de fase modificada do braço A com a adição de um desvio de tensão
$V'_{ab}$	Tensão de linha modificada das fases A e B com a adição de um desvio de tensão
$V_0$	Vetor nulo
$V_1 - V_{18}$	Vetores de um a dezoito
$Sa_1$	Primeira chave do braço A
$Sa_2$	Segunda chave do braço A
$Sa_3$	Terceira chave do braço A
$Sa_4$	Quarta chave do braço A
$D_1$	Diodo de roda livre da primeira chave do braço A
$D_5$	Diodo grampeador do braço A
$\Delta V_{ko}$	Desvio positivo de tensão provocado pelas chaves externas dos braços
$\Delta' V_{ko}$	Desvio positivo de tensão provocado pelas chaves internas dos braços
$l_s$	Indutância própria do estator
$l_{ls}$	Indutância de dispersão do estator
$l_r$	Indutância própria do rotor
$l_{lr}$	Indutância de dispersão do rotor
$l_{sr}$	Indutância mútua
$P$	Numero de pares de pólo da máquina
$J$	Momento de inércia do motor
$C_m$	Conjugado da carga
$f_w$	Coefficiente de atrito
$E/2$	Metade positiva da tensão do barramento CC
$-E/2$	Metade negativa da tensão do barramento CC
$N$	Numero de níveis

# CAPÍTULO 1

## Conversores estáticos

### 1.1 Introdução

Com o advento de dispositivos de potência com controle e operação mais rápidos do que o SCR tornou-se possível o desenvolvimento de novas topologias de conversores com chaveamento em alta frequência, com controle de maiores potências e tensão máxima suportável por estes dispositivos semicondutores, buscando melhorar a geração das formas de onda desejadas (diminuição da distorção por harmônicos), diminuição das perdas e da interferência eletromagnética. Apesar destes dispositivos apresentarem um avanço bastante significativo, ainda possuem limitações de tensão máxima suportável para uso em sistemas de média e alta tensão. Isto motivou o estudo de novas técnicas e topologias que possibilitaram a operação em níveis de tensão e potência acima das especificadas. Muitas soluções foram apresentadas no passado a fim de solucionar o problema das limitações dos novos semicondutores. Dentre as soluções apresentadas, pode-se destacar a de FOCH *et al* (1984) e MWINYIWIWA *et al* (1997), que consistia basicamente no uso de dois transformadores, um de entrada e outro de saída. O transformador de entrada tinha como finalidade diminuir a tensão para níveis suportados pelas chaves; o de saída tinha a finalidade de elevar a tensão para os níveis requeridos pela carga. Esta proposta apresentava duas desvantagens: a utilização de dois transformadores dimensionados para a potência máxima do sistema de alimentação e o aumento das perdas por condução, devido ao aumento das correntes nos componentes ativos provocados pelo transformador de entrada.

Outra solução foi apresentada por FOCH *et al* (1984), SUH e HYUN (1997). Sua estratégia tinha como finalidade a utilização de vários semicondutores ligados em série com o objetivo de aumentar a capacidade de bloqueio de tensão. Uma desvantagem desta estratégia é

a dificuldade de se realizar a equalização das tensões nas chaves devido aos diferentes tempos de comutação das mesmas.

Por outro lado, o uso de estruturas de conversores multiníveis vem crescendo desde a década de 80. Estas estruturas foram propostas inicialmente como solução para acionamentos elétricos de alta potência e alto desempenho (NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H., 1981). No início, esta estrutura de conversor utilizava transformadores para a obtenção das formas de ondas de tensões multiníveis. (FLAIRTY, C. W., 1962). As saídas dos diversos conversores eram defasadas e somadas vetorialmente a partir de transformadores com múltiplos enrolamentos conectados em série, no secundário.

MANJREKAR e LIPO (1998) questionaram a praticidade destas topologias de inversores, pois a dificuldade de se realizar as conexões dos transformadores aumentava com o aumento do número de níveis desejados. Para eliminar este problema, estudos de novas topologias de conversores multiníveis sem a utilização de transformadores começaram a ser desenvolvidos.

Quando se fala em inversores multiníveis pensa-se em tensões de saída com menores distorções harmônicas do que as obtidas com inversores convencionais de dois níveis chaveando na mesma frequência. Mas esta melhoria depende muito da estratégia de modulação utilizada que, além de poder fornecer formas de onda das tensões de saída com menor distorção harmônica, controla a amplitude e a frequência destas ondas.

Várias são as estratégias discutidas e utilizadas na literatura técnica para o comando dos inversores de tensão. Embora cada uma delas tenha suas características e vantagens próprias, a seleção da melhor estratégia baseia-se na satisfação de vários fatores, que são:

- Menor conteúdo harmônico nas tensões e correntes de saída;
- Menor ruído acústico e interferência eletromagnética provocada pelo inversor no sistema;
- Tempo mínimo de condução e bloqueio das chaves;
- A máxima frequência de chaveamento possível;
- Menores perdas por chaveamento e condução;
- Melhor controle no equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC e
- Operação na região de sobremodulação.

O emprego dos inversores multiníveis é, sem sombra de dúvidas, de grande importância para os acionamentos de sistemas de média tensão e alta potência, pois as perdas para estes

sistemas são muito elevadas. Estas topologias apresentam muitas vantagens em relação aos conversores tradicionais de dois níveis, que são:

- Podem gerar tensões de saída com baixas distorções harmônicas e menores  $dv/dt$  nas chaves;
- Drenam correntes de entrada com distorções muito baixas;
- Geram tensões de modo comum menores, reduzindo o desgaste nos rolamentos do motor. Além disso, a tensão de modo comum pode ser totalmente eliminada se forem utilizados métodos sofisticados para a modulação;
- Podem operar com frequências de chaveamento menores.

Como desvantagem destes conversores, pode ser mencionado o desequilíbrio das tensões dos capacitores. Esta é sua principal limitação. A escolha do padrão de chaveamento no inversor multinível irá influenciar diretamente no equilíbrio das tensões dos capacitores. Dependendo do padrão de chaveamento adotado, pode-se manter as tensões dos capacitores equilibradas.

## 1.2 Revisão bibliográfica

Muitas pesquisas na área de detecção e correção de faltas em inversores vêm sendo desenvolvidas no intuito de solucionar problemas ocasionados em função destas faltas.

O aumento da segurança e da confiabilidade dos conversores estáticos pode ser obtido introduzindo em sua etapa de controle e conversão, técnicas tolerantes à falta. Contudo, para se introduzir estas características em um inversor é necessário ter uma análise mais criteriosa das grandezas elétricas que compõem o sistema antes e depois de uma ocorrência de falta.

Uma análise bastante importante é a observação do comportamento da carga numa ocorrência de falta no conversor. Neste estudo são analisados os sinais que podem identificar uma condição de falta no sistema. Conceitualmente, este estudo é denominado assinatura de falta e foi primeiro realizado por KASTHA e BOSE (1994), utilizando como objeto de análise um inversor trifásico alimentando uma máquina assíncrona nas condições de operação normal e em condições de falta. As assinaturas podem ser compreendidas como grandezas elétricas,

tensão ou corrente em pontos específicos do inversor. Para tanto se torna imprescindível a utilização de sensores capazes de adquirir tais informações

Um estudo de fundamental importância é o do procedimento para diagnosticar a falta. A análise do comportamento da carga nas condições de falta demonstra que é possível desenvolver técnicas capazes de identificar o tipo de falta ocorrida, tendo como observação as suas assinaturas. Este estudo foi apresentado por KASTHA e BOSE (1994).

Muitos trabalhos vêm sendo publicados utilizando análises destas grandezas no diagnóstico de possíveis faltas. Este estudo foi realizado inicialmente por SPEED e WALLACE (1990).

A técnica de detecção consiste basicamente na comparação das assinaturas de falta com sinais de referência estabelecidos para as condições de falta. Muitos pesquisadores desenvolveram trabalhos nesta área, contribuindo significativamente para o estudo das mesmas. É o caso de DEBEBE, RAJAGOPAN e SANKAR (1991). Neste trabalho, o método proposto utilizava tabelas de encadeamento lógico que possibilitavam a detecção das faltas. Mais tarde, CALONNEC (1995) mostrou que o entendimento da ocorrência de falta em inversores de frequência pode ser obtido com a utilização de uma árvore lógica, a qual está organizada e dividida em um sistema físico de vários sistemas e interconexões. A ocorrência de falta é verificada quando uma destas interconexões não corresponde a um padrão pré-estabelecido.

ZHANG, ARIS e HULLEY (1995) elaboraram estudos de falta em inversor fonte de tensão a partir da observação das correntes nos terminais da máquina (carga). Nesta análise, as correntes são descritas através de seus valores médios e de suas respectivas polaridades no primeiro e segundo quadrante de cada ciclo.

AKPINAR, PILLAY e RICHARD (1996), elaboraram um estudo acerca das faltas ocorridas nos inversores estáticos, provocadas por faltas nas fontes primárias. Este trabalho consistia em uma investigação de falta provocada por uma abertura ou curto-circuito em uma das fases, e se estudava o efeito da mesma nas correntes e no conjugado da carga.

PEUGET, COURTINE e ROGNON (1998), propuseram uma nova abordagem para faltas ocorridas em inversores de frequência relacionadas com a perda de comando de uma das chaves do inversor. Ela consiste, basicamente, na análise do comportamento da corrente da carga, e é baseada em duas metodologias: a análise da trajetória do vetor corrente e o cálculo de sua frequência instantânea. Na primeira, é possível detectar e identificar a condição

de falta em ciclo fundamental da tensão de alimentação da carga. Na segunda, apenas as condições de falta são detectadas.

Seguindo a mesma linha de estudo, MENDES e CARDOSO (1999) propuseram o estudo da análise da trajetória do vetor corrente para detecção de faltas ocorridas em inversores de frequência. Nesta proposta, a falta é determinada pela variação do valor médio do módulo vetor corrente. Ainda nesta linha de pesquisa, KRAL e KAFKA (2000) introduziram um método para a detecção de falta em conversores de frequência alimentando uma máquina assíncrona. Nesta abordagem a trajetória é determinada através da discretização do ângulo do vetor corrente de referência.

RIBEIRO (2000a, 2000b) propôs várias estratégias para detecção e identificação das faltas em máquinas elétricas alimentadas por inversor de frequência. Estas técnicas consistem em métodos capazes de identificar os tipos de falta e qual dispositivo a provocou.

### 1.3 Estrutura do inversor multinível

Com o surgimento dos novos dispositivos semicondutores tornou-se possível o desenvolvimento de um inversor capaz de operar com um número maior de níveis. O inversor multinível recebeu esta denominação devido ao maior número de níveis que utiliza na sintetização dos sinais gerados, em comparação com os inversores de dois níveis. Isto resultou num maior controle dos sinais de potência e tensão máximas suportadas pelas chaves, reduzindo assim a tensão aplicada as chaves, contribuindo, desta forma, para a minimização das perdas por condução. Estas estruturas possibilitam a geração de formas de ondas de tensão nas saídas mais próximas das senoidais, pois possuem mais níveis para a composição da componente de frequência fundamental, diminuindo as componentes harmônicas, além de possibilitar a utilização das chaves em níveis maiores de tensão, uma vez que a tensão máxima suportada por elas é igual à:  $(\text{Tensão do Barramento CC.}) / (N-1)$ , onde N é o número de níveis do inversor (MENDES, 2000). Isso evita o uso de transformadores.

Este estudo já está bem difundido em trabalhos acadêmicos realizados por DE OLIVEIRA (2004), onde são analisados seus diversos aspectos de funcionamento é feito um estudo comparativo das diversas técnicas de modulação empregadas.

Nos últimos anos os inversores multiníveis vêm se tornando a proposta mais difundida para acionamento elétrico de alta potência e alto desempenho. Os aspectos mais

relevantes a serem observados em um inversor de tensão para determinar sua eficiência de conversão são: a forma de onda das tensões de saída, ou seja, o quanto elas estão próximas das formas senoidais; a possibilidade de operar em faixas de frequências mais elevadas; a diminuição das distorções harmônicas; o aumento da frequência de chaveamento; a redução das perdas por condução e, finalmente, a diminuição da interferência eletromagnética (EMI). (NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H., 1981; CARRARA *et al.*, 1992; TOBERT, L. M.; PENG, F. Z., 1998).

As características de projetos estão intrinsecamente relacionadas. Para alterar uma delas, necessariamente outras serão afetadas (NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H., 1981). Entretanto, o que se torna primordial na análise de um inversor de tensão é a qualidade da forma de onda da tensão de saída, o quanto se aproxima da forma senoidal. Caso a forma de onda de saída não corresponda ao perfil senoidal, provocará o surgimento de componentes harmônicos de frequências, diferentes da fundamental e com amplitudes elevadas provocando, com isto, o aumento das perdas, interferências eletromagnéticas, entre outras. Logo, estes aspectos indesejáveis já vêm sendo motivos de estudos de diversos pesquisadores que tentam encontrar uma solução satisfatória (NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H., 1981; CARRARA *et al.*, 1992; TOBERT, L. M.; PENG, F. Z., 1998).

## 1.4 Inversor multinível com capacitor flutuante

Em 1992, MEYNARD e FOCH introduziram uma topologia de conversor multinível denominada conversor com capacitor flutuante (Fig. 1.1). Nesta estrutura, a tensão sobre as chaves são limitadas pelos capacitores.

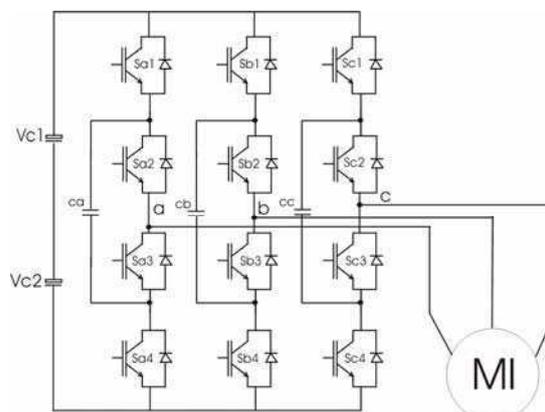


Figura 1.1: Inversor multinível tipo capacitor flutuante. Inversor – 3 níveis.

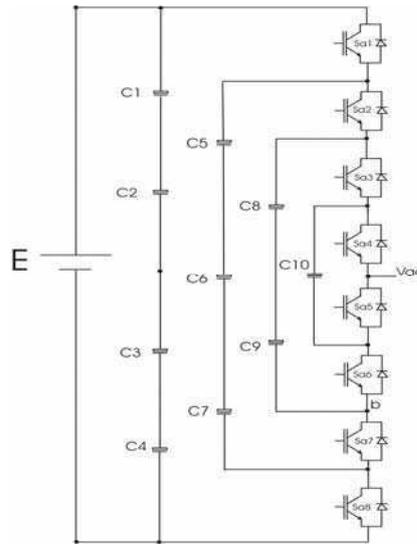


Figura 1.2: Inversor multinível tipo capacitor flutuante. - Uma fase – 5 níveis.

A partir da figura 1.1, para o inversor trifásico de três níveis, obtêm-se a tabela 1 com os estados de chaveamento possíveis para as chaves de um braço ( $k \in \{a, b, c\}$ ) do inversor e seus respectivos valores de tensão de pólo  $V_{ko}$ .

Tabela 1: Estados das chaves e tensões de pólo para um braço do inversor da figura 1.1.

Estados das chaves (k)	$S_{k1}$	$S_{k2}$	$S_{k3}$	$S_{k4}$	$V_{ko}$
3	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada	$E/2$
2	Ligada	Desligada	Ligada	Desligada	$E/2 - V_{Ck}$
1	Desligada	Ligada	Desligada	Ligada	$V_{Ck} - E/2$
0	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada	$-E/2$

Pela tabela 1, cada braço do inversor produz quatro configurações diferentes para as chaves, implicando em quatro níveis de tensão de pólo na saída. Isto fornece um total de  $4^3 = 64$  estados. No entanto, a tensão  $V_{Ck}$  nos capacitores flutuantes pode oscilar numa faixa mínima de valores acima e abaixo de  $E/2$ . Para isso, é necessário garantir o equilíbrio das tensões sobre as chaves e, assim, fornecer três níveis de tensão de pólo ( $E/2, 0, -E/2$ ), como ocorre no inversor de três níveis com neutro grampeado. Observando a figura 1.1 e a Tabela 1, vemos que o estado 2 é responsável pelos carregamentos dos capacitores  $C_a, C_b, C_c$ , isto quando a corrente é maior que zero, ou seja, saindo do inversor para a carga, enquanto o estado 1 possibilita os seus descarregamentos, quando a corrente é menor que zero. Logo, aplicando-se uma combinação apropriada destes dois estados (1 e 2) podemos controlar o balanceamento das tensões nos capacitores flutuantes.

Na estrutura do inversor com neutro grampeado, os capacitores flutuantes podem ser submetidos a níveis de tensão maiores do que os das chaves, caso não se aplique estratégia de equalização destas tensões. A conexão de capacitores em série em estruturas com N níveis (fig. 1.2) é utilizada para equalizar as tensões a que cada capacitor é submetido. Isso provoca um elevado número de capacitores em estruturas com N níveis, fazendo com que boa parte da estratégia de controle do inversor seja direcionada para solução do problema do desequilíbrio das tensões nestes capacitores e naqueles ligados ao barramento da fonte CC.

## 1.5 Inversor multinível em cascata com fontes CC separadas

MARCHESONI, (1992) propôs a conexão em série de múltiplos inversores monofásicos sem a necessidade de transformadores. Foi a primeira topologia dos conversores multiníveis em cascata com fontes C.C. separadas (Fig. 2.3).

Em 1995, PENG, (1995a, 1995b) realizou estudos desta topologia para aplicação em compensadores estáticos de reativos e fez uma análise comparativa entre as três topologias de conversores multiníveis desenvolvidas até então, apresentando a topologia com diodos grampeadores como a topologia com maior facilidade de implementação. As topologias mencionadas são: com diodos grampeadores, com capacitores flutuantes e as topologias que utilizavam transformadores de entrada e saída.

Em 1998, MANJREKAR e LIPO apresentaram uma topologia de conversor multinível em cascata derivada da estrutura de MARCHESONI, contendo N inversores em cascata, cada um com fonte de tensão independente com o dobro do valor da anterior ( $E_1=V$ ,  $E_2=2V$ ,  $E_3=4V$ ,...  $E_n=2^{(N-1)}V$ ), possibilitando, assim,  $(2^{(N+1)}-1)$  níveis diferentes de tensão na saída do conversor multinível.

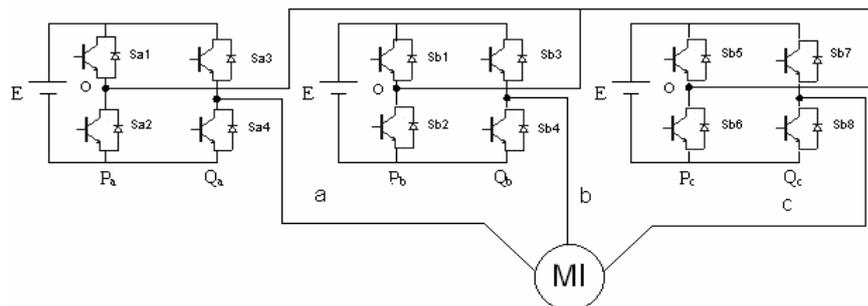


Figura 1.3: Inversor multinível do tipo em cascata. Inversor – 3 níveis.

## 1.6 Inversor multinível com diodos grampeadores

O interesse pelas topologias de inversores multiníveis de tensão aumentou quando NABAE, TAKAHASHI e AKAGI, (1981) introduziram a estrutura do conversor multinível com neutro grampeado de três níveis (Fig. 1.4), também chamado de inversor multinível com diodos grampeadores, que tinha como principal vantagem uma redução significativa na distorção harmônica que acompanhava os conversores de dois níveis até então estudados, melhorando a qualidade das formas de onda da saída.

Como pode ser observado na figura 1.4, cada braço é constituído de quatro chaves com seus respectivos diodos em antiparalelo e dois diodos grampeadores ligados ao “ponto de neutro” ou “derivação central” (terminal “O”) do ramo formado pelo divisor capacitivo. A tensão sobre as chaves é mantida igual à tensão dos capacitores ( $E/2$ ) através dos diodos grampeadores. Outros aspectos desta topologia serão melhor observados no capítulo 2, onde o estudo deste inversor é o foco principal.

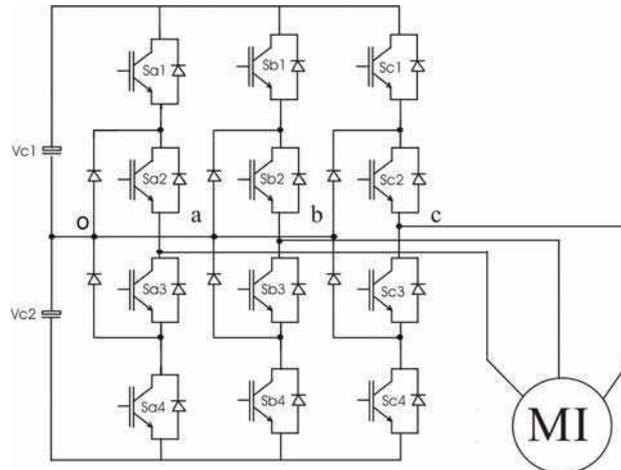


Figura 1.4: Inversor multinível com diodos grampeadores

Os aspectos relevantes que fizeram da topologia com diodos grampeadores, a topologia escolhida para o estudo das faltas neste trabalho, inicia-se com análises das dificuldades de implementação das outras topologias. Se pensarmos que o aumento do número de níveis eleva o problema da implementação prática de inversores multiníveis em cascata devido à quantidade de fontes CC separadas para conexão com os módulos monofásicos com quatro chaves cada, e que o elevado número de capacitores na estrutura com capacitores flutuantes

aumenta de forma drástica o problema do desequilíbrio das tensões nos capacitores, a grande quantidade de diodos, na topologia com diodos grampeadores, pode não ser um grande inconveniente em muitas aplicações.

Sua maior utilização em aplicações industriais e a maior quantidade de estudos realizados para tratamento e comando desta topologia, fizeram com que, neste trabalho, a estrutura do inversor de três níveis com diodos grampeadores fosse escolhida como ponto inicial para análise das faltas em inversores multiníveis.

## 1.7 Diagnóstico de faltas em inversores multiníveis

A confiabilidade nos sistemas de eletrônica de potência é muito importante nas áreas industrial, comercial e militar e a complexidade das topologias dos inversores multiníveis, comportando um grande número de dispositivos, aumenta a possibilidade de faltas. Desta forma, é necessário o estudo e desenvolvimento de estratégias que permitam o funcionamento de forma contínua, mesmo em caso de faltas de dispositivo. A tolerância à falta é obtida pelo uso de uma reconfiguração da topologia.

Poucos estudos foram desenvolvidos no intuito de diagnosticar e compensar faltas em inversores multiníveis em geral. SINHA *et al* (1995) apresenta um estudo de tolerância à falta, dando ênfase aos inversores de cinco níveis, neste trabalho são investigados o impacto nas condições operacionais e o estresse resultante, também são investigadas diferentes possibilidades de faltas em diferentes dispositivos. Em relação aos inversores com diodos grampeadores, também conhecidos como NPC (Neutral Point Converters), de LI e XU (2001) propuseram estratégia de modulação tolerante a faltas em inversores de três níveis NPC sob curto-circuito de um dispositivo em sistema de acionamento de alta potência, no entanto resultados deste estudo não foram concluídos até aquele momento. FRANÇOIS e HAUTIER (2002) propuseram uma estratégia de controle, com redundância na topologia do inversor NPC monofásico, tolerante à falta, sem necessidade de dispositivos adicionais, baseado em multi algoritmos de controle que dependem das condições de operação do sistema. SON *et al* (2004) propõe um método simples de diagnose de faltas e controle da tensão do neutro, que têm como finalidade proteger o sistema da tensão desbalanceada dos capacitores, que normalmente ocorre devido à falta nos inversores NPC de três níveis, quando operam em sistemas de alta tensão e alta potência. Finalmente, PARK *et al* (2004) apresentam uma

estratégia de compensação de faltas com operação contínua, mantendo as correntes senoidais com frequência e amplitude constantes, contudo apresenta uma redução da potência do sistema. Os outros trabalhos se referem a outros tipos de conversores multiníveis. RICHARDEAU, BAUDESSON e MEYNARD (2002) estudaram a capacidade de um IGBT operar corretamente em condição de curto-circuito, como parte de um inversor multicélulas, formado por células imbricadas em série com um capacitor flutuante entre cada célula. XIAOMIN, CORZINE e YAKOV (2004) apresentaram um projeto para inversores multinível com capacitores flutuantes com tolerância a faltas, utilizando um SCR em paralelo com cada IGBT. Neste estudo, quando um dispositivo por fase falha é curto-circuitado e o inversor mantém o mesmo número de níveis anterior, pela reconfiguração dos sinais de comando das chaves; isto só é válido se a falta ocorrer em apenas um dispositivo por fase. Também é discutido o balanceamento da tensão dos capacitores em condições de falta. CHEN *et al* (2004) apresentam um inversor, desenvolvido a partir do inversor generalizado introduzido por PENG (2001), com capacidade de tolerância a faltas, a tensão sendo mantida nos dispositivos de potência por circuitos redundantes equivalentes e modificações no modo de controle.

Dos estudos mencionados, apenas o de SON *et al* (2004) discute a detecção de faltas em um inversor multinível e, mesmo assim, de forma superficial.

## 1.8 Objetivos e contribuições

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de estratégias de detecção, localização e compensação de faltas verificadas em inversores multiníveis com diodo grampeado. Em relação aos trabalhos existentes podem-se mencionar as seguintes contribuições:

- Estudo único sobre a detecção e identificação de faltas em inversores multiníveis fonte de tensão do tipo diodo grampeado, inclusive introduzindo técnica de localização do interruptor defeituoso.
- Estudo das limitações do inversor convencional de três níveis a diodos grampeados e de uma topologia tolerante a faltas, com componentes adicionais, já existente na literatura.

- Estudo de uma topologia, com elementos adicionais, com capacidade de tolerância a faltas tanto no caso de curto-circuito como no caso de interruptor aberto.

## 1.9 Organização do trabalho

- **Capítulo 1** – É realizada uma revisão bibliográfica, do estudo das faltas em inversores fonte de tensão e são apresentadas três topologias de conversores multiníveis uma com capacitores flutuantes outra com fontes CC separadas e por fim a estrutura com diodos grampeadores.
- **Capítulo 2** – É introduzido um estudo do inversor multinível com diodos grampeadores e apresentado um conjunto de equações desta topologia de inversor. É feita uma análise das possibilidades de configuração para correntes maiores e menores que zero. É apresentado o diagrama vetorial do inversor multinível, é feita uma apresentação de uma estratégia de modulação; é apresentado o estudo do desbalanceamento dos capacitores e por fim é apresentado o modelo do motor assíncrono trifásico utilizado para o estudo das faltas.
- **Capítulo 3** – Neste capítulo é apresentado inicialmente um conjunto de possibilidades de faltas por perda de comando (chave aberta) e por curto-circuito no inversor multinível com diodos grampeadores. É feita uma representação vetorial das condições de falta e por último é introduzido um conjunto de análises, que determina através destas, a tensão de pólo em presença de falta, por chave aberta e por chave em curto-circuito.
- **Capítulo 4** – Neste capítulo é introduzido um estudo de falta que possibilita identificar através do desvio de tensão a região do braço atingida pela falta. É apresentado e comentado a identificação da falta por curto-circuito, como também apresentados os resultados de simulação e experimentais das condições de falta.
- **Capítulo 5** – Neste capítulo são apresentadas, possibilidades e limitações da estrutura do inversor multinível com diodos grampeadores denominados de NPC. É feito um estudo de topologias alternativas com componentes adicionais

para a compensação das faltas, finalizando com a apresentação dos resultados de simulação e experimentais das topologias propostas como possíveis soluções para compensação das faltas.

# CAPÍTULO 2

## Inversor multinível com diodos grampeadores

### 2.1 Introdução

Como mencionado no capítulo 1, o inversor multinível com diodos grampeadores foi concebido a partir do início da década de 80 por NABAE, TAKAHASHI e AKAGI, (1981). Eles desenvolveram um estudo desta nova topologia de inversores. Esta topologia tinha como finalidade melhorar o sinal de saída dos inversores fonte de tensão. Esta técnica denominava-se de multinível com neutro grampeado de três níveis, pois se tratava de uma técnica que era capaz de fornecer à saída um sinal de tensão com maior número de níveis, onde sua principal vantagem estava na redução significativa da distorção harmônica que acompanhava os conversores de dois níveis até então estudados, melhorando a qualidade das formas de onda da saída.

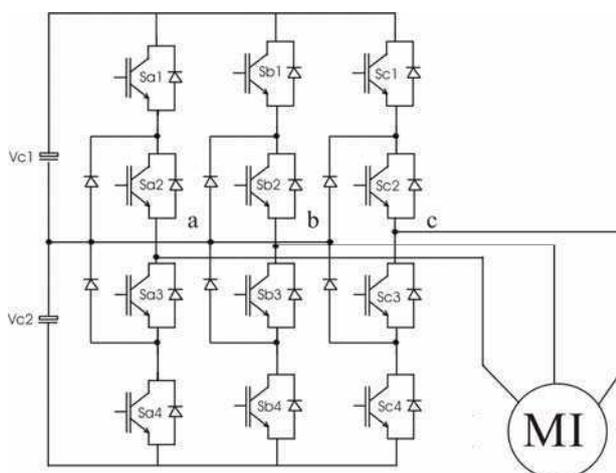


Figura 2.1: Inversor de três níveis com diodos grampeadores

Outros estudos foram desenvolvidos por BHAGWAT (1983) e CHOI (1991), eles estenderam os conceitos estudados por NABAE, TAKAHASHI e AKAGI, (1981) para estruturas de inversores multiníveis, comprovando que com o aumento do número de níveis, proporcionava-se uma tensão de saída mais próxima da tensão senoidal, pois a mesma era constituída de uma maior quantidade de níveis, a qual contribui para obtenção de um maior nível de tensão no barramento CC para estes tipos de inversores

## 2.2 Equações das tensões da topologia do inversor multinível com diodos grampeadores.

As equações de 2.1 a 2.4 definem cada uma das tensões relacionadas com o circuito da figura 2.1, a notação utilizada foi a de fasores.

- Tensões de Pólo: 
$$\begin{cases} V_{ao} = V_a \\ V_{bo} = V_b \\ V_{co} = V_c \end{cases} \quad (2.1)$$

- Tensão de modo comum:  $V_{no}$

- Tensões de Fase: 
$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (2.2)$$

- Tensões de Linha: 
$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (2.3)$$

Para uma carga trifásica ligada em estrela ao inversor da figura 2.1:

$$I_a = \frac{V_{an}}{Z_a} = V_{an} \times Y_a$$

$$I_b = \frac{V_{bn}}{Z_b} = V_{bn} \times Y_b$$

$$I_c = \frac{V_{cn}}{Z_c} = V_{cn} \times Y_c$$

$Z_a, Z_b, Z_c$  e  $Y_a, Y_b, Y_c$  são as impedâncias e admitâncias das fases a, b e c respectivamente.

Pela lei de Kirchhoff para as correntes no nó “n” da figura 2.1(admitindo que a carga esteja ligada na configuração Y), sabe-se que:

$$I_a + I_b + I_c = 0$$

Substituindo estas correntes, deduzidas nas três equações anteriores, obtemos:

$$V_{an} \times Y_a + V_{bn} \times Y_b + V_{cn} \times Y_c = 0$$

Substituindo nesta equação os valores de  $V_{an}, V_{bn}$  e  $V_{cn}$  fornecidos pelas equações 2.2, resulta em:

$$V_{ao} \times Y_a + V_{bo} \times Y_b + V_{co} \times Y_c - V_{no} \times (Y_a + Y_b + Y_c) = 0$$

O que nos fornece:

$$V_{no} = \frac{V_{ao} \times Y_a + V_{bo} \times Y_b + V_{co} \times Y_c}{Y_a + Y_b + Y_c} \tag{2.4}$$

Para um sistema trifásico com cargas equilibradas,  $Y_a = Y_b = Y_c = Y$ , logo:

$$V_{no} = \frac{V_{ao} + V_{bo} + V_{co}}{3} \tag{2.5}$$

A partir da tabela 2 pode-se obter a equação seguinte relacionando as tensões de pólo  $V_{ko}$  com os estados de chaveamento “abc” ( $a, b$  e  $c \in \{0,1,2\}$ ):

$$V_{ko} = \left( \frac{k-1}{2} \right) \times E \quad (k \in \{a,b,c\}) \tag{2.6}$$

A partir da figura 2.1, para o inversor trifásico de três níveis, obtêm-se a tabela 2 com os estados de chaveamento possíveis para as chaves de um braço ( $k \in \{a, b, c\}$ ) do inversor e seus respectivos valores de tensão de pólo.

Tabela 2: Estados das chaves e tensões de pólo para um braço do inversor da figura 2.1.

Estado das chaves (k)	Sk1	Sk2	Sk3	Sk4	Vko
2	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada	E/2
1	Desligada	Ligada	Ligada	Desligada	0
0	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada	-E/2

As tensões de linha são obtidas a partir das tensões de pólo. A partir da equação 2.3:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bo} - V_{co} \\ V_{co} - V_{ao} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Substituindo os valores das tensões de pólo obtidas da 2.6 em 2.7, obtemos:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \times \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \\ \mathbf{c} \end{bmatrix} \quad (\mathbf{a}, \mathbf{b} \text{ e } \mathbf{c} \in \{0,1,2\}) \quad (2.8)$$

Em termos das tensões de pólo, a equação 2.7 pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

As tensões de fase são obtidas a partir da equação 2.2, o que resulta em:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ao} - V_{no} \\ V_{bo} - V_{no} \\ V_{co} - V_{no} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Substituindo na equação anterior o valor da tensão de modo comum dada pela equação 2.5, se obtém:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 2V_{ao} - V_{bo} - V_{co} \\ -V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co} \\ -V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Novamente, substituindo os valores das tensões de pólo obtidas da equação 2.6 em 2.11, resulta em:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \\ \mathbf{c} \end{bmatrix} \quad (\mathbf{a}, \mathbf{b} \text{ e } \mathbf{c} \in \{0,1,2\}) \quad (2.12)$$

Em um sistema trifásico de tensões equilibradas, as tensões de fase também podem ser obtidas a partir das tensões de linha, conforme a equação matricial 2.11:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 2V_{ao} - V_{bo} - V_{co} \\ -V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co} \\ -V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} (V_{ao} - V_{bo}) - (V_{co} - V_{ao}) \\ -(V_{ao} - V_{bo}) + (V_{bo} - V_{co}) \\ (V_{co} - V_{ao}) - (V_{bo} - V_{co}) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} V_{ab} - V_{ca} \\ -V_{ab} + V_{bc} \\ V_{ca} - V_{bc} \end{bmatrix}$$

Por fim:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Ou ainda, em termos das tensões de pólo, a equação 2.11 pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

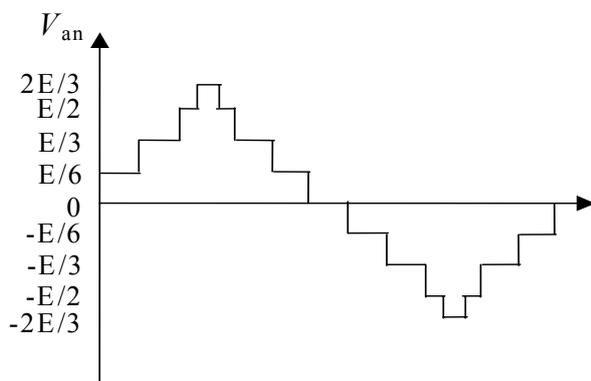


Figura 2.2: Inversor de três níveis com diodos grampeadores. -Tensão de fase

Como podem ser observadas, da tabela 2 e das equações 2.6, 2.8 e 2.12, as tensões de pólo possuem três níveis, as tensões de linha possuem cinco níveis e as tensões de fase nove níveis (Fig. 2.2) nos inversores trifásicos de três níveis com diodos grampeadores (Fig. 2.1). Assim, a configuração deste inversor trifásico com quatro chaves por braço nos forneceria um conjunto de  $4^3 = 64$  estados. Contudo, como pode ser observado na figura 2.2 e na tabela 2 (três estados possíveis para as chaves de cada braço), as quatro chaves devem trabalhar duas a duas. Na prática, deve-se obedecer a seqüência  $0 \rightarrow 1 \rightarrow 2$  ou  $2 \rightarrow 1 \rightarrow 0$  para assegurar que apenas duas chaves em um braço estarão mudando seus estados de condução simultaneamente, possibilitando menores perdas por comutação. Logo, obtêm-se um conjunto de  $3^3 = 27$  estados, dos quais apenas 18 produzem valores diferentes de tensões na saída do inversor. Isto pode ser visto na tabela 3, onde as configurações que produzem as mesmas tensões de saída estão agrupadas.

Os vetores correspondentes às configurações da tabela 3 são divididos em pequenos ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ ), médios ( $V_8, V_{10}, V_{12}, V_{14}, V_{16}$  e  $V_{18}$ ), grandes ( $V_7, V_9, V_{11}, V_{13}, V_{15}$  e  $V_{17}$ ) e o vetor nulo  $V_0$ .

Tabela 3: Estados das chaves, tensões de pólo e vetores espaciais para topologia da figura 2.1

Configuração	Configurações das chaves (abc)	Vao	Vbo	Vco	Vetores
0	000	-E/2	-E/2	-E/2	V0 = 0
	111	0	0	0	
	222	E/2	E/2	E/2	
1	100	0	-E/2	-E/2	V1 = (E/3)e <sup>j0π/3</sup>
	211	E/2	0	0	
2	110	0	0	-E/2	V2 = (E/3)e <sup>jπ/3</sup>
	221	E/2	E/2	0	
3	010	-E/2	0	-E/2	V3 = (E/3)e <sup>j2π/3</sup>
	121	0	E/2	0	
4	011	-E/2	0	0	V4 = (E/3)e <sup>jπ</sup>
	122	0	E/2	E/2	
5	001	-E/2	-E/2	0	V5 = (E/3)e <sup>j4π/3</sup>
	112	0	E/2	0	
6	101	0	-E/2	0	V6 = (E/3)e <sup>j5π/3</sup>
	212	E/2	0	E/2	
7	200	E/2	-E/2	-E/2	V7 = (2E/3)e <sup>j0π/3</sup>
8	210	E/2	0	-E/2	V8 = (E/√3)e <sup>jπ/6</sup>
9	220	E/2	E/2	-E/2	V9 = (2E/3)e <sup>jπ/3</sup>
10	120	0	E/2	-E/2	V10 = (E/√3)e <sup>jπ/2</sup>
11	020	-E/2	E/2	-E/2	V11 = (2E/3)e <sup>j2π/3</sup>
12	021	-E/2	E/2	0	V12 = (E/√3)e <sup>j5π/6</sup>
13	022	-E/2	E/2	E/2	V13 = (2E/3)e <sup>jπ</sup>
14	012	-E/2	0	E/2	V14 = (E/√3)e <sup>j7π/6</sup>
15	002	-E/2	-E/2	E/2	V15 = (2E/3)e <sup>j4π/3</sup>
16	102	0	-E/2	E/2	V16 = (E/√3)e <sup>j9π/6</sup>
17	202	E/2	-E/2	E/2	V17 = (2E/3)e <sup>j5π/3</sup>
18	201	E/2	-E/2	0	V18 = (E/√3)e <sup>j11π/6</sup>

### 2.3 Possibilidades de configurações para operação com a corrente de fase maior que zero, ia > 0.

Para corrente maior que zero, ou seja, corrente saindo do braço, são apresentadas três estados de condução, observados pela figura 2.3 como sendo estado 2, estado 1 e estado 0. O

estado 2 ocorre quando a carga é conectada ao potencial positivo do barramento CC através da condução das chaves Sa1 e Sa2. O estado 1 a carga é conectada ao potencial zero do barramento CC através da chave Sa2, já o estado zero ocorre quando a carga é conectada ao potencial negativo do barramento CC pelos diodos de roda livre D3 e D4 figura 2.3(c). Nestes estados é possível observar as condições necessárias à composição do sinal de tensão de três níveis. Para o nível de tensão  $E/2$ , observa-se na figura 2.3(a) a condução das chaves superiores Sa1 e Sa2 permitindo, desta maneira, a circulação da corrente do capacitor C1 para a carga. Desta forma, a carga é conectada ao potencial positivo  $E/2$ . Na figura 2.3(b), na condição de condução da corrente saindo do braço, ou seja, maior que zero, a carga é conectada ao ponto central do barramento CC através do diodo D5 e da chave Sa2 fornecendo, assim, o potencial zero para a carga.

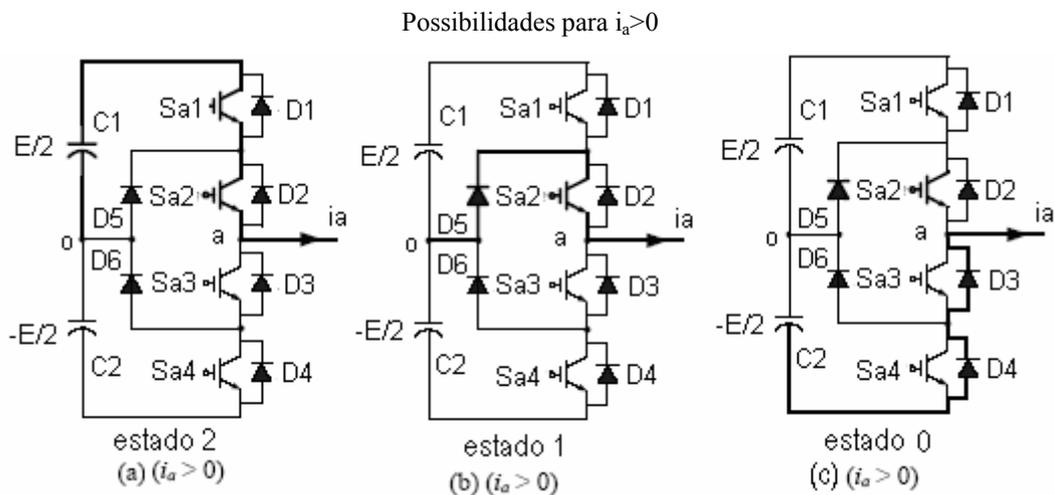


Figura 2.3 - Inversor de três níveis com diodos grampeadores - Uma fase – 3 níveis.  $i_a > 0$ .

## 2.4 Possibilidades de configurações para operação com a corrente menor que zero, $i_a < 0$ .

Para corrente menor que zero, ou seja, corrente entrando no braço, são apresentados três estados de condução. Os estado 2, estado 1 e o estado 0. Nos estados 1 e 0, a condução da corrente depende da comutação das chaves. Para o estado 1 figura 2.4(b) a carga é conectada ao potencial zero do barramento através da comutação da chave Sa3 e da condução do diodo

D6. No estado 0 figura 2.4(c) a carga é conectada ao potencial negativo do barramento através da condução de Sa3 e Sa4. O estado 2 figura 2.4(a) é o único que não depende da comutação das chaves, neste caso específico a carga é conectada ao potencial positivo do barramento através dos diodos de roda livre D1 e D2. Através dos estados 2, 1 e 0 é possível obter os três níveis de tensão o  $E/2$ , o 0 e o  $-E/2$ , respectivamente.

Possibilidades para  $i_a < 0$

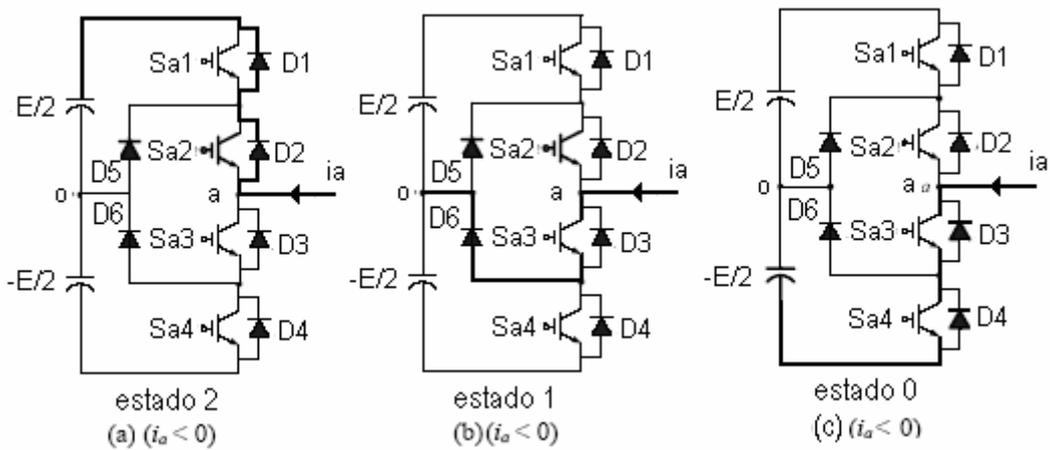


Figura 2.4 - Inversor de três níveis com diodos grampeadores - Uma fase – 3 níveis.  $i_a < 0$ .

## 2.5 Diagrama vetorial

As condições de chaveamento apresentadas para o braço A pelas figuras 2.4 e 2.5 são as mesmas aplicadas aos demais braços do inversor (braço B e braço C), Esta combinação trifásica dá origem a um grupo de vetores, denominado vetores espaciais.

Através do diagrama vetorial é possível observar a localização e a amplitude de cada vetor (Fig. 2.5).

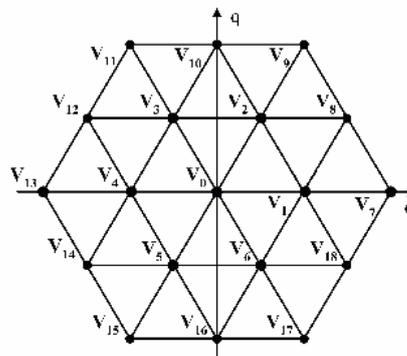


Figura 2.5: Diagrama Vetorial de três níveis

Como pode ser verificado na Tabela 3, existem quatro grupos diferentes de configurações das chaves que geram vetores espaciais de tensão com amplitudes diferentes. O primeiro grupo corresponde às três configurações que geram o vetor nulo (grupo Z – “zero vectors”). O segundo grupo (grupo S – “small vectors”) origina os vetores com amplitudes iguais a  $E/3$ , com cada vetor podendo ser gerado por duas configurações diferentes. O terceiro grupo (grupo M – “middle vectors”) inclui os vetores com amplitudes iguais a  $E/\sqrt{3}$ , com cada vetor sendo gerado por uma única configuração das chaves. O quarto grupo (grupo L – “large vectors”) corresponde aos vetores com maior amplitude ( $2E/3$ ), cada um sendo gerado por uma única configuração das chaves.

A definição de um padrão de chaveamento consiste na escolha das configurações das chaves para implementação de cada vetor espacial de tensão e da ordem de aplicação destes vetores.

## 2.6 Modulação por largura de pulso por comparação com portadora triangular

Os métodos de modulação usados em inversores multiníveis podem ser classificados segundo a frequência de chaveamento utilizada. Para altas frequências, o método mais popular em aplicações industriais é a clássica PWM por comparação com portadora triangular, que usa a técnica de deslocamento de fase para reduzir a quantidade de componentes harmônicos nas tensões de saída. Também nesta categoria, encontra-se a modulação PWM vetorial, que se baseia na representação dos estados de configuração das chaves do inversor por vetores espaciais de tensão. Atualmente, esta última é a técnica de modulação por largura de pulso mais estudada na literatura.

Na estratégia PWM por comparação com portadora triangular, ela compara um sinal triangular em alta frequência (portadora) com três sinais senoidais de referência (modulantes) para criar os pulsos de comando para as chaves do inversor (Fig. 2.6). Para estender a linearidade, um sinal de seqüência zero é adicionado às três tensões modulantes. A introdução deste sinal pode afetar a tensão de modo comum, mas não distorce as tensões de fase de saída que seguem as tensões modulantes de referência (BLASKO 1996).

A modulação PWM por comparação com portadora triangular, foi motivo de muitas pesquisas e comparações com outros tipos de modulação.

TOLBERT (1999) analisou os efeitos que as diversas estratégias de comando por PWM existentes acarretavam na utilização das chaves para os diferentes níveis de um inversor multinível com diodos grampeadores, além de apresentar duas novas estratégias de comando PWM por comparação com portadora triangular que visavam distribuir igualmente o número de chaveamentos entre todas as chaves do inversor em um período da modulação.

SINHA (1997) utilizou um inversor de quatro níveis com diodos grampeadores, com comando PWM por comparação com portadora triangular, para controlar o desequilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C. em aplicações de acionamento de alta potência.

MCGRATH e HOLMES (2000) propuseram um comparativo entre inversores multiníveis com diodos grampeadores e a topologia em cascata com fontes C.C. separadas, ambos com comando PWM por comparação com portadora triangular.

Um estudo comparativo entre as técnicas de modulação PWM vetorial e PWM por comparação com portadora triangular, foi feito por WANG (2002) para inversores de três níveis com diodos grampeadores e por MCGRATH e HOLMES (2001), para comando das diversas topologias de inversores multiníveis. Ambos os trabalhos visavam estender aos inversores multiníveis o fato de que, em inversores de dois níveis, a modulação PWM vetorial e a modulação PWM por comparação com portadora triangular, produzem exatamente as mesmas seqüências de chaveamento, em um período da modulação, quando um apropriado nível de seqüência zero é adicionado às formas de onda de referência para as modulantes na modulação PWM por comparação com portadora triangular.

Na modulação PWM por comparação com portadora triangular, as tensões modulantes (equação 2.15) são obtidas a partir das tensões de fase de referência com a adição de uma tensão de seqüência zero (equação 2.16).

$$\begin{aligned} V_{an}^* &= V_p \cos(\theta) \\ V_{bn}^* &= V_p \cos(\theta - 2\pi/3) \\ V_{cn}^* &= V_p \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$V_{Zero}^* = \frac{1}{2}E - \frac{1}{2}(V_{\max}^* + V_{\min}^*) \quad (2.16)$$

Com  $V_{\max}^*$  e  $V_{\min}^*$  sendo a maior e a menor tensão entre  $V_{an}^*$ ,  $V_{bn}^*$  e  $V_{cn}^*$ , respectivamente.

Sendo E a tensão do barramento c.c. Logo, obtêm-se:

$$V_x^* = V_{xn}^* + V_{Zero}^* \quad (\text{Com } x = a, b, c) \quad (2.17)$$

A estratégia PWM vetorial por comparação com portadora triangular, para comando de inversores de 3-níveis, é equivalente a se ter duas portadoras triangulares com fases iguais, com frequências  $f = 1/2T$  e com amplitudes iguais a E/2. A geração dos pulsos para o acionamento das chaves do inversor de três níveis, e equivalente, as tensões modulantes de referência (equação 2.17) quando comparadas com estas portadoras triangulares.

Na figura 2.6 vemos os sinais de chaveamento e os vetores de tensão utilizados pela modulação para o setor formado pelo triângulo  $V_1-V_2-V_8$ , visto na figura 2.3, em um período das portadoras triangulares ( $T = 2T_s$ )

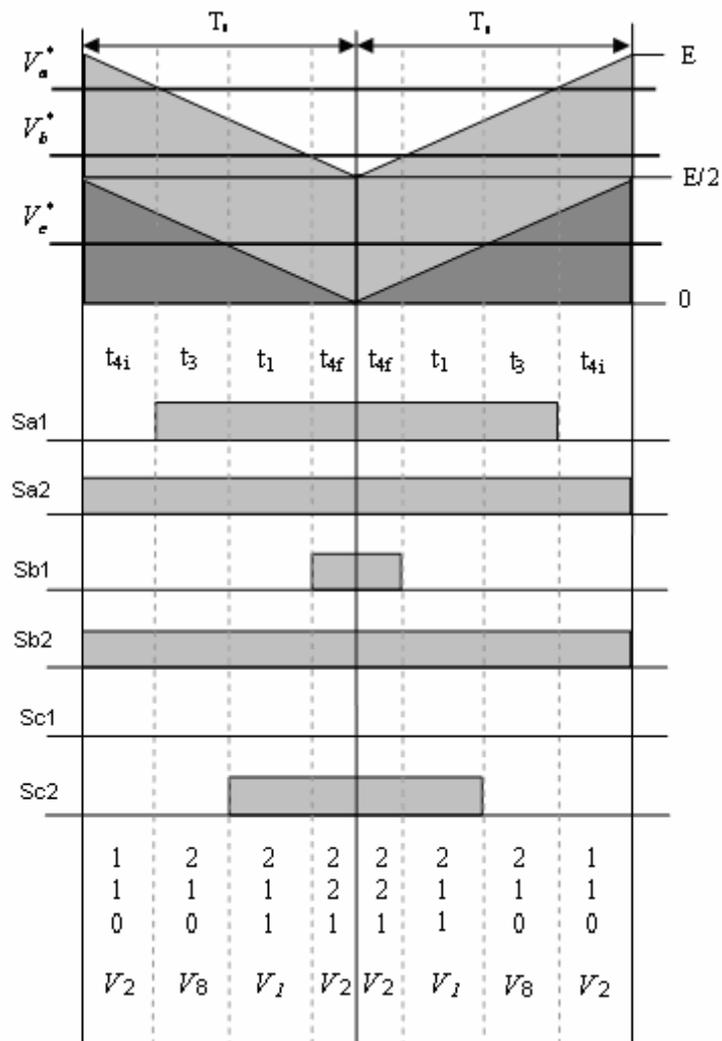


Figura 2.6: Sinais de chaveamento para o inversor 3-níveis (PWM vetorial por comparação com portadora triangular)

A portadora superior, que varia de  $E/2$  à  $E$ , fornece os pulsos de comando para as chaves  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$ , enquanto a portadora inferior, que varia de  $0$  à  $E/2$ , fornece os pulsos de comando para as chaves  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$ . Os sinais de comando para as chaves  $S_{a3}$ ,  $S_{b3}$  e  $S_{c3}$  são complementares aos das chaves  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$ , respectivamente, e os sinais das chaves  $S_{a4}$ ,  $S_{b4}$  e  $S_{c4}$  são complementares aos das chaves  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$ , respectivamente.

Na figura 2.6, também pode ser observado que o vetor de tensão  $V_2$  do grupo “Small Vectors”, que existe no início e no fim do período de chaveamento, possui os tempos de duração divididos diferentemente no início e no fim do período, mesmo com a adição do sinal de seqüência zero nas tensões de pólo de referência, como foi proposto pelo método de comando.

O algoritmo proposto por LEE, KIM e HYUN (2000), visa diminuir a distorção harmônica nas formas de onda de saída e permitir uma maior equalização nas tensões do barramento CC (LEE; KIM; HYUN, 1999) com a utilização de uma PWM vetorial por comparação com portadora triangular modificada em inversores multiníveis.

## 2.7 Desbalanceamento das tensões nos capacitores do barramento CC.

O equilíbrio das tensões dos capacitores é afetado de acordo com o padrão de chaveamento adotado (DE OLIVEIRA, A. S.; DA SILVA, E. R. C.; JACOBINA, C. B., 2004).

Os vetores dos grupos Z e L não afetam o equilíbrio do divisor capacitivo, uma vez que as configurações das chaves que os originam não propiciam nem o carregamento, nem o descarregamento das tensões destes capacitores. No grupo S, uma das duas configurações das chaves que geram o vetor, dependendo do sentido da corrente de carga, irá carregar um capacitor e descarregar o outro, enquanto a outra configuração das chaves fará o inverso. Um exemplo disto é visto nas figuras 2.7(a) e 2.7(b) para o caso das duas configurações possíveis para realização do vetor  $V_1$ . Observando estas figuras fica claro que podemos conseguir um equilíbrio das tensões no divisor capacitivo aplicando as duas configurações durante intervalos iguais em um mesmo período de modulação. Já para o grupo M, os seus vetores

também afetam o equilíbrio da tensão no ponto central do divisor capacitivo (figura 2.8) e, neste caso, como cada vetor é gerado por apenas uma configuração das chaves, não se pode utilizar a mesma estratégia definida para o grupo S.

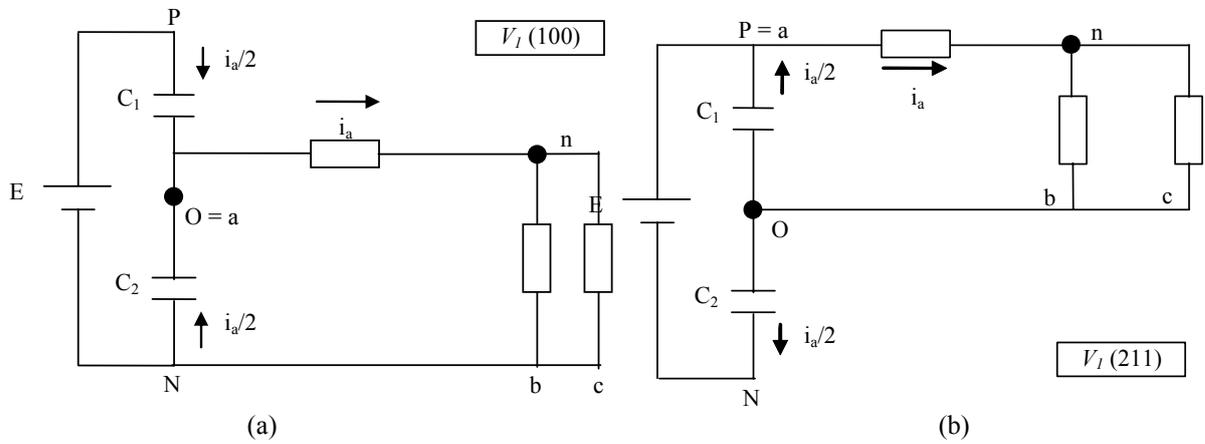


Figura 2.7: Correntes nos capacitores. (a) vetor  $V_1(100)$ . (b) vetor  $V_1(211)$ .

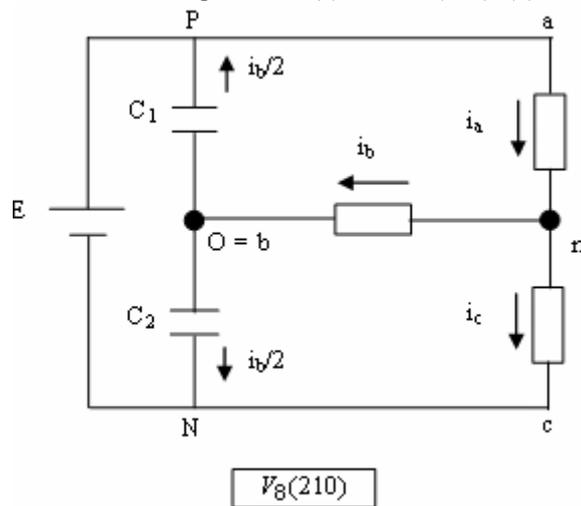


Figura 2.8: Correntes nos capacitores – vetor  $V_8(210)$ .

Na prática, tenta-se manter as tensões iguais nos capacitores ajustando-se o tempo de aplicação de cada uma das configurações das chaves que geram os vetores do grupo S, uma vez que pelo menos um destes vetores aparece em todos os padrões de chaveamento, ou seja, qualquer triângulo utilizado para compor o vetor tensão de referência na figura 2.5 terá como pelo menos um de seus vértices um vetor do grupo S. Fazendo-se esse tempo variável podemos compensar o desequilíbrio provocado quando da aplicação de um vetor do grupo M, como abordado no parágrafo anterior ou quando provocado pela diferença entre os valores das capacitâncias. Esse controle, no entanto, deve ser efetuado em malha fechada, uma vez que

requer o conhecimento do erro de tensão entre os capacitores e do sentido das correntes de carga (MENDES, 2000).

Para inversores multiníveis, algumas estratégias diferentes para PWM Vetorial vêm sendo discutidas ao longo destes anos.

A busca por técnicas vetoriais mais simples deve-se ao fato de que a PWM Vetorial, como tradicionalmente implementada anteriormente, utiliza procedimentos indiretos e complexos para seleção e cálculo dos tempos de aplicação dos vetores de tensão do inversor, o que é pouco atrativo quando se aumenta o número de níveis, como no caso dos inversores multiníveis. Como a tabela com os estados de chaveamento torna-se muito grande, a quantidade de vetores espaciais de tensão existentes gera um aumento no número de regiões (triângulos). Isto dificulta os cálculos para detecção e síntese do vetor tensão de referência. Na figura 2.5, observa-se um total de 24 regiões possíveis para a composição de  $V_{dq}^*$  para um inversor de três níveis enquanto que, no caso do de 4 níveis, teríamos 54 regiões possíveis.

Uma estratégia mais simples para seleção dos vetores de tensão do inversor e cálculo dos seus tempos de aplicação foi proposta por BLASKO (1996) para inversores de dois níveis.

A técnica PWM Vetorial, tradicionalmente estudada, considera a aplicação dos vetores nulos  $V_0$  e  $V_7$  com tempos de duração  $t_0$  e  $t_7$  iguais dentro de um período da modulação. BLASKO (1996) propôs que o tempo de aplicação do vetor  $V_7$  (e  $V_0$ ) seja feito variável de 0 a 100% sobre o tempo  $T_0$  (com  $T_0 = t_0 + t_7$ ). Assim, a relação da duração de aplicação do vetor  $V_0$  pelo vetor  $V_7$  pode ser mantida constante ou variar de um período para outro da modulação. Além disso, BLASKO estudou a correlação existente entre esta estratégia PWMV modificada e a PWM por comparação com portadora triangular e observou que a PWM vetorial modificada (tendo a PWM vetorial tradicional, com  $t_0 = t_7$ , como um caso especial) pode ser implementada como a PWM por comparação com portadora triangular, com a adição de um sinal de seqüência zero nas modulantes senoidais.

SILVA, RODRIGUES e COSTA (2000) introduziram um modulador em tempo real para o controle das três correntes de saída e para a equalização das tensões nos capacitores do barramento CC em inversores multiníveis trifásicos. A técnica era baseada no uso de vetores espaciais. A desvantagem do método era devido a tabela de vetores implementada junto com o algoritmo. Com o aumento do número de níveis a tabela se tornava muito grande e inviável.

Recentemente, outro estudo comparativo entre as técnicas de modulação PWM vetorial e PWM por comparação com portadora triangular, foi feito por HONGYANG e MANGNING (2001) para inversores de três níveis e com possibilidade de ser estendido às topologias com mais níveis. O estudo demonstrou com base em uma análise teórica semelhante à realizada nos inversores de dois níveis como no caso (MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G., 2000; WANG, F., 2002) que os métodos de controle PWM de dois níveis também podem ser estendidos aos inversores multiníveis. Além disso, os autores também propuseram um método de equalização das tensões nos capacitores do barramento CC a partir de um controle por histerese aliado a uma minimização das perdas por chaveamento com controle harmônico.

Uma estratégia de fácil entendimento e implementação foi proposta por LEE et al. (1999 e 2000). A estratégia modificada de comando PWM vetorial por comparação com portadora triangular para inversores multiníveis tem como principal objetivo a redução da distorção harmônica das tensões de saída (LEE, Y. H.; KIM, D. H.; HYUN, D. S., 1999) e o balanço das tensões nos capacitores do barramento C.C. (LEE, Y. H.; KIM, D. H.; HYUN, D. S., 2000) a partir da simples adição de uma componente de seqüência zero nas tensões modulantes de referência.

## 2.8 Modelo do motor assíncrono trifásico

Construtivamente, o motor assíncrono trifásico é composto basicamente por um enrolamento primário conectado a fonte de alimentação e, um enrolamento secundário, localizado no rotor, que pode ser composto por barras curto-circuitadas (gaiola-de-esquilo) ou pode ser bobinado.

Analiticamente, a resolução de um sistema de equações de circuitos acoplados magneticamente é muito trabalhosa, como é o caso do motor assíncrono trifásico. Assim, é imprescindível o emprego de transformações de variáveis que possibilitem obter relações mais simples que aquelas existentes para as variáveis reais.

Portanto, esta seção tem por objetivo apresentar o modelo do motor assíncrono trifásico, utilizado nas simulações do conversor multinível como carga, para as diversas condições de faltas descritas nas seções posteriores.

*Expressões gerais do motor assíncrono trifásico*

O modelo do motor assíncrono ou de indução foi definido segundo as seguintes convenções e hipóteses:

Máquina simétrica trifásica composta por três bobinas idênticas no estator  $s_1, s_2$  e  $s_3$  e, três bobinas no rotor  $r_1, r_2$  e  $r_3$  também idênticas;

Ângulos elétricos entre as bobinas de estator ou rotor igual a  $2\pi/3$  radianos elétricos;

A distribuição do fluxo magnético na máquina é senoidal;

Entreferro constante;

Máquina não saturada;

Indutâncias próprias e mútuas entre as bobinas de mesma armadura são iguais e constantes;

$v_s, v_r, i_s, i_r, \phi_s, \phi_r$ : tensões, correntes e fluxos nas bobinas de estator e rotor, respectivamente;

$L_s, L_r$ : indutâncias próprias de uma bobina de estator e rotor, respectivamente;

$M_s, M_r$ : indutâncias mútuas entre duas bobinas do estator e duas bobinas do rotor, respectivamente;

$M_{sr} \cos(\theta_i)$ : indutância mútua entre uma bobina de estator e uma bobina do rotor separada por um ângulo  $\theta_i$ ;

$r_s, r_r$ : resistências de uma bobina do estator e do rotor, respectivamente;

$\theta_r, \omega_r$ : ângulo elétrico da posição do rotor e velocidade angular elétrica do rotor.

*Expressões para os fluxos, tensões e conjugado.*

As expressões para os fluxos magnéticos para as bobinas de estator e rotor são:

$$\bar{\phi}_s \equiv \bar{L}_{ss} \bar{i}_s + \bar{L}_{sr} \bar{i}_r$$

$$\bar{\phi}_r \equiv \bar{L}_{rs} \bar{i}_s + \bar{L}_{rr} \bar{i}_r$$

onde:

$$\bar{\phi}_s = [\phi_{s1} \quad \phi_{s2} \quad \phi_{s3}]^T$$

$$\bar{\phi}_r = [\phi_{r1} \quad \phi_{r2} \quad \phi_{r3}]^T$$

$$\bar{i}_s = [i_{s1} \quad i_{s2} \quad i_{s3}]^T$$

$$\bar{i}_r = [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3}]^T$$

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

As expressões de tensão podem ser escritas como:

$$\bar{v}_s = \bar{R}_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s$$

$$\bar{v}_r = \bar{R}_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_r$$

onde  $R_s = r_s I_3$ ,  $R_r = r_r I_3$  e  $I_3$  é a matriz identidade de ordem 3.

Por outro lado, o conjugado eletromagnético tem como expressão:

$$C_e = P \bar{i}_s^T \left[ \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_r$$

### Representação dq do motor assíncrono trifásico

Utilizando-se uma transformação de variáveis, pode-se representar o motor assíncrono trifásico por um modelo mais simples, dessa forma, considere a operação:

$$\bar{x}_{123} = \bar{A} \bar{x}_{odq} \quad (2.18)$$

em (2.18),  $\bar{x}_{123}$  representa a variável a ser transformada e  $\bar{x}_{odq}$  a nova variável. A matriz de transformação  $\bar{A}$  deve ser singular e sua inversa deve existir.

Considerando uma matriz  $\bar{P}_s$  para o estator e outra para o rotor  $\bar{P}_r$ , pode-se escrever para uma variável qualquer  $\bar{x}$ :

$$\bar{x}_{s123} = \bar{P}_s \bar{x}_{sodq} \quad (2.19)$$

$$\bar{x}_{r123} = \bar{P}_r \bar{x}_{rodq} \quad (2.20)$$

$$\text{onde:} \quad \bar{x}_{sodq} = [x_{so} \quad x_{sd} \quad x_{sq}]^T \quad \bar{x}_{rodq} = [x_{ro} \quad x_{rd} \quad x_{rq}]^T$$

$$\bar{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_g) & -\text{sen}(\theta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_g - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_g - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_g - 4\pi/3) & -\text{sen}(\theta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\bar{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_g - \theta_r) & -\text{sen}(\theta_g - \theta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_g - \theta_r - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_g - \theta_r - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_g - \theta_r - 4\pi/3) & -\text{sen}(\theta_g - \theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

O índice  $g$  indica o referencial genérico dos eixos  $dq$ , ele mudará conforme o referencial utilizado: estator  $g \rightarrow s$ , rotor  $g \rightarrow r$  e campo girante  $g \rightarrow e$ .

A partir da transformação de variáveis, e considerando-se apenas os componentes  $dq$  na representação  $odq$ , pode-se escrever a representação bifásica  $dq$ :

$$\bar{v}_{sdq}^g = r_s \bar{i}_{sdq}^g + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{sdq}^g + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{\phi}_{sdq}^g \quad (2.21)$$

$$\bar{v}_{rdq}^g = r_r \bar{i}_{rdq}^g + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{rdq}^g + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{\phi}_{rdq}^g \quad (2.22)$$

$$\bar{\phi}_{sdq}^g = l_s \bar{i}_{sdq}^g + l_{sr} \bar{i}_{rdq}^g \quad (2.23)$$

$$\bar{\phi}_{rdq}^g = l_{rs} \bar{i}_{rdq}^g + l_{sr} \bar{i}_{sdq}^g \quad (2.24)$$

$$C_e = Pl_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.25)$$

Aqui as variáveis estatóricas são dadas por:

$$\bar{v}_{sdq}^g = \begin{bmatrix} v_{sd}^g & v_{sq}^g \end{bmatrix}^T \quad \bar{i}_{sdq}^g = \begin{bmatrix} i_{sd}^g & i_{sq}^g \end{bmatrix}^T \quad \bar{\phi}_{sdq}^g = \begin{bmatrix} \phi_{sd}^g & \phi_{sq}^g \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{v}_{rdq}^g = \begin{bmatrix} v_{rd}^g & v_{rq}^g \end{bmatrix}^T \quad \bar{i}_{rdq}^g = \begin{bmatrix} i_{rd}^g & i_{rq}^g \end{bmatrix}^T \quad \bar{\phi}_{rdq}^g = \begin{bmatrix} \phi_{rd}^g & \phi_{rq}^g \end{bmatrix}^T$$

Escolhendo o sistema de coordenadas de referência  $dq$  no referencial estático, o modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico do motor assíncrono trifásico é dado por:

$$\bar{v}_{sdq} = r_s \bar{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{sdq} \quad (2.26)$$

$$\bar{v}_{rdq} = r_r \bar{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{rdq} - j\omega_r \bar{\phi}_{rdq} \quad (2.27)$$

$$\bar{\phi}_{sdq} = l_s \bar{i}_{sdq} + l_{sr} \bar{i}_{rdq} \quad (2.28)$$

$$\bar{\phi}_{rdq} = l_{sr} \bar{i}_{sdq} + l_r \bar{i}_{rdq} \quad (2.29)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (2.30)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (2.31)$$

$$C_e = Pl_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.32)$$

Onde:

$\bar{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$ ,  $\bar{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$  e  $\bar{\phi}_{sdq} = \phi_{sd} + j\phi_{sq}$ , são os vetores  $dq$  de tensão, corrente e fluxo de estator, respectivamente;

$v_{so}$  e  $i_{so}$  são a tensão e corrente homopolar do estator, respectivamente. (as variáveis equivalentes do rotor são obtidas pela substituição do subscrito  $s$  por  $r$ ),

$C_e$  é o conjugado eletromagnético;

$\omega_r$  é a frequência angular do rotor;

$r_s$  e  $r_r$  são as resistências do estator e do rotor;

$l_s$ ,  $l_{ls}$ ,  $l_r$  e  $l_{lr}$  são as indutâncias próprias e de dispersão do estator e rotor, respectivamente,  $l_{sr}$  é a indutância mútua e  $P$  é o número de pares de pólos da máquina.

A equação dinâmica do movimento do motor de indução é:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f_w \omega_r = C_e - C_m \quad (2.33)$$

onde:

$J$  é o momento de inércia do motor;

$C_m$  é o conjugado de carga;

$f_w$  é o coeficiente de atrito

## 2.9 Conclusões

Vários estudos apontam a superioridade dos inversores multiníveis em comparação aos inversores tradicionais de dois níveis, quando comparados aos sinais gerados das tensões de saída, na eficiência de operação para aplicações de média tensão e alta potência.

Muitas estratégias de acionamento encontram-se dispostas na literatura, no entanto, a mais adequada é a modulação por largura de pulso vetorial (SVPWM) e, também, a mais difundida.

O Inversor multinível com diodos grampeadores, apesar de apresentar dificuldades no equilíbrio das tensões dos capacitores, é a estrutura que apresenta maior praticidade de implementação. A estrutura em cascata apresenta dificuldades de equalização das fontes CC e a estrutura dos capacitores flutuantes, aumenta de forma drástica o desequilíbrio dos capacitores. Estes motivos foram suficientes para a escolha da estrutura com diodos grampeadores, para o estudo das faltas em inversores multinível.

# CAPÍTULO 3

## Tipos de falhas em inversores multiníveis

### 3.1 Introdução

A confiabilidade dos sistemas industriais é uma preocupação que as engenharias modernas buscam alcançar a cada dia. Estratégias de controles que garantam um perfeito funcionamento de máquinas e equipamentos, mesmo em condições atípicas, vêm sendo desenvolvidas a fim de proporcionar segurança a sistemas simples e complexos, mantendo-os funcionando em condições aceitáveis por um período de tempo até que possa haver uma intervenção programada. As interrupções não programadas provocam, normalmente, grandes impactos a sistemas importantes, levando com isso a grandes prejuízos (RIBEIRO *et al* 2000).

As grandes empresas que hoje adotam uma linha de produção em série, investem mais e mais em tecnologias, no intuito de identificar as causas das paradas e, principalmente, estabelecer mecanismo que permita uma maior confiabilidade a seus processos.

Os conversores estáticos são, sem sombra de dúvida, fundamentais nos processos industriais modernos, desempenhando um papel de grande relevância. Contudo, a confiabilidade é algo que ainda não se tem por completo, pois o risco de uma ocorrência de falta é preocupante e não se pode precisar quando ela vai ocorrer.

Os tipos de faltas mais comuns em inversores multiníveis são:

- Curto-circuito nas chaves;

- Abertura não comandada das chaves do inversor;
- Curto-circuito em diodo de grampeamento;
- Curto-circuito do barramento C.C. para terra;
- Curto-circuito no banco de capacitores do barramento CC;
- Curto-circuito entre fases na saída do inversor e
- Falta para terra na saída do inversor.

O esquema de proteção do sistema de acionamento de máquinas é usualmente projetado para prevenir eventuais danos ao inversor. O diagrama de blocos de um esquema típico de proteção de um inversor comercial é ilustrado na figura 3.1 e foi proposto por KASTHA e BOSE (1994). Neste esquema são incluídas as proteções contra:

1. Faltas para terra;
2. Sobretensão e subtensão no barramento C.C e
3. Sobrecorrente nos terminais da máquina.

A atuação do referido esquema na ocorrência de uma dessas faltas corresponde à interrupção dos sinais de comando das chaves do inversor, à interrupção da alimentação do sistema, ou desligamento da carga do sistema. A interrupção da alimentação pode ser efetuada pelo relé de sobrecorrente ou disjuntor, identificado na figura 3.1 com nomenclatura CB, no caso de sobrecargas, pelos fusíveis de entrada na ocorrência de curto-circuitos na etapa de retificação ou, ainda, no barramento CC. O desligamento da máquina do sistema é efetuado pelos relés térmicos, no caso da ocorrência de superaquecimento nos seus terminais. É importante observar que a atuação desse esquema de proteção resulta na interrupção da continuidade de funcionamento do sistema.

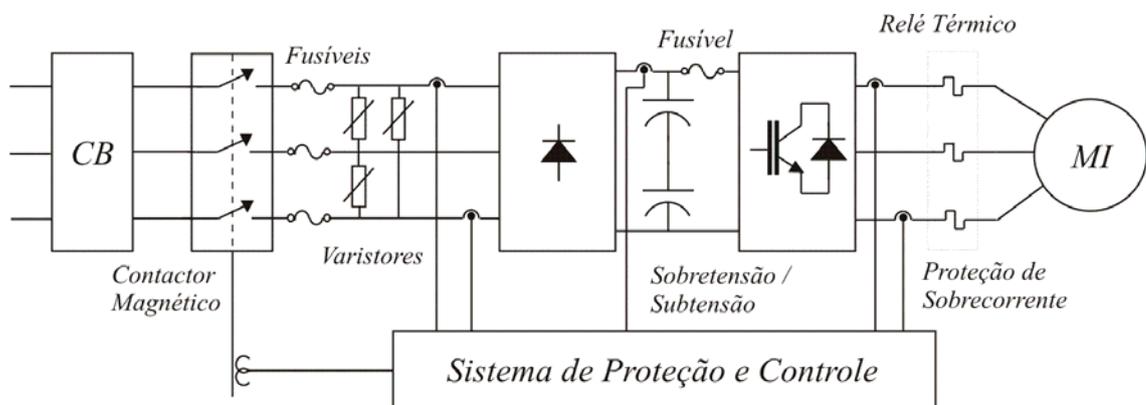


Figura 3.1 Sistema de proteção de um inversor comercial

Todos os casos de falta provocam grandes impactos a sistemas, Em aplicações em que a continuidade de operação é necessária, os custos dessas paradas podem ser proibitivos. Contudo, neste trabalho, o foco principal será: Curto-circuito nas chaves e abertura não comandada das chaves do inversor.

## 3.2 Configurações resultantes para o caso de interruptor aberto (Sa1, Sa2 e D1).

### 3.2.1 Abertura não comandada da chave Sa1

O estudo das condições de falta realizados nesta seção será feito apenas para os interruptores superiores do braço A, ou seja, Sa1, Sa2 e D1. A análise apenas destes interruptores ocorre em função do caráter complementar da falta, o que tornaria redundante a análise para os interruptores inferiores. Para efeito de análises nestas condições de falta, é considerado apenas o braço em que ocorreu a falta, neste caso o braço A. Ele é apresentado na figura 3.2. A tensão de pólo do inversor, por sua vez, é determinada pela corrente de fase (ia) e pelo padrão de chaveamento das demais chaves que compõem o braço (Sa2, Sa3 e Sa4). Considerando as condições inalteradas após a ocorrência da falta, pode-se determinar a tensão de pólo ( $V_{ao}$ ) através da Análise II.

As análises representam as possibilidades de chaveamento de um dos braços do inversor em condição de falta. A tabela 2 apresenta a seqüência de chaveamento para um inversor de três níveis com diodos grampeadores. No inversor estudado as chaves são acionadas de forma complementar, ou seja, a 1ª chave do braço é complementar da 3ª e a 2ª é complementar da 4ª. Para o braço A estudado, nas análises, Sa1 é complementar de Sa3 e Sa2 é complementar de Sa4. As informações contidas nas análises representam o estado da chave, para cada situação. A título de compreensão das análises é proposto um estudo de um braço funcionando em condições normais. Esta análise é apresentada como Análise I. Ao lado de cada situação de falta nas análises é apresentada a tensão de pólo correspondente à condição de falta e ao seu lado a tensão que deveria ser conforme a Análise I.

Nas análises apresentadas, as chaves Sa1 e Sa2 recebem a denominação de chaves superiores do braço. As chaves Sa3 e Sa4 por sua vez recebem a conotação de chaves inferiores do braço

As nomenclaturas  $V_{ao}$ ,  $E/2$ ,  $-E/2$  e  $i_a$  representam a tensão de pólo do braço A,  $E/2$  a tensão positiva do barramento,  $-E/2$  a tensão negativa do barramento e  $i_a$  a corrente da fase A.

### Análise I

Quando a corrente é maior que zero as chaves superiores (Sa1 e Sa2) são comutadas.

Se  $i_a > 0$  (corrente saindo do nó)

Se (Sa1 = 1 e Sa2 = 1)  $V_{ao} = E/2$

Se (Sa1 = 0 e Sa2 = 1)  $V_{ao} = 0$

Se (Sa1 = 0 e Sa2 = 0)  $V_{ao} = -E/2$

Quando a corrente é menor que zero as chaves inferiores (Sa3 e Sa4) são por sua vez comutadas.

Se  $i_a < 0$  (corrente entrando no nó)

Se (Sa3 = 1 e Sa4 = 1)  $V_{ao} = -E/2$

Se (Sa3 = 1 e Sa4 = 0)  $V_{ao} = 0$

Se (Sa3 = 0 e Sa4 = 0)  $V_{ao} = E/2$

### Análise II

Falta na chave Sa1: Sa1 = 0

Se  $i_a > 0$  (corrente saindo do nó)

Se (Sa1 = 0 e Sa2 = 1)  $V_{ao} = 0^*$

Se (Sa1 = 0 e Sa2 = 1)  $V_{ao} = 0$

Se (Sa1 = 0 e Sa2 = 0)  $V_{ao} = -E/2$

Se  $i_a < 0$  (corrente entrando no nó)

Se (Sa3 = 1 e Sa4 = 1)  $V_{ao} = -E/2$

Se (Sa3 = 1 e Sa4 = 0)  $V_{ao} = 0$

Se (Sa3 = 0 e Sa4 = 0)  $V_{ao} = E/2$

\*(operando em condições normais seria  $E/2$ )

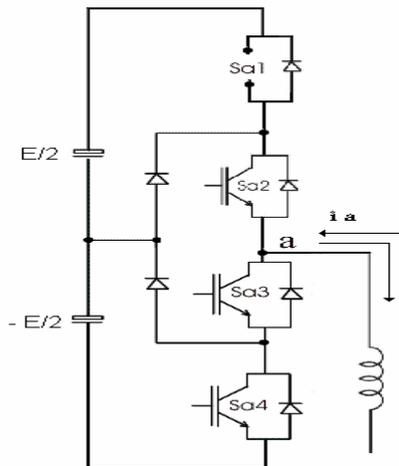


Figura 3.2. – Falta com chave aberta aplicada a chave Sa1

### 3.2.2 Representação vetorial da condição de falta com chave aberta na primeira chave do braço

A falta ocorrida em qualquer chave do braço provoca uma redução do número de vetores possíveis de serem gerados. Para falta na chave 1 do braço A, ou seja, Sa1, o diagrama vetorial resultante pós-falta é apresentado na figura 3.3, onde pode ser observado a redução dos vetores ativos possíveis de serem gerados. Esta área é representada pela parte não destacada do diagrama vetorial e representa a região afetada quando a corrente é maior que zero. A área em destaque representa os vetores que não foram atingidos com este tipo de falta, podendo impor tensão a carga independente do sentido da corrente. Contudo, pode-se perceber que apesar do número elevado de vetores não atingidos (V0, V1, V2, V3, V4, V6, V10, V11, V12, V13, V14, V15, V16), nem todos eles são possíveis de serem aplicados à carga, isto ocorre devido à falta de simetria apresentada entre os vetores. Os vetores que podem ser aplicados sem nenhum comprometimento para o sistema são: V1, V2, V3, V4, V5, V6 e o vetor nulo V0, ou seja, apenas os vetores pequenos.

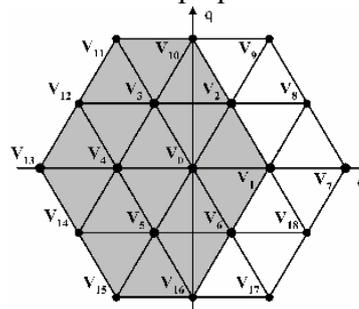


Figura 3.3 Diagrama vetorial para condição de falta - chave Sa1

### 3.2.3 Abertura não comandada da chave Sa2

A falta ocorrida na chave 2 (Sa2), ou seja, segunda chave do braço (figura 3.4), sua análise é semelhante à realizada para chave Sa1. Considerando as mesmas condições inalteradas após a ocorrência da falta com chave aberta, pode-se determinar a tensão de pólo ( $V_{ao}$ ) através da Análise III.

#### Análise III

Falta na chave Sa2.

Se ( $i_a > 0$ .) corrente saindo do nó.

Se ( $S_{a1} = 1$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = -E/2$  \*

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $i_a < 0$ .) corrente entrando no nó.

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 1$ .)  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 0$ .)  $V_{ao} = 0$

Se ( $S_{a3} = 0$  e  $S_{a4} = 0$ .)  $V_{ao} = E/2$

\*(operando em condições normais seria 0)

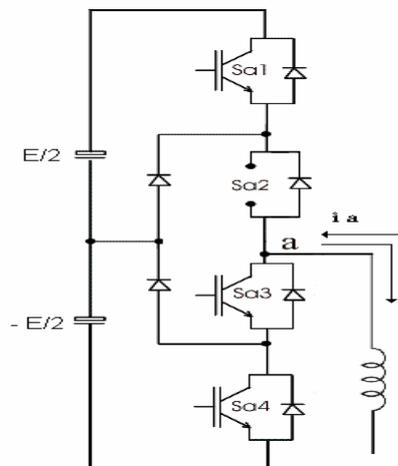


Figura 3.4 Falta com chave aberta aplicada a chave Sa2

### 3.2.4 Representação vetorial da condição de falta com chave aberta na segunda chave do braço

A análise feita para falta aplicada à segunda chave (figura 3.4) é semelhante à realizada na primeira chave; o que diferencia é o diagrama vetorial resultante após a ocorrência de falta. Os vetores atingidos com abertura não-comandada desta chave são em número bem maior, o que dificulta ou impossibilita qualquer tentativa de modificação da estratégia de modulação para compensação desta falta. Isto se dá em função da não-simetria dos vetores resultantes ou da ausência de vetores redundantes, ou seja, vetores que podem gerar o mesmo nível de tensão com diferente configuração de chaveamento. A redução da região atingida pela falta pode ser observada na figura 3.5, na área não destacada, quando a corrente é maior que zero, resultando apenas como vetores ativos os que estão representados pela região em destaque, que são: (V0, V3, V4, V5, V11, V12, V13, V14 e V15).

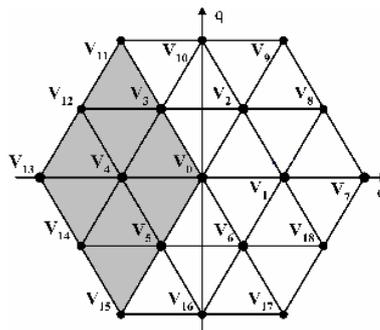


Figura 3.5 Diagrama Vetorial para condição de falta - chave Sa2

### 3.2.5 Abertura do diodo D1

A abertura do diodo D1, figura 3.6, pode provocar sérias conseqüências para o funcionamento do inversor, provocando a mudança do padrão de tensão gerado para a saída. Quando este problema ocorre, a falta provoca uma situação proibitiva, pois a corrente fica sem o percurso natural para o potencial positivo, quando ela é menor que zero, ou seja, de retorno da carga, podendo elevar de forma perigosa o nível de tensão, devido à natureza indutiva da carga. Este problema pode ser melhor observado através da análise de chaveamento para este tipo de falta.

### Análise IV

Falta no diodo D1.

Se ( $i_a > 0$ ) corrente saindo do nó.

Se ( $S_{a1} = 1$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = E/2$

Se  $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = 0$

Se  $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $i_a < 0$ ) corrente entrando no nó.

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 1$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = 0$

Se ( $S_{a3} = 0$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} =$  **Situação proibitiva.**

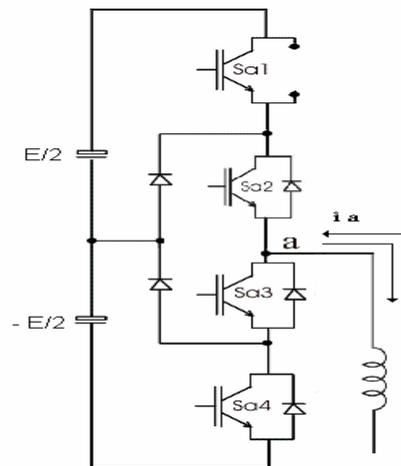


Figura 3.6 Falta provocada pela danificação do diodo D1

### 3.2.6 Abertura do diodo D5

A abertura do diodo D5, figura 3.7, da mesma forma que a abertura de D1, pode provocar sérias conseqüências ao funcionamento do inversor. Quando este problema ocorre, a falta provoca uma situação do tipo proibitiva, pois a corrente fica sem o percurso natural para a carga, quando a mesma está conectada ao potencial zero, ou seja, ao ponto central do barramento CC. Esta situação pode elevar de forma perigosa o nível da tensão, devido à

natureza indutiva da carga. Este problema pode ser melhor observado através da análise de chaveamento para este tipo de falta.

### Análise V

Falta no diodo D5.

Se ( $i_a > 0$ ) corrente saindo do nó.

Se ( $S_{a1} = 1$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = E/2$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} =$  **Situação proibitiva**

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $i_a < 0$ ) corrente entrando no nó.

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 1$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = 0$

Se ( $S_{a3} = 0$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = E/2$

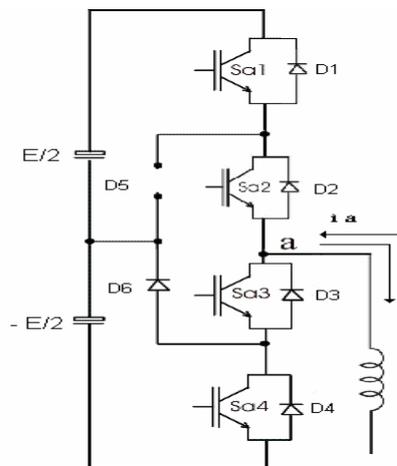


Figura 3.7 Falta provocada pela danificação do diodo D5

### 3.3 Configurações resultantes para o caso de interruptor em curto-circuito ( $S_{a1}$ , $S_{a2}$ e $D1$ ).

### 3.3.1 Curto-circuito da primeira chave do braço - Sa1

Os estudos das faltas por curto-circuito apresentados nesta seção, assim como, os realizados por interruptor aberto em seções anteriores também serão estudados apenas os casos de faltas provocadas pelos interruptores superiores, devido o caráter complementar da falta.

O curto-circuito em um dispositivo ou chave é um das possíveis faltas em inversores tipo fonte de tensão. O fechamento não-programado de uma determinada chave pode provocar sérios problemas ao inversor, como o curto-circuito no barramento CC, provocado pelo padrão de chaveamento complementar das chaves. Por isso, torna-se necessário conhecer as conseqüências deste tipo de falta para que, nas etapas posteriores de detecção e compensação de faltas, este problema possa ser facilmente resolvido, alterando o padrão de chaveamento das chaves. Com isso pode-se operar com o braço defeituoso sem nenhuma situação do tipo proibitiva, estabelecendo-se assim uma nova configuração para a condição de falta.

O curto-circuito de Sa1 produz situações proibitivas. Estas situações podem ser verificadas na Análise VI.

#### Análise VI

Falta na chave Sa1.

Se ( $i_a > 0$ ) corrente saindo do nó.

Se ( $S_{a1} = 1$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = E/2$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = *$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = -E/2$  ( $S_{a1} = 1$ )

Se ( $i_a < 0$ .) corrente entrando no nó.

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 1$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = **$

Se ( $S_{a3} = 0$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = E/2$

**\*Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento superior), esta situação ocorre devido ao estado complementar das chaves, ou seja, Sa1 é complementar de Sa3.

**\*\* Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento superior)

Como pode ser observado na Análise VI, há duas situações do tipo proibitivas, isto se deve ao fato de que o padrão de chaveamento original para o inversor produz uma seqüência de chaveamento, onde duas chaves são comutadas por vez. Com a chave Sa1 em curto-circuito, quando o padrão de chaveamento complementar, estabelecer o chaveamento das chaves internas para composição do nível zero de tensão produzirá uma situação do tipo proibitiva, que é o curto-circuito na parte superior do barramento CC, como pode ser observado na figura 3.8.

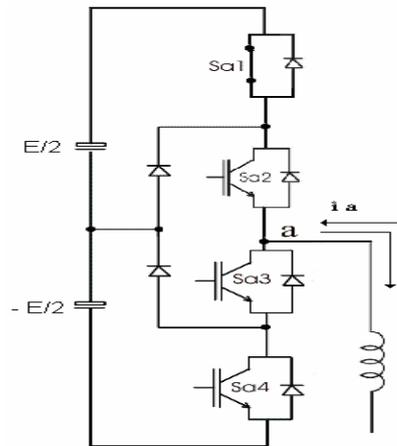


Figura 3.8 Falta provocada pelo curto-circuito de Sa1

### 3.3.2 Representação vetorial da condição de falta por curto-circuito na chave Sa1 - primeira chave do braço A.

Assim como a falta por chave aberta, a falta provocada por curto-circuito, também ocasiona a redução do número de vetores possíveis de serem gerados. Para o caso da falta por curto circuito da chave Sa1. A limitação do número de vetores (Fig. 3.9) é imposta pelo padrão de chaveamento complementar das chaves como mostrado na Análise VI. As situações proibitivas, provocadas pelo curto-circuito do barramento CC, podem ser solucionadas, nas etapas de compensação, apenas separando o comando das chaves fazendo-as independentes umas das outras. Contudo para análise apenas das condições de falta, sem promover qualquer modificação no comando das chaves, o diagrama vetorial apresenta uma redução dos vetores bem menor do que a apresentada pela falta por chave aberta, nesta chave. Entretanto, para este tipo de falta, os vetores pequenos são atingidos, o que não ocorria, com a falta por chave

aberta dificultando a compensação da falta apenas pela modificação da modulação. A região atingida pela falta é compreendida pelos vetores V6 e V15

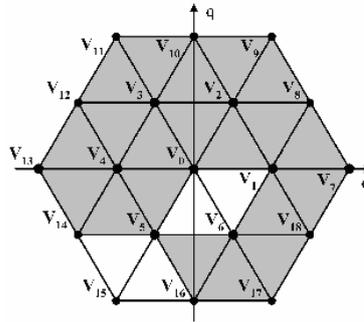


Figura 3.9 Diagrama Vetorial para condição de falta - chave Sa1

### 3.3.3 Curto-circuito da segunda chave do braço – Sa2

Como mencionado anteriormente, o curto-circuito em geral, provoca mais danos do que outros tipos de falta. No caso específico da chave Sa2, segunda chave do braço A, a análise é semelhante à realizada para a chave Sa1. Há também a ocorrência de situações proibitivas provocadas pelo padrão de chaveamento estabelecido para o inversor operar em condições normais. A análise VII ilustra em que momento ocorre uma situação do tipo proibitiva.

#### Análise VII

Falta na chave Sa2. (Curto-circuito)

Se ( $i_a > 0$ ) corrente saindo do nó.

Se ( $S_{a1} = 1$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = E/2$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = 0$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = *$

Se ( $i_a < 0$ ) corrente entrando no nó.

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 1$ )  $V_{ao} = **$

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = 0$

Se ( $S_{a3} = 0$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = E/2$

**\*Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento inferior)

**\*\*Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento inferior)

A Análise VII representa bem as situações proibitivas em função do padrão de chaveamento adotado para o inversor em condições normais, mas que em presença de falta com chave fechada especificamente, produz situações perigosas para o sistema. A situação do tipo proibitiva é produzida no momento em que ocorre o chaveamento das chaves Sa3 e Sa4, responsáveis por gerar o nível  $-E/2$  de tensão para a composição do sinal. Neste momento ocorre um curto-circuito na região inferior do barramento C.C, como pode ser observado na figura 3.10.

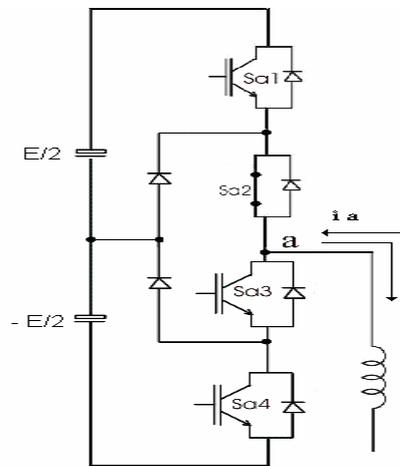


Figura 3.10 Falta provocada pelo curto-circuito de Sa2

### 3.3.4 Representação vetorial da condição de falta por curto-circuito na chave Sa2 - segunda chave do braço A.

Da mesma forma que a falta provocada pelo curto-circuito da chave Sa1, o curto-circuito da chave Sa2, também provoca a redução do número de vetores possíveis de serem gerados. A análise para este caso também obedece ao padrão complementar das chaves. Neste caso ao contrario da falta por chave aberta, a falta não atinge os vetores pequenos, como pode ser observado na figura 3.11. Contudo as situações proibitivas devem ser observadas, no momento de promover a compensação. Mesmo com a possibilidade de aplicar os vetores pequenos, apenas alterando a modulação, é importante para as etapas de compensação a

modificação do comando das chaves, estas por sua vez devem ter seus comandos independentes. A região atingida pela falta é compreendida pelos vetores V8, V9, V11 e V12.

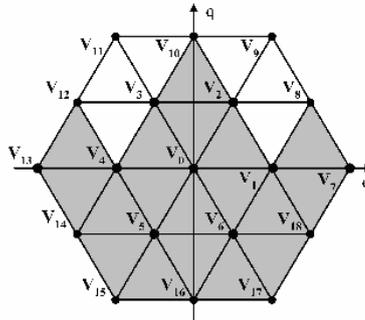


Figura 3.11 Diagrama Vetorial para condição de falta - chave Sa2

### 3.3.5 Curto-circuito do diodo D1

A análise da falta provocada pelo curto-circuito de D1 é semelhante à realizada para o curto-circuito de Sa1. As situações críticas são as mesmas, produzindo as mesmas situações proibitivas. A Análise VIII pode mostrar de forma bastante simplificada este tipo de problema.

#### Análise VIII

Falta provocada por Curto-circuito em D1.

Se ( $i_a > 0$ ) corrente saindo do nó.

Se ( $S_{a1} = 1$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = E/2$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = *$

Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $i_a < 0$ ) corrente entrando no nó.

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 1$ )  $V_{ao} = -E/2$

Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = **$

Se ( $S_{a3} = 0$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = E/2$

**\*Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento superior)

**\*\*Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento superior)

Como podem ser observadas na Análise VIII, as situações proibitivas ocorrem quando as chaves internas (Sa2 e Sa3) estão comutadas simultaneamente. Esta condição de chaveamento produz um curto-circuito na região superior do barramento, como pode ser visto na figura 3.12.

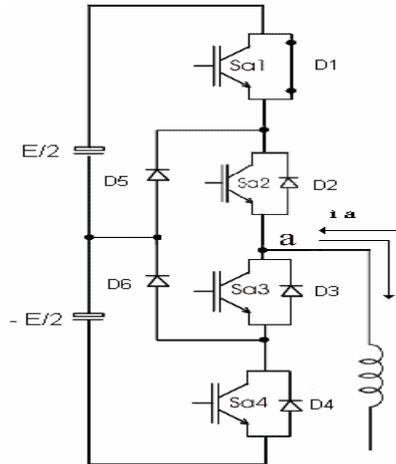


Figura 3.12: Falta provocada por curto-circuito do diodo D1.

### 3.3.6 Curto-circuito do diodo D5

A falta provocada pelo curto-circuito de D5, provoca sérias conseqüências no funcionamento do inversor. Nestas condições observam-se duas situações proibitivas, estas situações ocorrem, durante a aplicação do padrão de chaveamento adotado. A primeira situação proibitiva ocorre quando as duas primeiras chaves são comutadas, para obtenção do nível  $E/2$  da tensão de pólo, nessa situação o curto-circuito é inevitável, a primeira chave em conjunto com o diodo em curto provoca o curto-circuito do barramento superior. A outra situação ocorre quando a corrente ainda é maior que zero e a carga esta conectada ao potencial negativo do barramento, nesta circunstancia o curto é direto, o mesmo se dá através dos diodos de roda livre, D2, D3 e D4. Esta situação independe do chaveamento das chaves. Como pode ser visto na figura 3.13

### Análise IX

Falta provocada por Curto-circuito de D1.

Se ( $i_a > 0$ ) corrente saindo do nó.

- Se ( $S_{a1} = 1$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = *$
- Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 1$ )  $V_{ao} = 0$
- Se ( $S_{a1} = 0$  e  $S_{a2} = 0$ )  $V_{ao} = **$
- Se ( $i_a < 0$ ) corrente entrando no nó.
- Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 1$ )  $V_{ao} = -E/2$
- Se ( $S_{a3} = 1$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = 0$
- Se ( $S_{a3} = 0$  e  $S_{a4} = 0$ )  $V_{ao} = E/2$

**\*Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento superior)

**\*\*Situação proibitiva** (Curto-circuito no barramento inferior)

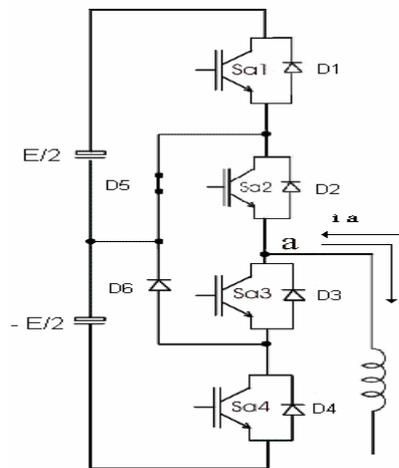


Figura 3.13: Falta provocada por curto-circuito do diodo D5.

### 3.7 Conclusões

Neste capítulo foi desenvolvido um conjunto de análises das condições de falta apresentadas por diversos dispositivos, que compõem um braço de um inversor multinível com diodos grampeadores. Foram observadas diversas situações de falta tanto de chave aberta, como de curto-circuito.

As faltas por chave aberta provocam mudanças na tensão de pólo, provocando com isso alterações em outras grandezas elétricas do sistema. Quando a falta é provocada pelos diodos

de roda livre e diodo de grampeamento, dependendo do sentido da corrente pode provocar situações, denominadas de proibitivas, devido a natureza indutiva da carga.

Quando as faltas ocorrem por chave em curto-circuito, provocam também situações proibitivas, devido ao padrão de chaveamento complementar das chaves. Esta situação pode ser solucionada alterando o comando das chaves para que as mesmas possam funcionar de formas independentes umas das outras. A falta provocada pelo curto-circuito do diodo D1 pode também da mesma forma ser compensada, alterando o padrão de chaveamento. Contudo a falta provocada pelo curto do diodo de grampeamento D5 acarreta uma situação perigosa, que é o curto do barramento, através dos diodos de roda livre, D2, D3 e D4.

A análise de falta feita neste capítulo observou apenas, os dispositivos superiores do braço. Isto se deu, em função do caráter complementar da análise.

# CAPÍTULO 4

## Identificação de faltas em inversores multinível fonte de tensão

### 4.1 Introdução

As etapas que envolvem o estudo das faltas podem ser divididas em quatro, que são: A detecção da falta, o diagnóstico, a localização e, por fim, a compensação. A etapa da detecção é a primeira. Nesta etapa, identificam-se as irregularidades no funcionamento do inversor, não determinando ainda a natureza da falta. A segunda etapa é o diagnóstico da falta. Ela identifica o tipo de falta, se a mesma é de chave aberta ou de curto-circuito. Esta etapa é muito importante, pois a partir dela determina-se qual estratégia será utilizada para compensação da falta. Na terceira etapa é feita a localização das faltas, determinando-se qual interruptor provocou a falta. [A partir](#) destas informações pode-se aplicar a estratégia mais adequada. A última etapa é a da compensação, que será discutida no próximo capítulo.

### 4.2 Identificação de falta com chave aberta

A identificação é uma etapa muito importante no estudo das faltas no inversor. Nesta etapa identifica-se qual o dispositivo que provocou a falta.

#### 4.2.1 Identificação por desvio da tensão de pólo

A identificação do dispositivo defeituoso pode ser feita através dos desvios na tensão de pólo, provocados pelos dispositivos (chaves) defeituosos. Estes desvios de tensão,

denominados de  $\pm \Delta V_{ko}$  ( $k = a,b,c$ ) ou  $\pm \Delta'V_{ko}$ , afetam as tensões do circuito, que são: tensões de linha, tensões de fase e tensão de modo comum. Para visualizar de que forma estes desvios afetam as tensões, pode-se considerar uma carga equilibrada.

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{no} \\ V_{no} \\ V_{no} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

A tensão de modo comum  $V_{no}$  pode ser obtida a partir da equação (4.1), ou seja,

$$V_{no} = \frac{1}{3}[(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) - (V_{an} + V_{bn} + V_{cn})] \quad (4.2)$$

Considerando a carga equilibrada, obtém-se

$$(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) = 0 \Rightarrow V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (4.3)$$

Substituindo a equação (4.3) em (4.1), determinam-se as tensões de fase:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

O efeito produzido pelas faltas nas chaves dos inversores pode ser representado por desvios nas tensões de pólo. Estes desvios podem ser  $\pm \Delta V_{ko}$  ( $k = a,b,c$ ), quando a falta for provocada pelas chaves externas, ou seja, Sa1 ou Sa4 e  $\pm \Delta'V_{ko}$  quando for provocada pelas chaves internas, Sa2 ou Sa3. Assim, as tensões do inversor podem ser representadas pelas expressões seguintes:

Para faltas ocorridas com as chaves externas (Sa1 e Sa4) do braço A obtêm-se:

Tensões de fase da máquina  $V'_{an}$ ,  $V'_{bn}$ ,  $V'_{cn}$ :

$$\begin{bmatrix} V'_{an} \\ V'_{bn} \\ V'_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \pm \Delta V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Tensões de neutro  $V'_{no}$  :

$$V'_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} \pm \Delta V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (4.6)$$

Tensão de linha:

$$\begin{bmatrix} V'_{ab} \\ V'_{bc} \\ V'_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \pm \Delta V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Para faltas ocorridas com as chaves internas (Sa2 e Sa3) do braço A, obtêm-se:

Tensões de fase da máquina  $V''_{an}, V''_{bn}, V''_{cn}$  :

$$\begin{bmatrix} V''_{an} \\ V''_{bn} \\ V''_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \pm \Delta' V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Tensões de neutro  $V''_{no}$  :

$$V''_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} \pm \Delta' V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (4.9)$$

Tensão de linha:

$$\begin{bmatrix} V''_{ab} \\ V''_{bc} \\ V''_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \pm \Delta' V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

#### 4.2.2 Identificação por corrente de fase

A corrente (operação motor) na fase defeituosa tende a zero porque a tensão de pólo do braço contendo a chave aberta apresenta uma polaridade que se opõe ao sentido da corrente permitida pelos diodos. Se uma (ou duas chaves) de um mesmo semi-braço estiver aberta a forma de onda apresenta semi-ciclos positivos (chave aberta no semi-braço inferior) ou negativos (chave aberta no semi-braço superior).

### 4.3 Identificação de falta com curto-circuito na chave

A identificação de falta com curto-circuito é feita pelo acionador (“driver”) dos igbts, este dispositivo já disponibiliza esta informação gerando um sinal de erro. O acionador mencionado possui a referência SKHI 10/12.

#### Block diagram SKHI10

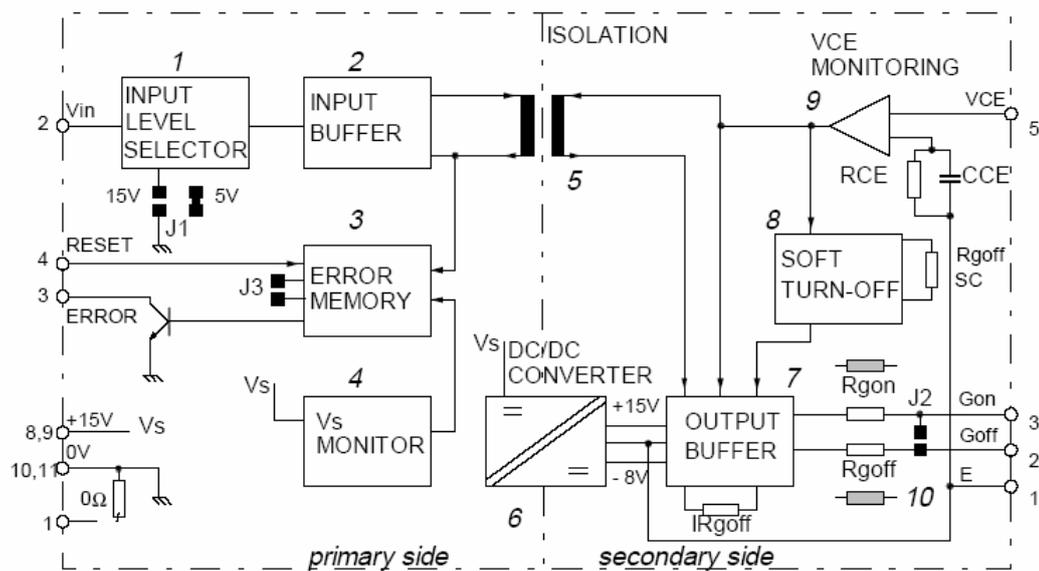


Figura 4.1: Diagrama de bloco do acionador SKHI10

Através do pino 3 do acionador SKHI10, é possível detectar a presença de falha por curto circuito, esta informação é fornecida via um transistor, que se encontra na configuração coletor aberto. Os sinais de erro gerados pelos acionadores, para um inversor multinível de três níveis formam um conjunto de duas palavras uma de oito bits e uma de quatro, o número de bits depende da quantidade de acionadores do inversor. Quando uma situação de curto-circuito é detectada, o acionador correspondente a chave defeituosa, altera o bit

correspondente na palavra, o processador de sinais digitais interpreta esta informação, localizando assim a chave defeituosa. A compensação da falta é a etapa seguinte, dependerá da técnica desenvolvida para esta situação.

## 4.4 Técnicas de detecção

As técnicas de detecção são empregadas no intuito de determinar com precisão uma ocorrência de falta no sistema. Estas técnicas foram bem abordadas por (RIBEIRO, 2001a e 2001b), (RIBEIRO *et al.*, 2003), (RIBEIRO, 2000a e 2000b) em pesquisas de detecção de falta para inversores de dois níveis. Aqui, estes estudos serão estendidos para o inversor de três níveis. (LIMA *et al.*, no prelo).

Assim como para os inversores de dois níveis, os desvios de tensão representam para os inversores multiníveis o erro medido. Este erro pode ser determinado através da comparação do sinal de referência de tensões do PWM, com os sinais aplicados à carga, os quais são obtidos com o auxílio de sensores de tensão em pontos específicos do circuito do inversor.

Os erros de tensão são variáveis permitem a detecção das faltas nos inversores fonte de tensão; contudo, não é o único método de detecção de falta, esta podendo ser feita através da corrente de linha.

$$\mathcal{E}_{ij} = V_{ij}^* - V_{ij}, (i = a, b, c, n, j = a, b, c, n, 0 \text{ e } i \neq j), \text{ onde } \mathcal{E}_{ij} \text{ é o erro de tensão, } V_{ij}^*$$

são as tensões de referência do PWM e  $V_{ij}$  são as tensões obtidas do circuito do inversor. Para explicitar as diferenças dos níveis de tensão provocados pelas faltas das diferentes chaves, se adotará as nomenclaturas para os erros de tensão  $\mathcal{E}_{ij}$  e  $\mathcal{E}'_{ij}$ , como sendo os erros de tensão provocados pelas chaves externas e internas, respectivamente, como mostra as equações (4.10) e (4.11)

$$\mathcal{E}_{ij} = V_{ij}^* - V_{ij} = \pm \Delta_{ij} \quad (4.10)$$

$$\mathcal{E}'_{ij} = V_{ij}^* - V_{ij} = \pm \Delta'_{ij} \quad (4.11)$$

As técnicas abordadas neste trabalho também se dividem em duas:

Técnica T1 - medição da tensão de pólo do inversor.

Técnica T2 – medição da tensão de fase do inversor.

Com as equações (4.5), (4.7), (4.8) e (4.10) é possível determinar a propagação do erro de tensão. As tabelas de alocação, a seguir, demonstram esta propagação nas duas técnicas.

A Tabela 4.1 mostra o efeito da propagação dos desvios de tensão  $\pm \Delta V$  e  $\pm \Delta' V$  na técnica T1, ou seja, relacionada com as tensões de pólo.

Falta	$\varepsilon_{ao}$	$\varepsilon_{bo}$	$\varepsilon_{co}$
$S_{a1}$	$\Delta V_{ao}$	0	0
$S_{a2}$	$\Delta' V_{ao}$	0	0
$S_{a3}$	$-\Delta' V_{ao}$	0	0
$S_{a4}$	$-\Delta V_{ao}$	0	0
$S_{b1}$	0	$\Delta V_{bo}$	0
$S_{b2}$	0	$\Delta' V_{bo}$	0
$S_{b3}$	0	$-\Delta' V_{bo}$	0
$S_{b4}$	0	$-\Delta V_{bo}$	0
$S_{c1}$	0	0	$\Delta V_{co}$
$S_{c2}$	0	0	$\Delta' V_{co}$
$S_{c3}$	0	0	$-\Delta' V_{co}$
$S_{c4}$	0	0	$-\Delta V_{co}$

Tabela 4.1: Desvio de tensão pela técnica T1

Já a tabela 4.2 mostra o efeito da propagação dos desvios de tensão  $\pm \Delta V$  e  $\pm \Delta' V$  na técnica T2, relacionada com as tensões de fase.

Falta	$\mathcal{E}_{an}$	$\mathcal{E}_{bn}$	$\mathcal{E}_{cn}$
$S_{a1}$	$\frac{2}{3} \Delta V_{ao}$	$-\frac{1}{3} \Delta V_{ao}$	$-\frac{1}{3} \Delta V_{ao}$
$S_{a2}$	$\frac{2}{3} \Delta' V_{ao}$	$-\frac{1}{3} \Delta' V_{ao}$	$-\frac{1}{3} \Delta' V_{ao}$
$S_{a3}$	$-\frac{2}{3} \Delta' V_{ao}$	$\frac{1}{3} \Delta' V_{ao}$	$\frac{1}{3} \Delta' V_{ao}$
$S_{a4}$	$-\frac{2}{3} \Delta V_{ao}$	$\frac{1}{3} \Delta V_{ao}$	$\frac{1}{3} \Delta V_{ao}$
$S_{b1}$	$-\frac{1}{3} \Delta V_{bo}$	$\frac{2}{3} \Delta V_{bo}$	$-\frac{1}{3} \Delta V_{bo}$
$S_{b2}$	$-\frac{1}{3} \Delta' V_{bo}$	$\frac{2}{3} \Delta' V_{bo}$	$-\frac{1}{3} \Delta' V_{bo}$
$S_{b3}$	$\frac{1}{3} \Delta' V_{bo}$	$-\frac{2}{3} \Delta' V_{bo}$	$\frac{1}{3} \Delta' V_{bo}$
$S_{b4}$	$\frac{1}{3} \Delta V_{bo}$	$-\frac{2}{3} \Delta V_{bo}$	$\frac{1}{3} \Delta V_{bo}$
$S_{c1}$	$-\frac{1}{3} \Delta V_{co}$	$-\frac{1}{3} \Delta V_{co}$	$\frac{2}{3} \Delta V_{co}$
$S_{c2}$	$-\frac{1}{3} \Delta' V_{co}$	$-\frac{1}{3} \Delta' V_{co}$	$\frac{2}{3} \Delta' V_{co}$
$S_{c3}$	$\frac{1}{3} \Delta' V_{co}$	$\frac{1}{3} \Delta' V_{co}$	$-\frac{2}{3} \Delta' V_{co}$
$S_{c4}$	$\frac{1}{3} \Delta V_{co}$	$\frac{1}{3} \Delta V_{co}$	$-\frac{2}{3} \Delta V_{co}$

Tabela 4.2: Desvio de tensão pela técnica T2

Uma abordagem que utilize os erros de corrente nas fases também pode ser utilizada na detecção das faltas por chave aberta.

## 4.5 Resultados de simulação e resultados experimentais de falta em inversor multinível.

4.5.1 Parâmetros das cargas utilizadas nos resultados de simulação e resultados experimentais.

Carga 1. Descrição da carga: Carga RL trifásica

Parâmetros da carga por fase

$$R = 29 \text{ Ohms}$$

$$L = 9 \text{ mH}$$

Carga 2. Motor de Indução trifásico

Parâmetros da carga.

$$5\text{HP} / 3,7\text{KW}$$

$$60 \text{ Hz } 1730 \text{ RPM}$$

$$220\text{V} / 380\text{V}$$

$$13,5\text{A} / 7,82\text{A}$$

$\Delta/Y$

$$\cos \theta = 0,82 \text{ Rendimento} = 88\%$$

$$\text{Resistência do estator } R_s = 0,992 \Omega$$

$$\text{Resistência do rotor } R_r = 1,31\Omega$$

$$\text{Indutância do estator } L_s = 153,78 \text{ mH}$$

$$\text{Indutância do rotor } L_r = 153,78 \text{ mH}$$

$$\text{Momento de inércia } J_m = 0,01072 \text{ Kg.m}^2$$

$$\text{Indutância mútua } L_m = 148,62 \text{ mH}$$

### 4.5.2 Parâmetros ajustados para análises das condições de falta

Tensão do barramento CC = 200V

Índice de modulação = 0.9

Índice de distribuição vetorial = 0.5

Frequência da modulante = 50Hz

Frequência de chaveamento = 4350Hz

### 4.5.3 Gráficos comparativos dos resultados das simulações de falta por chave Sa1 aberta aplicadas a uma carga RL e um motor de indução.

#### a) Tensão de pólo após uma ocorrência de falta por chave Sa1 aberta

Como pode ser observada nas figuras 4.2 e 4.3, a falta por chave aberta provoca uma distorção bastante significativa na amplitude positiva do sinal. Isto é bem mais evidenciado em cargas com alta resistividade (figura 4.2). Quando ocorre este tipo de falta o potencial positivo do sinal é bastante afetado. Este fato ocorre devido à falta do percurso natural da corrente do potencial positivo para a carga, isto quando a corrente é maior que zero. Com este tipo de falta, a carga é conectada ao potencial zero, como pode ser visto na Análise II.

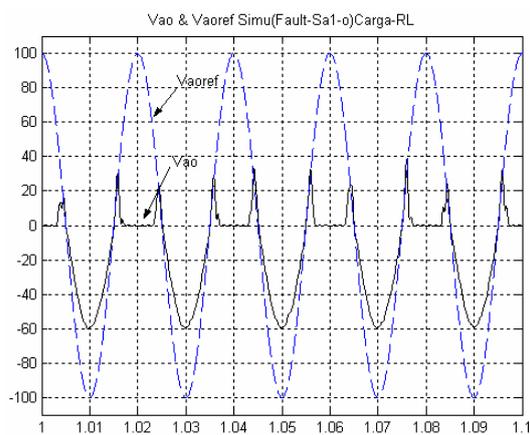


Figura 4.2 Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Carga RL

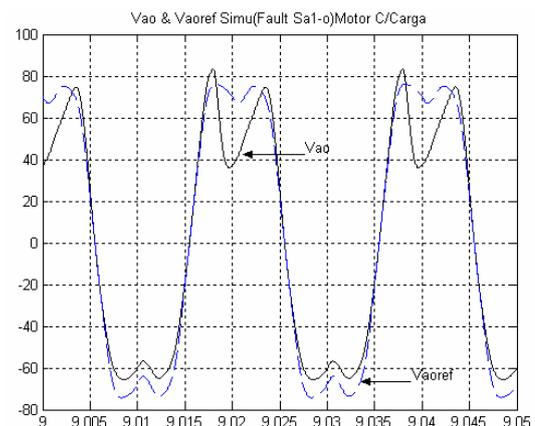


Figura 4.3: Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Motor de indução

#### b) Desvio da tensão de pólo ( $\Delta V_{ao}$ ) após uma ocorrência de falta por chave Sa1 aberta.

As figuras 4.4 e 4.5 representam os desvios da tensão de pólo em presença de falta por chave aberta. Este desvio é determinado em relação ao sinal de referência para o PWM e mostra o quanto a tensão de pólo foi afetada com a falta.

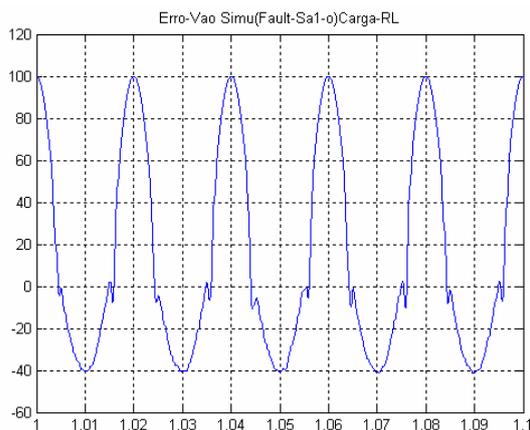


Figura 4.4 Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta- Carga RL

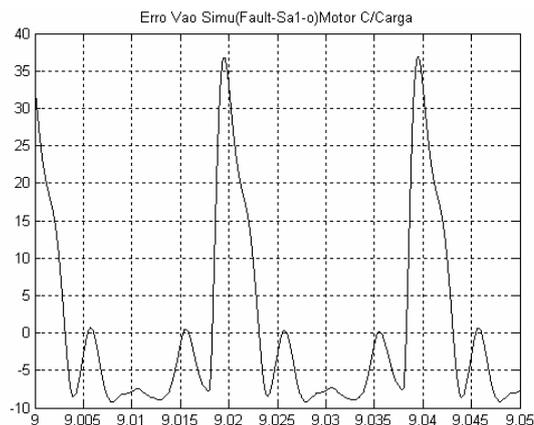


Figura 4.5 Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta.-Motor de indução

### c) Tensão de fase após uma ocorrência de falta por chave Sa1 aberta

Os gráficos das figuras 4.6 e 4.7 representam as tensões de fase com presença de falta por chave aberta. Assim como a tensão de pólo, as tensões de fase também apresentam distorções no ciclo positivo da tensão. Este fato é provocado pela não conexão da carga com o potencial positivo do barramento CC quando a corrente flui do inversor para a carga. Isto pode ser melhor observado na Análise II, onde são mostradas todas as possibilidades de chaveamento em função da corrente. Como pode ser visto, o efeito é bem mais acentuado em cargas com alto fator de potência.

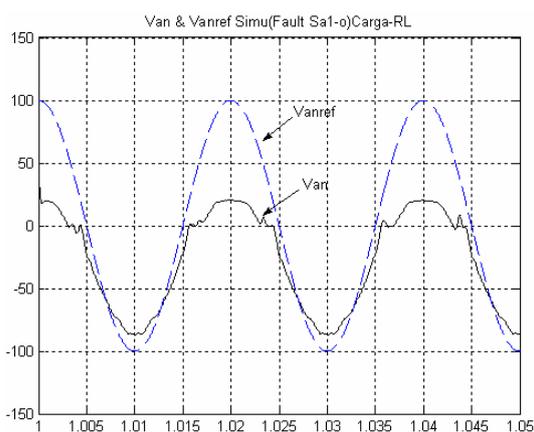


Figura 4.6 Tensão de fase em presença de falta com chave aberta – Carga RL

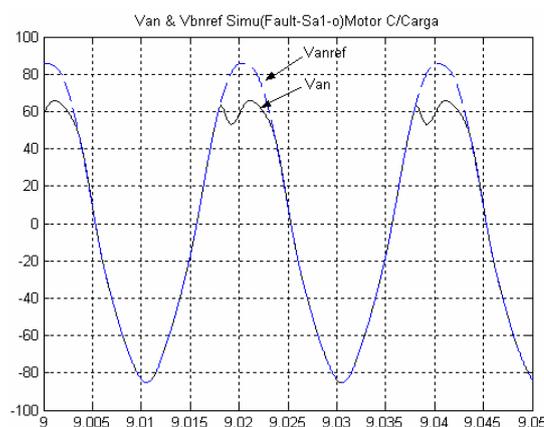


Figura 4.7 Tensão de fase em presença de falta com chave aberta – Motor de indução

#### d) Desvio da tensão de fase após uma ocorrência de falta por chave Sa1 aberta

Os gráficos de erro da tensão de fase apresentados nas figuras 4.8 e 4.9, atestam a interferência da falta no sinal da tensão nos terminais da carga, mesmo em cargas distintas, como é o caso da carga RL e do motor de indução. Este efeito é observado na Análise dos erros de tensão, contudo, apenas esta informação não é suficiente para determinar o dispositivo defeituoso. Ela informa apenas o nível do desvio da tensão entregue à carga com a tensão de referência do PWM. Outras informações são imprescindíveis à identificação do tipo de falta.

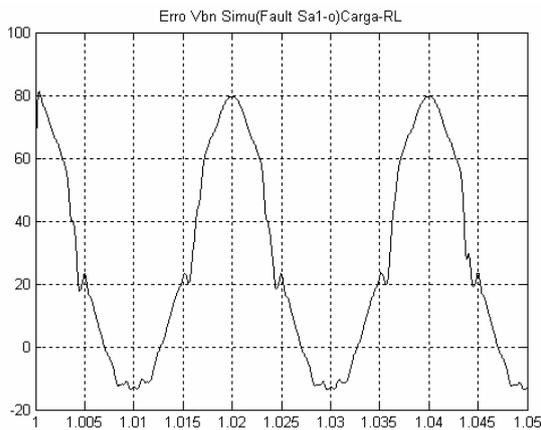


Figura 4.8 Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta- Carga RL

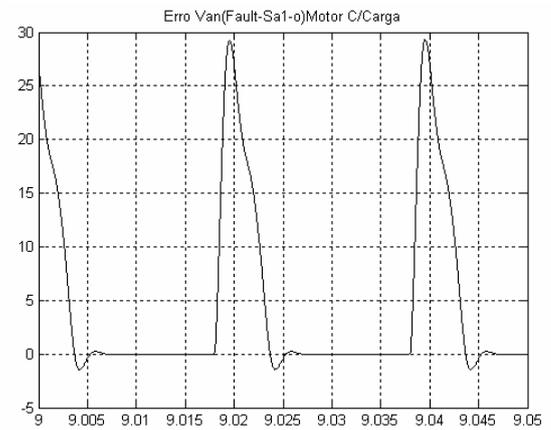


Figura 4.9 Desvio da tensão de pólo com chave Sa1 aberta. - Motor de indução

#### e) Correntes de fase após uma ocorrência de falta por chave Sa1aberta

O gráfico das correntes de fase apresentado na figura 4.10 possibilita a identificação do braço do inversor, afetado após uma ocorrência de falta com chave aberta. Esta identificação é possível, devido ao nível da corrente no braço afetado, como pode ser visto na figura 4.10. A corrente do braço afetado apresenta um nível positivo igual à zero. Esta informação é muito relevante, visto que a identificação do braço defeituoso é a primeira etapa no processo de localização da falta. Após a localização, outras etapas são introduzidas para a compensação da mesma.

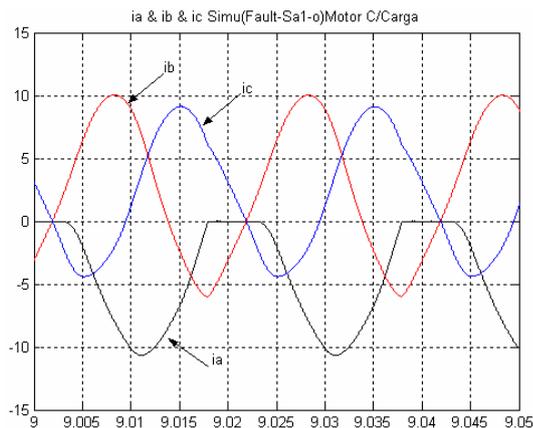


Figura 4.10 correntes de fase após uma ocorrência de falta com chave aberta. - Motor de indução

#### 4.5.4 Gráficos comparativos dos resultados das simulações de falta por chave Sa2 aberta em uma carga RL e em um motor de indução.

##### a) Tensão de pólo após uma ocorrência de falta por chave Sa2 aberta.

As figuras 4.11 e 4.12 apresentam os sinais das tensões de pólo de uma carga RL e de um motor de indução após uma ocorrência de falta com chave aberta na segunda chave do braço. Como pode ser observado a tensão de pólo aplicada a carga RL é bem mais afetada com este tipo de falta, como já comentado anteriormente. Isto se deve à natureza resistiva da carga. Contudo, a perda da segunda chave do braço reduz de forma considerável o número de vetores ativos possíveis de serem gerados, como pode ser visto na figura 3.5. Quando ocorre este tipo de falta, a tensão de pólo é bastante afetada, podendo ser observado na Análise III.

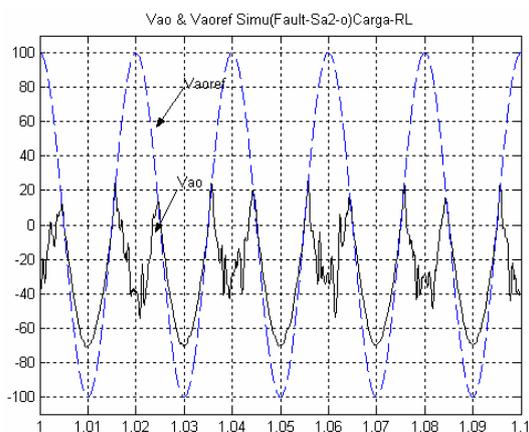


Figura 4.11: Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Carga RL

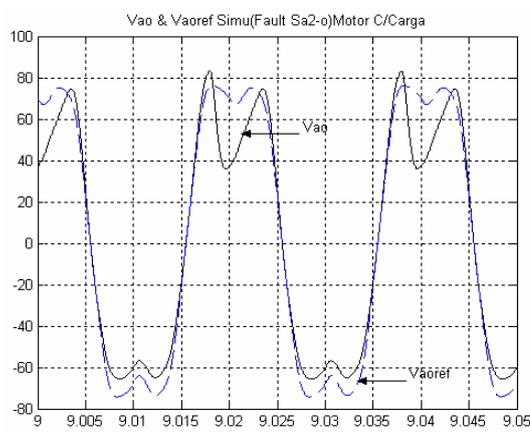


Figura 4.12: Tensão de pólo em presença de falta com chave aberta – Motor de Indução

b) Desvio na tensão de pólo ( $\Delta V_{ao}$ ) após uma ocorrência de falta por chave Sa2 aberta.

Nas figuras 4.13 e 4.14, são apresentados os desvios de tensão. Estes desvios representam o erro de tensão, ou seja, mostra o quanto a tensão de pólo foi afetada com a falta, visto que este erro informa o quanto a tensão entregue à carga se distanciou da tensão de referência. O gráfico de erro da tensão de pólo da carga RL é bem mais acentuado e esta diferença se deve ao caráter indutivo do motor de indução

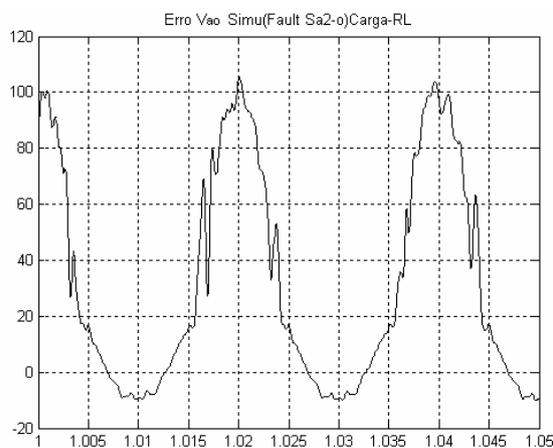


Figura 4.13: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta - Carga RL

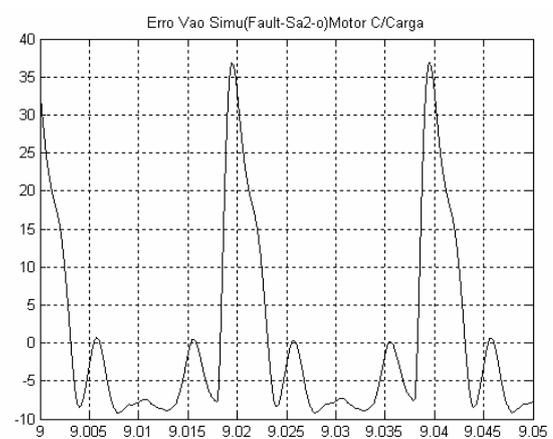


Figura 4.14: Desvio da tensão de pólo após uma ocorrência de falta com chave aberta- Motor de indução

c) Tensão de fase após uma ocorrência de falta por chave Sa2 aberta.

As figuras 4.15 e 4.16 representam as tensões de fase com presença de falta com chave aberta para carga RL e motor de indução, respectivamente. Assim como a tensão de pólo, todas as tensões do sistema apresentam distorções no ciclo positivo da tensão. Este fato é provocado pela não-conexão da carga com o potencial positivo do barramento C.C e ao ponto central deste. Neste ultimo caso, a corrente flui do inversor para a carga, ou seja, maior que zero. Isto pode ser melhor observado na Análise III, onde são mostradas todas as possibilidades de chaveamento em função da corrente. Como pode ser visto o efeito é bem mais acentuado em cargas com valor alto de resistividade

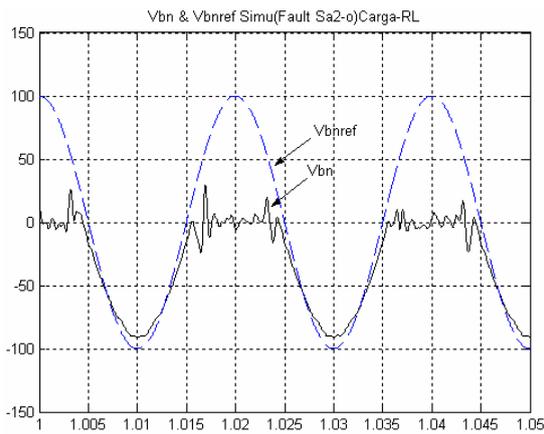


Figura 4.15: Tensão de fase em presença de falha com chave aberta – Carga RL

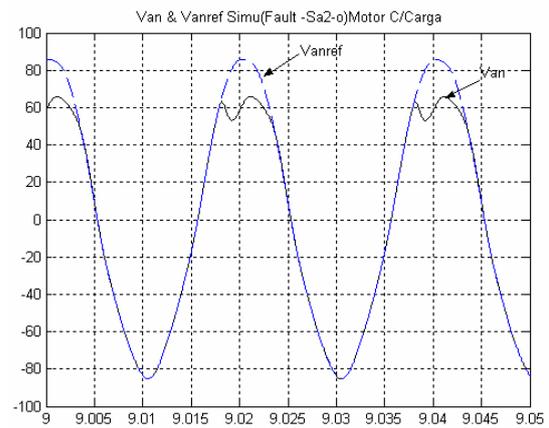


Figura 4.16: Tensão de fase em presença de falha com chave aberta – Motor de indução

d) Desvio da tensão de fase após uma ocorrência de falha por chave Sa2 aberta.

As figuras 4.17 e 4.18 atestam o efeito nocivo da falha nas tensões de fase. Através destes gráficos, é possível mensurar quanto foi a distorção no sinal aplicado à carga. Este nível de tensão informa o quanto a tensão de fase foi afetada. Como mencionado em análises anterior, a diferença dos níveis dos sinais deve-se ao fato da natureza resistiva da carga RL

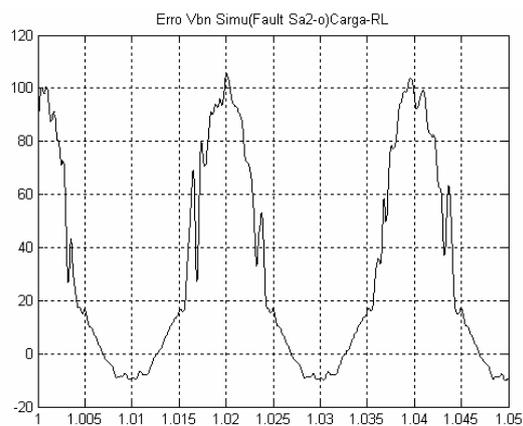


Figura 4.17: Desvio da tensão de fase após uma ocorrência de falha com chave aberta - Carga RL

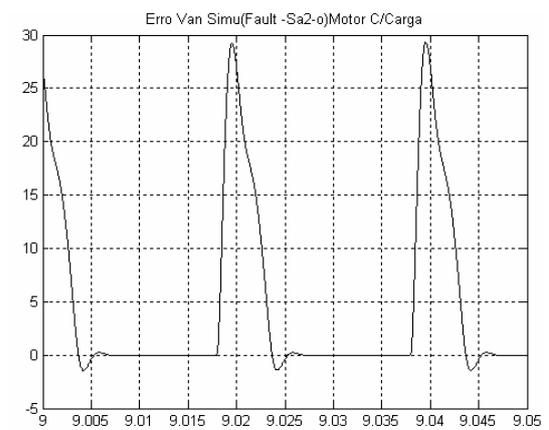


Figura 4.18: Desvio da tensão de fase após uma ocorrência de falha com chave aberta - Carga RL

### 4.5.5 Resultados simulados e experimentais de falta com chave aberta aplicada a uma carga RL

#### a) Resultados experimentais e simulados de falta: Tensão de pólo (carga RL)

As figuras 4.19a e 4.19b representam as tensões de pólo simuladas e experimentais respectivamente com falta por chave aberta na 1ª chave do Braço B, bem como as figuras 4.20a e 4.20b representam as tensões de pólo simuladas e experimentais respectivamente com falta por chave aberta na 2ª chave do Braço B. Este tipo de falta produz um afundamento de tensão, provocado pela desconexão da carga ao potencial positivo do barramento CC.

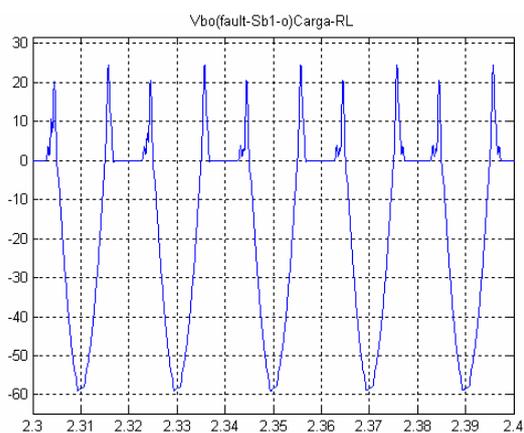


Figura 4.19a: Tensão de pólo com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) - Simulado

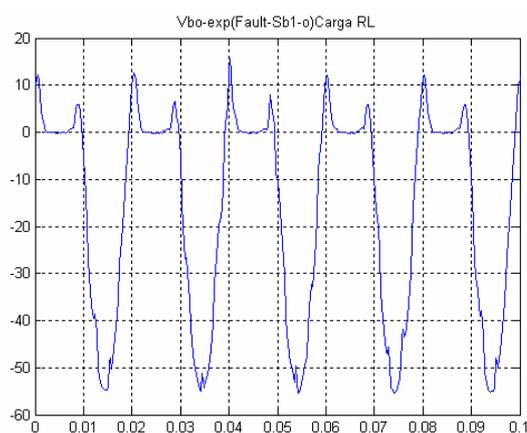


Figura 4.19b: Tensão de pólo com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Experimental

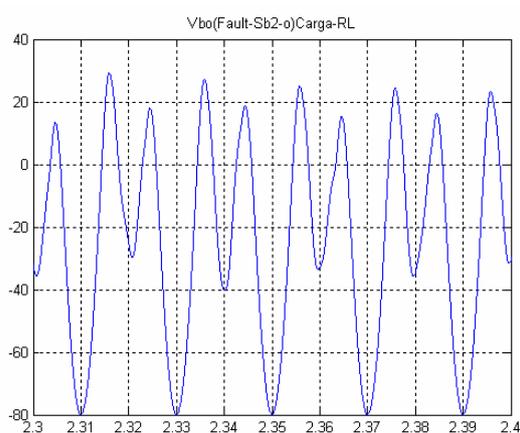


Figura 4.20a: Tensão de pólo com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta) - Simulado

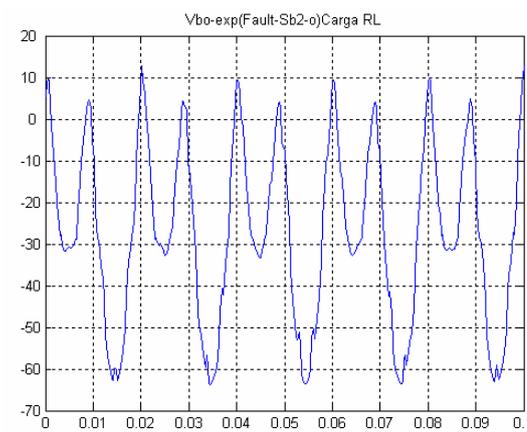


Figura 4.20b: Tensão de pólo com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta) - Experimental

As Análises II e III mostram de forma simplificada esta informação. A diferença dos sinais gerados pelas faltas nas chaves 1 e 2 do braço é fundamental para a identificação da

falta. Contudo, esta diferença de níveis não é visível em todo tipo de carga. Apenas nas cargas que apresentam um alto fator de potencia é possível identificar este efeito.

As figuras 4.21a e 4.21b representam as tensões de pólo simuladas e experimentais respectivamente com falta por chave aberta na 3ª chave do Braço B. As figuras 4.22a e 4.22b representam as tensões de pólo simuladas e experimentais respectivamente com falta por chave aberta na 4ª chave do Braço B. Esta falta provoca, a exemplo das figuras 4.20 (a, b) e 4.21 (a, b), uma distorção no sinal da tensão de pólo. Este fato ocorre devido ao desacoplamento da carga ao potencial negativo do barramento CC.

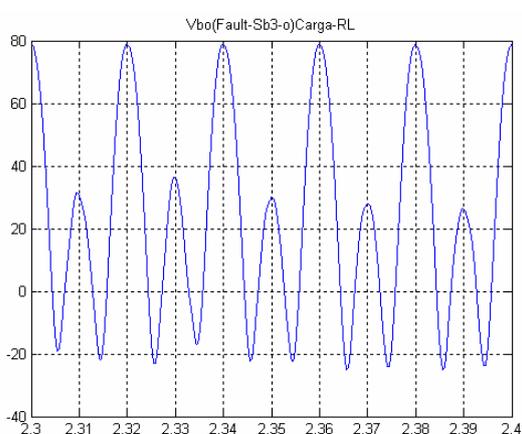


Figura 4.21a: Tensão de pólo com falta na 3ª chave do braço b (Sb3-chave aberta)

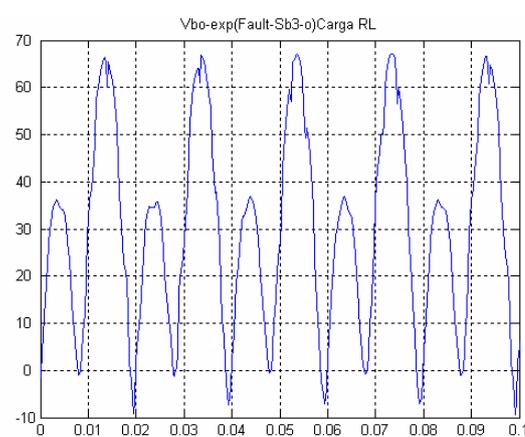


Figura 4.21b: Tensão de pólo com falta na 3ª chave do braço b (Sb3-chave aberta)

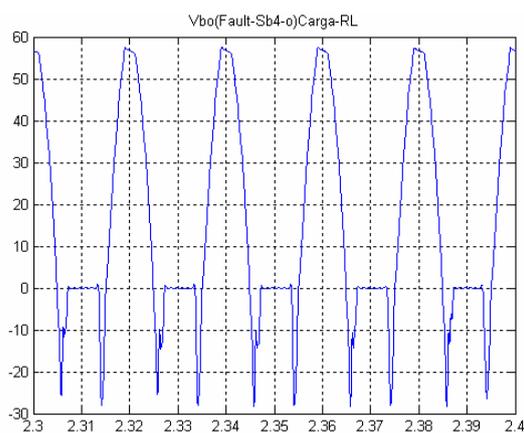


Figura 4.22a: Tensão de pólo com falta na 4ª chave do braço b (Sb4-chave aberta)

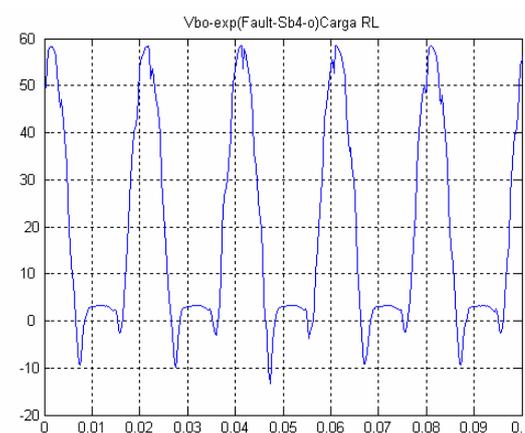


Figura 4.22b: Tensão de pólo com falta na 4ª chave do braço b (Sb4-chave aberta)

Este efeito é um efeito complementar no caso das faltas nas chaves superiores do braço. Esta análise é proposta apenas para a observação do caráter complementar da falta, visto que a análise das condições de falta será apenas referenciada às chaves superiores, devido ao seu caráter redundante.

## b) Resultados experimentais e simulados de falta: Tensão de linha (Carga RL)

As figuras 4.23a e 4.23b representam as tensões de linha simuladas e experimentais respectivamente com falta por chave aberta na 1ª chave do Braço B e as figuras 4.24a e 4.24b representam as tensões de linha simuladas e experimentais e respectivamente com falta por chave aberta na 2ª chave do Braço B. Estes sinais apresentam uma distorção em sua amplitude máxima. Este fato é bastante relevante, uma vez que o nível de atenuação é bem significativo, provocando, desta forma, uma assimetria no sinal. Contudo, esta informação fornece apenas a localização da falta, uma vez que os sinais não apresentam uma diferença de nível que identifique qual dispositivo provocou a falta.

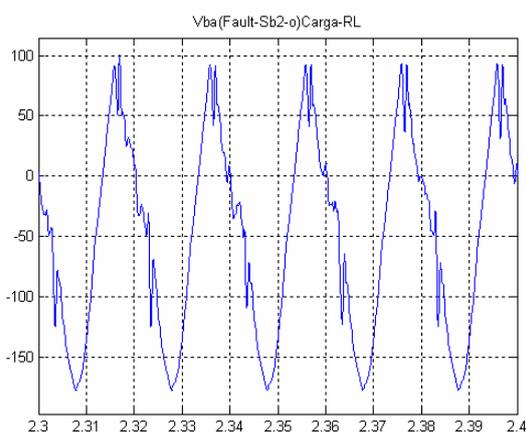


Figura 4.23a: Tensão de linha com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Simulado

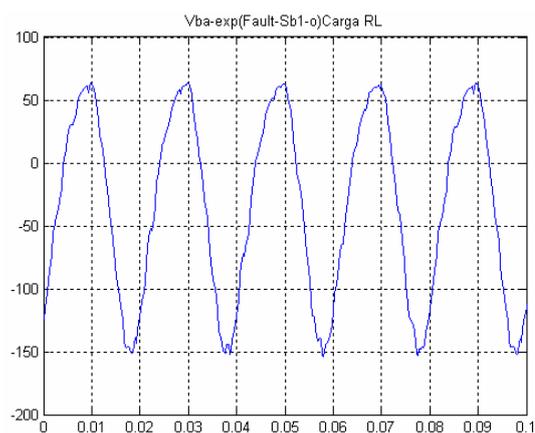


Figura 4.23b: Tensão de linha com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Experimental

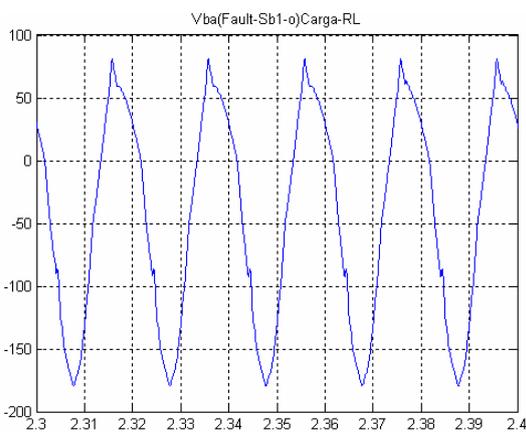


Figura 4.24a: Tensão de linha com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta) – Simulado

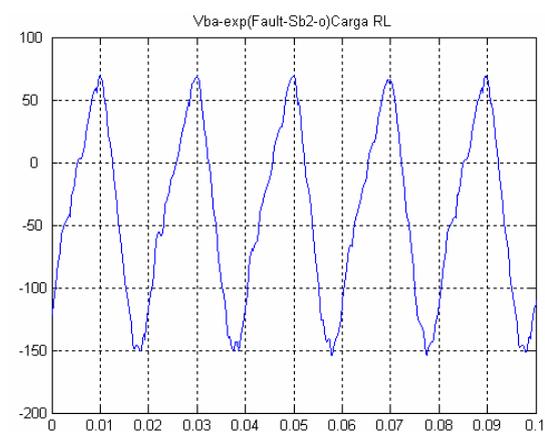


Figura 4.24b: Tensão de linha com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta)-Experimental

c) Resultados experimentais e simulados de falta: Tensão de fase (Carga RL)

As figuras 4.25a e 4.25b representam as tensões de fase simuladas e experimentais respectivamente com falta por chave aberta na 1ª chave do braço B e 4.26a e 4.26b representam as tensões de fase simuladas e experimentais respectivamente com falta por chave aberta na 2ª chave do braço B. Com estas figuras é possível observar, de forma bem visível, as diferenças de níveis provocadas pela falta das chaves 1 e 2, respectivamente. A localização da falta torna-se possível, apenas comparando a tensão gerada pela falta com a tensão de referência do PWM podendo, assim, passar para a fase da compensação.

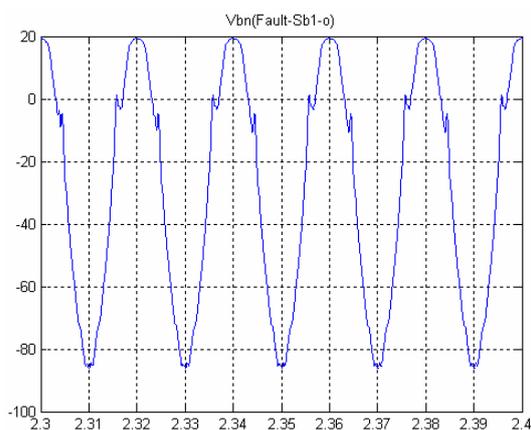


Figura 4.25a: Tensão de fase com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) - Simulado

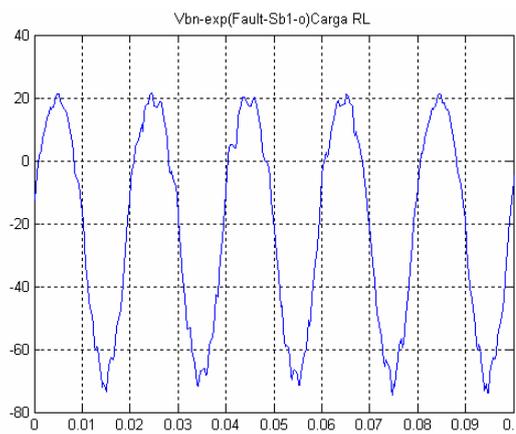


Figura 4.25b: Tensão de fase com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Experimental

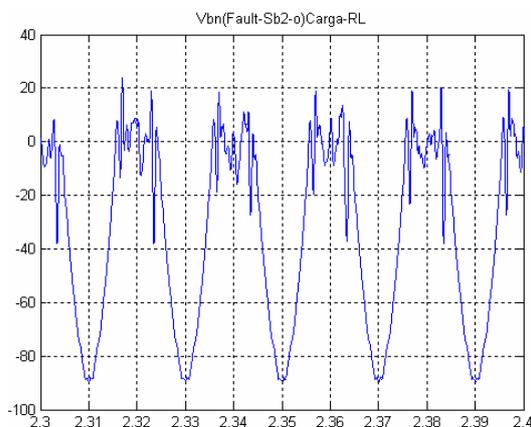


Figura 4.26a: Tensão de fase com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta) - Simulado

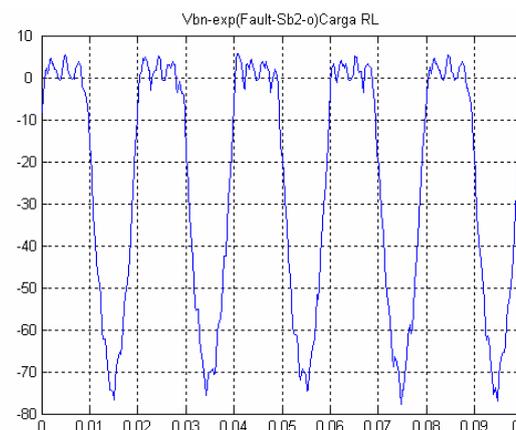


Figura 4.26b: Tensão de fase com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta) – Experimental

#### d) Resultados experimentais e simulados de falta: Tensão de modo comum (Carga RL)

Diferentemente das outras tensões, a identificação de falhas pela tensão de modo comum em um dispositivo não é tão simples de ser feita a partir da análise do erro. Isto ocorre pela interdependência deste sinal com os sinais de tensão de pólo e do balanceamento da carga. Contudo, isto não inviabiliza a utilização do método de análise proposto.

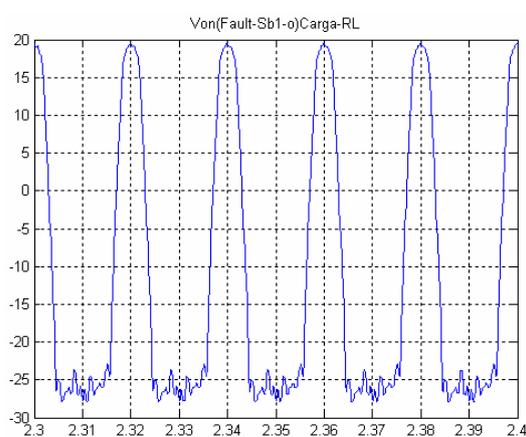


Figura 4.27a: Tensão de modo comum com falta em Sb1 (Sb1-chave aberta) - Simulado

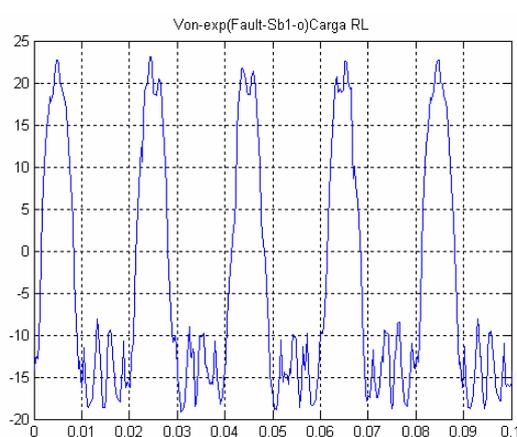


Figura 4.27b: Tensão de modo comum com falta em Sb1 (Sb1-chave aberta) - Experimental

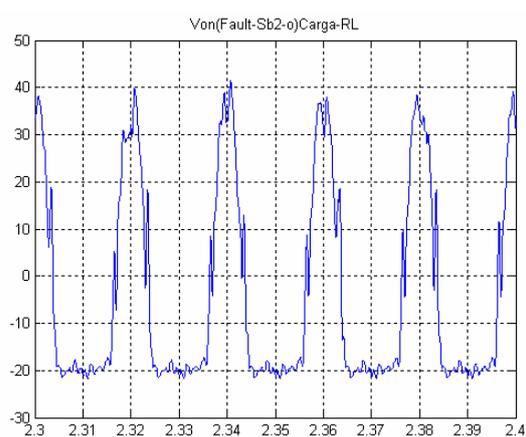


Figura 4.28a: Tensão de modo comum com falta em Sb2(Sb2-chave aberta) - Simulado

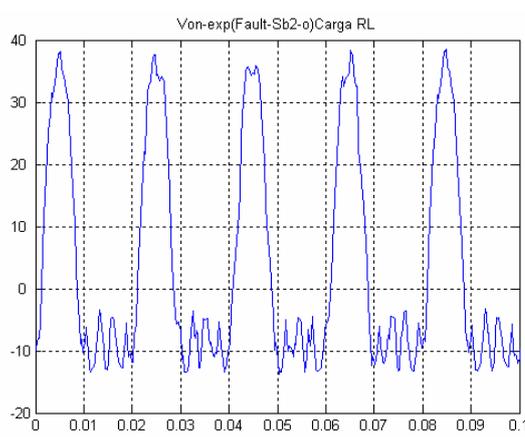


Figura 4.28b: Tensão de modo comum com falta em Sb2 (Sb2-chave aberta) – Experimental

As figuras 4.27(a, b) representam os resultados simulados e experimentais respectivamente de falta por chave aberta aplicada a chave Sb1, como também nas figuras 4.28(a, b) são também apresentados os resultados simulados e experimentais respectivamente

das falta por chave aberta aplicada a chave Sb2. Nestes gráficos podem ser observadas as distorções apresentadas nos sinais da tensão de modo comum em presença da falta. Estas distorções refletem a interferência da falta na carga. Este método de análise não é muito confiável, pois depende diretamente do equilíbrio da carga, podendo sofrer modificações caso esta apresente algum desequilíbrio.

### e) Resultados experimentais e simulados de falta: Corrente de fase (Carga RL)

As figuras 4.29(a, b) representam os resultados simulados e experimentais da corrente de fase em falta por chave aberta na 1ª chave do braço B e as figuras 4.30(a, b) representam os resultados simulados e experimentais da corrente de fase em presença de falta por chave aberta na 2ª chave do braço B.

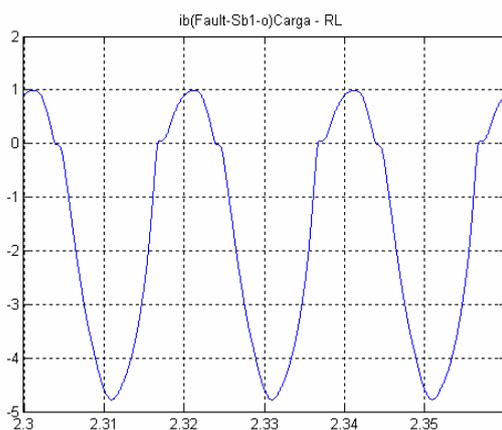


Figura 4.29a: Corrente de fase com falta na 1º chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Simulado

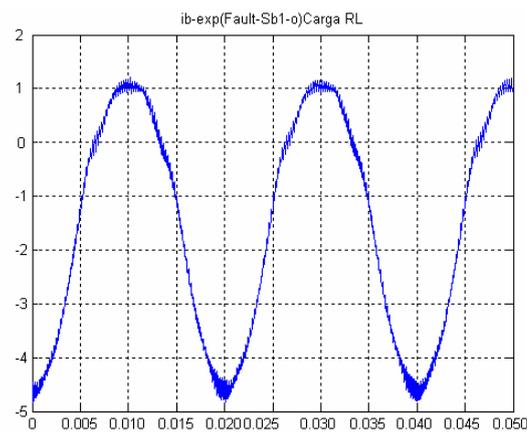


Figura 4.29b: Corrente de fase com falta na 1º chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Experimental

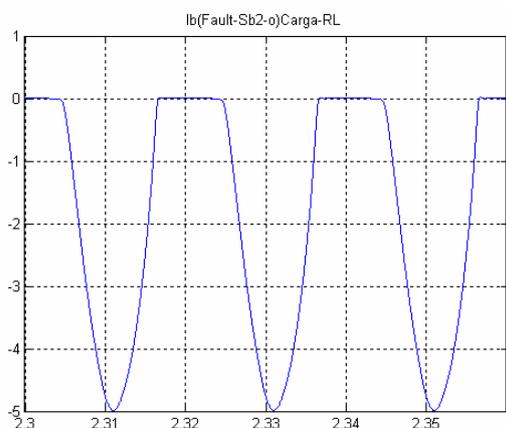


Figura 4.30a: Corrente de fase com falta na 2º chave do braço b (Sb2-chave aberta) - Simulado

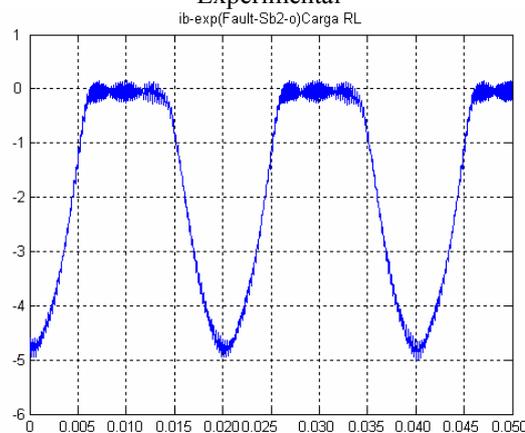


Figura 4.30b: Corrente de fase com falta na 2º chave do braço b (Sb2-chave aberta) - Experimental

Como pode ser visto, existe uma diferença nos sinais das correntes para falta na chave 1. Nesta, observa-se um nível de corrente positiva, o que não é observado na falta da chave 2. Esta diferença do comportamento das correntes deve-se às limitações provocadas pelas faltas. Contudo, a falta na chave 2 provoca uma maior redução nos níveis de corrente devido às limitações dos percursos para o potencial positivo e para o ponto central do barramento CC, como pode ser melhor visualizado nas Análises II e III

Observa-se também que o de feito numa chave superior acarreta semi-ciclos negativos, o que pode ser utilizado para identificar o semi-braço (superior ou inferior) defeituoso.

#### 4.5.6 Resultados simulados e experimentais de falta com chave aberta aplicada a um motor de indução

##### a) Resultados experimentais e simulados de falta: Tensão de pólo (Motor de indução)

As figuras 4.31(a) e 4.31(b) representam os resultados simulados e experimentais da tensão de pólo em presença de falta por chave aberta na 1ª chave do braço B

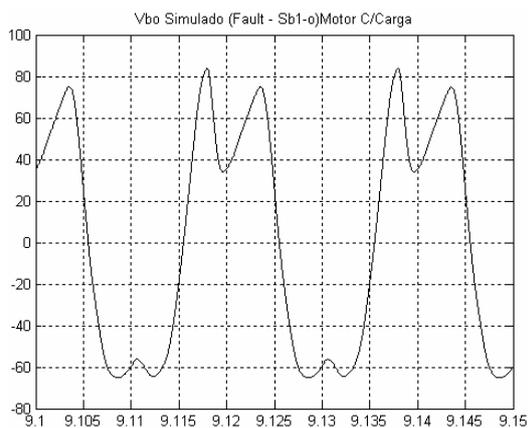


Figura 4.31a: Tensão de pólo com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Simulado

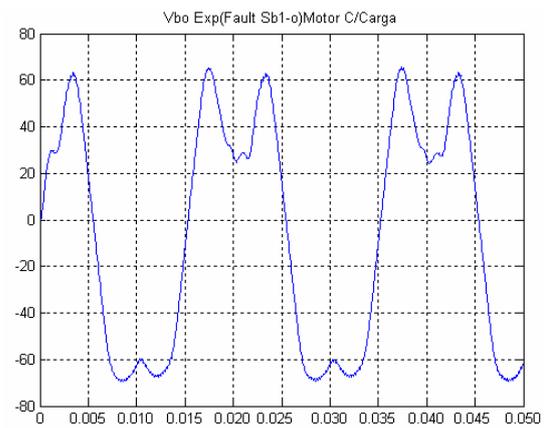


Figura 4.31b: Tensão de pólo com falta na 1ª chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Experimental

Já as figuras 4.32(a) e 4.32(b) representam os resultados experimentais e simulados da tensão de pólo em presença de falta por chave aberta na 2ª chave do braço B. Diferentemente da carga RL, no motor de indução os sinais não apresentam diferença de níveis, esta semelhança dificulta a identificação do dispositivo responsável pela falta.

Contudo, estes sinais fornecem informações da localização da falta através dos desvios de tensão, estes por sua vez informam se a falta ocorreu nas chaves superiores ou inferiores do braço afetado.

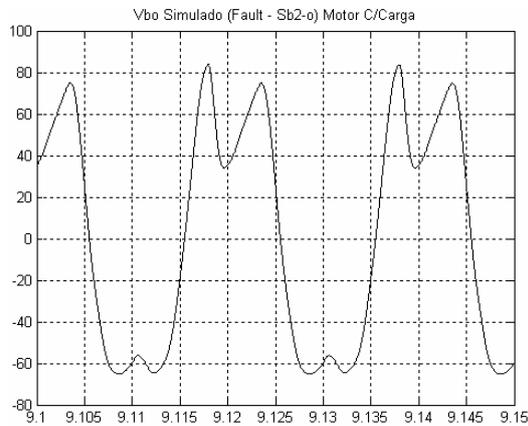


Figura 4.32a: Tensão de pólo com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta) – Simulado

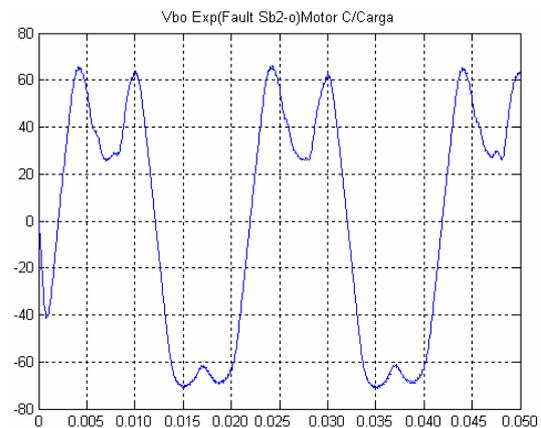


Figura 4.32b: Tensão de pólo com falta na 2ª chave do braço b (Sb2-chave aberta) – Experimental

#### b) Resultados experimentais e simulados de falta: Tensão de linha (Motor de indução)

Os sinais de tensão de linha apresentados nas figuras 4.33(a, b) e 4.34(a, b), são decorrentes de falta com chave aberta nas chaves 1 e 2 do braço b, para os resultados simulados e experimentais respectivamente. Estes sinais a níveis de amplitude são muito parecidos. As amplitudes dos dois sinais são praticamente as mesmas. Da mesma forma que tensões de pólo, as tensões de linha seguem o mesmo perfil de falha, não sendo possível identificar que dispositivo provocou a falta. A defasagem observada entre os sinais deve-se apenas à captura dos mesmos, em períodos diferentes pelo osciloscópio.

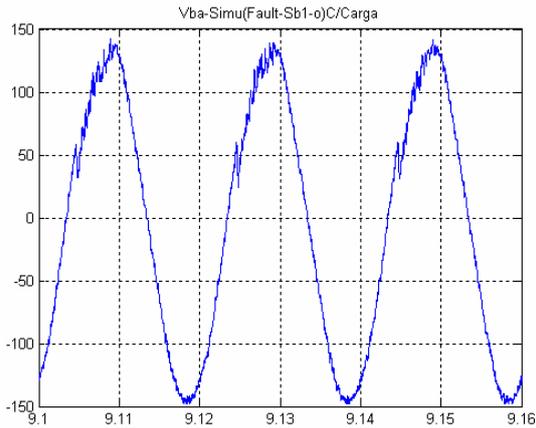


Figura 4.33a: Tensão de linha com falta na 1° chave do braço b (Sb1-chave aberta)

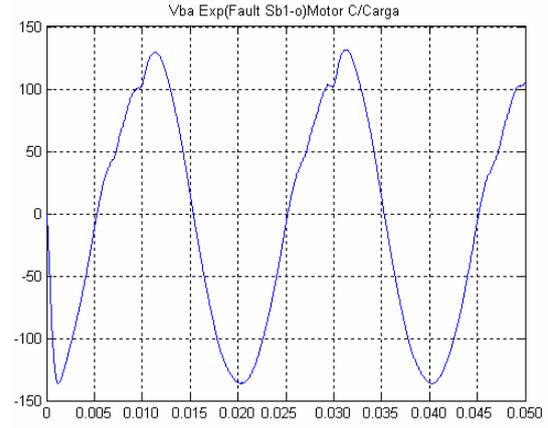


Figura 4.33b: Tensão de linha com falta na 1° chave do braço b (Sb1-chave aberta) - Experimental

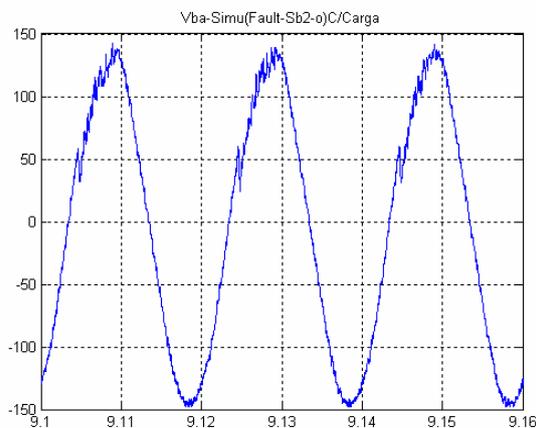


Figura 4.34a: Tensão de pólo com falta na 2° chave do braço b (Sb2-chave aberta)

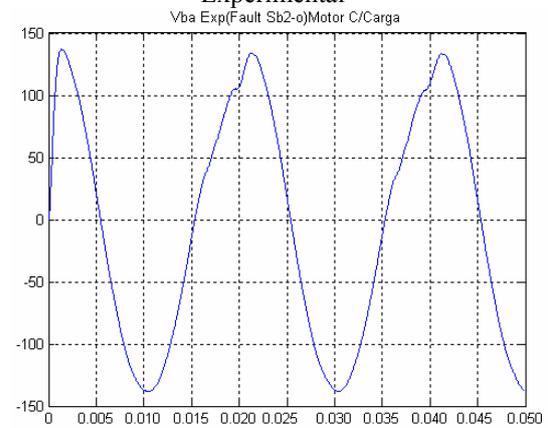


Figura 4.34b: Tensão de pólo com falta na 2° chave do braço b (Sb2-chave aberta) - Experimental

c) Resultados experimentais e simulados de falta: Tensão de modo comum (Motor de indução)

As tensões de modo comum apresentadas nas figuras 4.35(a, b) e também pelas figuras 4.36(a, b), correspondem as faltas ocasionadas pelas chaves 1 e 2 respectivamente para os resultados simulados e experimentais. A exemplo das demais, tensões apresentadas anteriormente estas também não permitem a identificação da chave defeituosa apenas pela análise dos sinais, pois a semelhança destes torna o método de identificação insuficiente para determinação do dispositivo defeituoso. Contudo, fornece uma informação bastante relevante na etapa de identificação da origem da falta. Métodos comentados em análises anteriores estão em fase de estudos para a identificação do dispositivo defeituoso em caso de falta de comando da chave

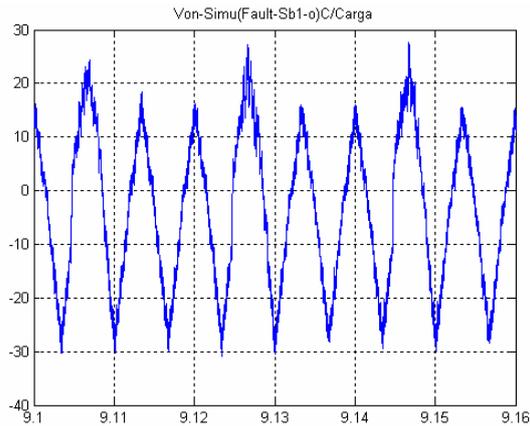


Figura 4.35a: Tensão de modo comum com falha na 1º chave do braço b (Sb1-chave aberta) – Simulado

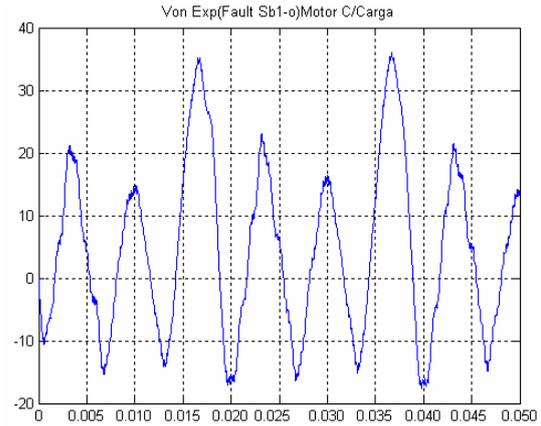


Figura 4.35b: Tensão de modo comum com falha na 1º chave do braço b (Sb1-chave aberta) –Experimental.

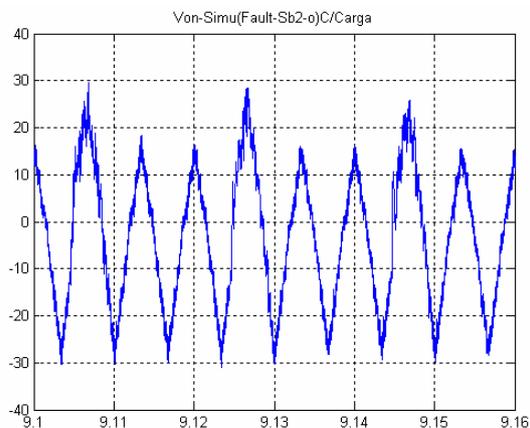


Figura 4.36a: Tensão de modo comum com falha na 2º chave do braço b (Sb2-chave aberta) – Simulado

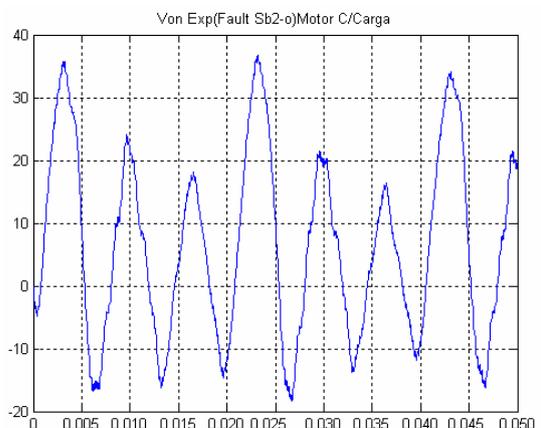


Figura 4.36b: Tensão de modo comum com falha na 2º chave do braço b (Sb2-chave aberta) –Experimental

d) Resultados experimentais e simulados de falta: Correntes de fase (Motor de indução)

Os gráficos das correntes de fase apresentados nas figuras 4.37(a, b) e 4.38(a, b) são relacionados às faltas nas chaves 1 e 2 do braço b, para resultados simulados e experimentais respectivamente. Como nos casos de tensão, e diferentemente do caso com carga RL, as correntes nestas duas situações são praticamente idênticas, não apresentando indícios que levem a identificar o dispositivo defeituoso.

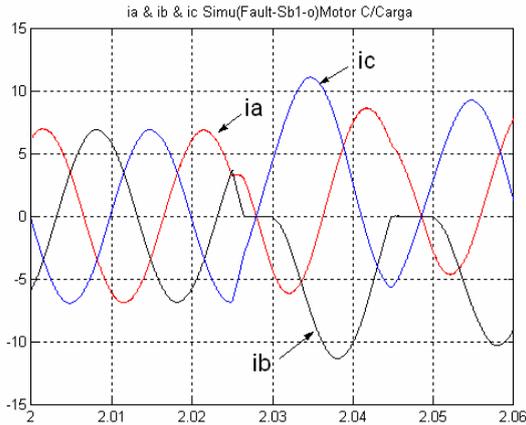


Figura 4.37a: Corrente de fase na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Simulado

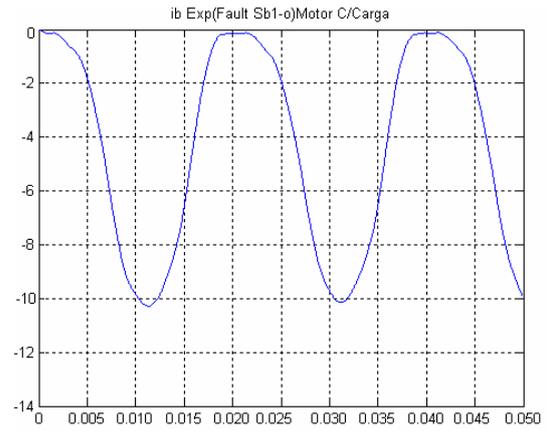


Figura 4.37b: Corrente de fase na 1º chave do braço B (Sb1-chave aberta) - Experimental

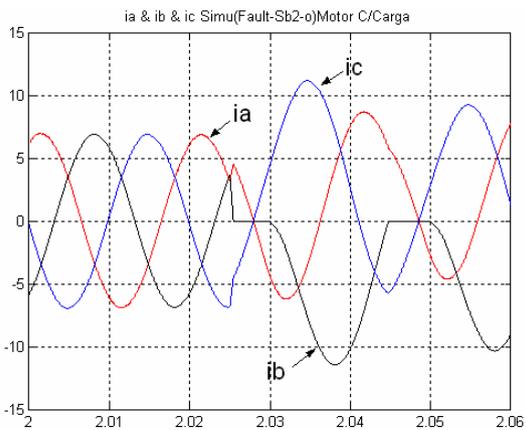


Figura 4.38a: Corrente de fase na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta)

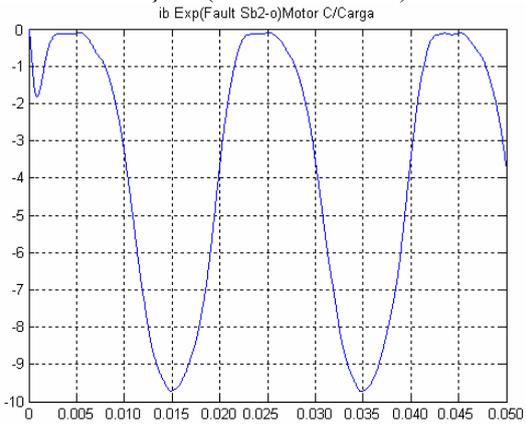


Figura 4.38b: Corrente de fase na 2º chave do braço B (Sb2-chave aberta) – Experimental

Contudo, fica comprovado, mais uma vez a existência de semi-ciclos apenas no braço defeituoso, como observado nos resultados de simulação e experimentais das figuras 4.37 e 4.38. Isto permite tanto a localização da fase defeituosa quanto a localização do defeito nas chaves superiores (semi-ciclo negativo) ou inferiores (semi-ciclos positivos) do braço.

#### 4.5.7 Localização de falha em chave interna ou externa de um braço

Do exposto acima, verifica-se que tanto a técnica detecção por desvio da tensão de pólo, ou de sua propagação, como a técnica de detecção por corrente de fase, permitem apenas a localização do semi-braço defeituoso (superior ou inferior), não sendo possível utilizar diferenças de amplitude dos erros para determinar exatamente qual a chave defeituosa, se a externa ou a interna em um semi-braço. Um procedimento adicional permite a consecução deste objetivo. Por exemplo, após a localização da região do braço afetado pela falta (superior ou inferior), a identificação da chave pode ser feita, a partir da verificação do nível da tensão de pólo. Suponha-se que a falta foi localizada (por quaisquer das técnicas já descritas, de tensão ou corrente) como tendo ocorrido na região superior do braço, composta pelas chaves SK1 e SK2 ( $K \in \{a, b, c\}$ ), Fig. 4.39, e, que neste instante, a corrente é positiva (saindo do braço para a carga). Nesse caso, provoca-se o disparo de SK2 (chave interna) e verifica-se o nível da tensão de pólo: se a tensão de pólo for para o nível zero (ou permanecer nesse nível), é porque a fase foi conectada ao ponto central do barramento CC por meio de SK2 e, portanto, a chave defeituosa é SK1. Por outro lado, se a tensão de pólo for para o nível de tensão de  $-E/2$ , é porque a fase foi conectada ao potencial negativo do barramento CC por meio dos diodos de roda livre D3 e D4 (Fig. 4.39) e, portanto, a chave defeituosa é SK2.

Se a região afetada do braço for a inferior, formada pelas chaves SK3 e SK4, a análise será complementar.

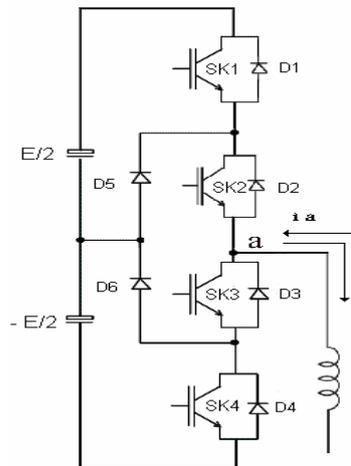


Figura 4.39 Um braço genérico de um inversor multinível com diodos grampeadores

## 4.6 Conclusões

Neste capítulo foram introduzidas duas técnicas para diagnose de falta em inversor multinível de tensão, baseadas na medição de tensão do inversor e da carga. De forma geral, a detecção da condição de falta é obtida comparando-se as medições de tensão com suas respectivas referências. As diferenças entre as técnicas propostas se baseiam no fato que  $T_2$  depende da assimetria da máquina, já que as medições desta técnica são referenciadas ao neutro da máquina. Essa dependência leva a uma detecção incorreta no caso de uma assimetria na máquina.

Os resultados de simulação e experimentais mostraram que os desvios de tensão  $\Delta V_{ko}$  e  $\Delta' V_{ko}$ , são insuficientes para identificar o dispositivo, que provocou a falta. Isto se deve a natureza da carga indutiva do motor de indução. Contudo, estes desvios informam com precisão a região atingida pela falta, ou seja, se a mesma ocorreu nas chaves superiores ou inferiores do braço afetado. O dispositivo (se interno ou externo), por sua vez, é identificado em caso de falta por chave aberta, através de um teste de verificação da tensão de pólo após disparo da chave interna do braço defeituoso. Para o caso de falta por chave em curto-circuito a identificação é feita através do próprio acionador de disparo do dispositivo não necessitando de outros métodos de identificação. Através da corrente também é possível localizar não só o braço defeituoso, mas também a região atingida. A técnica também que ser complementada pelo teste da tensão de pólo.

# CAPÍTULO 5

## Topologias alternativas para compensação de faltas por interruptor aberto ou por curto-circuito

### 5.1 Introdução

Algumas topologias são apresentadas na literatura como solução para a problemática da falta em inversores multiníveis. Dentre elas podem se citadas a topologia que apresenta em sua estrutura um braço redundante, a topologia que utiliza o grampeamento da fase defeituosa com o ponto central do baramento CC. Como contribuição neste trabalho será apresentada uma topologia, denominada de Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves abertas e de controlar o grampeamento da fase. Esta topologia foi inicialmente surgerida por XIAOMIN *et al.*, 2004, para a compensação de faltas em inversor multinível com capacitor flutuante. Neste trabalho ela será estendida para estrutura de inversor multinível com diodos grampeadores (LIMA *et al.* no prelo, 2006). Nesta seção as topologias que serão apresentadas têm o objetivo de manter o sistema funcionando de maneira aceitável, dentro das condições básicas que o sistema pode operar, contudo, algumas destas topologias visam única e exclusivamente o funcionamento do sistema, não garantindo as mesmas vantagens, que o inversor multinível apresenta em condições normais.

### 5.2 Possibilidades e limitações da estrutura NPC

A estrutura convencional, apresentada no capítulo 2, aqui reapresentada como figura 5.1, apresenta algumas possibilidades de operação mesmo em condição de falta. Estas alternativas de funcionamento visam utilizar os recursos disponíveis da própria topologia, sem a adição de nenhum outro dispositivo. Esta estrutura tem a possibilidade de compensar a falta, apenas alterando o padrão de chaveamento.

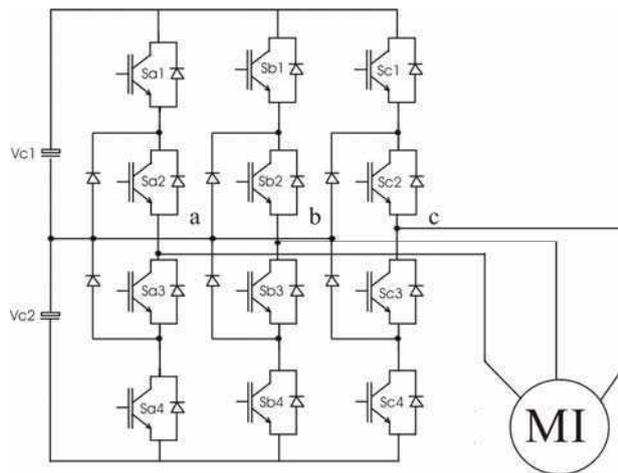


Figura 5.1 - Inversor de três níveis com diodos grameadores.

As possibilidades apresentadas a partir das figuras 5.2 e 5.3 possuem como vantagem principal a utilização das próprias chaves da estrutura original para compensação de falta, contudo, mesmo sendo uma possibilidade bastante viável economicamente, ela não possui aplicações práticas devido as suas limitações. As limitações podem ser classificadas como sendo: O tipo da falta e a localização da mesma. Esta limitação torna este método de compensação inseguro.

As compensações das faltas podem ser tanto do tipo curto-circuito, como chave aberta. Entretanto, a compensação da falta do tipo chave aberta é restrita às chaves externas. A compensação pode ser feita de duas maneiras. A primeira (figura 5.2) é semelhante à apresentada por PARK *et al.*, (2004). Ela conecta a fase da carga, ao ponto central do barramento CC, através das chaves internas, modificando-se o padrão de chaveamento original para os demais braços, segundo a explicação a ser dada na Seção 5.3. A segunda possibilidade (figura 5.3) é sua operação como inversor de dois níveis, com redução da tensão de barramento CC pela metade: quando o inversor perde o comando de uma das chaves externas, as demais chaves externas dos outros braços são abertas e um novo padrão de chaveamento (com características de dois níveis) é introduzido para as outras chaves,

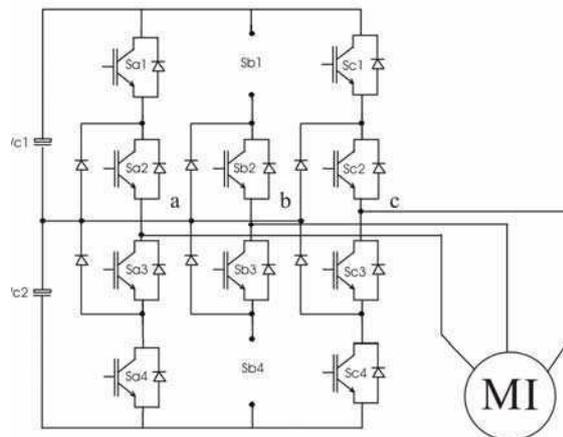


Figura 5.2 Topologia de grampeamento do braço com o ponto central do barramento utilizando as chaves remanescentes da condição de falta por chave aberta.

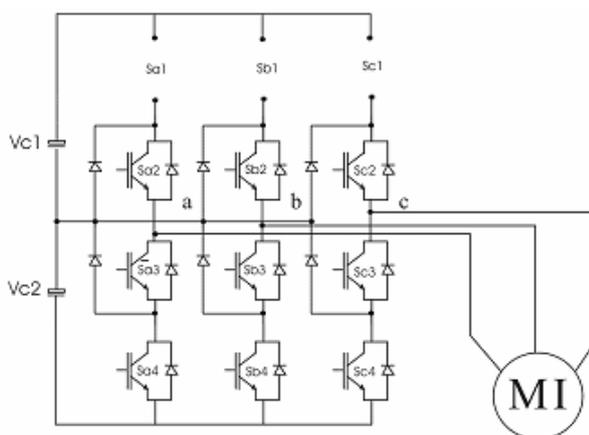


Figura 5.3 Redução de nível com potencia reduzida

No caso de falta ocasionada por um curto-circuito em uma das chaves, após sua identificação através do acionador, a primeira providência é isolá-la retirando o seu comando; em seguida deve-se tornar o comando das demais chaves do braço independentes umas das outras. A compensação da falta é a etapa seguinte.

Dois procedimentos de reconfiguração podem ser considerados. Ambos dependem da chave puder continuar operando em condições de curto-circuito, o que é possível em dependência da causa do curto-circuito, segundo CHOKHAWALA, CATT e KIRALY (1995). O primeiro procedimento consiste em isolar as chaves externas, obtendo-se a reconfiguração da Figura 5.2. No caso de curto-circuito de uma chave externa, as duas chaves internas do braço devem ser disparadas para provocar um curto-circuito de um dos capacitores e conseqüente abertura do fusível em série com a chave externa correspondente. No caso de curto-circuito de uma chave interna, os comandos das duas chaves externas são retirados, não

sendo necessário a abertura dos fusíveis. A chave curto circuitada promove a conexão ao ponto intermediário do barramento CC.

A existência de duas chaves em série em cada região do braço, permite a utilização de um segundo procedimento. Neste caso três estratégias podem ser utilizadas, dependendo de a falta ter ocorrido em uma chave interna ou externa:

a) Estratégia I - Utiliza de padrões de chaveamento mistos, ou seja, com o chaveamento do braço afetado em onda quadrada, na frequência do sinal da modulante (frequência de saída), e o dos braços sadios em PWM com três níveis. Esta estratégia pode ser utilizada tanto no caso de curto-circuito da chave interna como da externa. Se a chave Sb1 é a chave em curto, por exemplo, a chave Sb2 é disparada para conduzir, durante  $180^\circ$  elétricos, a corrente positiva. Para observar as restrições estabelecidas nas Análises VI e VII do capítulo III, é necessário tornar o comando de uma chave totalmente independente das outras; no caso, o sinal de comando de Sb1 deve ser retirado, as chaves Sb3 e Sb4 sendo mantidas em estado de bloqueio. O procedimento é semelhante no caso em que a chave afetada é a interna, Sb2. Quando a corrente é negativa é fácil controlar as chaves inferiores, que estão sadias.

b) Estratégia II – Utiliza um padrão de modulação com PWM em dois níveis para o braço afetado e PWM em três níveis para os braços sadios. Esta estratégia só pode ser utilizada se a falta ocorrer na chave externa, quando o diodo grampeador não pode conduzir por estar continuamente submetido a uma tensão reversa. Considerando a corrente de fase positiva, o disparo da chave interna superior, por exemplo (Sb2, no caso de falta na chave Sb1), conecta o pólo ao barramento CC (positivo, no caso), as chaves inferiores sendo mantidas em estado de bloqueio (Sb3 e Sb4, no caso); sua abertura conecta o pólo ao barramento CC, com a polaridade contrária (negativa, no caso). Os tempos de comutação e bloqueios das chaves do braço defeituoso passam a ser calculados de forma diferenciados dos braços sadios, passando a ter um padrão misto de modulação de dois níveis para o braço defeituoso e três níveis para os braços sadios.

c) Estratégia III – Utiliza padrões de modulação com PWM em três níveis para todos os braços. Esta estratégia só pode ser utilizada se a falta ocorrer na chave interna. O disparo da chave externa (Sb1, no caso de falta na chave Sb2, por exemplo) conecta o pólo ao barramento (positivo, no caso) e sua abertura também conecta o pólo ao ponto intermediário do barramento CC (zero, no caso). O padrão de chaveamento deve refletir a necessidade de disparo independente das chaves, a fim de evitar as restrições indicadas nas Análises VI e VII do Capítulo 3. Observe-se que nessa estratégia todas os braços operam em três níveis.

Se durante a compensação usando as Estratégias I ou II, a chave que sofreu curto-circuito abrir, é possível, ainda, fazer uma nova reconfiguração e operar como na Fig. 5.2. Entretanto se a chave que abrir for um das internas, não é possível efetuar nenhuma outra reconfiguração.

Verifica-se, portanto, que a estrutura convencional tem capacidade de continuar operando apenas em alguns casos de falta. Por essa razão, a seguir, serão estudadas algumas topologias alternativas.

### 5.3 Topologias NPC com componentes adicionais.

#### 5.3.1 Topologia 1 – Topologia de Park

A topologia apresentada na figura 5.4 foi proposta por PARK *et al.* (2004). Apresenta como característica básica, o grampeamento de uma das fases, com o ponto central do barramento CC e pode ser aplicada para qualquer tipo de falta, uma vez que isola todo o braço atingido.

A implementação do controle para a nova estrutura é simples e fácil de ser implementado, não oferecendo nenhum inconveniente.

As vantagens desta estrutura estão no número reduzido de componentes adicionais e na possibilidade de ser aplicada para qualquer tipo de falta, ou seja, chave aberta ou curto-circuito em um dos braços.

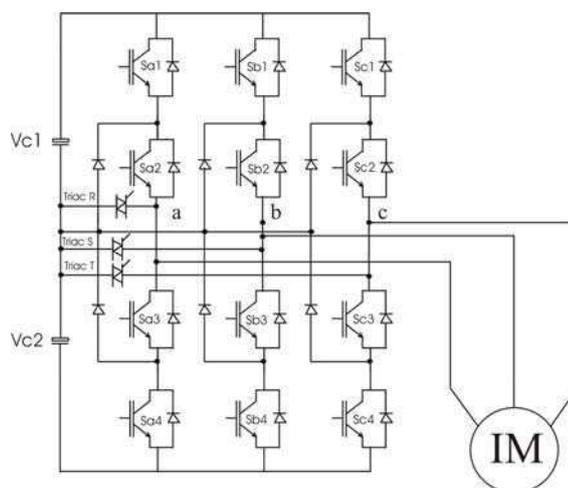


Figura 5.4: Topologia de grampeamento do braço com o ponto central do barramento CC.

As desvantagens deste sistema se devem ao fato de que esta estratégia de compensação reduz a potência de operação da carga pela metade, uma vez que o sistema de referência é modificado para atender ao novo padrão de chaveamento. Para manter o sistema operando com os mesmos níveis de tensão o barramento CC precisa dispor do dobro da tensão necessária a configuração original. Isto aumentaria de forma considerável o stress de tensão sobre as chaves, obrigando o inversor a estar dimensionado para operar nestas condições. Contudo, para algumas aplicações em que a carga possa ter sua tensão de operação reduzida, sem comprometer com isso, o processo, esta topologia pode ser bastante recomendada.

### 5.3.1.1 Sistema de referências do PWM aplicada a topologia de grampeamento do braço com ponto central do barramento CC

Referências do PWM

$$V_a = V \cos(\omega t) \quad (5.1)$$

$$V_b = V \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (5.2)$$

$$V_c = V \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (5.3)$$

Com a utilização de um braço ligado ao ponto central do barramento, as novas referências de tensão para o PWM passam a ser compostas de um sistema bifásico de referências. Estas novas referências apresentam ângulo e amplitudes modificadas em relação ao sistema trifásico de referência. Estas novas referências podem ser determinadas a partir da análise das figuras 5.5(a) e 5.5(b). Na figura 5.5(a) pode ser determinado o ângulo de defasagem entre as novas tensões de referência. Como pode ser observado na figura 5.5(a), as novas referências de tensão estão representadas pelos vetores  $(V_c - V_b)$  e  $(V_a - V_b)$ , resultado da análise da nova condição de funcionamento. O ângulo entre os vetores é a nova defasagem do sistema de referência. Representado na figura 5.5 pela região em destaque.

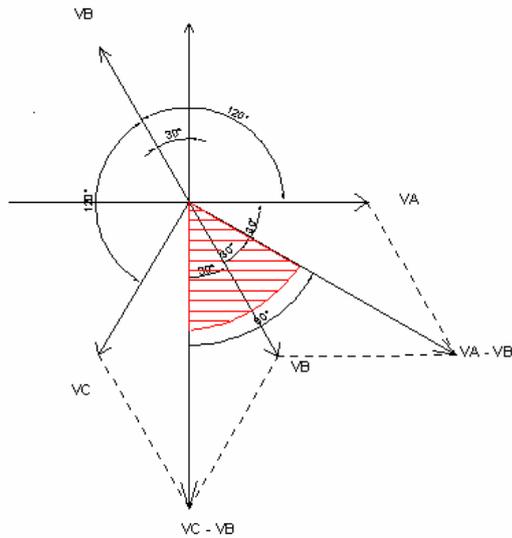


Figura 5.5(a): Novas referências do PWM operando com fase grampeada no ponto central do barramento

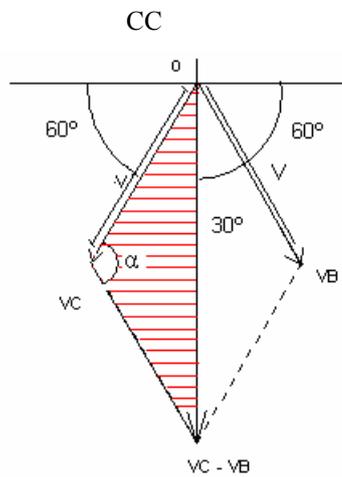


Figura 5.5(b): Amplitude das novas tensões de referência a partir de semelhanças de triângulo

A amplitude das novas tensões de referência pode ser determinada aplicando a regra da semelhança de triângulos, na figura 5.5(a) resultando na análise da figura 5.5(b). Através do triângulo formado pelos vértices O-VC -(VC-VB)-O, é possível determinar as novas tensões de referência.

$$V_{CB}^2 = V_C^2 + V_B^2 - 2V_B V_C \cos(\alpha) \quad (5.4)$$

$$V_{CB}^2 = V^2 + V^2 - 2V^2 \cos(120^\circ) \quad (5.5)$$

$$V_{CB}^2 = 2V^2 + 2V^2\left(\frac{1}{2}\right) = 3V^2 \quad (5.6)$$

$$V_{CB}^2 = 3V^2 \Rightarrow V_{CB} = \sqrt{3V^2} \quad (5.7)$$

$$V_{CB} = \sqrt{3}V \quad (5.8)$$

Referências modificadas do PWM

$$V_{cb}(t) = \sqrt{3} V \cos(\omega t + 270^\circ) \quad (5.9)$$

$$V_{ab}(t) = \sqrt{3} V \cos(\omega t - 30^\circ) \quad (5.10)$$

Com as referências modificadas ocorrem mudanças de alguns sinais, como é o caso da tensão de linha  $V_{ca}$  como, também, a defasagem dos sinais de tensão de pólo dos braços A

Os resultados de simulação e experimentais asseguram estas limitações impostas por esta topologia.

### 5.3.2 Topologia 2 – Topologia com braço redundante

A topologia apresentada na figura 5.6 apresenta como característica principal ter um braço redundante. Esta topologia apresenta muitas vantagens em relação às outras, pois possibilita a compensação de falta tanto de chave aberta como de curto-circuito, como também, permite ao inversor manter o mesmo padrão de chaveamento anterior à falta, mantendo-o operando com as mesmas características. Esta é sua principal vantagem. A desvantagem desta topologia é o aumento do número de dispositivos que, dependendo da faixa de operação de potência, pode encarecer bastante o projeto.

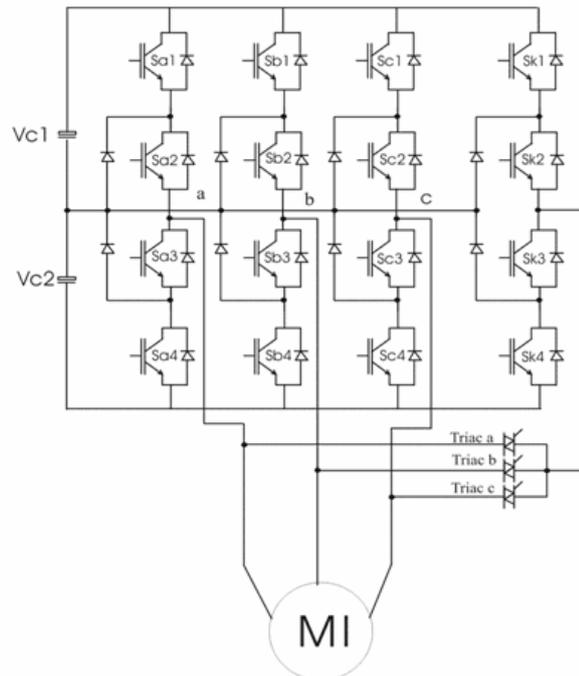


Figura 5.6: Topologia com braço redundante

A análise do funcionamento desta topologia para compensação de falta parte do princípio que a mesma, já esteja identificada. O acionamento das chaves do braço defeituoso é interrompido, em seguida a carga é conectada ao braço redundante, por meio de um triac (a, b ou c), dependendo do braço afetado. Após a conexão da carga com o braço redundante, o comando das chaves é transferido para este braço, impondo a mesma estratégia de modulação

Contudo, deve-se ressaltar que para composição das tensões de pólo e consequentemente as demais tensões do sistema, podem-se observar na Análise I no capítulo 3, que trata das condições de chaveamento para composição das tensões de pólo, com o inversor operando em condições normais. Na Análise I é apresentado o padrão de chaveamento de um dos braços de um inversor de três níveis com diodos grampeadores. Nesta análise e visto que as chaves operam de forma complementar, ou seja, a 1ª chave é complementar da 3ª e a 2ª é complementar da 4ª. Nesta configuração de inversor, duas chaves são comutadas por vez. Para aplicação da tensão  $E/2$  na carga, as chaves 1 e 2, são comutadas, conectando assim a carga ao potencial positivo do barramento CC. O zero é fornecido a carga através das chaves 2 e 3, tanto para corrente maior e menor que zero, quando a corrente é maior que zero a carga é comutada ao ponto zero do barramento CC, pela chave 2, e quando a corrente é menor que zero a carga é conectada ao ponto zero do barramento CC pela chave 3. Para a conexão da carga com o potencial negativo do barramento com a corrente menor que

zero, ou seja, da carga para o inversor, neste caso as chaves comutadas são as chaves 3 e 4, desta maneira e fornecido a carga os três nível de tensão do barramento, o  $E/2$ , o zero e o  $-E/2$ . Nesta topologia, quando a falta é detectada em qualquer chave do inversor, seja por curto circuito ou por chave aberta, o braço é isolado, ou seja, é retirado o comando de todas as chaves do inversor, o triac correspondente ao braço defeituoso é acionado, comutando a carga ao braço redundante e posteriormente os comandos das chaves são transferidos para as chaves do braço redundante. Aplicando assim a mesma modulação anterior a falta, mantendo o inversor operando com as mesmas características de três níveis.

A reconfiguração desta estrutura exige a utilização de fusíveis e de um procedimento de isolamento do braço defeituoso.

### 5.3.3 Topologia 3 - Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves abertas e de controlar o grampeamento da fase.

A topologia NPC com componentes adicionais da figura 5.7 foi concebida a partir de um interruptor composto por um SCR em paralelo com um IGBT e diodo, proposto por XIAOMIN, CORZINE e YAKOV (2004) e utilizado em um inversor multinível com capacitores flutuantes. Esta topologia permite a realização de todas as reconfigurações vistas até agora, em relação às Topologias 1 e 2, no caso de falta por chave aberta. Entretanto, utiliza-las não faz sentido já que, por exemplo, a Topologia 1, de Park, necessita do dobro da tensão de barramento para manter uma potência igual àquela anterior à falta e a topologia proposta pode utilizar outras estratégias que permitem um melhor aproveitamento do barramento CC, nos casos de falta por chave aberta, como será visto adiante. No caso de falta por curto-circuito, permite a utilização das estratégias propostas na Seção 5.2, sem a necessidade de uma segunda reconfiguração no caso a abertura da chave antes curto-circuitada e garantindo a operação mesmo se a abertura acontecer a uma chave interna curto-circuitada. Também, mesmo não se sendo comum a ocorrência de faltas simultâneas em mais de um braço a estrutura proposta pode garantir o funcionamento do inversor até para este tipo de falta.

Uma característica interessante da topologia proposta é a capacidade de utilizar as Estratégias 2 e 3 discutidas para o caso de curto-circuito de chaves na estrutura original (ver Seção 5.2), através do uso dos SCRs, observando sempre as restrições apresentadas nas Análises VI e VII, quanto às condições de condução das chaves para o caso de curto-circuito.

Considere-se uma corrente de fase positiva. Se for identificada uma falta por chave aberta em uma das chaves de um dos braços superiores, tem-se as seguintes possibilidades de reconfiguração:

1) Se a chave aberta for externa, o SCR correspondente à chave defeituosa é acionado, curto-circuitando a mesma. Como na Estratégia 2 a chave interna é modulada com um padrão PWM modificado, dando origem a uma tensão de pólo de dois níveis na fase com defeito. Toda vez que a chave interna, na fase defeituosa, for aberta, a corrente no SCR cessa, a corrente de carga passando a circular pelos diodos do braço inferior, a tensão de pólo se tornando negativa. Quando a chave interna for novamente acionada, a corrente volta a circular pelo SCR e a tensão de pólo se torna, novamente, positiva. As outras duas tensões de pólo continuam sendo chaveadas em três níveis. Quando a corrente inverter sua polaridade, ou seja, passar a ser menor que zero o SCR entra na condição de bloqueio, o comando da chave superior não afetada é retirado e a corrente de carga passa a circular pelos componentes inferiores do braço. Como nos casos já discutidos, se faz necessário que as chaves sejam acionadas de modo independente, ou seja, que não se adote mais o padrão de chaveamento complementar.

2) Se a chave aberta for interna, após os cuidados necessários para evitar as restrições discutidas nas Análises do Capítulo 3, a Estratégia 3 pode ser aplicada com o auxílio do SCR correspondente que é disparado; a tensão de pólo e o fluxo de corrente passam a ser controlados pela modulação da chave externa, de modo a satisfazer o desempenho do sistema. Após a identificação da falta, a primeira providência é a supressão do comando da chave defeituosa e, em seguida, tornar independentes comandos das demais chaves, como mencionado nos casos anteriores. Toda vez que a chave externa, na fase defeituosa, for aberta, a corrente no SCR cessa, a corrente de carga passando a circular pelo diodo de grampeamento correspondente, que conecta o braço ao ponto intermediário da tensão de barramento, tornando nula a tensão de pólo. Quando a chave externa for novamente acionada, a corrente volta a circular pelo SCR e a tensão de pólo se novamente positiva. As outras duas tensões de pólo continuam sendo chaveadas em três níveis. Quando a corrente inverter sua polaridade, ou seja, passar a ser menor que zero o SCR entra na condição de bloqueio, o comando da chave superior não afetada é retirado e as chaves inferiores do braço passam a ser comandadas.

Dentre todas as topologias estudadas, até agora, esta é a única que oferece a possibilidade de compensação de faltas em mais de um braço; isto a torna a mais flexível dentre todas.

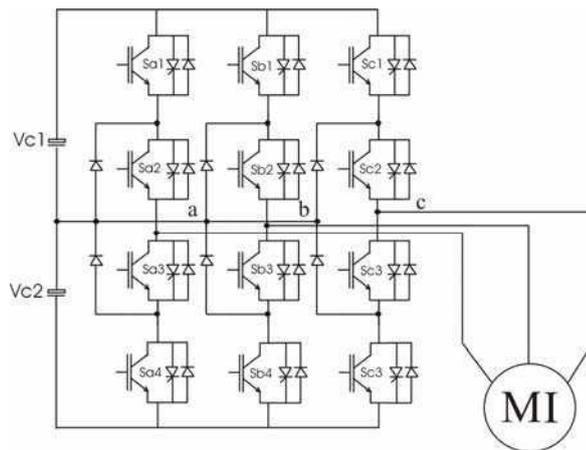


Figura 5.7: Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves abertas e de controlar o grampeamento da fase.

5.3.4 Topologia 4 - Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves internas, controlar o grampeamento e reconfiguração de redução de níveis com redução de barramento.

Esta topologia (Fig. 5.8) é muito semelhante à apresentada pela figura 5.7, como também oferece a mesma possibilidade de grampeamento com o ponto central do barramento que é oferecida pela topologia da figura 5.2.

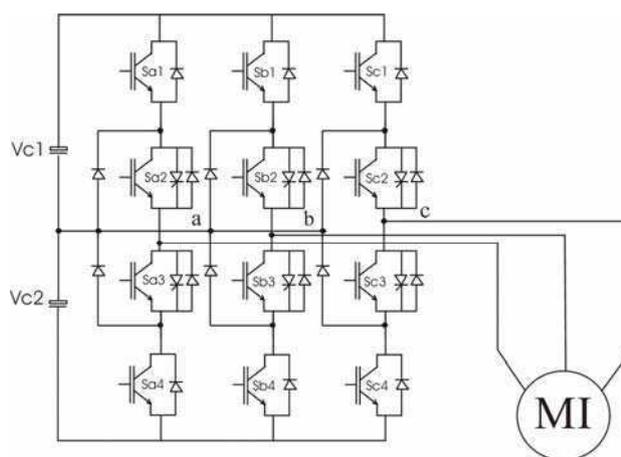


Figura 5.8 Topologia com capacidade de curto-circuitar chaves internas, controlar o grampeamento e reconfiguração de redução de nível com barramento reduzido.

A possibilidade apresentada pela Topologia 1 também se torna possível com esta topologia, ou seja, se a falta for nas chaves internas o tiristor correspondente é acionado juntamente com a outra chave interna, comutando a fase da carga ao ponto central do

barramento CC e mantendo os outros braços com padrão de chaveamento de três níveis. Uma outra possibilidade seria a abertura não comandada de uma das chaves externas, as outras chaves correspondentes nos outros braços seriam abertas e o inversor passaria a operar com o padrão de chaveamento de dois níveis com a metade da tensão do barramento. Contudo, em ambas as possibilidades de compensação, a potência entregue a carga seria menor, se comparada com o inversor operando em condições normais, o PWM em três níveis apresentado pela Topologia 3 também torna-se possível, contudo observando-se as mesmas restrições impostas. Estas são as principais limitações desta topologia.

A desvantagem da Topologia 3 em relação às outras topologias pode parecer ser o número excessivo de componentes. Entretanto, considerando-se a base de comparação utilizada por WELCHKO *et al* (2004), que considera 1 SCR = 0,5 IGBT e 1 SCR = 0,5 TRIAC, observa-se que a Topologia 1 possui o equivalente a 15 IGBTs, a Topologia 2 o equivalente a 19 IGBTs, a Topologia 3 o equivalente a 18 IGBTs e a Topologia 4 o equivalente a 15 IGBTs. As Topologias 2 e 4 são limitadas quanto à possibilidade de compensação de todas as faltas consideradas. O fato de a Topologia 4 permitir um bom aproveitamento da tensão de barramento, podendo compensar até dois braços defeituosos sem a necessidade de isolamento do braço defeituoso e com um número de IGBTs equivalentes menor do que aquele utilizado na Topologia 3 (com braço redundante), leva à conclusão de que esta é uma boa configuração para ser utilizada como um sistema tolerante a falhas.

## 5.4 Resultado de simulação e resultados experimentais das topologias propostas.

### 5.4.1 Resultado de simulação e resultados experimentais da Topologia 3

5.4.1.1 Estratégia de compensação utilizando modulação em dois níveis para o braço afetado, utilizando a tensão máxima do barramento CC

### a) Condições de ajustes impostas na simulação

Tensão do barramento CC = 200V

Índice de modulação = 0.9

Índice de distribuição vetorial = 0.5

Frequência da modulante = 50Hz

Frequência de chaveamento = 4350Hz

### b) Tensões de pólo após a introdução da estratégia de compensação da Topologia 3

As figuras 5.9a, 5.10a e 5.11a representam as tensões de pólo simuladas dos braços A, B e C, respectivamente, já as figuras 5.9b, 5.10b e 5.11b representam as tensões de pólo experimentais dos braços A, B e C, respectivamente. Observa-se nas figuras 5.9(a, b) e 5.11(a, b) um padrão de chaveamento típico de três níveis, com o nível de tensão positiva, o nível zero e o nível de tensão negativa. Já na figura 5.10(a, b), observa-se o padrão de chaveamento de dois níveis, onde é observado apenas o nível positivo e negativo da tensão, típico de um sinal de dois níveis. Estes padrões de chaveamento distintos de dois e três níveis é fruto da proposta de compensação da falta, que introduz um padrão de chaveamento diferenciado para o braço afetado como proposta de compensação da falta seja ela por curto-circuito ou por chave aberta.

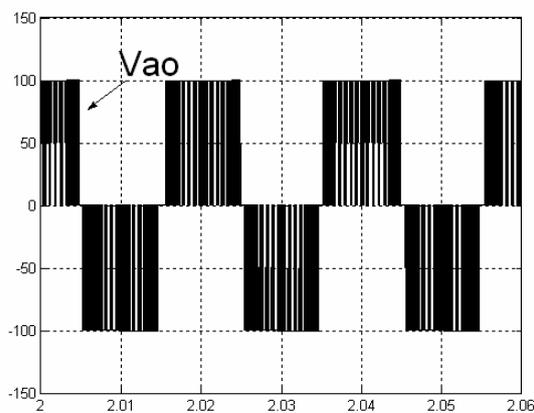


Figura 5.9a: Tensão de pólo do braço A Vao com braço B operando em dois níveis – Simulado

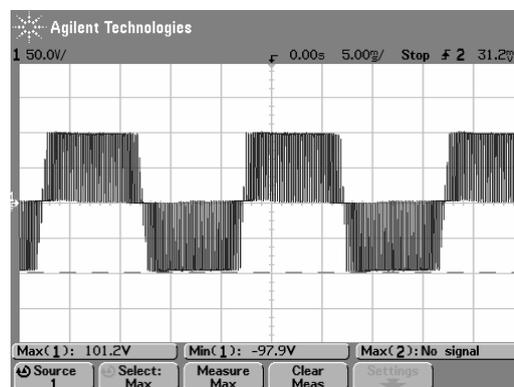


Figura 5.9b: Tensão de pólo do braço A Vao com braço B operando em dois níveis - Experimental

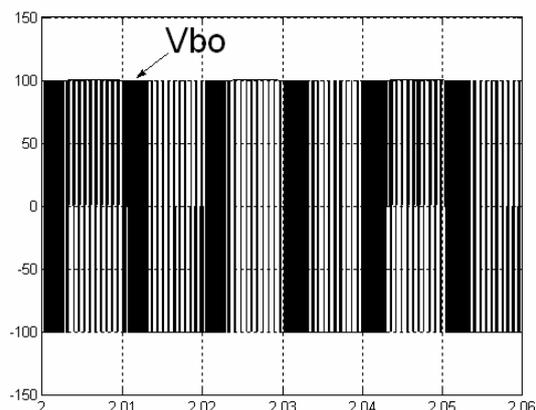


Figura 5.10a: Tensão de pólo do braço B  $V_{bo}$  com padrão de chaveamento de dois níveis - Simulado

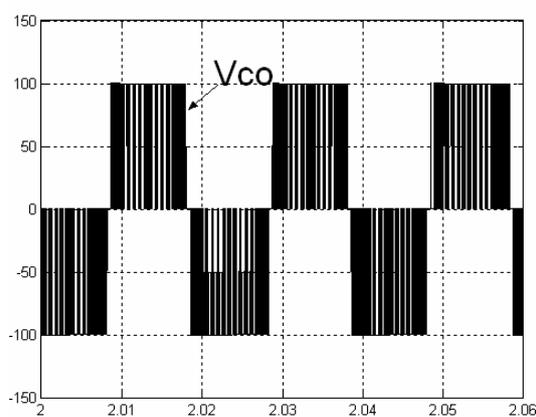


Figura 5.11a: Tensão de pólo do braço C  $V_{co}$  com braço B operando em dois níveis - Simulado

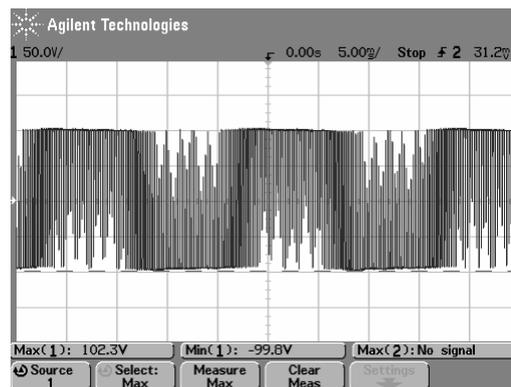


Figura 5.10b: Tensão de pólo do braço B  $V_{bo}$  com padrão de chaveamento de dois níveis – Exp

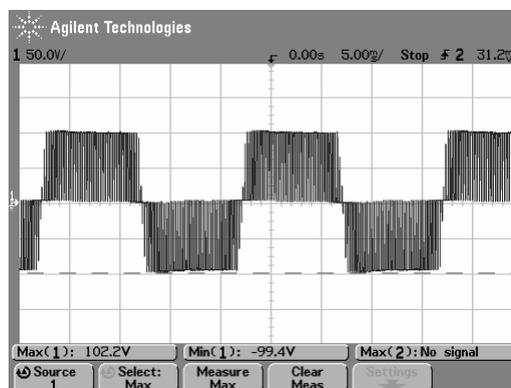


Figura 5.11b: Tensão de pólo do braço C  $V_{co}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental

As figuras 5.9b e 5.11b, da mesma forma que as figuras 5.9a e 5.11a apresentam o padrão de chaveamento de três níveis, assim como a figura 5.10b apresenta o mesmo perfil de chaveamento de dois níveis da figura 5.10a, a pequena distorção apresentada na figura 5.10b, ocorre devido ao índice de distribuição vetorial ser de 0.5 e também pela quantidade de pontos disponíveis pelo osciloscópio para armazenamento dos dados, que é de 2000 pontos. Estes resultados indicam a viabilidade desta topologia para compensação de faltas utilizando um padrão diferenciado de chaveamento para o braço afetado.

c) Tensões de linha após a introdução da estratégia de compensação da Topologia 3

As figuras 5.12a, 5.13a e 5.14a, representam as tensões de linha simuladas após a compensação de falta com a estratégia de compensação proposta pela Topologia 3. Já as figuras 5.12b, 5.13b e 5.14b, representam os resultados experimentais, realizados para compensação de falta proposta para esta topologia. Nas figuras 5.12a, 5.12b e 5.14a, 5.14b é possível observar uma distorção nas tensões de linha. Estas distorções ocorrem devido a composição destes sinais, serem derivadas de dois padrões de chaveamento distintos. De dois níveis para o braço B e três níveis para os braços A e C

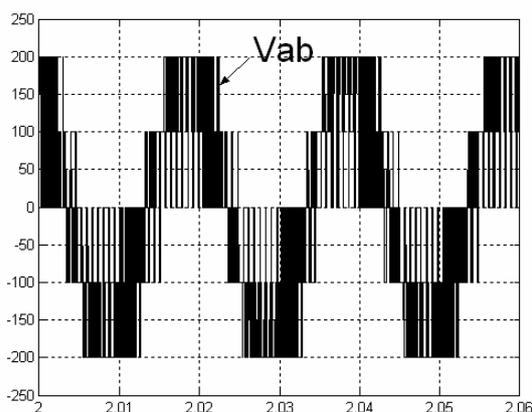


Figura 5.12a: Tensão de linha V<sub>ab</sub> com braço B operando em dois níveis – Simulado

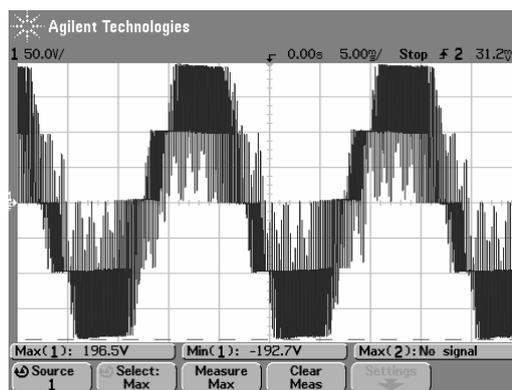


Figura 5.12b: Tensão de linha V<sub>ab</sub> com braço B operando em dois níveis – Experimental

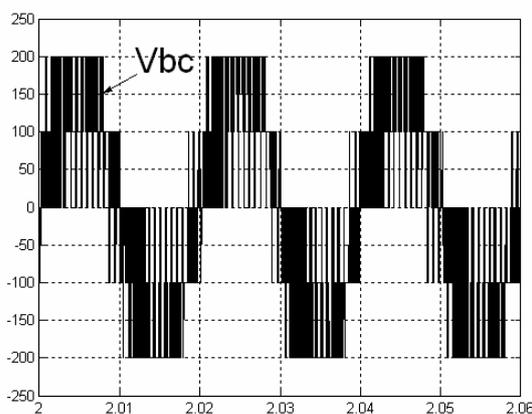


Figura 5.13a: Tensão de linha V<sub>bc</sub> com braço B operando em dois níveis – Simulado

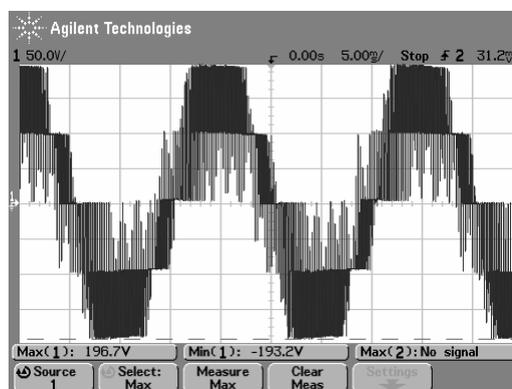


Figura 5.13b: Tensão de linha V<sub>bc</sub> com braço B operando em dois níveis - Experimental

Nas figuras 5.14a e 5.14b observa-se o padrão normal de chaveamento para tensão de linha de três níveis. Esta, por sua vez, não apresenta distorções porque a mesma é composta por tensões de pólo com padrão de chaveamento de três níveis.

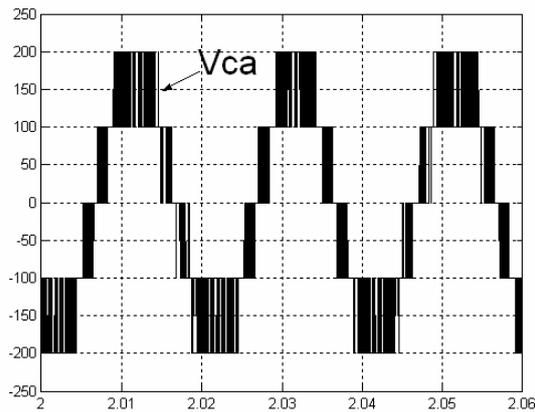


Figura 5.14a: Tensão de linha Vab com braço B operando em dois níveis - Simulado

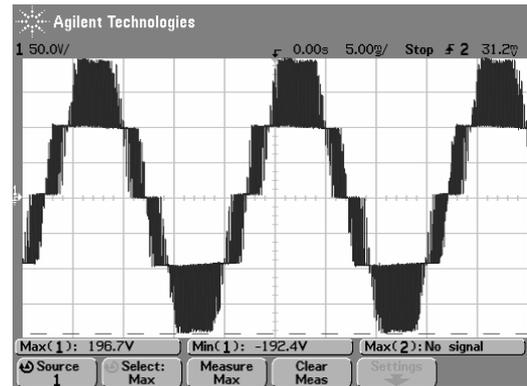


Figura 5.14b: Tensão de linha Vca com braço B operando em dois níveis - Experimental

Os resultados experimentais apresentados nas figuras 5.12b e 5.13b, da mesma forma que os resultados simulados apresentados pelas figuras 5.12a e 5.13a, apresentam os mesmos aspectos para as tensões com dois padrões de chaveamento distintos, como é o caso das tensões de linha Vab e Vbc. O resultado experimental apresentado pela figura 5.14b apresenta o mesmo aspecto da tensão de linha apresentado pelo resultado da simulação visto na figura 5.14a, ou seja, um padrão de tensão de linha de três níveis, resultado de dois sinais de tensão de pólo como o mesmo padrão de chaveamento de três níveis. As distorções observadas nos gráficos que representam os resultados experimentais são mais acentuadas do que as que são apresentadas nos resultados de simulação. Isto ocorre, devido o número limitado de pontos disponível no osciloscópio para armazenamento dos dados experimentais.

#### d) Tensões de modo comum e de fases após a introdução da estratégia de compensação da Topologia 3

As tensões simuladas das fases A, B e C, são representadas pelas figuras 5.16a, 5.17a e 5.18a, respectivamente. As figuras 5.16b, 5.17b e 5.18b, representam os resultados experimentais das tensões de fase A, B e C respectivamente. Tanto os resultados simulados quanto os resultados experimentais apresentam um nível de distorção nos sinais. Estas distorções devem-se à interdependência destes sinais com a tensão de modo comum, representada pelas figuras 5.15a e 5.15b, simulada e experimental respectivamente. Esta tensão, por sua vez, é composta por sinais de padrões de chaveamento diferentes: Três níveis para os braços A e C e dois níveis para o braço B. Desta forma, as tensões de fase apresentam

sinais com um pouco de distorção, se comparado com o PWM padrão de três níveis. As figuras 5.17a e 5.17b, apresenta um nível maior de distorção, isto ocorre porque esta tensão é proveniente da tensão de pólo com padrão de chaveamento de dois níveis.

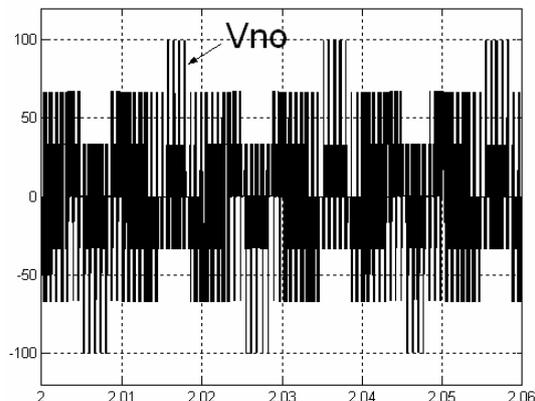


Figura 5.15a: Tensão de modo comum  $V_{no}$  com braço B operando em dois níveis

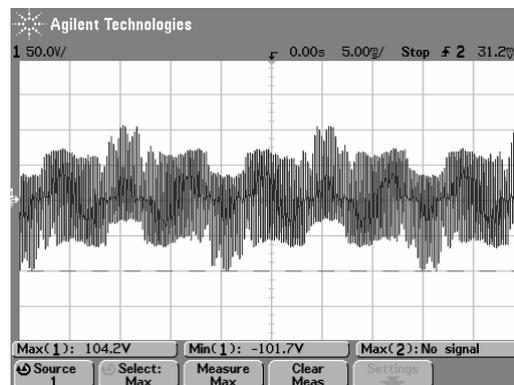


Figura 5.15b Tensão de modo comum com braço B operando em dois níveis

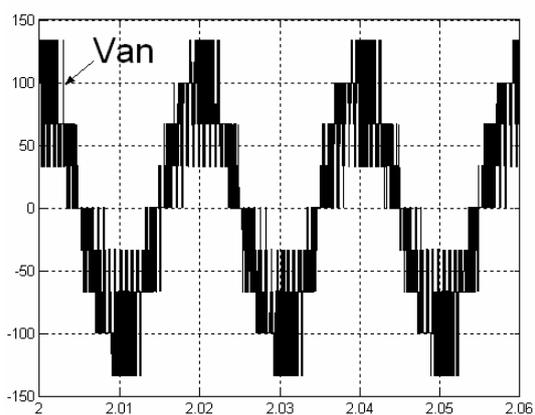


Figura 5.16a: Tensão da fase A  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis

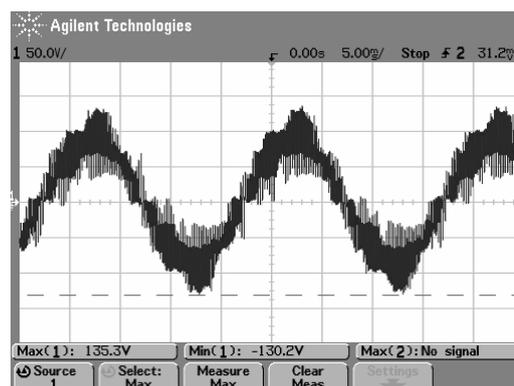


Figura 5.16b: Tensão da fase A  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis

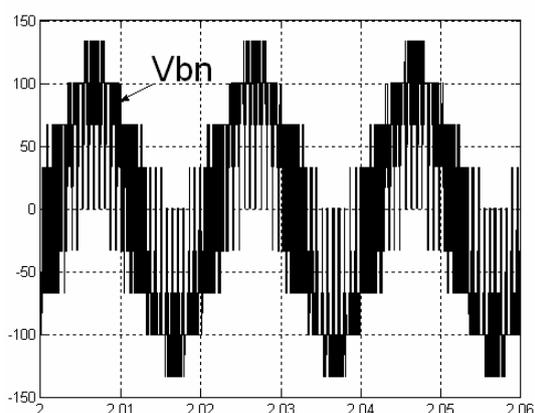


Figura 5.17a: Tensão da fase B  $V_{bn}$  com padrão de chaveamento de dois níveis no braço B

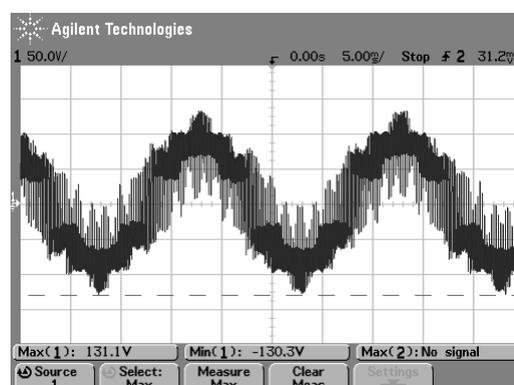


Figura 5.17b: Tensão da fase B com braço B operando em dois níveis

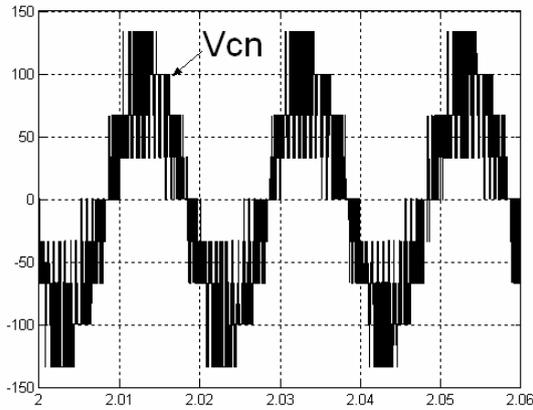


Figura 5.18a: Tensão da fase C  $V_{cn}$  com braço B operando em dois níveis

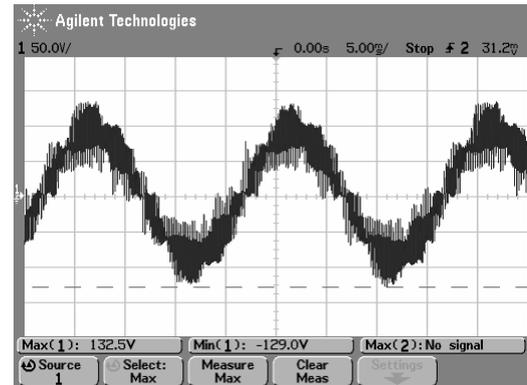


Figura 5.18b: Tensão da fase C  $V_{cn}$  com braço B operando em dois níveis

Como mencionado em outras análises as distorções apresentadas nos resultados experimentais são mais acentuadas do que os resultados simulados devido o número de pontos disponível pelo osciloscópio para armazenamento dos dados, que neste caso foi de 2000 pontos.

### e) Correntes de fase após a introdução da estratégia de compensação da Topologia 3

Na figura 5.19a, observam-se as correntes simuladas das fases A, B e C. Assim como as figuras 5.19b, 5.19c e 5.19d representam os resultados experimentais das correntes das fases A, B e C respectivamente. Tanto os resultados simulados quanto os resultados experimentais apresentaram as correntes de fase equilibradas. O que aponta a proposta de compensação apresentada pela Topologia 3 como uma proposta bastante viável, para compensação de faltas por chave aberta como por curto-circuito. A corrente  $i_b$ , na figura 5.19a apresenta em relação às correntes  $i_a$  e  $i_c$ , um nível de ruído a mais em relação às outras duas correntes. Isto ocorre devido ao padrão adotado de dois níveis para o braço B como estratégia de compensação proposta pela Topologia 3. Esta diferença de ruído entre a corrente  $i_b$  e as demais não é perceptível nos resultados experimentais devido ao número limitado de pontos, como já foi mencionado anteriormente.

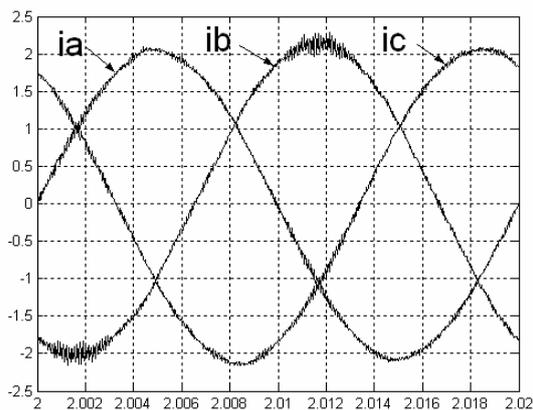


Figura 5.19a: Correntes de fase com braço B operando em dois níveis – Simulado

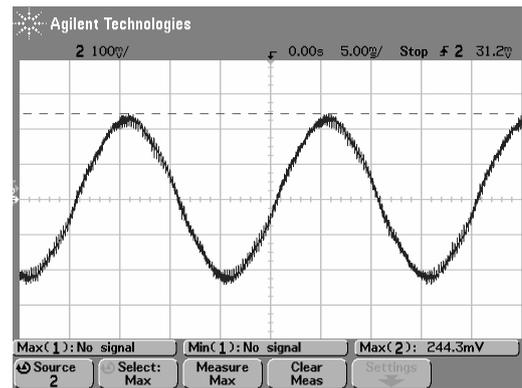


Figura 5.19b: Corrente da fase A (ia) com braço B operando em dois níveis - Experimental

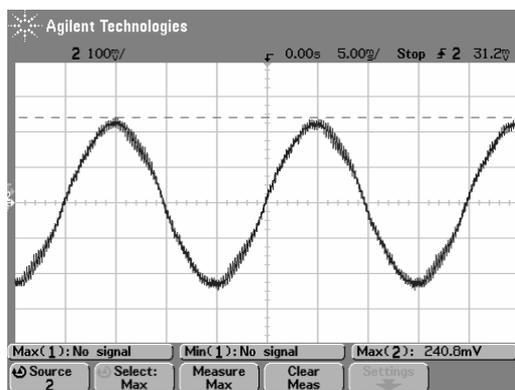


Figura 5.19c: Corrente da fase B (ib) com braço B operando em dois níveis - Experimental

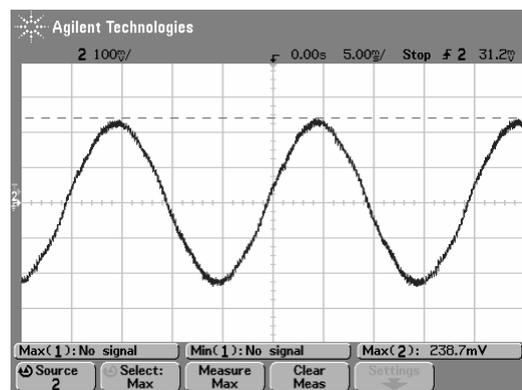


Figura 5.19d: Corrente da fase C (ic) com braço B operando em dois níveis - Experimental

### f) Tensões de pólo após a introdução da estratégia de compensação da Topologia 3 - Sinais filtrados

A figura 5.20a, apresenta os resultados simulados das tensões de pólo  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$ . Já as figuras 5.20b, 5.20c e 5.20d representam os resultados experimentais das tensões de pólo. Estas tensões são semelhantes e não apresentam distorções. A tensão  $V_{bo}$  mesmo composta de um padrão de chaveamento de dois níveis, não mostrou qualquer distorção em sua forma de onda, o que faz desta modulação uma alternativa bastante viável para a compensação das faltas.

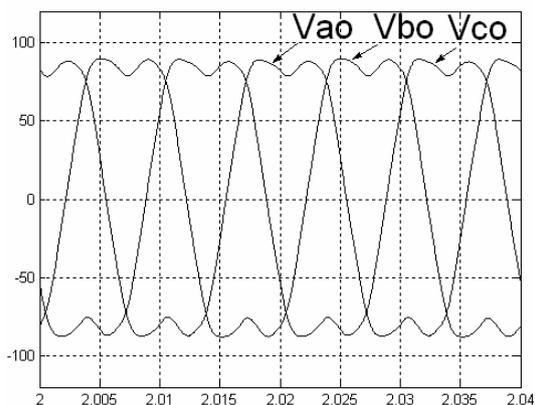


Figura 5.20a: Tensões de pólo Vao, Vbo e Vco com braço B operando em dois níveis - Simulado.

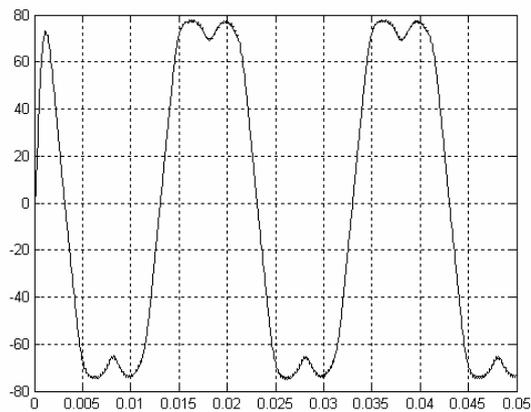


Figura 5. 20b: Tensão de pólo do braço A Vao - Experimental

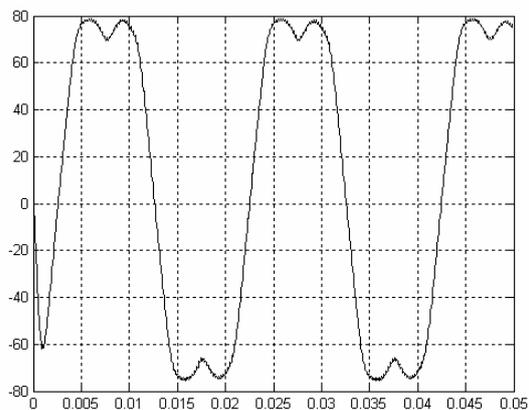


Figura 5.20c: Tensão de pólo do braço B Vbo - Experimental

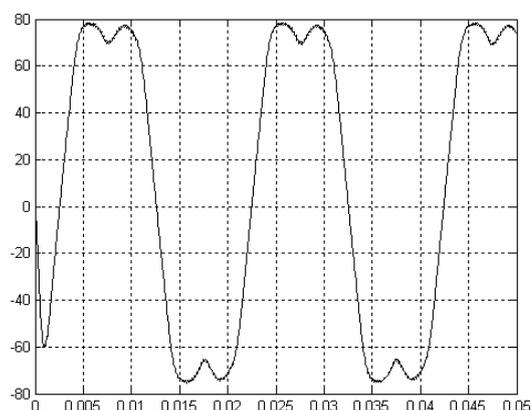


Figura 5.20d: Tensão de pólo do braço C Vco - Experimental

Os resultados experimentais atestam o que mostram os resultados de simulação. A topologia proposta é uma alternativa bastante viável para compensação de falta seja ela por perda de comando das chaves ou por curto-circuito.

### g) Tensões de linha após a introdução da estratégia de compensação da Topologia 3 - Sinais filtrados

A figura 5.21a, representa os resultados simulados das tensões de linha e as figuras 5.21b, 5.21c e 5.21d representam os resultados experimentais das tensões de linha após a compensação de falta proposta pela Topologia 3. Observa-se tanto nos resultados simulados

quanto nos resultados experimentais, formas de onda com sinais equilibrados e sem apresentar distorções. Apesar do padrão de chaveamento ser um padrão misto com dois e três níveis, os sinais apresentaram um comportamento, bastante satisfatório, o que faz desta modulação uma alternativa muito viável e com um numero bastante significativo de possibilidades para compensação de faltas.

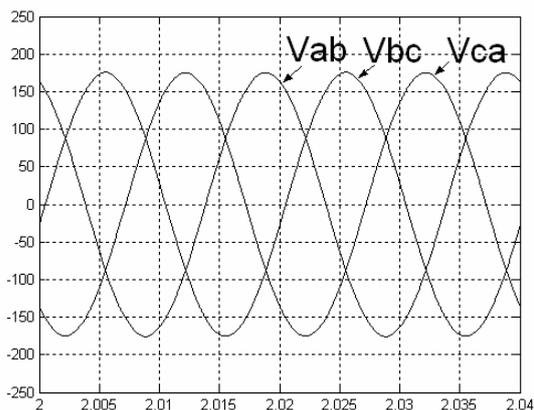


Figura 5.21a: Tensões de linha Vab, Vbc e Vca com braço B operando em dois níveis - Simulado

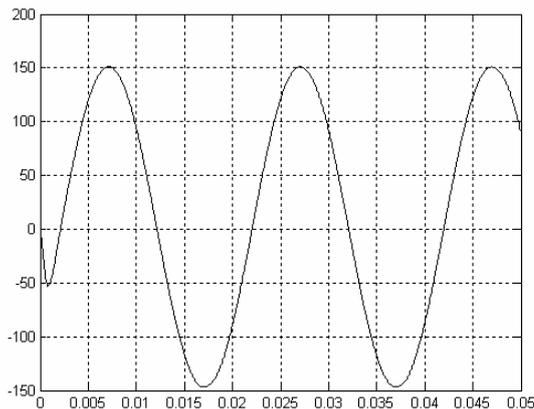


Figura 5.21b: Tensão de linha Vab com braço B operando em dois níveis - Experimental

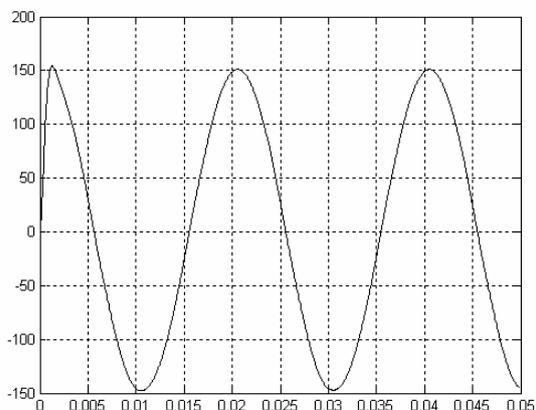


Figura 5.21c: Tensão de linha Vbc com braço B operando em dois níveis - Experimental

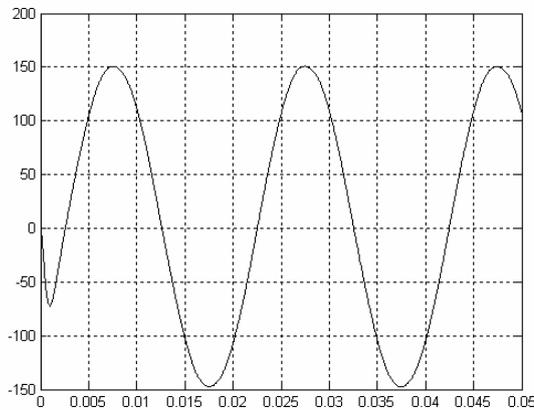


Figura 5.21d: Tensão de linha Vca com braço B operando em dois níveis - Experimental

#### h) Tensão de modo comum e tensões de fase após a introdução da estratégia de compensação da Topologia 3 - Sinais filtrados

A tensão de modo comum apresentada na figura 5.22a representa o resultado de simulação e a figura 5.22b representa o resultado experimental. A tensão de modo comum apresentada nas figuras 5.22a e 5.22b é fruto de padrões de chaveamento distintos. Esta tensão

apresentou pouca distorção em sua forma de onda. O que mais se evidenciou, foi apenas um pequeno nível DC, sobreposto ao sinal AC, observado tanto no sinal simulado quanto no experimental. Este nível DC não provocou nenhum desbalanceamento nas tensões de fase da máquina. A assimetria apresentada nas amplitudes da tensão de modo comum; pode ter como causa o desequilíbrio da carga ou o próprio método proposto. Contudo, o nível da falta de simetria é pequeno e não provoca alteração nas outras tensões do sistema.

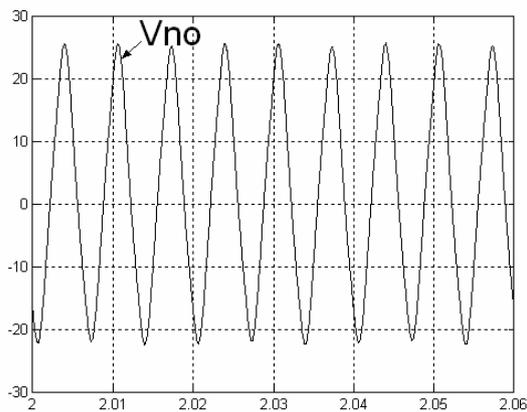


Figura 5.22a: Tensão de modo comum com braço B operando em dois níveis - Simulação

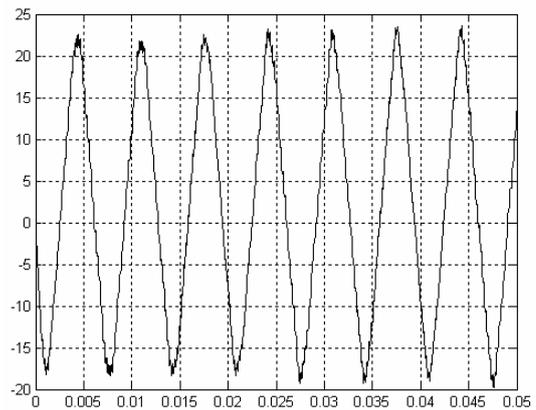


Figura 5.22b: Tensão de modo comum com braço B operando em dois níveis - Experimental

A figura 5.23a, representa o resultado da simulação das tensões de fase dos braços A, B e C e as figuras 5.23b, 5.23c e 5.23d representam os resultados experimentais das tensões de fase dos braços A, B e C respectivamente. As de tensão de fase apresentadas pelos resultados experimentais e pelos resultados de simulação, comprovam mais uma vez a viabilidade desta topologia, utilizada para compensação de faltas, estes sinais não apresentam distorção e apresenta-se bastante equilibrados. Comparando os sinais das fases A, B e C, observa-se que o sinal de fase do braço B, (figura 5.23b) apresenta a mesma simetria observada nas outras tensões de fase,  $V_{an}$  e  $V_{cn}$ . Comprovando a eficácia desta topologia

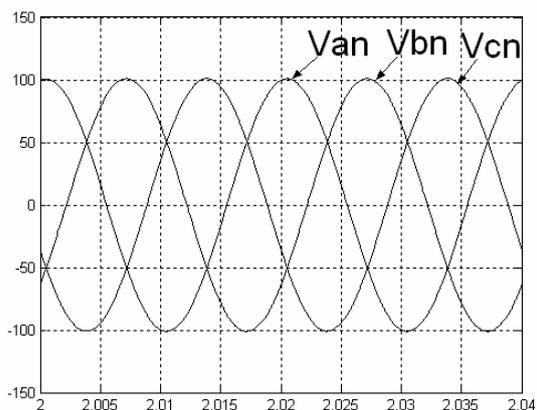


Figura 5.23a: Tensões de fase  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  com braço B operando em dois níveis - Simulação

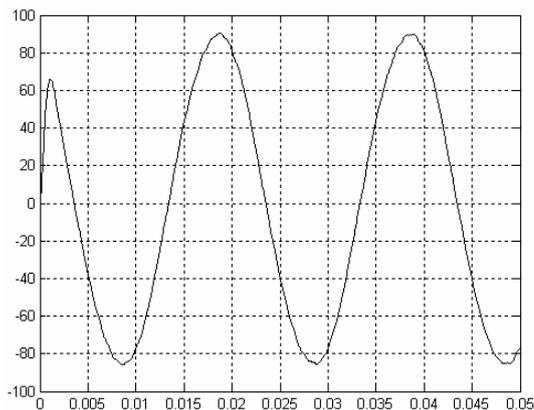


Figura 5.23b: Tensão da fase A  $V_{an}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental

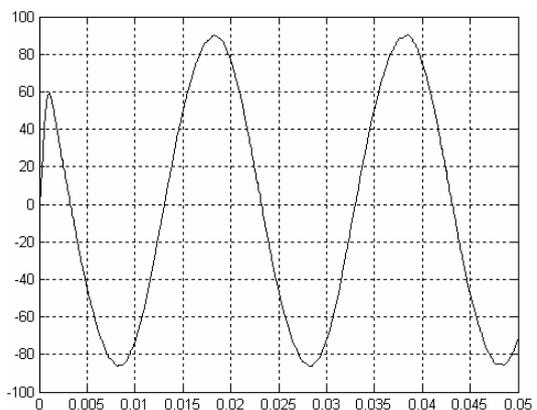


Figura 5.23c: Tensão da fase B  $V_{bn}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental I

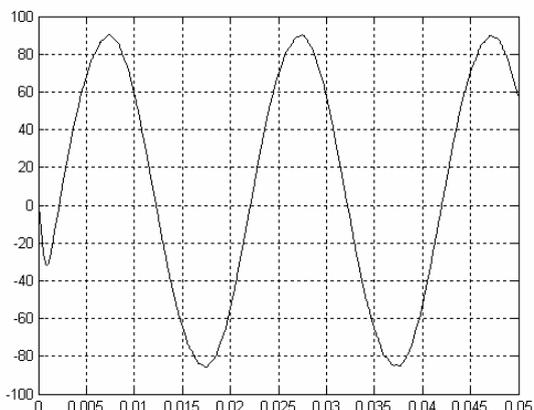


Figura 5.23d: Tensão da fase C  $V_{cn}$  com braço B operando em dois níveis - Experimental I

### 5.4.2 Resultado de simulação e resultados experimentais da Topologia 1

#### a) Tensão de pólo após compensação de falta utilizando a Topologia 1

Condições de ajustes impostas para os resultados de simulação e resultados experimentais

Tensão do barramento CC = 400V

Índice de modulação = 0.9

Índice de distribuição vetorial = 0.5

Frequência da modulante = 50Hz

Frequência de chaveamento = 4350Hz

As figuras 5.24a, 5.25a e 5.26a representam as tensões de pólo simuladas dos braços A, B e C respectivamente, após a compensação de falta proposta pela topologia apresentada por Park (figura 5.4). As figuras 5.24b, 5.25b e 5.26b representam as tensões de pólo experimentais dos braços A, B e C respectivamente. Observa-se que, tanto nos resultados simulados, como nos resultados experimentais, os sinais de tensão de pólo do braço A e braço C, seguem o padrão de chaveamento de três níveis, enquanto o braço b (figuras 5.25a e 5.25b) apresenta um nível zero de tensão, devido o grampeamento da fase com o ponto central do barramento CC. A defasagem existente entre as tensões de pólo dos braços A e C, não são mais de  $120^\circ$ , como em um sistema de referencia trifásica padrão, a nova defasagem a gora de  $60^\circ$  ocorre em função do novo sistema de referencia adotado pela topologia, como pode ser observado pelas figuras 5.5a e 5.5b. A diferença de defasagem existente entre os resultados simulados e experimentais, deve-se a dificuldade de sincronizar os sinais experimentais no momento da captura pelo osciloscópio.

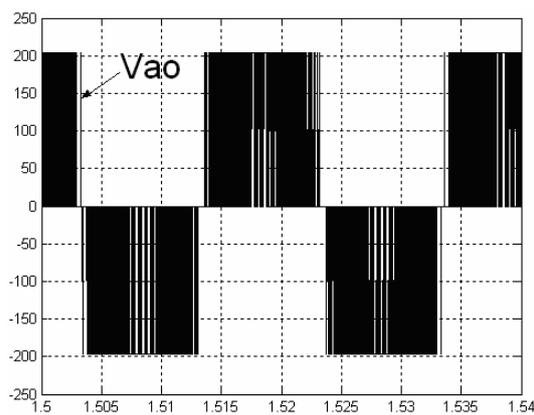


Figura 5.24a Tensão de pólo Vao com fase B grampeada no ponto central do barramento CC – Simulado

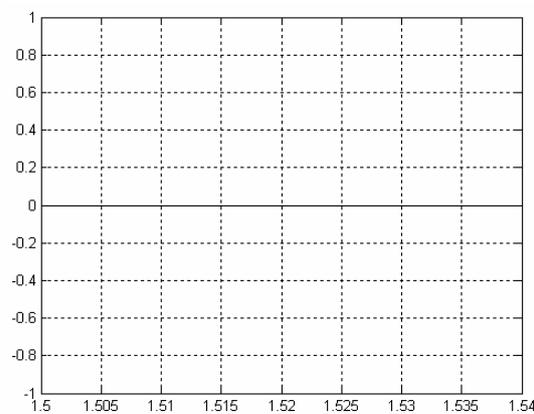


Figura 5.25a: Tensão de pólo Vbo com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulado

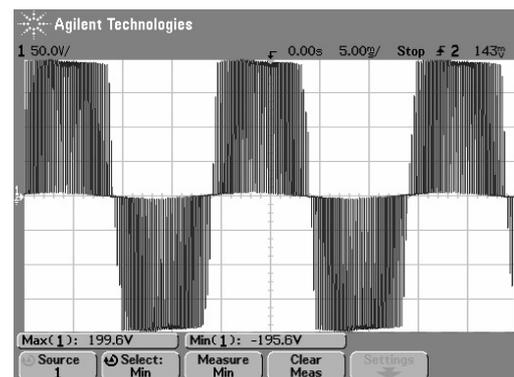


Figura 5.24b: Tensão de pólo Vao com fase B grampeada no ponto central do barramento CC – Experimental

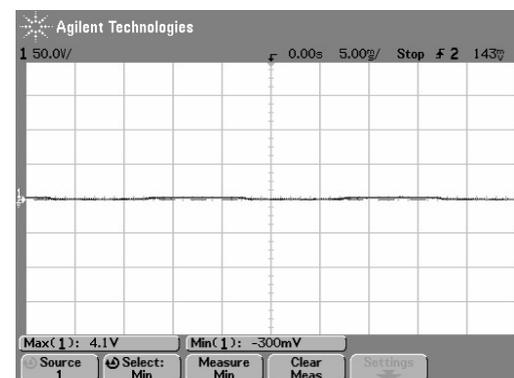


Figura 5.25b: Tensão de pólo Vbo com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

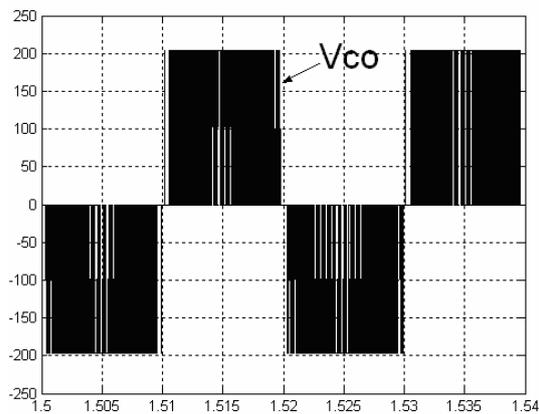


Figura 5.26a: Tensão de pólo  $V_{co}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulação

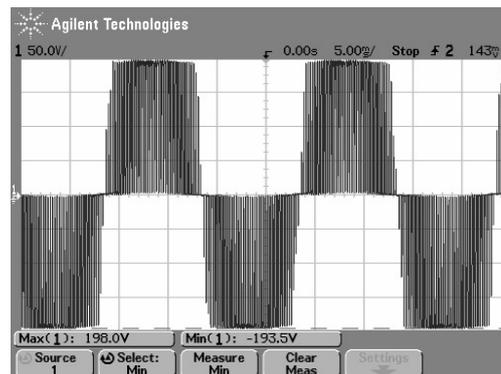


Figura 5.26b: Tensão de pólo  $V_{co}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento - Experimental

### b) Tensão de fase após compensação de falta utilizando a Topologia 1

Os gráficos apresentados nas figuras 5.27a, 5.28a e 5.29a representam as tensões simuladas das fases A, B e C, respectivamente. Assim como as figuras 5.27b, 5.28b e 5.29b representam os resultados experimentais das tensões de fase após a introdução da compensação de falta proposta pela topologia apresentada por Park na figura 5.4. Como pode ser visto, o perfil destas tensões seguem o padrão de dois níveis. Esta mudança de níveis ocorrida nas tensões de fase que se assemelham a um sinal de tensão de pólo, deve-se a mudança de referência da tensão de modo comum em função do grampeamento da fase B com o ponto central do barramento C.C,

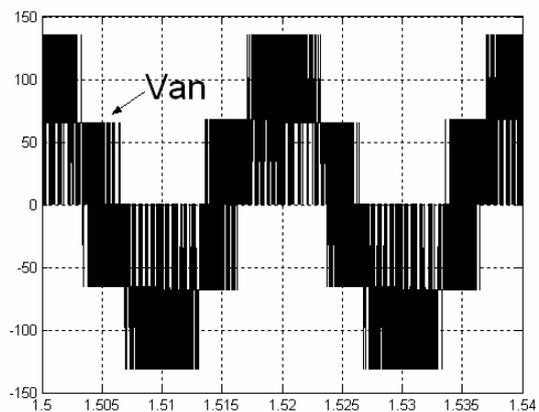


Figura 5.27a Tensão de fase  $V_{an}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulação

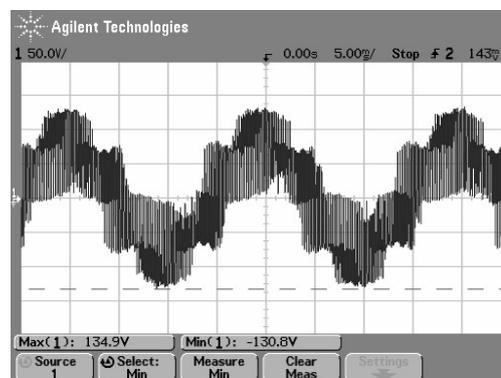


Figura 5.27b: Tensão de fase  $V_{an}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

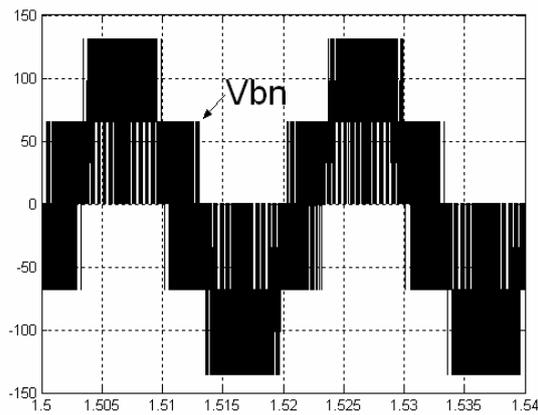


Figura 5.28a Tensão de fase Vbn com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulação

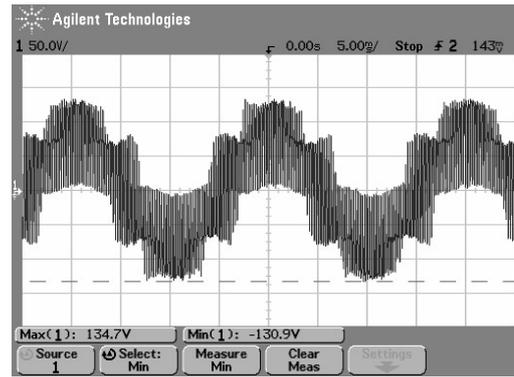


Figura 5.28b: Tensão de fase Vbn com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

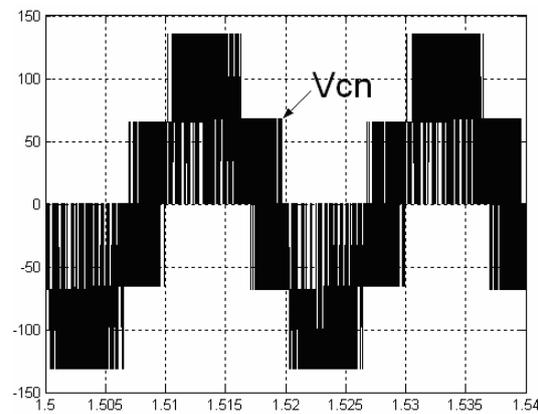


Figura 5.29a: Tensão de fase Vcn com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulação

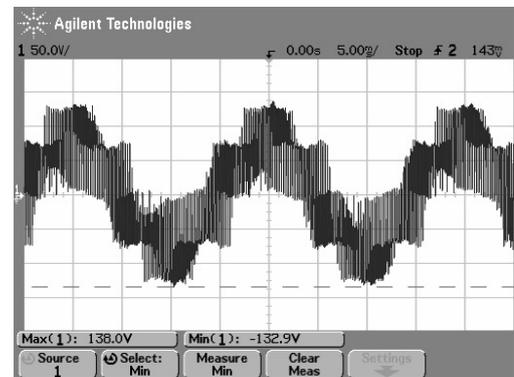


Figura 5.29b: Tensão de fase Vcn com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

### c) Tensão de linha após compensação de falta utilizando a Topologia 1

As figuras 5.30a, 5.31a e 5.32a representam as tensões simuladas de linha e as figuras 5.30b, 5.31b e 5.32b representam os resultados experimentais das tensões de linha entre as fases do inversor. O padrão de chaveamento para as tensões das figuras 5.30a e 5.31a assim como para as figuras 5.30b e 5.31b são idênticos ao padrão de chaveamento de dois níveis, isto ocorre devido à tensão de pólo do braço B ser igual à zero. Com isso a diferença de potencial entre as tensões de pólo dos braços não-afetado com o braço B, mantém estas tensões de linha com o aspecto de tensão de dois níveis.

Nas figuras 5.32a e 5.32b, observa-se um sinal com aspecto de um sinal de linha de um inversor de dois níveis, com um nível de distorção introduzido, mesmo sendo derivado de dois sinais de pólo com características de três níveis, como é o caso das tensões de pólo  $V_{ao}$  e  $V_{co}$ . Estes sinais apresentam este aspecto devido à modificação das tensões de referência, para atender o novo padrão de chaveamento. As referências do PWM para os braços A e B, não mais estão defasados de  $120^\circ$  como num sistema trifásico convencional (Ver equações 5.1, 5.2 e 5.3). e sim, de  $60^\circ$ . Estas referências modificadas encontram-se nas equações 5.9 e 5.10

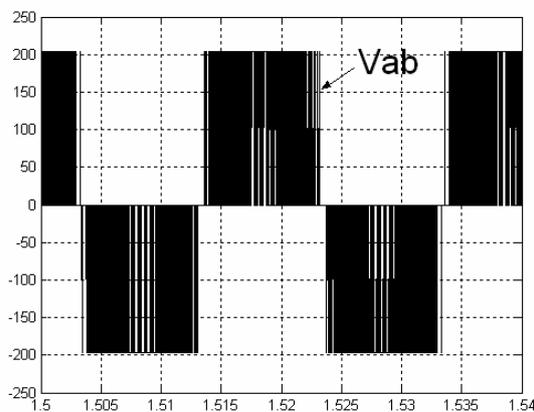


Figura 5.30a: Tensão de linha  $V_{ab}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulado

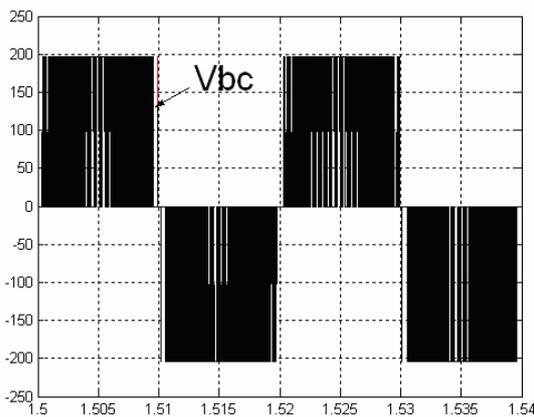


Figura 5.31a: Tensão de linha  $V_{bc}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulado

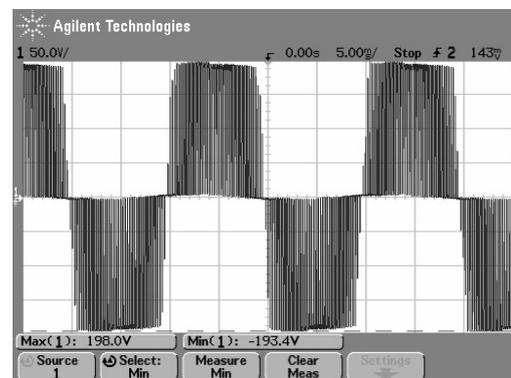


Figura 5.30b: Tensão de linha  $V_{ab}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

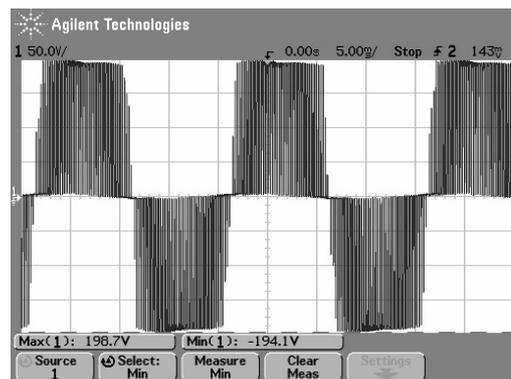


Figura 5.31b: Tensão de linha  $V_{bc}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento - Experimental

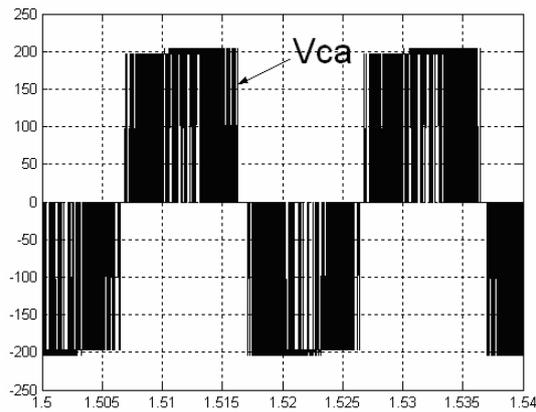


Figura 5.32a: Tensão de linha Vca com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulado

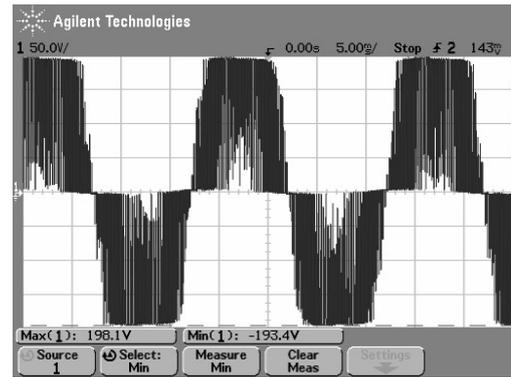


Figura 5.32b: Tensão de linha Vca com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

#### d) Correntes de fase após compensação de falta utilizando a Topologia 1

A figura 5.33a representa as correntes das fases A, B e C. Neste gráfico observa-se que as correntes apresentam-se equilibradas comprovando a eficácia do método proposto pela topologia. As figuras 5.33b, 5.33c e 5.33d representam os resultados experimentais das correntes das fases A, B e C respectivamente estes gráficos mostram o perfil das corrente após a compensação da falta. Observa-se que as mesmas estão equilibradas, como pode ser observado nas figuras 5.33b, 5.33c e 5.33d, a escala e de 100mV/A. Estes gráficos apontam esta topologia como uma possível estratégia de compensação de faltas.

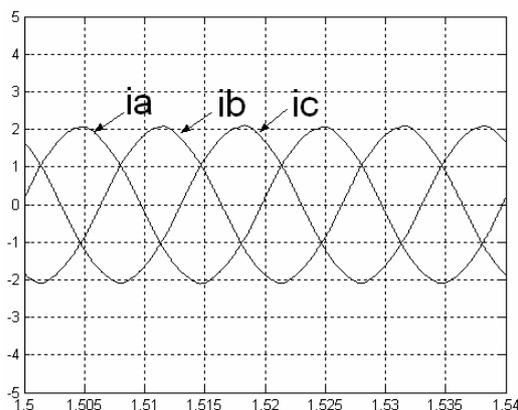


Figura 5.33a Correntes nas fases A B e C com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulação

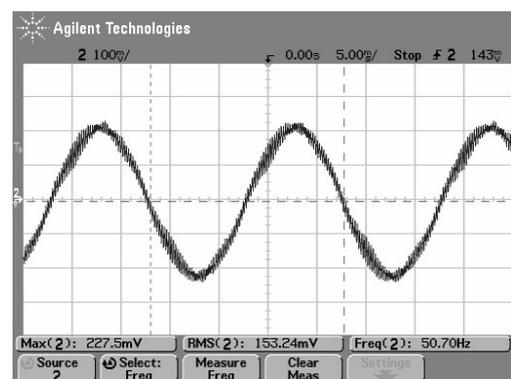


Figura 5.33b: Corrente da fase A  $i_a$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

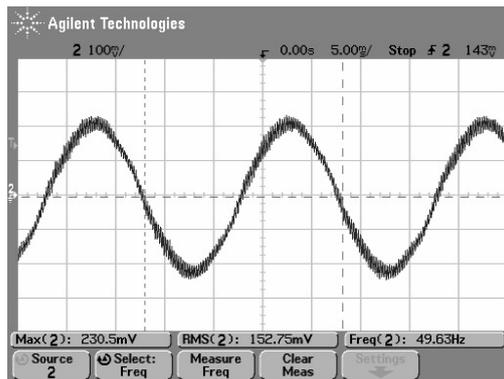


Figura 5.33c: Corrente da fase B,  $i_b$ , com fase B grampeada no ponto central do barramento CC – Experimental

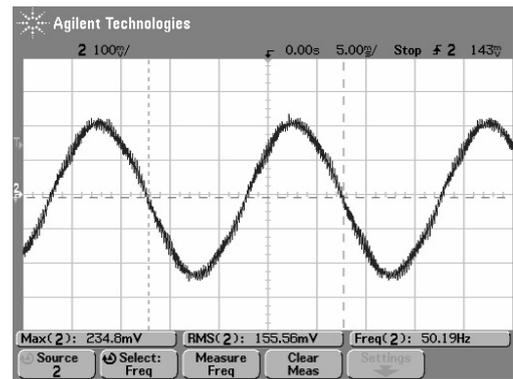


Figura 5.33d: Corrente da fase C  $i_c$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC- Experimental

### e) Tensões de pólo simulada e experimental: Topologia 1– Sinais filtrados

A figura 5.34a representa as tensões de pólo filtradas  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  e as figuras 5.34b e 5.34c representam os resultados experimentais das tensões de pólo  $V_{ao}$  e  $V_{co}$  respectivamente. Na figura 5.34a é possível observar alguns aspectos bastante relevantes que são: a defasagem entre as tensões de pólo  $V_{ao}$  e  $V_{co}$  de  $60^\circ$  como mostrado anteriormente pela figura 5.5b, o nível zero da tensão de pólo do braço B, como também o aspecto senoidal do sinal.

As figuras 5.34b e 5.34c representam as tensões experimentais de pólo dos braços A e B, respectivamente. Estes gráficos mostram aspectos das tensões com características senoidais e com ausência de distorção, justificando a eficácia da modulação.

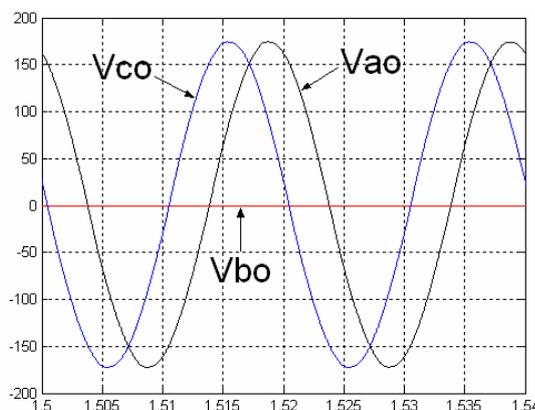


Figura 5.34a: Tensão de pólo  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  com fase B no ponto central do barramento CC – Simulado

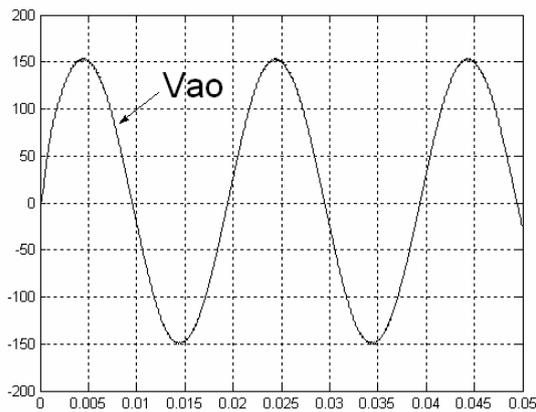


Figura 5.34b: Tensão de pólo do braço A  $V_{ao}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC – Experimental

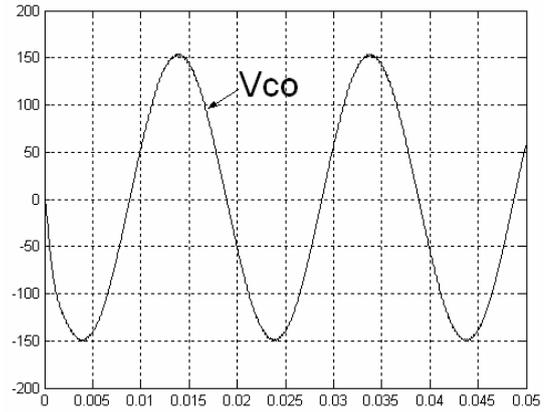


Figura 5.34c: Tensão de pólo do braço C  $V_{co}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

### f) Tensões de linha com estratégia de compensação: Topologia 1 - Sinais filtrados

A figura 5.35a representa tensões simuladas de linha após a compensação da falta, enquanto que as figuras 5.35b, 5.35c e 5.35d representam os resultados experimentais das tensões de linha.

A figura 5.35a e as figuras 5.35b, 5.35c e 5.35d, nestas figuras é possível observar as tensões de linha equilibradas em amplitude e em simetria. O que, torna desta topologia uma alternativa capaz de promover a compensação de faltas é manter o equilíbrio do sistema. Contudo mesmo apresentado sinais equilibrados esta topologia apresenta s restrições de potencia como mencionado em seções anteriores

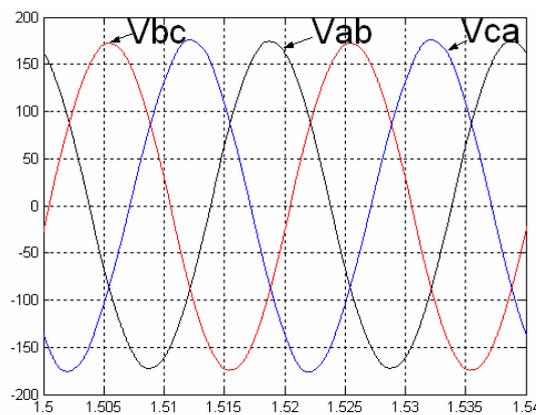


Figura 5.35a: Tensão de linha  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC – Simulado

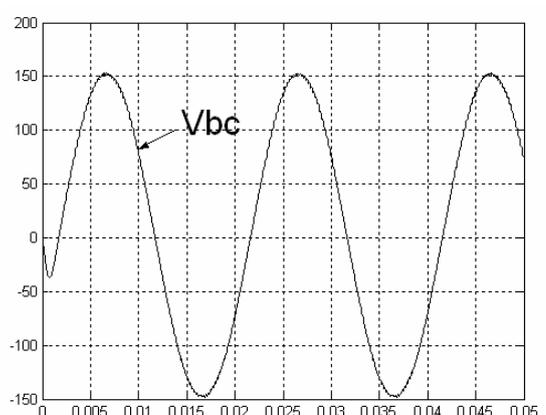


Figura 5.35b: Tensão de linha  $V_{bc}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

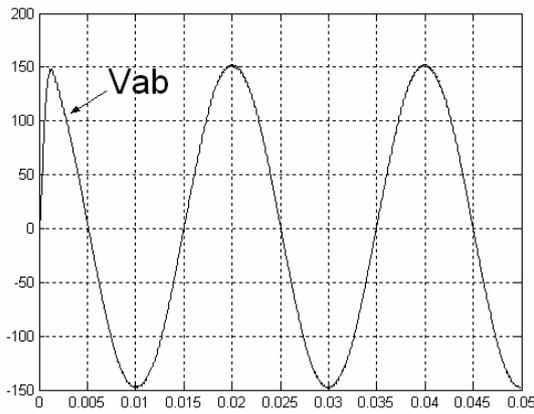


Figura 5.35c: Tensão de linha  $V_{ab}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

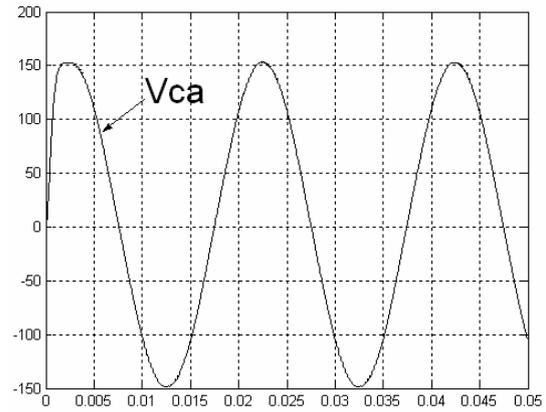


Figura 5.35d: Tensão de linha  $V_{ca}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

### g) Tensões de fase: Topologia 1 – Sinais Filtrados

As tensões de fase  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  representadas pela figura 5.36a (Simulado) e pelas figuras, 5.36b, 5.36c e 5.36d (Experimental), apresentam aspectos muito parecidos, ou seja, com amplitudes e formas de onda praticamente iguais. A figura 5.36c representa a tensão da fase no braço afetado após a compensação da falta. Esta figura apresenta o mesmo perfil senoidal, comprovando a possibilidade de utilização da topologia proposta. Contudo, apesar dos resultados apresentados terem um aspecto um bastante satisfatórios, estes foram obtidos elevando a tensão de barramento CC para o dobro da tensão de operação em condições normais. Esta modificação do nível de tensão do barramento CC foi necessária para obtenção da potência nominal do sistema. Esta é uma limitação desta topologia.

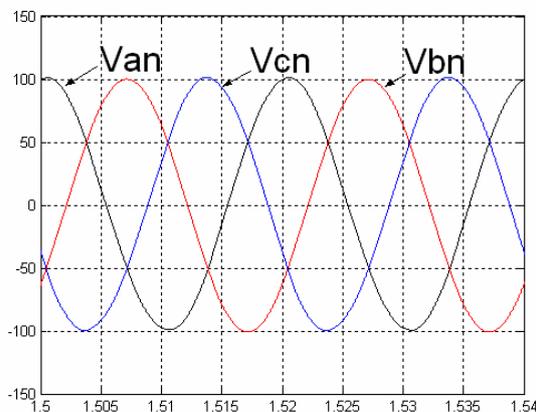


Figura 5.36a: Tensão de fase filtradas  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Simulado

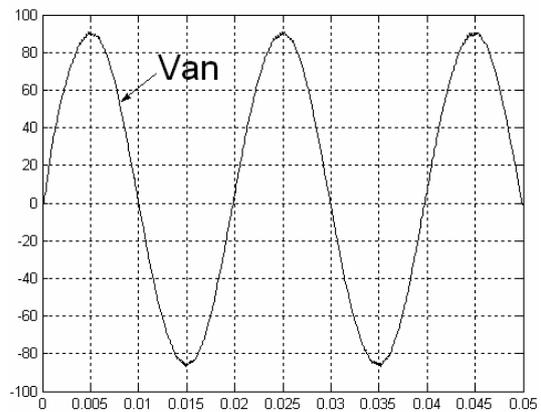


Figura 5.36b: Tensão filtrada da fase A  $V_{an}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

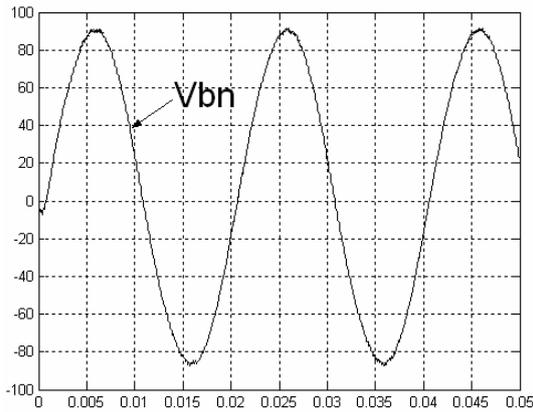


Figura 5.36c: Tensão filtrada da fase B  $V_{bn}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento CC - Experimental

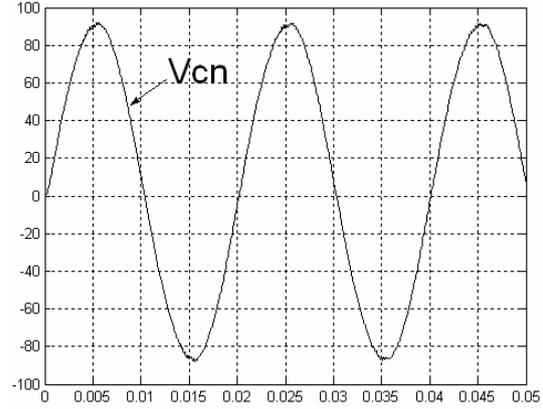


Figura 5.36d: Tensão filtrada da fase C  $V_{cn}$  com fase B grampeada no ponto central do barramento - Experimental

### 5.4.3 Resultado de simulação da topologia NPC utilizando modulação em dois níveis com tensão reduzida do barramento CC (figura 5.3)

A figura 5.37, apresenta as tensões de pólo no momento da transição de três níveis para dois níveis com tensão igual a metade da tensão do barramento C.C. Esta estratégia de funcionamento é proposta pela topologia da figura 5.3, como alternativa de compensação de faltas com chave aberta aplicadas as chaves externas dos braços do inversor. Neste caso específico a falta ocorreu na chave  $S_{b1}$ .

A figura 5.38, mostra a tensão de fase em presença de falta com chave  $S_{b1}$  aberta. É possível observar a redução da tensão de fase aplicada a máquina, esta alternativa de compensação produz um enfraquecimento do campo magnético, reduzindo a potência do sistema pela metade.

A figura 5.39 apresenta a tensão de linha após a redução de nível do inversor, como pode ser observado há uma redução na amplitude das tensões de todo o sistema. Na figura 5.40 é observado a tensão de modo comum. Nesta figura é observado que mesmo operando com a tensão reduzida, a carga continua equilibrada.

Na figura 5.41 são apresentadas as correntes de fase após a falta, estas correntes apresentam um aspecto simétrico. Contudo, as suas amplitudes é o dobro da condição normal de funcionamento.

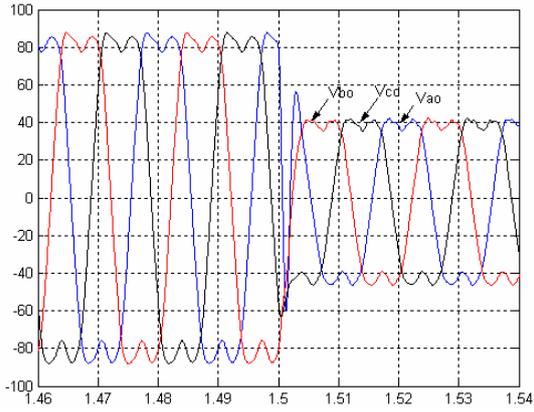


Figura 5.37: Redução de níveis utilizando metade do barramento

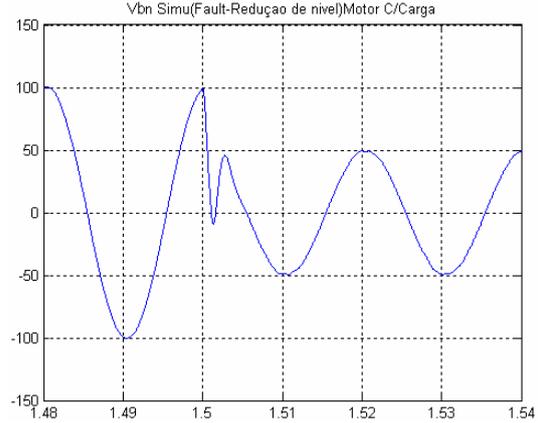


Figura 5.38: Tensão de fase com redução de nível

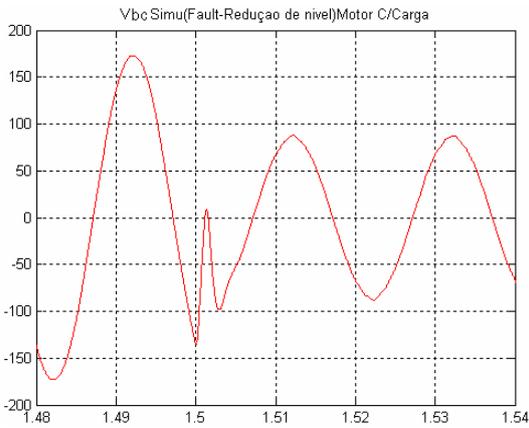


Figura 5.39: Tensão de linha com redução de nível

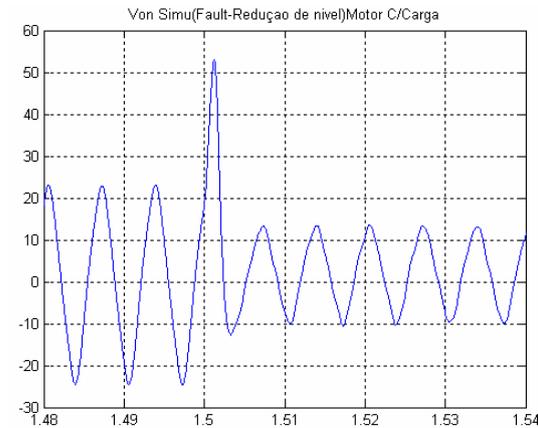


Figura 5.40: Tensão de modo comum com redução de níveis

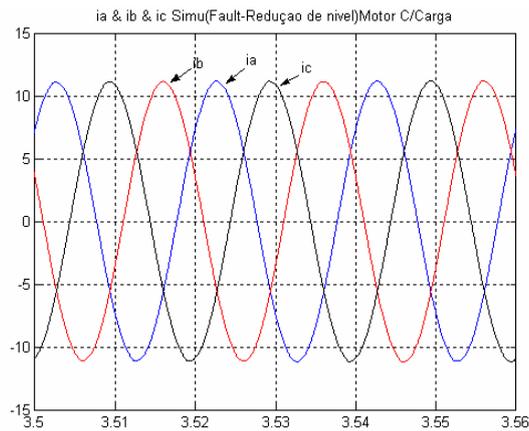


Figura 5.41: Correntes de fase com redução de nível

## 5.5 Conclusões

As topologias apresentadas na literatura como topologias alternativas de compensação das faltas, dentre elas a de PARK *et al.* (2004), buscam solucionar o problema da falta, através da modulação ou da adição de componentes redundantes a estrutura convencional do inversor. Neste capítulo foram apresentadas algumas topologias que podem garantir o funcionamento do inversor de três níveis, de forma satisfatória nas condições atípicas. O ideal seria que não fosse necessária a utilização destas topologias, mas o histórico de falta é vasto e preocupante para sistemas simples e complexos.

As topologias aqui apresentadas oferecem uma alternativa de funcionamento que garante ao sistema uma parada programada segura, não constituindo, assim, obrigatoriamente, o funcionamento do sistema nestas condições.

Dentre todas as topologias apresentadas, a única que oferece recursos ao funcionamento do sistema em três níveis é a do braço redundante, pois garante o mesmo padrão de chaveamento para sintetização dos sinais gerados para carga. Contudo, outras topologias oferecem condições aceitáveis ao funcionamento do inversor em condição de falta.

Como alternativa é apresentada a topologia com capacidade de curto-circuitar chaves abertas e de controlar o grampeamento da fase que, neste capítulo, encontra-se como Topologia 3. Esta topologia apesar de ter um número bem maior de componentes é a que oferece mais recursos ao funcionamento do inversor. O aspecto mais relevante desta topologia são as possibilidades de acionamento que ela oferece: pode-se reduzir de nível apenas o braço afetado, tanto com falta com chave aberta, como com curto-circuito; introduzir um padrão diferenciado com onda quadrada para o braço afetado, mantendo os demais como o padrão original e permite-se também, aplicar a técnica de grampeamento da fase com o ponto central do barramento CC para o braço afetado, mantendo os demais operando com padrão normal e também operar em três níveis em condição de falta. Como se pode observar são diversas possibilidades oferecidas com esta topologia, e ela é a única que consegue fornecer a potência próxima da requerida pela carga, com a mesma tensão do barramento CC.

Outras topologias derivadas da estrutura original foram apresentadas neste capítulo. Estas possibilidades são as mais econômicas, pois não precisam de nenhum dispositivo adicional ao circuito original. Dependendo do sistema acionado esta proposta pode ser a mais recomendada, pois utiliza os próprios recursos da topologia original.

Outros estudos são necessários para determinar com precisão qual a topologia mais eficiente e qual oferece melhor custo-benefício. Contudo, este é um estudo preliminar que tem como finalidade apontar alternativas de funcionamento para o inversor de três níveis, em condição de falta.

# 6 Conclusões gerais e sugestões de trabalhos futuros

## 6.1 Conclusões gerais

Este trabalho retoma a discussão da ocorrência de faltas em inversores de tensão utilizados em sistemas estáticos de conversão. A falta de qualquer natureza é algo preocupante e vem sendo exaustivamente estudada pelas engenharias modernas, pois o histórico destes eventos é significativo. Não mais se questiona se a falta vai ocorrer, mas sim, quando ela vai ocorrer. As faltas podem provocar conseqüências diversas, desde uma simples interrupção até a parada de todo um processo produtivo.

Tanto as faltas por perda de comando da chave como as faltas por curto-circuito são freqüentes no âmbito industrial. Contudo, as técnicas de detecção, diagnósticos e localização das faltas, se tornam, a cada dia, mais sofisticados podendo promover em tempo hábil a compensação da falta. A falta com chave aberta, em inversores multiníveis com diodo grampeado, tem uma característica bastante peculiar, quando as cargas são fortemente indutivas. Ela gera perfis de tensão e de corrente muito parecidos independentemente de a falha ocorrer em uma chave externa ou interna do braço do inversor. Por essa razão, é possível identificar apenas a fase em que ocorreu a falha, a partir desses perfis. Entretanto, o conhecimento da fase possibilita a execução de um teste simples de comando que permite a localização da chave em que ocorreu a falha e a conseqüente reconfiguração do circuito para operação, mesmo sob condições deste tipo de falta.

A topologia convencional de três níveis tem algumas possibilidades de operação em condições de falta tanto no caso de chave aberta como da chave em curto-circuito. Sua vantagem é a de não utilizar componentes adicionais. Uma estratégia, no caso de chave aberta, é a conexão do braço defeituoso ao ponto intermediário da tensão de barramento. Uma outra estratégia abre todas as chaves externas, o inversor passando a operar com redução do nível de tensão; entretanto, ela apresenta a necessidade de modificação da técnica PWM de modo a equilibrar de forma adequada a tensão do barramento CC que, para esta topologia, é a metade daquela no barramento,

anteriormente à falta. Essas duas estratégias são restritas ao caso em que a chave aberta é a mais externa do braço. Essa topologia permite, ainda, a operação em condições de curto-circuito de uma ou das duas chaves do braço.

Algumas topologias de compensação de faltas são encontradas na literatura. Duas delas foram estudadas neste trabalho. A topologia apresentada por Park oferece uma alternativa de compensação de faltas, tanto para chave aberta, como para curto-circuito. Contudo apesar de ser possível compensar estas faltas, que são as que mais provocam interrupção de funcionamento dos inversores de frequência, esta topologia apresenta uma desvantagem que limita bastante sua aplicação: a redução da potência fornecida para carga.

A outra topologia utiliza um braço redundante. Nessas condições a operação pós-falta é exatamente a mesma anterior à falta (mesma potência), só que utilizando o braço redundante no lugar do braço defeituoso, que, por sua vez, é isolado na nova reconfiguração.

Uma topologia podendo operar do mesmo modo que a topologia de Park, mas com capacidade de curto-circuitar chaves internas abertas, possui a vantagem de possibilitar, no caso de abertura dessas chaves, um melhor aproveitamento da tensão de barramento. Entretanto, no caso de abertura de uma chave externa, possui as mesmas limitações da estrutura de Park.

A topologia denominada neste estudo de “topologia com capacidade de curto-circuitar chaves abertas e de controlar o grampeamento da fase” foi a que apresentou resultados mais favoráveis, juntamente com a topologia com braço redundante. Ela, entretanto, utiliza menos componentes equivalentes do que esta última estrutura e se mostrou bastante eficaz na compensação de faltas com curto-circuito e com chave aberta, apresentando, como principal vantagem, a possibilidade de operar com potência quase total, sem necessidade de isolamento do braço defeituoso. Com esta topologia, a carga opera com uma potencia próxima da nominal, mesmo após uma ocorrência de falta em mais de um braço, o que não é possível com as outras estruturas. Contudo outros estudos precisam ser realizados para determinar outros fatores relevantes, como é o caso da taxa de distorção harmônica (THD) provocados com uso destas topologias para a compensação das faltas.

## 6.2 Sugestões de trabalhos futuros

Os estudos realizados neste trabalho têm o caráter preliminar, que visa neste primeiro momento, o estudo da falta no inversor multinível. Como proposta para trabalhos futuros, podem ser mencionado os seguintes tópicos, abaixo relacionados.

Desenvolver uma assinatura de falta para o inversor multinível.

Automatização da reconfiguração do inversor.

Explorar outras possibilidades de comando do inversor.

Realizar em detalhe um estudo comparativo da topologia com capacidade de curto-circuitar interruptores defeituosos (Toplogia 3) com a topologia do braço redundante (Toplogia 2).

Analisar o THD gerado com as compensações das faltas utilizando as topologias propostas.

# Referências bibliográficas

AKPINAR, K.; PILLAY, P.; RICHARDS, G.G. Induction motor drive behavior during unbalanced fault. *Electric Power System Research* Vol. 36, p.131-138, 1996.

BLASKO, V. A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods. *Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2 p. 1872-1878, 1996.

BHAGWAT, P. M.; STEFANOVIC, V. Generalized structure of a multilevel PWM inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 1057-1069, 1983.

CALONNEC, P. *et al* Induction motors reliability: Use of fault tree. *Con. Rec. EPE*, p. 3281-3285, 1995.

CARRARA, G.; GARDELA, S.; MARCHESONI, SALUTARI, M. R. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis. *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 7 p. 497-505, 1992.

CHEN, A.; LEI, H.; CHEN, L.; DENG, Y.; HE, X. A multilevel converter topology with fault-tolerant ability *Applied Power Electronics. Conference and Exposition* Vol. 3 p. 1610-1616, 2004

CLARK, S.L.; FAMOURI, P.; COOLEY W.L. Elimination of supply harmonics: A evaluation of current compensation and active filtering methods. In *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference*, p. 1699-1704, 1994.

CHOI, N. S.; CHO, J. G.; CHO, G. H. A general circuit topology of multilevel inverter. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 96-103, 1991.

CHOKHAWALA, R. S.; CATT, J.; KIRALY, L. A. Discussion on IGBT Short-circuit Behavior and Fault Protection Schemes IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, p. 256-263, 1995.

DEBEBE, K.; RAJAGOPALAN, V.; SANKAR, T. S. Expert system for fault diagnosis of vsi fed ac drives. Conference Record IEEE/IAS, p. 368-373, 1991.

DE OLIVEIRA, A. S.; DA SILVA, E. R. C.; JACOBINA, C. B. Uma Abordagem Simplificada para Modulação por Largura de Pulso em Inversores Multiníveis com Controle das Tensões nos Capacitores do Barramento CC. Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência - SOBRAEP, 2004.

DE OLIVEIRA, A. S. Inversores Multiníveis com comando por modulação em largura de pulso vetorial, Projeto de pesquisa (Doutorado em Engenharia Elétrica)- CCT/DEE, UFCG

FLAIRTY, C. W. A 50-KVA adjustable-frequency 24-phase controlled rectifier inverter. Transactions on Industrial Electronics, p. 56-60, 1962.

FOCH, J.; ANDARCHES, H.; ROUX, J.; HSU, T.; CABALEIRO, P. Contribuição dos transistores de potencia nas redes de média tensão CBA, Vol. 1, p. 356-361, 1984.

FRANÇOIS, B.; HAUTIER, J.P. Design of fult-tolerant control system for a NPC multilevel inverter. IEEE International Symposium on Industrial eletronics, Vol. 11 p. 1075-1080, 2002.

HONGYANG W.; MANGNING H. Inherent correlation between multilevel carrier-based PWM and space vector PWM: principle and application. Power Electronics and Drive Systems, IEEE International Conference, Vol. 1, p. 276-281, 2001.

KASTHA, D.; BOSE, B.K. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.30, n. 4, p. 1028-1034, 1994.

KRAL, C.; KAFKA, K. Power electronics monitoring for a control monitoring for a controlled voltage source inverter drive with induction machines. Power Eletronics Specialists Conference p. 213 – 217, 2000.

LAI, J.; PENG, F. Multilevel converters – a new breed of power converters. 30<sup>th</sup> IAS – Annual Meeting, Vol. 3, p. 2348-2356, 1995.

LEE, Y. H.; KIM, H. Y.; HYUN, D. S. A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter. Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE-APEC '99, Vol. 1, p. 509-514, 1999.

LEE, Y. H.; KIM, D. H.; HYUN, D. S. Carrier based SVPWM method for multi-level system with reduced HDF. IEEE Industry Application Conference Vol. 3, p. 1996-2003, 2000

LIMA, W. S.; DA SILVA, E. R. C.; BENTO, A. A. Detecção e compensação de faltas de chave aberta em um inversor multinível. Induscon 2006, no prelo

LIMA, W. S.; DA SILVA, E. R. C.; OLIVEIRA, A. S.; BENTO, A. A.; JACOBINA, C. B. Fault detection and its compensation in three-level neutral-point-clamped inverter. Power Eletronics Specialists Conference, 2006, no prelo

MANJREKAR, M.; LIPO, T. A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications. IEEE-APEC, p. 523-529, 1998.

MARCHESONI, M. High-performance current control techniques for applications to multilevel high-power voltage source inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, 7, p. 189-204, 1992.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters. Power Electronics Specialists Conference Vol. 2, p. 674-679, 2000.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. Optimised space vector switching sequences for multilevel inverters. Power Electronics Specialists Conference Vol. 2, p. 1123-1129, 2001.

MENDES, A.; CARDOSO, A. M. Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed ac drive, by the average current park's vector approach. Conference Record. IEEE/IEMDC, p. 704-706, 1999.

MENDES, M. A. S. Técnicas de modulação em largura de pulso vetorial para inversores multiníveis. Tese de Doutorado, CPDEE/UFMG, Belo Horizonte MG, 2000.

MEYNARD, T.; FOCH, H. Multilevel conversion: high voltage chopper and voltage source inverters. Power Electronics Specialists Conference p. 397-403, 1992.

MWINYIWIWA, B.; WOLANSKI, Z.; CHEN, Y.; OOI, B. T. Multimodular multilevel converters with input output linearity. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, p. 1214-1219, 1997.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point clamped PWM inverter. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-17, p. 518-523, 1981.

PARK, G.T.; KIM, T. J.; KANG, D. W.; HYUN, D.S. Control method of NPC inverter for continuous operation under one phase fault condition. Industry Applications Conference Vol. 4 p 2188 – 2193, 2004.

PENG, F. Z.; LAI, J. S.; MCKEEVER, J. A multilevel voltage-source inverter with separate d.c. sources for static var generation. IEEE-IAS p. 2541-2548, 1995.

PENG F. Z., A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing, IEEE Transaction on Industry Applications, vol 37, p.611-618, 2001

PEUGET, R.; COURTINE, S.; ROGNON, J.P. Fault detection and isolation on PWM inverter by knowlog-based model. IEEE Transactions on Industry Applications, v.34, n. 6, p. 1318-1326, 1998.

RIBEIRO, R.; JACOBINA, C.B.; DA SILVA, E.R.C.; LIMA, A.M.N. Identificação e detecção de faltas em inversores trifásicos utilizados em sistemas de acionamento de máquinas elétricas. Conference Record. CBA, p 1491 - 1496 2000

RIBEIRO, R.; JACOBINA, C.B.; DA SILVA, E.R.C.; LIMA, A.M.N. Fault detection in voltage-fed PWM motor drive system. Power Eletronics Specialists Conference Vol. 1, p. 242 - 247, 2000.

RIBEIRO, R.; JACOBINA, C.B.; DA SILVA, E.R.C.; LIMA, A.M.N. A fault tolerant induction motor drive system by using a compensation strategy on the PWM-VSI topology. Power Eletronics Specialists Conference Vol. 2 p. 1191 - 1196, 2001.

RIBEIRO, R.; JACOBINA, C.B.; DA SILVA, E.R.C.; LIMA, A.M.N. Fault reversible ac motor drive system. Conference Record IEEE/IAS p. 2345-2351, 2001.

RIBEIRO, R. L. A.; JACOBINA, C. B.; DA SILVA, E. C.; LIMA, A. M. N. Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems. IEEE Transactions on Power Electronics, v.18, n.2, p.587-593, 2003

RICHARDEAU, F.; BAUDESSON, P.; MEYNARD, T. A. Failures tolerance and remedial strategies of a PWM multicell inverter. Power eletronics, IEEE Transactions on Vol 17 p. 905-912, 2002.

SILVA, J. F.; RODRIGUES, N.; COSTA, J. Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters. Pauer Eletronics conference Vol. 1, p. 133-138, 2000.

SINHA, G.; LIPO, T. A. A four level inverter based drive with a passive front end. Power Electronics Conference Vol. 1 p. 590-596, 1997.

SINHA, G.; HOCHGRAF, C.; LASSETER, R.H.; DIVAN, D.M.; LIPO, T.A. Fault protection in a multilevel inverter implementation of a static condenser Industry Applications Conference Vol. 3 p.2557-2564, 1995

SON, H.I.; KIM, T.J.;KANG, D.W.; HYUN, D.S. Fault diagnosis and neutral point voltage control when the 3-level inverter faults occur Power Electronics Specialists Conference Vol. 6 p. 4558-4563, 2004.

SPEED, R.; WALLACE, A. K. Remedial strategies for brushless dc drive failures. IEEE Transactions on Industrial Application, Vol. 26, n. 2, p. 259-266, 1990.

SUH, B. S.; HYUN, D. S. A new n-level high voltage inversion system. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, p. 107-115, 1997.

TOLBERT, L. M.; HABELTLER, T. G. Novel multilevel inverter carrier-based PWM Method. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, nº. 5, p. 1098-1107, 1999.

TOBERT, L. M.; PENG, F. Z. Multilevel converters for large electric drives. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 2 p. 530-536, 1998.

WANG, F. Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, p. 500-506, 2002

Welchko, B. A. *et al.* Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 4, p. 1108-1116, 2004

XIAOMIN, KOU.; CORZINE, A. K.; YAKOU, L. F. A unique fault-tolerant design for flying capacitor multilevel inverter. IEEE Transaction on Power electronics, Vol. 19, no. 4, 2004

ZANG, L.; ARIES, I. B.; HULLEY, L. N. A Knowledge based system for on-line fault diagnosis of power inverter circuits for ac machine drive. Conference Record. EPE, p. 3334 – 3339, 1995