



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

# Sistemas de Acionamento de Máquinas de Seis e Nove Fases

Victor Felipe Moura Bezerra Melo

**Tese de Doutorado** apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina e Nady Rocha

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Victor Felipe Moura Bezerra Melo, Outubro de 2017

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

M528s      Melo, Victor Felipe Moura Bezerra.  
              Sistemas de Acionamento de Máquinas de seis e nove fases / Victor Felipe  
Moura Bezerra Melo. – Campina Grande, 2017.  
              150 f. : il. color.

              Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina  
Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2017.  
              "Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Profa. Dra. Nady Rocha".  
              Referências.

              1. Máquinas de Seis Fases. 2. Máquinas de Nove Fases. 3. Conversores  
Multiníveis. 4. Distorção Harmônica e Perdas nos Semicondutores. 5. Oscilação de  
Conjugado. 6. Conversor Dual. 7. Conversor Híbrido. I. Jacobina, Cursino Brandão.  
II. Rocha, Nady. III. Título.

CDU 621.314(043)

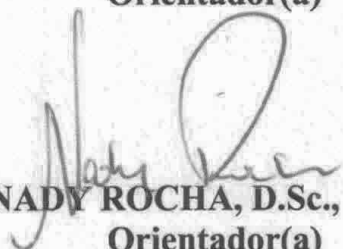
**"SISTEMA DE ACIONAMENTO DE MÁQUINAS DE SEIS E NOVE FASES"**

**VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO**

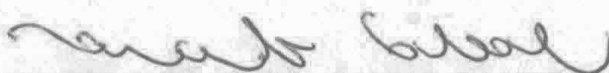
**TESE APROVADA EM 10/08/2017**



**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG**  
**Orientador(a)**



**NADY ROCHA, D.Sc., UFPB**  
**Orientador(a)**



**MARCELO CABRAL CAVALCANTI, D.Sc., UFPE**  
**Examinador(a)**



**ISAAC SOARES DE FREITAS, D.Sc., UFPB**  
**Examinador(a)**

**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**



**MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, fonte e sentido de toda a vida, por estar sempre comigo e me ajudar nas lutas diárias.

Agradeço à minha família: meu pai, Antonio, minha mãe, Maria do Carmo, meus irmãos, Arthur e Daniel, aos tios e tias, sempre felizes e exitosos com meu progresso na vida acadêmica e profissional.

A minha futura esposa, Rebeka, pelo amor, paciência, compreensão e apoio nos momentos de maior dificuldade.

Aos meus orientadores, Cursino Brandão Jacobina e Nady Rocha, pelos ensinamentos, dedicação e paciência ao longo dos quatro anos dessa caminhada, mas também comigo desde o curso de graduação. Espero que sejamos mais que aluno-professor ou colegas, mas sim amigos.

Aos colegas de doutorado, em especial, Ayslan, Edgard, Gregory, Tony, Isaac, Abinadabe, Vagner e Alvaro pelos momentos de aprendizado que vivemos juntos.

Enfim, agradeço a todos que contribuíram direta ou indiretamente para realização deste trabalho.

Obrigado.



# Resumo

Este trabalho discute algumas estruturas multiníveis para o acionamento de máquinas de seis e nove fases funcionando como motor ou gerador. Caso a máquina esteja operando como gerador, é possível fazer uso de conversores semi-controlados unidirecionais, nos quais parte das chaves controladas, mais caras, possam ser substituídas por chaves não-controladas (diodos), de menor custo. Isso diminui o custo geral do sistema e simplifica o circuito de gatilho, sem comprometer a forma de onda multinível com baixa distorção harmônica. Nesse sentido, foram estudadas duas topologias unidirecionais para acionamento de máquinas de seis fases e três para acionamento de máquinas de nove fases. Também de modo a reduzir o número de dispositivos do sistema, foram discutidas topologias com compartilhamento de um conversor pelos três grupos trifásicos de máquinas de nove fases. Além disso, são discutidas duas topologias híbridas para acionamento de máquinas de seis fases. Elas são ditas híbridas porque seus grupos trifásicos são alimentados por tipos diferentes de conversores. É mostrado que, com o uso destas topologias, é possível obter baixos valores de oscilação de conjugado eletromagnético produzido pela máquina, compatível com os valores obtidos com as topologias multiníveis dual e NPC, mas empregando menor número de dispositivos. Discute-se também um conversor CA-CC-CA para acionamento de máquinas de nove fases, no qual o retificador é baseado em três pontes H ligadas em estrela. É mostrado que as vantagens são menor distorção harmônica e menor tensão nos barramentos CC. Para todas as topologias discutidas, serão elaboradas as estratégias PWM utilizadas. Além disso, é feito um comparativo entre as topologias do ponto de vista da distorção harmônica e as perdas ocorridas nos dispositivos semicondutores.

**Palavras-chave:** Máquinas de Seis Fases, Máquinas de Nove Fases, Conversores Multiníveis, Distorção Harmônica e Perdas nos Semicondutores, Oscilação de Conjugado, Conversor Dual, Conversor Híbrido.

# Abstract

This work discusses some multilevel converter structures for six- and nine-phase machine drives. The machine may operate as motor or generator. In the case in which the machine operates as generator, it is possible to make use of semi-controlled converters, in which part of the controlled switches, of higher cost, may be replaced by non-controlled switches (diodes), of lower cost. This decreases the system cost and simplifies the gating circuitry without compromising the multilevel waveform with low harmonic distortion. In this sense, two unidirectional topologies for connection with six-phase machines and three for connection with nine-phase machines are studied. Besides, two six-phase hybrid topologies are discussed. They are called hybrid because different types of converter feed each machine three-phase group. It is shown that by using them it is possible to obtain low machine torque ripple, similar to the ones observed in multilevel topologies such as dual and NPC, but employing a lower number of devices. A study of an ac-dc-ac converter for nine-phase drives is also carried out. In this converter, the rectifier is composed of three star-connected H-bridges. It is shown that its advantages are lower harmonic distortion and lower dc-link voltages when compared to conventional two-level rectifier. For all topologies, PWM strategies are developed and explained. At last, comparison among the topologies in terms of harmonic distortion and semiconductor losses are performed.

**Key-words:** Six-Phase Machines, Nine-Phase Machines, Multilevel Converters, Harmonic Distortion, Semiconductor Losses, Torque ripple, dual converter, hybrid converter.

# Índice

Agradecimentos . . . . .	i
Resumo . . . . .	ii
Abstract . . . . .	iii
Índice . . . . .	iv
Índice de Tabelas . . . . .	ix
Índice de Figuras . . . . .	x
Lista de Símbolos . . . . .	xviii
Glossário . . . . .	xxii
<b>1 Introdução Geral . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Máquinas multifases e conversor multinível - Visão geral . . . . .	1
1.1.1 Máquinas multifases . . . . .	1
1.1.2 Conversores para acionamento . . . . .	3
1.1.3 Tolerância a falhas . . . . .	6
1.2 Motivação e objetivos do trabalho . . . . .	9
1.3 Revisão bibliográfica . . . . .	9
1.3.1 Máquinas multifases . . . . .	9
1.3.2 Conversores para acionamento . . . . .	15
1.3.3 Tolerância a falhas . . . . .	23
1.4 Contribuições do trabalho . . . . .	25
1.5 Publicações . . . . .	30

---

1.6	Organização do trabalho . . . . .	30
<b>2</b>	<b>Sistemas híbridos para acionamento de máquinas de seis fases . . . . .</b>	<b>32</b>
2.1	Introdução . . . . .	32
2.2	Modelo dos conversores . . . . .	35
2.3	Estratégia PWM . . . . .	36
2.3.1	Grupo ímpar - configurações híbrida 1 e híbrida 2 . . . . .	37
2.3.2	Grupo par - configuração híbrida 1 . . . . .	37
2.3.3	Grupo par - configuração híbrida 2 . . . . .	39
2.4	Oscilação do conjugado da máquina . . . . .	39
2.4.1	Modificação da estratégia PWM para reduzir a oscilação de conjugado . . . . .	42
2.5	Resultados experimentais . . . . .	48
2.6	Conclusões . . . . .	50
<b>3</b>	<b>Conversores duais semi-controlados para o acionamento de uma máquina hexafásica . . . . .</b>	<b>51</b>
3.1	Introdução . . . . .	51
3.2	Modelo dos conversores . . . . .	52
3.3	Estratégia PWM . . . . .	56
3.3.1	Topologia 1 . . . . .	57
3.3.2	Topologia 2 . . . . .	59
3.4	Sistema de controle . . . . .	60
3.5	Potência processada nos retificadores . . . . .	61
3.6	Resultados de simulação . . . . .	62
3.6.1	Oscilação do conjugado eletromagnético . . . . .	64
3.7	Conclusão . . . . .	66
<b>4</b>	<b>Estudos de tolerância a falha . . . . .</b>	<b>68</b>
4.1	Introdução . . . . .	68
4.2	Tolerância a falha em um sistema de acionamento hexafásico baseado num inversor dual . . . . .	68
4.2.1	Modelo da máquina na condição de falta . . . . .	69
4.2.1.1	Falta em uma fase . . . . .	69

---

4.2.1.2	Falta em duas fases . . . . .	72
4.2.1.3	Falta em três fases . . . . .	73
4.2.2	Estratégia PWM para mitigação da falta . . . . .	73
4.2.2.1	Falta em uma fase . . . . .	74
4.2.2.2	Falta em duas fases . . . . .	75
4.2.2.3	Falta em três fases . . . . .	77
4.2.3	Resultados de Simulação . . . . .	77
4.2.4	Resultados experimentais . . . . .	79
4.3	Tolerância a falha de um sistema hexafásico baseado em um inversor híbrido	82
4.3.1	Estratégia PWM para mitigação da falta - Híbrida 1 - NC . . . . .	83
4.3.2	Resultados de simulação . . . . .	84
4.3.3	Resultados experimentais . . . . .	87
4.4	Conclusão . . . . .	88
4.4.1	Sistema de acionamento baseado no inversor dual . . . . .	88
4.4.2	Sistemas de acionamento baseados em inversores híbridos . . . . .	89
<b>5</b>	<b>Sistema de acionamento CA-CC-CA para máquinas de nove fases . . . . .</b>	<b>91</b>
5.1	Modelo do conversor . . . . .	93
5.2	Estratégia PWM . . . . .	93
5.2.1	Retificador . . . . .	93
5.2.2	Inversor . . . . .	95
5.3	Nível de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores . . . . .	96
5.4	Potência processada nos retificadores . . . . .	98
5.5	Sistema de Controle . . . . .	98
5.6	Resultados de simulação . . . . .	102
5.7	Resultados experimentais . . . . .	105
5.8	Conclusão . . . . .	107
<b>6</b>	<b>Conversores duais para acionamento de máquinas de nove fases . . . . .</b>	<b>108</b>
6.1	Introdução . . . . .	108
6.2	Modelo dos conversores . . . . .	111
6.3	Estratégia PWM . . . . .	113
6.3.1	Configuração 1 . . . . .	113

6.3.2	Configurações 2 e 3 . . . . .	116
6.3.3	Configuração 4 . . . . .	117
6.4	Simulação dos sistemas de conversão . . . . .	118
6.4.1	Correntes e oscilação do conjugado . . . . .	118
6.4.2	Modificação na estratégia PWM para reduzir a oscilação de conjugado	124
6.5	Resultados experimentais . . . . .	126
6.6	Níveis de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores . . . . .	129
6.7	Conclusão . . . . .	131
<b>7</b>	<b>Comparação entre topologias . . . . .</b>	<b>132</b>
7.1	Introdução . . . . .	132
7.2	Acionamento de máquinas de seis fases . . . . .	132
7.2.1	Distorção harmônica . . . . .	132
7.2.2	Perdas nos dispositivos semicondutores . . . . .	136
7.3	Acionamento de máquinas de nove fases . . . . .	140
7.3.1	Distorção Harmônica . . . . .	140
7.3.2	Perdas nos dispositivos semicondutores . . . . .	141
7.4	Conclusões . . . . .	144
7.4.1	Distorção harmônica . . . . .	144
7.4.2	Perdas nos semicondutores - topologias hexafásicas . . . . .	145
7.4.3	Perdas nos semicondutores - topologias de nove fases . . . . .	146
<b>8</b>	<b>Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>147</b>
8.1	Conclusões Gerais . . . . .	147
8.1.1	Sistemas de acionamento hexafásicos . . . . .	148
8.1.2	Sistemas de acionamento de nove fases . . . . .	149
8.2	Trabalhos Futuros . . . . .	150
<b>A</b>	<b>Apêndice A - Detalhamento do modelo matemático da máquina de seis fases sob condição de falta . . . . .</b>	<b>151</b>
A.1	Neutros isolados . . . . .	151
A.1.1	Falta em uma fase . . . . .	151
A.1.2	Falta em duas fases . . . . .	153

---

A.1.3 Falta em três fases . . . . .	153
A.2 Falta na fase 1 com o neutro do grupo ímpar conectado . . . . .	154
<b>Referências Bibliográficas . . . . .</b>	<b>156</b>

# Índice de Tabelas

2.1	Número de dispositivos semicondutores para cada topologia. . . . .	35
2.2	Parâmetros do motor de indução hexafásico . . . . .	40
2.3	Oscilação de conjugado em porcentagem do seu valor CC. . . . .	46
3.1	Estados de condução dos dispositivos semicondutores para cada nível - topologia 1 . . . . .	55
3.2	Estados de condução dos dispositivos semicondutores para cada nível - topologia 2 . . . . .	56
3.3	Distribuição de potência com variação do índice de modulação. . . . .	62
5.1	Estados de condução dos dispositivos semicondutores para cada nível - retificador $ABg1$ . . . . .	95
6.1	Nível de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores na estrutura convencional . . . . .	130
6.2	Nível de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores nas estruturas propostas . . . . .	130
7.1	Valores de WTHD para conversores hexafásicos . . . . .	134
7.2	Perdas totais nos semicondutores para as topologias hexafásicas do capítulo 2.	137
7.3	Perdas totais nos semicondutores para as topologias hexafásicas do capítulo 3.	138
7.4	Valores de WTHD para conversores de nove fases . . . . .	142
7.5	Perdas nos semicondutores das topologias conectadas ao gerador de nove fases	142



# Índice de Figuras

1.1	Sistema de acionamento hexafásico com reconfiguração (Miranda, 2007). . . . .	8
1.2	Representação da máquina de indução hexafásica. . . . .	10
1.3	Dois enrolamentos trifásicos com neutros isolados (Lipo, 1995). . . . .	11
1.4	Espaço vetorial com todos os vetores - inversor de dois níveis para acionamento de máquina de seis fases. (Miranda, 2007). (a) $\alpha = 0^\circ$ . (b) $\alpha = 30^\circ$ . (c) $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	12
1.5	Espaço vetorial com os vetores utilizados - inversor de dois níveis para acionamento de máquina de seis fases (Hadiouche et al., 2000). (a) $\alpha = 0^\circ$ . (b) $\alpha = 30^\circ$ . (c) $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	13
1.6	Forma de onda das correntes estatóricas para máquina de seis fases (Hadiouche et al., 2000). (a) $\alpha = 0^\circ$ . (b) $\alpha = 30^\circ$ . (c) $\alpha = 60^\circ$ . . . . .	14
1.7	Espaço vetorial para deslocamento entre grupos de $40^\circ$ - inversor de dois níveis para acionamento de máquina de nove fases (Grandi et al., 2007a). (a) $dq$ e $uv$ (correspondem a $d_1q_1$ e $d_2q_2$ , respectivamente). (b) $zw$ e $xy$ (correspondem a $d_3q_3$ e $d_4q_4$ , respectivamente). . . . .	16
1.8	Vetores utilizados para deslocamento entre grupos de $40^\circ$ - inversor de dois níveis para acionamento de máquina de nove fases (Grandi et al., 2007a). (a) $dq$ e $uv$ (correspondem a $d_1q_1$ e $d_2q_2$ , respectivamente). (b) $zw$ e $xy$ (correspondem a $d_3q_3$ e $d_4q_4$ , respectivamente). . . . .	17
1.9	Topologias NPC de três níveis, NPC de quatro níveis e dual (Corzine et al., 1999). . . . .	18
1.10	Topologia semi-controlada dual proposta em (Panda e Lipo, 2013). . . . .	20
1.11	Resultados da topologia semi-controlada dual (Panda e Lipo, 2013). (a) Tensão e corrente em uma fase do transformador. (b) Correntes no gerador a íma permanente. (c) Corrente de modo comum quando utilizado o gerador. . . . .	20

1.12	Topologia semi-controlada dual discutida em (Zhou e Nian, 2013) e (Jacobina et al, 2013b). . . . .	21
1.13	Topologias híbridas para acionamento de máquinas de seis fases. (a) Controlada. (b) Semi-controlada. (Jacobina et al., 2014). . . . .	23
1.14	Topologias híbridas para acionamento de máquinas de seis fases estudadas no capítulo 2. (a) Híbrida 1. (b) Híbrida 2. . . . .	26
1.15	Topologias duais semi-controladas estudadas no capítulo 3. (a) Topologia 1. (b) Topologia 2. . . . .	27
1.16	Sistemas de acionamento hexafásicos baseados em inversores híbridos (a) Topologia híbrida 1. (b) Topologia híbrida 1 - NC. . . . .	28
1.17	Topologia proposta para o acionamento de uma máquina de nove fases discutida no capítulo 5. . . . .	28
1.18	Sistemas de conversão duais para máquinas de nove fases estudadas no capítulo 6. (a) Configuração 1. (b) Configuração 2. (c) Configuração 3. (d) Configuração 4. . . . .	29
2.1	Topologias propostas. (a) Híbrida 1. (b) Híbrida 2. . . . .	33
2.2	Topologias convencionais. (a) 2L. (b) Dual. (c) 3L-NPC. . . . .	34
2.3	Tensões de referência e portadoras triangulares. (a) Inversor $Ts$ para ambas as topologias híbridas. (b) Inversores $As$ e $Bs$ para a topologia híbrida 1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ ou inversor $Us$ para a topologia híbrida 2. (c) Inversores $As$ e $Bs$ para a topologia híbrida 1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ . . . . .	38
2.4	Forma de onda do conjugado eletromagnético e seu espectro em frequência. (a) e (b) 2L. (c) e (d) Dual com $v_{Ca} = v_{Cb}$ e 3L-NPC. (e) e (f) Dual com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ . (g) e (h) Híbrida 1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ e híbrida 2. (i) e (j) Híbrida 1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ . . . . .	41
2.5	Formas de onda de tensão para topologia híbrida 1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ e topologia híbrida 2 com portadoras sincronizadas. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. . . . .	43
2.6	Formas de onda de tensão para a configuração híbrida 1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ com portadoras sincronizadas. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. . . . .	44

2.7	Formas de onda de tensão para a configuração híbrida 1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ e configuração híbrida 2 com portadoras sincronizadas. (a) Tensão das fases 1 e 2. (b) Tensão direta. (c) Tensão em quadratura. . . . .	45
2.8	Curvas para a configuração híbrida 1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ com portadoras deslocadas em fase. (a) Portadoras triangulares. (b) Tensões nas fases 1 e 2. (c) Tensão direta. (d) Tensão em quadratura. . . . .	45
2.9	Curvas para as configurações híbrida 1 com $v_{Ca} = v_{Cb}$ e híbrida 2 com portadoras deslocadas em fase. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	46
2.10	Curvas para a configuração híbrida 1 com $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ com portadoras deslocadas em fase. (a) Portadoras triangulares. (b) Tensão direta. (c) Tensão em quadratura. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	47
2.11	Bancada experimental para acionamento de máquina de indução de seis fases	48
2.12	Resultados experimentais - configuração híbrida 1 - correntes e tensões estáticas. (a) Correntes no grupo ímpar e tensão na fase 1. (b) Correntes no grupo par e tensão na fase 2. . . . .	49
2.13	Resultados experimentais - configuração híbrida 1 - conjugado eletromagnético. (a) Com portadoras sincronizadas. (b) Com portadoras deslocadas em fase. . . . .	49
2.14	Resultados experimentais - configuração híbrida 2 - correntes e tensões estáticas. (a) Correntes no grupo ímpar e tensão na fase 1. (b) Correntes no grupo par e tensão na fase 2. . . . .	50
2.15	Resultados experimentais - configuração híbrida 2 - conjugado eletromagnético. (a) Com portadoras sincronizadas. (b) Com portadoras deslocadas em fase. . . . .	50
3.1	Topologias estudadas. (a) Topologia 1. (b) Topologia 2. . . . .	53
3.2	Portadoras triangulares e tensão de referência $v_{r1}^*$ para topologia 1. . . . .	58
3.3	Portadoras triangulares e tensão de referência $v_{r1}^*$ para topologia 2. . . . .	60
3.4	Diagrama representando o sistema de controle. . . . .	61

3.5	Resultados de simulação - topologia 1. (a) Correntes em regime permanente - grupo ímpar. (b) Correntes em regime permanente - grupo par. (c) Velocidade rotórica - regimes permanente e transitório. (d) Correntes do grupo ímpar - regimes permanente e transitórios. . . . .	63
3.6	Resultados de simulação - topologia 2. (a) Correntes em regime permanente - grupo ímpar. (b) Correntes em regime permanente - grupo par. (c) Velocidade rotórica - regimes permanente e transitório. (d) Correntes do grupo ímpar - regimes permanente e transitórios. . . . .	64
3.7	Curvas para estrutura dual convencional. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	65
3.8	Curvas para topologia 1. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	65
3.9	Curvas para topologia 2. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	66
4.1	Sistema de acionamento hexafásico baseado no inversor dual. . . . .	69
4.2	Resultados de simulação. - falta em uma fase. (a) Correntes do grupo ímpar. (b) Correntes do grupo par. (c) Correntes do eixo direto e em quadratura. . . . .	79
4.3	Resultados de simulação. - falta em duas fases. (a) Correntes do grupo ímpar. (b) Correntes do grupo par. (c) Correntes do eixo direto e em quadratura. . . . .	80
4.4	Resultados de simulação. - falta em três fases. (a) Correntes do grupo par. (b) Correntes do eixo direto e em quadratura. . . . .	80
4.5	Resultados experimentais - falta em uma fase.(a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura. . . . .	81
4.6	Resultados experimentais - falta em três fases. (a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura. . . . .	81
4.7	Sistemas de acionamento hexafásicos baseados em inversores híbridos (a) Topologia híbrida 1. (b) Topologia híbrida 1 - NC. . . . .	82
4.8	Resultados de simulação - híbrida 1. (a) Correntes no grupo ímpar. (b) Correntes no grupo par. (c) Correntes direta e em quadratura. . . . .	85

4.9	Resultados de simulação - híbrida 1 - NC. (a) Correntes no grupo ímpar. (b) Correntes no grupo par. (c) Correntes direta e em quadratura. . . . .	85
4.10	Resultados experimentais - híbrida 1. (a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura. . . . .	87
4.11	Resultados experimentais - híbrida 1 - NC. (a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura. . . . .	88
5.1	Sistema CA-CC-CA convencional de acionamento de uma máquina de nove fases. . . . .	92
5.2	Topologia proposta para o acionamento de uma máquina de nove fases. . .	92
5.3	Tensões de referência e portadoras para a estratégia PWM do retificador. . .	94
5.4	Circuitos equivalentes. (a) Retificador convencional. (b) Retificador com pontes H. . . . .	96
5.5	Diagrama de blocos do sistema de controle. . . . .	99
5.6	Condições de tensões nos barramentos CC para o algoritmo do bloco $\mu_{gn}$ . (a) Condição 1. (b) Condição 2. (c) Condição 3. (d) Condição 4. (e) Condição 5. (e) Condição 6. . . . .	101
5.7	Resultado de simulação - correntes estatóricas. (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ . . . . .	103
5.8	Resultado de simulação - velocidade do rotor. . . . .	103
5.9	Resultados de simulação - Tensões nos barramentos CC. (a) $v_{C1}$ . (b) $v_{C2}$ . (c) $v_{C3}$ . . . . .	104
5.10	Resultado de simulação - correntes na rede elétrica. (a) $l_g = 14 \text{ mH}$ . (b) $l_g = 3 \text{ mH}$ . . . . .	104
5.11	Resultados experimentais - retificador. (a) Correntes na rede elétrica. (b) Sincronização de corrente e tensão de uma fase da rede elétrica. . . . .	105
5.12	Resultados experimentais - Tensões nos barramentos CC. (a) $v_{C1}$ . (b) $v_{C2}$ . (c) $v_{C3}$ . . . . .	106
5.13	Bancada experimental - inversor + motor + carga mecânica. . . . .	106
5.14	Resultados experimentais - correntes e tensões estatóricas. (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ e $v_{s1}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ e $v_{s2}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ e $v_{s3}$ . . . . .	107
6.1	Sistema dual convencional para acionamento de máquinas de nove fases. . .	109

6.2	Sistemas de conversão duais para máquinas de nove fases. (a) Configuração 1. (b) Configuração 2. (c) Configuração 3. (d) Configuração 4. . . . .	110
6.3	Portadoras triangulares e tensão de referência - configuração 1. (a) $v_{Cb} = v_{Cd} = v_{Cf} = v_{Cc}$ . (b) $v_{Cc} = 2v_{Cb} = 2v_{Cd} = 2v_{Cf}$ . . . . .	115
6.4	Estratégia PWM usando o primeiro grupo trifásico ( $k = 1, 4, 7$ ) como exemplo - configuração 1. . . . .	115
6.5	Curvas para a configuração 1 com motor de indução com tensões iguais nos barramentos CC. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . .	119
6.6	Curvas para a configuração 1 com motor de indução com tensões desiguais nos barramentos CC. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . .	119
6.7	Resultados de simulação - configuração 1 com motor de indução com tensões desiguais nos barramentos CC - correntes estatóricas. (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ . . . . .	120
6.8	Curvas para a configuração 1 com gerador a ímã permanente com tensões iguais nos barramentos CC. (a) Conjugado eletromagnético. (b) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	120
6.9	Curvas para a configuração 1 com gerador a ímã permanente com tensões desiguais nos barramentos CC. (a) Conjugado eletromagnético. (b) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	120
6.10	Resultados de simulação - configuração 1 com gerador a ímã permanente com tensões desiguais nos barramentos CC - correntes estatóricas. (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ . . . . .	121
6.11	Curvas para as configurações 2 e 3. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	121
6.12	Resultados de simulação - configurações 2 e 3 - correntes estatóricas. (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ . . . . .	122
6.13	Curvas para a configuração 4. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	122

6.14	Resultados de simulação - configuração 4 - correntes estatóricas. (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ . . . . .	123
6.15	Portadoras triangulares utilizadas no método de redução de oscilação de conjugado. . . . .	126
6.16	Curvas para a configuração 1 utilizando seis portadoras com motor de indução. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	126
6.17	Curvas para a configuração 1 utilizando seis portadoras com gerador a ímã permanente. (a) Conjugado eletromagnético. (b) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	127
6.18	Curvas para a configuração 3 utilizando seis portadoras. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado. . . . .	127
6.19	Bancada experimental. . . . .	128
6.20	Resultado experimentais - correntes e tensões estatóricas - Configuração 1 com $v_{Cc} = v_{Cb} = v_{Cd} = v_{Cf}$ . (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ e $v_{s1}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ e $v_{s2}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ e $v_{s3}$ . . . . .	128
6.21	Resultado experimentais - correntes e tensões estatóricas - Configuração 1 com $v_{Cc} = v_{Cb}/2 = v_{Cd}/2 = v_{Cf}/2$ . (a) $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ and $v_{s1}$ . (b) $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ e $v_{s2}$ . (c) $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ e $v_{s3}$ . . . . .	129
7.1	Formas de onda das tensões estatóricas geradas pelos conversores. (a) 2L. (b) Dual 1:1. (c) Dual 2:1. (d) 3L-NPC. (e) Topologia 1 - capítulo 3. (f) Topologia 2 - capítulo 3. . . . .	135
7.2	Perdas por condução e chaveamento em porcentagem da potência da máquina para as topologias hexafásicas do capítulo 2 em função da frequência de amostragem. (a) 3 kHz. (b) 6,5 kHz. (c) 10 kHz. . . . .	137
7.3	Perdas por condução e chaveamento em porcentagem da potência da máquina para as topologias hexafásicas do capítulo 3 em função da frequência de amostragem. (a) 3 kHz. (b) 6,5 kHz. (c) 10 kHz. . . . .	139
7.4	Perdas totais em função da frequência de chaveamento para as topologias do capítulo 3. . . . .	140

---

7.5	Formas de onda das tensões estatóricas geradas pelos retificadores. (a) 2L. (b) Pontes H em estrela. . . . .	141
7.6	Perdas por condução e chaveamento em porcentagem da potência da máquina para as topologias de nove fases do capítulo 6 em função da frequência de amostragem. (a) 3 kHz. (b) 6,5 kHz. (c) 10 kHz. . . . .	143



# Lista de Símbolos

- \* – Designa, no sistema de controle, uma variável de referência.
- $s$  – Subíndice indicativo de grandeza estatórica da máquina elétrica.
- $g$  – Subíndice indicativo de grandeza da rede.
- $i_{sd}$  – Componente direta das correntes estatóricas no referencial estacionário
- $i_{sq}$  – Componente em quadratura das correntes estatóricas no referencial estacionário
- $i_{sx}$  – Componente homopolar  $x$  das correntes estatóricas no referencial estacionário
- $i_{sy}$  – Componente homopolar  $y$  das correntes estatóricas no referencial estacionário
- $i_{so}$  – Componente homopolar  $o$  das correntes estatóricas no referencial estacionário
- $i_{so'}$  – Componente homopolar  $o'$  das correntes estatóricas no referencial estacionário
- $i_{sd}^b$  – Componente direta das correntes estatóricas no referencial fluxo rotórico
- $i_{sq}^b$  – Componente em quadratura das correntes estatóricas no referencial fluxo rotórico
- $i_{sx}^b$  – Componente homopolar  $x$  das correntes estatóricas no referencial fluxo rotórico
- $i_{sy}^b$  – Componente homopolar  $y$  das correntes estatóricas no referencial fluxo rotórico
- $i_{so}^b$  – Componente homopolar  $o$  das correntes estatóricas no referencial fluxo rotórico
- $i_{so'}^b$  – Componente homopolar  $o'$  das correntes estatóricas no referencial fluxo rotórico
- $Q_s$  – Potência reativa da máquina elétrica.
- $P_{As}$  – Potência ativa processada pelo conversor  $As$ .
- $P_{Bs}$  – Potência ativa processada pelo conversor  $Bs$ .

- $P_{Cs}$  – Potência ativa processada pelo conversor  $Cs$ .
- $P_{Ds}$  – Potência ativa processada pelo conversor  $Ds$ .
- $v_{Ca}$  – Tensão no barramento CC do conversor  $As$ .
- $v_{Cb}$  – Tensão no barramento CC do conversor  $Bs$ .
- $v_{Cc}$  – Tensão no barramento CC do conversor  $Cs$ .
- $v_{Cd}$  – Tensão no barramento CC do conversor  $Ds$ .
- $v_{Cf}$  – Tensão no barramento CC do conversor  $Fs$ .
- $i_{si}$  – Correntes estatóricas no grupo par de uma máquina hexafásica ( $i = 2, 4, 6$ ).
- $i_{sj}$  – Correntes estatóricas no grupo ímpar de uma máquina hexafásica ( $i = 2, 4, 6$ ).
- $v_{si}$  – Tensões estatóricas no grupo par de uma máquina hexafásica ( $i = 2, 4, 6$ ).
- $v_{sj}$  – Tensões estatóricas no grupo ímpar de uma máquina hexafásica ( $j = 1, 3, 5$ ).
- $v_{ai0_a}$  – Tensões de polo do conversor  $As$  ( $i = 2, 4, 6$ ) no capítulo 3.
- $v_{bi0_b}$  – Tensões de polo do conversor  $Bs$  ( $i = 2, 4, 6$ ) no capítulo 3.
- $v_{cj0_a}$  – Tensões de polo do conversor  $Cs$  no capítulo 3.
- $v_{dj0_d}$  – Tensões de polo do conversor  $Ds$  no capítulo 3.
- $v_{0_b0_a}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $0_b$  do barramento CC de  $Bs$  e o ponto central  $0_a$  do barramento CC de  $As$ .
- $v_{0_d0_a}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $0_d$  do barramento CC de  $Ds$  e o ponto central  $0_a$  do barramento CC de  $As$ .
- $v_{gi}$  – Tensão na rede elétrica gerada pelo retificador no capítulo 5 ( $i = 1, 2, 3$ ).
- $v_{gn}$  – Tensão homopolar do retificador (capítulo 5).
- $v_{gabi}$  – Tensões nas pontes H do retificador (capítulo 5).
- $v_{k0_1}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $k$  do primeiro grupo trifásico e o ponto central  $0_1$  do barramento CC (Capítulo 5).
- $v_{l0_2}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $l$  do segundo grupo trifásico e o ponto central  $0_2$  do barramento CC (Capítulo 5).

- $v_{m0_3}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $m$  do terceiro grupo trifásico e o ponto central  $0_3$  do barramento CC (Capítulo 5).
- $v_{sk}$  – Tensões estatóricas do primeiro grupo trifásico da máquina de nove fases ( $k = 1, 4, 7$ ).
- $v_{sl}$  – Tensões estatóricas do segundo grupo trifásico da máquina de nove fases ( $l = 2, 5, 8$ ).
- $v_{sm}$  – Tensões estatóricas do terceiro grupo trifásico da máquina de nove fases ( $m = 3, 6, 9$ ).
- $v_{cl0_c}$  – Tensões de polo do conversor  $Cs$  (Capítulo 6).
- $v_{bk0_b}$  – Tensões de polo do conversor  $Bs$  (Capítulo 6).
- $v_{dl0_d}$  – Tensões de polo do conversor  $Ds$  (Capítulo 6).
- $v_{fm0_f}$  – Tensões de polo do conversor  $Fs$  (Capítulo 6).
- $v_{0_b0_c}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $0_b$  do barramento CC de  $Bs$  e o ponto central  $0_c$  do barramento CC de  $Cs$ .
- $v_{0_d0_c}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $0_d$  do barramento CC de  $Ds$  e o ponto central  $0_c$  do barramento CC de  $Cs$ .
- $v_{0_f0_c}$  – Tensão homopolar entre o ponto central  $0_f$  do barramento CC de  $Fs$  e o ponto central  $0_c$  do barramento CC de  $Cs$ .
- $i_{sk}$  – Correntes estatóricas no primeiro grupo trifásico da máquina de nove fases ( $k = 1, 4, 7$ ).
- $i_{sl}$  – Correntes estatóricas no segundo grupo trifásico da máquina de nove fases ( $l = 2, 5, 8$ ).
- $i_{sm}$  – Correntes estatóricas no terceiro grupo trifásico da máquina de nove fases ( $m = 3, 6, 9$ ).
- $v_{s0_t}$  – Tensão entre o ponto neutro  $s$  da ligação Y do grupo ímpar da máquina hexafásica e o ponto central do barramento CC do inversor  $Ts$  (Capítulo 2).
- $v_{stk0_t}$  – Tensões de polo inversor  $Ts$  (Capítulo 2).
- $v_{sd}$  – Componente direta das tensões estatóricas no referencial estacionário.
- $v_{sq}$  – Componente em quadratura das tensões estatóricas no referencial estacionário.

- $v_{sx}$  – Componente  $x$  das tensões estatóricas no referencial estacionário.
- $v_{sy}$  – Componente  $y$  das tensões estatóricas no referencial estacionário.
- $v_{so}$  – Componente  $o$  das tensões estatóricas no referencial estacionário.
- $v_{so'}$  – Componente  $o'$  das tensões estatóricas no referencial estacionário.
- $v_{rd}$  – Componente direta das tensões rotóricas no referencial estacionário.
- $v_{rq}$  – Componente em quadratura das tensões rotóricas no referencial estacionário.
- $l_s$  – Indutância própria dos enrolamentos estatóricos no plano  $dq$ .
- $l_r$  – Indutância própria dos enrolamentos rotóricos no plano  $dq$ .
- $l_{sr}$  – Indutância mútua entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos no plano  $dq$ .
- $l_{ls}$  – Indutância de dispersão dos enrolamentos estatóricos.
- $\omega$  – Frequência elétrica estatórica.
- $\omega_r$  – Frequência elétrica rotórica.
- $\alpha$  – Ângulo elétrico entre os dois grupos trifásicos de uma máquina de seis fases.
- $V_s$  – Amplitude da tensão estatórica.
- $I_s$  – Amplitude da corrente estatórica.
- $P_{cond}$  – Perdas por condução.
- $P_{chav}$  – Perdas por chaveamento.
- $P_{tot}$  – Perdas totais.

# Glossário

- CA-CC-CA – Conversão de tensão alternada para contínua e novamente para alternada.
- CC – Corrente Contínua.
- CHB – *Cascaded H-bridge* (conversor ponte H em série).
- DSP – *Digital Signal Processor* (Processador Digital de Sinais).
- FC – *Flying Capacitor* (conversor de capacitor flutuante)
- FOC – *Field Oriented Control* (Método de controle de máquina elétricas por orientação de campo).
- IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor* (Transistor Bipolar de Porta Isolada).
- PWM – *Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso).
- LS-PWM – *Level-Shifted PWM* (Técnica PWM em que utiliza-se múltiplas portadoras para os diferentes níveis de tensão).
- MPPT – *Maximum Power Point Tracking* (Determinação do ponto de operação com máxima potência).
- NPC – *Neutral Point Campled* (Conversor de neutro grampeado).
- PI – Proporcional e Integral.
- PLL – *Phase-Locked Loop* (Malha de Captura de Fase).
- PS-PWM – *Phase-Shifted PWM* (Técnica PWM em que utiliza-se múltiplas portadoras defasadas entre si).
- SPM – *Six-phase Machine* (Máquina de seis fases).
- SV-PWM – *Space Vector PWM* (Técnica PWM baseada na análise de espaços vetoriais).
- THD – *Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total).

- 
- WTHD – *Weight Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total Ponderada).
- Y – Conexão estrela.
- 3L-NPC – Conversor NPC de três níveis.
- TRIAC – *Triode for Alternating Current* (Triodo de Corrente Alternada).

# 1

## Introdução Geral

### 1.1 Máquinas multifases e conversor multinível - Visão geral

#### 1.1.1 Máquinas multifases

Sabe-se que atualmente os motores elétricos se fazem necessários tanto para o conforto da vida moderna, nas residências e condomínios, bem como na intensa atividade industrial nos mais diversos setores. Enquanto no âmbito residencial, os motores monofásicos são de longe os mais utilizados em aplicações como ventiladores, condicionadores de ar, liquidificadores, entre outras, por outro lado, no âmbito industrial, os motores trifásicos são ampla maioria já que os processos industriais demandam uma potência bem mais elevada que aquela consumida nas residências.

Entretanto, nas últimas décadas, algumas aplicações, como a propulsão de navios, que demandam alta potência, tornaram de grande importância o uso de máquinas multifases. Entende-se como máquinas multifases aquelas que são compostas por mais de três fases. Segundo (Kim et al., 2013), o conceito de máquinas multifases surgiu já na década de 1920, quando foi necessário dividir a corrente de geradores trifásicos de alta potência entre mais enrolamentos, já que os disjuntores da época apresentavam baixa corrente de atuação. Assim, quando disjuntores de mais alta corrente foram lançados no mercado, essa solução deixou de ser atrativa.

No entanto, segundo (Levi, 2008), as raízes do conceito de máquinas multifases datam da década de 1960, quando um sistema para o acionamento de uma máquina de cinco fases foi proposto (Ward e Harer, 1969). Na época, a maior motivação para a utilização desse tipo de máquina era a busca por menor oscilação no conjugado eletromagnético produzido pela máquina. Atualmente, redução de oscilação do conjugado, tolerância a faltas e a divisão da corrente entre os enrolamentos e, conseqüentemente, entre os braços do conversor utilizado para seu acionamento, podem ser consideradas as maiores vantagens do uso de máquinas multifases.

Mas foi na segunda metade da década de 1990, motivado principalmente pela propulsão elétrica de navios, que começou a haver um interesse maior nesta área (Levi et al., 2007; Levi, 2008). Aplicações como tração de locomotivas elétricas, aplicações industriais de alta potência, veículos elétricos e híbridos e aeronaves movidas a motores elétricos também fizeram com que o uso de máquinas multifases fosse bastante difundido. Atualmente, existem estudos referentes ao uso de máquinas de quatro (Viola et al., 2013), cinco (Darijevic et al., 2016a),(Darijevic et al., 2016b), seis (Jacobina et al., 2014),(Pandit et al., 2016), sete (Dujic et al., 2007b)(Bodo et al., 2011), nove (Grandi et al., 2007b; Jung et al., 2012; Umesh e Sivakumar, 2016a), doze (Rubino et al., 2016; Shao et al., 2016) e até quinze fases (Umesh e Sivakumar, 2016b).

Entretanto, de maneira geral, o desenvolvimento de produtos industriais têm se restringido mais aos sistemas com múltiplos enrolamentos trifásicos. Isso se deve ao fato de que esses sistemas herdaram a tecnologia já bem estabelecida utilizada nos sistemas trifásicos, reduzindo o nível de incertezas presentes no desenvolvimento de outros tipos de tecnologia (Munim et al., 2017).

Falando-se mais especificamente de máquinas de seis fases, sabe-se que este tipo de máquina elétrica é composta de dois grupos trifásicos defasados entre si. Este defasamento apresenta três valores de ângulo comumente encontrados na literatura que são  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $60^\circ$  (Hadiouche et al., 2000), (Marwa et al., 2012),(Marwa et al., 2013). A máquina de  $30^\circ$  é chamada assimétrica e a máquina de  $60^\circ$  é dita simétrica. Mais recentemente, a máquina de  $0^\circ$  foi nomeada dual-trifásica em (Munim et al., 2017). Neste contexto, a máquina mais utilizada é a assimétrica e sua escolha em detrimento da simétrica e da dual-trifásica foi feita devido à necessidade de eliminar a oscilação de sexta harmônica no conjugado (Levi et al.,



2007). Essa oscilação estava presente nos conjugados gerados pelas máquinas dos outros dois tipos quando o inversor de seis pulsos era empregado e não se utilizava estratégias de Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*, em inglês, com sigla PWM). Adicionalmente, de acordo com (Nelson e Krause, 1974), que discutiu o acionamento de máquinas multifases através do inversor de seis pulsos, a oscilação de conjugado era reduzida em máquinas com número par de fases caso seus enrolamentos fossem distribuídos de forma assimétrica. Entretanto, atualmente, a utilização de estratégias PWM adequadas aliadas com frequências de chaveamento suficientemente altas leva a desempenhos praticamente iguais para todos os tipos de máquina (Levi et al., 2007; Munim et al., 2017).

Já no que diz respeito às máquinas de nove fases, elas também estão sendo utilizadas em várias aplicações como bombeamento de petróleo (Wu et al., 2008), elevadores de ultra-alta velocidade (Jung et al., 2012) e trens magnéticos (Kou et al., 2014). Similarmente às máquinas hexafásicas, as máquinas de nove fases podem ter seus enrolamentos distribuídos de forma simétrica, na qual o deslocamento entre os grupos trifásicos é de  $0^\circ$  ou  $40^\circ$ , ou assimétrica, na qual o deslocamento é de  $20^\circ$  (Muqorobin et al., 2016). Segundo (Nelson e Krause, 1974), no caso do uso do inversor de seis pulsos (sem utilização de técnicas PWM), as máquinas com número ímpar de fases tem menor oscilação do conjugado quando são do tipo simétrica. Isso justifica o elevado número de estudos relacionados a este tipo máquina (Liu et al., 2016; Jung et al., 2012; Umesh e Sivakumar, 2016a; Ruba e Fodorean, 2012; Al-Adsani e Schofield, 2009).

Assim, da mesma forma que acontece para máquinas de seis fases, o uso de máquinas de nove fases está sempre associado a conversores estáticos de potência para realização do controle da máquina.

### 1.1.2 Conversores para acionamento

Nota-se, portanto, que o desenvolvimento das máquinas multifases deu-se em conjunto com o desenvolvimento de conversores para seu acionamento. Esses conversores de potência são responsáveis pelo controle da potência fornecida à máquina, no caso de motores, ou pela máquina, no caso de geradores. Esse controle é feito ajustando geralmente velocidade de rotação do eixo e as correntes nos seus enrolamentos. Na maioria das aplicações,

máquinas multifases operam em condições em que seja necessário variar sua velocidade ou ajustá-la, sendo mandatário, portanto, o uso de conversores eletrônicos de potência (Levi, 2015). Esses conversores são compostos, em sua maioria, por chaves controladas IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*, em inglês). Elas são ditas controladas por ser possível determinar os instantes dos seus estados de condução e bloqueio através da aplicação de tensão em seu terminal de gatilho. Quando tensão estiver sendo aplicada neste terminal, o dispositivo deve conduzir.

Neste contexto, o uso de topologias de conversor do tipo multinível, com conversores ligados em cascata, permite aumentar o nível de tensão suportável pelo sistema de acionamento quando comparado com o conversor de dois níveis, já que a tensão vai ser dividida entre mais chaves ou conversores. Além disso, as grandes vantagens do uso de conversores multinível frente aos conversores de dois níveis são: 1) melhoria das tensões geradas com redução da frequência de chaveamento, 2) baixa interferência eletromagnética, 3) menor estresse nos dispositivos semicondutores, 3) menor  $dv/dt$ , 4) menor tensão de modo comum, 5) maior eficiência e 6) em alguns casos, possível tolerância a falta (Rajeevan et al., 2013),(Rodriguez et al., 2009).

É dito que um conversor é multinível quando ele é composto por um conjunto de dispositivos semicondutores e barramentos CC conectados adequadamente, gerando uma tensão com mais de dois níveis com fase, amplitude e frequência controláveis (Rodriguez et al., 2009). Segundo (Kouro et al., 2010), o conceito de conversores multinível surgiu na década de 1960, quando cientistas americanos criaram e patentearam o primeiro conversor com duas pontes H conectadas em série (ou em cascata) (*Cascaded H – bridge*, em inglês, com sigla CHB). Posteriormente, na década de 1980, a primeira aplicação desse tipo de conversor foi relatada em (Marchesoni, Mazzucchelli e Tenconi, 1988) e sua primeira aplicação industrial foi na década de 1990 (Hammond, 1995), (Hammond, 1997).

Também surgiu na década de 1960 o conceito de conversor com capacitor flutuante (*Flying capacitor*, em inglês, com sigla FC) para geração de tensão com mais de dois níveis, através de uma patente americana. Já o conceito do conversor com neutro grampeado (*Neutral Point Clamped*, em inglês, com sigla NPC) surgiu na década de 1980 em (Nabae et al., 1981). O NPC é considerado o primeiro conversor multinível para aplicações em média tensão (Kouro et al., 2010).

Dessa forma, os conversores multinível CHB, FC e NPC são considerados atualmente como clássicos ou tradicionais para aplicações em alta potência/média tensão (1 MW-50 MW/ 2,3 kV-6,6 kV) (Kouro et al., 2010). Dentre estes, os mais utilizados na indústria são o NPC de três níveis (3L-NPC) e o CHB. O NPC apresenta como grande vantagem o uso de um número menor de capacitores frente aos outros tipos de conversor multinível. Já suas desvantagens são mais evidentes quando do seu uso para geração de tensões com mais de três níveis, havendo elevadas perdas por condução devido ao elevado número de diodos de grampeamento. Além disso, o balanceamento da tensão nos capacitores se torna bastante complicado. Assim, na indústria, o NPC ficou mais restrito a aplicações com três níveis.

Por outro lado, o CHB é bastante adequado para aplicações em alta potência, já que sua estrutura modular permite uma operação com tensões elevadas utilizando chaves de baixa tensão. A principal desvantagem deste conversor, especialmente com uso de múltiplas células em cascata, é a necessidade de um número elevado de fontes CC isoladas. Essas fontes podem ser obtidas a partir da rede elétrica trifásica através de conversores CA-CC e transformadores de deslocamento de fase, mais caros e volumosos que o transformador padrão utilizado no conversor NPC (Kouro et al., 2010).

As topologias NPC, CHB e FC, entretanto, somente podem ser utilizadas para acionamento de uma máquina elétrica com seus enrolamentos ligados a um neutro comum (ou mais de um neutro no caso da máquina de seis ou nove fases, por exemplo). Mas há uma outra maneira de se obter tensões multiníveis. Ela consiste em deixar todos os terminais da máquina abertos e conectar cada lado dos enrolamentos em um conversor diferente, numa configuração com os terminais abertos (*Open – end windings*, em inglês, com sigla OEW), sendo essa configuração chamada de dual. Essa estrutura foi discutida primeiramente na década de 1990 em (Stemmler e Guggenbach, 1993) e gera três níveis de tensão. Assumindo que ambos os conversores utilizados nesta configuração são de dois níveis, o número de chaves é igual àquele dos conversores de três níveis clássicos. Porém, comparado ao NPC e ao FC, reduz o número de componentes do sistema já que os diodos ou capacitores adicionais não são necessários. Além disso, o problema de balanceamento dos capacitores também não aparece no caso dos conversores duais de dois níveis (Levi et al., 2012). Também, eles são mais simples de se construir, já que eles são feitos de dois conversores de dois níveis convencionais, facilmente encontrados no comércio (Corzine et al., 1999).

O uso de conversores duais no acionamento de máquinas elétricas traz algumas vantagens frente às outras estruturas. Uma delas seria a tolerância à falha, já que o conversor com defeito poderia ser desligado do sistema e a máquina poderia ser alimentada com o conversor saudável restante. Além disso, esse conversor pode fazer uso de um ou dois barramentos CC, sendo que neste último caso o controle da divisão de potência entre os dois conversores pode ser realizado (Levi, 2015).

O emprego de tensões iguais para os dois barramentos CC dos conversores duais produz tensões com três níveis. Entretanto, sabe-se que valores diferentes para as tensões dos barramentos CC também podem ser utilizados, aumentando ainda mais o número de níveis gerados. Assim, com uma combinação 2:1 das tensões nos barramentos CC (ou seja, um barramento CC com tensão duas vezes maior que a tensão do outro), são geradas tensões multiníveis com quatro níveis. Dessa forma, com mesmo número de dispositivos semicondutores controláveis dos conversores de três níveis convencionais, consegue-se obter um nível a mais. Essa configuração de tensões nos barramentos foi primeiramente abordada em 1999 em (Corzine et al., 1999).

Para o caso de geradores trifásicos, o conversor dual também pode ser utilizado. Considerando que o conversor dual pode ser unidirecional neste caso, já que a máquina elétrica sempre estará fornecendo energia para o sistema, algumas chaves controláveis podem ser substituídas por diodos, reduzindo custos e a complexidade dos circuitos de disparo. Esse tipo de abordagem foi feita em 2010 em (Wang et al., 2010) e 2013 em (Jacobina et al., 2013b), (Zhou e Nian, 2013), (Panda e Lipo, 2013a).

O conversor dual para máquinas multifases também já foi abordado na literatura principalmente para máquinas de cinco (Bodo et al., 2012), (Darijevic et al., 2015), (Jacobina et al., 2013a), e seis fases (Mohapatra et al., 2002), (Grandi et al., 2010).

### 1.1.3 Tolerância a falhas

No que diz respeito a tolerância a falhas, sabe-se que as máquinas multifases são inerentemente melhores que as máquinas de três fases por apresentarem um maior número de graus de liberdade. Ou seja, mesmo com a perda de algumas de suas fases, a máquina é capaz de funcionar e apresentar desempenho satisfatório para determinadas aplicações. A

tolerância a falhas consiste em manter o desempenho pós-falta igual ou semelhante àquele pré-falta, o que significa que o fluxo senoidal de entreferro responsável pelo funcionamento pleno da máquina seja mantido. Isso assegura, por sua vez, baixa oscilação do conjugado eletromagnético produzido pela máquina. Sabe-se que operação com elevada oscilação no conjugado pode ocasionar vibrações capazes de danificar seriamente o eixo da máquina e a carga a ele acoplada (Barrero e Duran, 2016; Pavan Kumar Hari e Narayanan, 2016). Portanto, a característica de tolerância a falhas é crucial para aplicações que requerem alto grau de confiabilidade, como aplicações aeroespaciais e navais (Tani et al., 2012; Barrero e Duran, 2016).

Conforme discutido para o sistema acionamento trifásico em (Welchko et al., 2004), mas que pode ser estendido para os acionamentos multifases, as falhas em sistemas de acionamento podem ser decorridos de (i) curto-circuito em uma das chaves do braço do conversor, (ii) curto-circuito de todo o braço do conversor, (iii) circuito aberto em uma das chaves do braço do conversor e (iv) circuito aberto na fase da máquina. Este último tipo de falha, por sua vez, pode ser decorrente do rompimento do enrolamento de fase, conexão fraca entre o conversor e a máquina, falhas nas chaves semicondutoras ou no seu circuito de gatilho, que são subsequentemente convertidos em circuito aberto na fase pela ação do sistema de proteção através de fusíveis ou disjuntores (Munim et al., 2017).

Para se mitigar os efeitos da falta, pode-se realizar a reconfiguração do sistema, geralmente utilizando dispositivos adicionais como triodos de corrente alternada (*Triode for Alternating Current*, em inglês, com sigla TRIAC), de forma a realizar novas conexões que forneçam ao sistema características de tolerância a falha. Isso é comumente feito em sistemas de acionamento trifásico, nos quais conecta-se o neutro do motor no centro do barramento CC ou a um braço por meio de um TRIAC. Na ocorrência de uma falta de circuito aberto em uma das fases, o TRIAC é acionado, formando-se um caminho para a corrente de sequência zero, de forma a garantir que o sistema continue a funcionar com fluxo senoidal (Welchko et al., 2004; Beltrao de Rossiter Correa et al., 2001).

Essa abordagem também foi utilizada em um sistema de acionamento hexafásico em (Miranda, 2007). Nesse caso, utiliza-se um inversor de seis braços de dois níveis. Os braços são ligados, dois a dois, por meio de TRIACs, conforme ilustrado na figura 1.1. Assim, em condições normais, duas a duas, as fases 1 e 2, 3 e 4, 5 e 6 da máquina estão separadas

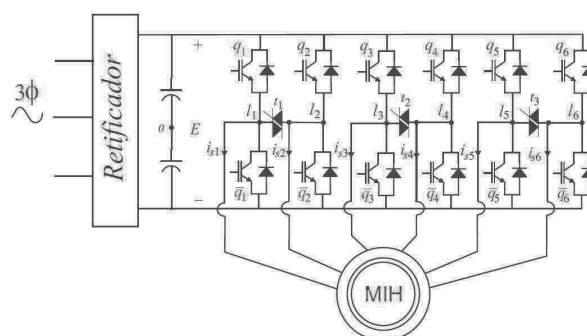


Figura 1.1: Sistema de acionamento hexafásico com reconfiguração (Miranda, 2007).

eletricamente. Mas, no caso em que uma das fases sofra uma falta de circuito aberto por falha do braço ao qual ela está conectada, o respectivo TRIAC é disparado e esta fase é conectada a um braço saudável, juntamente com outra fase que já estava conectada a ele anteriormente. Além disso, os autores desenvolveram uma estratégia de controle de modo a garantir desempenho pós-falta otimizado em regime permanente.

Outra maneira de se mitigar o efeito de faltas em um sistema de acionamento consiste em ajustar as estratégias de controle e PWM para que as novas referências de corrente e tensão do sistema sejam capazes de garantir fluxo senoidal pós-falta. Esse tipo de abordagem é bastante comum em sistemas de acionamento multifases e foram estudados para sistemas de seis fases (Kianinezhad et al., 2008; Che et al., 2014; Tani et al., 2012; Munim et al., 2017).

Como dito anteriormente, em se tratando de sistemas multifases, o desenvolvimento de produtos industriais têm se restringido mais aos sistemas com múltiplos enrolamentos trifásicos. Devido a esse fato, a máquina pode ser configurada com um ou múltiplos neutros (Che et al., 2014). Então, no caso da máquina de seis fases, pode ser utilizado um ou dois neutros. O uso de dois neutros evita a circulação de correntes de sequência zero entre os grupos trifásicos da máquina, bem como permite o uso de quatro controladores de corrente (caso seja realizado controle em malha fechada), já que quatro correntes são independentes e as últimas duas são obtidas a partir das quatro primeiras. Além disso, essa configuração permite um melhor uso da tensão do barramento CC. Por outro lado, embora o uso de somente um neutro permita a circulação de correntes de sequência zero em operação saudável (o que é uma desvantagem), esta configuração tem sido mais explorada em estudos de tolerância a falhas pois apresenta cinco graus de liberdade, contra quatro da configuração com dois

neutros.

## 1.2 Motivação e objetivos do trabalho

O objetivo deste trabalho é propor novas topologias de conversores para acionamento de máquinas de seis e nove fases a partir de topologias convencionais, como as topologias de dois níveis, dual, NPC e pontes H. Além disso, utilizar as vantagens das topologias multinível semi-controladas trifásicas estudadas na literatura para elaboração de topologias semi-controladas para acionamento de máquinas de seis e nove fases. Com isso, é possível diminuir os custos e a complexidade do sistema. O intuito é manter a geração de tensões multiníveis e correntes senoidais, com menor nível possível de distorção harmônica. Além disso, busca-se uma alta eficiência do sistema de conversão, procurando através da estratégia PWM reduzir principalmente as perdas por chaveamento.

Adicionalmente, para a maior parte das topologias deste trabalho, também foi analisada a oscilação do conjugado eletromagnético produzido pela máquina elétrica. Assim, tem-se como objetivo, sempre que possível, a redução desta oscilação.

Também tem-se como objetivo o estudo de tolerância a falhas para sistemas hexafásicos. São desenvolvidas estratégias de compensação no caso de faltas de circuito aberto nas fases da máquina.

## 1.3 Revisão bibliográfica

### 1.3.1 Máquinas multifases

Sabe-se que o modelo matemático obtido com base nas equações primitivas da máquina se torna demasiadamente complexo, trazendo consigo, entre outros problemas, indutâncias que variam dependendo da posição do rotor. A literatura apresenta vários métodos para que seja realizada a simplificação deste modelo, sendo um deles o método da Decomposição Vetorial, discutido em (Nelson e Krause, 1974; Hadiouche et al., 2000) para um deslocamento  $\alpha$  qualquer entre os enrolamentos trifásicos de uma máquina de seis fases, conforme ilustrado na figura 1.2. Através deste método, as grandezas das seis fases são transformadas para três outros domínios de planos mutuamente ortogonais de duas dimensões cada por meio da

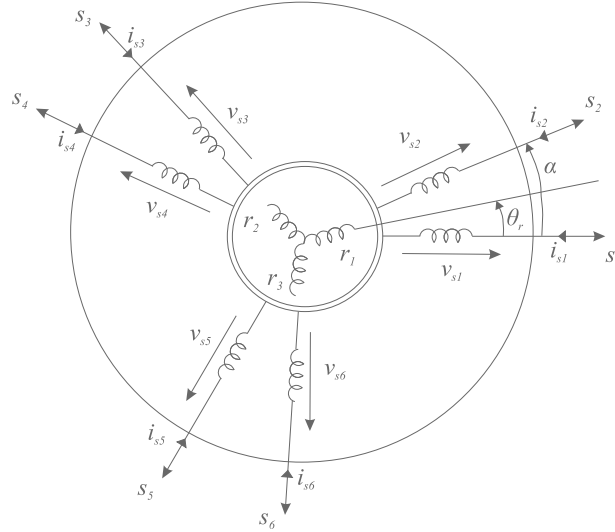


Figura 1.2: Representação da máquina de indução hexafásica.

transformada de Clark. Seguindo a nomenclatura encontrada em (Miranda, 2007), os planos são chamados  $dq$ ,  $xy$  e  $oo'$ .

Através do modelo descrito em (Hadiouche et al., 2000), é possível notar que as componentes  $dq$  das correntes estatóricas e rotóricas são as responsáveis pela geração do conjugado eletromagnético da máquina. Já as componentes  $xy$  não contribuem de forma positiva para o funcionamento da máquina. Essas componentes deixam de ser nulas quando da utilização de conversores devido à presença de harmônicas nas tensões geradas. Assim, as amplitudes das correntes referentes a essas componentes podem ser potencialmente altas já que elas são limitadas somente pela indutância de dispersão, que é geralmente pequena em máquinas de corrente alternada. Isso pode causar distorções nas correntes estatóricas e aumento de perdas por efeito joule nos enrolamentos. É interessante, portanto, que essas componentes apresentem as menores amplitudes possíveis (Levi et al., 2007)(Hadiouche et al., 2000).

No que diz respeito às componentes  $oo'$ , quando a máquina é configurada com dois neutros isolados, correntes de sequência zero relacionadas a essas componentes não podem fluir. Nesse caso, essas componentes podem ser desconsideradas. Entretanto, quando a máquina é conectada com um só neutro isolado, essas componentes devem ser levadas em conta e fluxo de corrente de sequência zero é possível (Jones et al., 2013).

Em (Lipo, 1995; Hadiouche et al., 2000), é discutida também a realização do PWM vetorial para máquinas de indução hexafásicas com dois neutros isolados, conforme ilustrado



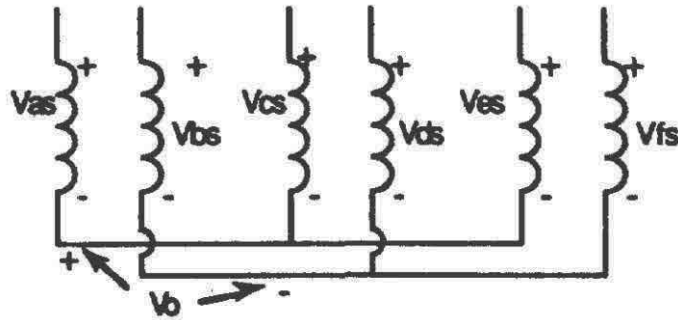


Figura 1.3: Dois enrolamentos trifásicos com neutros isolados (Lipo, 1995).

na figura 1.3. O inversor utilizado é o convencional de dois níveis. Em (Hadiouche et al., 2000) o PWM vetorial é estudado para o ângulo de deslocamento  $\alpha$  assumindo os valores de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $60^\circ$ . Como o conversor de dois níveis é composto de 6 braços, o número de vetores de tensão que podem ser gerados por esta topologia é de  $2^6 = 64$ . O PWM vetorial é realizado com base nos vetores nos planos ortogonais  $dq$ ,  $xy$  e  $oo'$ . Dessa forma, os 64 vetores de tensão são, a princípio, decompostos nos três planos. Entretanto, o plano  $oo'$  pode de antemão ser desconsiderado pelo fato dos grupos trifásicos estarem ligados em Y com dois neutros isolados, não havendo a possibilidade de circulação de componentes de sequência zero. Em (Miranda, 2007), foram ilustrados os diagramas vetoriais com os 64 vetores nos planos  $dq$  e  $xy$  para  $\alpha = 0^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $60^\circ$ , conforme mostrado na figura 1.4. Assim, o objetivo da estratégia PWM vetorial discutida em (Hadiouche et al., 2000; Miranda, 2007) é gerar tensões  $dq$  elevadas com tensões  $xy$  mínimas. A escolha dos vetores e seus tempos de aplicação devem ser determinados de modo a satisfazer essas duas condições. Os espaços vetoriais contendo somente os vetores utilizados para geração do vetor de referência para os planos  $dq$  e  $xy$  para  $\alpha = 0^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $60^\circ$  estão ilustrados na figura 1.5. Como foi considerado que as tensões a serem geradas apresentam amplitudes elevadas, ou seja, o índice de modulação em amplitude das tensões de referência em relação ao valor de tensão no barramento CC é próximo de 1 (um), os vetores utilizados foram somente aqueles de maior magnitude contidos no plano.

Para este caso, portanto, os espaços vetoriais para  $\alpha$  assumindo os valores  $0^\circ$  e  $60^\circ$  têm suas componentes  $xy$  nulas. Ou seja, para estes ângulos, as componentes  $xy$  são instataneamente nulas. Já para o valor de  $30^\circ$ , os vetores  $xy$  utilizados não são nulos. Nesse caso, a escolha dos vetores no plano  $dq$  bem como o cálculo dos tempos deve garantir média nula das componentes  $xy$  a cada período de amostragem, o que torna a estratégia mais complicada

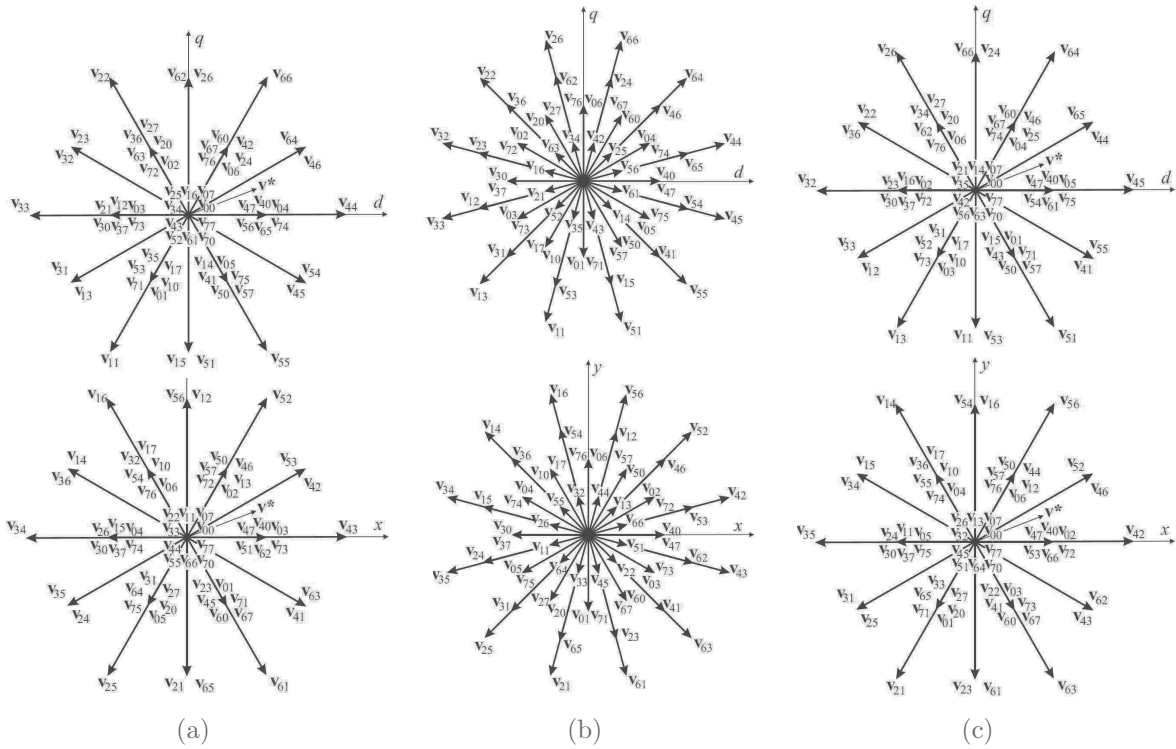


Figura 1.4: Espaço vetorial com todos os vetores - inversor de dois níveis para acionamento de máquina de seis fases. (Miranda, 2007). (a)  $\alpha = 0^\circ$ . (b)  $\alpha = 30^\circ$ . (c)  $\alpha = 60^\circ$ .

que para os ângulos  $0^\circ$  e  $60^\circ$ . Entretanto, mesmo fazendo a média das componentes  $xy$  ser nula, não é possível evitar a presença de componentes harmônicas nas correntes estáticas, o que leva a distorção e elevada oscilação, como ilustrado na figura 1.6.

A respeito do modelo matemático da máquina de nove fases, ele foi descrito em (Rockhill e Lipo, 2009) seguindo o princípio da decomposição vetorial. Neste caso, as grandezas das nove fases da máquina são transformadas e projetadas em quatro planos ortogonais e independentes e uma componente homopolar. Seguindo a nomenclatura de (da Silva Macena, 2013), os planos são chamados  $dq$ ,  $uv$ ,  $xy$  e  $zw$  e a componente homopolar é chamada  $o$ . A componente homopolar  $o$  só deixa de ser nula quando há algum desbalanceamento entre as fases da máquina e quando todas as fases estão ligadas a um só neutro, fazendo com que haja um caminho para a corrente de sequência zero. Por outro lado, fazendo com que cada grupo trifásico da máquina esteja ligado a um neutro isolado (totalizando três neutros isolados), não há um caminho para esta corrente e a componente  $o$  é sempre nula.

A exemplo do caso hexafásico, a estratégia SV-PWM é bastante utilizada para a determinação dos instantes de gatilho dos inversores utilizados no acionamento das máquinas de

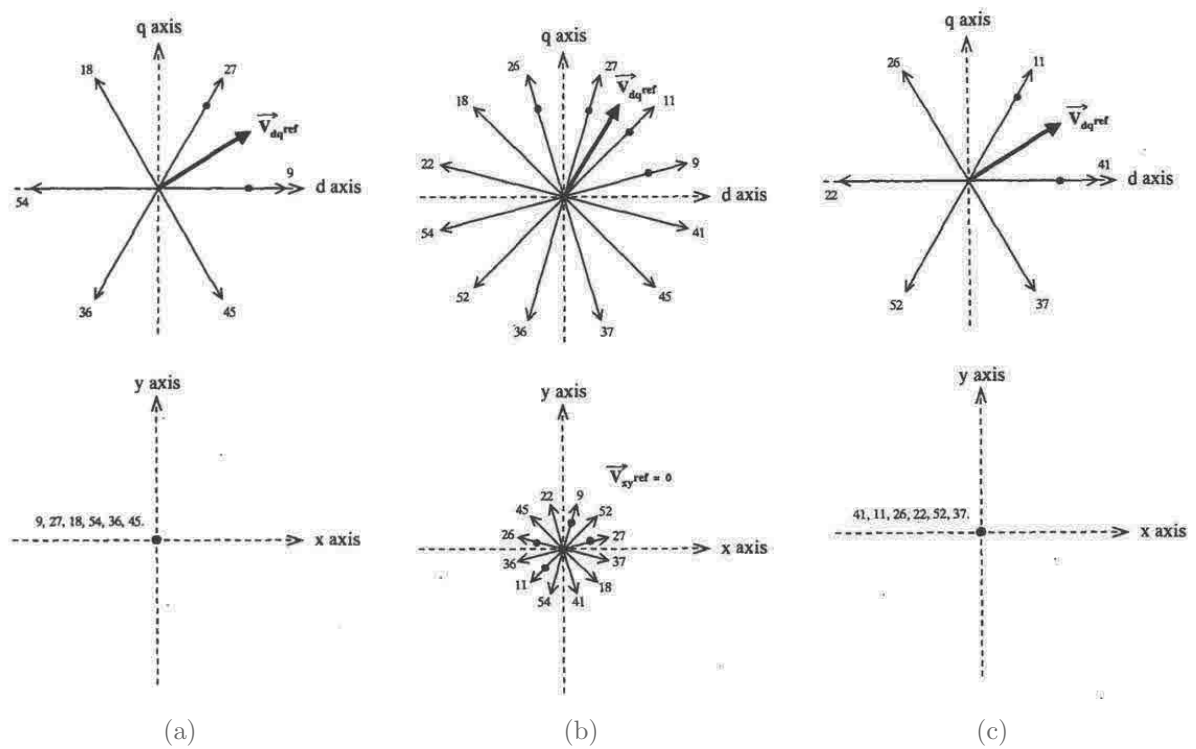
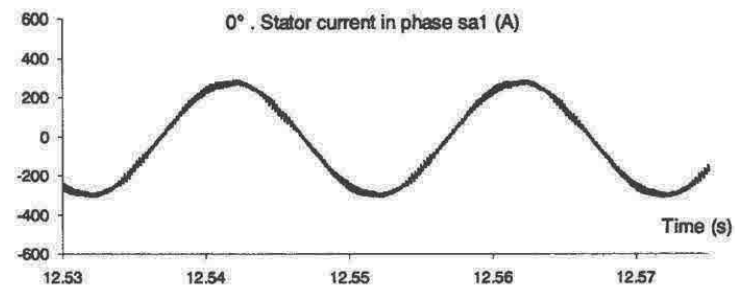
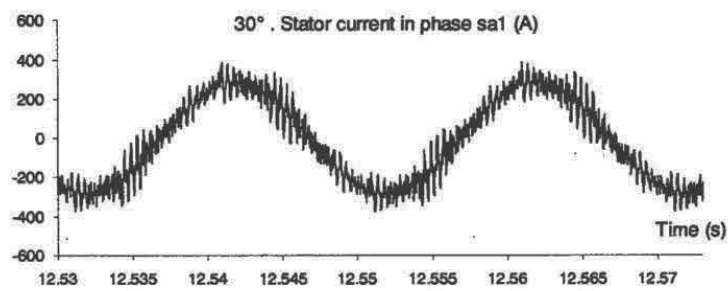


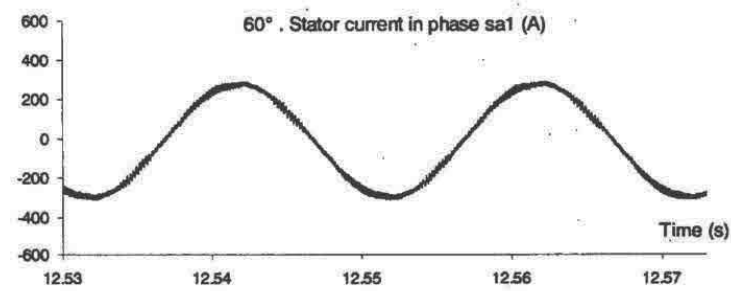
Figura 1.5: Espaço vetorial com os vetores utilizados - inversor de dois níveis para acionamento de máquina de seis fases (Hadiouche et al., 2000). (a)  $\alpha = 0^\circ$ . (b)  $\alpha = 30^\circ$ . (c)  $\alpha = 60^\circ$ .



(a)



(b)



(c)

Figura 1.6: Forma de onda das correntes estatóricas para máquina de seis fases (Hadiouche et al., 2000). (a)  $\alpha = 0^\circ$ . (b)  $\alpha = 30^\circ$ . (c)  $\alpha = 60^\circ$ .

nove fases para os casos de um só neutro isolado (Dujic et al., 2007a; Grandi et al., 2007a) ou três neutros isolados (Grandi et al., 2007b). Para o caso de um neutro isolado e ângulo entre os enrolamentos trifásicos de  $40^\circ$ , os vetores que o inversor de nove braços pode gerar nos quatro planos ortogonais são ilustrados na figura 1.7, conforme mostrado em (Grandi et al., 2007a). O plano  $d_1q_1$  de (Grandi et al., 2007a) corresponde ao plano  $dq$  definido anteriormente, o plano  $d_2q_2$  corresponde ao plano  $uv$ , o plano  $d_3q_3$  ao plano  $zw$  e, por fim, o plano  $d_4q_4$  corresponde ao plano  $xy$ . Similarmente ao caso hexafásico, por meio dos vetores no plano  $dq$ , deve-se gerar tensões médias senoidais e as tensões médias geradas a cada período de amostragem nos outros planos devem ser nulas. Dessa forma, considerando que o vetor de referência a ser gerado se encontra no setor S1 do plano  $dq$ , os vetores a serem selecionados de modo a realizar-se a estratégia de maneira correta estão ilustrados na figura 1.8. As referências  $\bar{v}_{2\ ref}$ ,  $\bar{v}_{3\ ref}$  e  $\bar{v}_{4\ ref}$  são nulas. Naturalmente, faz parte da estratégia SV-PWM, além de se determinar quais vetores devem ser utilizados, o cálculo dos tempos de aplicação desses vetores, conforme descrito em (Grandi et al., 2007a).

Para o caso de três neutros isolados, conforme discutido em (Grandi et al., 2007b), somente os planos vetoriais  $dq$ ,  $uv$  e  $xy$  são considerados. Neste caso, as componentes  $zw$  de corrente são sempre nulas, permitindo, portanto, que este plano seja desconsiderado na determinação dos vetores utilizados e no cálculo dos tempos de aplicação.

### 1.3.2 Conversores para acionamento

No que diz respeito a conversores duais, em (Corzine et al., 1999), uma análise detalhada é realizada comparando-se o desempenho de um inversor NPC de três níveis (3L-NPC) com o inversor dual com tensões iguais nos barramentos CC (que também gera tensões com três níveis). Também são comparados o inversor NPC de quatro níveis com o inversor dual com tensões obedecendo a relação 2:1 nos barramentos CC (que também gera tensões com quatro níveis). As topologias estão ilustradas na figura 1.9. No estudo, é realizado o acionamento de um motor de indução trifásico. Por meio da estratégia PWM vetorial (SV-PWM), são determinados os instantes de chaveamento das chaves IGBT. Através de resultados experimentais, é mostrado que as formas de onda das tensões geradas pelo inversor 3L-NPC e o inversor dual com valores iguais de tensão nos barramentos CC são idênticas, apresentando o mesmo valor de THD. O mesmo acontece com o inversor NPC de quatro

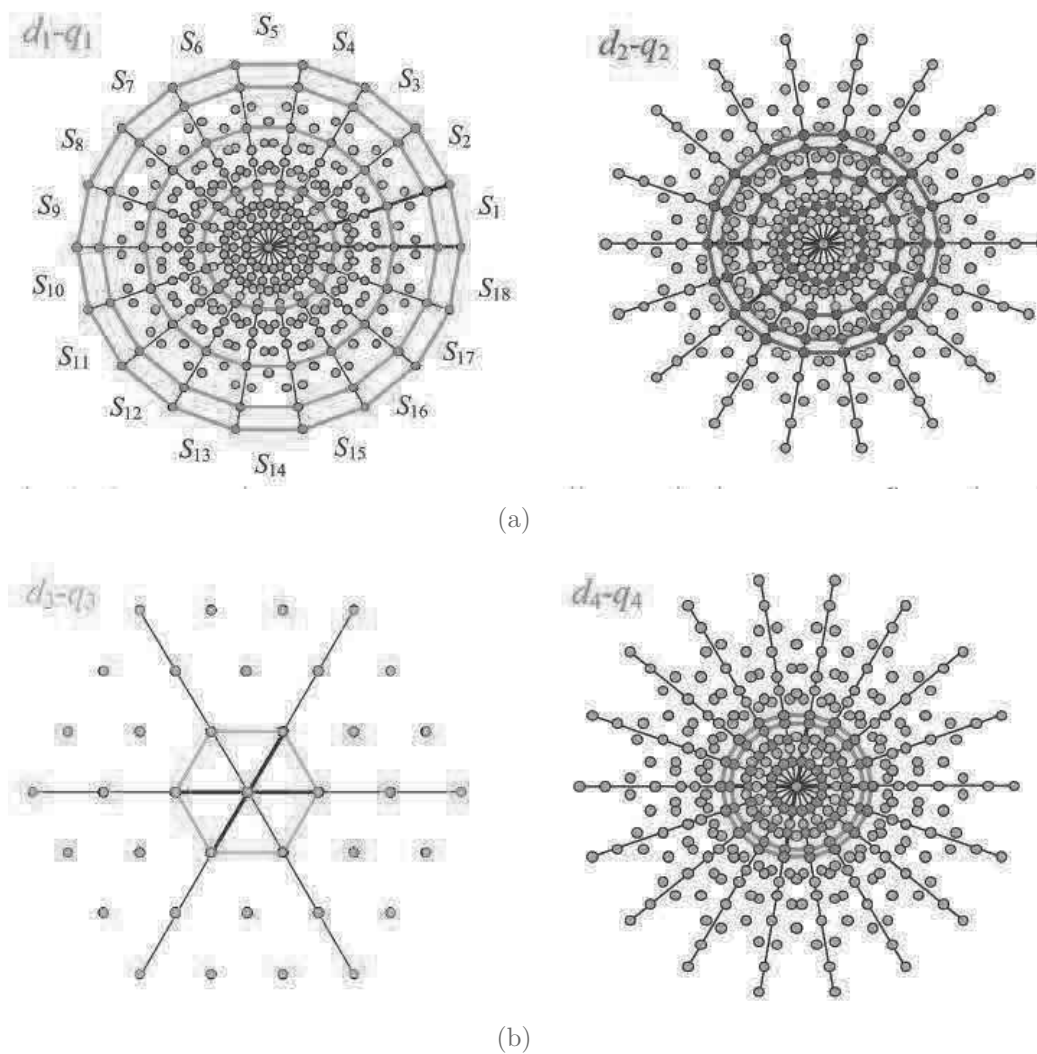


Figura 1.7: Espaço vetorial para deslocamento entre grupos de  $40^\circ$ - inverter de dois níveis para acionamento de máquina de nove fases (Grandi et al., 2007a). (a)  $dq$  e  $uv$  (correspondem a  $d_1q_1$  e  $d_2q_2$ , respectivamente). (b)  $zw$  e  $xy$  (correspondem a  $d_3q_3$  e  $d_4q_4$ , respectivamente).

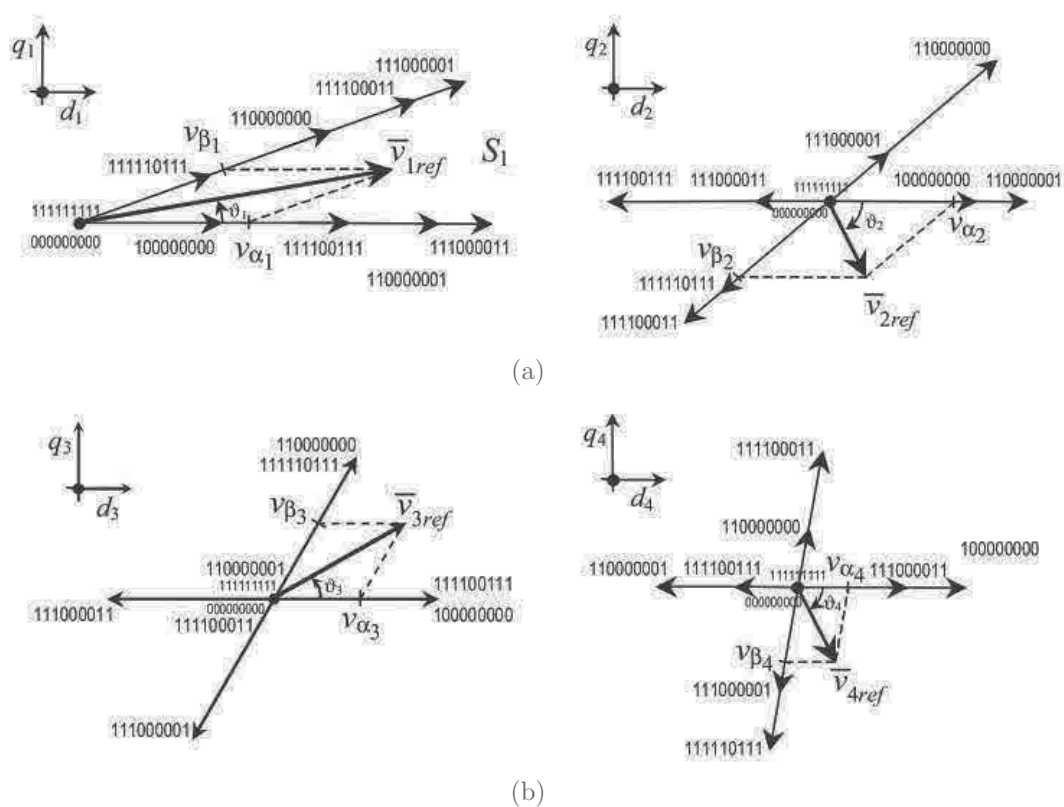


Figura 1.8: Vetores utilizados para deslocamento entre grupos de  $40^\circ$  - inversor de dois níveis para acionamento de máquina de nove fases (Grandi et al., 2007a). (a)  $dq$  e  $uv$  (correspondem a  $d_1q_1$  e  $d_2q_2$ , respectivamente). (b)  $zw$  e  $xy$  (correspondem a  $d_3q_3$  e  $d_4q_4$ , respectivamente).

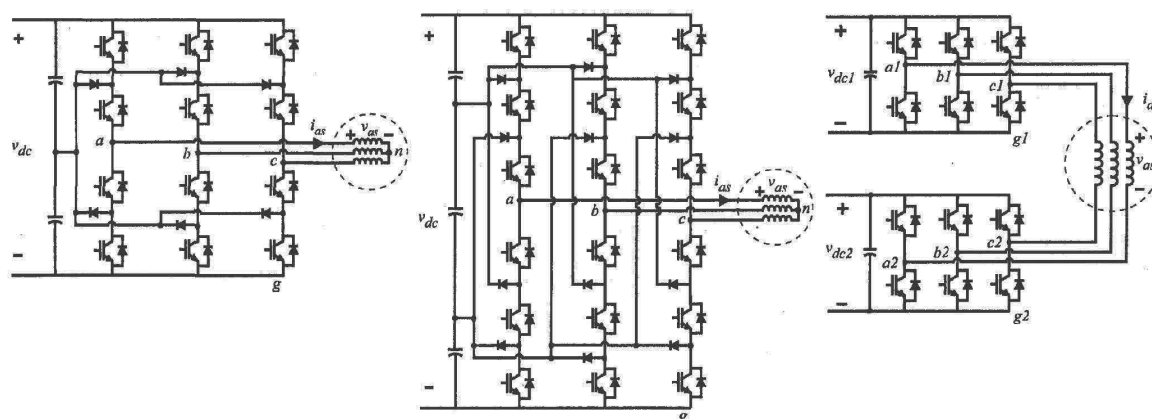


Figura 1.9: Topologias NPC de três níveis, NPC de quatro níveis e dual (Corzine et al., 1999).

níveis e o inversor dual com tensões nos barramentos CC com relação 2:1.

Entretanto, o inversor NPC de quatro níveis apresenta dezoito chaves, contra doze do inversor dual. Segundo o estudo, isso faz com que o inversor NPC de quatro níveis tenha maior custo e perdas por condução mais elevadas que o inversor dual.

Conversores duais para acionamentos de máquinas hexafásicas também foram estudados em (Patkar et al., 2012), (Grandi et al., 2010). Conforme (Patkar et al., 2012), é possível fazer uso de dois conversores de dois níveis com seis braços cada (e dois barramentos CC). Já como mostrado em (Grandi et al., 2010), é possível utilizar quatro conversores de dois níveis com três braços cada (e quatro barramentos CC) para acionamento de uma máquina de seis fases com seus terminais abertos. Entretanto, a primeira configuração (com dois barramentos CC) necessita de uma tensão maior nos seus barramentos para geração adequada das tensões estáticas, ocasionando um aumento na amplitude da tensão a qual as chaves são submetidas e, conseqüentemente, das perdas por chaveamento. Já a segunda configuração (com quatro barramentos CC) é interessante especialmente quando se utiliza bancos de baterias para alimentação dos conversores duais, aplicação na qual é importante que o estado de carga de todas as baterias seja o mesmo.

Na literatura há também estudos sobre topologias de conversores semi-controlados, nos quais parte das chaves IGBT são substituídas por diodos de modo a diminuir-se o custo do sistema e a complexidade do circuito de gatilho das chaves (Panda e Lipo, 2013a; Panda e Lipo, 2013b). Além disso, sabe-se que a maior parte das falhas que acontecem em conversores de potência estão relacionados aos dispositivos semicondutores, aos circuitos de gatilhos e ao



capacitores dos barramentos CC (Rodriguez et al., 2009). De fato, através de uma pesquisa em vários setores da indústria, foi constatado em (Bryant et al., 2011) que os circuitos de gatilho são a terceira causa mais frequente de falhas em conversores de potência, atrás dos dispositivos semicondutores e dos capacitores. Desse modo, fica evidente que o estudo de conversores semi-controlados é de grande interesse, já que eles, entre outras vantagens, simplificam o circuito de gatilho.

Sabe-se que a máquina elétrica pode ser utilizada como motor ou gerador. Quando a máquina recebe energia elétrica e a converte em trabalho (energia mecânica), tem-se um motor. Já quando ela recebe energia mecânica de alguma fonte primária (vento, água, etc.) e a converte em energia elétrica, tem-se um gerador. Com conversores compostos unicamente de dispositivos IGBT, a energia pode fluir em ambos os sentidos. Mas quando do uso de dispositivos de potência não-controlados do tipo diodo, a energia necessariamente flui da máquina para a rede elétrica ou para uma carga elétrica, e a máquina opera como gerador. Assim, vale salientar que conversores semi-controlados são unidirecionais em potência, operando somente como retificadores.

Assim, em (Panda e Lipo, 2013a), foi discutida uma topologia semi-controlada, na qual uma fonte trifásica é conectada com os terminais abertos. As fontes trifásicas utilizadas foram um transformador com seu enrolamento secundário ligado com os terminais abertos (ver figura 1.10(a)) e um gerador a ímã permanente (ver figura 1.10(b)). A estrutura ilustrada na figura 1.10 consiste em um conversor dual. Os braços deste conversor são compostos de um diodo e uma chave IGBT e utiliza-se um só barramento CC. Segundo os autores, o uso de um só barramento CC apresenta as vantagens de ter-se menor oscilação na tensão CC, redução do tamanho do sistema e menor número de componentes. Entretanto, a desvantagem é a existência de um caminho para a corrente de modo comum, o que faz necessário a utilização de alguma técnica para minimização deste problema. Para este fim, é elaborado um regulador de corrente de modo comum, com o objetivo de zerar a terceira harmônica, já que esta é a componente mais significativa na corrente de modo comum. O artigo discorre sobre a limitação do conversor no que diz respeito à sincronização das tensões geradas por ele e as correntes da fonte trifásica. Caso tensão e corrente em cada fase não estejam sincronizadas, há uma distorção na passagem por zero das correntes devido à impossibilidade da geração adequada da tensão.

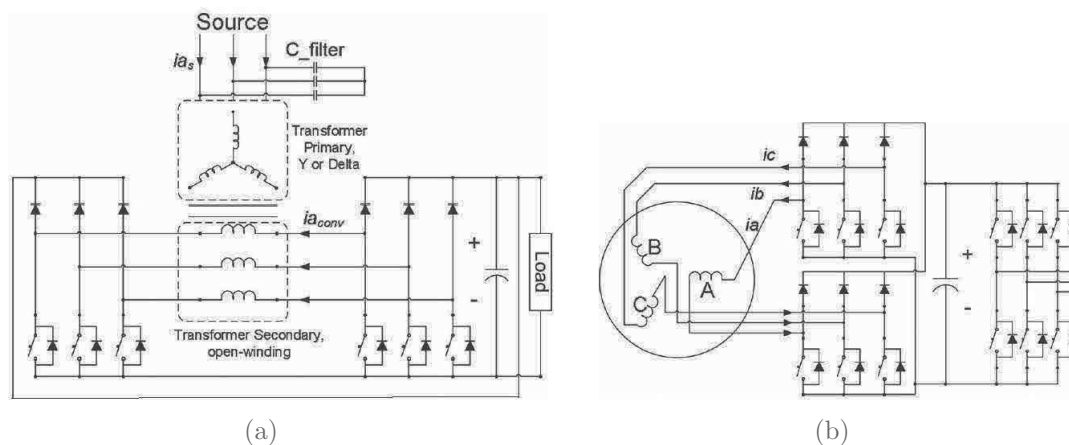


Figura 1.10: Topologia semi-controlada dual proposta em (Panda e Lipo, 2013).

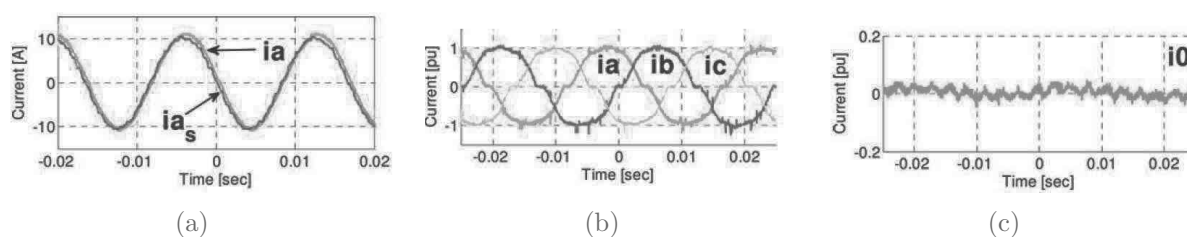


Figura 1.11: Resultados da topologia semi-controlada dual (Panda e Lipo, 2013).  
 (a) Tensão e corrente em uma fase do transformador. (b) Correntes no gerador a ímã permanente. (c) Corrente de modo comum quando utilizado o gerador.

Ainda no que se refere ao trabalho (Panda e Lipo, 2013a), os autores utilizam a estratégia SV-PWM, na qual os tempos de aplicação dos vetores foram determinados de modo que a tensão de modo comum tivesse média nula em cada período de amostragem e as correntes estivessem sincronizadas com as tensões. Além disso, outra dificuldade da estrutura é que nem todos os vetores estão disponíveis para ser aplicados porque o estado dos braços (nível 1 ou 0) depende das polaridades das correntes em cada um deles. A estratégia de modulação e controle foram testados experimentalmente para os dois tipos de fonte trifásica. Para o transformador, houve êxito em obter correntes senoidais, sem distorção na passagem por zero, conforme ilustrado na figura 1.11(a). Já para o motor, mesmo compensando o modo comum, ainda houve uma pequena distorção na passagem por zero da corrente, conforme pode ser constatado através das figuras 1.11(b) e 1.11(c). Esse problema foi atribuído pelos autores a um erro na estimação do método de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), erro este que pode ter sido ocasionado por perdas resistivas e saturação dos componentes magnéticos do sistema.

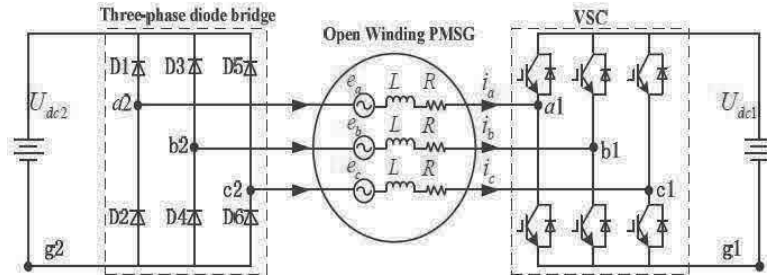


Figura 1.12: Topologia semi-controlada dual discutida em (Zhou e Nian, 2013) e (Jacobina et al, 2013b).

Em (Zhou e Nian, 2013) e (Jacobina et al., 2013b) também foi discutida uma estrutura dual semi-controlada para conexão com fonte trifásica com terminais abertos. A estrutura está ilustrada na figura 1.12. Ela é composta de dois conversores de três braços. Um dos conversores é composto unicamente por braços não-controlados e o outro conversor é composto unicamente de braços controlados. Nos dois artigos, a topologia utiliza dois barramentos CC isolados. Em (Zhou e Nian, 2013), é feito um estudo da distribuição de tensão entre os dois barramentos CC. As combinações testadas no artigo foram  $v_{DC1} : v_{DC2} = 0 : 1, 1/3 : 2/3, 1/2 : 1/2$  e  $2/3 : 1/3$ , onde  $v_{DC1}$  é a tensão no barramento CC do conversor controlado e  $v_{DC2}$  é a tensão no barramento CC do conversor não-controlado. Para cada combinação, são determinados quais vetores de tensão podem ser aplicados para geração adequada das tensões, baseando-se na estratégia SV-PWM. A fonte trifásica é um gerador a ímã permanente e a aplicação consiste em geração eólica. Dessa forma, é aplicado um algoritmo de MPPT, juntamente com um sistema de controle de corrente, para garantir operação com máxima potência para a velocidade de vento disponível, simulando-se o sistema completo para as combinações de tensão nos barramentos CC mencionadas. O trabalho concluiu que a melhor combinação em termos de THD de corrente é  $v_{DC1} : v_{DC2} = 1/2 : 1/2$ , ou seja, com tensões iguais nos dois barramentos CC e a tensão gerada pela topologia dual apresenta nove níveis.

Já em (Jacobina et al., 2013b), apesar de ter-se analisado a mesma estrutura, a abordagem é diferente. A estratégia PWM é baseada na comparação com portadora triangular. Assim, as tensões de polo de referência do conversor controlado são calculadas a partir do modelo matemático do conversor e comparadas a uma portadora de alta frequência para determinação dos estados das chaves. As tensões de polo do conversor não-controlado são determinadas pelas polaridades das correntes que por ele circulam. Além disso, foi feita

uma análise de distribuição de potência em dois cenários. O primeiro cenário consistiu em manter o índice de modulação em amplitude fixo e variar-se a combinação das tensões dos barramentos CC. O estudo concluiu que, quando as tensões nos barramentos CC são iguais, 55% da potência do sistema é processada pelo conversor não-controlado e os outros 45% são processados pelo conversor controlado. E quanto menor a tensão no barramento CC do conversor controlado, maior a porcentagem de potência processada pelo conversor não-controlado. O segundo cenário do estudo de distribuição de potência consistiu em fixar as tensões nos barramentos CC com valores iguais e variar o índice de modulação em amplitude. O estudo concluiu que quanto menor o índice de modulação, maior é a potência processada pelo conversor não-controlado.

Há também na literatura o estudo de topologias híbridas para acionamentos de máquinas hexafásicas. Elas são chamadas de híbridas porque um dos grupos trifásicos da máquina é alimentada por um tipo de conversor e o outro grupo trifásico é alimentado por outro tipo de conversor. Nesse sentido, duas estruturas de conversor CA-CC-CA foram estudadas em (Jacobina et al., 2014). Elas são ilustradas na figura 1.13. Note que os enrolamentos de um grupo da máquina são conectados a um conversor de dois níveis e que cada enrolamento do outro grupo é ligado, com seus terminais abertos, a uma ponte H, totalizando três pontes H. Já no lado da rede elétrica, tem-se cada braço de um conversor trifásico ligado em série com uma ponte H e com uma das fases da rede. A topologia da figura 1.13(a) é composta unicamente de IGBTs, sendo bidirecional em potência. Já a topologia da figura 1.13(b) tem suas pontes H ligadas à máquina elétrica compostas parcialmente de diodos, sendo, portanto, unidirecional em potência.

Como três fases da máquina são conectadas ao conversor T, percebe-se que este conversor deve processar o triplo da potência que os conversores 1, 2 e 3 processam individualmente, já que somente uma fase da máquina está ligada a cada um desses conversores. Logo, para que os barramentos CC mantenham suas tensões constantes, é necessário garantir que a potência de entrada em cada conversor seja igual a potência de saída. O que não é de fato trivial nestas estruturas no lado da rede elétrica. Foi discutida então uma estratégia, combinando PWM e controle, de forma a assegurar o balanço das tensões nos barramentos CC, mostrando a viabilidade das topologias.

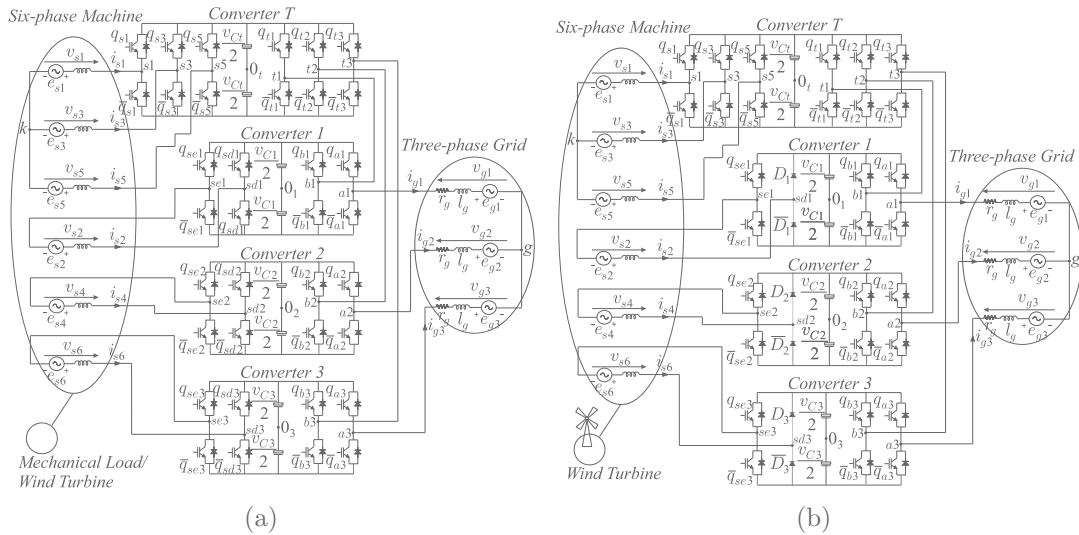


Figura 1.13: Topologias híbridas para acionamento de máquinas de seis fases. (a) Controlada. (b) Semi-controlada. (Jacobina et al., 2014).

### 1.3.3 Tolerância a falhas

Embora existam estudos de tolerância a falhas para os quatro tipos de falta mostrados na subseção 1.1.3, o tipo que mais tem chamado atenção nos últimos anos é a falta de circuito aberto na fase da máquina. Assim, essa revisão bibliográfica tratará somente deste tipo.

O primeiro estudo que analisou o desempenho pós-falta de sistemas multifases com tolerância a falha foi realizado em (Jen-Ren Fu e Lipo, 1994). Nesse caso, considerando a falta em uma fase e tomando como base o critério de mínimas perdas por efeito joule nos enrolamentos da máquina, foi proposto um algoritmo para definir as novas referências de corrente para sistemas de quatro, cinco, seis e sete fases. Todas as máquinas foram ligadas em estrela com somente um neutro. O estudo concluiu que, diferentemente da máquina trifásica, máquinas multifases não necessitam ter seus neutros conectados ao centro do barramento CC para apresentar fluxo senoidal e conjugado com baixa oscilação na operação pós-falta. Porém, as máquinas de quatro e seis fases apresentam menores correntes estatóricas caso essa conexão seja realizada.

Já em (Jacobina et al., 2004) foi estudado pela primeira vez o desempenho de um sistema de acionamento hexafásico submetido a falta em uma, duas ou três fases. A distribuição das bobinas da máquina era simétrica e dois neutros separados e isolados foram utilizados. Então, levando em conta o critério de menores perdas na máquina, foram propostos algoritmos para

determinar referências de tensão (para controle em malha aberta) ou corrente (para controle em malha fechada) de maneira a se obter um sistema tolerante a falha. Dessa forma, com controle em malha aberta ou malha fechada, mostrou-se que é possível garantir fluxo senoidal pós-falta utilizando os graus de liberdade que a máquina de seis fases fornece.

Em (Kianinezhad et al., 2008), um modelo matemático pós-falta foi elaborado para uma máquina simétrica de seis fases ligadas em estrela em um só neutro isolado na ocorrência de falta em uma, duas ou três fases. Uma estratégia de compensação da falta foi desenvolvida de modo que as novas correntes de referência não somente minimizavam as perdas na máquina mas também garantiam menor oscilação de conjugado na operação pós-falta.

Em (Che et al., 2014), o desempenho pós-falta de um sistema de acionamento hexafásico com uma máquina de indução assimétrica foi investigado. No estudo é realizada a compensação dos efeitos da falta em uma fase. São analisados os casos de conexão com um e dois neutros isolados. Duas estratégias de compensação em malha fechada são elaboradas. A primeira teve como critério a minimização das perdas na máquina. Já a segunda teve como objetivo a maximização do conjugado pós-falta. Nessas duas estratégias, as correntes estatóricas devem assumir no máximo a sua amplitude nominal de modo a garantir a integridade dos enrolamentos. Naturalmente o conjugado pós-falta se torna menor que o nominal devido a essa limitação. O artigo concluiu que as menores perdas são obtidas quando a estratégia de minimização de perdas é utilizada com a conexão com um neutro isolado. Com essa estratégia o conjugado atingido foi entre 45 e 50% do nominal. Também para o caso de um neutro isolado, a estratégia de maximização de torque consegue atingir até 66% do seu valor nominal. Já para o caso de dois neutros isolados, as estratégias de minimização de perdas e maximização de torque obtém conjugados de 50 e 53%, respectivamente. Além disso, as maiores perdas dentre todos os casos analisados são obtidas quando do uso da estratégia de maximização de conjugado com dois neutros isolados. Resumindo, o desempenho do sistema com um neutro isolado é melhor para as duas estratégias de compensação analisadas. Entretanto, caso seja necessário o uso de dois neutros, a estratégia de minimização de perdas é a mais indicada, já que a diferença dos conjugados obtidos para as duas estratégias é muito pequena e que o uso da estratégia de maximização de conjugado torna as perdas muito elevadas.

O estudo mais completo relacionado a faltas de abertura de fase em sistemas de acio-

namento hexafásicos foi realizado em (Munim et al., 2017). São analisados os cenários de ocorrência de faltas em uma, duas e três fases de um motor hexafásico para os ângulos  $0^\circ$  (chamada de dual-trifásica pelos autores do artigo),  $30^\circ$  (assimétrica) e  $60^\circ$  (simétrica) entre os dois grupos trifásicos da máquina. Além disso, foi mostrado que o desempenho pós-falta do sistema depende da defasagem entre as fases nas quais ocorrem as faltas. As análises foram feitas considerando o critério de maximização de conjugado. De maneira geral, foi concluído que, para o caso de falta em uma fase, a máquina simétrica com conexão com um neutro isolado é a melhor opção. Para o caso de falta em duas fases, a máquina assimétrica com dois neutros isolados apresenta o melhor desempenho. A máquina dual-trifásica com dois neutros isolados é indicada para alguns cenários bem específicos, nos quais tolerância a falha não é prioridade e fatores como simplicidade, melhor utilização da tensão do barramento CC e ausência de componentes homopolares são mais importantes. Já a configuração da máquina dual-trifásica com um neutro isolado não é uma boa alternativa em nenhum caso.

A literatura também traz estudos de faltas de circuito aberto em conversores duais em sistemas de acionamento hexafásicos (Grandi et al., 2011; Grandi et al., 2012a; Grandi et al., 2012b). Nestes trabalhos, o conversor dual utiliza quatro barramentos CC e quatro conversores de três braços. No caso da ocorrência de uma falha em um dos braços (ocasionando posterior falta de circuito aberto na fase), todo o conversor ao qual o braço defeituoso pertence é desconectado da máquina. Isso representa uma desvantagem porque nessa situação o sistema deve operar obrigatoriamente abaixo das condições nominais, considerando que as tensões nos barramentos CC permaneçam com os mesmos valores após a falta.

## 1.4 Contribuições do trabalho

No que diz respeito ao acionamento de máquinas de seis fases, a primeira contribuição é o estudo sobre o uso de topologias híbridas, nas quais os grupos trifásicos da máquina são conectados a conversores de tipos diferentes. É discutida a oscilação do conjugado eletromagnético produzido pela máquina utilizando essas topologias, bem como a discussão de um método para redução dessa oscilação. Este estudo está descrito no capítulo 2. As topologias híbridas estão ilustradas na figura 1.14.

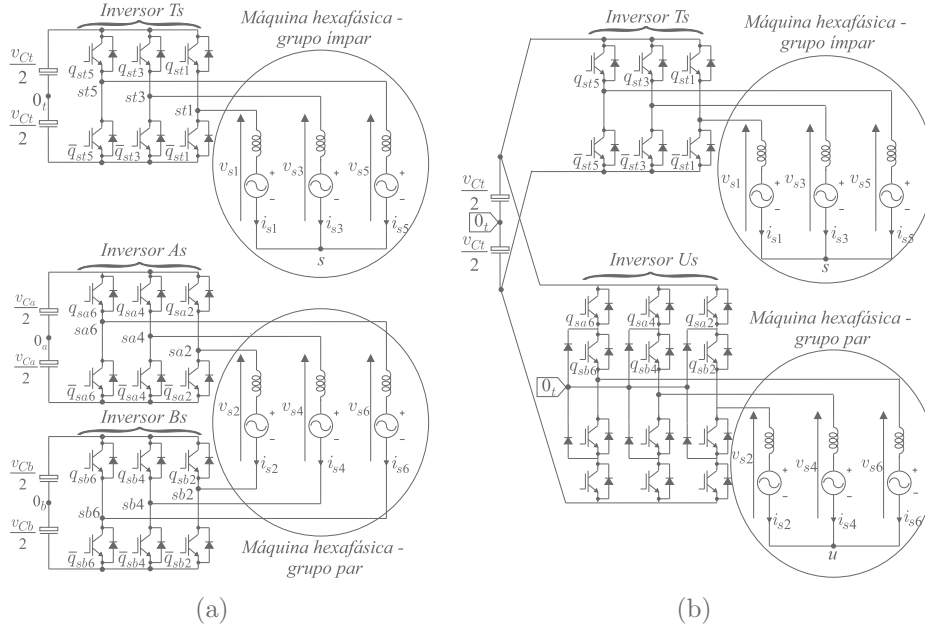


Figura 1.14: Topologias híbridas para acionamento de máquinas de seis fases estudadas no capítulo 2. (a) Híbrida 1. (b) Híbrida 2.

Além disso, a partir das topologias duais semi-controladas trifásicas discutidas em (Jacobina et al., 2013b), (Zhou e Nian, 2013), (Panda e Lipo, 2013a) e a partir das topologias duais para máquinas de seis fases discutidas em (Mohapatra et al., 2002), (Grandi et al., 2010), a segunda contribuição no acionamento de máquinas de seis fases é integração entre o uso dos conversores duais semi-controlados (presente em sistemas trifásicos) com máquinas de seis fases, aproveitando as vantagens da utilização de conversores multiníveis com redução do número de componentes controlados. Nesse sentido, duas topologias semi-controladas duais para o acionamento de máquinas de seis fases serão estudadas no capítulo 3 e elas estão ilustradas na figura 1.15.

Além disso, este trabalho traz contribuições no estudo de tolerância a falhas em três sistemas de acionamento hexafásico. O primeiro sistema é baseado no inversor dual hexafásico. Diferentemente do que foi feito em (Grandi et al., 2011; Grandi et al., 2012a; Grandi et al., 2012b), todos os braços e fases saudáveis são utilizados como parte da estratégia de compensação da falta, utilizando os graus de liberdade do sistema para torná-lo tolerante à falta. Para este sistema, foram estudados os casos de faltas em uma, duas e três fases. Esta discussão é realizada no capítulo 4.

Também no capítulo discute-se a tolerância a falha utilizando duas topologias híbridas.



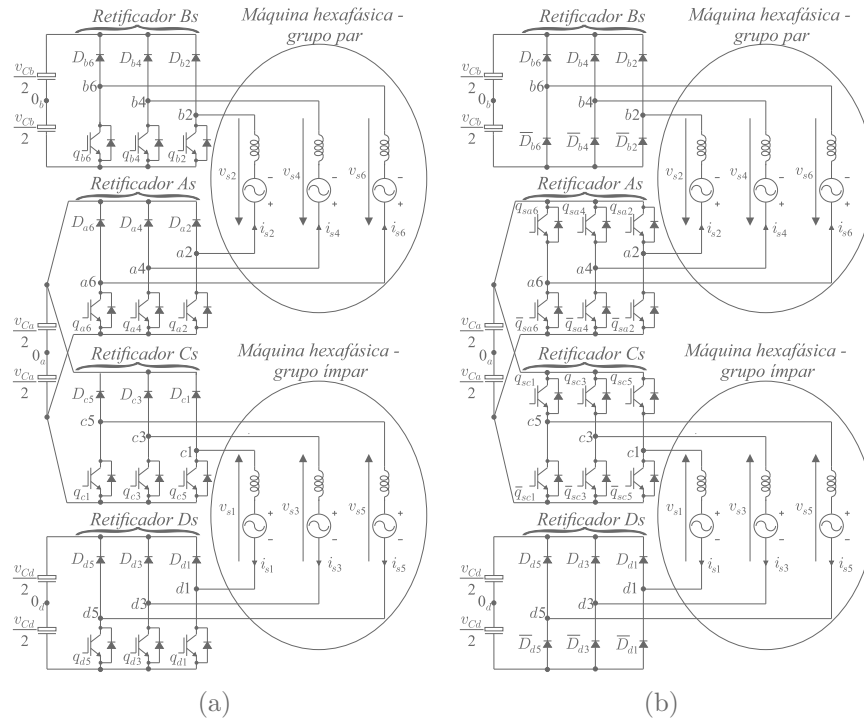


Figura 1.15: Topologias duais semi-controladas estudadas no capítulo 3. (a) Topologia 1. (b) Topologia 2.

A primeira é a topologia híbrida 1 do capítulo 2. Já a segunda é uma variação da primeira, na qual um grupo trifásico da máquina tem seu ponto neutro conectado ao conversor. São discutidas as estratégias de compensação da falta em ambos os sistemas para o caso da ocorrência de falta em uma fase. Esta segunda topologia foi denominada de híbrida 1 - NC, sendo NC a sigla para "Neutro Conectado". As topologias híbridas estudadas estão ilustradas na figura 1.16.

Já no que diz respeito ao acionamento de máquinas de nove fases, uma topologia de conversor CA-CC-CA ligado à rede elétrica é discutida. Ela possibilita a redução do nível de tensão das chaves IGBT do retificador (ligado à rede), bem como redução da distorção harmônica das tensões geradas pelo retificador frente ao conversor convencional de dois níveis. Essa topologia será estudada no capítulo 5 e é ilustrada na figura 1.17.

Também para acionamentos de máquinas de nove fases, são discutidas quatro topologias duais. Elas também seguem no sentido da redução do número de dispositivos controlados. Para isso, utiliza-se tanto do compartilhamento de um conversor entre os enrolamentos da máquina quanto da substituição de chaves IGBT por diodos. As estruturas propostas serão discutidas no capítulo 6 e estão ilustradas na figura 1.18.

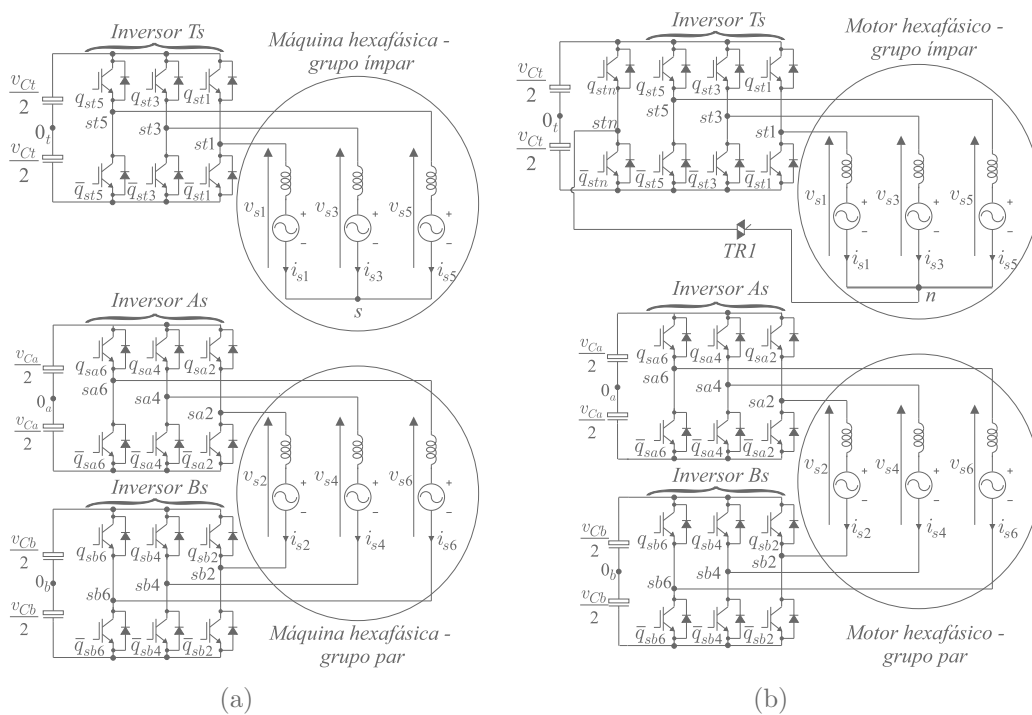


Figura 1.16: Sistemas de acionamento hexafásicos baseados em inversores híbridos  
 (a) Topologia híbrida 1. (b) Topologia híbrida 1 - NC.

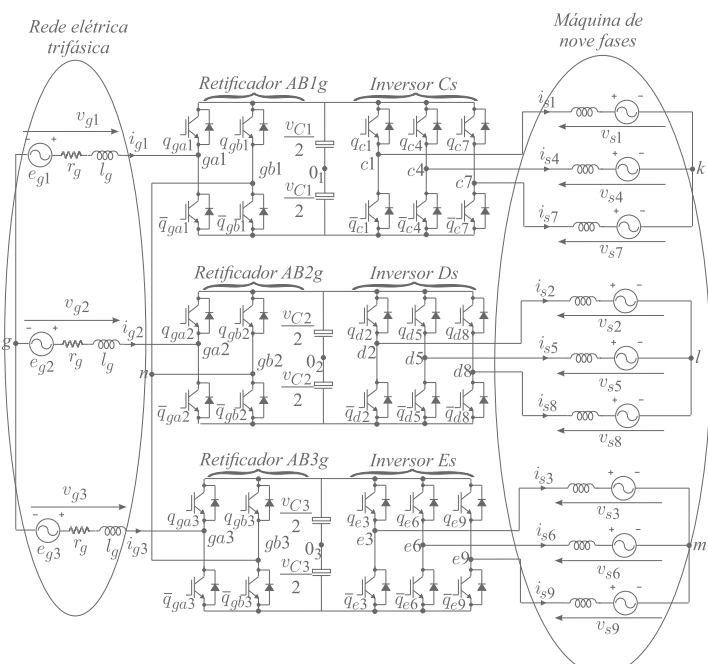


Figura 1.17: Topologia proposta para o acionamento de uma máquina de nove fases discutida no capítulo 5.

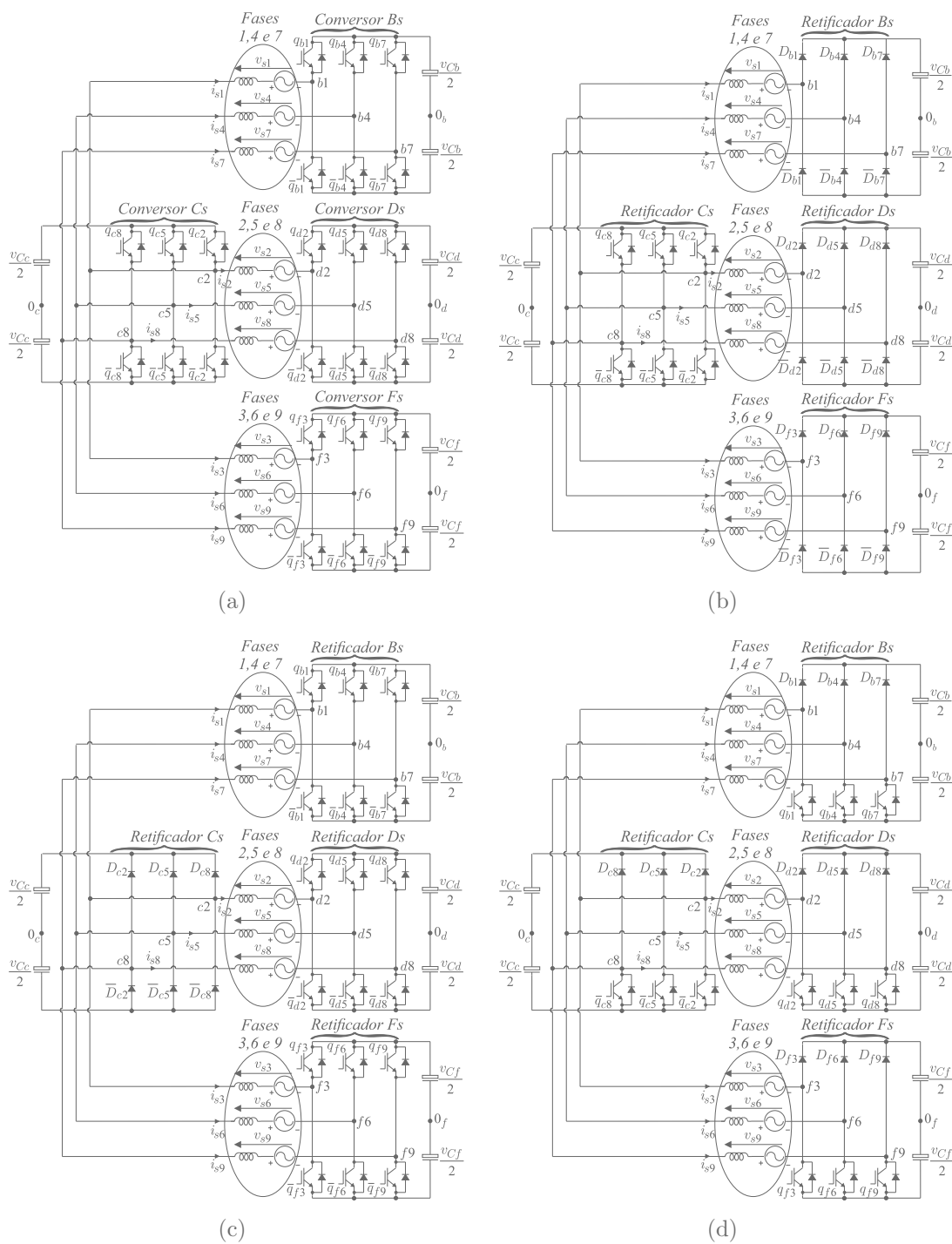


Figura 1.18: Sistemas de conversão duais para máquinas de nove fases estudadas no capítulo 6. (a) Configuração 1. (b) Configuração 2. (c) Configuração 3. (d) Configuração 4.

## 1.5 Publicações

Este trabalho resultou em cinco publicações em congressos: (Melo et al., 2017c), (Melo et al., 2014b), (Melo et al., 2014a), (Melo et al., 2014c), (Melo et al., 2015); E três publicações em periódicos: (Melo et al., 2017d), (Melo et al., 2017b), (Melo et al., 2017a).

## 1.6 Organização do trabalho

Neste trabalho são discutidas topologias de conversores para o acionamento de máquinas de seis e nove fases. O estudo está organizado em sete capítulos. Os quatro capítulos que tratam das topologias em si, discutindo estratégias PWM e de controle, bem como trazendo resultados de simulação e experimentais, foram assim divididos baseando-se nas publicações citadas na seção 1.5.

No capítulo 2, duas topologias híbridas para acionamento de máquinas de seis fases são estudadas. Estratégias PWM são discutidas, bem como um método para redução da oscilação do conjugado. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

No capítulo 3 discorre-se sobre duas topologias semi-controladas para o acionamento de uma máquina de seis fases. São apresentados os modelos matemáticos das topologias e estratégias PWM e de controle desenvolvidos para o controle da máquina. São mostrados ainda resultados de simulação dinâmica.

No capítulo 4 são discutidas as estratégias para compensação de falta de circuito aberto em três sistemas de acionamento de máquinas de seis fases. São discutidos os modelos matemáticos dos sistemas na ocorrência de faltas em uma, duas e três fases da máquina, bem como estratégias para compensação das faltas.

No capítulo 5, é estudada uma topologia de conversor CA-CC-CA para acionamento de uma máquina de nove fases. As estratégias PWM e de controle são discutidas. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

No capítulo 6, são estudadas quatro topologias de conversores duais para acionamento de máquinas de nove fases com ângulo com defasagem nula entre seus grupos trifásicos. Das quatro topologias, três são semi-controladas. Da mesma forma que é feito para os outros

capítulos, são discutidos os modelos matemáticos do sistema e as estratégias PWM e de controle. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

No capítulo 7, são estudados os parâmetros de distorção harmônica, calculado através do parâmetro Distorção Harmônica Total Ponderada (WTHD), e perdas nos dispositivos semicondutores. É realizado um estudo comparativo entre as topologias levando em conta esse parâmetros.

Por fim, no capítulo 8 são apresentadas as conclusões sobre os estudos realizados neste trabalho.

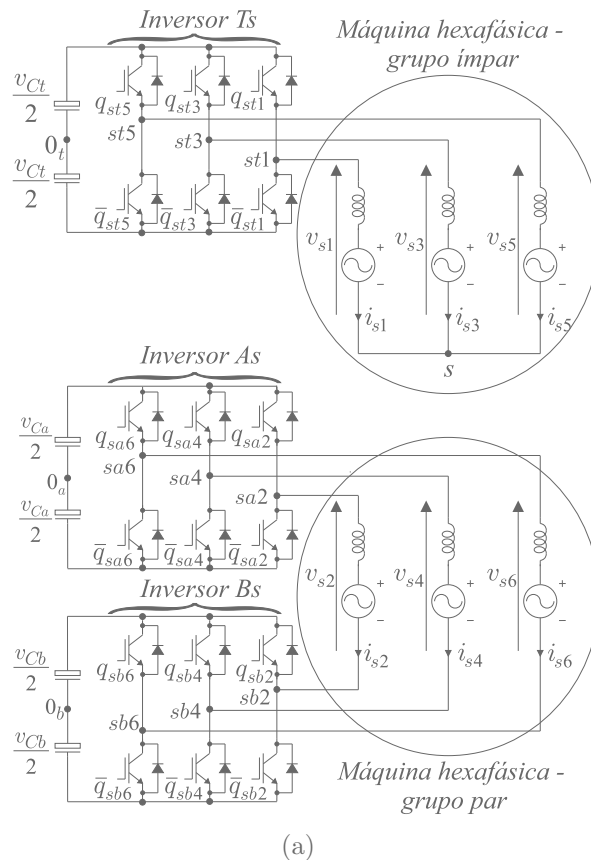
# 2

## Sistemas híbridos para acionamento de máquinas de seis fases

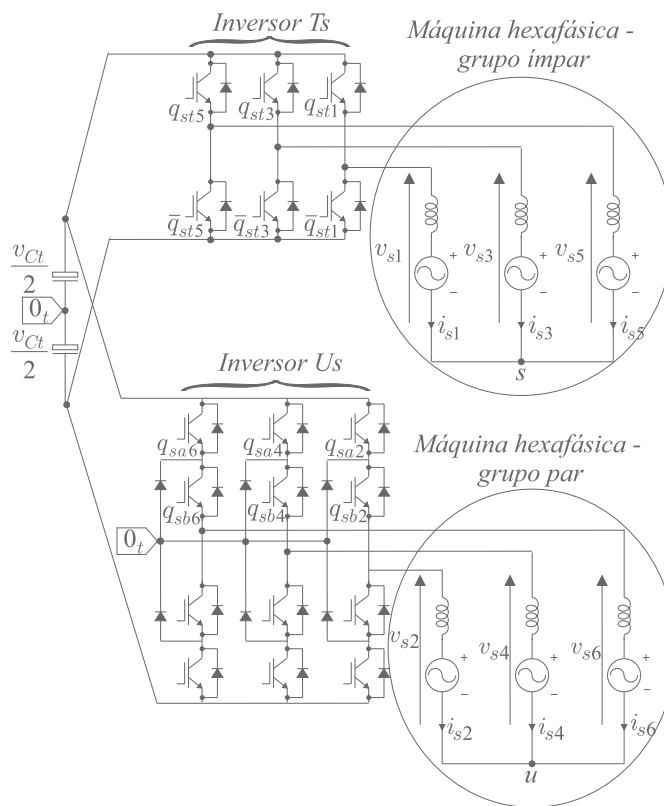
### 2.1 Introdução

Neste capítulo serão discutidas duas topologias híbridas para acionamento de máquinas de seis fases. Elas são ditas híbridas porque seus grupos trifásicos são alimentados por tipos de conversores diferentes. Neste trabalho considera-se que um grupo trifásico é composto das fases 1, 3 e 5, sendo denominado, portanto, de grupo ímpar e o outro grupo trifásico é composto das fases 2, 4 e 6, sendo denominado, portanto, de grupo par. Assim, a figura 2.1(a) ilustra a primeira topologia híbrida (híbrida 1) na qual o grupo ímpar é alimentado por um conversor convencional de dois níveis e o grupo par é alimentado por um conversor dual. Na segunda topologia (híbrida 2), ilustrada na figura 2.1(b), o grupo ímpar é novamente alimentado por um conversor de dois níveis (identicamente à topologia híbrida 1), porém o grupo par é alimentado por um conversor NPC de três níveis (3L-NPC). Ou seja, as topologias híbridas são compostas por um conversor de dois níveis convencional e por um conversor multinível convencional.

O propósito dessas topologias é ser configurações alternativas, consistindo em soluções intermediárias entre a configuração convencional de dois níveis (chamado de 2L), ilustrada na figura 2.2(a), e as configurações multinível mostradas nas figuras 2.2(b) e 2.2(c) em termos de complexidade e número de componentes. O número de dispositivos semicondutores em



(a)



(b)

Figura 2.1: Topologias propostas. (a) Híbrida 1. (b) Híbrida 2.

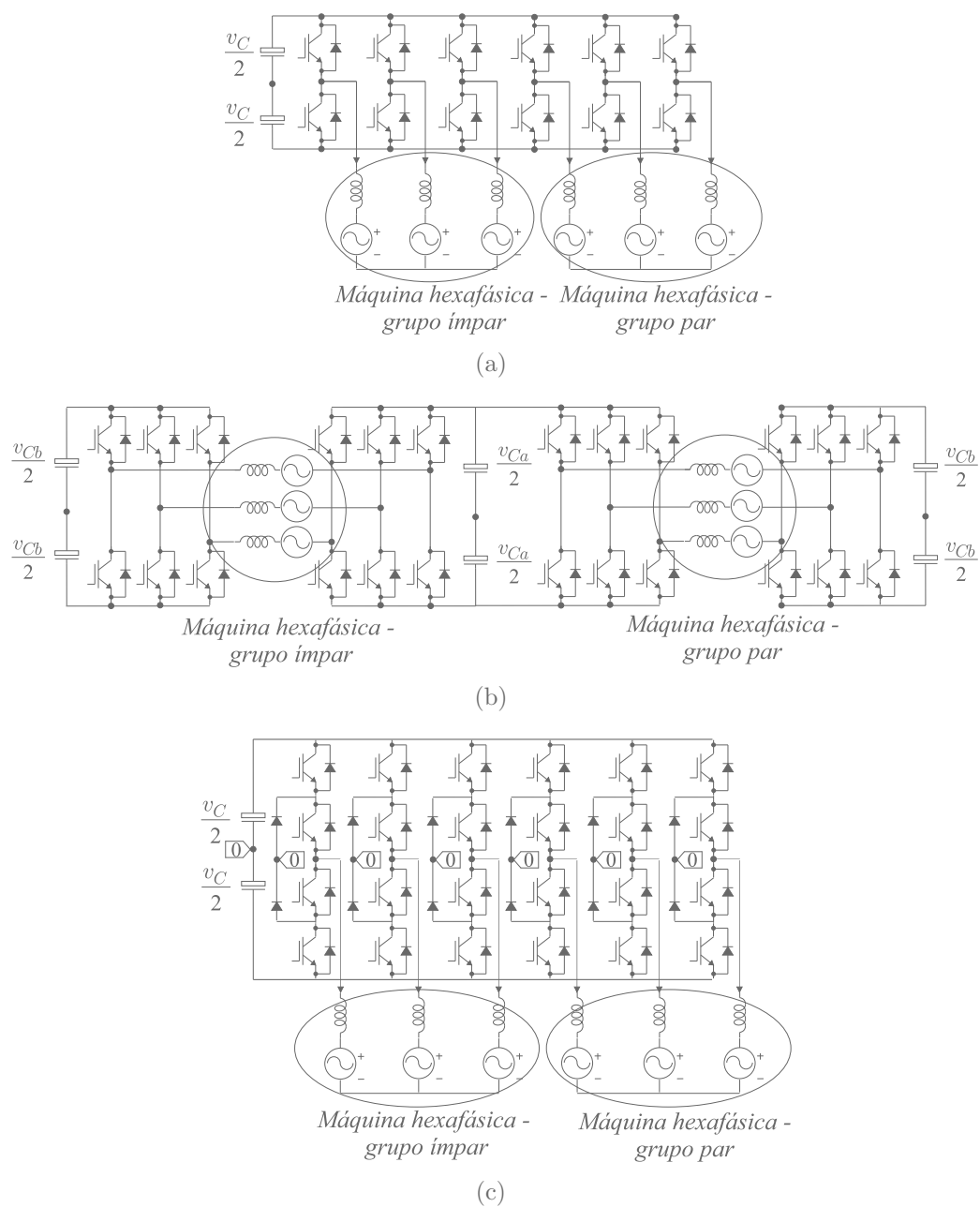


Figura 2.2: Topologias convencionais. (a) 2L. (b) Dual. (c) 3L-NPC.



Tabela 2.1: Número de dispositivos semicondutores para cada topologia.

Topologias	IGBTs	Diodos de grampeamento	Total
2L [figura 2.2(a)]	12	-	12
Dual [figura 2.2(b)]	24	-	24
3L-NPC [figura 2.2(c)]	24	12	36
Híbrida 1 [figura 2.1(a)]	18	-	18
Híbrida 2 [figura 2.1(b)]	18	6	24

cada topologia é mostrado na tabela 2.1.

A estrutura convencional de dois níveis é composta de doze chaves IGBT. Já as estruturas multinível convencionais dual e 3L-NPC fazem uso de vinte quatro chaves IGBT. Ou seja, duas vezes o número de dispositivos da topologia 2L, o que impacta diretamente no custo do sistema e na sua complexidade. Dessa maneira, as topologias discutidas neste capítulo são estruturas intermediárias que podem reduzir as perdas totais do sistema, nível de tensão sobre as chaves (ao menos em parte do sistema) e oscilação do conjugado da máquina quando comparados aos valores obtidos pela topologia 2L.

Dessa forma, neste capítulo serão explanados o modelo dos conversores das topologias híbridas em função de suas tensões de polo e suas estratégias PWM. Além disso, será mostrado como modificar a estratégia PWM de maneira a reduzir a oscilação do conjugado da máquina em ambas as topologias híbridas. Sua validade será provada por meio de simulações e resultados experimentais.

## 2.2 Modelo dos conversores

No que diz respeito à configuração híbrida 1, o sistema é composto de um inversor trifásico convencional com braços de dois níveis conectado ao grupo ímpar de uma máquina de seis fases e de um inversor dual trifásico convencional ligado ao grupo par da mesma máquina. Dessa forma, de acordo com a figura 2.1(a), as tensões estatóricas da máquina em função das tensões de polo são dadas por

$$v_{sk} = v_{stk0_t} - v_{s0_t} \quad (2.1)$$

$$v_{sj} = v_{saj0_a} - v_{sbj0_b} - v_{0_b0_a} \quad (2.2)$$

onde  $k = 1, 3, 5$  e  $j = 2, 4, 6$ ,  $v_{s0_t}$  é a tensão entre o ponto neutro  $s$  da ligação Y do grupo ímpar e o ponto central  $0_t$  do barramento CC do inversor  $Ts$  e  $v_{0_b0_a}$  é a tensão entre os pontos centrais  $0_b$  e  $0_a$  dos barramentos CC dos inversores  $Bs$  e  $As$ , respectivamente.

Considerando um sistema balanceado

$$v_{s0_t} = \frac{1}{3} \sum_{k=1,3,5} v_{stk0_t} \quad (2.3)$$

$$v_{0_b0_a} = \frac{1}{3} \left( \sum_{j=2,4,6} v_{saj0_a} - \sum_{j=2,4,6} v_{sbj0_b} \right). \quad (2.4)$$

Agora, para a topologia híbrida 2, o grupo par da máquina é conectada a um conversor 3L-NPC (chamado de inversor  $Us$ ). Assim, para o grupo par da topologia híbrida 2 tem-se

$$v_{sj} = \bar{v}_{suj0_t} - v_{u0_t} \quad (2.5)$$

onde  $v_{u0_t}$  é a tensão entre o neutro  $u$  do grupo par e o centro do barramento CC  $0_t$  do inversor  $Us$ .

Considerando a máquina com operação balanceada

$$v_{u0_t} = \frac{1}{3} \sum_{j=2,4,6} v_{suj0_t}. \quad (2.6)$$

## 2.3 Estratégia PWM

A estratégia PWM consiste na definição das tensões de referência que serão comparadas a portadoras triangulares, definindo assim os instantes de chaveamento das chaves. Sabe-se que há diversas técnicas para realização do chaveamento. A técnica Level-Shift PWM (LS-PWM) consiste na comparação das tensões de referência com portadoras deslocadas em nível. Já a técnica Phase-Shift PWM (PS-PWM) consiste na comparação das tensões de polo de referência com portadoras deslocadas em fase. Há também a técnica Space Vector PWM (SV-PWM), na qual todas as combinações possíveis dos estados das chaves são representadas através de vetores, sendo possível escolher diretamente quais vetores são utilizados para gerar as tensões da maneira adequada, bem como seus instantes de início e fim.

No estudo destas topologias, foi empregada a técnica LS-PWM, primeiramente discutida em (Carrara et al., 1992). Assim, as tensões de referência dos conversores são comparadas com portadoras triangulares deslocadas em nível para conversores multinível.

### 2.3.1 Grupo ímpar - configurações híbrida 1 e híbrida 2

Considere que o sistema de controle fornece quatro tensões de referência  $[v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, v_{s4}^*]$  (as outras duas tensões são obtidas a partir destas)]. Para o grupo ímpar é necessário obter as tensões de polo de referência. Baseando-se na equação do modelo (2.1) tem-se que

$$v_{sk}^* = v_{stk0_t}^* - v_{s0_t}^* \quad (2.7)$$

onde  $k = 1, 3, 5$  e  $v_{s0_t}^*$  é a tensão de referência entre o ponto neutro  $s$  da ligação Y do grupo ímpar e o ponto central  $0_t$  do barramento CC do inversor  $Ts$ . Então, as tensões de polo de referência do inversor  $Ts$  são dadas por

$$v_{stk0_t}^* = v_{sk}^* + v_{s0_t}^*. \quad (2.8)$$

Conforme discutido em (Jacobina et al., 2001b), de maneira que as tensões de polo de referência respeitem os limites da tensão do barramento CC, tem-se que a tensão homopolar de referência  $v_{s0_t}^*$  pode ser determinada da seguinte forma

$$v_{s0_t}^* = \mu_{s0_t} V_{s0_t \max}^* + (1 - \mu_{s0_t}) V_{s0_t \min}^* \quad (2.9)$$

onde  $0 \leq \mu_{s0_t} \leq 1$ ,  $V_{s0_t \max}^* = v_{Ct}/2 - \max\{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*\}$  e  $V_{s0_t \min}^* = -v_{Ct}/2 - \min\{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*\}$ . As tensões de polo de referência são válidas para as configurações híbrida 1 e híbrida 2.

### 2.3.2 Grupo par - configuração híbrida 1

Para o grupo par, são introduzidas variáveis auxiliares obtendo-se que

$$v_{srj}^* = v_{sj}^* + v_{0_b0_a}^* \quad (2.10)$$

já que  $v_{srj}^* = v_{saj0_a}^* - v_{sbj0_b}^*$ , onde  $j = 2, 4, 6$ . De maneira a se respeitar os limites impostos pelas tensões nos barramentos CC,  $v_{0_b0_a}^*$  pode ser normalizado usando o fator de distribuição  $\mu_{0_b0_a}$ , similarmente ao que foi feito para o grupo ímpar, da seguinte forma

$$v_{0_b0_a}^* = \mu_{0_b0_a} V_{0_b0_a \max}^* + (1 - \mu_{0_b0_a}) V_{0_b0_a \min}^* \quad (2.11)$$

onde  $0 \leq \mu_{0_b0_a} \leq 1$ ,  $V_{0_b0_a \max}^* = v_{Cab}/2 - \max\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\}$  e  $V_{0_b0_a \min}^* = -v_{Cab}/2 - \min\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\}$  e  $v_{Cab}^* = v_{Ca}^* + v_{Cb}^*$ .

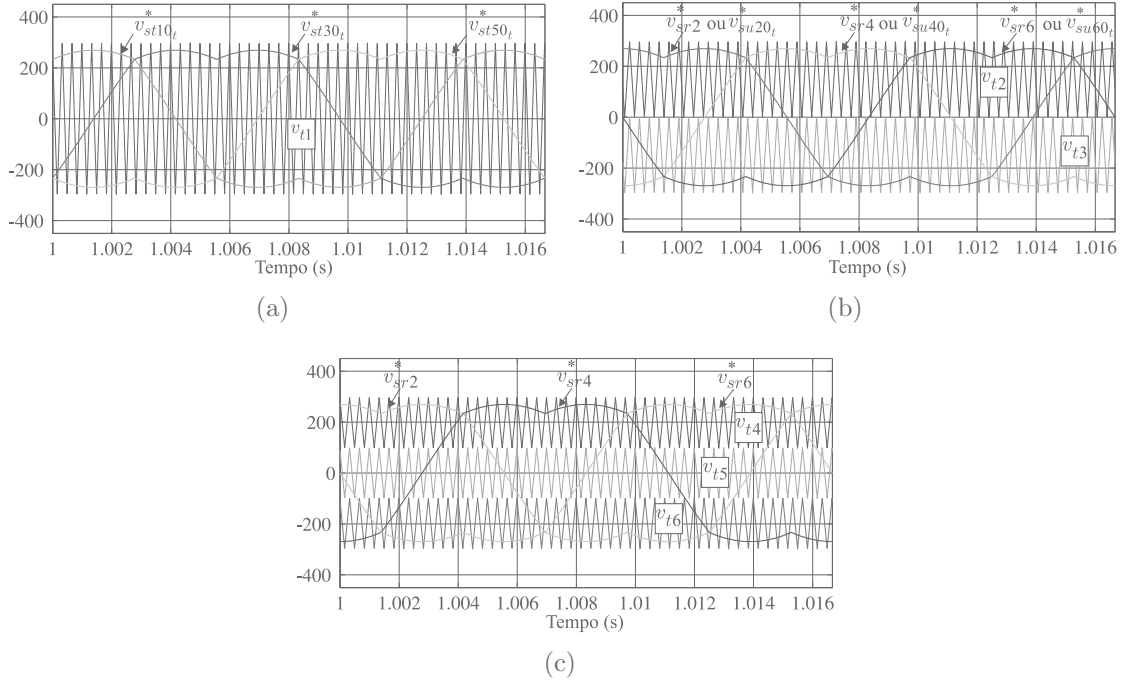


Figura 2.3: Tensões de referência e portadoras triangulares. (a) Inversor  $T_s$  para ambas as topologias híbridas. (b) Inversores  $A_s$  e  $B_s$  para a topologia híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  ou inversor  $U_s$  para a topologia híbrida 2. (c) Inversores  $A_s$  e  $B_s$  para a topologia híbrida 1 com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ .

As tensões de referência  $v_{srj}^*$  são comparadas com portadoras deslocadas em nível de acordo com a estratégia Level Shift PWM (LS-PWM), tendo como objetivo a geração de tensões com maior número de níveis, reduzindo distorção harmônica e  $dv/dt$ .

A figura 2.3(a) traz a portadora triangular e as tensões de referência usadas para determinar os estados das chaves  $q_{st1}$ ,  $q_{st3}$  e  $q_{st5}$  do inversor  $T_s$  conectado ao grupo ímpar da máquina em ambas as topologias. A portadora triangular  $v_{t1}$  é comparada com as tensões de referência  $v_{stk0t}^*$ . A figura 2.3(b) ilustra as tensões de referência  $v_{srj}^*$  que são comparadas às portadoras triangulares  $v_{t2}$  e  $v_{t3}$  para determinar os sinais de gatilho dos inversores  $A_s$  e  $B_s$  com  $v_{Ca} = v_{Cb}$ . Por último, para o caso de  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ , a figura 2.3(c) ilustra as tensões de referência  $v_{srj}^*$  que são comparadas às portadoras  $v_{t4}$ ,  $v_{t5}$  e  $v_{t6}$  de modo a determinar os sinais de gatilho dos inversores  $A_s$  e  $B_s$ . É importante destacar que todas as portadoras triangulares estão sincronizadas, ou seja, não há deslocamento de fase entre elas.

### 2.3.3 Grupo par - configuração híbrida 2

Para a configuração híbrida 2, a estratégia PWM é a mesma para os inversores  $Ts$  e  $Us$  em termos da determinação das tensões de polo de referência. A diferença é que as tensões de polo de referência do inversor  $Ts$  são comparadas com uma só portadora, enquanto as tensões de polo de referência do inversor  $Us$  são comparadas com duas portadoras deslocadas em nível de acordo com a estratégia LS-PWM. Dessa forma, tem-se

$$v_{sj}^* = v_{suj0_t}^* - v_{u0_t}^*, \quad (2.12)$$

onde  $v_{u0_t}^*$  é a tensão de referência entre o ponto neutro  $u$  e o ponto central  $0_t$  do barramento CC. Assim, as tensões de polo de referência do inversor  $Us$  são dadas por

$$v_{suj0_t}^* = v_{sj}^* + v_{u0_t}^*. \quad (2.13)$$

De forma a respeitar os limites do barramento CC

$$v_{u0_t}^* = \mu_{u0_t} V_{u0_t \max}^* + (1 - \mu_{u0_t}) V_{u0_t \min}^* \quad (2.14)$$

onde  $0 \leq \mu_{u0_t} \leq 1$  e  $V_{u0_t \max}^* = v_{Ct}/2 - \max\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\}$  e  $V_{u0_t \min}^* = -v_{Ct}/2 - \min\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\}$ .

Nesse caso, a figura 2.3(b) ilustra as tensões de referência  $v_{suj0_t}^*$  que são comparadas com as portadoras  $v_{t2}$  e  $v_{t3}$  para determinação dos sinais de gatilho do inversor  $Us$ .

## 2.4 Oscilação do conjugado da máquina

Um das maneiras de se avaliar o desempenho de um sistema de acionamento é a análise da oscilação do conjugado da máquina. O valor da amplitude dessa oscilação deve ser a menor possível e é diretamente influenciada pela topologia do inversor e pela estratégia PWM. De fato, considerando que alta oscilação de conjugado aumenta a vibração no sistema e as perdas mecânicas, é muito importante que sistemas de acionamento aliados a estratégias PWM adequadas tenham a redução de oscilação do conjugado como um de seus principais objetivos. Considerando o referencial no fluxo rotórico e operação em regime permanente, o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor pode ser calculado conforme discutido em (Che et al., 2014)

$$T_e = P \frac{l_{sr}^2}{l_r} i_{sd}^b i_{sq}^b \quad (2.15)$$

Tabela 2.2: Parâmetros do motor de indução hexafásico

Parâmetros	
$r_s$	16,2 $\Omega$
$r_r$	8,9 $\Omega$
$l_s$	1,47 H
$l_r$	1,38 H
$l_{sr}$	1,38 H
$\alpha$	30°
$l_{ls}$	45 mH
Tensão nominal por fase	220 V
Potência nominal	0,75 kW
Corrente nominal	0.866 A
Frequência	60 Hz
Número de polos	4
Velocidade nominal	1760 rpm

onde  $P$  é o número de pares de polos,  $l_{sr}$  é a indutância mútua equivalente entre os enrolamentos do estator e do rotor,  $l_r$  é a indutância própria equivalente dos enrolamentos do rotor e  $i_{sd}^b$  e  $i_{sq}^b$  são as componentes direta e em quadratura, respectivamente, das correntes estatóricas. O sobrescrito  $b$  indica que as grandezas estão representadas no referencial fluxo rotórico.

A máquina de seis fases utilizada neste capítulo tem seus parâmetros mostrados na tabela 2.2. A figura 2.4 mostra o conjugado da máquina e seu espectro de frequência para as topologias convencionais e propostas. As amplitudes das componentes harmônicas são mostradas em porcentagem do valor CC do conjugado. As componentes harmônicas mais significativas oscilam nas frequências de 3, 6, 12 e 18 kHz, que são a frequência de amostragem, duas, quatro e seis vezes a frequência de amostragem, respectivamente. Como esperado, as configurações híbridas fornecem menor oscilação de conjugado que a configuração 2L, mas oscilação maior que as configurações dual e 3L-NPC, o que também pode ser observado nas amplitudes das harmônicas. As configurações híbridas 1 e 2 conseguem reduzir a amplitude das harmônicas quando comparadas à topologia 2L. A menor oscilação é obtida com o inversor dual com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ , o qual tem as menores amplitudes das harmônicas dentre todas as topologias.

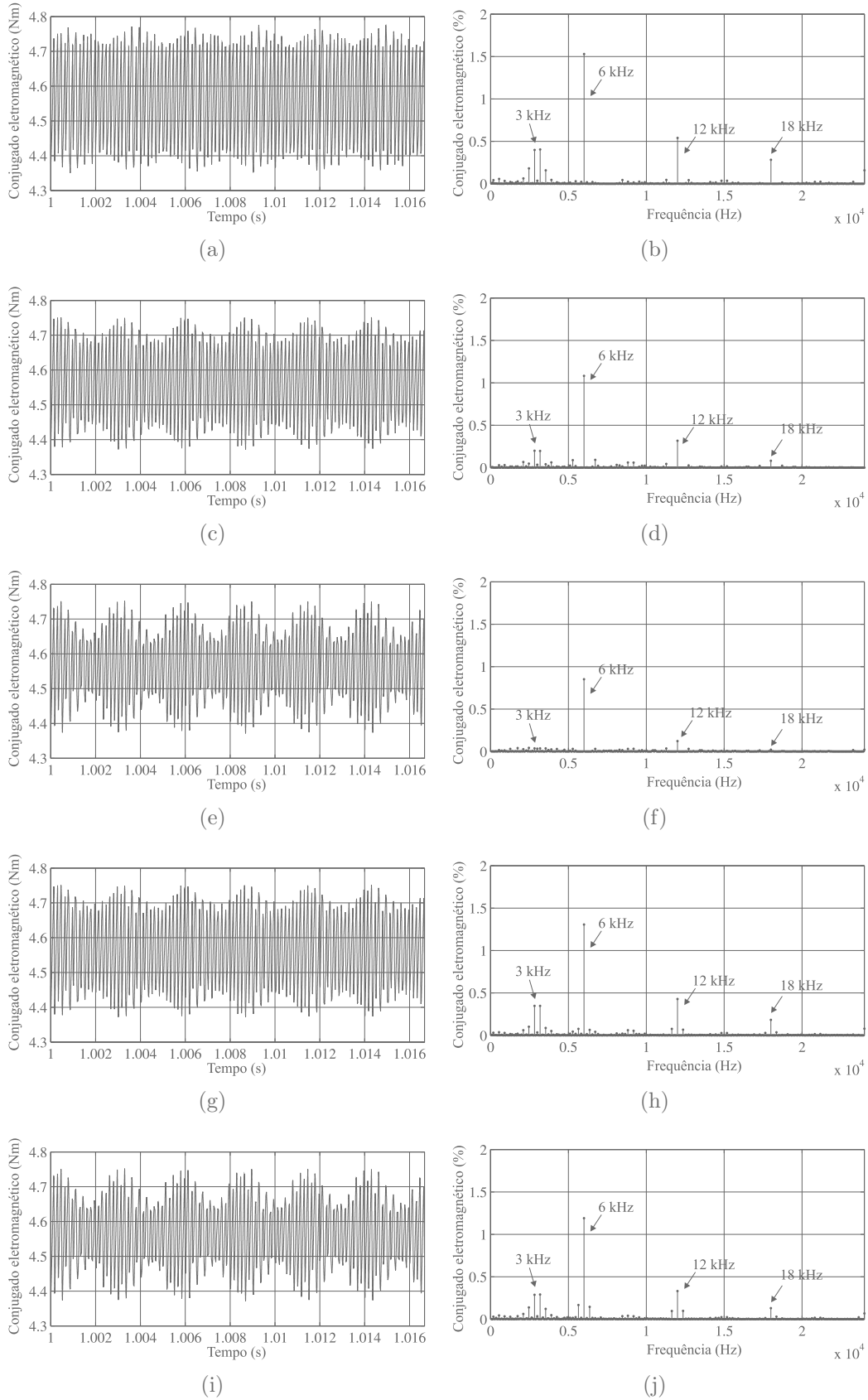


Figura 2.4: Forma de onda do conjugado eletromagnético e seu espectro em frequência. (a) e (b) 2L. (c) e (d) Dual com  $v_{C_a} = v_{C_b}$  e 3L-NPC. (e) e (f) Dual com  $v_{C_a} = 2v_{C_b}$ . (g) e (h) Híbrida 1 com  $v_{C_a} = v_{C_b}$  e híbrida 2. (i) e (j) Híbrida 1 com  $v_{C_a} = 2v_{C_b}$ .

### 2.4.1 Modificação da estratégia PWM para reduzir a oscilação de conjugado

Como dito anteriormente, a forma de onda do conjugado do motor depende da topologia do inversor e da estratégia PWM. Eles determinam as formas de onda das tensões geradas nos terminais da máquina, as quais por sua vez determinam as formas de onda das componentes direta e em quadratura das tensões e correntes, definindo por último o conjugado. As tensões direta e em quadratura são definidas a partir da técnica de decomposição vetorial. De acordo com esta técnica tem-se que

$$f_s \text{ dqxyoo}' = P_s^T f_s \text{ 135246}, \quad (2.16)$$

onde  $f_s \text{ 135246} = [f_{s1} \ f_{s3} \ f_{s5} \ f_{s2} \ f_{s4} \ f_{s6}]^T$  é a matriz das variáveis primitivas da máquina e  $f_s \text{ dqxyoo}' = [f_{sd} \ f_{sq} \ f_{sx} \ f_{sy} \ f_{so} \ f_{so}']^T$  é a matriz das variáveis do modelo  $dq$  da máquina. Essas variáveis podem ser tensões estatóricas ( $f = v$ ) ou correntes estatóricas ( $f = i$ ). A matriz de transformação  $P_s$  é obtida considerando o referencial estacionário. A máquina utilizada foi a do tipo assimétrica, ou seja,  $\alpha = 30^\circ$  ( $\frac{\pi}{6}$  rad). Assim, conforme (Miranda, 2007),  $P_s$  é

$$P_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & -\cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & \sin(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & -\cos(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & \sin(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & -\cos(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Dessa forma,  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  são

$$v_{sd} = \left[ v_{s1} - \frac{v_{s3}}{2} - \frac{v_{s5}}{2} + v_{s2} \frac{\sqrt{3}}{2} - v_{s4} \frac{\sqrt{3}}{2} \right] / \sqrt{3} \quad (2.18)$$

$$v_{sq} = \left[ \frac{\sqrt{3}v_{s3}}{2} - \frac{\sqrt{3}v_{s5}}{2} + \frac{v_{s2}}{2} + \frac{v_{s4}}{2} - v_{s6} \right] / \sqrt{3}. \quad (2.19)$$

Considerando as configurações híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  e híbrida 2, figuras 2.5(a) e 2.5(b) mostram as tensões direta e em quadratura que geram o conjugado da figura 2.4(g). Para a topologia híbrida 1 com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ , as figuras 2.6(a) e 2.6(b) ilustram as tensões direta e em quadratura que geram o conjugado da figura 2.4(i).



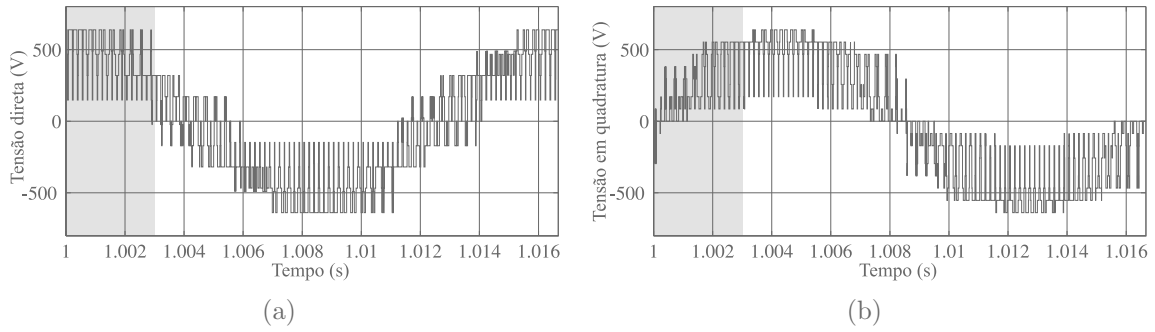


Figura 2.5: Formas de onda de tensão para topologia híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  e topologia híbrida 2 com portadoras sincronizadas. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura.

Entretanto, é possível diminuir a oscilação no conjugado gerado pelas topologias híbridas. Já que o conjugado depende das tensões direta e em quadratura, melhorando suas formas de onda (reduzindo seu  $dv/dt$ ), a oscilação do conjugado pode ser diminuída. Para a topologia híbrida 1, isso pode ser feito mudando ligeiramente os instantes em que chaves dos inversores  $A_s$  e  $B_s$  mudam seus estados. Já para a topologia híbrida 2, isso pode ser feito mudando ligeiramente os instantes nos quais as chaves do inversor  $U_s$  mudam seus estados.

Por exemplo, considere a figura 2.7(a), a qual ilustra as tensões nas fases 1 e 2 ( $v_{s1}$  e  $v_{s2}$ , respectivamente) durante parte de um ciclo de 60 Hz para as configurações híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  e híbrida 2. Note que na maior parte das vezes quando  $v_{s1}$  pulsa para um nível mais baixo de tensão, também o faz  $v_{s2}$ . Também, quando  $v_{s1}$  pulsa para um nível de tensão maior, também o faz  $v_{s2}$ . O mesmo acontece para as outras fases durante todo o ciclo de 60 Hz. Como as formas de onda de  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  são definidos pelas formas de onda das tensões estáticas, quando os pulsos acontecem no mesmo momento como mostrado, alto  $dv/dt$  é observado nas tensões direta e em quadratura como pode ser visto nas figuras 2.7(b) e 2.7(c), as quais são obtidas aproximando a imagem nas áreas destacadas das figuras 2.5(a) e 2.5(b), respectivamente.

Agora, de modo a mudar os instantes nos quais os pulsos acontecem sem afetar as formas de onda das tensões nos terminais estáticos, é necessário mudar a fase das portadoras triangulares, como ilustrado na figura 2.8(a) para as configurações híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  e híbrida 2. Nesse caso,  $v_{t1}$  está deslocada de  $90^\circ$  das triangulares  $v_{t2}$  e  $v_{t3}$ . Utilizando essas portadoras, as tensões das fases 1 e 2 são geradas como ilustrado na figura 2.8(b). Note que na maior parte das vezes quando  $v_{s1}$  pulsa para um nível mais baixo de tensão,  $v_{s2}$  pulsa

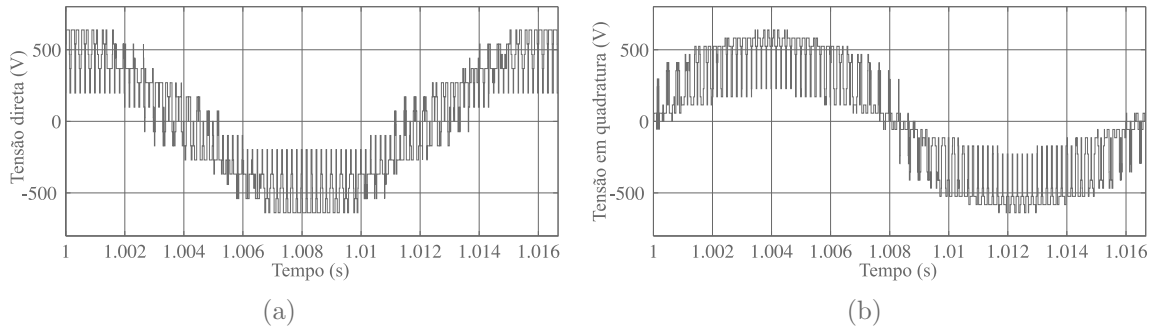


Figura 2.6: Formas de onda de tensão para a configuração híbrida 1 com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$  com portadoras sincronizadas. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura.

para um nível mais alto e vice-versa. O mesmo acontece para as outras fases durante todo o ciclo de 60 Hz. Para este caso, as formas de onda de  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  são mostradas nas figuras 2.8(c) e 2.8(d). Note menor  $dv/dt$  comparado àquele observado nas figuras 2.7(b) e 2.7(c).

Dessa maneira,  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  geradas para todo o ciclo de 60 Hz são ilustradas nas figuras 2.9(a) e 2.9(b) juntamente com o conjugado da máquina e seu espectro, os quais são ilustrados nas figuras 2.9(c) e 2.9(d), respectivamente. Note a redução na oscilação do conjugado em comparação com àquela observada na figura 2.4(g). As amplitudes das componentes harmônicas também são consideravelmente reduzidas quando utilizadas portadoras deslocadas em fase.

De forma semelhante, para a topologia híbrida 1 com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ ,  $v_{t1}$  pode ser deslocada de  $90^\circ$  em relação às triangulares  $v_{t4}$ ,  $v_{t5}$  e  $v_{t6}$ , conforme mostrado na figura 2.10(a). Utilizando essas portadoras, obtêm-se as tensões  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  ilustradas nas figuras 2.10(b) e 2.10(c) juntamente com o conjugado e seu espectro, os quais são ilustrados nas figuras 2.10(d) e 2.10(e), respectivamente. Note a redução da oscilação de conjugado quando comparada àquela observada na figura 2.4(i).

A tabela 2.3 traz os valores de oscilação de conjugado para todas as topologias em porcentagem de seu valor CC. Note que a menor oscilação é obtida com o inversor dual com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ .

Entretanto, quando as portadoras são deslocadas em fase, a topologia híbrida 1 com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$  reduz significativamente a oscilação de conjugado da máquina, o qual se torna até menor que aquela produzida pelo conversor dual com  $v_{Ca} = v_{Cb}$ . Também a topologia híbrida

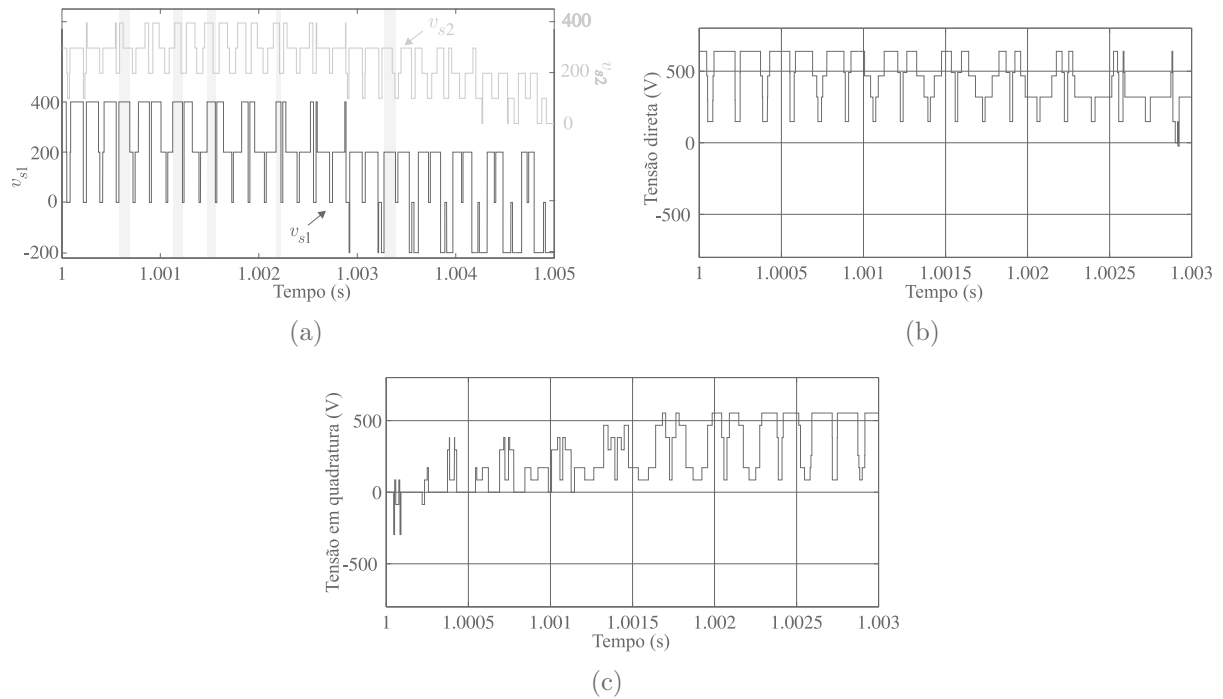


Figura 2.7: Formas de onda de tensão para a configuração híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  e configuração híbrida 2 com portadoras sincronizadas. (a) Tensão das fases 1 e 2. (b) Tensão direta. (c) Tensão em quadratura.

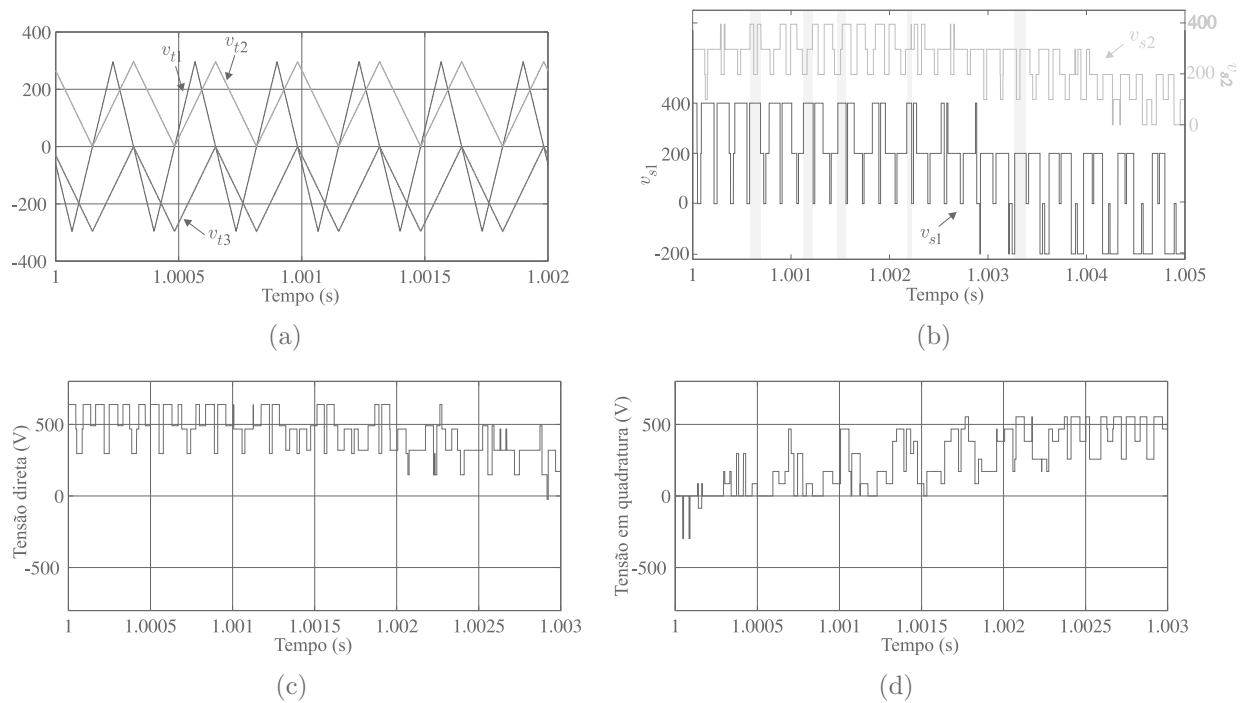


Figura 2.8: Curvas para a configuração híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  com portadoras deslocadas em fase. (a) Portadoras triangulares. (b) Tensões nas fases 1 e 2. (c) Tensão direta. (d) Tensão em quadratura.

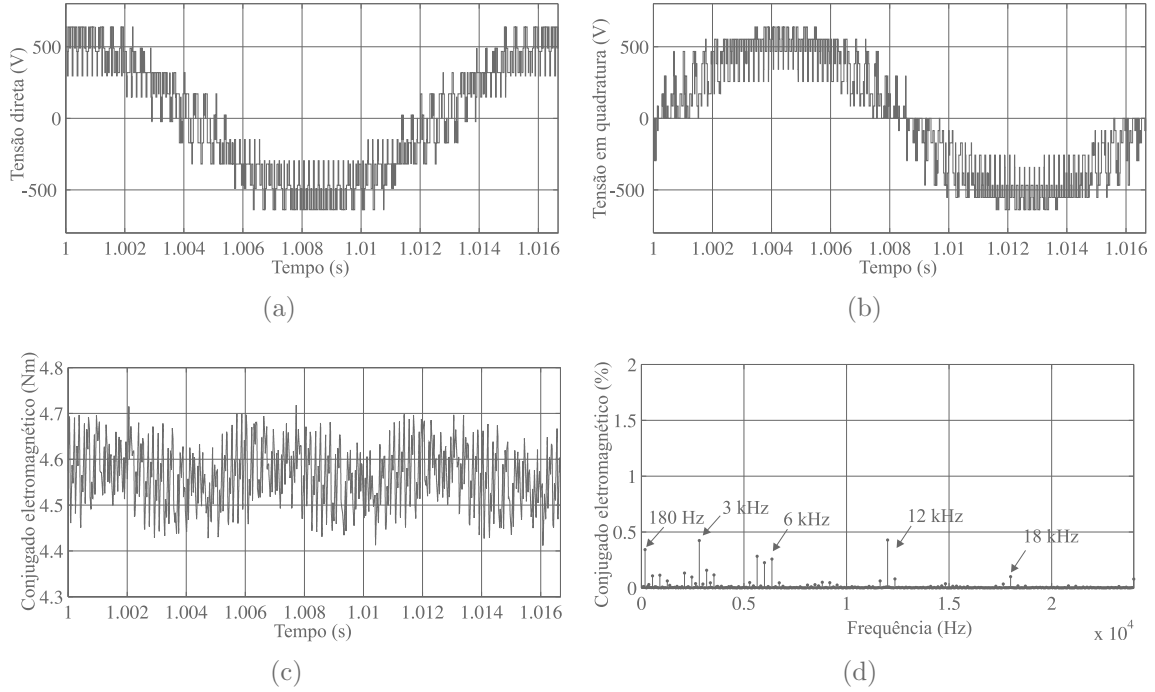


Figura 2.9: Curvas para as configurações híbrida 1 com  $v_{Ca} = v_{Cb}$  e híbrida 2 com portadoras deslocadas em fase. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

Tabela 2.3: Oscilação de conjugado em porcentagem do seu valor CC.

Topologias	Oscilação de conjugado (%)
2L [figura 2.2(a)]	9,23
Dual [figura 2.2(b)] ( $v_{Ca} = v_{Cb}$ )	5,86
Dual [figura 2.2(b)] ( $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ )	4,2
3L-NPC [figura 2.2(c)]	5,86
Híbrida 1 [figura 2.1(a)] ( $v_{Ca} = v_{Cb}$ ) com portadoras sincronizadas	8,29
Híbrida 1 [figura 2.1(a)] ( $v_{Ca} = v_{Cb}$ ) com portadoras deslocadas	6,56
Híbrida 1 [figura 2.1(a)] ( $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ ) com portadoras sincronizadas	8,29
Híbrida 1 [figura 2.1(a)] ( $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ ) com portadoras deslocadas	5,47
Híbrida 2 [figura 2.1(b)] com portadoras sincronizadas	8,29
Híbrida 2 [figura 2.1(b)] com portadoras deslocadas	6,56

2 reduz a oscilação de conjugado quando portadoras deslocadas em fase são utilizadas.

Assim, como visto na tabela 2.3, é possível fazer com que as topologias híbridas produzam conjugado com valores próximos de oscilação quando comparado àqueles das topologias 3L-NPC e dual, mesmo com um menor número de dispositivos semicondutores que estes.

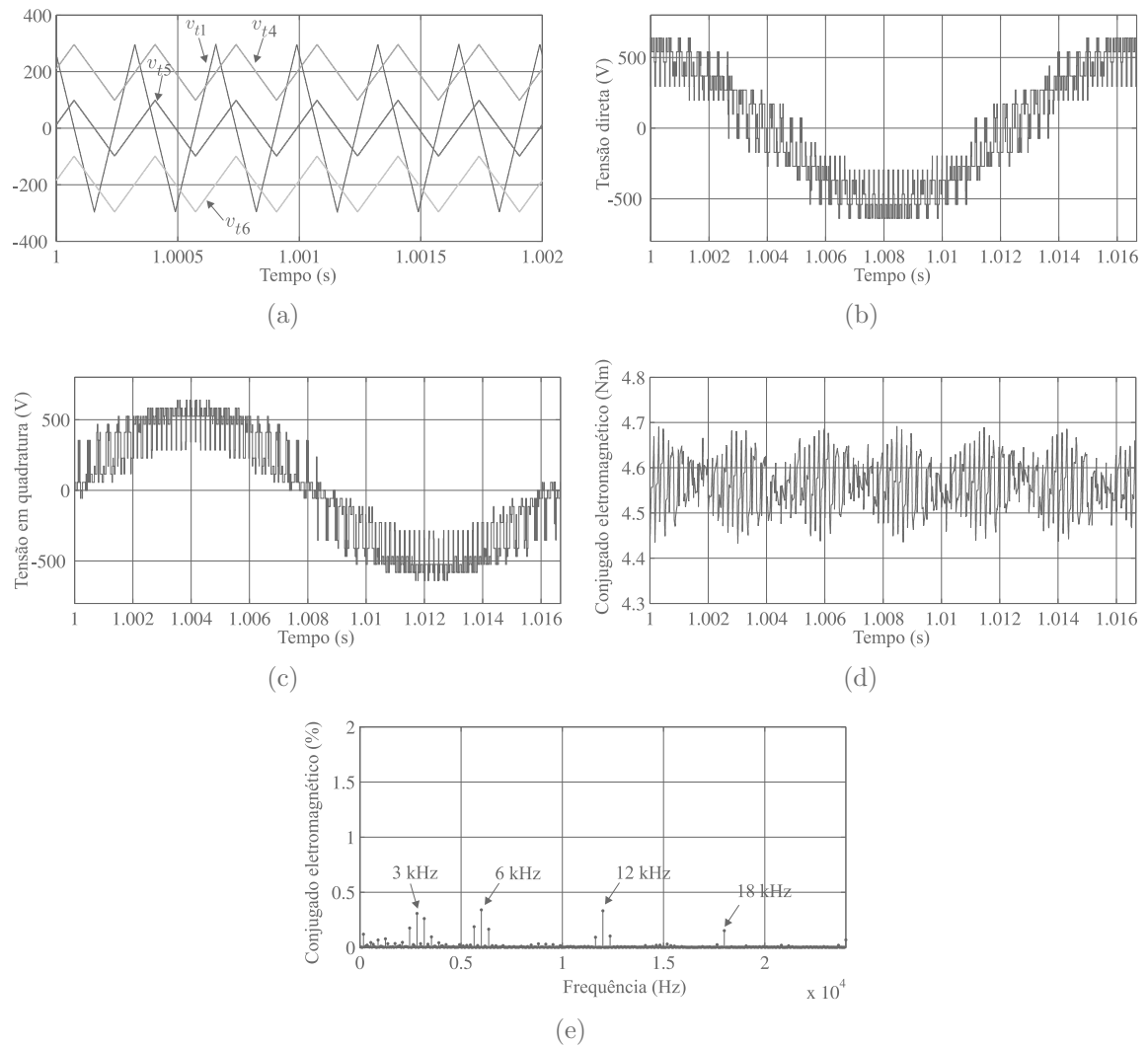


Figura 2.10: Curvas para a configuração híbrida 1 com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$  com portadoras deslocadas em fase. (a) Portadoras triangulares. (b) Tensão direta. (c) Tensão em quadratura. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Espectro em frequência do conjugado.

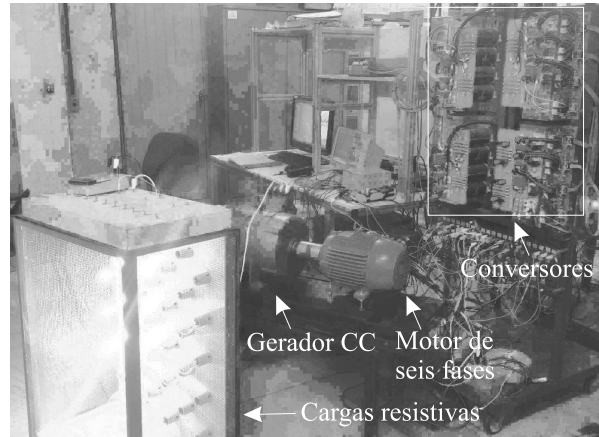


Figura 2.11: Bancada experimental para acionamento de máquina de indução de seis fases

## 2.5 Resultados experimentais

A bancada experimental é baseada em conversores compostos de IGBTs fabricados pela SEMIKRON controlados por um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor* em inglês, com sigla DSP) TMS320F28335. Os conversores são conectados a uma máquina de indução de seis fases assimétrica a qual tem seu eixo acoplado a um gerador CC. Este, por sua vez, alimenta cargas resistivas. Assim, o gerador CC mais as cargas resistivas operam como carga mecânica para o motor. Os conversores geram as tensões aplicadas nos terminais estatóricos. Os parâmetros do motor de indução são aqueles apresentados na tabela 2.2. A figura 2.11 ilustra a bancada experimental utilizada.

Os experimentos foram realizados sob condições nominais do motor. Para a configuração híbrida 1, as tensões dos barramentos CC foram  $v_{Ct} = 592,53 V$  e  $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Ct}/2 = 296,27 V$ . Para a configuração híbrida 2,  $v_{Ct} = 592,53 V$ . As tensões nos barramentos CC são impostas por meio de retificadores a diodo e transformadores de isolamento.

Para a configuração híbrida 1, a figura 2.12(a) mostra as correntes no grupo ímpar e a tensão na fase 1 e a figura 2.12(b) ilustra as correntes no grupo par e a tensão na fase 2. Sabendo que a partir das correntes estatóricas medidas é possível calcular  $i_{sd}^r$  e  $i_{sq}^r$  através da técnica de decomposição vetorial, (2.15) pode ser utilizada novamente para calcular o conjugado da máquina. Resumindo, a partir das correntes medidas, o conjugado da máquina foi calculado.

Dessa maneira, as figuras 2.13(a) e 2.13(b) ilustram as formas de onda do conjugado

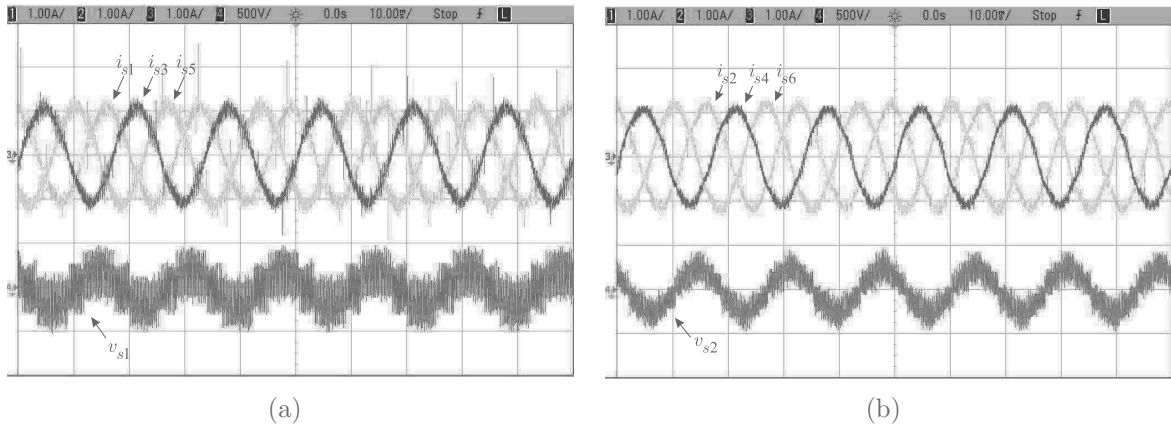


Figura 2.12: Resultados experimentais - configuração híbrida 1 - correntes e tensões estáticas. (a) Correntes no grupo ímpar e tensão na fase 1. (b) Correntes no grupo par e tensão na fase 2.

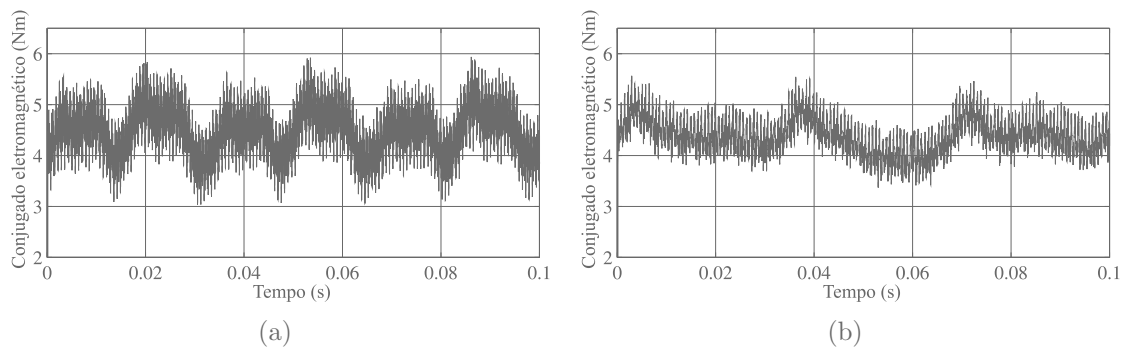


Figura 2.13: Resultados experimentais - configuração híbrida 1 - conjugado eletromagnético. (a) Com portadoras sincronizadas. (b) Com portadoras deslocadas em fase.

quando são utilizadas portadoras sincronizadas e deslocadas de  $90^\circ$ , respectivamente. Note a redução na oscilação do conjugado ao se empregar portadoras deslocadas em fase, validando portanto a modificação na estratégia PWM discutida para redução dessa oscilação conforme explicado na subseção 2.4.1.

Similarmente, para a configuração híbrida 2, a figura 2.14(a) mostra as correntes no grupo ímpar e a tensão na fase 1 e a figura 2.14(b) ilustra as correntes no grupo par e a tensão na fase 2. Nas figuras 2.15(a) e 2.15(b) são mostrados os conjugados obtidos com portadoras sincronizadas e deslocadas em fase, respectivamente. Note a redução da oscilação quando do uso de portadoras deslocadas, validando mais uma vez a modificação no PWM para redução da oscilação do conjugado também para essa configuração.

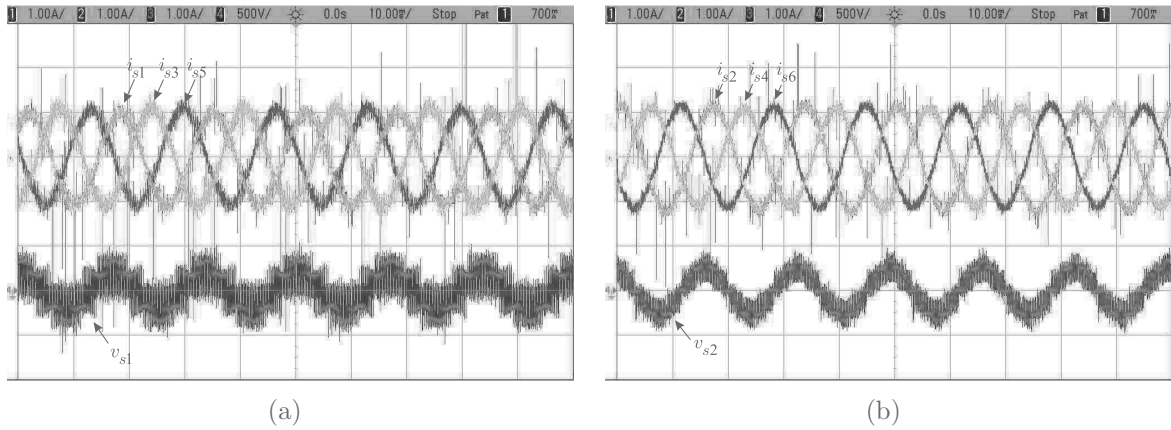


Figura 2.14: Resultados experimentais - configuração híbrida 2 - correntes e tensões estáticas. (a) Correntes no grupo ímpar e tensão na fase 1. (b) Correntes no grupo par e tensão na fase 2.

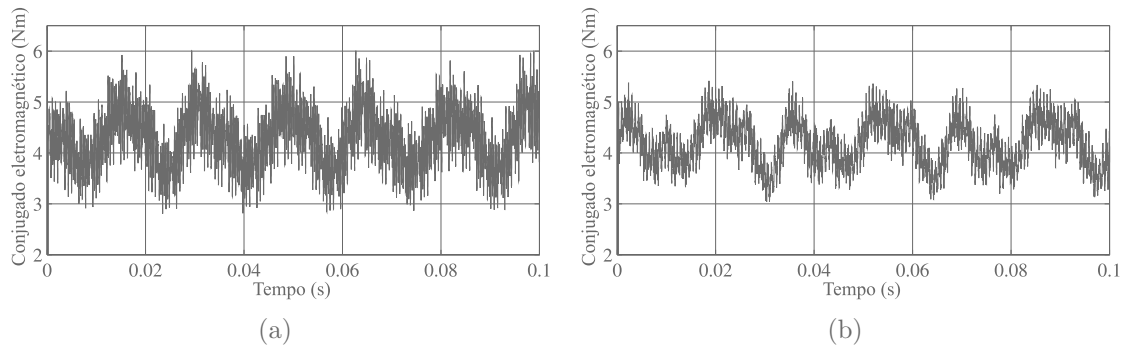


Figura 2.15: Resultados experimentais - configuração híbrida 2 - conjugado eletromagnético. (a) Com portadoras sincronizadas. (b) Com portadoras deslocadas em fase.

## 2.6 Conclusões

Neste capítulo, duas topologias híbridas para acionamento de máquinas hexafásicas foram estudadas. Essas topologias representam alternativas intermediárias entre a topologia de dois níveis 2L e as topologias multinível dual e 3L-NPC em termos de número de chaves e complexidade. As topologias híbridas fornecem melhor desempenho em termos de oscilação no conjugado que a topologia 2L. Além disso, foi mostrado que é possível obter valores de oscilação de conjugado tão baixos quanto aqueles obtidos para as topologias dual e 3L-NPC (mesmo empregando um número menor de chaves), bastando-se para isso realizar o deslocamento em fase das portadoras utilizadas na estratégia PWM para determinação dos estados de gatilho das chaves. Foram mostradas as estratégias PWM para ambas as topologias e resultados de simulação e experimentais mostraram sua validade.



# 3

## Conversores duais semi-controlados para o acionamento de uma máquina hexafásica

### 3.1 Introdução

Considerando o que foi discutido no capítulo 1, os conversores duais trazem a possibilidade de ligar a máquina elétrica a ser acionada com seus terminais abertos, conectando um conversor em ambos os lados dos enrolamentos, ao invés de realizar-se a conexão necessariamente em estrela ou triângulo como era feito quando do uso dos outros tipos de conversor multinível tradicionais.

Neste contexto, este capítulo discute duas configurações unidirecionais baseadas em conversores duais semi-controlados que podem ser utilizadas com geradores hexafásicos síncronos. Essas topologias estão ilustradas na figura 3.1. Topologias semi-controladas possibilitam a redução do número de dispositivos semicondutores controlados do sistema, tornando-o mais simples e barato. Como as topologias apresentam dispositivos controlados e não-controlados, elas são ditas semi-controladas. Por simplicidade, a máquina utilizada como gerador neste trabalho é do tipo ímã permanente hexafásica. Os conversores retificam as tensões alternadas do gerador em tensões contínuas nos barramentos CC. Estes, por sua vez, podem alimentar uma carga CC ou podem estar ligados a inversores conectados à rede elétrica, por exemplo. Mas essas possibilidades não foram ilustradas na figura 3.1, a qual limitou-se a trazer

somente os conversores ligados à máquina hexafásica.

Como se pode ver na figura 3.1, o grupo par da máquina, ou seja, aquele composto pelas fases 2, 4 e 6, está conectado aos retificadores  $As$  e  $Bs$ . Já o grupo ímpar, ou seja, aquele composto pelas fases 1, 3 e 5, está conectado aos retificadores  $Cs$  e  $Ds$ . Note que os retificadores  $As$  e  $Cs$  compartilham o mesmo barramento CC.

A topologia 1 consiste em um conversor dual do qual cada braço é composto por um diodo e por uma chave IGBT, conforme ilustrado na figura 3.1(a). Dessa forma, os retificadores são parcialmente controlados, já que somente é possível determinar os instantes de gatilho das chaves IGBT e não dos diodos.

Já a topologia 2 (ilustrada na figura 3.1(b)) é formado por dois retificadores compostos unicamente de IGBTs (retificadores  $As$  e  $Cs$ ) e por dois compostos unicamente de diodos (retificadores  $Bs$  e  $Ds$ ). Nota-se então que dois retificadores são controlados (retificadores  $As$  e  $Cs$ ) e dois são não-controlados (retificadores  $Bs$  e  $Ds$ ). Assim, as duas topologias são compostas de doze chaves IGBT e doze diodos. Se todos os componentes fossem chaves controladas IGBT, elas totalizariam vinte e quatro. Assim, utilizando-se as topologias estudadas, obtém-se uma redução de metade dos componentes IGBTs, que são de maior custo, além de ter-se maior simplicidade no comando, já que os diodos não necessitam de circuito de gatilho.

Vale salientar que, conforme discutido no capítulo 1 para a configuração trifásica (que pode ser estendida para o caso hexafásico), para as topologias semi-controladas, a utilização de tensões iguais nos barramentos CC é a melhor para obtenção de formas de onda de tensão e corrente com menor distorção harmônica.

## 3.2 Modelo dos conversores

O modelo dos conversores, como mencionado anteriormente, consiste em elaborar as equações de tensão do conversor baseadas em suas tensões de polo. Dessa forma, tem-se que as equações das tensões sobre os enrolamentos dos grupos par e ímpar da máquina em

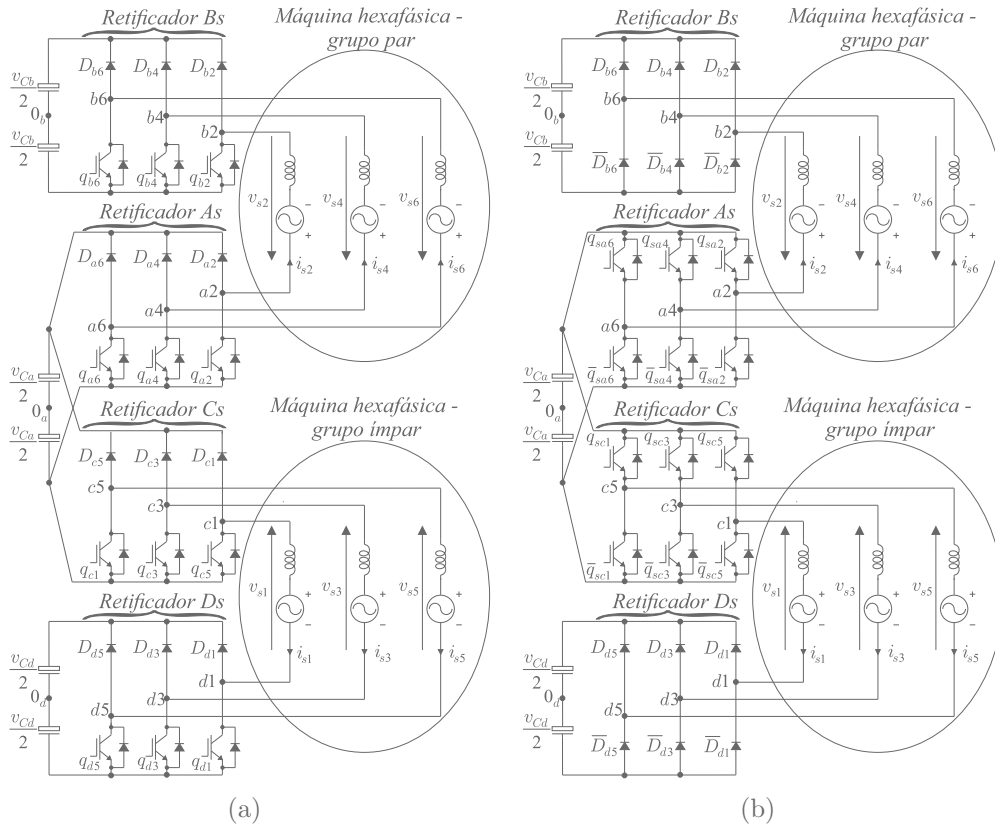


Figura 3.1: Topologias estudadas. (a) Topologia 1. (b) Topologia 2.

função das tensões de polo são, respectivamente:

$$v_{si} = v_{ai0_a} - v_{bi0_b} - v_{0_b0_a} \quad (3.1)$$

$$v_{sj} = v_{cj0_a} - v_{dj0_d} - v_{0_d0_a} \quad (3.2)$$

onde  $i = 2, 4, 6$ ,  $j = 1, 3, 5$ ,  $v_{ai0_a}$  representa as tensões de polo do retificador  $As$ ,  $v_{bi0_b}$  representa as tensões de polo do retificador  $Bs$ ,  $v_{cj0_a}$  representa as tensões de polo do retificador  $Cs$  e  $v_{dj0_d}$  representa as tensões de polo do retificador  $Ds$ . Note que o barramento CC dos retificadores  $As$  e  $Cs$  é o mesmo. Além disso, há uma diferença de potencial entre os pontos centrais dos barramentos CC. Assim,  $v_{0_b0_a}$  é a tensão entre os pontos centrais dos barramentos CC dos retificadores  $As$  (e  $Cs$ ) e  $Bs$  e  $v_{0_d0_a}$  é a diferença de tensão entre os pontos centrais dos barramentos CC dos retificadores  $Ds$  e  $As$  (e  $Cs$ ).

Considerando que as somas das três tensões trifásicas dos grupos par e ímpar, respectivamente, são iguais a zero, é possível escrever então que:

$$v_{0_b0_a} = \frac{1}{3} \sum (v_{ai0_a} - v_{bi0_b}) \quad (3.3)$$

$$v_{0_d0_a} = \frac{1}{3} \sum (v_{cj0_a} - v_{dj0_d}). \quad (3.4)$$

De maneira a tornar a estratégia PWM mais simples, é possível definir variáveis auxiliares baseadas nas equações (3.1) e (3.2). Essas variáveis são dadas por

$$v_{ri} = v_{ai0_a} - v_{bi0_b} \quad (3.5)$$

$$v_{rj} = v_{cj0_a} - v_{dj0_d}. \quad (3.6)$$

Entretanto, sabe-se que as tensões de polo nos braços com diodo dependem da polaridade das correntes. Nesse caso, para o grupo par da topologia 1

- Se  $i_{si} > 0$ ,

$$v_{ai0_a} = -v_{Ca}/2$$

- Caso contrário,

$$v_{bi0_b} = -v_{Cb}/2.$$

Da mesma forma para o grupo ímpar da topologia 1

- Se  $i_{sj} > 0$ ,

$$v_{cj0_a} = -v_{Ca}/2$$

- Caso contrário,

$$v_{di0_d} = -v_{Cd}/2.$$

Portanto, dependendo da polaridade da corrente, o braço de um retificador é grampeado enquanto o braço de outro retificador opera com chaveamento. Toma-se como exemplo a fase 2 da máquina conectada ao braço  $a2$  do retificador  $As$  e ao braço  $b2$  do retificador  $Bs$ . Considerando o sentido da corrente  $i_{s2}$  na figura 3.1(a), quando ela for positiva, ou seja, quando a corrente flui do braço  $a2$  para o braço  $b2$ , o diodo em antiparalelo à chave  $\bar{q}_{a2}$  deve conduzir durante todo o semiciclo positivo, grampeando o braço  $a2$ . Já o braço  $b2$  opera com chaveamento para geração da tensão da maneira desejada.

Já quando no semiciclo negativo da corrente  $i_{s2}$ , esta flui do braço  $b2$  para o braço  $a2$ , fazendo com que o diodo ligado em antiparalelo com a chave  $\bar{q}_{b2}$  conduza, grampeando o braço  $b2$ . Já o braço  $a2$  opera com chaveamento para geração da tensão da maneira desejada. Da mesma forma acontece para todas as outras fases. Note que os estados de condução

Tabela 3.1: Estados de condução dos dispositivos semicondutores para cada nível - topologia 1

	$D_{a2}$	$D_{b2}$	
$v_C$	1	0	$i_{s2} < 0$
0	0	0	$i_{s2} > 0$ $i_{s2} < 0$
$-v_C$	0	1	$i_{s2} > 0$

dependem das polaridades da corrente na fase. Além disso, vale salientar que, apesar de cada braço ser composto por um diodo e uma chave IGBT, ele continua funcionando de forma complementar. Ou seja, por exemplo, quando o diodo  $D_{a2}$  estiver conduzindo, a chave  $\bar{q}_{a2}$  estará bloqueada, e vice-versa.

Dessa forma, as tensões geradas pelo conversor da topologia 1,  $v_{ri} = v_{ai0_a} - v_{bi0_b}$  e  $v_{rj} = v_{cj0_c} - v_{dj0_d}$ , sem a contribuição das tensões homopolares, considerando as tensões em todos os barramentos CC iguais ( $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cd} = v_C$ ), assumem os níveis  $-v_C$ , 0 e  $v_C$ . Como exemplo, a tabela 3.1 traz os estados de condução dos diodos para a geração de cada nível para a fase 2. O estado 1 significa que o dispositivo está ligado (conduzindo) e o estado 0 significa que o dispositivo está desligado (bloqueado).

Já para o grupo par da topologia 2 tem-se

- Se  $i_{si} > 0$ ,  
 $v_{bi0_b} = v_{Cb}/2$
- Caso contrário,  
 $v_{bi0_b} = -v_{Cb}/2$ .

Da mesma forma para o grupo ímpar da topologia 2

- Se  $i_{sj} > 0$ ,  
 $v_{dj0_d} = v_{Cd}/2$
- Caso contrário,  
 $v_{dj0_d} = -v_{Cd}/2$ .

Como os retificadores  $Bs$  e  $Ds$  são compostos somente de diodos [ver figura 3.1(b)], é fácil perceber que seus braços sempre estarão grampeados, seja no nível mais baixo, quando

Tabela 3.2: Estados de condução dos dispositivos semicondutores para cada nível - topologia 2

	$q_{a2}$	$D_{b2}$	
$v_C$	1	0	$i_{s2} < 0$
0	0	0	$i_{s2} < 0$
	1	1	$i_{s2} > 0$
$-v_C$	0	1	$i_{s2} > 0$

os diodos inferiores estiverem conduzindo, seja no nível mais alto, quando os diodos superiores estiverem conduzindo, dependendo da polaridade das correntes que por eles circulam. Tomando mais uma vez o exemplo da fase 2, caso  $i_{s2}$  seja positiva, o diodo  $D_{b2}$  deve conduzir obrigatoriamente, grampeando o braço  $b2$  no nível alto. Caso  $i_{s2}$  seja negativa,  $\bar{D}_{b2}$  conduz, grampeando o braço  $b2$  no nível baixo. Em ambos os casos, o braço  $a2$  opera com chaveamento. O mesmo acontece para todas as outras fases.

As tensões geradas pelo conversor  $v_{ri}$  e  $v_{rj}$ , sem a contribuição das tensões homopolares, assumem os valores de  $-v_C$ , 0 e  $v_C$  considerando  $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cd} = v_C$ , similarmente ao verificado para a topologia 1. Como exemplo, a tabela 3.2 traz os estados de condução dos dispositivos semicondutores para a geração de cada nível para a fase 2. Note que os estados de condução dependem das polaridades da corrente na fase.

Verifica-se que, para a geração do nível  $v_C$ , a corrente deve ser obrigatoriamente negativa. Caso a corrente seja positiva, este nível não pode ser gerado. Este nível é gerado quando a chave  $q_{a2}$  do braço  $a2$  estiver conduzindo e o diodo  $D_{b2}$  do braço  $b2$  estiver bloqueado. O nível zero é gerado caso a chave  $q_{a2}$  e o diodo  $D_{b2}$  estejam bloqueados e a corrente seja negativa ou os dois dispositivos estejam conduzindo e corrente seja positiva. Por fim, o nível  $-v_C$  é gerado quando  $q_{a2}$  estiver bloqueada e  $D_{b2}$  estiver conduzindo. Para geração deste nível, a corrente deve ser positiva.

### 3.3 Estratégia PWM

No estudo destas topologias, foi empregada a técnica LS-PWM, primeiramente discutida em (Carrara et al., 1992). Assim, as tensões de referência dos conversores são comparadas com portadoras triangulares deslocadas em nível.

### 3.3.1 Topologia 1

Como será discutido na seção 3.4, a qual abordará o sistema de controle, o sistema de controle fornece somente quatro tensões estatóricas de referência para serem utilizadas na estratégia PWM, sendo as outras duas obtidas a partir das quatro primeiras. Como discutido na seção 3.2, é possível introduzir variáveis auxiliares de maneira a tornar a estratégia PWM mais simples. Assim, baseando-se nas equações (3.1), (3.2), (3.5) e (3.6)

$$v_{ri}^* = v_{si}^* + v_{0b0a}^* \quad (3.7)$$

$$v_{rj}^* = v_{sj}^* + v_{0d0a}^* \quad (3.8)$$

onde  $v_{0b0a}^*$  é a tensão homopolar de referência entre os pontos centrais dos barramentos CC dos retificadores  $Bs$  e  $As$  (e  $Cs$ ) e  $v_{0d0a}^*$  é a tensão homopolar de referência entre os pontos centrais dos barramentos CC dos retificadores  $Ds$  e  $As$  (e  $Cs$ ). Elas são dadas por

$$v_{0b0a}^* = \mu_{ba} V_{i \max}^* + (1 - \mu_{ba}) V_{i \min}^* \quad (3.9)$$

$$v_{0d0a}^* = \mu_{da} V_{j \max}^* + (1 - \mu_{da}) V_{j \min}^* \quad (3.10)$$

De maneira a garantir que as tensões de referência respeitarão as tensões nos barramentos CC e levando em conta as polaridades das correntes tem-se para o grupo par que

- Se  $i_{si} > 0$ ,  

$$v_{i \max}^* = -v_{Ca}/2 + v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{i \max}^* = v_{Ca}/2 + v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$

Também

- Se  $i_{si} > 0$ ,  

$$v_{i \min}^* = -v_{Ca}/2 - v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{i \min}^* = -v_{Ca}/2 + v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$

Assim,  $V_{i \max}^* = \min\{v_{2 \max}^*, v_{4 \max}^*, v_{6 \max}^*\}$  e  $V_{i \min}^* = \max\{v_{2 \min}^*, v_{4 \min}^*, v_{6 \min}^*\}$ .

De forma semelhante para o grupo ímpar

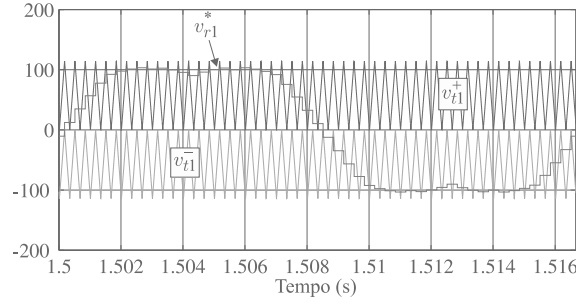


Figura 3.2: Portadoras triangulares e tensão de referência  $v_{r1}^*$  para topologia 1.

- Se  $i_{sj} > 0$ ,

$$v_{j \max}^* = -v_{Ca}/2 + v_{Cd}/2 - v_{sj}^*$$

- Caso contrário,

$$v_{j \max}^* = v_{Ca}/2 + v_{Cd}/2 - v_{sj}^*.$$

Também

- Se  $i_{sj} > 0$ ,

$$v_{j \min}^* = -v_{Ca}/2 - v_{Cd}/2 - v_{sj}^*$$

- Caso contrário,

$$v_{j \min}^* = -v_{Ca}/2 + v_{Cd}/2 - v_{sj}^*.$$

Assim,  $V_{j \max}^* = \min\{v_{1 \max}^*, v_{3 \max}^*, v_{5 \max}^*\}$  e  $V_{j \min}^* = \max\{v_{1 \min}^*, v_{3 \min}^*, v_{5 \min}^*\}$ .

Dessa forma, determina-se primeiro as tensões homopolares de referência através de (3.9) e (3.10) e posteriormente determina-se as tensões  $v_{ri}^*$  e  $v_{rj}^*$  por meio de (3.7) e (3.8), respectivamente.

Em seguida as tensões  $v_{ri}^*$  e  $v_{rj}^*$  de referência são comparadas com portadoras deslocadas em nível de acordo a técnica LS-PWM. Como exemplo, a figura 3.2 ilustra as duas portadoras triangulares  $v_{t1}^+$  e  $v_{t1}^-$  e a tensão de referência  $v_{r1}^*$ . A frequência de amostragem é de 3 kHz e o índice de modulação em amplitude das tensões de referência em relação as tensões dos barramentos CC é de 0,9. Além disso,  $\mu_{ba} = \mu_{da} = 0,5$ .



### 3.3.2 Topologia 2

Similarmente à topologia 1, o controle fornece quatro tensões de referência e as últimas duas são obtidas a partir das quatro primeiras. Além disso, também são válidas as expressões para determinação das tensões homopolares  $v_{0_b0_a}^*$  e  $v_{0_a0_a}^*$  [(3.9) e (3.10), respectivamente] e as expressões para as tensões  $v_{ri}^*$  e  $v_{rj}^*$  [(3.7) e (3.8), respectivamente].

De maneira a garantir que as tensões de referência respeitarão as tensões nos barramentos CC e levando em conta as polaridades das correntes tem-se para o grupo par que

- Se  $i_{si} > 0$ ,  

$$v_{i \max}^* = v_{Ca}/2 - v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{i \max}^* = v_{Ca}/2 + v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$

Também

- Se  $i_{si} > 0$ ,  

$$v_{i \min}^* = -v_{Ca}/2 - v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{i \min}^* = -v_{Ca}/2 + v_{Cb}/2 - v_{si}^*$$

Assim,  $V_{i \max}^* = \min\{v_{2 \max}^*, v_{4 \max}^*, v_{6 \max}^*\}$  e  $V_{i \min}^* = \max\{v_{2 \min}^*, v_{4 \min}^*, v_{6 \min}^*\}$ .

De forma semelhante para o grupo ímpar

- Se  $i_{sj} > 0$ ,  

$$v_{j \max}^* = v_{Ca}/2 - v_{Cd}/2 - v_{sj}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{j \max}^* = v_{Ca}/2 + v_{Cd}/2 - v_{sj}^*$$

Também

- Se  $i_{sj} > 0$ ,  

$$v_{j \min}^* = -v_{Ca}/2 - v_{Cd}/2 - v_{sj}^*$$

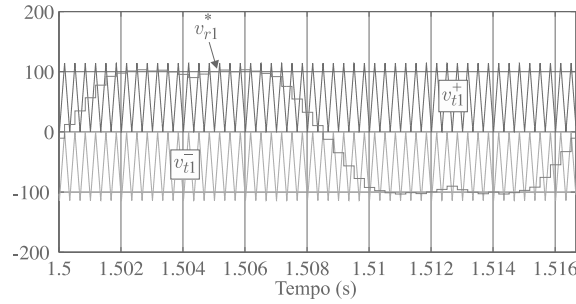


Figura 3.3: Portadoras triangulares e tensão de referência  $v_{r1}^*$  para topologia 2.

- Caso contrário,

$$v_{j \min}^* = -v_{Ca}/2 + v_{Cd}/2 - v_{sj}^*.$$

Assim,  $V_{j \max}^* = \min\{v_{1 \max}^*, v_{3 \max}^*, v_{5 \max}^*\}$  e  $V_{j \min}^* = \max\{v_{1 \min}^*, v_{3 \min}^*, v_{5 \min}^*\}$ .

Como foi feito para a topologia 1,  $v_{ri}^*$  e  $v_{rj}^*$  são comparadas com portadoras deslocadas em nível de acordo a técnica LS-PWM. Como exemplo, a figura 3.3 ilustra as duas portadoras triangulares  $v_{t1}^+$  e  $v_{t1}^-$  e a tensão de referência  $v_{r1}^*$ . A frequência de amostragem é de 3 kHz e o índice de modulação em amplitude das tensões de referência em relação as tensões dos barramentos CC é de 0,9. Além disso,  $\mu_{ba} = \mu_{da} = 0,5$ .

### 3.4 Sistema de controle

O diagrama representando o sistema de controle é ilustrado na figura 3.4. Este diagrama é válido para ambas as estruturas discutidas neste capítulo. O tipo de controle implementado para a máquina é o FOC (*Field Oriented Control*, em inglês).

Assim, o sistema consiste em: 1) controle de velocidade, fornecendo a referência da componente em quadratura  $i_{sq}^{b*}$  das correntes estatóricas. O  $b$  sobrescrito representa que a corrente está no referencial do fluxo rotórico, assumindo portanto um valor constante; 2) controle de potência reativa  $Q_S$ , fornecendo a componente direta  $i_{sd}^{b*}$  das correntes estatóricas. Sabe-se que, tradicionalmente, as máquinas a ímã permanente trabalham com  $i_{sd} = 0$ , usando o fluxo magnético máximo do ímã (de Moura Fernandes, 2006). Dessa forma, as correntes estatóricas estão sincronizadas (em fase) com as forças eletromotrizes geradas pela máquina em cada fase. Porém, devido ao uso de diodos, esta condição de operação causa distorção das correntes na passagem por zero (Cavalcanti et al., 2011; Jacobina et al., 2013c). De forma a

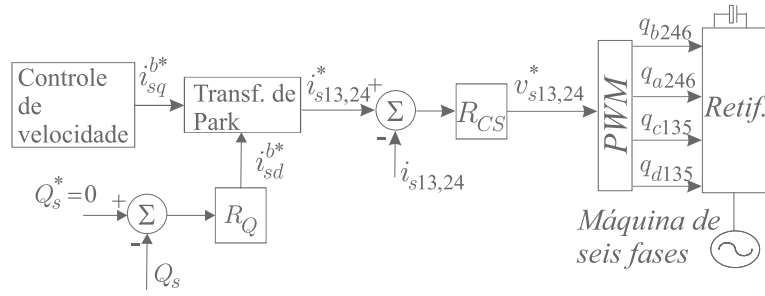


Figura 3.4: Diagrama representando o sistema de controle.

corrigir isso, as correntes não mais devem estar sincronizadas com as forças eletromotrizes, mas sim com as tensões estatóricas, tensões estas que são geradas pelo conversor, conforme discutido em (Cavalcanti et al., 2011; Jacobina et al., 2013c). Sabe-se que, se as correntes estatóricas devem estar em fase com as tensões estóricas de maneira a eliminar ou reduzir a distorção na passagem por zero, então a potência reativa deve ser nula, já que o fator de potência da máquina passa a ser unitário. Com base nisso, foi incluído no sistema de controle uma malha para o controle de potência reativa, onde  $Q_s^* = 0$ .

Tendo-se os valores de  $i_{sd}^{b*}$  e  $i_{sq}^{b*}$  e considerando  $i_{sx}^{b*} = i_{sy}^{b*} = i_{so}^{b*} = i_{so'}^{b*} = 0$ , faz-se a transformação de Park para as correntes estatóricas de referência  $i_{s13,24}^*$  (lembrando que as correntes  $i_{s5}^*$  e  $i_{s6}^*$  são obtidas a partir das outras quatro). O controle dessas correntes fornece as tensões estatóricas de referência  $v_{s13,24}^*$  utilizadas na estratégia PWM para determinação dos estados de chaveamento das chaves do conversor. Vale salientar que, como as correntes estatóricas são alternadas, no seu controle é usado o controlador PI de dupla sequência proposto em (Jacobina et al., 2001a). Todos os outros controladores são PI convencionais.

### 3.5 Potência processada nos retificadores

As potências processadas pelos retificadores que compõem a topologia 2 apresentam diferentes valores devido à assimetria da estrutura, já que os retificadores *As* e *Cs* são compostos de chaves IGBT e os retificadores *Bs* e *Ds* são compostos de diodos. A topologia 1 não apresenta essa característica porque todos os retificadores são iguais, sendo portanto a potência processada por cada um deles também de igual valor. A potência de cada conversor é calculada em função da tensão de polo de cada braço e da corrente que por este passa. Assim, considerando a convenção de corrente da figura 3.1, tem-se que a potência processada

Tabela 3.3: Distribuição de potência com variação do índice de modulação.

$V_s/V_n$	0,5	0,7	0,9	1,0
$P_{Bs}$	65,82%	45,01%	34,31%	30%
$P_{As}$	-15,82%	4,98%	15,68%	20%
$P_{Cs}$	-15,82%	4,98%	15,68%	20%
$P_{Ds}$	65,82%	45,01%	34,31%	30%

pelos retificadores são dadas por

$$P_{As} = v_{a20_a} i_{s2} + v_{a40_a} i_{s4} + v_{a60_a} i_{s6} \quad (3.11)$$

$$P_{Bs} = -v_{b20_b} i_{s2} - v_{b40_b} i_{s4} - v_{b60_b} i_{s6} \quad (3.12)$$

$$P_{Cs} = v_{c10_a} i_{s1} + v_{c30_a} i_{s3} + v_{c50_a} i_{s5} \quad (3.13)$$

$$P_{Ds} = -v_{d10_d} i_{s1} - v_{d30_d} i_{s3} - v_{d50_d} i_{s5}. \quad (3.14)$$

Foi estudado um cenário no qual o valor das tensões nos barramentos CC são mantidas iguais e constantes enquanto a tensão gerada pela máquina diminui, diminuição esta ocasionada pela redução da frequência elétrica. Ou seja, há a diminuição do índice de modulação em amplitude. A tabela 3.3 mostra a distribuição de potência para este cenário.

Nesta tabela,  $V_n$  representa a amplitude nominal da tensão estatórica e  $V_s$  a sua amplitude em função da frequência. À medida que se reduz  $V_s$ , a potência processada pelos retificadores controlados  $As$  e  $Cs$  se torna cada vez menor face ao valor da potência processada pelos retificadores não-controlados  $Bs$  e  $Ds$ . Para  $V_s = 0,5V_n$  já é observado um valor negativo de potência processada pelos retificadores  $As$  e  $Cs$ , o que significa que há absorção de potência pelo gerador, não sendo portanto um ponto desejável de operação. Então, conclui-se que a topologia 2 não é indicada para o caso no qual o gerador precisa operar com baixo índice de modulação.

## 3.6 Resultados de simulação

As simulações foram realizadas para as duas topologias com uma máquina a ímã permanente de potência de 1,5 kW, onze pares de polos e ângulo entre os três enrolamentos trifásicos é igual a 0°. A referência de velocidade angular é de 34,27 rad/s, a frequência de chaveamento é de 3 kHz e  $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cd} = 114,3 V$ .

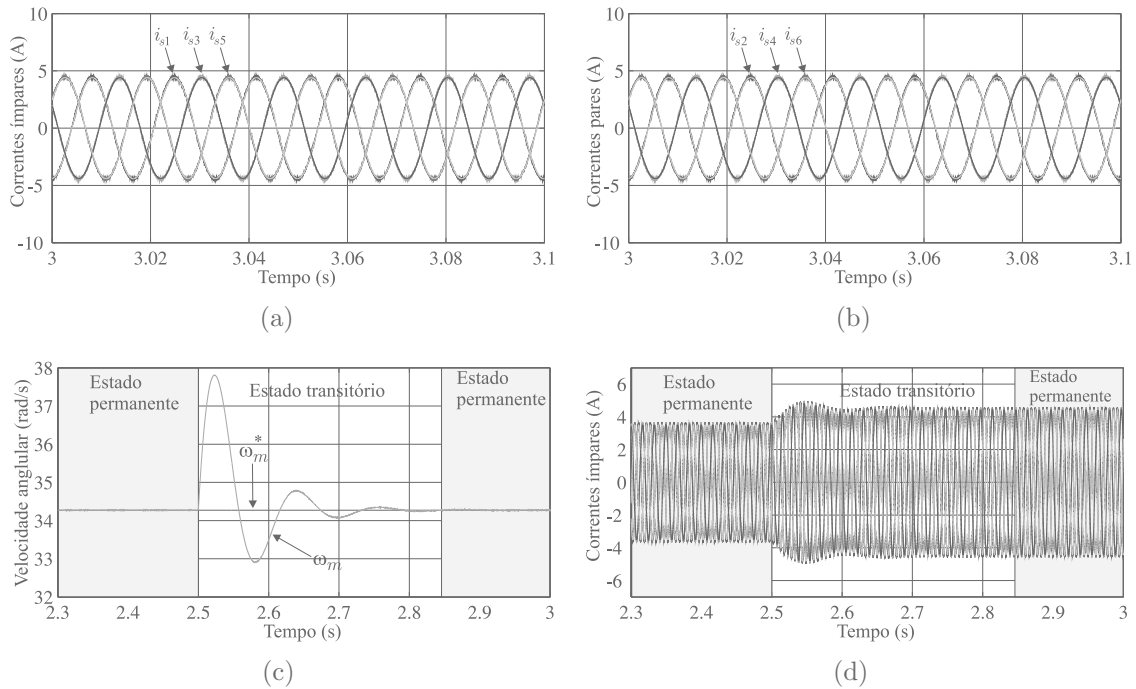


Figura 3.5: Resultados de simulação - topologia 1. (a) Correntes em regime permanente - grupo ímpar. (b) Correntes em regime permanente - grupo par. (c) Velocidade rotórica - regimes permanente e transitório. (d) Correntes do grupo ímpar - regimes permanente e transitórios.

A respeito da topologia 1, as figuras 3.5(a) e 3.5(b) ilustram as correntes estatóricas em regime permanente nos enrolamentos ímpares e pares da máquina. Note que a distorção na passagem por zero é eliminada com a inclusão da malha de controle de potência reativa. De maneira a se verificar a atuação do sistema de controle em um transitório, foi imposta uma elevação de 25% no conjugado aplicado no eixo do gerador, representando portanto uma elevação de 25% da potência gerada. Vale salientar que a referência de velocidade é mantida constante. Dessa forma, nas figuras 3.5(c) e 3.5(d) são ilustradas a velocidade e as correntes estatóricas no grupo ímpar do gerador. Verifica-se o transitório de velocidade do rotor e a convergência para o valor seu valor de referência, mostrando que a atuação do controle é realizada satisfatoriamente. E, como era de se esperar, de maneira a suprir o aumento de potência gerada, há também o aumento da amplitude das correntes estatóricas.

Os mesmos resultados foram obtidos para a topologia 2 e são apresentados na figura 3.6, mostrando que o controle atua satisfatoriamente também para esta estrutura.

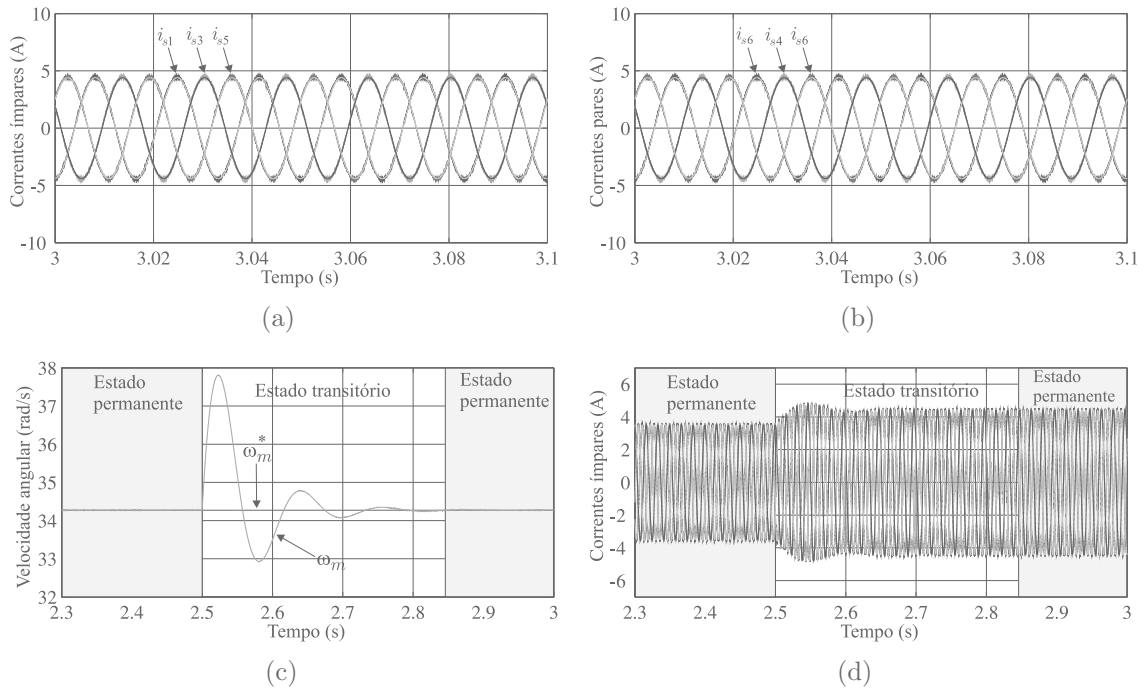


Figura 3.6: Resultados de simulação - topologia 2. (a) Correntes em regime permanente - grupo ímpar. (b) Correntes em regime permanente - grupo par. (c) Velocidade rotórica - regimes permanente e transitório. (d) Correntes do grupo ímpar - regimes permanente e transitórios.

### 3.6.1 Oscilação do conjugado eletromagnético

Conforme discutido no capítulo 2, o conjugado eletromagnético pode ser utilizado como critério de comparação entre topologias de conversores. Ele depende das tensões direta e em quadratura da máquina. Dessa forma, as figuras 3.7, 3.8 e 3.9 ilustram as tensões direta e em quadratura, bem como a forma de onda do conjugado e seu espectro para a topologia dual convencional e as topologias 1 e 2, respectivamente.

Note que o mesmo perfil se apresenta para todas as curvas, mostrando que as topologias semi-controladas apresentam mesmo desempenho da estrutura dual convencional. Dessa forma, pode-se concluir que é possível substituir a topologia convencional por uma das topologias semi-controladas, reduzindo-se assim custo e complexidade do circuito de gatilho, sem perda de desempenho do sistema, inclusive com mesmo valor de oscilação de conjugado.

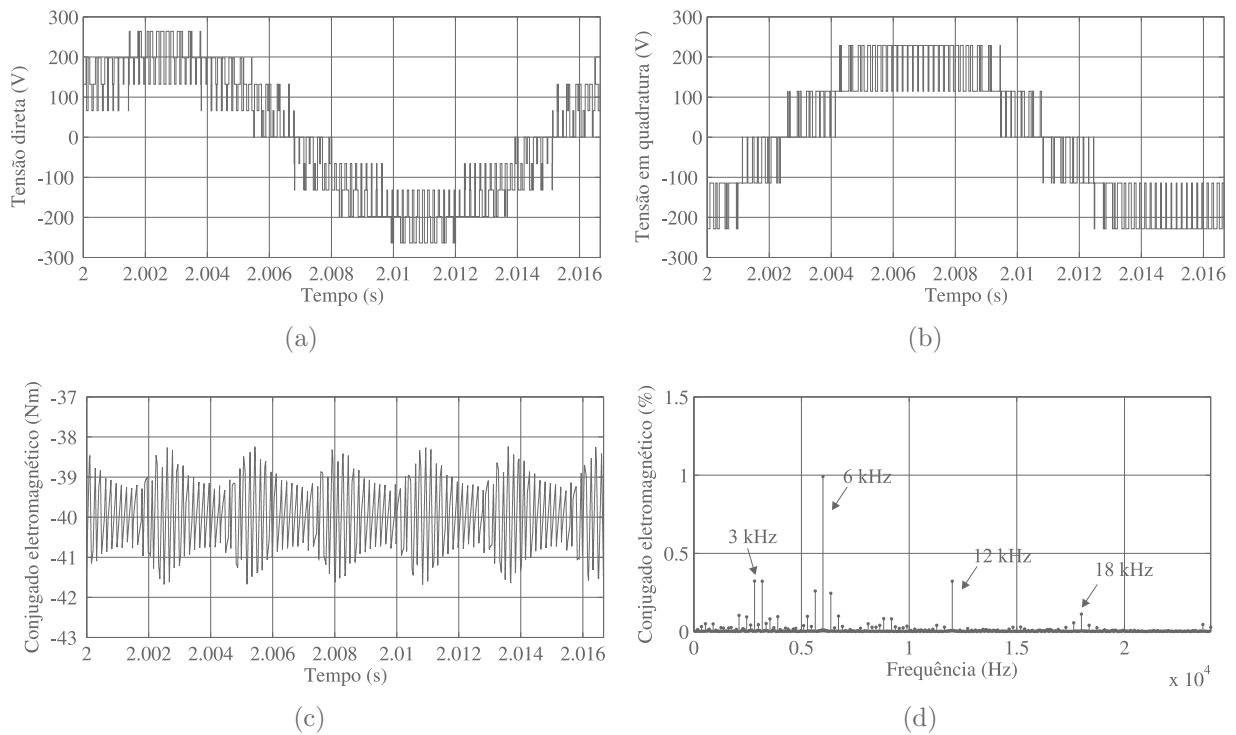


Figura 3.7: Curvas para estrutura dual convencional. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

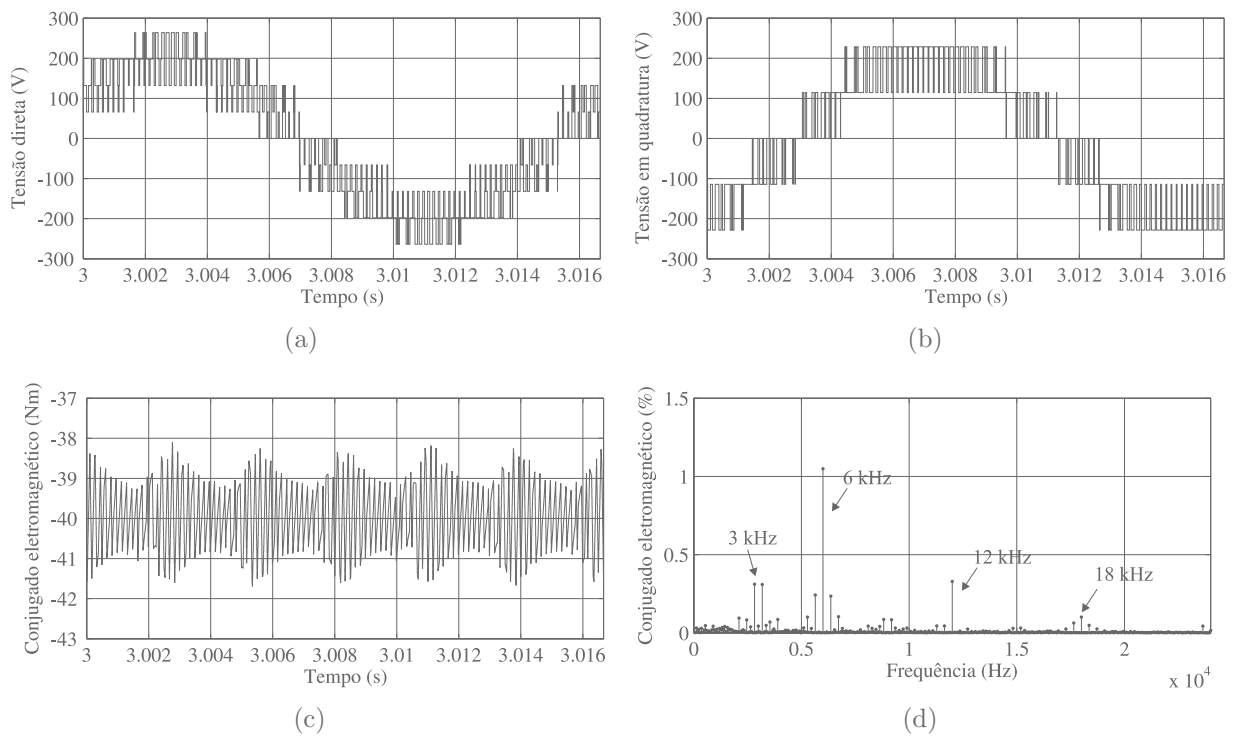


Figura 3.8: Curvas para topologia 1. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

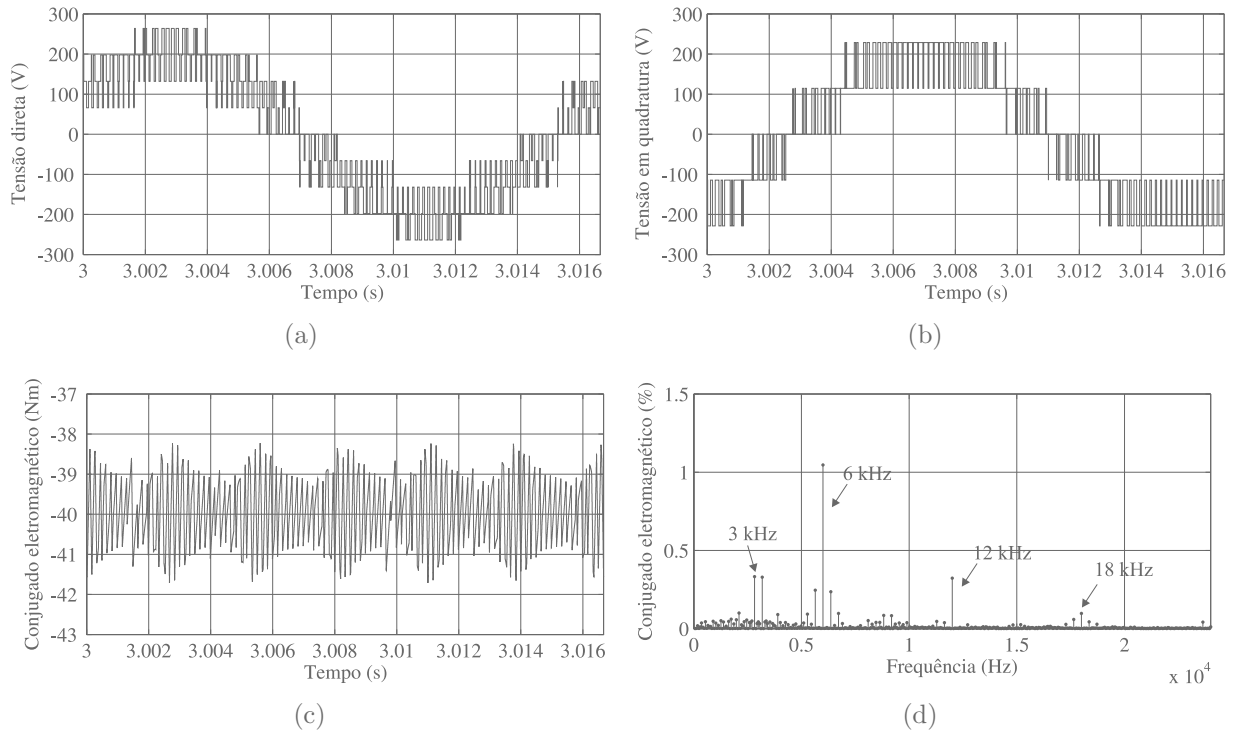


Figura 3.9: Curvas para topologia 2. (a) Tensão direta. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

### 3.7 Conclusão

Neste capítulo foram estudadas duas topologias semi-controladas para o controle de um gerador hexafásico a ímã permanente. Foram desenvolvidas estratégias PWM baseadas na técnica LS-PWM de modo que seja possível sintetizar as tensões de referência pra qualquer combinação das tensões nos barramentos CC e dos fatores de distribuição  $\mu_{ba}$  e  $\mu_{da}$ . Devido às limitações das topologias impostas pelos diodos, as estratégias PWM devem levar em conta as polaridades das correntes.

A respeito do sistema de controle, foi possível verificar que ele opera adequadamente e leva as grandezas do sistema a seus valores de referência. Mesmo após um transitório de potência imposto ao sistema, o sistema de controle atua satisfatoriamente. Como as tensões e correntes estatóricas devem estar sincronizadas de maneira a reduzir ou eliminar a distorção na passagem por zero das correntes, utiliza-se uma malha de controle de potência reativa com seu valor de referência nulo. Este controle fornece a componente direta da corrente estatórica a ser utilizada de modo que a sincronização seja realizada.



Foi mostrado que o desempenho das topologias semi-controladas é praticamente o mesmo da topologia dual convencional em termo de oscilação de conjugado eletromagnético. Dessa forma, no caso de geração de energia, é possível substituir a topologia dual pelas semi-controladas sem prejuízo ao desempenho do sistema.

Também foi realizado um estudo da potência processada pelos retificadores da topologia 2. Considerando as tensões nos barramentos CC iguais, à medida que o índice de modulação em amplitude das tensões estatóricas é reduzido, maior é a potência processada nos retificadores não-controlados. Observa-se que para um índice de modulação baixo, por exemplo, 0,5, os retificadores controlados passam a processar potência negativa, significando que o gerador passa a absorver potência. Naturalmente este ponto de operação é indesejável. Dessa forma, conclui-se que a topologia 2 não é recomendável para aplicações que requeiram baixos índices de modulação.

# 4

## Estudos de tolerância a falha

### 4.1 Introdução

Este capítulo analisa a tolerância a falha de três sistemas de acionamento de máquinas hexafásicas. O primeiro sistema, discutido na seção 4.2, é baseado no inversor dual convencional composto de quatro conversores de três braços, totalizando doze braços. Os segundo e terceiro sistemas, discutidos na seção 4.3, são baseados na topologia híbrida 1 estudada no capítulo 2 e uma variação dela, com a ligação do neutro do grupo ímpar da máquina a um quarto braço do conversor (sendo nomeada neste trabalho como topologia híbrida 1 - NC, NC significando Neutro Conectado).

Dessa forma, é realizada a modelagem da máquina no cenário pós-falha e é mostrado detalhadamente como emular as faltas de circuito aberto em simulações digitais. Além disso, são discutidas estratégias de compensação da falta, tendo sua validade demonstrada por meio de simulações e experimentos.

### 4.2 Tolerância a falha em um sistema de acionamento hexafásico baseado num inversor dual

O sistema de acionamento hexafásico baseado no inversor dual é ilustrado na figura 4.1. Como visto na revisão bibliográfica, nos trabalhos relacionados ao desempenho pós-falha desse sistema, no caso de uma falta em um dos braços de um dos conversores que o

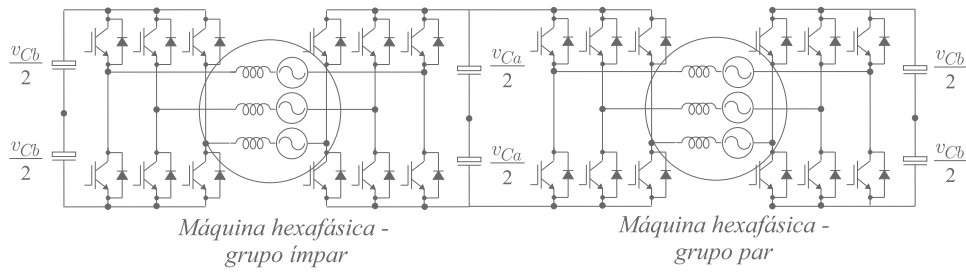


Figura 4.1: Sistema de acionamento hexafásico baseado no inversor dual.

compõem, todo o respectivo conversor era retirado de operação. Ou seja, os braços saudáveis não eram utilizados como parte da estratégia de compensação da falta.

Neste trabalho, entretanto, todos os braços e fases saudáveis restantes são utilizados como parte da estratégia de compensação, o que permite inclusive a manutenção da potência nominal do sistema, caso o inversor e o motor sejam projetados para suportar as altas correntes estatóricas pós-falta.

## 4.2.1 Modelo da máquina na condição de falta

Os modelos da máquina nas condições de faltas em uma, duas ou três fases são obtidos seguindo procedimentos similares. Entretanto, esses modelos são um pouco diferentes porque novas condições de contorno são impostas à máquina dependendo do tipo de falta. Dessa forma, serão discutidos em seguida os modelos para cada tipo de falta.

### 4.2.1.1 Falta em uma fase

De acordo com o método de decomposição vetorial sabe-se que

$$f_s{}_{dqxyoo'} = P_s^T f_s{}_{135246}, \quad (4.1)$$

onde  $f_s{}_{135246} = [f_{s1} \ f_{s3} \ f_{s5} \ f_{s2} \ f_{s4} \ f_{s6}]^T$  é a matriz das variáveis primitivas da máquina e  $f_s{}_{dqxyoo'} = [f_{sd} \ f_{sq} \ f_{sx} \ f_{sy} \ f_{so} \ f_{so'}]^T$  é a matriz das variáveis do modelo  $dq$  da máquina. Essas variáveis podem ser tensões estatóricas ( $f = v$ ) ou correntes estatóricas ( $f = i$ ). A matriz de transformação  $P_s$  é obtida considerando o referencial estacionário. A máquina utilizada foi a do tipo assimétrica, ou seja,  $\alpha = 30^\circ$  ( $\frac{\pi}{6}$  rad). Assim,  $P_s$  é

$$P_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & -\cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & \sin(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & -\cos(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\frac{2\pi}{3} + \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & \sin(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & -\cos(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\frac{4\pi}{3} + \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{-\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Dessa maneira, as equações estatóricas em operação saudável são dadas por

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + l_s \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \quad (4.3)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + l_s \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} \quad (4.4)$$

$$v_{sx} = r_s i_{sx} + l_s \frac{di_{sx}}{dt} \quad (4.5)$$

$$v_{sy} = r_s i_{sy} + l_s \frac{di_{sy}}{dt} \quad (4.6)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_s \frac{di_{so}}{dt} \quad (4.7)$$

$$v_{so'} = r_s i_{so'} + l_s \frac{di_{so'}}{dt}, \quad (4.8)$$

e as equações rotóricas são

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + l_{sr} \frac{di_{sd}}{dt} + l_r \frac{di_{rd}}{dt} + (l_{sr} i_{sq} + l_r i_{rq}) \omega_r \quad (4.9)$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + l_{sr} \frac{di_{sq}}{dt} + l_r \frac{di_{rq}}{dt} - (l_{sr} i_{sd} + l_r i_{rd}) \omega_r \quad (4.10)$$

onde  $l_s$  e  $l_r$  são as indutâncias próprias estatórica e rotórica, respectivamente, equivalentes no modelo  $dq$ ,  $l_{sr}$  é a indutância mútua equivalente entre os enrolamentos do estator e rotor,  $l_s$  é a indutância de dispersão e  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  são as correntes rotóricas direta e em quadratura, respectivamente.

De (4.1), obtém-se

$$i_{s1} = (i_{sd} + i_{sx})/\sqrt{3}, \quad (4.11)$$

já que as correntes  $i_{so} = i_{so'} = 0$  porque dois neutros isolados são utilizados. Agora considerando que uma falta de circuito aberto acontece na fase 1 da máquina, ou seja,  $i_{s1} = 0$ , uma condição de contorno é imposta como

$$i_{sx} = -i_{sd}. \quad (4.12)$$

Substituindo (4.12) em (4.5),

$$v_{sx} = -r_s i_{sd} - l_{ls} \frac{di_{sd}}{dt}. \quad (4.13)$$

Dessa forma, considerando (4.1) novamente e utilizando (4.3) e (4.13)

$$v_{s1} = \frac{v_{sd} + v_{sx}}{\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right], \quad (4.14)$$

já que  $v_{so} = v_{so'} = 0$  porque dois neutros isolados são utilizados. Para simular digitalmente o sistema submetido a falta de circuito aberto na fase 1, a tensão nos seus terminais ( $v_{s1}$ ) deve ser imposta como calculada em (4.14). Assim, a corrente na fase 1 ( $i_{s1}$ ) é forçada a ser zero. Então, conforme visto em (4.14) é necessário calcular as derivadas de  $i_{sd}$  e  $i_{rd}$ .

Essas derivadas podem ser analiticamente calculadas levando em conta a representação do espaço de estados da máquina. Então, a partir de (4.3), (4.4), (4.9) e (4.10) tem-se

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & l_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_s & l_{sr} \\ l_{sr} & l_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{sr} & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{rd}/dt \\ di_{sq}/dt \\ di_{rq}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & r_r & l_{sr}\omega_r & l_r\omega_r \\ -l_{sr}\omega_r & -l_r\omega_r & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

Dessa forma, o espaço de estados é

$$\begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{rd}/dt \\ di_{sq}/dt \\ di_{rq}/dt \end{bmatrix} = \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} \left( \begin{bmatrix} l_r & 0 & -l_{sr} & 0 \\ -l_{sr} & 0 & l_s & 0 \\ 0 & l_r & 0 & -l_{sr} \\ 0 & -l_{sr} & 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -l_r r_s & l_{sr} r_r & l_{sr}^2 \omega_r & l_{sr} l_r \omega_r \\ l_{sr} r_s & -l_s r_r & -l_s l_{sr} \omega_r & -l_s l_r \omega_r \\ -l_{sr}^2 \omega_r & -l_{sr} l_r \omega_r & -l_r r_s & l_{sr} r_r \\ l_s l_{sr} \omega_r & l_s l_r \omega_r & l_{sr} r_s & -l_s r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \right). \quad (4.16)$$

Considerando que uma máquina com rotor gaiola-de-esquilo é utilizada,  $v_{rd} = v_{rq} = 0$ , e as derivadas de  $i_{sd}$  e  $i_{rd}$  se tornam então

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} (l_r v_{sd} - l_r r_s i_{sd} + l_{sr} r_r i_{rd} + l_{sr}^2 \omega_r i_{sq} + l_{sr} l_r \omega_r i_{rq}) \quad (4.17)$$

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} (-l_{sr} v_{sd} + l_{sr} r_s i_{sd} - l_s r_r i_{rd} - l_s l_{sr} \omega_r i_{sq} - l_s l_r \omega_r i_{rq}). \quad (4.18)$$

Finalmente, substituindo (4.17) e (4.18) em (4.14), a corrente  $i_{s1}$  se torna nula na simulação digital. Caso a fase afetada pela falta seja outra que não a fase 1, o mesmo procedimento deve ser adotado para obter-se a expressão da tensão que deve ser imposta em tal fase para que sua corrente seja nula.

#### 4.2.1.2 Falta em duas fases

Agora considera-se que as fases 1 e 2 são afetadas simultaneamente por uma falta de circuito aberto. Então, uma fase de cada grupo trifásico é submetida à ocorrência da falta. Assim, a condição de contorno de (4.12) continua válida e similarmente pode ser escrito para a corrente na fase 2

$$i_{s2} = (i_{sd} \cos \alpha + i_{sq} \sin \alpha - i_{sx} \cos \alpha - i_{sy} \sin \alpha) / \sqrt{3}. \quad (4.19)$$

Considerando  $i_{s2} = 0$  e  $\alpha = 30^\circ$ , obtém-se que

$$i_{sy} = \sqrt{3}i_{sd} + i_{sq} - \sqrt{3}i_{sx}. \quad (4.20)$$

Substituindo (4.12) em (4.20)

$$i_{sy} = 2\sqrt{3}i_{sd} + i_{sq}. \quad (4.21)$$

Também, substituindo (4.21) em (4.6)

$$v_{sy} = r_s(\sqrt{3}i_{sd} + i_{sq}) + l_{ls}(2\sqrt{3}\frac{di_{sd}}{dt} + \frac{di_{sq}}{dt}). \quad (4.22)$$

Novamente a partir de (4.1),

$$v_{s2} = (v_{sd} \cos \alpha + v_{sq} \sin \alpha - v_{sx} \cos \alpha - v_{sy} \sin \alpha) / \sqrt{3}. \quad (4.23)$$

Finalmente, substituindo (4.13) e (4.22) em (4.23)

$$v_{s2} = \frac{1}{2} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right] + \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} \right]. \quad (4.24)$$

Como feito para o caso de falta na fase 1, de modo a simular a falta na fase 2, a tensão nos seus terminais ( $v_{s2}$ ) deve ser imposta como calculada em (4.24). Dessa forma, a corrente na fase 2 ( $i_{s2}$ ) é forçada a ser nula. Conforme visto em (4.24), é necessário portanto calcular as derivadas de  $i_{sq}$  e  $i_{rq}$ . Estas são obtidas a partir de (4.16).

O estudo de falta de circuito aberto em duas fases foi realizado considerando que a falta ocorre em fases de grupos diferentes, i.e., uma fase do grupo ímpar e a outra do par. Por outro lado, no caso em que duas fases de um só grupo sejam afetadas simultaneamente pela falta, todo o grupo deve ser desligado porque pela fase saudável restante não é possível a circulação de corrente e ela não pode ser utilizada como parte da estratégia de compensação da falta.

### 4.2.1.3 Falta em três fases

Agora considerando que uma falta de circuito aberto acontece nas fases 1, 3 e 5, ou seja, afetando todo o grupo ímpar e seguindo o mesmo procedimento discutido para as outras subsubseções, as tensões  $v_{s3}$  e  $v_{s5}$  de modo a impor  $i_{s3} = i_{s5} = 0$  em simulação são dados por

$$v_{s3} = -\frac{1}{2\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{d_{ird}}{dt} \right] + \frac{1}{2} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{d_{irq}}{dt} \right] \quad (4.25)$$

$$v_{s5} = -\frac{1}{2\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{d_{ird}}{dt} \right] - \frac{1}{2} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{d_{irq}}{dt} \right] \quad (4.26)$$

A tensão na fase 1 ( $v_{s1}$ ) continua sendo expressada por (4.14). No caso em que duas fases de um grupo e uma fase de outro grupo sejam afetadas simultaneamente pela falta, não é possível manter fluxo senoidal pós-falta e todo o sistema deve ser desligado.

## 4.2.2 Estratégia PWM para mitigação da falta

A estratégia PWM consiste em calcular as tensões de referência que são posteriormente comparadas com portadoras triangulares de modo a determinar os pulsos de gatilhos para as chaves IGBT. As tensões de referência comparadas a essas portadoras são obtidas a partir das tensões de referência estatóricas dadas por

$$v_{s1}^* = V_s \cos(\omega t) \quad (4.27)$$

$$v_{s3}^* = V_s \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad (4.28)$$

$$v_{s5}^* = V_s \cos(\omega t - 4\pi/3) \quad (4.29)$$

$$v_{s2}^* = V_s \cos(\omega t - \alpha) \quad (4.30)$$

$$v_{s4}^* = V_s \cos(\omega t - 2\pi/3 - \alpha) \quad (4.31)$$

$$v_{s6}^* = V_s \cos(\omega t - 4\pi/3 - \alpha), \quad (4.32)$$

onde  $V_s$  é a amplitude nominal de tensão estatórica,  $\omega$  é a frequência em rad/s e  $t$  é o tempo em segundos. Entretanto, de modo a se manter o desempenho pós-falta igual àquele pré-falta, ou seja, mesmas correntes de eixo direto e em quadratura ( $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ ), mantendo fluxo magnético senoidal e mesmos conjugado e potência, novas referências de tensão estatórica devem ser determinadas para as fases saudáveis.

#### 4.2.2.1 Falta em uma fase

Considerando (4.1), depois da falta é possível escrever que

$$v_{s1} = (v_{sd}^* + v_{sx}^*)/\sqrt{3}, \quad (4.33)$$

resultando em

$$v_{sx}^* = \sqrt{3}v_{s1} - v_{sd}^*. \quad (4.34)$$

Considerando (4.1) novamente, a tensão de referência na fase 2 é dada por

$$v_{s2}^* = (v_{sd}^* \cos \alpha + v_{sq}^* \sin \alpha - v_{sx}^* \cos \alpha - v_{sy}^* \sin \alpha)/\sqrt{3}. \quad (4.35)$$

A escolha de  $v_{sy}^*$  não é única. Uma solução possível é  $v_{sy}^* = 0$  de modo a minimizar as perdas por efeito joule na máquina e a distorção das correntes. Então, assumindo valor nulo para  $v_{sy}^*$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e substituindo (4.34) em (4.35), a referência de tensão na fase 2 se torna

$$v_{s2}^* = v_{sd}^* + \frac{v_{sq}^*}{2\sqrt{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s1}, \quad (4.36)$$

que no domínio do tempo é

$$v_{s2}^* = 1,8V_s \cos(\omega t - 0,0894\pi) - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s1}. \quad (4.37)$$

Utilizando o mesmo procedimento, as outras tensões de referência são obtidas. Elas são

$$v_{s3}^* = 0,866V_s \cos(\omega t - \pi/2) - 0,5v_{s1} \quad (4.38)$$

$$v_{s4}^* = 1,8V_s \cos(\omega t - 0,91\pi) + 0,866v_{s1} \quad (4.39)$$

$$v_{s5}^* = 0,866V_s \cos(\omega t + \pi/2) - 0,5v_{s1} \quad (4.40)$$

$$v_{s6}^* = V_s \cos(\omega t + \pi/2). \quad (4.41)$$

Então, a estratégia de compensação de maneira a se mitigar os efeitos da falta consiste em substituir (4.28)-(4.32) por (4.37)-(4.41) no algoritmo do PWM.

Note que a tensão na fase afetada pela falta ( $v_{s1}$ ) é necessária para se calcular as novas tensões de referência. Para simulação digital, (4.14) é utilizada. Para implementação experimental, um sensor mede esta tensão e o sinal medido é enviado a um Processador Digital de Sinais (DSP), onde as novas referências de tensão são geradas e processadas para fornecer os



sinais de gatilho. Tanto em simulação quanto nos experimentos, a tensão  $v_{s1}$  deve ser filtrada para que somente sua componente fundamental seja utilizada na estratégia de compensação. Essa filtragem foi realizada por um filtro digital passa-faixa com frequência central de 60 Hz, ou seja, a fundamental do sinal a ser filtrado. A vantagem de se utilizar esse tipo de filtro e não o passa-baixa, por exemplo, é o fato que o passa-faixa não afeta a fase do sinal filtrado, já os outros tipos de filtro sim, o que acarretaria em erros na estratégia de compensação.

Se o usuário optar por utilizar controle de corrente em malha fechada, as referências de corrente de maneira a mitigar os efeitos da falta podem ser obtidas também por meio de (4.1) e são

$$i_{s2}^* = 1,8I_s \cos(\omega t - 0,0894\pi) \quad (4.42)$$

$$i_{s3}^* = 0,866I_s \cos(\omega t - \pi/2) \quad (4.43)$$

$$i_{s4}^* = 1,8I_s \cos(\omega t - 0,91\pi) \quad (4.44)$$

$$i_{s5}^* = 0,866I_s \cos(\omega t + \pi/2) \quad (4.45)$$

$$i_{s6}^* = I_s \cos(\omega t + \pi/2). \quad (4.46)$$

onde  $I_s$  é a amplitude nominal de corrente. Note que as correntes nas fases 2 e 4 quase dobram da operação pré-falta para aquela pós-falta. Para que esse ponto de operação seja permanente, a máquina e o conversor devem ser projetados para suportar correntes desse nível ou o sistema deve operar abaixo do conjugado e da potência nominais. Para este caso, simulações mostram que depois da falta o conjugado da máquina deve ser um terço do conjugado nominal de modo que as correntes  $i_{s2}$  and  $i_{s4}$  assumam amplitude nominal.

#### 4.2.2.2 Falta em duas fases

Considerando uma falta em duas fases, (4.34) permanece válida. Depois da falta, o grau de liberdade representado pela tensão  $v_{sy}^*$  deve ser usado para determinar as novas tensões de referência para a estratégia de compensação. Dessa forma, para a tensão  $v_{s2}$  é possível escrever que

$$v_{s2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sd}^* + \frac{1}{2} v_{sq}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} (\sqrt{3} v_{s1} - v_{sd}^*) - \frac{1}{2} v_{sy}^* \right] \quad (4.47)$$

Dessa maneira, a tensão de referência  $v_{sy}^*$  então se torna

$$v_{sy}^* = 2\sqrt{3}v_{sd}^* + v_{sq}^* - 3v_{s1} - 2\sqrt{3}v_{s2}. \quad (4.48)$$

A partir de (4.1), a tensão de referência  $v_{s3}^*$  é dada por

$$v_{s3}^* = \left( -\frac{1}{2}v_{sd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^* - \frac{1}{2}v_{sx}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sy}^* \right) / \sqrt{3}. \quad (4.49)$$

Por último, substituindo (4.34) e (4.48) em (4.49),  $v_{s3}^*$  então se torna

$$v_{s3}^* = \sqrt{3}v_{sd}^* + v_{sq}^* - 2v_{s1} - \sqrt{3}v_{s2}, \quad (4.50)$$

que no domínio do tempo é definida por

$$v_{s3}^* = 2\sqrt{3}V_s \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - 2v_{s1} - \sqrt{3}v_{s2}. \quad (4.51)$$

Seguindo o mesmo procedimento, as tensões de referência para as outras fases saudáveis são dadas por

$$v_{s4}^* = 2\sqrt{3}V_s \cos(\omega t - \pi) - 2v_{s1} - \sqrt{3}v_{s2} \quad (4.52)$$

$$v_{s5}^* = 2\sqrt{3}V_s \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + v_{s1} + \sqrt{3}v_{s2} \quad (4.53)$$

$$v_{s6}^* = 2\sqrt{3}V_s \cos(\omega t) - \sqrt{3}v_{s1} - v_{s2} \quad (4.54)$$

Note que, além de  $v_{s1}$ , a tensão da fase 2 ( $v_{s2}$ ) é necessária para calcular as tensões de referência para a estratégia de compensação. Então, para simulação digital, (4.24) é utilizada. Para implementação experimental, um sensor mede essa tensão e envia o sinal medido para o DSP.

Se o controle em malha fechada de corrente for empregado, as novas correntes de referência são

$$i_{s3}^* = 2\sqrt{3}I_s \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \quad (4.55)$$

$$i_{s4}^* = 2\sqrt{3}I_s \cos(\omega t - \pi) \quad (4.56)$$

$$i_{s5}^* = 2\sqrt{3}I_s \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (4.57)$$

$$i_{s6}^* = 2\sqrt{3}I_s \cos(\omega t). \quad (4.58)$$

Para este caso, as amplitudes das correntes mais que triplicam da operação pré-falta para a operação pós-falta. Simulações com controle em malha aberta constataram que, mesmo reduzindo-se o conjugado para valores muito pequenos, as correntes da máquina continuaram a assumir valores acima de seus valores nominais. Dessa forma, pode-se considerar que operação com falta em duas fases é inviável ou não-aplicável.

### 4.2.2.3 Falta em três fases

Para o caso de uma falta de circuito aberto em três fases, afetando todas as fases do grupo ímpar, as novas tensões de referência são obtidas seguindo os mesmos procedimentos discutidos nas subseções 4.2.2.1 e 4.2.2.2. As tensões de referência  $v_{s2}^*$ ,  $v_{s4}^*$  e  $v_{s6}^*$  das fases saudáveis são

$$v_{s2}^* = 2V_s \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2\sqrt{3}}\right)v_{s1} - \frac{v_{s3}}{\sqrt{3}} \quad (4.59)$$

$$v_{s4}^* = 2V_s \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{2\sqrt{3}}\right)v_{s1} - \frac{v_{s3}}{\sqrt{3}} \quad (4.60)$$

$$v_{s6}^* = 2V_s \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{v_{s1}}{\sqrt{3}} + \frac{2}{\sqrt{3}}v_{s3} \quad (4.61)$$

Se o controle de corrente for aplicado, as correntes de referência para mitigação da falta são

$$i_{s2}^* = 2I_s \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.62)$$

$$i_{s4}^* = 2I_s \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (4.63)$$

$$i_{s6}^* = 2I_s \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.64)$$

Para este caso, as correntes têm o dobro da amplitude da corrente nominal. Dessa maneira, o conjugado da máquina deve ser aproximadamente de um terço do nominal para que as correntes assumam sua amplitude nominal.

## 4.2.3 Resultados de Simulação

Simulações para os casos de faltas em uma, duas e três fases foram realizadas usando linguagem de programação C. A máquina trabalhou sob torque e potência nominais, condição esta que foi mantida mesmo após a falta. Foi empregado o controle em malha aberta Volts/Hertz, no qual as tensões de referência são impostas de maneira a manter fluxo senoidal mesmo depois da falta. Os parâmetros da máquina de indução utilizadas nas simulações são mostrados na Tabela 2.2, apresentada no capítulo 2.

Para falta em uma fase, as figuras 4.2(a) e 4.2(b) ilustram as correntes estatóricas nas condições pré- e pós-falta. Uma falta de circuito aberto acontece na fase 1 no tempo de 1,5s.

Note que  $i_{s1} = 0$  após esse tempo. O algoritmo de detecção de falta conta até 0,1s e então ativa o algoritmo de compensação, que consiste em fornecer novas tensões de referência à estratégia PWM, como expressado por (4.37)-(4.41). Então, de 1,5s a 1,6s, as tensões de referência são aquelas utilizadas para a condição de operação saudável e essa condição foi denominada operação pós-falta antes da compensação. Além disso, de 1,5s a 1,6s, as correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  se tornam desbalanceadas, como visto na figura 4.2(c), o que é prejudicial para o desempenho do sistema, já que ocasiona elevadas oscilações no conjugado. Vale salientar que o tempo de 0,1s entre o instante em que acontece a falta e o instante de atuação da compensação foi adotado para permitir melhor visualização do funcionamento do algoritmo.

Entretanto, após 1,6s, a estratégia de compensação faz com que as correntes direta e em quadratura assumam a mesma amplitude que elas apresentavam antes da falta e esta condição foi denominada operação pós-falta após compensação. Note que após a compensação, a amplitude das correntes nas fases 3 e 5 é de  $0,866I_s$  [ver figura 4.2(a)], a amplitude das correntes nas fases 2 e 4 é de  $1,8I_s$  e a amplitude da corrente na fase 6 é a mesma que na condição pré-falta [ver figura 4.2(b)], conforme expressado em (4.42)-(4.46). Assim, os resultados de simulação para este caso validam tanto a modelagem da máquina em condições pós-falta quanto a estratégia de compensação.

Para o caso da falta em duas fases, apesar do fato das correntes assumirem elevados valores de amplitude, conforme discutido na subsubseção 4.2.2.2, resultados de simulação para este caso são mostrados de modo a validar o algoritmo de compensação discutido. Assim, as correntes estatóricas são mostradas na figura 4.3 para as mesmas condições que no caso anterior (operação pré-falta, operação pós-falta antes da compensação e operação pós-falta após compensação). As tensões de referência usadas no algoritmo de compensação são expressadas por (4.51)-(4.54). A falta ocorre em 1,5s e a compensação é iniciada em 1,6s. Note que após a compensação todas as correntes assumem a amplitude de  $2\sqrt{3}I_s$ , conforme visto em (4.55)-(4.58).

Para o caso da ocorrência da falta em três fases, as correntes do grupo par são apresentadas na figura 4.4(a). As correntes do grupo ímpar assumem valor nulo e não são ilustradas. Semelhantemente aos casos anteriores, a falta acontece no tempo de 1,5s e o algoritmo de compensação é ativado no tempo de 1,6s. Este algoritmo consiste em fornecer para a estratégia PWM as tensões de referência expressas por (4.59)-(4.61). A amplitude de todas as

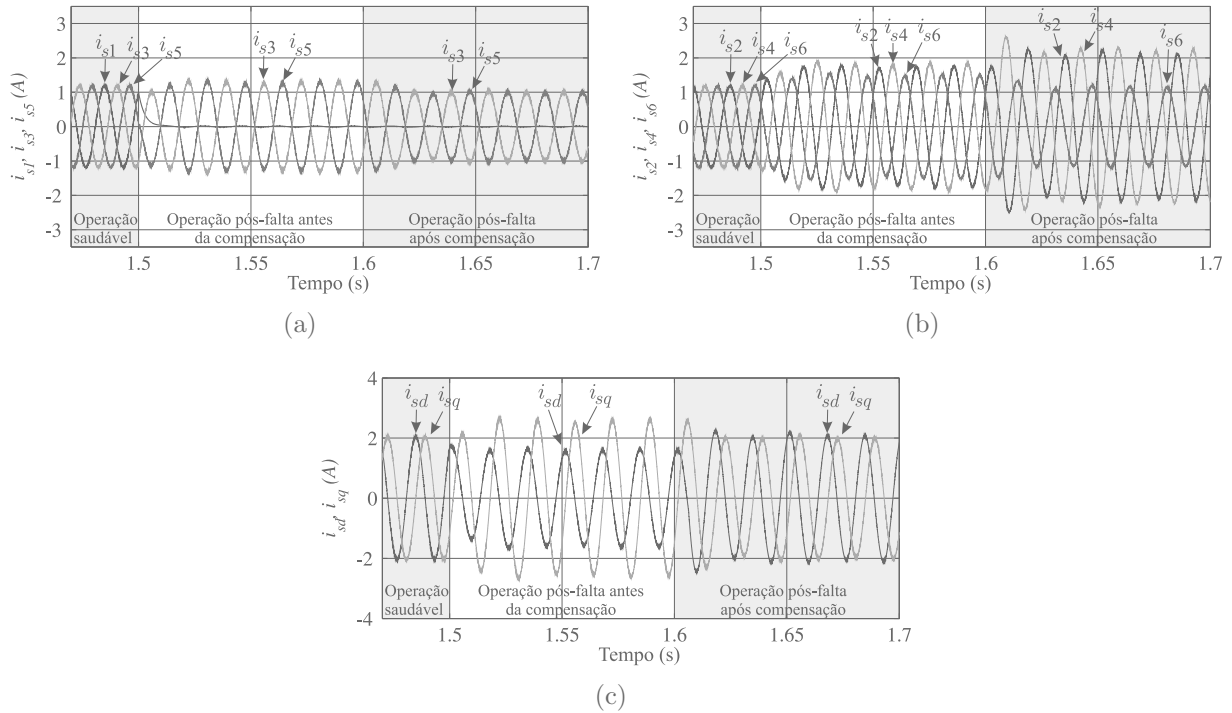


Figura 4.2: Resultados de simulação. - falta em uma fase. (a) Correntes do grupo ímpar. (b) Correntes do grupo par. (c) Correntes do eixo direto e em quadratura.

correntes dobra da operação pré-falta para a operação pós-falta após compensação.

#### 4.2.4 Resultados experimentais

A estratégia PWM e o algoritmo de detecção de falta são realizados (usando as informações lidas pelos sensores) pelo DSP TMS320F28335, gerando os sinais de gatilho das chaves IGBT que compõem o inversor. A bancada experimental é a mesma descrita no capítulo 2. O caso para a falta em duas fases da máquina não foi implementado de modo a não submeter a máquina a correntes que poderiam danificar seus enrolamentos.

Similarmente ao que foi feito em simulação, uma falta de circuito aberto acontece na fase 1, fazendo com que sua corrente assuma valor nulo. Quando o sensor de corrente detecta um valor muito baixo (significando que ocorreu a falta), o algoritmo de detecção de falta conta até 0,1s e ativa o algoritmo de compensação, gerando as correntes estáticas ilustradas na figura 4.5(a). Adicionalmente, a partir das correntes estáticas é possível obter as correntes de eixo direto e em quadratura usando (4.1). Elas estão ilustradas na figura 4.5(b). Note que  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  assumem praticamente a mesma amplitude que antes da falta. Dessa forma,

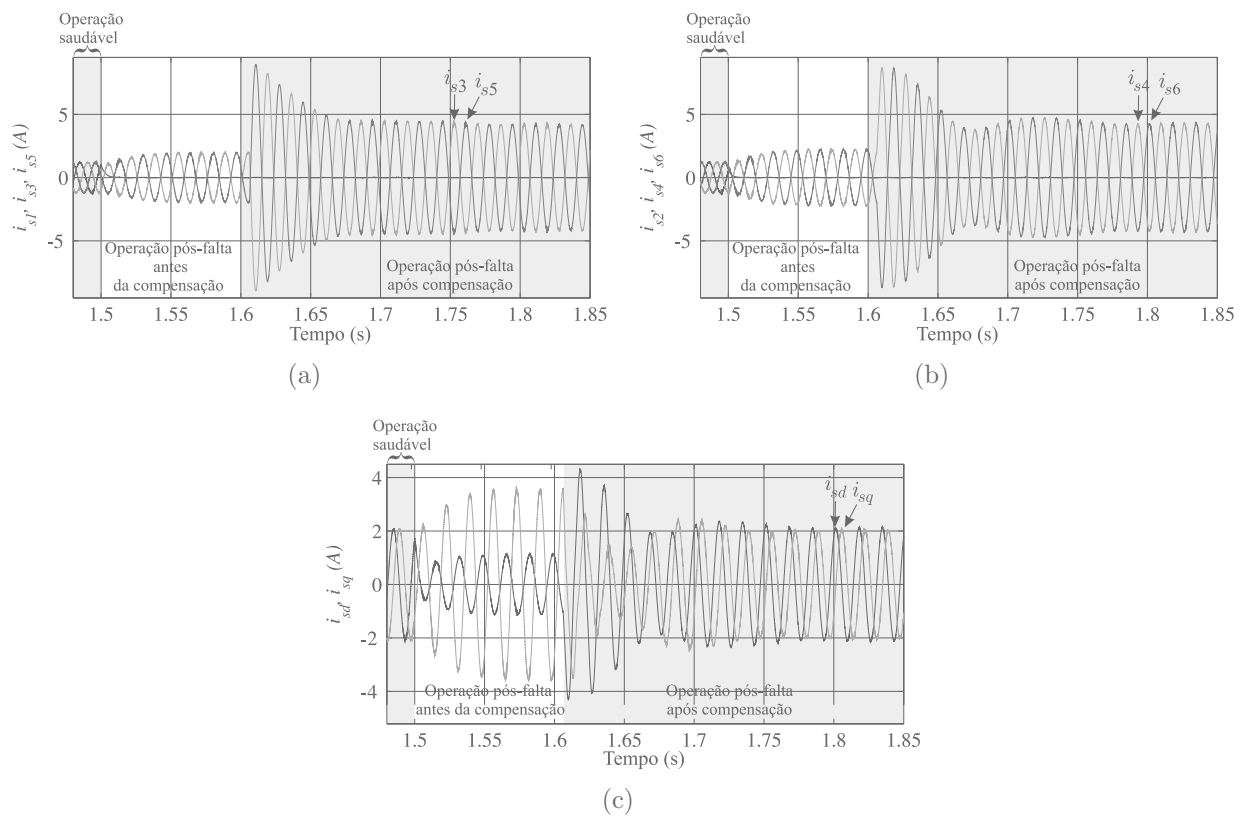


Figura 4.3: Resultados de simulação. - falta em duas fases. (a) Correntes do grupo ímpar. (b) Correntes do grupo par. (c) Correntes do eixo direto e em quadratura.

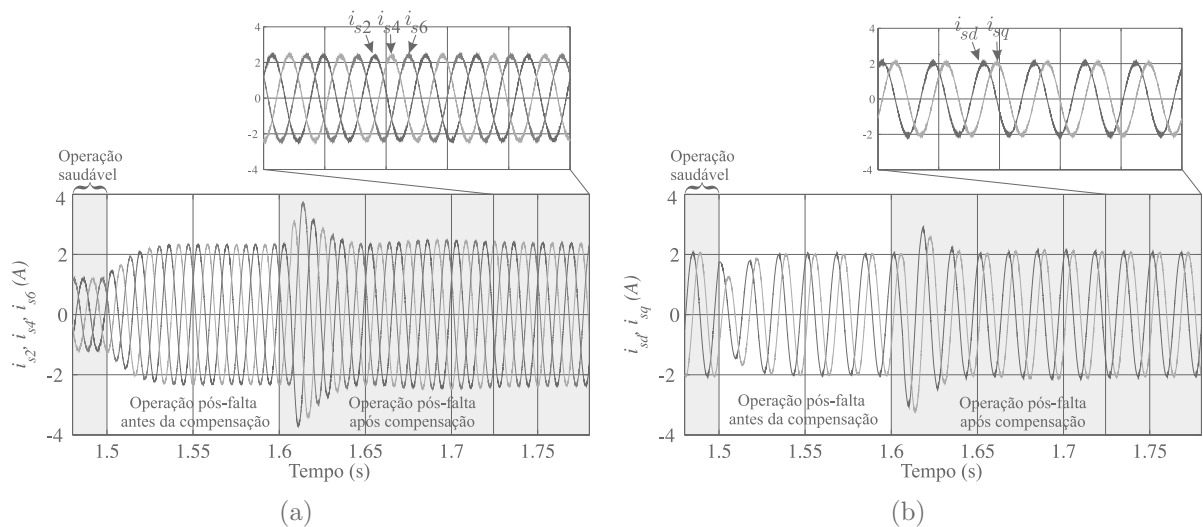


Figura 4.4: Resultados de simulação. - falta em três fases. (a) Correntes do grupo par. (b) Correntes do eixo direto e em quadratura.

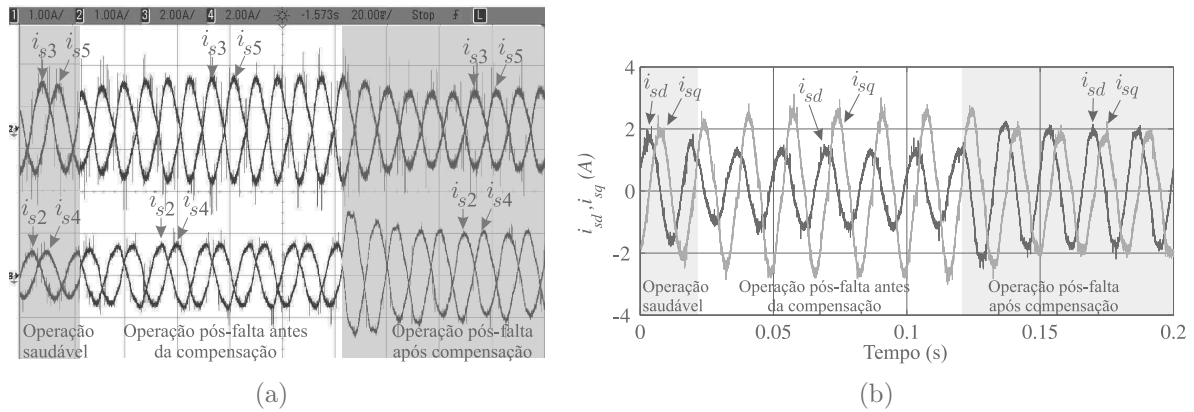


Figura 4.5: Resultados experimentais - falta em uma fase. (a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura.

é possível ver que os resultados experimentais da figura 4.5 estão em concordância com os resultados de simulação mostrados na figura 4.2.

A figura 4.6(a) ilustra as correntes estatóricas quando de uma falta de circuito aberto em três fases. Quando os sensores de corrente conectados às fases 1, 3 e 5 detectam valores muito baixos de corrente, o algoritmo de detecção conta até 0,1s e ativa a estratégia de compensação. Correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  para este caso são ilustrados na figura 4.6(b). É importante notar que o transitório após a compensação é um pouco mais longo na simulação que aquele observado no experimento. Isso pode ser causado por erros na estimação dos parâmetros da máquina, já que os valores estimados são utilizados nas simulações. Ainda assim, a estratégia de compensação é validada também para o caso da falta em três fases.

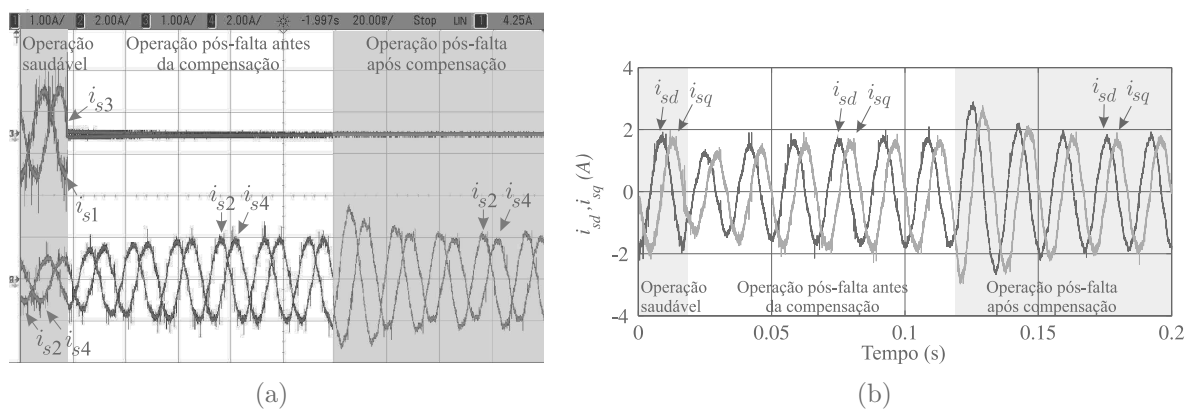


Figura 4.6: Resultados experimentais - falta em três fases. (a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura.

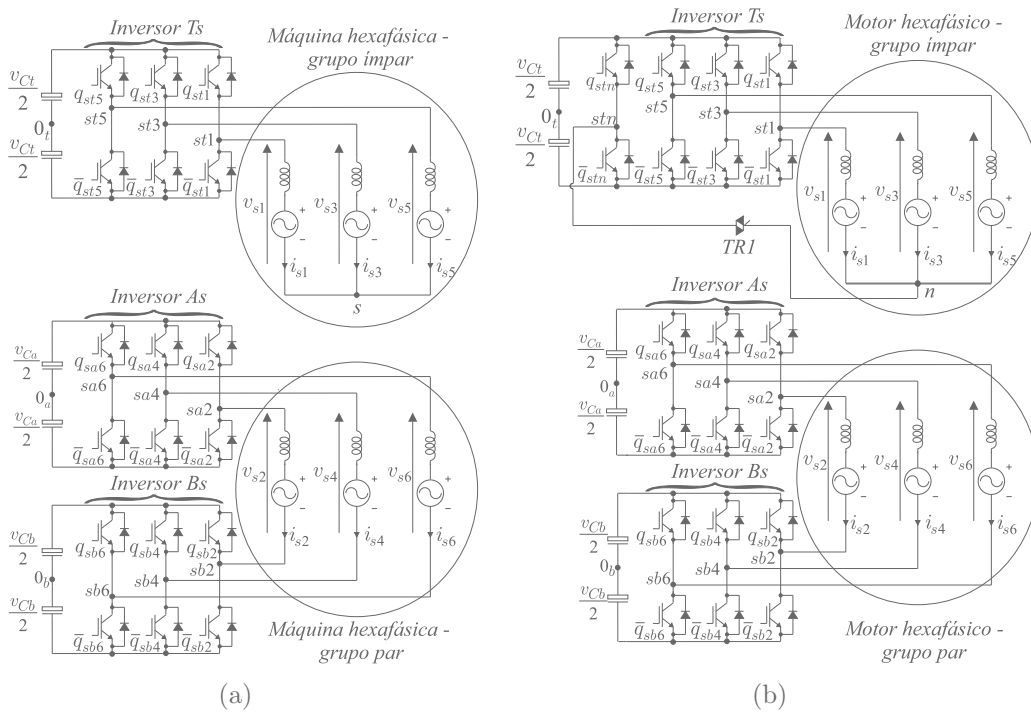


Figura 4.7: Sistemas de acionamento hexafásicos baseados em inversores híbridos  
 (a) Topologia híbrida 1. (b) Topologia híbrida 1 - NC.

### 4.3 Tolerância a falha de um sistema hexafásico baseado em um inversor híbrido

Esta seção discutirá o desempenho pós-falha da topologia híbrida 1 do capítulo 2 e uma variante na qual o neutro do grupo ímpar é ligado a um quarto braço do conversor  $Ts$  (topologia híbrida 1 - NC). As topologias estão ilustradas na figura 4.7. Os dois sistemas são submetidos a uma falta de circuito aberto na fase 1 do motor. Vale salientar que a modelagem da máquina hexafásica quando do uso da topologia híbrida 1 e a estratégia PWM para compensação da falta são iguais àquelas quando do uso do inversor dual. Assim, as discussões referentes a esses dois tópicos, realizadas na seção 4.2, são válidas para esse sistema também.

A topologia híbrida 1 - NC tem o neutro do grupo ímpar ligado, por meio de um TRIAC, ao quarto braço do conversor  $Ts$ . Durante a operação pré-falha o TRIAC está aberto, ou seja, não há conexão elétrica entre o ponto  $n$  e o braço  $stn$ . Já quando acontece uma falta de circuito aberto em uma das fases do grupo ímpar, a estratégia de compensação é ativada, disparando o TRIAC e ligando efetivamente os pontos  $n$  e  $stn$ . Essa conexão é interessante



porque faz com que surja corrente de sequência zero, importante grau de liberdade a ser utilizado como parte da estratégia de compensação da falta. Naturalmente, além dessa reconfiguração física do sistema, a estratégia PWM deve ser modificada de modo a garantir fluxo senoidal pós-falta.

Vale salientar que o modelo da máquina na situação pós-falta descrito na subsubseção 4.2.1.1 é válido também mesmo na presença de componentes de sequência zero no sistema. Além disso, já que a estratégia PWM para compensação da falta da topologia híbrida 1 é igual àquela para a topologia dual, somente a estratégia PWM para a topologia híbrida 1 - NC será discutida.

### 4.3.1 Estratégia PWM para mitigação da falta - Híbrida 1 - NC

Como discutido anteriormente, a estratégia de compensação consiste em definir novas tensões de referência para bom desempenho pós-falta. Dessa forma, considerando a ocorrência de falta de circuito aberto na fase 1 da máquina e conseqüente conexão entre os pontos  $n$  e  $stn$ , para a topologia híbrida 1 - NC tem-se que, a partir de 4.1

$$v_{s1} = \left( v_{sd}^* + v_{sx}^* + \frac{\sqrt{2}v_{so}^*}{2} + \frac{\sqrt{2}v_{so'}^*}{2} \right) / \sqrt{3}, \quad (4.65)$$

resultando em

$$v_{sx}^* = \sqrt{3}v_{s1} - v_{sd}^* - \frac{\sqrt{2}v_{so}^*}{2} - \frac{\sqrt{2}v_{so'}^*}{2}. \quad (4.66)$$

Entretanto, novamente a partir de (4.1), após a falta tem-se que

$$v_{so} = \sqrt{2}(v_{s3} + v_{s5} + v_{s2} + v_{s4} + v_{s6}) / (2\sqrt{3}) \quad (4.67)$$

$$v_{so'} = \sqrt{2}(v_{s3} + v_{s5} - v_{s2} - v_{s4} - v_{s6}) / (2\sqrt{3}) \quad (4.68)$$

mas sabendo que  $v_{s2} + v_{s4} + v_{s6} = 0$ , é possível concluir que  $v_{so} = v_{so'}$ .

Dessa forma, (4.66) se torna

$$v_{sx}^* = \sqrt{3}v_{s1} - v_{sd}^* - \sqrt{2}v_{so}^*. \quad (4.69)$$

Considerando (4.1) mais uma vez e  $v_{so}^* = v_{so'}^*$ , a tensão de referência na fase 2 pode ser escrita como

$$v_{s2}^* = \left( \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sd}^* + \frac{v_{sq}^*}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sx}^* - \frac{v_{sy}^*}{2} \right) / \sqrt{3}. \quad (4.70)$$

Fazendo  $v_{sy}^* = 0$  e substituindo (4.69) em (4.70), a tensão de referência na fase 2 se torna

$$v_{s2}^* = v_{sd}^* + \frac{v_{sq}^*}{2\sqrt{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s1} + \frac{v_{so}^*}{\sqrt{2}}, \quad (4.71)$$

que no domínio do tempo é

$$v_{s2}^* = 1,8V_s \cos(\omega t - 0,0894\pi) - 0,866v_{s1} + 0,707v_{so}^*. \quad (4.72)$$

Seguindo o mesmo procedimento, as tensões de referência das outras fases são dadas por

$$v_{s3}^* = 0,866V_s \cos(\omega t - \pi/2) - 0,5v_{s1} + 1,225v_{so}^* \quad (4.73)$$

$$v_{s4}^* = 1,8V_s \cos(\omega t - 0,91\pi) + 0,866v_{s1} - 0,707v_{so}^* \quad (4.74)$$

$$v_{s5}^* = 0,866V_s \cos(\omega t + \pi/2) - 0,5v_{s1} + 1,225v_{so}^* \quad (4.75)$$

$$v_{s6}^* = V_s \cos(\omega t + \pi/2) \quad (4.76)$$

Assim, utilizando-se o controle Voltz/Hertz, a estratégia de compensação consiste em usar (4.72)-(4.76) no algoritmo PWM. Vale salientar que essas tensões de referência são válidas somente para o caso da ocorrência da falta na fase 1. Mas seguindo o mesmo procedimento, é possível determinar as novas tensões de referência caso a falta aconteça em outra fase.

Note que existe um grau de liberdade representado pela tensão de referência  $v_{so}^*$  quando o braço *stn* está presente no sistema. Escolhendo essa tensão, as tensões de referência (4.72)-(4.76) e a corrente de sequência zero são determinadas, consequentemente determinando as correntes estatóricas. Neste trabalho,  $v_{so}^*$  foi imposto de maneira a fazer as correntes  $i_{s3}$  e  $i_{s5}$  terem a mesma amplitude, como vai ser visto na subseção 4.3.2.

### 4.3.2 Resultados de simulação

As simulações dos sistemas híbridos sob condição de falta na fase 1 foram realizadas usando linguagem de programação C. O motor operou em condições nominais, estas sendo mantidas após a falta. O controle Volts/Hertz foi utilizado.

Para a topologia híbrida 1, as figuras 4.8(a) e 4.8(b) mostram as correntes estatóricas nas condições pré- e pós-falta. A falta de circuito aberto acontece na fase 1 no tempo de 1s.

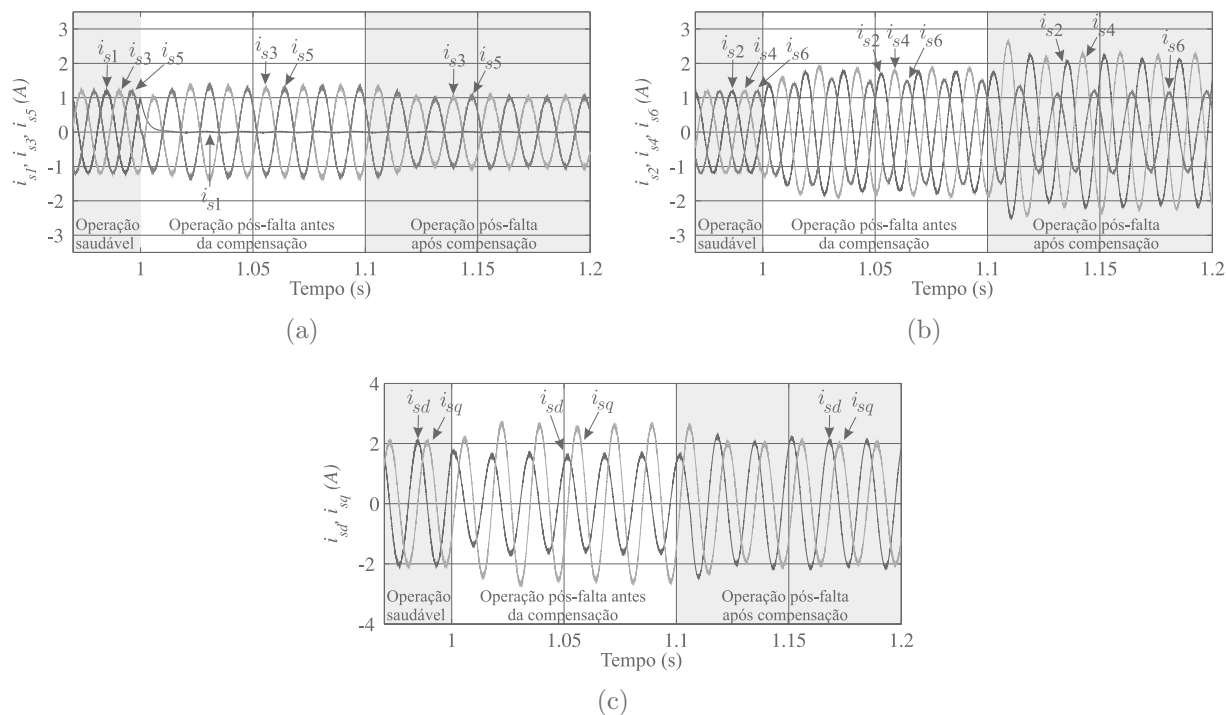


Figura 4.8: Resultados de simulação - híbrida 1. (a) Correntes no grupo ímpar. (b) Correntes no grupo par. (c) Correntes direta e em quadratura.

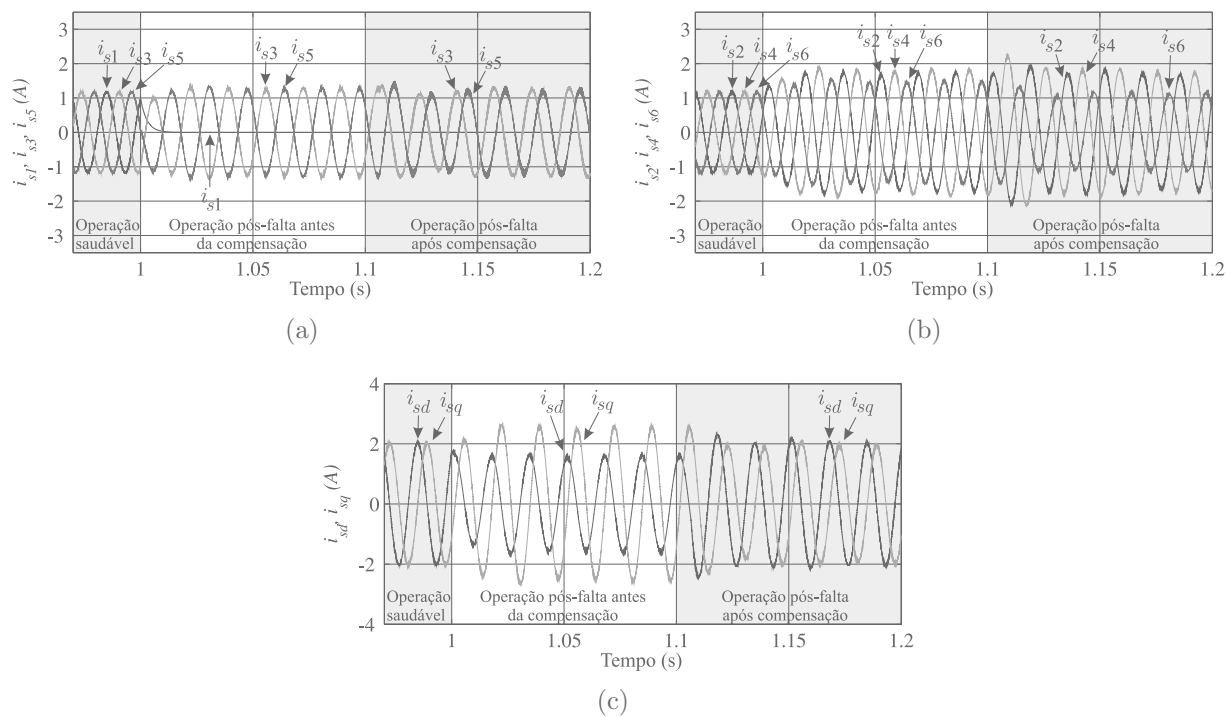


Figura 4.9: Resultados de simulação - híbrida 1 - NC. (a) Correntes no grupo ímpar. (b) Correntes no grupo par. (c) Correntes direta e em quadratura.

O algoritmo de detecção conta até 0,1s e ativa a estratégia de compensação, que consiste em fornecer as novas tensões de referência para a estratégia PWM, como expressado em (4.37)-(4.41). De 1s até 1,1s, as correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  se tornam desbalanceadas, como visto na figura 4.8(c), o que é prejudicial para o sistema, já que ocasiona elevadas oscilações no conjugado.

Entretanto, após 1,1s, a estratégia de compensação faz com que as correntes direta e em quadratura assumam a mesma amplitude que antes da falta e esta condição é denominada operação pós-falta após compensação. Note que as correntes  $i_{s2}$  e  $i_{s4}$  assumem amplitude de 1,8 vezes a amplitude nominal, o que torna a operação contínua com potência nominal muito difícil depois da ocorrência da falta porque os enrolamentos da máquina podem ser seriamente danificados. Neste caso, é recomendado que a máquina opere abaixo de sua potência nominal.

Para a topologia híbrida 1 - NC, as figuras 4.9(a) e 4.9(b) mostram as correntes estáticas nas condições saudável e com falta. Note que depois da compensação as correntes do grupo ímpar  $i_{s3}$  e  $i_{s5}$  assumem a mesma amplitude, a qual é muito próxima da nominal. Além disso, as correntes  $i_{s2}$  e  $i_{s4}$  assumem amplitude de 1,3 vezes a nominal.

No comércio, é possível encontrar motores que conseguem suportar correntes um pouco maiores que a nominal. O parâmetro utilizado para determinar quanto de corrente ou potência a mais a qual a máquina pode ser submetida é o chamado fator de serviço (FS). Então, utilizando um motor com fator de serviço de, por exemplo, 1,35 (significando que o motor pode suportar corrente de 35% maior que a nominal), é possível manter operação contínua em condições nominais mesmo depois da falta sem danificar os enrolamentos do motor quando a topologia híbrida 1 - NC é utilizada. Mesmo utilizando motores com fatores de serviço mais baixos que 1,35 (alguns valores de FS disponíveis no comércio são 1, 1,15 e 1,25), a redução de potência disponível pela máquina de modo a respeitar seus limites térmicos é menor para a topologia híbrida 1 - NC que para a topologia híbrida 1.

Dessa forma, é possível concluir que, no que diz respeito a tolerância a falha na ocorrência de uma falta de circuito aberto em uma fase do grupo ímpar, ambas as configurações permitem usar os graus de liberdade para proporcionar bom desempenho pós-falta. Entretanto, a configuração que possibilita o uso da sequência zero de tensão e corrente como

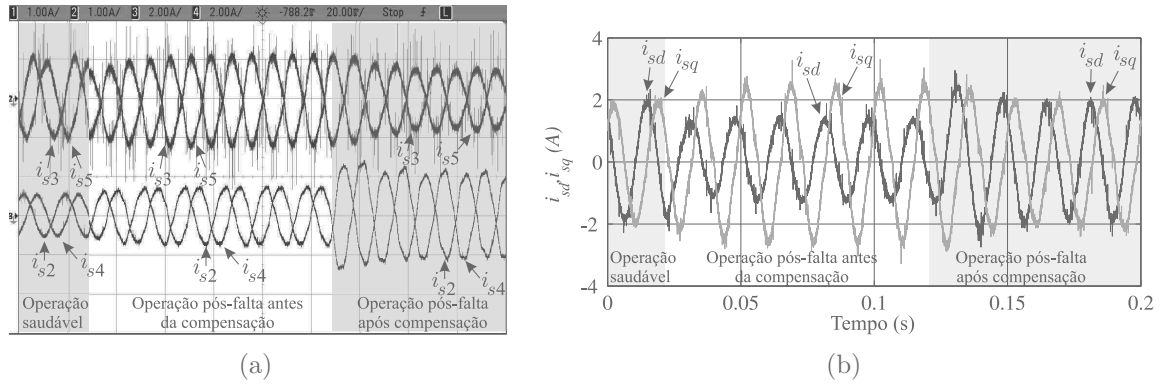


Figura 4.10: Resultados experimentais - híbrida 1. (a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura.

parte estratégia de compensação faz com que haja uma redução nas correntes estatóricas (comparando-se ao caso no qual não se utiliza a componente de sequência zero) e com que a possibilidade de operação em condições nominais pós-falta seja mais viável. Resumindo, a principal diferença no desempenho pós-falta entre as duas topologias é que a topologia híbrida 1 - NC permite que as correntes  $i_{s2}$  e  $i_{s4}$  (para o caso em que a falta ocorra na fase 1) assumam valores baixos o suficiente para que seja possível operação com carga nominal pós-falta, dependendo claro do fator de serviço do motor. Naturalmente, o mesmo acontece caso a falta ocorra em outra fase, que não a fase 1.

### 4.3.3 Resultados experimentais

Os experimentos são realizados nas mesmas condições das simulações, significando que a potência nominal é mantida mesmo após a falta. Similarmente ao que foi feito em simulação para a topologia híbrida 1, uma falta de circuito aberto ocorre na fase 1, fazendo sua corrente assumir valor nulo. Quando o sensor de corrente detecta valores muito baixos, o algoritmo de detecção de falta conta até 0,1s e então ativa o algoritmo de compensação, gerando as correntes ilustradas na figura 4.10(a).

A partir das correntes medidas é possível também obter-se as correntes direta e em quadratura usando (4.1). Elas são ilustradas na figura 4.10(b). Note que depois da compensação  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  assumem praticamente a mesma amplitude que antes da falta. Então, é possível ver que os resultados experimentais da figura 4.10 estão em concordância com os resultados de simulação apresentados em figura 4.8. Dessa forma, está demonstrada a viabilidade da topologia híbrida 1 para tolerância a faltas.

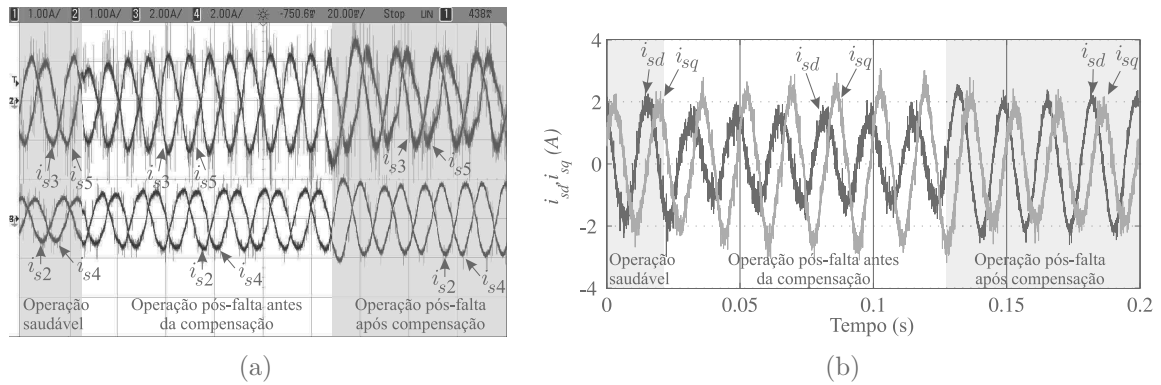


Figura 4.11: Resultados experimentais - híbrida 1 - NC. (a) Correntes estatóricas. (b) Correntes de eixo direto e em quadratura.

Para a topologia híbrida 1 - NC os mesmos testes foram realizados. A figura 4.11(a) mostra as correntes estatóricas nas condições pré- e pós-falta e figura 4.11(b) ilustra as correntes de eixo direto e em quadratura. Note que elas são praticamente iguais comparando as condições pré- e pós-falta, validando a estratégia de compensação. As curvas da figura 4.11 estão em total concordância com aquelas ilustradas na figura 4.9. Nota-se a redução da amplitude das correntes  $i_{s2}$  e  $i_{s4}$  frente àquela obtida com a topologia híbrida 1. Dessa forma, também fica demonstrada o potencial da topologia híbrida 1 - NC para tolerância a faltas e sua vantagem frente à topologia híbrida 1.

## 4.4 Conclusão

### 4.4.1 Sistema de acionamento baseado no inversor dual

No que diz respeito ao sistema de acionamento baseado no inversor dual, neste capítulo foi discutido o seu desempenho pós-falta sob faltas de circuito aberto em uma, duas e três fases da máquina. Estratégias de compensação Volts/Hertz usando as fases saudáveis foram apresentadas e os efeitos das faltas foram mitigados, ou seja, foi possível manter fluxo senoidal após a ocorrência das faltas.

O ponto negativo das estratégias é o fato que as correntes nas fases saudáveis podem assumir altas amplitudes. Considerando operação sob conjugado nominal, para o caso de falta em uma fase, duas das correntes estatóricas assumem amplitude de 1,8 vezes a amplitude nominal. Para o caso da falta em duas fases, as quatro correntes remanescentes assumem amplitudes de  $2\sqrt{3}$  vezes a amplitude nominal. E para o caso de falta em três fases, pelas

três fases saudáveis passam a circular correntes com amplitude de duas vezes a nominal. Dessa forma, ou o conversor e o motor são projetados para trabalhar sob essas condições ou o sistema deve operar abaixo de seu conjugado nominal após a falta.

Assim, para os casos de falta em uma ou três fases, simulações mostram que para que as correntes sejam de no máximo o valor nominal, o motor deve fornecer aproximadamente um terço do conjugado nominal. Entretanto, para o caso da falta em duas fases, as correntes assumem amplitudes acima da nominal mesmo se o motor é submetido a baixos conjugados mecânicos. Então, este estado de operação é considerado não-viável e de pouco interesse prático. Resultados de simulação e experimentais mostram a validade das estratégias de compensação e mostram que é possível utilizar os braços e fases saudáveis com o inversor dual, ao contrário do que havia sido feito na literatura até então.

#### 4.4.2 Sistemas de acionamento baseados em inversores híbridos

No caso do sistema de acionamento baseado na topologia híbrida 1, o sistema não passa por nenhum tipo de reconfiguração e a compensação da falta consiste na estratégia PWM, a qual é a mesma desenvolvida para a topologia do inversor dual. Foi estudado o caso de falta em uma fase, e o comportamento se mostrou igual ao do inversor dual, com duas correntes assumindo amplitude de 1,8 vezes a amplitude nominal caso seja mantida operação sob conjugado nominal na condição pós-falta. Nesse caso, é extremamente recomendável que o motor opere com conjugado abaixo do nominal de forma a garantir a integridade dos seus enrolamentos.

No que diz respeito à topologia híbrida 1 - NC, também foi estudado seu desempenho na ocorrência de falta em uma fase do grupo ímpar. Esse sistema passa por uma reconfiguração após a falta. Um TRIAC é disparado e conecta o neutro do grupo ímpar no quarto braço do inversor  $T_s$ . Assim, surge uma corrente de sequência zero no sistema. Essa corrente representa um grau de liberdade utilizado como parte da estratégia de compensação juntamente com novas tensões de referências para o algoritmo da estratégia PWM. Assim, duas correntes estatóricas assumem amplitude de 1,3 vezes a nominal se o conjugado nominal é mantido após a falta. Utilizando motores com fator de serviço de 1,35 (encontrados no comércio), é possível manter operação sob conjugado nominal após a falta. Resultados de simulação e

experimentais atestam a validade das estratégias de compensação e a viabilidade de ambas as topologias para operação com tolerância a falta.



# 5

## Sistema de acionamento CA-CC-CA para máquinas de nove fases

O conversor CA-CC-CA controlado mais simples para o acionamento de uma máquina de nove fases apresenta nove braços e um barramento CC, conforme ilustrado na figura 5.1. A máquina de nove fases apresenta três grupos de enrolamentos trifásicos. Considerando a máquina funcionando como motor, a parte do conversor ligada ao motor é chamado de inversor e a parte ligada à rede elétrica é o retificador. Entretanto, toda a tensão da rede elétrica é aplicada sobre as chaves IGBT que compõem o retificador, aumentando o nível de tensão das chaves IGBT que o compõem.

Dessa forma, uma topologia CA-CC-CA para acionamento de uma máquina de nove fases com a finalidade de reduzir o nível de tensão sobre as chaves e distorção harmônica do lado da rede elétrica é discutida neste capítulo. Ela consiste na utilização de pontes H ligadas em estrela, conforme ilustrado na figura 5.2. O capítulo traz o modelo do sistema para o lado do conversor ligado à rede elétrica (retificador) e o lado do conversor ligado à máquina elétrica de nove fases (inversor). Também são discutidas as estratégias PWM e de controle. A validação dessas estratégias é realizada por meio de resultados de simulação e experimentais.

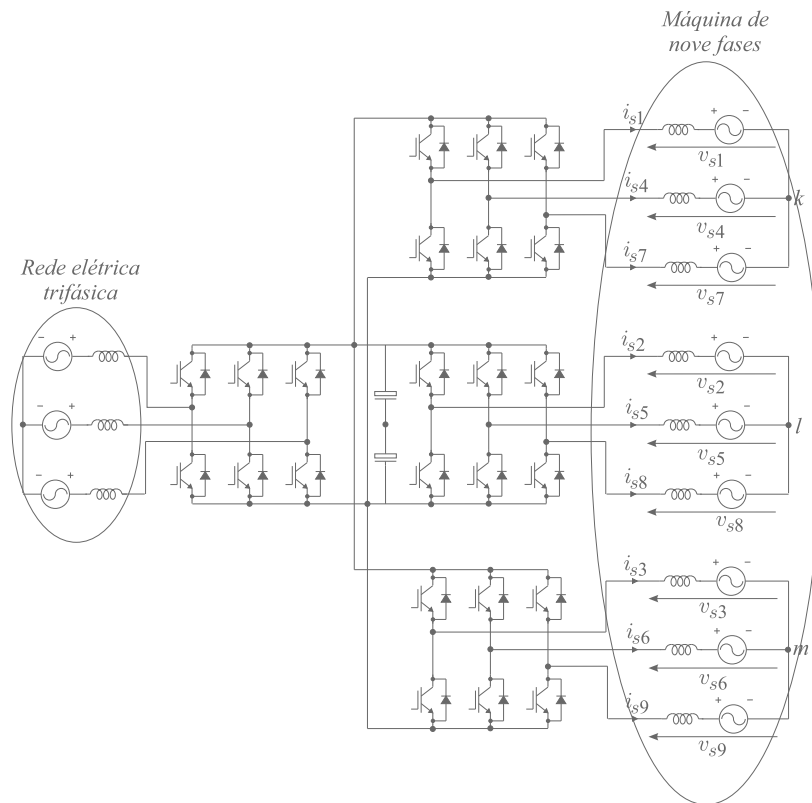


Figura 5.1: Sistema CA-CC-CA convencional de acionamento de uma máquina de nove fases.

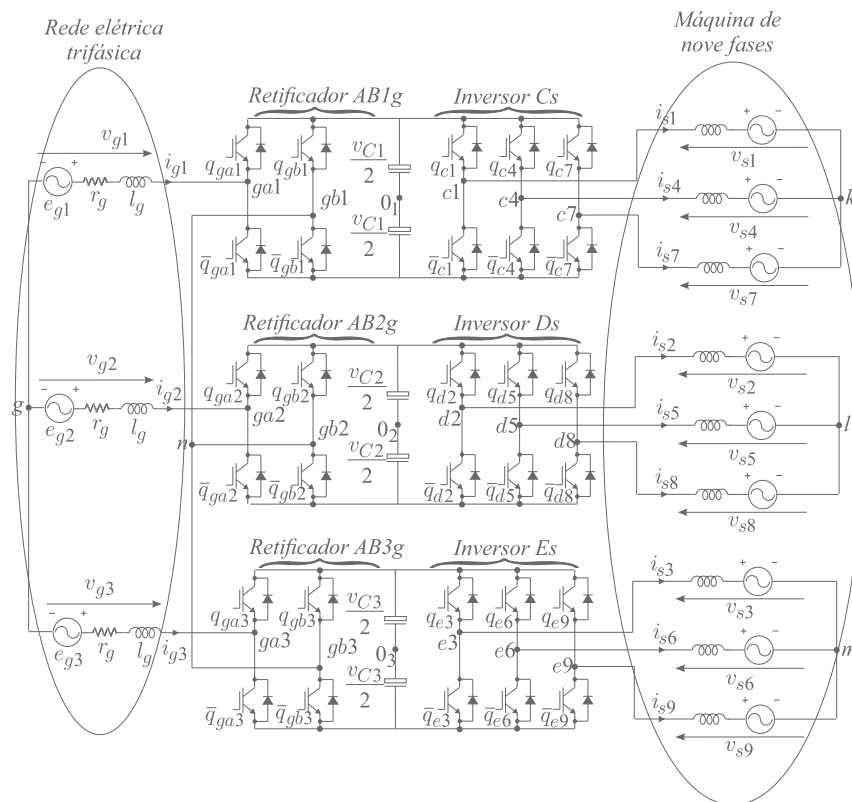


Figura 5.2: Topologia proposta para o acionamento de uma máquina de nove fases.

## 5.1 Modelo do conversor

A equação que representa as tensões geradas pelo retificador em função das suas tensões de polo é dada por:

$$v_{gi} = v_{gai0_i} - v_{gbi0_i} - v_{gn} \quad (5.1)$$

onde  $i = 1, 2, 3$ ,  $v_{gai0_i}$  e  $v_{gbi0_i}$  são as tensões de polo dos conversores,  $v_{gn}$  é a tensão entre o ponto central  $g$  da ligação estrela da rede elétrica e o ponto central  $n$  da ligação estrela das pontes H.

Já as equações que representam as tensões geradas pelo inversor são:

$$v_{sj} = v_{cj0_1} - v_{k0_1} \quad (5.2)$$

$$v_{sh} = v_{dh0_2} - v_{l0_2} \quad (5.3)$$

$$v_{st} = v_{et0_3} - v_{m0_3} \quad (5.4)$$

onde  $j = 1, 4, 7$ ,  $h = 2, 5, 8$  e  $t = 3, 6, 9$ .  $v_{cj0_1}$  representa as tensões de polo do inversor  $Cs$ ,  $v_{dh0_2}$  representa as tensões de polo do inversor  $Ds$  e  $v_{et0_3}$  representa as tensões de polo do inversor  $Es$ .  $v_{k0_1}$  é a tensão entre o neutro  $k$  e o ponto central  $0_1$ ,  $v_{l0_2}$  é a tensão entre o neutro  $l$  e o ponto central  $0_2$  e  $v_{m0_3}$  é a tensão entre o neutro  $m$  e o ponto central  $0_3$ .

## 5.2 Estratégia PWM

A estratégia PWM consiste em determinar as tensões de referência que serão comparadas a portadoras triangulares de maneira a determinar os instantes de chaveamento das chaves IGBT que compõem o conversor.

### 5.2.1 Retificador

Para o caso do retificador, o sistema de controle fornece as tensões de referência  $v_{g1}^*$  e  $v_{g2}^*$ . A terceira tensão é obtida a partir das duas primeiras através da expressão  $v_{g3}^* = -(v_{g1}^* + v_{g2}^*)$ . As tensões de referência a serem utilizadas para determinação dos estados das chaves são as tensões das pontes H. Assim, essas tensões são dadas por:

$$v_{gabi}^* = v_{gi}^* + v_{gn}^* \quad (5.5)$$

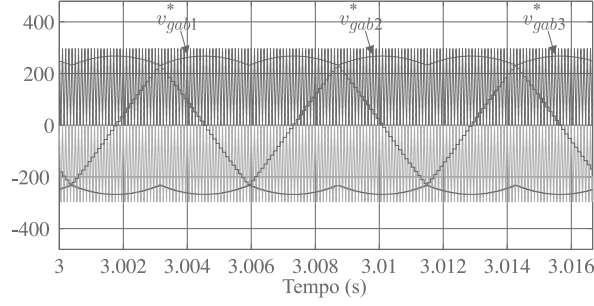


Figura 5.3: Tensões de referência e portadoras para a estratégia PWM do retificador.

onde  $v_{gn}^*$  é a tensão de referência entre os pontos  $g$  e  $n$ .

De forma a garantir que as tensões de referência respeitem os limites máximo e mínimo dos barramentos CC e considerando que  $v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^* = v_C^*$ ,

$$V_{gn\ max}^* = v_C^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (5.6)$$

$$V_{gn\ min}^* = -v_C^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}. \quad (5.7)$$

Então, a tensão homopolar de referência  $v_{gn}^*$  é definida por

$$v_{gn}^* = \mu_{gn} V_{gn\ max}^* + (1 - \mu_{gn}) V_{gn\ min}^* \quad (5.8)$$

onde  $0 \leq \mu_{gn} \leq 1$ .

O fator de distribuição  $\mu_{gn}$  modifica a largura dos pulsos das tensões geradas pelos conversores. Geralmente seu valor é escolhido de maneira a reduzir a distorção harmônica das tensões geradas pelo retificador e consequentemente das correntes que circulam pela rede elétrica. Neste caso, o valor para o qual a distorção harmônica é menor é  $\mu_{gn} = 0.5$ .

Sabe-se que cada ponte H pode gerar até três níveis. Considerando que as tensões nos barramentos CC são iguais, ou seja,  $v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_C$ , a ponte H pode assumir os níveis  $-v_C$ ,  $0$  e  $v_C$ . A tabela 5.1 traz os estados das chaves dos braços do retificador  $AB1g$  para obtenção dos três níveis, podendo-se estender para os outros retificadores.

Assim, a técnica LS-PWM foi utilizada para determinação dos estados das chaves da estrutura estudada. Para este caso, duas portadoras deslocadas em nível, conforme ilustrado na figura 5.3, são comparadas às tensões de referência  $v_{gabi}^*$ .

Portanto, de maneira resumida, a estratégia PWM para o retificador consiste em inicialmente determinar a tensão homopolar de referência,  $v_{gn}^*$ , através de (5.8) e, posteriormente,

Tabela 5.1: Estados de condução dos dispositivos semicondutores para cada nível - retificador  $ABg1$ 

	$q_{ga1}$	$q_{gb1}$
$v_C$	1	0
0	0	0
	1	1
$-v_C$	0	1

definir as tensões de referência das pontes H,  $v_{gabi}^*$ , por meio de (5.5). Essas tensões são comparadas, por fim, com as portadoras triangulares.

## 5.2.2 Inversor

Considera-se que os controladores de corrente fornecem seis tensões de referência (duas tensões de cada grupo da máquina) para realização da estratégia PWM, já que as outras três são obtidas a partir das seis primeiras. Assim, as tensões de polo de referência são dadas por:

$$v_{cj0_1}^* = v_{sj}^* + v_{k0_1}^* \quad (5.9)$$

$$v_{dh0_2}^* = v_{sh}^* + v_{l0_2}^* \quad (5.10)$$

$$v_{et0_3}^* = v_{st}^* + v_{m0_3}^* \quad (5.11)$$

De maneira a garantir que as tensões de polo de referência respeitem os limites das tensões dos barramentos CC, tem-se:

$$V_{c \max}^* = \frac{v_{C1}^*}{2} - \max\{v_{s1}^*, v_{s4}^*, v_{s7}^*\} \quad (5.12)$$

$$V_{d \max}^* = \frac{v_{C2}^*}{2} - \max\{v_{s2}^*, v_{s5}^*, v_{s8}^*\} \quad (5.13)$$

$$V_{e \max}^* = \frac{v_{C3}^*}{2} - \max\{v_{s3}^*, v_{s6}^*, v_{s9}^*\} \quad (5.14)$$

$$V_{c \min}^* = -\frac{v_{C1}^*}{2} - \min\{v_{s1}^*, v_{s4}^*, v_{s7}^*\} \quad (5.15)$$

$$V_{d \min}^* = -\frac{v_{C2}^*}{2} - \min\{v_{s2}^*, v_{s5}^*, v_{s8}^*\} \quad (5.16)$$

$$V_{e \min}^* = -\frac{v_{C3}^*}{2} - \min\{v_{s3}^*, v_{s6}^*, v_{s9}^*\}, \quad (5.17)$$

onde  $v_{C1}^*$ ,  $v_{C2}^*$  e  $v_{C3}^*$  são as tensões de referência dos barramentos CC dos inversores  $Cs$ ,  $Ds$  e  $Es$ , respectivamente.

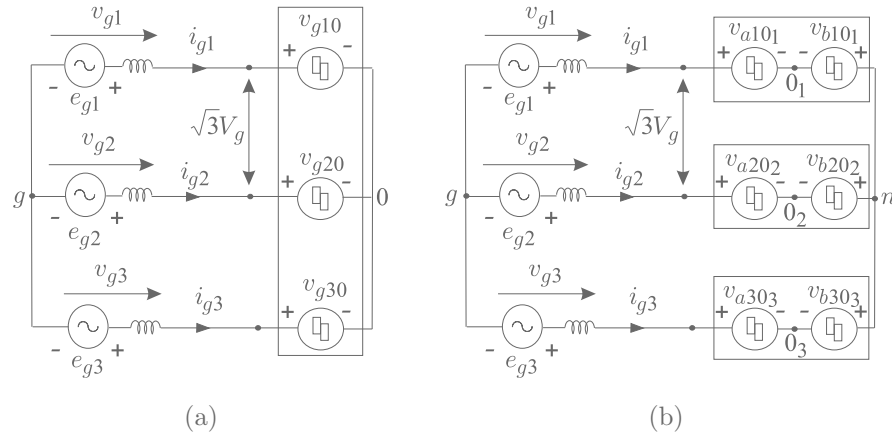


Figura 5.4: Circuitos equivalentes. (a) Retificador convencional. (b) Retificador com pontes H.

Assim, as tensões homopolares de referência são dadas por

$$v_{k0_1}^* = \mu_s V_c^* \max + (1 - \mu_s) V_c^* \min \quad (5.18)$$

$$v_{l0_2}^* = \mu_s V_d^* \max + (1 - \mu_s) V_d^* \min \quad (5.19)$$

$$v_{m0_3}^* = \mu_s V_e^* \max + (1 - \mu_s) V_e^* \min, \quad (5.20)$$

onde  $0 \leq \mu_s \leq 1$ . Também para o inversor, a menor distorção harmônica é obtida quando  $\mu_s = 0,5$ . Todas as tensões de polo de referência são comparadas a uma mesma portadora triangular.

Portanto, de maneira resumida, a estratégia PWM para o inversor consiste em inicialmente determinar as tensões homopolares de referência,  $v_{k0_1}^*$ ,  $v_{l0_2}^*$  e  $v_{m0_3}^*$ , por meio de (5.18)-(5.20) e, posteriormente, definir as tensões de polo de referência do inversor de nove braços através de (5.9)-(5.11). Essas tensões são comparadas, por fim, com uma portadora triangular.

### 5.3 Nível de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores

No que diz respeito ao nível de tensão nas chaves, que depende da tensão nos barramentos CC, considere os circuitos equivalentes do retificador convencional de três braços (figura 5.4(a)) e do retificador composto de três pontes H (figura 5.4(b)).

As tensões nos barramentos CC devem ser suficientes para sintetizar corretamente a

tensão de referência da rede elétrica. Assim, considerando uma das malhas do circuito da figura 5.4(a) e que  $V_g$  é a amplitude da tensão de fase na rede elétrica, a tensão no barramento CC deste retificador deve ser de, no mínimo,  $v_C = \sqrt{3}V_g$ , ou seja, a amplitude da tensão de linha da rede elétrica.

Já considerando uma das malhas do circuito da figura 5.4(b), nota-se que a soma da tensão de duas pontes H deve ser capaz de gerar a amplitude de tensão de linha da rede elétrica. Assim, sendo  $v_{CH}$  a tensão nos barramentos CC das pontes H, tem-se que

$$2v_{CH} = \sqrt{3}V_g, \quad (5.21)$$

resultando em

$$v_{CH} = \frac{\sqrt{3}V_g}{2}. \quad (5.22)$$

Ou seja, a tensão dos barramentos CC das pontes H é metade da tensão no barramento CC do retificador convencional. Dessa forma, uma das vantagens da utilização de pontes H ligadas em Y frente ao retificador de dois níveis convencional é a redução de 50% da tensão nos barramentos CC.

Já no que diz respeito à corrente na rede elétrica, considerando que o seu valor eficaz é  $I_g$ , o nível de corrente nos dispositivos que compõem o retificador com pontes H é então  $I_g$ , já que as pontes H estão em série com a rede elétrica. O retificador da topologia convencional apresenta o mesmo nível de corrente para suas chaves.

Assim, sabendo que o valor das perdas por condução depende essencialmente da amplitude da corrente, é razoável concluir, de forma qualitativa, que as perdas por condução do retificador da topologia proposta é maior que aquele do retificador de dois níveis, já que o número de chaves é maior com o mesmo nível de corrente. Também considerando mesmo nível de corrente, o valor das perdas por chaveamento depende da tensão aplicada sobre os dispositivos semicondutores. Portanto, é razoável concluir que esse tipo de perda apresentará um valor menor na topologia proposta, já que as tensões nos barramentos CC são menores.

Porém, como resultado desta redução da tensão dos barramentos CC das pontes H frente àquela do retificador convencional, tem-se o fato de que o lado inversor do conversor CA-CC-CA se torna capaz de gerar tensões com somente metade da amplitude daquelas geradas com o conversor convencional. Assim, deve-se usar uma máquina diferente, com metade da

tensão nominal da máquina utilizada com o conversor convencional. Outra alternativa, caso não haja a possibilidade de mudança de máquina, é fazer uso de transformadores elevadores, de forma a aumentar a tensão na saída do inversor.

## 5.4 Potência processada nos retificadores

O entendimento sobre as potências processadas em cada retificador é muito importante para melhor compreender o balanceamento das tensões nos barramentos CC, conforme será discutido na seção 5.5.

A potência processada por cada um dos três retificadores é dada por:

$$P_i = v_{gabi}i_{gi} = (v_{gi} + v_{gn})i_{gi} \quad (5.23)$$

onde  $i = 1, 2, 3$ . Considere o retificador  $AB1g$ , por exemplo. Se  $i_{g1} > 0$ , quanto maior for  $v_{gab1}$  (devido a  $v_{gn}$  maior), maior se torna a potência  $P_1$ . Caso aconteça o contrário, ou seja, se  $i_{g1} < 0$ , quanto menor for  $v_{gab1}$  (devido a  $v_{gn}$  menor), maior se torna a potência  $P_1$ . Já se  $i_{g1} > 0$ , quanto menor for  $v_{gab1}$ , menor é a potência  $P_1$ . E por fim, se  $i_{g1} < 0$ , quanto maior for  $v_{gab1}$ , menor será a potência  $P_1$ .

Dessa forma, o processamento da potência em cada uma das pontes H que compõem o retificador, diretamente influenciada pela polaridade da corrente, é levada em conta no algoritmo de balanceamento das tensões nos barramentos CC, conforme será discutido na seção 5.5.

## 5.5 Sistema de Controle

A figura 5.5 ilustra o diagrama de blocos que representa o sistema de controle da estrutura estudada. O controle da velocidade do rotor fornece a componente de referência  $i_{sq}^{b*}$  em quadratura das correntes estatóricas e o fluxo magnético fornece a componente de referência direta  $i_{sd}^{b*}$ . O índice sobrescrito  $b$  significa que as grandezas estão no referencial fluxo rotórico. Assim, as duas componentes de referência são sinais com valores CC constantes.

As correntes estatóricas de referência  $i_{s14,25,36}^*$  são obtidas a partir da transformação de Park. O controle dessas correntes são feitos utilizando controladores PI ressonantes (R-PI na



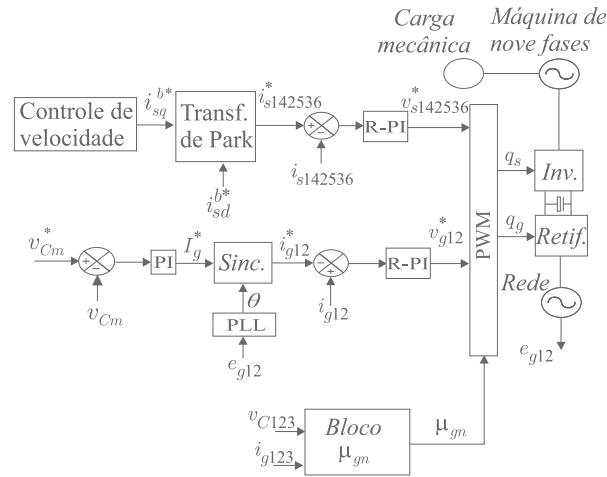


Figura 5.5: Diagrama de blocos do sistema de controle.

figura 5.5), que são projetados para controle de grandezas alternadas. Esses controladores fornecem as tensões estatóricas de referência  $v_{s14,25,36}^*$  utilizadas na estratégia PWM. Note que somente seis correntes devem ser controladas porque as outras três são determinadas a partir das seis primeiras, já que a máquina é composta de três neutros isolados.

A amplitude  $I_g^*$  das correntes na rede elétrica é fornecida pelo controlador da média das tensões de todos os barramentos CC [ $v_{Cm} = (v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})/3$ ]. Já que as correntes são sincronizadas (bloco *Sinc* na figura 5.5) com as tensões da rede elétrica  $e_{g12}$ , suas fases são determinadas através de um esquema PLL (Phase Locked Loop, em inglês). Os controladores das correntes na rede fornecem as tensões  $v_{g12}^*$  que são utilizadas posteriormente na estratégia PWM. Note que somente duas correntes na rede elétrica devem ser controladas já que a terceira corrente é obtida a partir das duas primeiras devido à rede trifásica ser a três fios (com neutro isolado).

Entretanto, conforme discutido em (Melo et al., 2013) similarmente para um sistema de acionamento de uma máquina de seis fases, o controle do valor médio das tensões dos barramentos CC por si só não é suficiente para garantir que as três tensões convergirão para o valor de referência. Para que isso aconteça, o algoritmo de histerese situado no chamado Bloco  $\mu_{gn}$  na figura 5.5 é acionado. Considerando que  $v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^* = v_C^*$ , o algoritmo realizado pelo bloco é o seguinte:

1. se  $v_{C1} < (v_C^* - \Delta v_C)$  e  $v_{C2} > (v_C^* + \Delta v_C)$  e  $v_{C3} > (v_C^* + \Delta v_C)$ , então se  $i_{g1} > 0$ ,  $\mu_{gn} = 1$ , caso contrário  $\mu_{gn} = 0$ ;

2. caso contrário se  $v_{C1} > (v_C^* + \Delta v_C)$  e  $v_{C2} < (v_C^* - \Delta v_C)$  e  $v_{C3} > (v_C^* + \Delta v_C)$ , então se  $i_{g2} > 0$ ,  $\mu_{gn} = 1$ , caso contrário  $\mu_{gn} = 0$ ;
3. caso contrário se  $v_{C1} > (v_C^* + \Delta v_C)$  e  $v_{C2} > (v_C^* + \Delta v_C)$  e  $v_{C3} < (v_C^* - \Delta v_C)$ , então se  $i_{g3} > 0$ ,  $\mu_{gn} = 1$ , caso contrário  $\mu_{gn} = 0$ ;
4. caso contrário se  $v_{C1} > (v_C^* + \Delta v_C)$  e  $v_{C2} < (v_C^* - \Delta v_C)$  e  $v_{C3} < (v_C^* - \Delta v_C)$ , então se  $i_{g1} > 0$ ,  $\mu_{gn} = 0$ , caso contrário  $\mu_{gn} = 1$ ;
5. caso contrário se  $v_{C1} < (v_C^* - \Delta v_C)$  e  $v_{C2} > (v_C^* + \Delta v_C)$  e  $v_{C3} < (v_C^* - \Delta v_C)$ , então se  $i_{g2} > 0$ ,  $\mu_{gn} = 0$ , caso contrário  $\mu_{gn} = 1$ ;
6. caso contrário se  $v_{C1} < (v_C^* - \Delta v_C)$  e  $v_{C2} < (v_C^* - \Delta v_C)$  e  $v_{C3} > (v_C^* + \Delta v_C)$ , então se  $i_{g3} > 0$ ,  $\mu_{gn} = 0$ , caso contrário  $\mu_{gn} = 1$ ;
7. caso contrário  $\mu_{gn} = 0, 5$ .

onde  $\Delta v_C$  é a máxima diferença entre o valor instantâneo medido através dos sensores de tensão e o valor de referência para a condição ser considerada válida. Esse algoritmo altera o valor de  $\mu_{gn}$  (e conseqüentemente  $v_{gn}^*$ ), fazendo as tensões de referência das pontes H do retificador  $v_{gabi}^*$  maiores ou menores dependendo dos valores medidos das tensões nos barramentos CC e da polaridade das correntes. Considere, por exemplo, o retificador  $AB1g$ . Se  $i_{g1} > 0$  e se  $\mu_{gn} = 1$ , a potência  $P_1$  apresenta seu valor mais alto. Dessa maneira, se a condição 1 do algoritmo for atendida, o retificador  $AB1g$  passa a processar mais potência que os demais retificadores, fazendo com que o capacitor do barramento CC deste retificador carregue e sua tensão  $v_{C1}$  cresça de maneira a atingir o valor referência. Se mais potência passa a ser processada pelo retificador  $ABg1$ , é necessário que menos potência seja processada pelos demais, fazendo com que as tensões  $v_{C2}$  e  $v_{C3}$  também decresçam, levando-os para a referência.

Assim, cada condição do algoritmo atua de maneira a descarregar os barramentos CC que têm suas tensões acima do limite superior da histerese e de maneira a carregar os barramentos CC que têm suas tensões abaixo do limite inferior da histerese. A figura 5.6 indica como devem estar os valores das tensões em cada barramento CC para que cada condição do algoritmo seja executada. Vale salientar que, caso pelo menos um barramento CC tenha sua tensão dentro da banda de histerese, a condição 7 é atendida, fazendo  $\mu_{gn} = 0, 5$ .

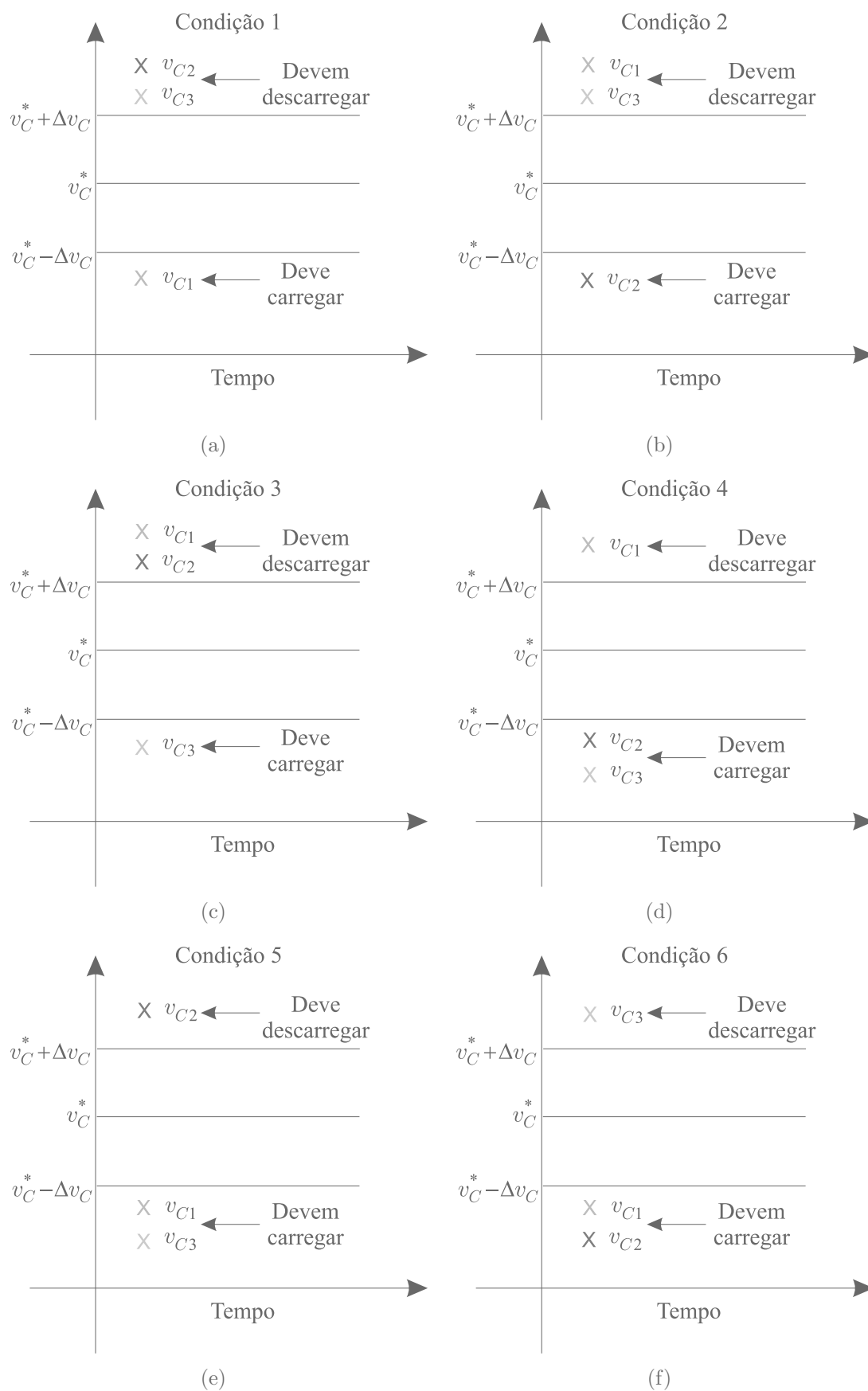


Figura 5.6: Condições de tensões nos barramentos CC para o algoritmo do bloco  $\mu_{gn}$ . (a) Condição 1. (b) Condição 2. (c) Condição 3. (d) Condição 4. (e) Condição 5. (e) Condição 6.

Ou seja, este algoritmo tem o objetivo de garantir que um dado retificador processe mais potência quando a tensão de seu barramento CC estiver abaixo do limite estipulado por uma banda de histerese e processe menos potência quando a tensão de seu barramento CC esteja acima do limite estipulado pela banda de histerese, procurando sempre a convergência dessas tensões para o valor de referência.

Por fim, o bloco *Inv.* na figura 5.5 representa todos os inversores do sistema ( $Cs$ ,  $Ds$  e  $Es$ ), o bloco *Ret.* representa todos os retificadores ( $AB1g$ ,  $AB2g$  e  $AB3g$ ),  $q_s$  representa os estados de todas as chaves que compõem os inversores e  $q_g$  representa os estados de todas as chaves que compõem os retificadores.

## 5.6 Resultados de simulação

A simulação da estrutura estudada foi realizada para uma máquina de indução de potência de 2 kW. Os seus parâmetros são resistências estatórica e rotórica de  $r_s = 0,39 \Omega$  e  $r_r = 1,41 \Omega$ , respectivamente, indutâncias equivalentes estatórica e rotórica de  $l_s = l_r = 0,094 H$ , indutância mútua equivalente entre os enrolamentos do estator e do rotor de  $l_m = 0,091 H$ . e com um número de pares de polos de  $P = 2$ . A tensão em seus terminais é de  $V_s = 120 V$ . A capacitância de cada um dos barramentos capacitivos CC foi igual a  $2200 \mu F$ , a tensão de referência em cada um dos barramentos CC  $v_C^* = 228,63 V$ , a frequência da rede elétrica  $f = 60 Hz$ , a resistência da rede elétrica  $r_g = 0,6 \Omega$  e a referência de velocidade angular do eixo do motor  $\omega_m^* = 188,5 rad/s$ . Foram realizadas simulações para os valores de indutância da rede elétrica de  $l_g = 14 mH$  e  $l_g = 3 mH$ . A tensão da rede elétrica é de  $V_g = 240 V$  de pico em cada fase. O índice de modulação é de 0,9 para os conversores do lado da máquina e do lado da rede elétrica. A frequência de chaveamento é de 10 kHz.

A figura 5.7 ilustra as correntes estatóricas juntamente com suas referências, a figura 5.8 mostra a velocidade do eixo do motor e seu valor de referência, a figura 5.9 traz as tensões nos barramentos CC e a figura 5.10 ilustra as correntes na rede elétrica para ambos valores de indutância. Note que o sistema de controle obteve êxito em levar as grandezas do sistema a seus valores de referência.

Vale a pena salientar que a oscilação nas tensões dos barramentos CC acontecem porque os retificadores são monofásicos, fornecendo portanto potência monofásica aos barramentos

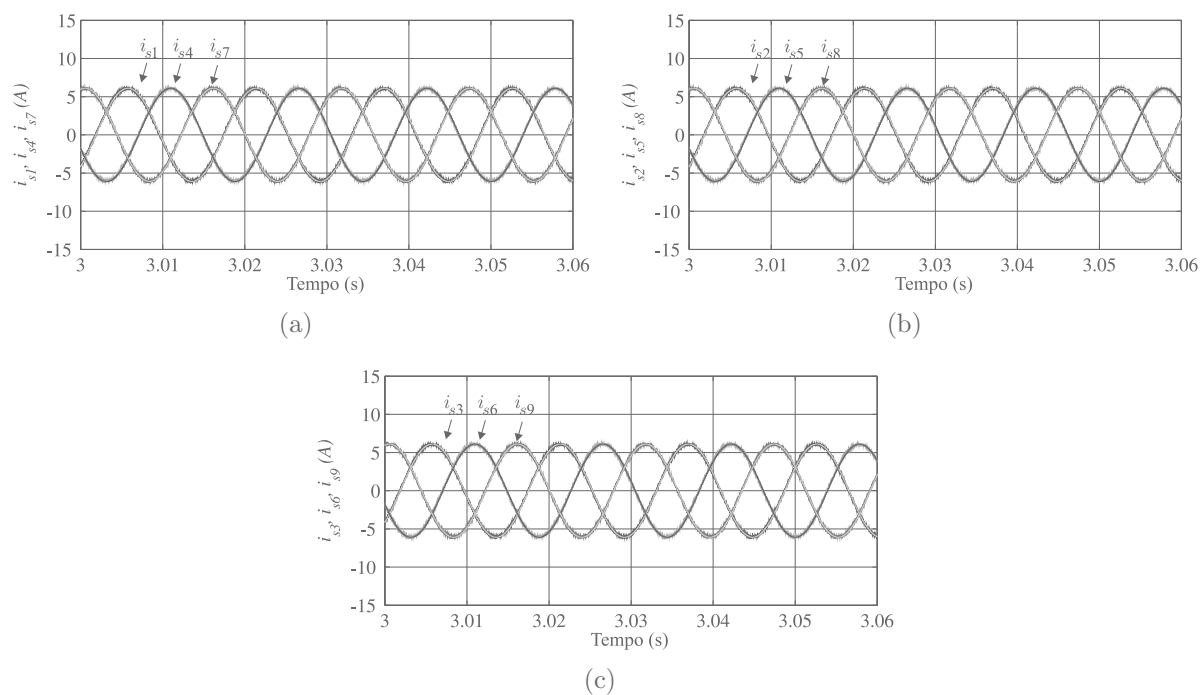


Figura 5.7: Resultado de simulação - correntes estáticas. (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ .

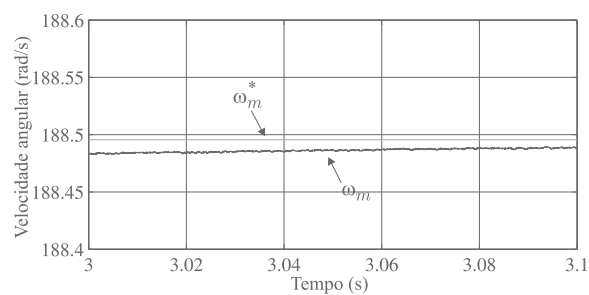


Figura 5.8: Resultado de simulação - velocidade do rotor.

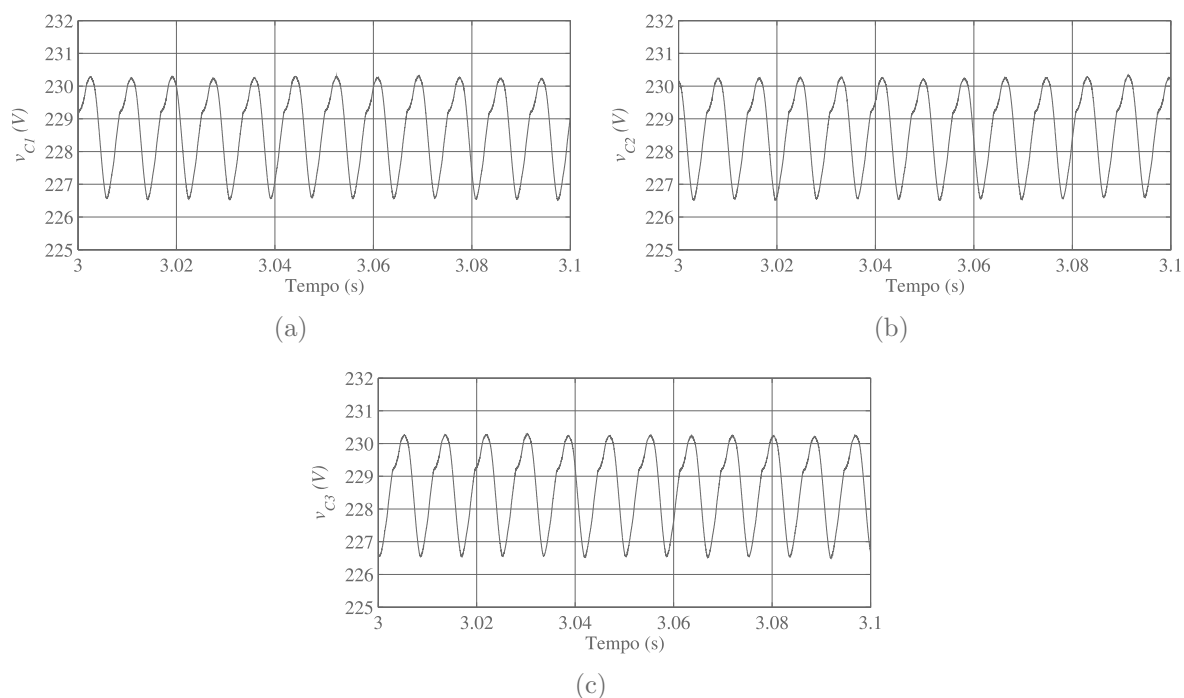


Figura 5.9: Resultados de simulação - Tensões nos barramentos CC. (a)  $v_{C1}$ . (b)  $v_{C2}$ . (c)  $v_{C3}$ .

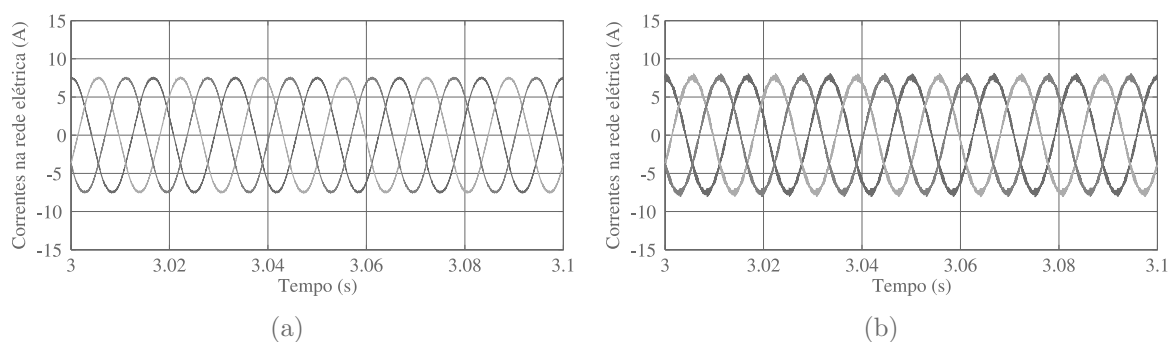


Figura 5.10: Resultado de simulação - correntes na rede elétrica. (a)  $l_g = 14 \text{ mH}$ . (b)  $l_g = 3 \text{ mH}$ .

CC, fazendo com que suas tensões apresentem uma oscilação com uma frequência de duas vezes a frequência fundamental. Assim, como a frequência fundamental da rede elétrica é de 60 Hz, logo a oscilação das tensões nos barramentos CC se dá em uma frequência de 120 Hz. Mas como a amplitude da oscilação é muito pequena frente ao valor de referência, a geração das tensões não é comprometida.

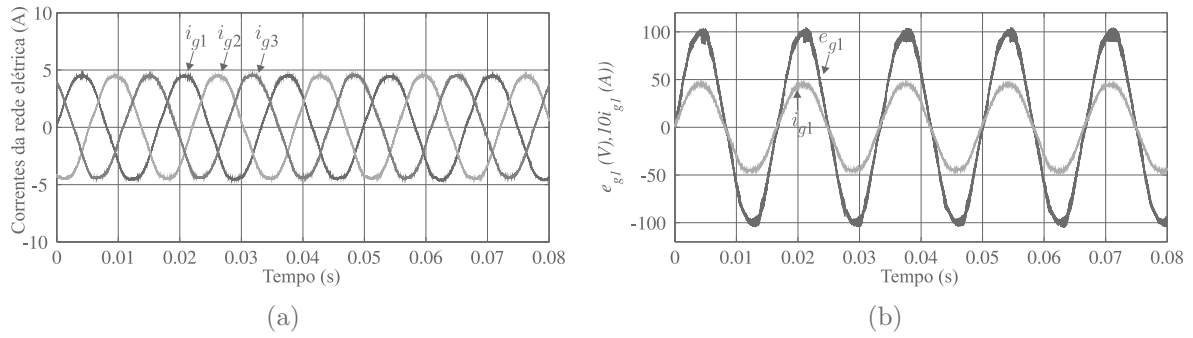


Figura 5.11: Resultados experimentais - retificador. (a) Correntes na rede elétrica. (b) Sincronização de corrente e tensão de uma fase da rede elétrica.

## 5.7 Resultados experimentais

Devido à impossibilidade de realizar o experimento da estrutura completa, já que o número de conversores da bancada experimental é menor que o número de conversores presentes na estrutura, os resultados foram obtidos separadamente para a rede elétrica e para o motor de nove fases.

Dessa forma, inicialmente foram obtidos os resultados no lado da rede elétrica. Ou seja, o retificador da estrutura estudada foi montado e ligado à rede elétrica, porém cargas resistivas foram conectados em paralelo aos barramentos CC. A tensão da rede elétrica é de  $E_g = 100V$  de pico em cada fase obtida através de um vari-volt e a tensão de referência em cada um dos barramentos CC é de  $v_C^* = 95V$ . O índice de modulação é de 0,9.

A figura 5.11(a) ilustra as correntes na rede elétrica, a figura 5.11(b) mostra a tensão e a corrente em uma das fases da rede elétrica e a figura 5.12 ilustra as tensões nos três barramentos CC. Note que o sistema de controle obteve êxito em levar as grandezas para as suas referências, bem como o esquema PLL para sincronização das tensões e correntes da rede elétrica.

Posteriormente, o lado inversor foi montado e utilizado para alimentar uma máquina de indução de nove fases. A bancada experimental para este caso está ilustrada na figura 5.13. Como carga mecânica para o motor de indução, a ele foram acoplados mecanicamente dois geradores CC alimentando cargas resistivas. A máquina utilizada apresenta uma potência nominal  $P_M = 3kW$ . O motor é alimentado com uma tensão de fase de amplitude  $V_s = 103 V$ , gerada pelo inversor. A frequência de chaveamento é de  $f_s = 10kHz$ . A figura 5.14

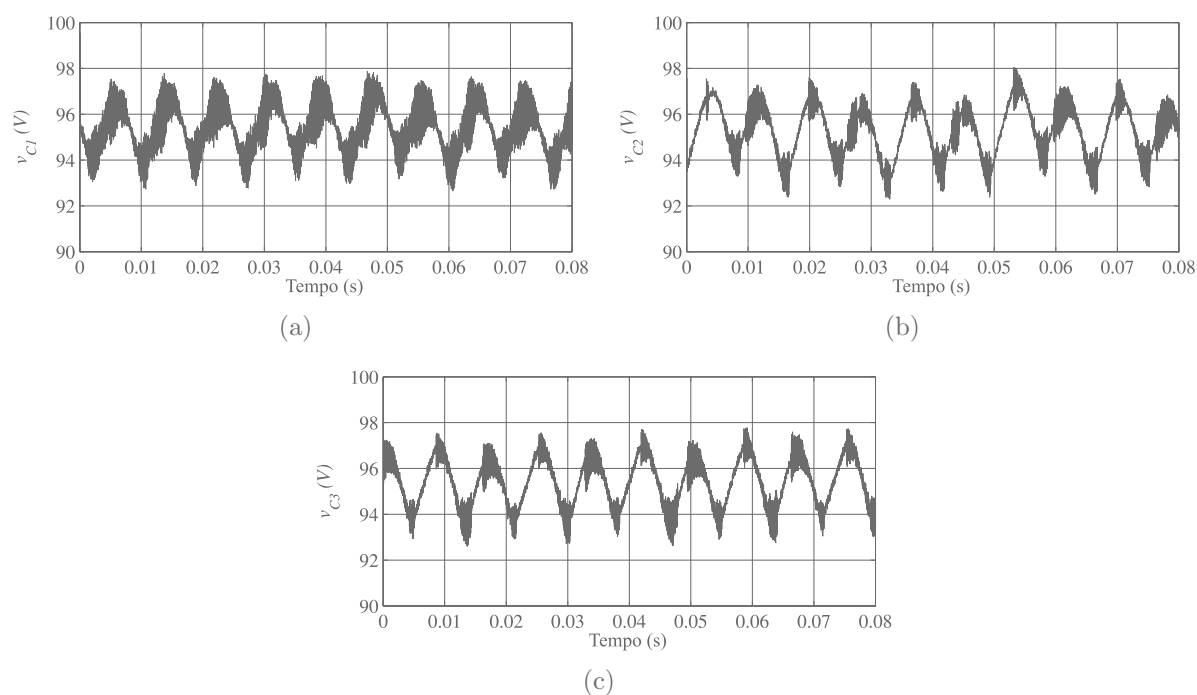


Figura 5.12: Resultados experimentais - Tensões nos barramentos CC. (a)  $v_{C1}$ . (b)  $v_{C2}$ . (c)  $v_{C3}$ .



Figura 5.13: Bancada experimental - inversor + motor + carga mecânica.

mostra as correntes e tensões estáticas nos três grupos trifásicos do motor, mostrando que o motor funciona adequadamente para a estratégia PWM utilizada.



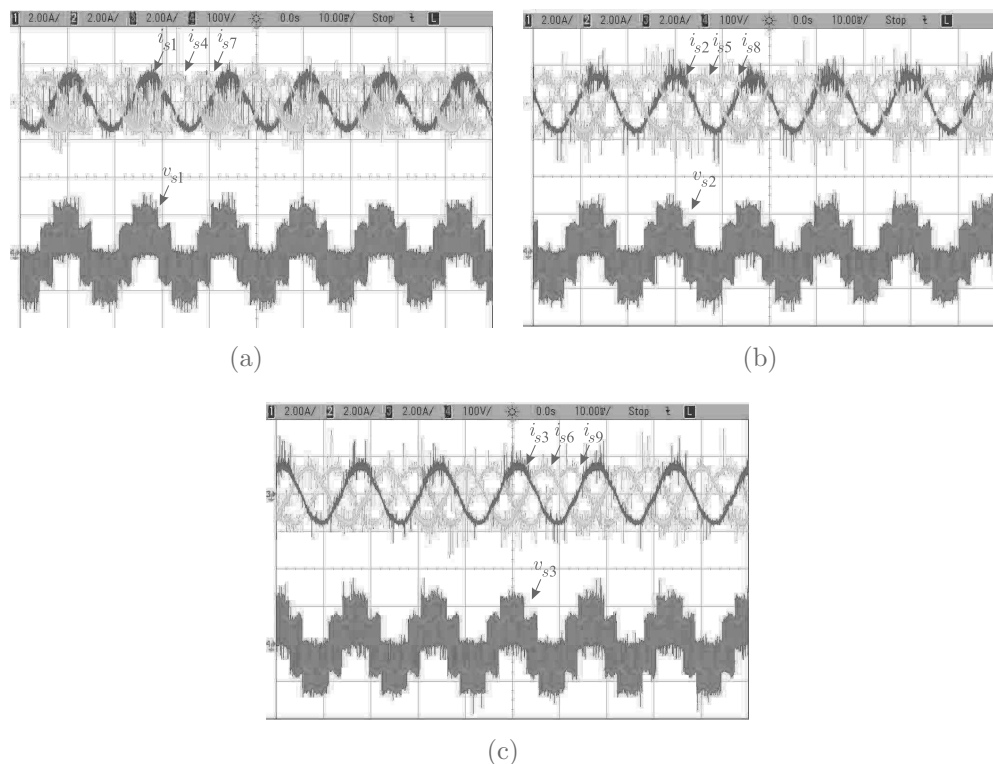


Figura 5.14: Resultados experimentais - correntes e tensões estáticas. (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$  e  $v_{s1}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$  e  $v_{s2}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$  e  $v_{s3}$ .

## 5.8 Conclusão

Um sistema de conversão CA-CC-CA para o acionamento de um motor de nove fases foi apresentado neste capítulo. Até o momento pode-se afirmar que esse sistema apresenta a vantagem da redução pela metade do nível de tensão sobre as chaves IGBT do retificador em comparação ao conversor CA-CC-CA convencional ilustrado na figura 5.1. Já as desvantagens são o maior número de dispositivos semicondutores e maior número de capacitores. Novas conclusões serão obtidas quando do estudo da distorção harmônica das tensões geradas, realizado no capítulo 7.

Por fim, o sistema de controle e as estratégias PWM para o retificador e para o inversor foram validadas, conforme visto por meio dos resultados de simulação e experimentais.

# 6

## Conversores duais para acionamento de máquinas de nove fases

### 6.1 Introdução

No capítulo 3 foram discutidas estruturas multinível nas quais os terminais dos enrolamentos de uma máquina elétrica de seis fases são ligados a conversores que são responsáveis pela geração das tensões. Como os conversores estão conectados a todos os terminais da máquina, diz-se que a máquina está com seus terminais abertos e os conversores são chamados duais. Sabe-se que a mesma estrutura pode ser utilizada para geração de tensões multinível para máquinas ou cargas com número qualquer de fases. Neste capítulo serão discutidas estruturas duais para acionamento de máquinas elétricas de nove fases.

O conversor dual convencional para acionamento de uma máquina de nove fases está presente na figura 6.1. Esta estrutura pode acionar uma máquina elétrica com qualquer defasagem entre os grupos trifásicos. Entretanto, nota-se que esta estrutura apresenta um alto número de dispositivos controlados (36 chaves IGBT). Isso pode tornar o sistema muito caro e complexo, devido à alta complexidade que o circuito de gatilho assume. Quanto mais complexo o circuito de comando, mais susceptível a falhas se torna o sistema. Dessa forma, é de interesse reduzir o número de chaves com o objetivo principal de reduzir os custos do sistema, bem como sua complexidade.

A primeira possibilidade proposta para reduzir o número de chaves é fazer com que os

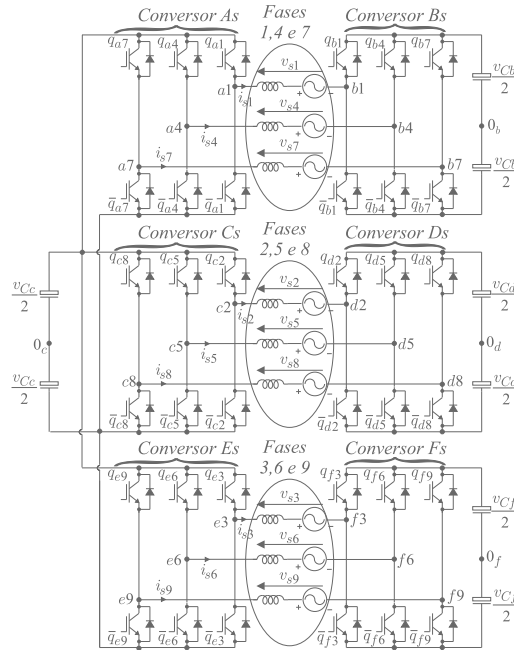


Figura 6.1: Sistema dual convencional para acionamento de máquinas de nove fases.

três grupos trifásicos compartilhem um só conversor, como ilustrado na figura 6.2(a). Assim, as tensões de polo do conversor *Cs* são usadas para gerar as tensões estáticas dos três grupos da máquina. As fases 1, 2 e 3 compartilham o braço *c2*. Por sua vez, as fases 4, 5 e 6 compartilham o braço *c5* e, por fim, as fases 7, 8 e 9 compartilham o braço *c8*.

Já a segunda possibilidade para a redução do custo do sistema é substituir algumas das chaves IGBT por diodos, já que além dos diodos serem dispositivos mais simples que as chaves IGBT, eles não necessitam de circuitos de gatilho para sua operação. Além disso, pode-se aliar o compartilhamento de conversores e a substituição de chaves por diodos, conforme ilustrado nas figuras 6.2(b), 6.2(c) e 6.2(d). Entretanto, as quatro configurações da figura 6.2 somente podem ser utilizadas para máquinas elétricas com defasagem de  $0^\circ$  entre os grupos trifásicos. Isso é devido ao fato que, a princípio, não é possível que um braço compartilhado possa ser utilizado para sintetizar corretamente as tensões de fase de três fases defasadas de um ângulo diferente de zero. Assim, para defasagem nula entre os grupos, as tensões estáticas  $v_{s1}$ ,  $v_{s2}$  e  $v_{s3}$  estão em fase. As tensões  $v_{s4}$ ,  $v_{s5}$  e  $v_{s6}$  também estão em fase e, por fim, as tensões  $v_{s7}$ ,  $v_{s8}$  e  $v_{s9}$  também.

Dessa forma, quatro sistemas de conversão para acionamento de máquinas de nove fases são estudados neste capítulo e são nomeados de configurações 1, 2, 3 e 4. A configuração 1

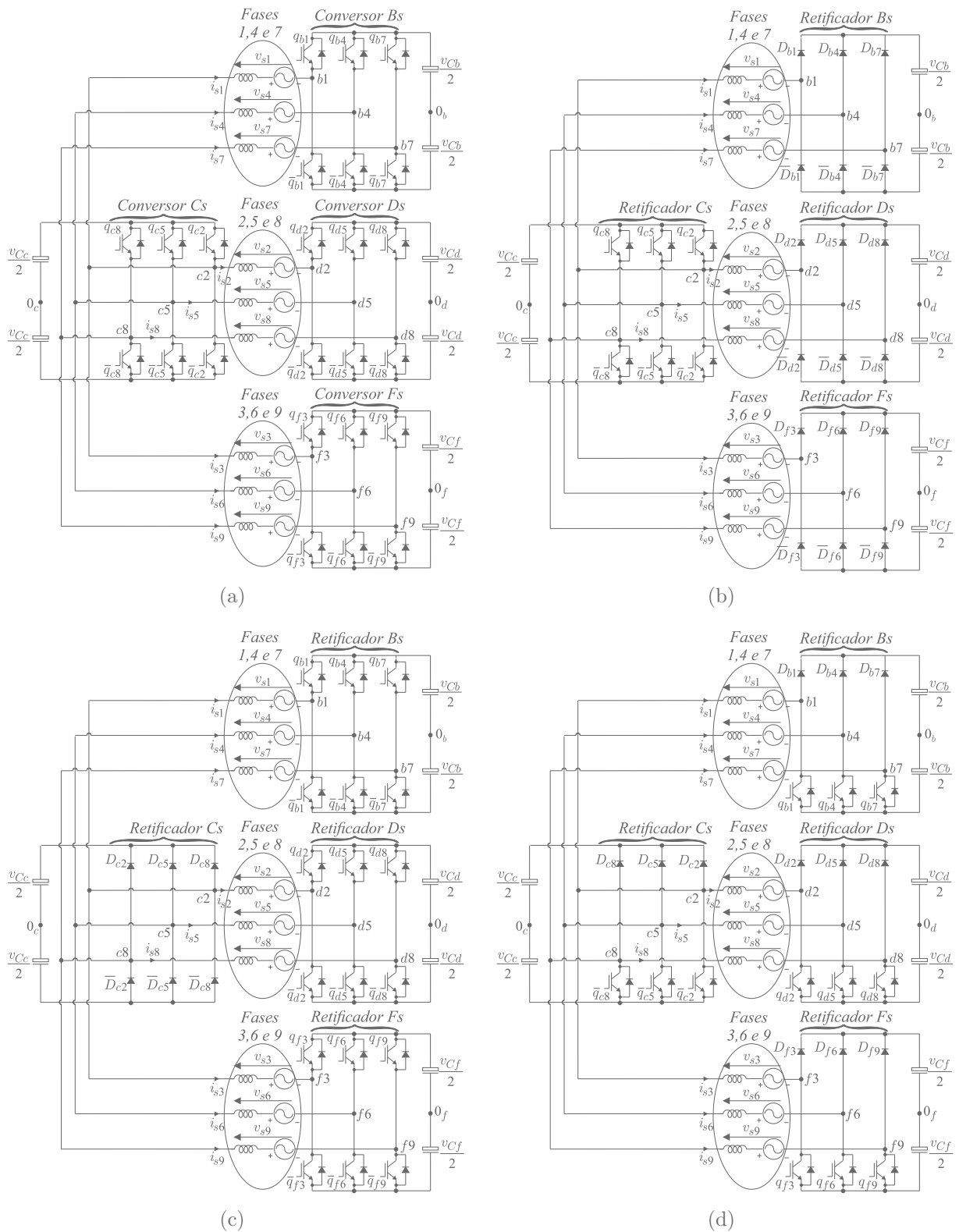


Figura 6.2: Sistemas de conversão duais para máquinas de nove fases. (a) Configuração 1. (b) Configuração 2. (c) Configuração 3. (d) Configuração 4.

[figura 6.2(a)] consiste em uma máquina de nove fases conectada a quatro conversores numa configuração com seus terminais abertos com um dos conversores sendo compartilhado com os três grupos trifásicos. Como todos os conversores são compostos de chaves IGBT, o sistema de conversão pode ser considerado como reversível ou bidirecional em potência.

As configurações 2, 3 e 4 [figuras 6.2(b), 6.2(c) e 6.2(d), respectivamente] também consistem na máquina de nove fases ligadas a conversores com seus terminais abertos. Mas por outro lado, estes são compostos também por diodos, que não são dispositivos bi-direcionais, tornando o sistema unidirecional. No caso destas configurações, o fluxo de potência deve ser necessariamente da máquina para o sistema. Vale a pena salientar que as tensões nos barramentos CC ( $v_{Cb}$ ,  $v_{Cc}$ ,  $v_{Cd}$  e  $v_{Cf}$ ) são consideradas constantes, como fontes de tensão CC.

Dessa forma, este capítulo apresentará as estratégias PWM e de controle utilizados para esses sistemas de conversão, bem como suas viabilidade e validade são comprovadas por meio de resultados de simulação e experimentais. Além disso, é feita uma análise sobre a oscilação no conjugado eletromagnético da máquina produzida pelos conversores.

## 6.2 Modelo dos conversores

As quatro configurações consistem em quatro conversores de três braços conectados a quatro barramentos CC capacitivos e uma máquina de nove fases. De acordo com a figura 6.2 e considerando que as tensões de polo do conversor  $Cs$  são utilizadas para todos os grupos, as tensões geradas nos enrolamentos da máquina em função das tensões de polo de todos os conversores são dadas por

$$v_{sk} = v_{cl0_c} - v_{bk0_b} - v_{0_b0_c} \quad (6.1)$$

$$v_{sl} = v_{cl0_c} - v_{dl0_d} - v_{0_d0_c} \quad (6.2)$$

$$v_{sm} = v_{cl0_c} - v_{fm0_f} - v_{0_f0_c} \quad (6.3)$$

onde  $k = 1, 4, 7$ ,  $l = 2, 5, 8$ ,  $m = 3, 6, 9$ . Note que  $v_{0_b0_c}$  é a tensão entre o ponto central  $0_b$  do barramento CC do conversor  $Bs$  e o ponto central  $0_c$  do barramento CC do conversor  $Cs$ ,  $v_{0_d0_c}$  é a tensão entre o ponto central  $0_d$  do barramento CC do conversor  $Ds$  e o ponto  $0_c$  e  $v_{0_f0_c}$  é a tensão entre o ponto central  $0_f$  do barramento CC do conversor  $Fs$  e o ponto  $0_c$ .

Essas tensões são chamadas de homopolares e podem ser escritas em função das tensões de polo. Considerando que os três grupos da máquina são equilibrados, tem-se que

$$v_{0_b0_c} = \frac{1}{3} \sum (v_{cl0_c} - v_{bk0_b}) \quad (6.4)$$

$$v_{0_d0_c} = \frac{1}{3} \sum (v_{cl0_c} - v_{dl0_d}) \quad (6.5)$$

$$v_{0_f0_c} = \frac{1}{3} \sum (v_{cl0_c} - v_{fm0_f}). \quad (6.6)$$

De maneira a tornar a estratégia PWM mais simples, é possível definir variáveis auxiliares baseadas nas equações (6.1)-(6.3). Essas variáveis são dadas por

$$v_{rk} = v_{cl0_c} - v_{bk0_b} \quad (6.7)$$

$$v_{rl} = v_{cl0_c} - v_{dl0_d} \quad (6.8)$$

$$v_{rm} = v_{cl0_c} - v_{fm0_f}. \quad (6.9)$$

Entretanto, sabe-se que as tensões de polo nos braços com diodo dependem da polaridade das correntes. Nesse caso, para a configuração 2

- Se  $i_{sk}, i_{sl}, i_{sm} > 0$ ,  
 $v_{bk0_b} = v_{Cb}/2, v_{dl0_d} = v_{Cd}/2, v_{fm0_f} = v_{Cf}/2$
- Caso contrário,  
 $v_{bk0_b} = -v_{Cb}/2, v_{dl0_d} = -v_{Cd}/2, v_{fm0_f} = -v_{Cf}/2.$

Semelhantemente, para a configuração 3, considerando que todos os grupos estão sincronizados tem-se

- Se  $i_{sk}, i_{sl}, i_{sm} > 0$ ,  
 $v_{cl0_c} = -v_{Cc}/2$
- Caso contrário,  
 $v_{cl0_c} = v_{Cc}/2.$

Por fim, para a configuração 4 tem-se

- Se  $i_{sk}, i_{sl}, i_{sm} > 0$ ,  
 $v_{cl0_c} = -v_{Cc}/2$

- Caso contrário,

$$v_{bk0_b} = -v_{Cb}/2, v_{dl0_d} = -v_{Cd}/2, v_{fm0_f} = -v_{Cf}/2.$$

## 6.3 Estratégia PWM

As estratégias PWM das quatro configurações propostas são descritas de forma genérica, permitindo que possam ser utilizadas para os casos nos quais cada grupo trifásico é alimentado por dois conversores não-compartilhados, de forma semelhante à topologia convencional da figura 6.1. Mas para as configurações desse capítulo, é possível fazer simplificações considerando que os três grupos trifásicos estão sincronizados e compartilham um conversor.

### 6.3.1 Configuração 1

Para a configuração 1, somente seis tensões são fornecidas pelos controladores das correntes nos enrolamentos, já que a máquina é equilibrada e as últimas três tensões são obtidas a partir das seis primeiras. Dessa forma, pode-se assumir que os controladores fornecem  $v_{s1}^*$ ,  $v_{s4}^*$ ,  $v_{s2}^*$ ,  $v_{s5}^*$ ,  $v_{s3}^*$  e  $v_{s6}^*$ , e que  $v_{s7}^* = -(v_{s1}^* + v_{s4}^*)$ ,  $v_{s8}^* = -(v_{s2}^* + v_{s5}^*)$  e  $v_{s9}^* = -(v_{s3}^* + v_{s6}^*)$ . Como discutido na seção 6.2, é possível introduzir variáveis auxiliares de maneira a tornar a estratégia PWM mais simples. Assim, baseando-se nas equações (6.1)-(6.3) e (6.7)-(6.9)

$$v_{rk}^* = v_{sk}^* + v_{0b0c}^* \tag{6.10}$$

$$v_{rl}^* = v_{sl}^* + v_{0d0c}^* \tag{6.11}$$

$$v_{rm}^* = v_{sm}^* + v_{0f0c}^* \tag{6.12}$$

De maneira a garantir que as tensões de referência respeitarão as tensões nos barramentos

CC tem-se que

$$V_{k \max}^* = v_{C1} - \max\{v_{s1}^*, v_{s4}^*, v_{s7}^*\} \quad (6.13)$$

$$V_{l \max}^* = v_{C2} - \max\{v_{s2}^*, v_{s5}^*, v_{s8}^*\} \quad (6.14)$$

$$V_{m \max}^* = v_{C3} - \max\{v_{s3}^*, v_{s6}^*, v_{s9}^*\} \quad (6.15)$$

$$V_{k \min}^* = -v_{C1} - \min\{v_{s1}^*, v_{s4}^*, v_{s7}^*\} \quad (6.16)$$

$$V_{l \min}^* = -v_{C2} - \min\{v_{s2}^*, v_{s5}^*, v_{s8}^*\} \quad (6.17)$$

$$V_{m \min}^* = -v_{C3} - \min\{v_{s3}^*, v_{s6}^*, v_{s9}^*\} \quad (6.18)$$

onde  $v_{C1} = (v_{Cc} + v_{Cb})/2$ ,  $v_{C2} = (v_{Cc} + v_{Cd})/2$  e  $v_{C3} = (v_{Cc} + v_{Cf})/2$ .

Então, as tensões homopolares de referência são definidas como

$$v_{0b0c}^* = \mu_{bc} V_{k \max}^* + (1 - \mu_{bc}) V_{k \min}^* \quad (6.19)$$

$$v_{0d0c}^* = \mu_{dc} V_{l \max}^* + (1 - \mu_{dc}) V_{l \min}^* \quad (6.20)$$

$$v_{0f0c}^* = \mu_{fc} V_{m \max}^* + (1 - \mu_{fc}) V_{m \min}^*. \quad (6.21)$$

Dessa forma, as tensões homopolares de referência são determinadas primeiramente por (6.19)-(6.21) e então utilizadas para calcular  $v_{rk}^*$ ,  $v_{rl}^*$  e  $v_{rm}^*$  utilizando (6.10)-(6.12). Considerando que todas as tensões nos barramentos CC são iguais, ou seja,  $v_{Cb} = v_{Cd} = v_{Cf} = v_{Cc}$ , as tensões  $v_{rk}$ ,  $v_{rl}$  e  $v_{rm}$ , geradas pelos conversores, apresentam três níveis de tensão. Assim,  $v_{rk}^*$ ,  $v_{rl}^*$  e  $v_{rm}^*$  são comparadas com duas portadoras deslocadas em nível de acordo com a técnica LS-PWM. Como um exemplo, a figura 6.3(a) ilustra as duas portadoras triangulares  $v_{t1}^+$  e  $v_{t1}^-$  e a tensão de referência  $v_{r1}^*$ .

Entretanto, como conhecido na literatura (Darijevic et al., 2016a), o melhor resultado em termos de distorção harmônica é obtido quando as tensões nos barramentos CC do inversor dual são desiguais e obedecem a relação 2:1. Dessa forma, para a configuração 1, as tensões nos barramentos CC devem ser  $v_{Cc} = 2v_{Cb} = 2v_{Cd} = 2v_{Cf}$  ou  $v_{Cc} = v_{Cb}/2 = v_{Cd}/2 = v_{Cf}/2$  de forma a gerar tensões com baixa distorção harmônica. Então,  $v_{rk}$ ,  $v_{rl}$  e  $v_{rm}$ , geradas pelos conversores, apresentam quatro níveis de tensão. Assim,  $v_{rk}^*$ ,  $v_{rl}^*$  e  $v_{rm}^*$  são comparadas com três portadoras deslocadas em nível. Como um exemplo, a figura 6.3(b) ilustra as três portadoras triangulares  $v_{t2}$ ,  $v_{t3}$  e  $v_{t4}$  e a tensão de referência  $v_{r1}^*$ . A figura 6.4 resume a estratégia PWM para a configuração 1 usando o grupo com  $k = 1, 4, 7$  como exemplo.



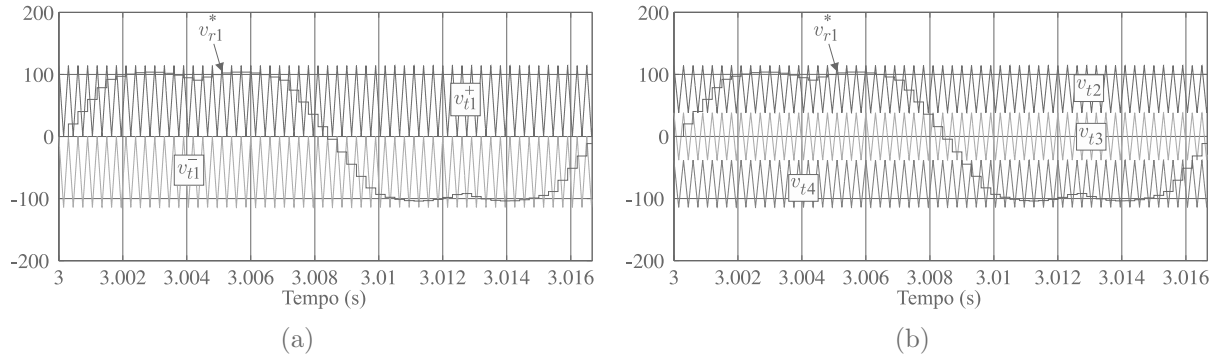


Figura 6.3: Portadoras triangulares e tensão de referência - configuração 1. (a)  $v_{Cb} = v_{Cd} = v_{Cf} = v_{Cc}$ . (b)  $v_{Cc} = 2v_{Cb} = 2v_{Cd} = 2v_{Cf}$ .

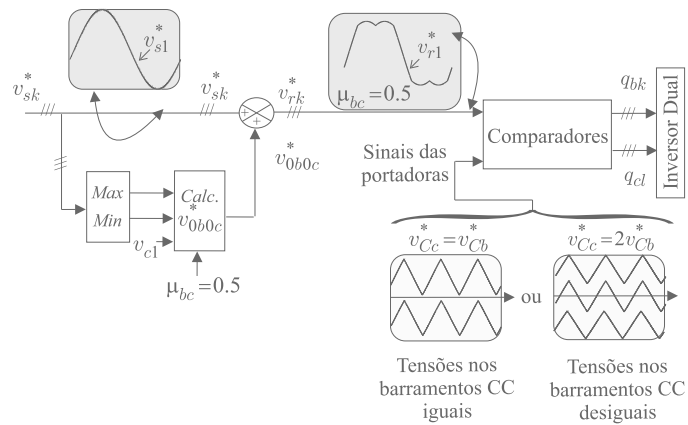


Figura 6.4: Estratégia PWM usando o primeiro grupo trifásico ( $k = 1, 4, 7$ ) como exemplo - configuração 1.

### 6.3.2 Configurações 2 e 3

Para a configuração 2, considere por exemplo a fase 2. De modo a garantir que as tensões de polo de referência  $v_{c20_c}^*$  e  $v_{d20_d}^*$  respeitem os limites das tensões dos barramentos CC, o seguinte algoritmo deve ser implementado:

- Se  $i_{s2} > 0$ ,  

$$v_{2\ max}^* = v_{Cc}/2 - v_{Cd}/2 - v_{s2}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{2\ max}^* = v_{Cc}/2 + v_{Cd}/2 - v_{s2}^*$$

Também

- Se  $i_{s2} > 0$ ,  

$$v_{2\ min}^* = -v_{Cc}/2 - v_{Cd}/2 - v_{s2}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{2\ min}^* = -v_{Cc}/2 + v_{Cd}/2 - v_{s2}^*$$

Procedimento semelhante é adotado para os outros grupos e fases para assegurar que todas as tensões de polo de referência respeitarão os limites das tensões dos barramentos CC. Então, as tensões homopolares de referência são dadas novamente por (6.19)-(6.21), e para este caso  $V_{k\ max}^* = \min\{v_{1\ max}^*, v_{4\ max}^*, v_{7\ max}^*\}$ ,  $V_{l\ max}^* = \min\{v_{2\ max}^*, v_{5\ max}^*, v_{8\ max}^*\}$ ,  $V_{m\ max}^* = \min\{v_{3\ max}^*, v_{6\ max}^*, v_{9\ max}^*\}$ ,  $V_{k\ min}^* = \max\{v_{1\ min}^*, v_{4\ min}^*, v_{7\ min}^*\}$ ,  $V_{l\ min}^* = \max\{v_{2\ min}^*, v_{5\ min}^*, v_{8\ min}^*\}$  e  $V_{m\ min}^* = \max\{v_{3\ min}^*, v_{6\ min}^*, v_{9\ min}^*\}$ .

Então, é possível utilizar (6.10)-(6.12) e LS-PWM novamente para determinar os sinais de gatilho para o conversor Cs. Considerando tensões iguais nos barramentos CC, as mesmas portadoras da figura 6.3(a) são usadas. Como será discutido no capítulo 7, essas configurações apresentam melhor desempenho em termos de distorção harmônica quando as tensões nos barramentos CC são iguais.

A estratégia PWM da configuração 3 é feita de modo semelhante à configuração 2, mas nesse caso as tensões de polo do conversor Cs são determinadas pelas polaridades das

correntes, como explicado na seção 6.2. As formas de onda das tensões geradas por ambas as configurações são idênticas e apresentam o mesmo conteúdo harmônico.

As estratégias PWM discutidas para ambas as configurações são válidas para qualquer combinação para tensões nos barramentos CC (iguais e desiguais, respeitando o fato que a maior tensão deve ser aplicada ao barramento CC conectado ao conversor controlado) e para qualquer valor de  $\mu_{bc}$ ,  $\mu_{dc}$  e  $\mu_{fc}$ .

Analisando um pouco mais a fundo o comportamento dessas configurações, foi observado em (Jacobina et al., 2013b) para a sua versão trifásica e em (Melo et al., 2014c) para sua versão hexafásica que a divisão de potência entre os retificadores muda dependendo do índice de modulação de amplitude das tensões estatóricas. A medida que o índice de modulação diminui, a potência processada pelo conversor a diodos aumenta. Estendendo esta análise para o caso de nove fases das configurações 2 e 3, testes em simulação mostram que quando o índice de modulação for de 0,53, a potência processada pelos conversores controlados se torna nula. Se o índice de modulação cair ainda mais, os conversores controlados passam a processar potência negativa, o que significa que o gerador começa a absorver potência. Claro que esse ponto de operação é indesejável. Então, as configurações 2 e 3 não são indicadas para o caso no qual o gerador precisa operar com baixo índice de modulação.

### 6.3.3 Configuração 4

As tensões homopolares são calculadas primeiro e as tensões auxiliares são calculadas depois, assim como feito para os casos anteriores. As polaridades das correntes devem ser levadas em conta na determinação das tensões de polo de referência. Dessa forma, tomando como exemplo a fase 2, de modo a garantir que as tensões de polo de referência  $v_{c20_c}^*$  e  $v_{d20_d}^*$  respeitam os limites das tensões dos barramentos CC, o seguinte algoritmo deve ser realizado

- Se  $i_{s2} > 0$ ,  

$$v_{2_{max}}^* = -v_{Cc}/2 + v_{Cd}/2 - v_{s2}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{2_{max}}^* = v_{Cc}/2 + v_{Cd}/2 - v_{s2}^*$$

Também

- Se  $i_{s2} > 0$ ,  

$$v_{2\ min}^* = -v_{Cc}/2 - v_{Cd}/2 - v_{s2}^*$$
- Caso contrário,  

$$v_{2\ min}^* = -v_{Cc}/2 + v_{Cd}/2 - v_{s2}^*.$$

O mesmo procedimento deve ser feito para as outras fases e grupos. As tensões homopolares de referência são calculadas novamente por (6.19)-(6.21) e as tensões de referência  $v_{rk}^*$ ,  $v_{rl}^*$  e  $v_{rm}^*$  são calculadas por (6.10)-(6.12). Então, a técnica LS-PWM é empregada para gerar os sinais de gatilho das chaves controladas. Quando as tensões nos barramentos CC são iguais, as portadoras da figura 6.3(a) são usadas. Para esta configuração, melhor distorção harmônica é observada com tensões iguais nos barramentos CC, conforme será discutido no capítulo 7. Essa estratégia PWM é válida para qualquer combinação das tensões nos barramentos CC (iguais ou desiguais) e para qualquer valor de  $\mu_{bc}$ ,  $\mu_{dc}$  e  $\mu_{fc}$ .

## 6.4 Simulação dos sistemas de conversão

Essa seção discute as simulações realizadas para todas as topologias propostas, se aprofundando na análise da oscilação do conjugado da máquina produzida por cada configuração. Além disso, um método para a redução dessa oscilação é mostrado para as configurações 1 e 3.

### 6.4.1 Correntes e oscilação do conjugado

Algumas simulações foram realizadas com o objetivo de comparar a oscilação de conjugado produzidas pelas topologias estudadas. Para a configuração 1, um motor de indução de 2 kW foi utilizado. Os seus parâmetros são resistências estatórica e rotórica de  $r_s = 0,39\Omega$  e  $r_r = 1,41\Omega$ , respectivamente, indutâncias equivalentes estatórica e rotórica de  $l_s = l_r = 0,094\ H$ , indutância mútua equivalente entre os enrolamentos do estator e do rotor de  $l_m = 0,091\ H$ . Sua amplitude de tensão de fase é  $V_s = 125\ V$ . O número de pares de polo é  $P = 2$ . A frequência de amostragem é de 3 kHz.

As portadoras PWM usadas para a configuração 1 são ilustradas na figura 6.3. O conjugado depende das correntes direta e em quadratura,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , respectivamente, as quais

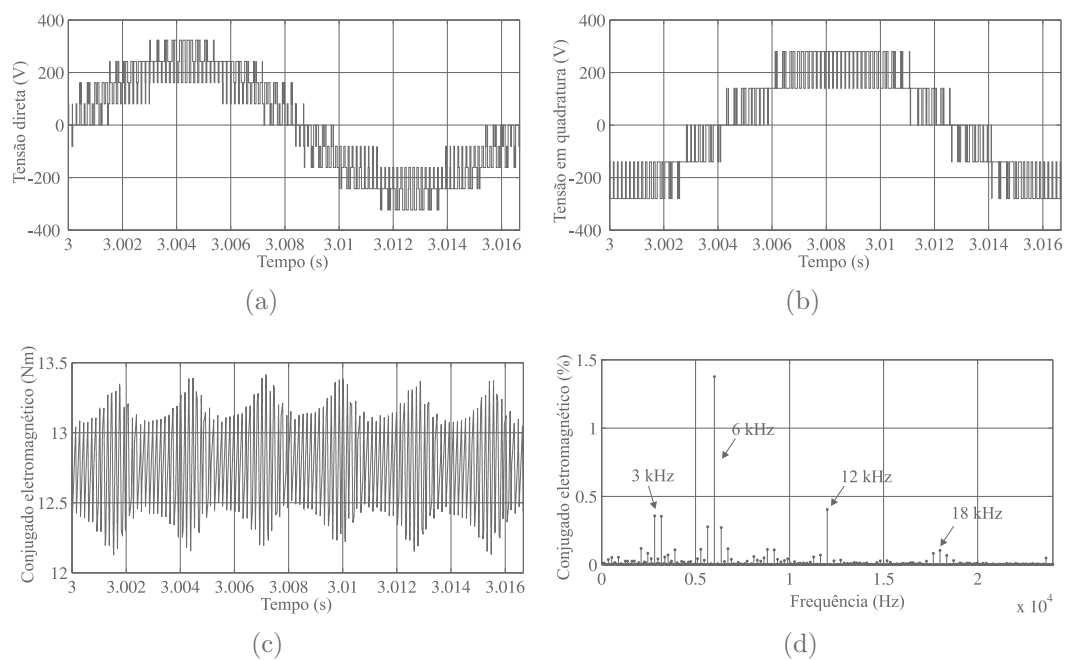


Figura 6.5: Curvas para a configuração 1 com motor de indução com tensões iguais nos barramentos CC. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

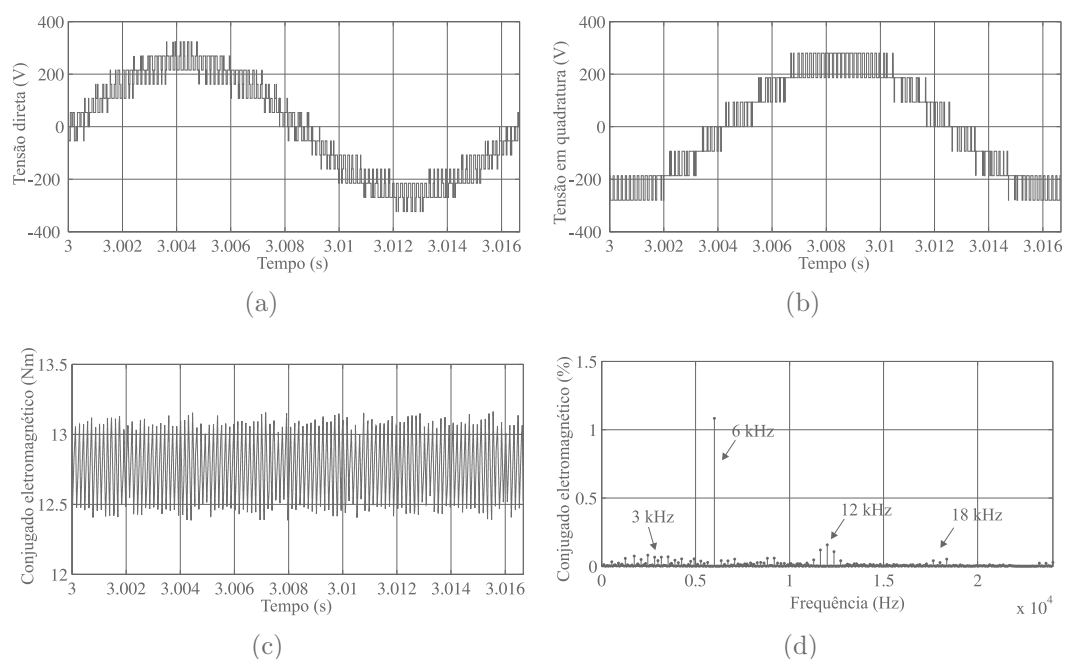


Figura 6.6: Curvas para a configuração 1 com motor de indução com tensões desiguais nos barramentos CC. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

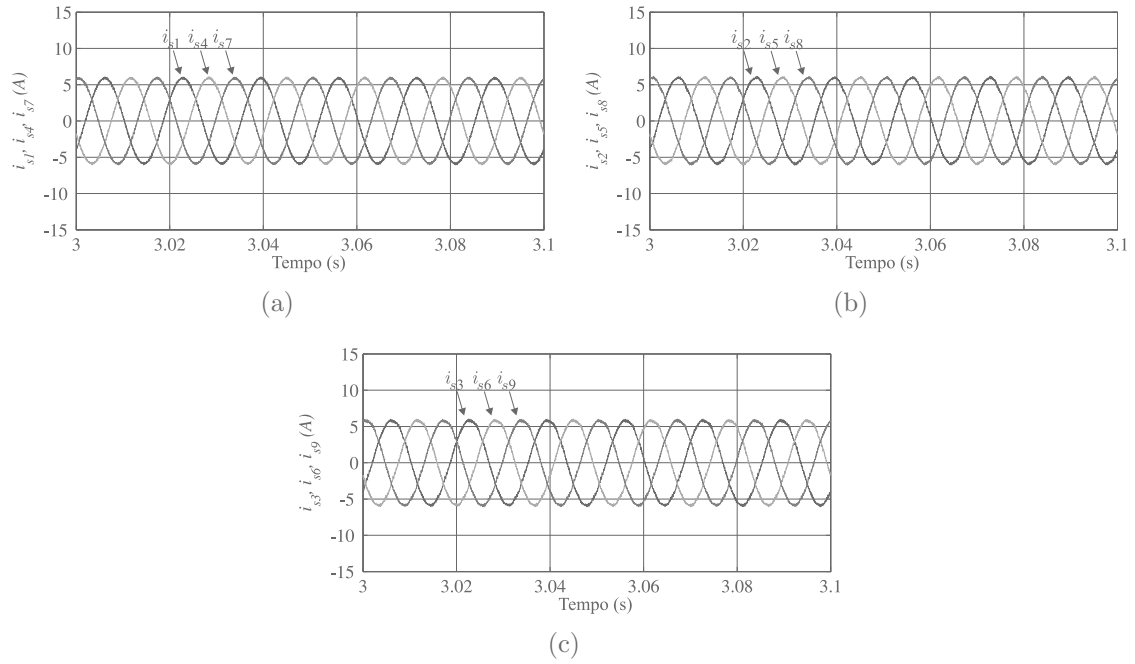


Figura 6.7: Resultados de simulação - configuração 1 com motor de indução com tensões desiguais nos barramentos CC - correntes estatóricas. (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ .

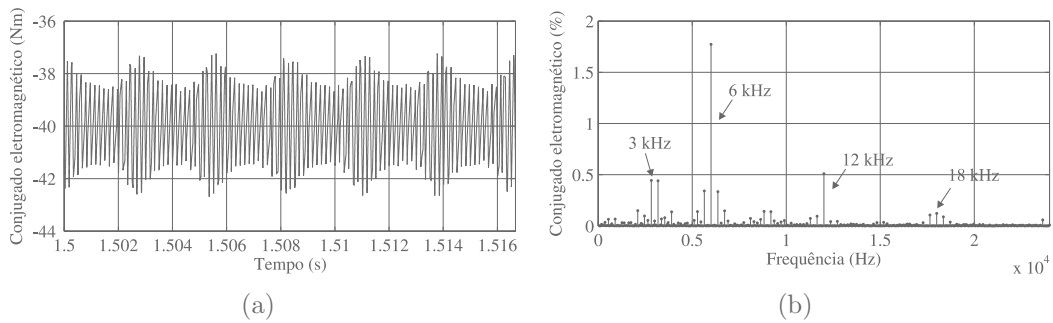


Figura 6.8: Curvas para a configuração 1 com gerador a ímã permanente com tensões iguais nos barramentos CC. (a) Conjugado eletromagnético. (b) Espectro em frequência do conjugado.

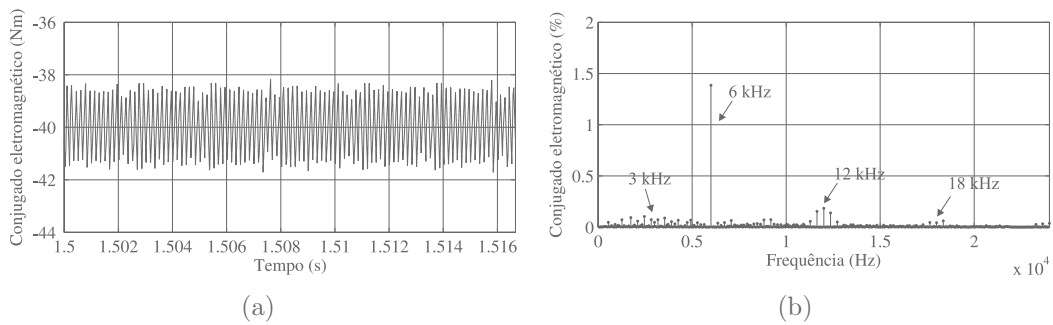


Figura 6.9: Curvas para a configuração 1 com gerador a ímã permanente com tensões desiguais nos barramentos CC. (a) Conjugado eletromagnético. (b) Espectro em frequência do conjugado.

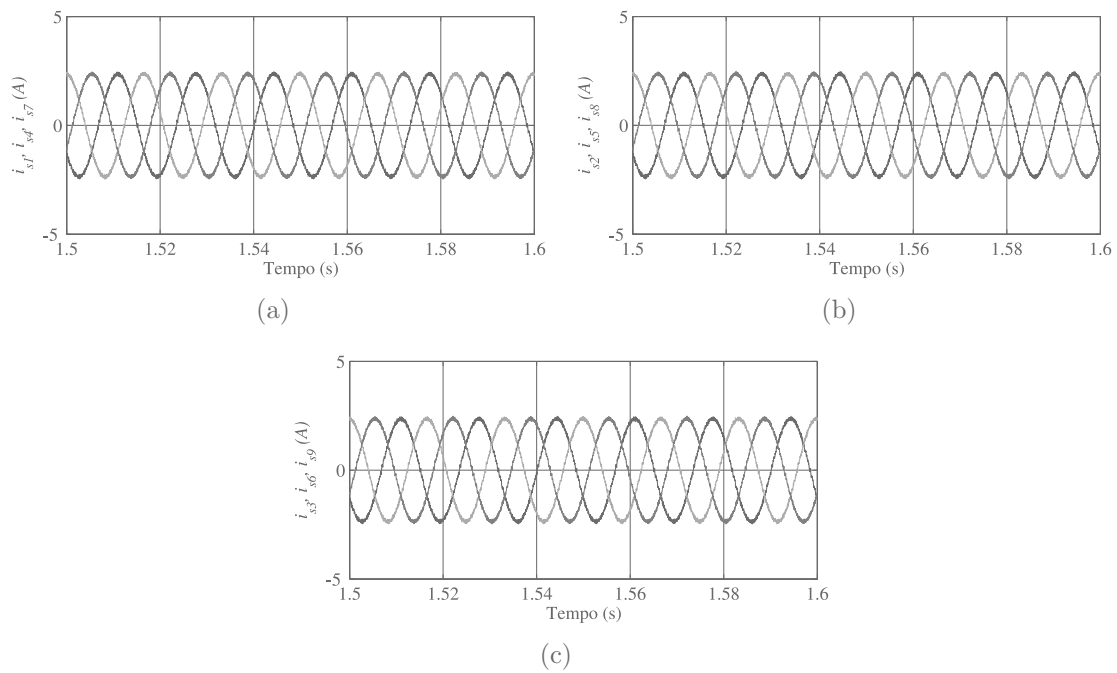


Figura 6.10: Resultados de simulação - configuração 1 com gerador a ímã permanente com tensões desiguais nos barramentos CC - correntes estatóricas. (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ .

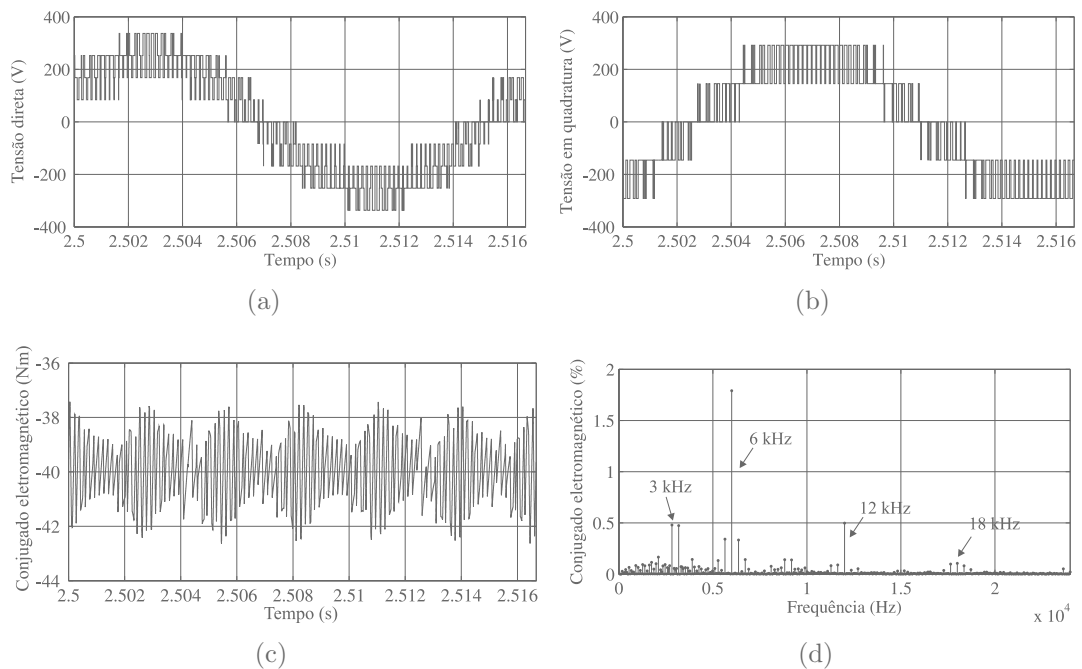


Figura 6.11: Curvas para as configurações 2 e 3. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

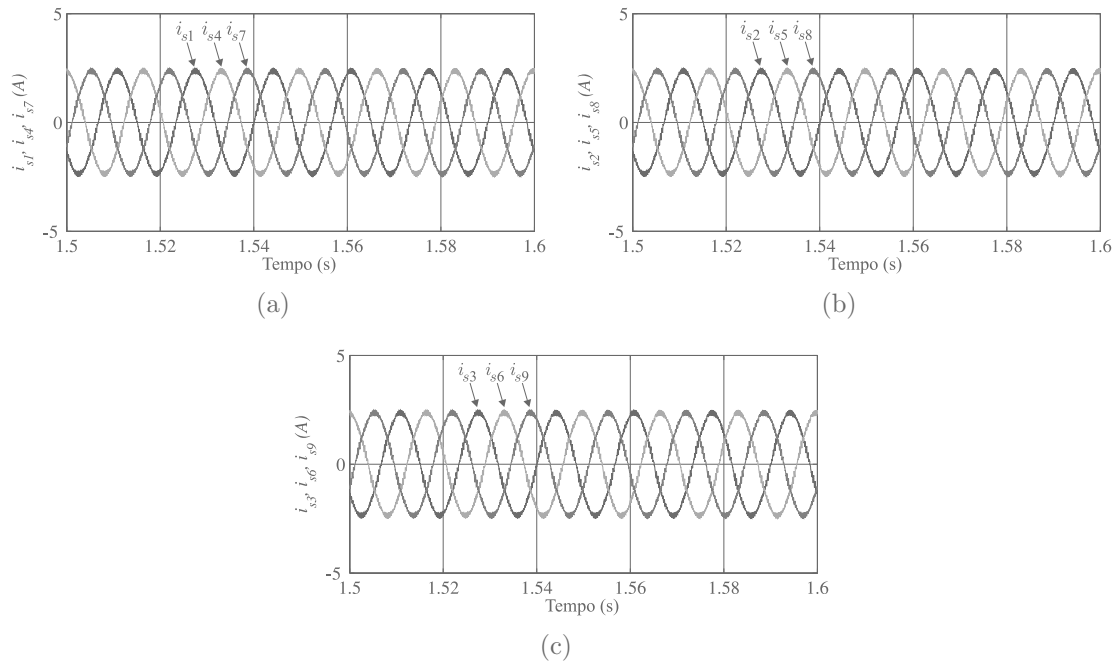


Figura 6.12: Resultados de simulação - configurações 2 e 3 - correntes estáticas. (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ .

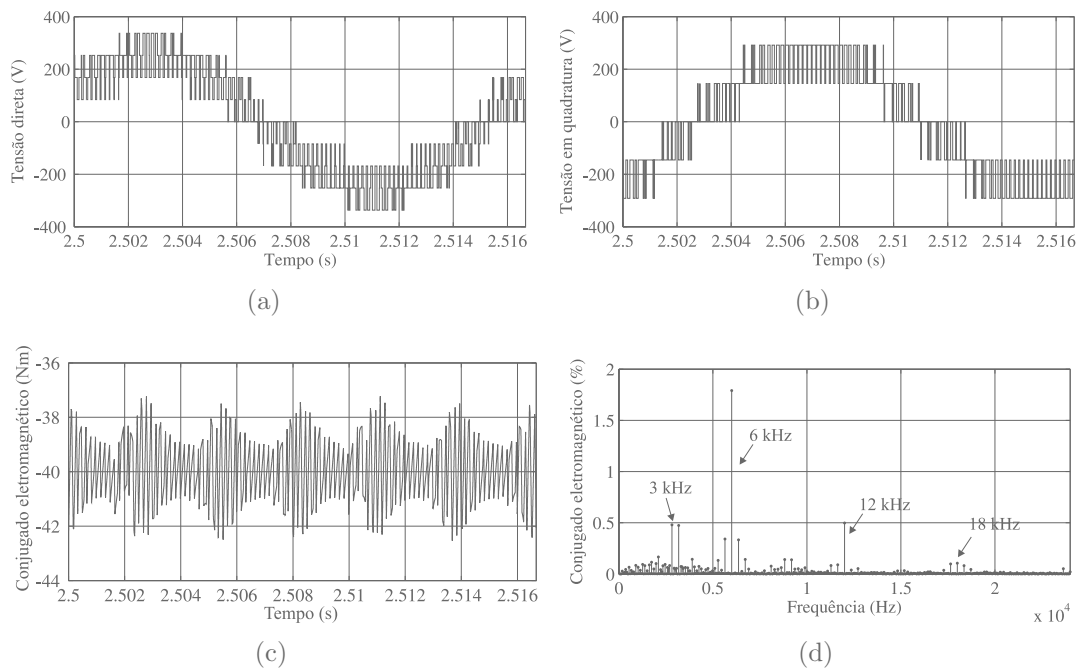


Figura 6.13: Curvas para a configuração 4. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.



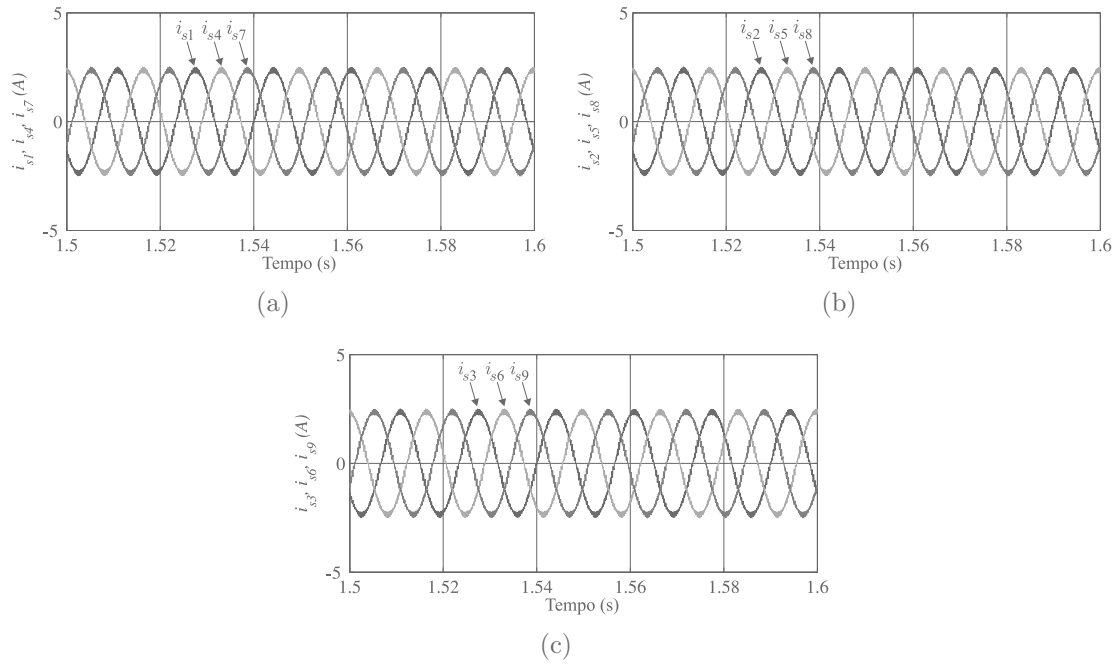


Figura 6.14: Resultados de simulação - configuração 4 - correntes estáticas. (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$ .

dependem das tensões direta e em quadratura,  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , respectivamente. A figura 6.5 ilustra  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , o conjugado e seu espectro em frequência em porcentagem do seu valor CC usando as portadoras da figura 6.3(a), para o caso de tensões iguais nos barramentos CC. As mesmas curvas são apresentadas na figura 6.6 para o caso de tensões desiguais nos barramentos CC, obtidas utilizando as portadoras da figura 6.3(b). Conforme ilustrado nas figuras 6.5(d) e 6.6(d) para ambos os casos, as harmônicas mais significativas oscilam nas frequências de 3, 6, 12 e 18 kHz, as quais são a frequência de amostragem, duas vezes, quatro vezes e seis vezes a frequência de amostragem, respectivamente. As correntes na máquina obtidas através da simulação estão mostradas na figura 6.7.

Também para a configuração 1, foram realizadas simulações com um gerador a ímã permanente de nove fases de potência 1,5 kW. Os parâmetros da máquina são indutâncias direta e em quadratura de  $l_{sd} = l_{sq} = 9,987mH$ , fluxo magnético do ímã permanente de  $\lambda_{pm} = 0,342Wb$  e  $r_s = 1,928\Omega$ . Além disso, o número de pares de polo é  $P = 11$ . Tensões iguais nos barramentos CC foram usadas. Controle FOC foi empregado. A figura 6.8 ilustra o conjugado eletromagnético gerado pelo retificador da configuração 1 quando as tensões nos barramentos CC são iguais, bem como seu espectro em frequência. Já a figura 6.9 ilustra as mesmas variáveis, mas utilizando tensões desiguais nos barramentos CC. Note a redução na

oscilação do conjugado comparando-se o uso de tensões iguais e desiguais nos barramentos CC (ver figuras 6.8(a) e 6.9(a)). Os espectro em frequência do conjugado para as duas situações mostram que as harmônicas mais significativas oscilam nas frequências de 3, 6, 12 e 18 kHz, mas têm suas amplitudes consideravelmente reduzidas quando do uso de tensões desiguais nos barramentos CC (ver figuras 6.8(b) e 6.9(b)). A figura 6.10 ilustra as correntes estatóricas para a configuração 1.

Simulações também foram realizadas para as configurações 2, 3 e 4 com o mesmo gerador a ímã permanente utilizado com a configuração 1. Tensões iguais nos barramentos CC foram usadas. A figura 6.11 ilustra as tensões direta e em quadratura, bem como o conjugado eletromagnético e seu espectro para as configurações 2 e 3. A figura 6.12 ilustra as correntes estatóricas para as mesmas configurações. As tensões direta e em quadratura, o conjugado eletromagnético e seu espectro e as correntes estatóricas para a configuração 4 são mostrados nas figuras 6.13 e 6.14. Note que as estratégias PWM e o controle funcionaram adequadamente e que todas as topologias apresentam desempenho praticamente igual no que diz respeito à oscilação de conjugado com tensões iguais nos barramentos CC.

### 6.4.2 Modificação na estratégia PWM para reduzir a oscilação de conjugado

Com a máquina utilizada,  $v_{r1}$ ,  $v_{r2}$  e  $v_{r3}$  estão em fase,  $v_{r4}$ ,  $v_{r5}$  e  $v_{r6}$  também estão em fase e o mesmo acontece com  $v_{r7}$ ,  $v_{r8}$  e  $v_{r9}$ . Dessa forma, se todas as tensões de referência forem comparadas com as mesmas portadoras triangulares, até seus pulsos acontecerão nos mesmos instantes, o que aumenta a oscilação no conjugado.

De maneira a reduzir essa oscilação, a ideia é fazer com que tensões que estejam em fase gerem mudanças nos estados das chaves em instantes ligeiramente diferentes. Para que isso seja possível, as tensões em fase devem ser comparadas com triangulares diferentes. Então, as tensões de referência  $v_{r1}^*$ ,  $v_{r2}^*$  e  $v_{r3}^*$ , por exemplo, devem ser comparadas com triangulares distintas, sendo uma para cada tensão de referência. O mesmo deve acontecer com  $v_{r4}^*$ ,  $v_{r5}^*$  e  $v_{r6}^*$  e com  $v_{r7}^*$ ,  $v_{r8}^*$  e  $v_{r9}^*$ .

Então, considerando que a configuração 1 utiliza tensões iguais nos barramentos CC com  $v_{Cb} = v_{Cc} = v_{Cd} = v_{Cf} = v_C$ , além de  $v_{t1}^+$ , duas outras portadoras devem ser utilizadas entre

0 e  $v_C$ , como ilustrado na figura 6.15. Também, além de  $v_{t1}^-$ , duas outras portadoras devem ser utilizadas entre  $-v_C$  e 0, fazendo um total de seis portadoras. Para cada intervalo de tensão, as três portadoras devem estar defasadas de  $120^\circ$ .  $v_{r1}^*$ ,  $v_{r4}^*$  e  $v_{r7}^*$  são comparadas a  $v_{t1}^+$  quando estão no semi-ciclo positivo,  $v_{r2}^*$ ,  $v_{r5}^*$  e  $v_{r8}^*$  são comparadas a  $v_{t5}^+$  e  $v_{r3}^*$ ,  $v_{r6}^*$  e  $v_{r9}^*$  são comparadas a  $v_{t6}^+$ , fazendo com que as tensões sincronizadas pulsem em instantes ligeiramente diferentes. De forma semelhante,  $v_{r1}^*$ ,  $v_{r4}^*$  e  $v_{r7}^*$  são comparadas a  $v_{t1}^-$  quando estão no semi-ciclo negativo,  $v_{r2}^*$ ,  $v_{r5}^*$  e  $v_{r8}^*$  são comparadas a  $v_{t5}^-$  e  $v_{r3}^*$ ,  $v_{r6}^*$  e  $v_{r9}^*$  são comparadas a  $v_{t6}^-$ . Assim, a oscilação de conjugado é reduzida.

A figura 6.16 ilustra  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  e o conjugado da máquina quando as seis portadoras são empregadas. Note o aumento no número de degraus de tensão em  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  e a redução significativa na oscilação do conjugado quando este é comparado às formas de onda das figuras 6.5 e 6.6. Vale a pena salientar que as formas de onda das tensões aplicadas sobre os terminais da máquina não mudam. O que muda é o fato de que as tensões sincronizadas comutam de um nível de tensão para outro em instantes diferentes, afetando as componentes direta e em quadratura das tensões e correntes e conseqüentemente o conjugado. Além disso, note que, de acordo com a figura 6.16(d), as harmônicas mais significativas oscilam nas frequências de 3, 9 e 18 kHz, mas suas amplitudes são menores quando comparadas àquelas observadas nos espectros das figuras 6.5(d) e 6.6(d). A figura 6.17 ilustra o conjugado e seu espectro quando a configuração 1 é conectada ao gerador a ímã permanente e as seis portadoras são utilizadas.

Da mesma forma, é possível reduzir a oscilação do conjugado produzido pela configuração 3. Seguindo o mesmo princípio, é possível utilizar portadoras deslocadas em fase de forma a fazer com que os braços dos conversores Bs, Ds e Fs que estão conectados a fases sincronizadas comutem em instantes diferentes. A figura 6.18 ilustra as tensões de eixo direto e em quadratura, o conjugado eletromagnético da máquina e seu espectro em frequência para este caso. Percebe-se considerável redução da oscilação do conjugado bem como a diminuição nas amplitudes das harmônicas presentes na forma de onda do conjugado quando comparados às curvas mostradas na figura 6.11.

É importante mencionar que, para a configuração 1, não é possível usar essa estratégia para o caso de tensões desiguais nos barramentos CC porque para isso seria necessário que o conversor compartilhado comutasse em diferentes instantes para cada fase sincronizada.

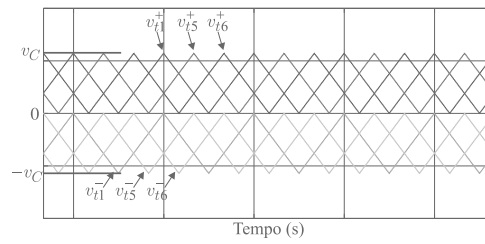


Figura 6.15: Portadoras triangulares utilizadas no método de redução de oscilação de conjugado.

Pela mesma razão, não é possível empregar essa estratégia para as configurações 2 e 4 seja com tensões iguais ou desiguais nos barramentos CC.

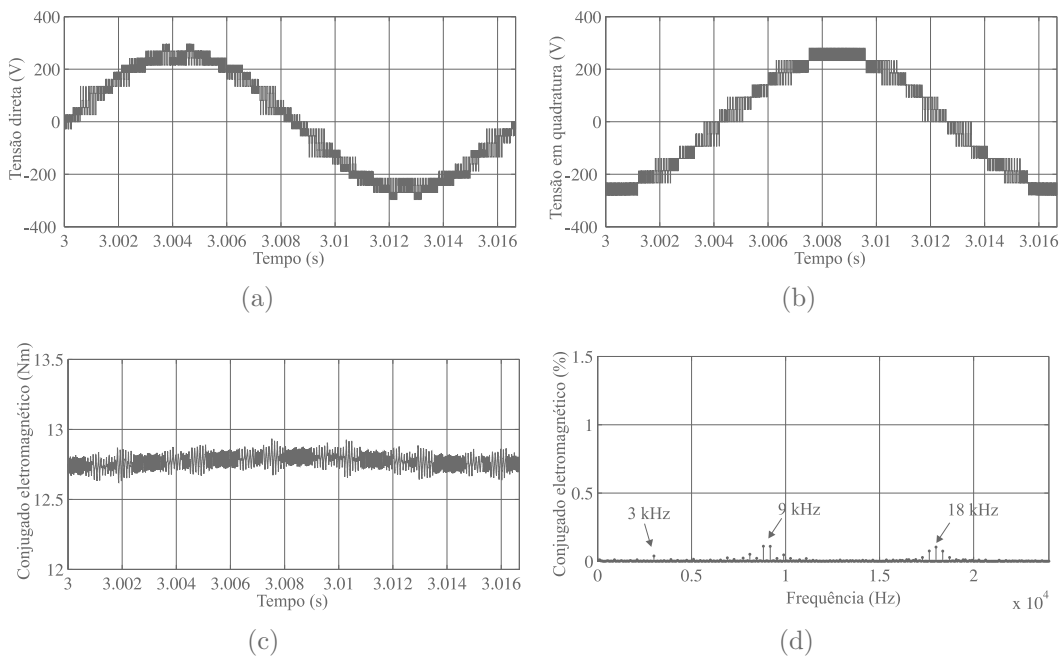


Figura 6.16: Curvas para a configuração 1 utilizando seis portadoras com motor de indução. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

Concluindo, usando essa estratégia com tensões iguais nos barramentos CC, as configurações 1 e 3 reduzem a oscilação de conjugado, o que é muito importante para sistemas de acionamentos de máquinas elétricas.

## 6.5 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos para a configuração 1. O sistema de conversão foi implementado com uma máquina de indução gaiola-de-esquilo de nove fases de

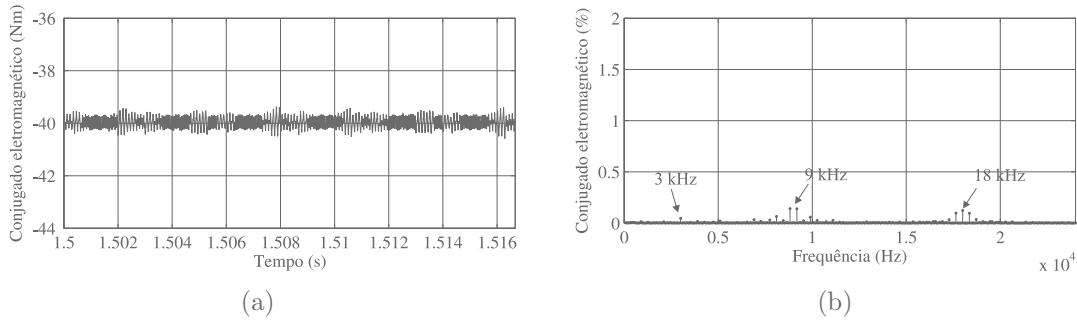


Figura 6.17: Curvas para a configuração 1 utilizando seis portadoras com gerador a ímã permanente. (a) Conjugado eletromagnético. (b) Espectro em frequência do conjugado.

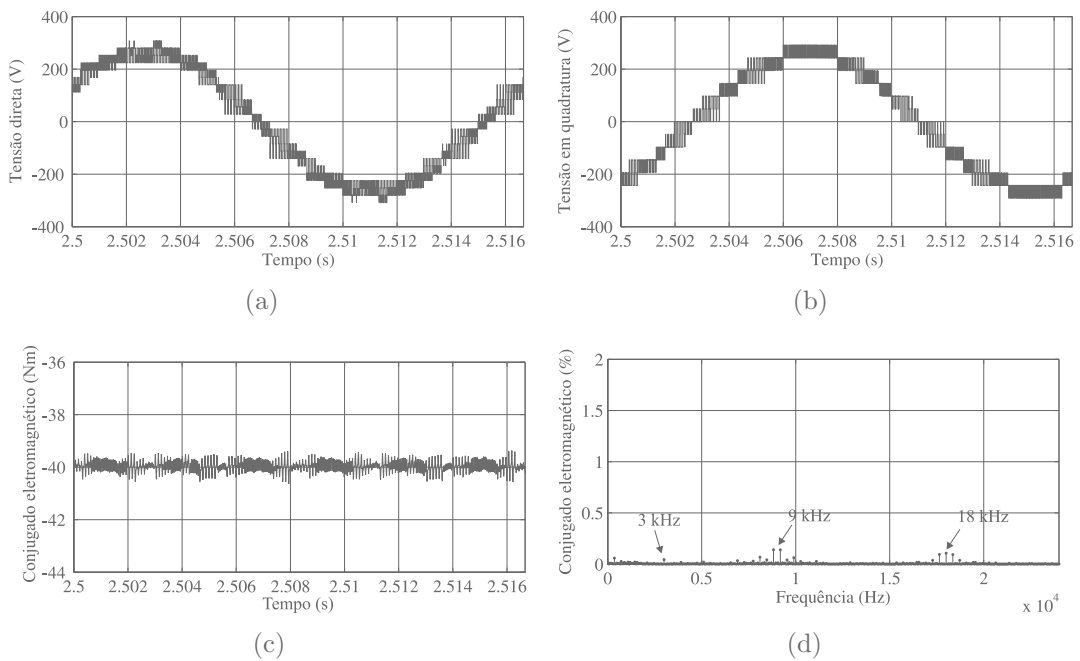


Figura 6.18: Curvas para a configuração 3 utilizando seis portadoras. (a) Tensão de eixo direto. (b) Tensão em quadratura. (c) Conjugado eletromagnético. (d) Espectro em frequência do conjugado.

potência nominal de 3 kW e  $\alpha = 0^\circ$ . A figura 6.19 traz uma foto da bancada experimental. A amplitude de tensão no estator é de  $V_s = 103V$ . A frequência de amostragem foi de 3 kHz. A estratégia de controle Volts/Hertz foi usada. Para o caso no qual tensões iguais nos barramentos CC são utilizadas,  $v_{Cb} = v_{Cc} = v_{Cd} = v_{Cf} = 98V$ . A figura 6.20 ilustra as correntes estatóricas para todos os grupos trifásicos e as tensões estatóricas nas fases 1, 2 e 3. As tensões estatóricas apresentam nove níveis.

Para o caso no qual os barramentos CC têm tensões desiguais,  $v_{Cb} = v_{Cd} = v_{Cf} = 130V$  and  $v_{Cc} = 65V$ . A figura 6.21 traz as correntes estatóricas e as tensões estatóricas nas fases



Figura 6.19: Bancada experimental.

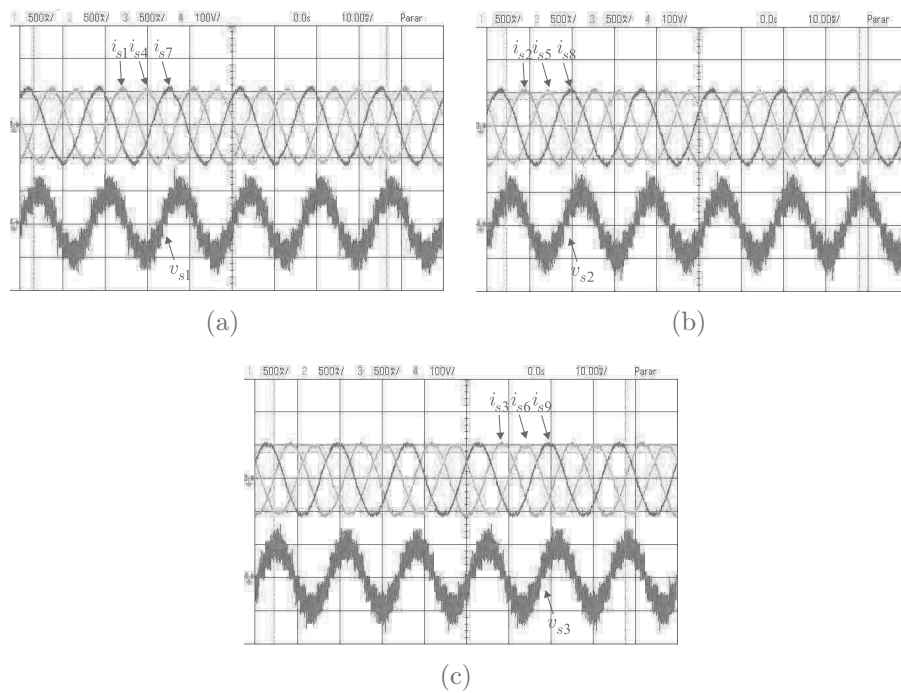


Figura 6.20: Resultado experimentais - correntes e tensões estatóricas - Configuração 1 com  $v_{Cc} = v_{Cb} = v_{Cd} = v_{Cf}$ . (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$  e  $v_{s1}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$  e  $v_{s2}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$  e  $v_{s3}$ .

1, 2 e 3 para este caso. As tensões estatóricas apresentam treze níveis.

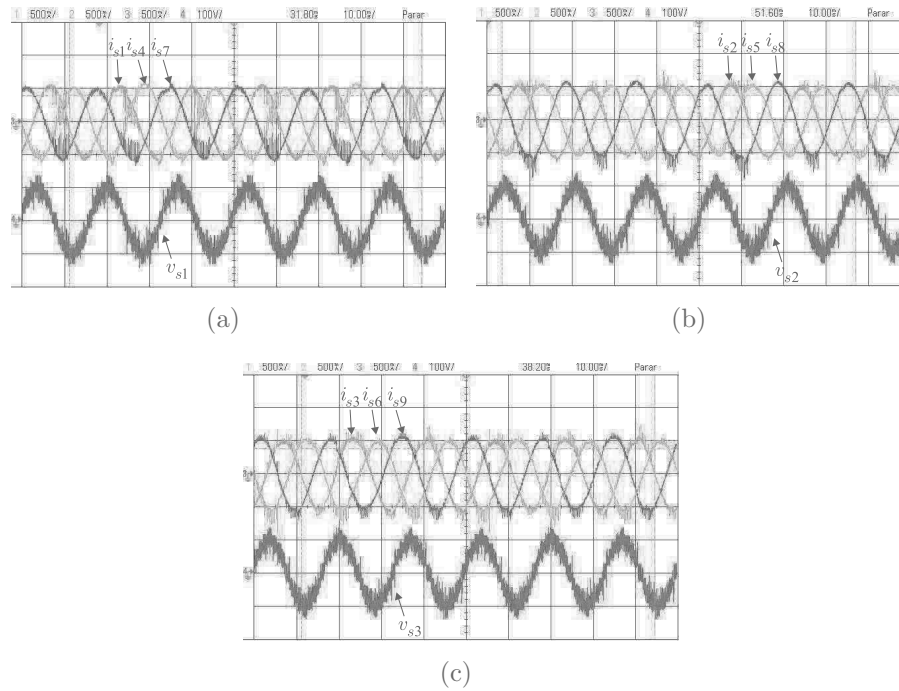


Figura 6.21: Resultado experimentais - correntes e tensões estatóricas - Configuração 1 com  $v_{C_c} = v_{C_b}/2 = v_{C_d}/2 = v_{C_f}/2$ . (a)  $i_{s1}, i_{s4}, i_{s7}$  and  $v_{s1}$ . (b)  $i_{s2}, i_{s5}, i_{s8}$  e  $v_{s2}$ . (c)  $i_{s3}, i_{s6}, i_{s9}$  e  $v_{s3}$ .

## 6.6 Níveis de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores

Conforme discutido anteriormente, a estrutura dual considerada convencional da figura 6.1 pode fazer uso de barramentos CC com tensões iguais ou com a relação 2:1, relação esta que permite a obtenção de tensões estatóricas com treze níveis e baixo  $dv/dt$ . Assim, com barramentos CC com tensões iguais, todas as chaves da topologia apresentam o mesmo nível de tensão. Já a relação 2:1 pode ser obtida fazendo: 1)  $v_{C_c} = 2v_{C_b} = 2v_{C_d} = 2v_{C_f} = v_{C'}$  ou 2)  $v_{C_c} = v_{C_b}/2 = v_{C_d}/2 = v_{C_f}/2 = v_{C'}/2$ . No primeiro caso, as chaves dos conversores  $A_s, C_s$  e  $E_s$  apresentam um nível de tensão de duas vezes aquele dos conversores  $B_s, D_s$  e  $F_s$ . No segundo caso, o nível de tensão das chaves dos conversores  $B_s, D_s$  e  $F_s$  é o dobro daquele dos conversores  $A_s, C_s$  e  $E_s$ .

Já a respeito do nível de corrente, na topologia convencional, todas as chaves processam correntes de mesma amplitude. Além disso, como o conversor está em série com a máquina, as correntes são as mesmas que circulam pelos enrolamentos estatóricos da máquina de nove fases. Vale salientar que as duas combinações de tensões nos barramentos CC que utilizam

Tabela 6.1: Nível de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores na estrutura convencional

	Conversores $As, Cs, Es$		Conversores $Bs, Ds, Fs$	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Convencional $v_{Cc} = 2v_{Cb}$	$v_{C'}$	$I_S$	$v_{C'}/2$	$I_S$
Convencional $v_{Cc} = v_{Cb}/2$	$v_{C'}/2$	$I_S$	$v_{C'}$	$I_S$

a relação 2:1 geram tensões com mesma forma de onda.

A respeito da configuração 1, ela pode apresentar as mesmas combinações para as tensões nos barramentos CC, repetindo o mesmo comportamento que a topologia convencional em relação ao nível de tensão nas chaves que compõem os conversores. As configurações 2, 3 e 4 fazem uso de barramentos CC com tensões iguais. Assim, o nível de tensão é o mesmo para todos os dispositivos semicondutores.

Considerando o nível de corrente para as configurações 1, 2, 3 e 4, como o conversor  $Cs$  é compartilhado pelos três grupos trifásicos da máquina de nove fases, a corrente que circula pelos dispositivos desse conversor é o triplo daquela que passa pelos dispositivos dos conversores  $Bs, Ds$  e  $Fs$ . Por conta disso, é recomendável que as tensões dos barramentos CC destes três conversores tenham os maiores valores quando do uso da relação 2:1 de modo a evitar que os níveis de tensão e corrente do conversor  $Cs$  se tornem simultaneamente elevados, já que isto poderia encarecer muito este conversor (ou até inviabilizá-lo, dependendo da potência da máquina) e tornaria a distribuição de potência entre os conversores bastante desigual.

Assim, considerando  $I_S$  como sendo a amplitude da corrente nos enrolamentos da máquina e que quando os barramentos CC apresentam valor igual de tensão este valor é  $v_C$ , as tabelas 6.1 e 6.2 trazem os níveis de tensão e corrente para os dispositivos semicondutores das estruturas convencional e propostas, respectivamente.

Tabela 6.2: Nível de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores nas estruturas propostas

	Conversor $Cs$		Conversores $Bs, Ds, Fs$	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Configuração 1 $v_{Cc} = 2v_{Cb}$	$v_{C'}$	$3I_S$	$v_{C'}/2$	$I_S$
Configuração 1 $v_{Cc} = v_{Cb}/2$	$v_{C'}/2$	$3I_S$	$v_{C'}$	$I_S$
Configurações 1, 2, 3 e 4 ( $v_{Cc} = v_{Cb}$ )	$v_C$	$3I_S$	$v_C$	$I_S$



## 6.7 Conclusão

Neste capítulo quatro sistemas de acionamento de nove fases baseados em conversores duais foram estudados. Uma máquina de nove fases com seus enrolamentos abertos é ligada a quatro conversores, sendo que um destes é compartilhado por todos os grupos trifásicos da máquina. Para as configurações 1 e 3 com tensões iguais nos barramentos CC, foi mostrado que é possível reduzir a oscilação de conjugado produzida pelas topologias simplesmente deslocando em fase as portadoras utilizadas na estratégia PWM para determinação dos gatilhos das chaves.

Para as configurações 2, 3 e 4, o uso de estratégias PWM adequadas geram tensões com mesma forma de onda daquela gerada pela configuração 1 (composta somente de chaves controladas), quando as tensões nos barramentos CC são iguais. Isto significa que, para conexão de um gerador à rede elétrica e controle do seu fluxo de potência, estas configurações (com número reduzido de chaves controladas) podem ser usadas, simplificando o sistema de conversão e o fazendo mais barato quando comparado à configuração 1, mas garantindo mesmo desempenho em termos de oscilação de conjugado. Resultados de simulação e experimentais validaram a abordagem teórica.

Por fim, dentre as topologias semicontroladas (compostas de chaves e diodos), a configuração 2 emprega seis IGBTs e 18 diodos, a configuração 3 usa 18 IGBTs e seis diodos e a configuração 4 utiliza 12 IGBTs e 12 diodos. Dessa forma, em termos de número de chaves controladas, a configuração 2 é a melhor dentre as elas pois apresenta menor quantidade de IGBTs.

# 7

## Comparação entre topologias

### 7.1 Introdução

Neste capítulo serão realizados estudos comparativos entre as topologias estudadas neste trabalho. A comparação se dará através da análise de duas figuras de mérito dos conversores: 1) distorção harmônica das tensões estatóricas geradas pelos conversores; 2) perdas por condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores que compõem os conversores.

A comparação será feita entre as topologias para acionamento das máquinas de seis fases e entre as topologias para acionamento das máquinas de nove fases separadamente.

### 7.2 Acionamento de máquinas de seis fases

#### 7.2.1 Distorção harmônica

A distorção harmônica é a primeira figura de mérito utilizada na comparação entre as topologias de conversores apresentadas neste trabalho. Conforme discutido anteriormente, o tipo de conversor utilizado para o acionamento de determinada máquina elétrica, bem como a estratégia PWM para determinação dos instantes da mudança dos estados das chaves, determinam as formas de onda das tensões geradas que serão aplicadas sobre os enrolamentos estatóricos da máquina. O que se busca é que essas tensões apresentem o maior número possível de níveis e que esses níveis sejam os mais próximos possíveis de maneira a reduzir

o  $dv/dt$ . Assim, obtêm-se tensões com menor distorção harmônica já que a forma de onda tende a se aproximar mais de uma forma de onda senoidal. Dessa forma, o parâmetro de distorção harmônica é muito importante na escolha do conversor.

A distorção harmônica é calculada usando o conceito de Distorção Harmônica Total Ponderada ou, em inglês, *Weighted Total Harmonic Distortion* (WTHD). Esse cálculo leva em conta que as componentes harmônicas de altas frequências têm um peso menor sobre o valor da distorção harmônica total do que as harmônicas de baixas frequências. Por isso ela é chamada de ponderada. Esse cálculo é dado da seguinte forma:

$$WTHD = \frac{100}{\beta_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\beta_h}{h}\right)^2} \quad (7.1)$$

onde  $\beta_1$  é a amplitude da tensão na frequência fundamental,  $\beta_h$  é a amplitude da harmônica de  $h$ -ésima ordem e  $N_h$  é o número de harmônicas consideradas na análise.

As comparações serão realizadas entre os valores de distorção harmônica para as tensões geradas pelos conversores 2L - 6 braços (figura 2.2(a)), dual (figura 2.2(b)), 3L-NPC (figura 2.2(c)), topologia 1 do capítulo 3 (figura 3.1(a)) e a topologia 2 do capítulo 3 (figura 3.1(b)).

A respeito das topologias híbridas apresentadas no capítulo 2, vale salientar que a topologia híbrida 1 é composta por um conversor trifásico convencional de dois níveis, ligado ao grupo ímpar da máquina, e por um conversor dual trifásico, ligado ao grupo par da máquina. Já a topologia híbrida 2 é também composta por um conversor trifásico de dois níveis conectado ao grupo ímpar, mas ligado ao grupo par tem-se um conversor 3L-NPC. Nota-se portanto que as topologias híbridas são compostas de topologias convencionais (dois níveis, dual e 3L-NPC). Assim, os valores de WTHD calculados para as topologias híbridas são iguais aos valores calculados com as topologias convencionais. A diferença entre as topologias convencionais e as híbridas é que nestas a forma de onda das tensões estatóricas nas fases ímpares será diferente daquela das fases pares e conseqüentemente os valores da WTHD também serão diferentes. Enquanto que nas topologias convencionais todas as tensões estatóricas apresentam a mesma forma de onda e conseqüentemente mesma WTHD.

As topologias dual e híbrida 1, apresentam duas configurações das tensões dos barramentos CC. No caso da topologia híbrida 1, isso diz respeito aos barramentos CC dos inversores  $A$ s e  $B$ s. Essas tensões podem ser iguais (relação 1:1) ou apresentarem valores com a relação

2:1, ou seja, a tensão de um barramento CC de um dos conversores é o dobro da tensão do outro. Dessa forma, por simplicidade, a partir deste ponto, quando o texto se referir a topologia dual com tensões iguais nos seus barramentos CC, ela será chamada de “dual 1:1”. No caso no qual as tensões nos barramentos CC obedecerem à relação 2:1, ela será chamada de “dual 2:1”. Da mesma forma para a topologia híbrida 1, sendo portanto “híbrida 1 1:1” e “híbrida 1 2:1”.

Para cálculo dos valores de WTHD, foi utilizado um índice de modulação em amplitude de 0,9 para todas as topologias e frequência de amostragem de 3 kHz. Dessa forma, a tabela 7.1 apresenta os valores da WTHD das tensões geradas pelos conversores convencionais e das configurações semi-controladas do capítulo 3.

Tabela 7.1: Valores de WTHD para conversores hexafásicos

	WTHD (%)
2L - 6 braços (figura 2.2(a))	0,78
Dual 1:1 (figura 2.2(b))	0,33
Dual 2:1 (figura 2.2(b))	0,22
3L-NPC (figura 2.2(c))	0,33
Topologia 1 - capítulo 3 (figura 3.1(a))	0,33
Topologia 2 - capítulo 3 (figura 3.1(b))	0,33

As formas de onda das tensões estatóricas com seus respectivos valores de WTHD são ilustrados na figura 7.1. A primeira observação a ser feita é que a forma de onda das tensões estatóricas gerada pelo conversor 3L-NPC é igual àquela gerada pelo conversor dual 1:1, ambos apresentando WTHD de valor 0,33 %. Além disso, essa mesma forma de onda é gerada pelos conversores semi-controlados das Topologias 1 e 2 apresentadas no capítulo 3, obtendo também um valor de WTHD de 0,33%.

A topologia híbrida 1 discutida no capítulo 2 gera nos enrolamentos estatóricos das fases ímpares tensões com a forma de onda da figura 7.1(a) com uma WTHD de 0,78 %. Nos enrolamentos estatóricos das fases pares são geradas tensões com a forma de onda da figura 7.1(b) com WTHD de 0,33 %, caso a topologia seja a híbrida 1 1:1, ou com a forma de onda da figura 7.1(c) com WTHD de 0,22 %, caso a topologia seja a híbrida 1 2:1. A topologia híbrida 2 gera nos enrolamentos ímpares a mesma forma de onda da topologia híbrida 1, já que o conversor é o mesmo (convencional de dois níveis). E sobre os enrolamentos pares são geradas tensões pelo conversor 3L-NPC, sendo seu valor de WTHD de 0,33 %.

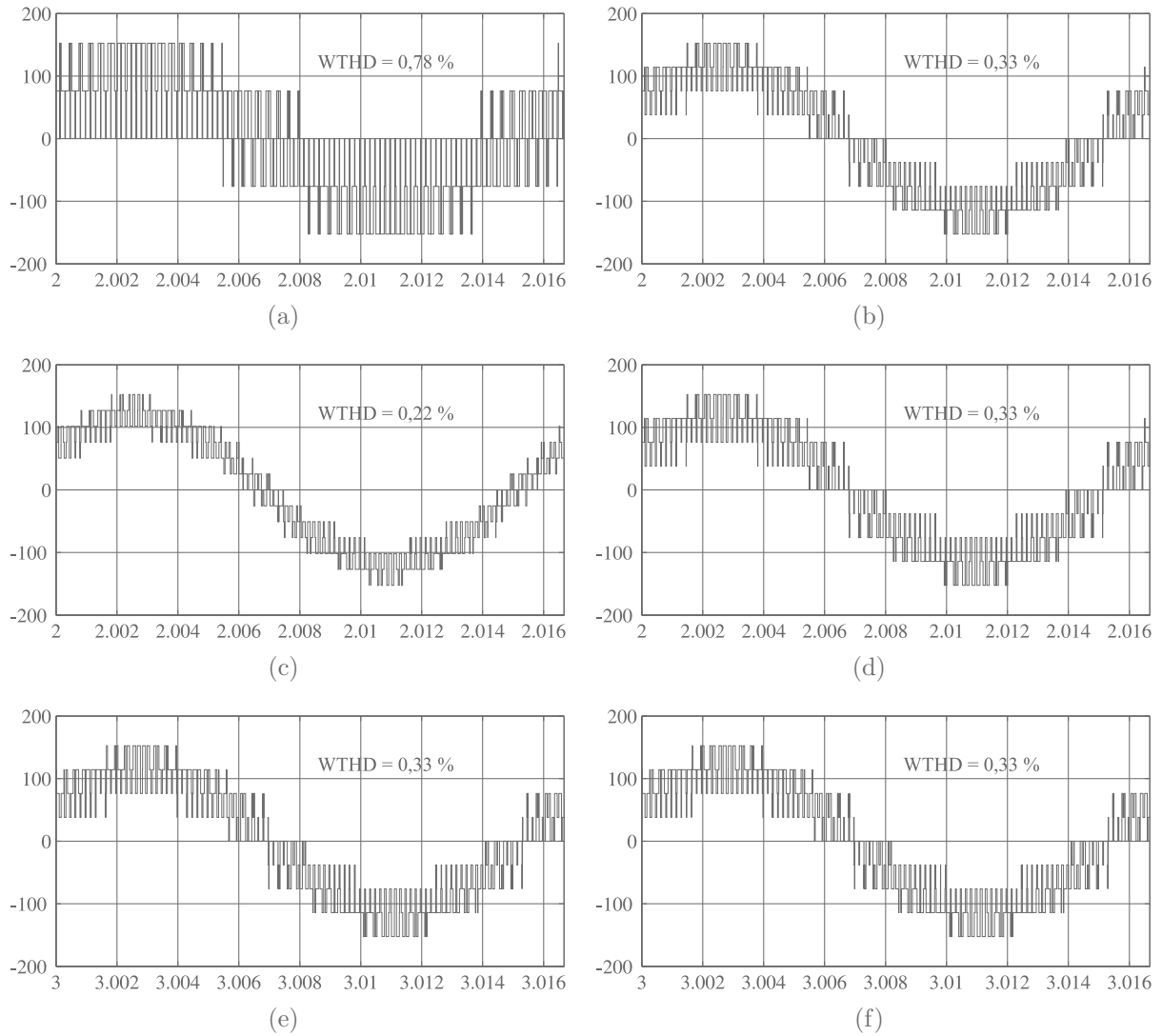


Figura 7.1: Formas de onda das tensões estatóricas geradas pelos conversores. (a) 2L. (b) Dual 1:1. (c) Dual 2:1. (d) 3L-NPC. (e) Topologia 1 - capítulo 3. (f) Topologia 2 - capítulo 3.

As topologias 1 e 2 apresentadas no capítulo 3, que são semicontroladas, geram tensões com as formas de onda das figuras 7.1(e) e 7.1(f), respectivamente. Essas formas de onda são iguais àquela do conversor dual 1:1. Assim, seu valor de WTHD é também igual a 0,33%. Dessa forma, nota-se que, com a máquina elétrica operando como gerador e o conversor como retificador, as topologias 1 e 2 apresentam vantagem frente ao conversor dual 1:1, já que elas são mais baratas e menos complexas devido ao uso de diodos ao invés de IGBTs.

## 7.2.2 Perdas nos dispositivos semicondutores

As perdas de potência nos conversores estáticos representam o segundo parâmetro de desempenho utilizado na comparação entre as topologias de conversores apresentadas neste trabalho. Elas acontecem quando da passagem de corrente pelo dispositivo semicondutor, caracterizando as perdas por condução, e quando da abertura e fechamento da chave, caracterizando as perdas por chaveamento.

Através de procedimentos experimentais, conforme descrito em (Dias et al., 2009), determinam-se as expressões para o cálculo das perdas por condução e chaveamento, levando em conta a temperatura de junção do dispositivo semicondutor. Assim, as perdas por condução e chaveamento, respectivamente, são dadas por

$$P_{cond} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d i_{cl} + e(T_j)^f i_{cl} \quad (7.2)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_C)^b (T_j)^c + d(v_C)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_C)^h (T_j)^2 i_{cl}^2] \quad (7.3)$$

onde  $T_j$  é a temperatura de junção,  $a, b, c, d, e, f, g$  e  $h$  são parâmetros do modelo,  $i_{cl}$  é a corrente instantânea de coletor,  $v_C$  é a tensão no barramento CC e  $\Delta t$  é o passo de cálculo. Nesse modelo, utilizou-se uma chave IGBT com módulo dual CM50DY-24H produzido pela POWEREX com driver SKHI-10 produzido pela SEMIKRON. Deve-se notar que as perdas por chaveamento também dependem da corrente que passa pelo conversor, conforme (7.3).

Assim, os valores de perdas foram calculados em simulação considerando a máquina de seis fases assimétrica de potência de 0,75 kW utilizada no capítulo 2. A amplitude da tensão é  $V_s = 311$  V e a amplitude da corrente é  $I_s = 1,2$  A. As topologias 2L - 6 braços, 3L-NPC, híbrida 2 e o inversor  $T_s$  da topologia híbrida 1 utilizam barramento CC com tensão  $v_{Ct} = 592,53$  V. O inversor dual 1:1 e os inversores As e Bs da topologia híbrida 1 1:1 utilizam barramentos CC  $v_{Ca} = v_{Cb} = 296,27$  V. Por fim, as tensões nos barramentos CC do inversor dual 2:1 e dos inversores As e Bs da topologia híbrida 1 2:1 são  $v_{Ca} = 395,02$  V e  $v_{Cb} = 197,51$  V. As perdas foram calculadas para todas as topologias de acionamento discutidas no capítulo 2 para as frequências de amostragem 3, 6,5 e 10 kHz. Os resultados são mostrados na figura 7.2 em porcentagem da potência da máquina e os valores das perdas totais (perdas por condução + perdas por chaveamento) são mostrados na tabela 7.2 em watts e em porcentagem da potência da máquina.

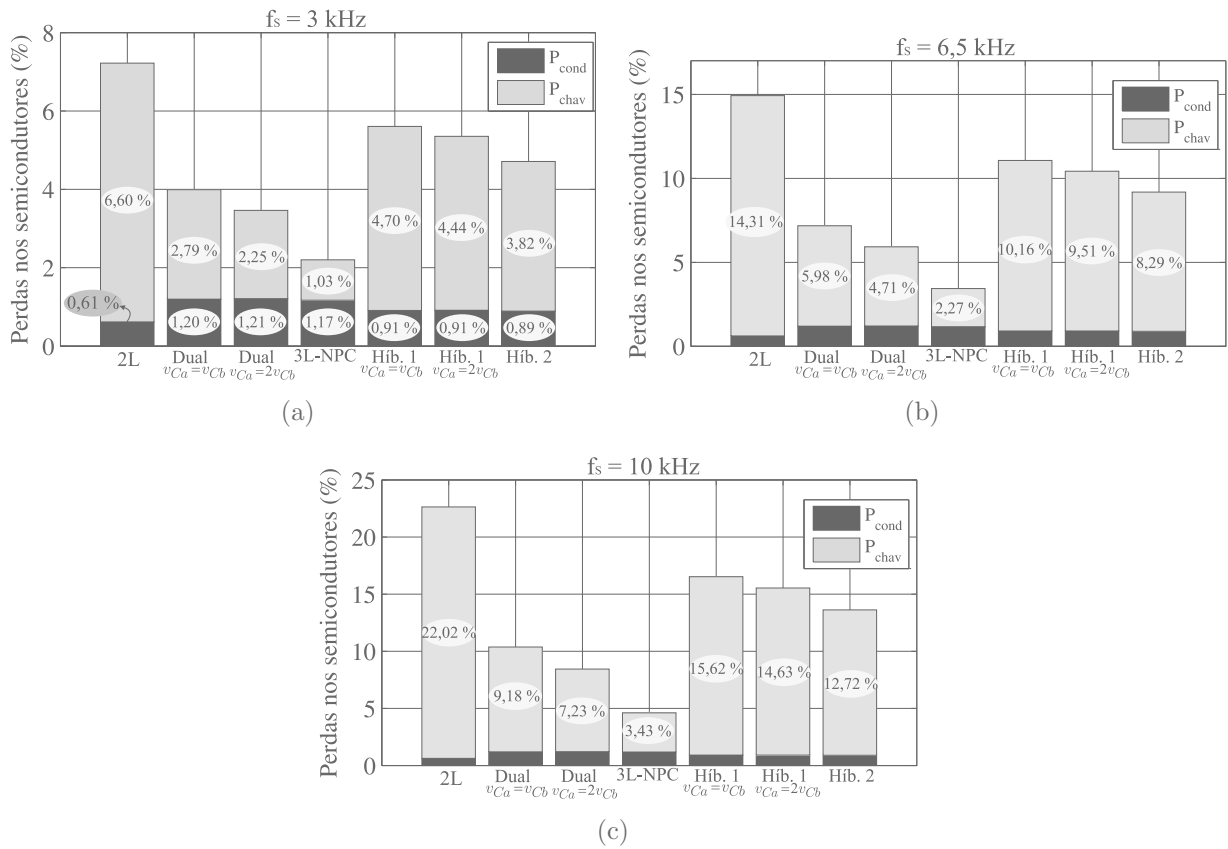


Figura 7.2: Perdas por condução e chaveamento em porcentagem da potência da máquina para as topologias hexafásicas do capítulo 2 em função da frequência de amostragem. (a) 3 kHz. (b) 6,5 kHz. (c) 10 kHz.

Tabela 7.2: Perdas totais nos semicondutores para as topologias hexafásicas do capítulo 2.

Topologia	$P_{tot}[W(\%)]-3 \text{ kHz}$	$P_{tot}[W(\%)]-6,5 \text{ kHz}$	$P_{tot}[W(\%)]-10 \text{ kHz}$
2L - 6 braços (figura 2.2(a))	54,16 (7,21)	111,93 (14,92)	169,75 (22,63)
Dual 1:1 (figura 2.2(b))	29,92 (3,99)	53,8 (7,17)	77,81 (10,37)
Dual 2:1 (figura 2.2(b))	25,97 (3,46)	44,4 (5,92)	63,26 (8,43)
3L-NPC (figura 2.2(c))	16,52 (2,2)	25,79 (3,44)	34,49 (4,6)
Híbrida 1 1:1 (figura 2.1(a))	42,05 (5,61)	82,98 (11,06)	123,95 (16,53)
Híbrida 1 2:1 (figura 2.1(a))	40,15 (5,35)	78,17 (10,42)	116,53 (15,54)
Híbrida 2 (figura 2.1(b))	35,36 (4,71)	68,86 (9,18)	102,12 (13,62)

Tabela 7.3: Perdas totais nos semicondutores para as topologias hexafásicas do capítulo 3.

Topologia	$P_{tot}[W(\%)]-3 \text{ kHz}$	$P_{tot}[W(\%)]-6,5 \text{ kHz}$	$P_{tot}[W(\%)]-10 \text{ kHz}$
2L - 6 braços (figura 2.2(a))	34,43 (2,51)	58,22 (4,25)	82,24 (6,0)
Dual 1:1 (figura 2.2(b))	37,27 (2,72)	47,25 (3,45)	57,26 (4,18)
Dual 2:1 (figura 2.2(b))	34,12 (2,49)	40,5 (2,96)	47 (3,43)
Topologia 1 (figura 3.1(a))	33,91 (2,47)	41,83 (3,05)	49,75 (3,63)
Topologia 2 (figura 3.1(b))	41,35 (3,02)	49,06 (3,58)	56,4 (4,12)

As perdas por condução não dependem da frequência de amostragem, apresentando valores iguais para os três valores de frequência. Entretanto, com o aumento desta frequência, aumenta-se também as perdas por chaveamento. As perdas da topologia 2L são as mais elevadas entre todas as topologias e para todas as frequências analisadas. Já as perdas mais baixas são obtidas com a topologia 3L-NPC, seguida da dual 2:1 e da dual 1:1. As topologias híbridas 1 e 2, por serem soluções intermediárias entre a topologia 2L e as topologias 3L-NPC e dual, também apresentam resultados intermediários em perdas. Ou seja, seus valores de perdas estão entre aqueles obtidos com a topologia 2L e as topologias 3L-NPC e dual.

Também foram realizados os estudos de perdas das topologias 1 e 2 semi-controladas discutidas no capítulo 3. Seus valores de perdas foram comparados àqueles obtidos com as topologias 2L e dual. Nesta análise foi utilizada uma máquina a ímã permanente com potência de 1,37 kW, tensão de fase com amplitude  $V_s = 120 \text{ V}$  e a corrente com amplitude  $I_s = 3,5 \text{ A}$ . A tensão no barramento CC da topologia 2L - 6 braços é de 207,84 V. As topologias dual 1:1 e topologias 1 e 2 têm tensões nos barramentos CC de  $v_{Ca} = v_{Cb} = 103,92 \text{ V}$ . Já a topologia dual 2:1 utiliza  $v_{Ca} = 138,56 \text{ V}$  e  $v_{Cb} = 69,28 \text{ V}$ . Os resultados são mostrados na figura 7.3 em porcentagem da potência da máquina e os valores das perdas totais são mostrados na tabela 7.3 em watts e em porcentagem da potência da máquina.

As topologias 1 e 2 apresentam perdas bem similares àquelas da topologia dual, especialmente para frequência de amostragem de 3 kHz. Mesmo assim, vale destacar que a topologia dual 2:1 apresenta as menores perdas entre todas as topologias e as perdas da topologia 1 são menores que as perdas da topologia 2. Estas apresentam valores de perdas por condução bem próximos, mas as perdas por chaveamento na topologia 2 tendem a ser maiores, conforme pode ser visto para as frequências de 6,5 e 10 kHz.

A topologia 2L apresenta as maiores perdas para as frequências de amostragem de 6,5 e



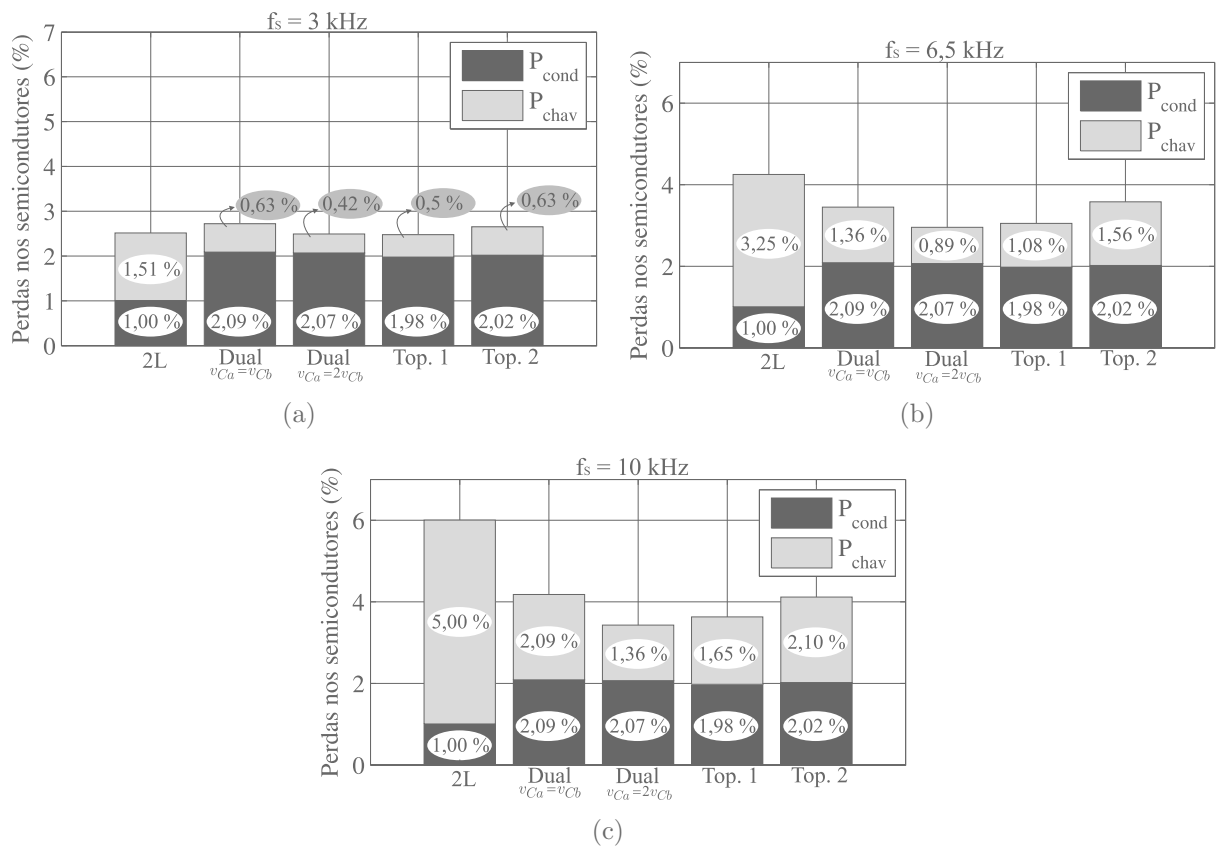


Figura 7.3: Perdas por condução e chaveamento em porcentagem da potência da máquina para as topologias hexafásicas do capítulo 3 em função da frequência de amostragem. (a) 3 kHz. (b) 6,5 kHz. (c) 10 kHz.

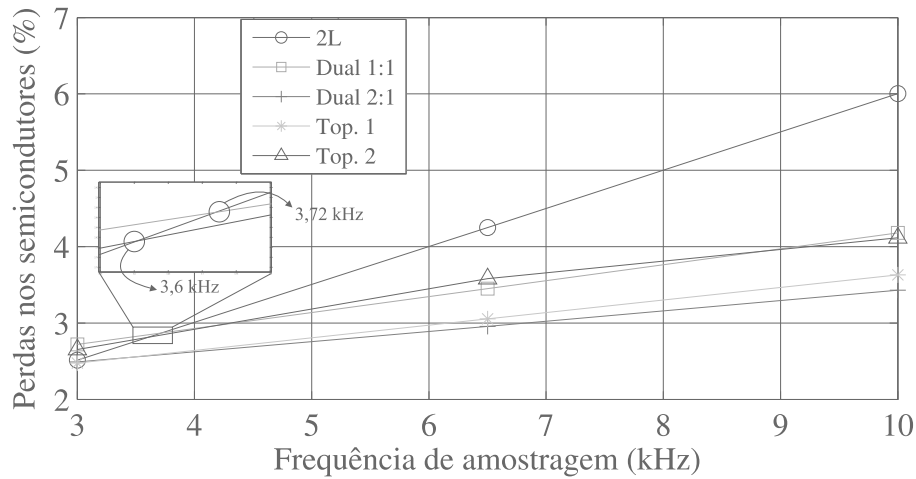


Figura 7.4: Perdas totais em função da frequência de chaveamento para as topologias do capítulo 3.

10 kHz. Entretanto, para a frequência de 3 kHz, a topologia 2L tem o segundo menor valor de perdas. Ou seja, a topologia 2L tende a ser bastante eficiente para baixas frequências de chaveamento para os níveis de tensão e corrente da máquina utilizada nas simulações. Assim, a partir dos valores de perdas com os três valores de frequência de amostragem considerados, é possível traçar o gráfico da figura 7.4. Esta ilustra as perdas totais das topologias em função das frequências de chaveamento utilizadas.

Dessa forma, é possível ver que topologia 2L se torna mais eficiente que a topologia dual 1:1 para frequências abaixo de aproximadamente 3,72 kHz e que a topologia 2 para frequências abaixo de aproximadamente 3,6 kHz. Naturalmente, para outros níveis de tensão e corrente, esses valores podem variar.

## 7.3 Acionamento de máquinas de nove fases

### 7.3.1 Distorção Harmônica

Considerando o conversor CA-CC-CA para acionamento de uma máquina de nove fases discutido no capítulo 5, será discutido inicialmente sobre a WTHD da parte retificadora deste conversor. Neste caso, o retificador de dois níveis de três braços (ver figura 5.1) com índice de modulação em amplitude de 0,9 e frequência de amostragem de 3 kHz apresenta a forma de onda ilustrada na figura 7.5(a), com cinco níveis de tensão e WTHD de 0,78%. Quando o retificador é composto de três pontes H ligadas em estrela (ver figura 5.2) para

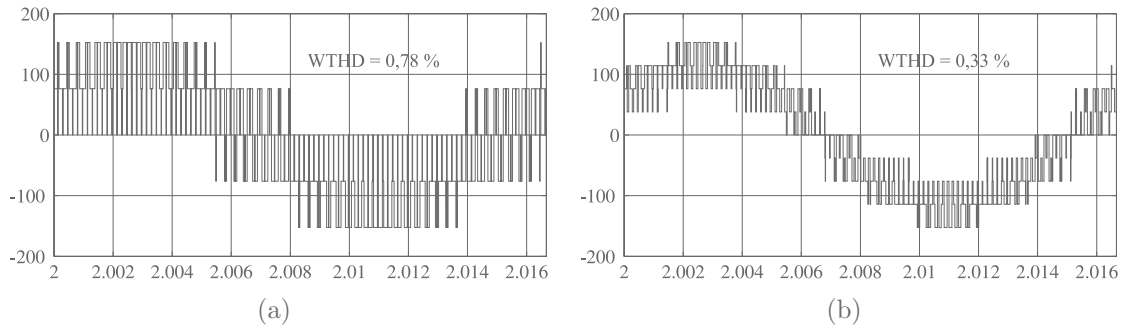


Figura 7.5: Formas de onda das tensões estatóricas geradas pelos retificadores. (a) 2L. (b) Pontes H em estrela.

os mesmos índice de modulação e frequência de amostragem, tem-se a forma de onda da figura 7.5(b) com nove níveis de tensão e WTHD de 0,33%. Note que, além de um maior número de níveis, a forma de onda da figura 7.5(b) apresenta menor  $dv/dt$  que a figura 7.5(a), contribuindo para seu menor valor de distorção. Logo, o uso deste tipo de retificador é interessante por injetar na rede elétrica menos conteúdo harmônico que o retificador de três braços.

Além disso, é possível reduzir pela metade as tensões nos barramentos CC do retificador da figura 5.2 frente aquele da figura 5.1. Isso acontece porque dois barramentos CC são utilizados para gerar a tensão em cada fase (devido à ligação Y das pontes H). Assim, a tensão total pode ser dividida entre os barramentos CC para geração da tensão.

Já considerando as configurações 1, 2, 3 e 4 para acionamento de máquinas de nove fases, discutidas no capítulo 6, sabe-se que as tensões estatóricas geradas por esses conversores apresentam as mesmas formas de onda daquelas geradas pelas topologias para acionamento de máquinas de seis fases, formas de onda estas que foram mostradas na subseção 7.2.1 juntamente com seus valores de WTHD. Dessa forma, o conteúdo harmônico é o mesmo, conforme mostrado na tabela 7.4, que traz os valores da WTHD das tensões geradas pelos conversores duais ligados à máquina de nove fases.

### 7.3.2 Perdas nos dispositivos semicondutores

As simulações para cálculo das perdas foram feitas utilizando uma máquina a ímã permanente de nove fases com potência de 1,37 kW com amplitude de tensão na fase de  $V_s = 125 V$  e amplitude de corrente de  $I_s = 2,35 A$ . Foram realizadas simulações para as topologias 2L,

Tabela 7.4: Valores de WTHD para conversores de nove fases

	WTHD (%)
2L - 9 braços	0,78
Dual 1:1 (figura 6.1)	0,33
Dual 2:1 (figura 6.1)	0,22
Configuração 1 1:1 (figura 6.2(a))	0,33
Configuração 1 2:1 (figura 6.2(a))	0,22
Configuração 2 (figura 6.2(b))	0,33
Configuração 3 (figura 6.2(c))	0,33
Configuração 4 (figura 6.2(d))	0,33

Tabela 7.5: Perdas nos semicondutores das topologias conectadas ao gerador de nove fases

	$P_{tot}[W(\%)]-3\text{ kHz}$	$P_{tot}[W(\%)]-6,5\text{ kHz}$	$P_{tot}[W(\%)]-10\text{ kHz}$
2L - 9 braços	38,38 (2,80)	67,02 (4,89)	95,65 (6,98)
Dual 2:1 (figura 6.1)	34,86 (2,54)	42,62 (3,11)	51,00 (3,72)
Conf. 1 2:1 (figura 6.2(a))	34,41 (2,51)	40,87 (2,98)	47,99 (3,50)
Conf. 2 (figura 6.2(b))	34,16 (2,49)	42,45 (3,1)	50,80 (3,71)
Conf. 3 (figura 6.2(c))	38,75 (2,83)	51,75 (3,78)	64,78 (4,73)
Conf. 4 (figura 6.2(d))	33,55 (2,45)	41,92 (3,06)	50,29 (3,67)

dual 2:1, configuração 1 com relação 2:1 nos barramentos CC (chamada de configuração 1 2:1), e as configurações 2, 3 e 4 (estudadas no capítulo 6). Vale salientar que na configuração 1 2:1 as maiores tensões foram colocadas nos barramentos CC dos conversores  $B_s$ ,  $D_s$  e  $F_s$ . Assim, a topologia 2L utiliza tensão em seu barramento CC de 216,5 V. A topologia dual 2:1 e a configuração 1 2:1 utilizam as tensões  $v_{Cc} = 72,17\text{ V}$  e  $v_{Cb} = v_{Cd} = v_{Cf} = 144,34\text{ V}$ . Já as configurações 2, 3 e 4 utilizam  $v_{Cb} = v_{Cc} = v_{Cd} = v_{Cf} = 108,25\text{ V}$ . As frequências de amostragem utilizadas também foram 3, 6,5 e 10 kHz. Os valores de perdas são mostrados na figura 7.6 em porcentagem da potência da máquina para as três frequências de amostragem consideradas. A tabela 7.5 apresenta os valores das perdas totais em watts e em porcentagem da potência da máquina.

Nota-se que, com o aumento da frequência de amostragem, as perdas por chaveamento da topologia 2L também aumentam, tornando-a a menos eficiente dentre todas as topologias. Nas simulações realizadas, isto aconteceu com as frequências de 6,5 (com perdas totais de 4,89% da potência da máquina) e 10 kHz (com perdas totais de 6,98% da potência da máquina). Além disso, também para estes valores de frequência, a Configuração 1 tem as menores perdas dentre todas as topologias estudadas, com perdas totais de 2,98% em 6,5

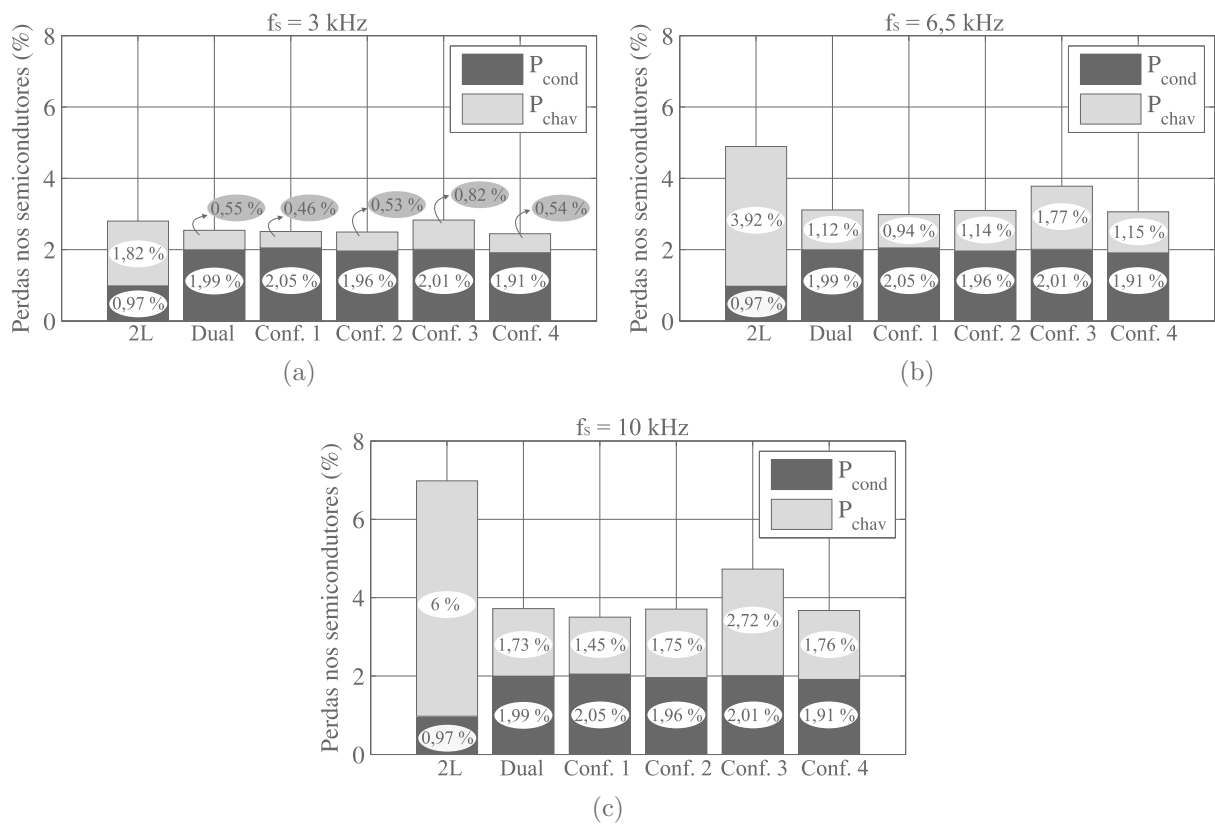


Figura 7.6: Perdas por condução e chaveamento em porcentagem da potência da máquina para as topologias de nove fases do capítulo 6 em função da frequência de amostragem. (a) 3 kHz. (b) 6,5 kHz. (c) 10 kHz.

kHz e 3,5 % em 10 kHz. Por outro lado, para frequência de 3 kHz, a topologia mais eficiente foi a configuração 4 (com perdas totais de 2,45 %). Também para 3 kHz, a topologia 2L apresenta valor de perdas bem próximo às demais topologias (com perdas totais de 2,8 %), sendo mais eficiente que a configuração 3 (com perdas totais de 2,83 %). Ou seja, para os níveis de tensão e corrente da máquina utilizada, a topologia 2L tende a ser bastante eficiente para baixas frequências de amostragem.

## 7.4 Conclusões

### 7.4.1 Distorção harmônica

Neste capítulo foram realizadas as comparações entre as topologias para acionamentos de máquinas de seis fases e nove fases. As comparações foram feitas através dos parâmetros de distorção harmônica das tensões geradas pelos conversores sobre os enrolamentos estatóricos e perdas nos dispositivos semicondutores. De maneira geral, conclui-se que conversores duais controlados e semi-controlados com tensões iguais nos seus barramentos CC geram tensões com mesma distorção harmônica que os conversores 3L-NPC e dual 1:1, seja o caso com seis ou nove fases.

Assim, para a frequência de amostragem de 3 kHz e índice de modulação de 0,9, os conversores 3L-NPC, dual 1:1 e semi-controlados geram tensões nos terminais da máquina com WTHD de 0,33 % (com nove níveis de tensão), contra 0,78 % das topologias 2L (com cinco níveis de tensão), para os casos de seis e nove fases. A configuração 1 para acionamento de um gerador de nove fases, estudada no capítulo 6, também apresenta a possibilidade de se utilizar barramentos CC com tensões diferentes. Assim, utilizando a relação de tensão de 2:1, a tensão estatórica gerada tem WTHD de 0,22 %.

Já para a topologia CA-CC-CA para acionamento de uma máquina de nove fases discutida no capítulo 5, é possível concluir que a utilização de pontes H conectadas em Y no retificador apresenta um melhor desempenho em distorção harmônica que o retificador convencional de dois níveis de três braços. Utilizando frequência de amostragem de 3 kHz e índice de modulação de 0,9, o retificador composto de pontes H gera tensões com WTHD de 0,33 % contra WTHD de 0,78 % do retificador de dois níveis. Nota-se que, além de um maior número de níveis, a forma de onda da figura 7.5(b) apresenta menor  $dv/dt$  que a figura

7.5(a), contribuindo para seu menor valor de distorção. Logo, o uso deste tipo de retificador é interessante por lançar na rede elétrica menos conteúdo harmônico que o retificador de três braços.

Além disso, é possível reduzir pela metade as tensões nos barramentos CC do retificador da figura 5.2 frente aquele da figura 5.1. Isso acontece porque dois barramentos CC são utilizados para gerar a tensão em cada fase (devido à ligação Y das pontes H). Assim, a tensão total pode ser dividida entre os barramentos CC para geração da tensão.

#### 7.4.2 Perdas nos semicondutores - topologias hexafásicas

Do ponto de vista das perdas, as topologias híbridas estudadas para acionamentos de máquinas de seis fases no capítulo 2 foram comparadas com as topologias 2L, 3L-NPC e dual (1:1 e 2:1) para três frequências de amostragem. Nota-se que, independentemente da frequência, o inversor 3L-NPC é o que apresenta o menor valor de perdas, seguido pelo inversor dual, conforme mostrado na tabela 7.2. As topologias híbridas 1 e 2 apresentam perdas menores que o inversor 2L. Estas topologias podem ser atrativas por representarem soluções intermediárias entre a topologia 2L e as multiníveis dual e 3L-NPC, com menos dispositivos controlados que estas e melhor desempenho em distorção harmônica e perdas que aquela.

No que diz respeito às topologias semi-controladas do capítulo 3 para acionamento de geradores de seis fases, elas tiveram suas perdas comparadas as topologias 2L e dual (1:1 e 2:1) para três valores de frequência de amostragem. Para a frequência de 3 kHz, a topologia 1 é a mais eficiente dentre todas as topologias estudadas, com perdas totais de 2,47 % da potência da máquina. Para esta mesma frequência, a topologia 2L se mostrou a segunda mais eficiente, com perdas totais de 2,51 %. Isso retrata que, para os níveis de tensão e corrente da máquina utilizada, a topologia 2L tende a ser bastante eficiente para baixas frequências de amostragem.

Para as frequências de 6,5 e 10 kHz, a topologia dual 2:1 é a mais eficiente com perdas totais de 2,96 % e 3,43 %, respectivamente. Comparando-se somente as topologias 1 e 2, a topologia 1 apresentou menos perdas para os três valores de frequência considerados.

### 7.4.3 Perdas nos semicondutores - topologias de nove fases

Do ponto de vista do cálculo das perdas nos dispositivos semicondutores, as configurações 1, 2, 3 e 4 foram comparadas com as topologias 2L e dual 2:1 para três valores de frequência de amostragem. Para a frequência de 3 kHz, a configuração 4 foi a mais eficiente dentre todas as topologias estudadas, com perdas totais de 2,45 % da potência da máquina, seguida da configuração 2, com perdas totais de 2,49 % e da configuração 1, com perdas totais de 2,51 %. A topologia menos eficiente dentre todas foi configuração 3, com perdas totais de 2,83 %. A topologia 2L apresentou perdas totais de 2,8 %, mostrando a tendência desta topologia ser bastante eficiente em baixas frequência de chaveamento.

Já para a frequência de amostragem de 6,5 kHz, a configuração 1 se mostrou a mais eficiente, com perdas totais de 2,98 %, seguida da configuração 4, com perdas totais de 3,06 %. Também para 10 kHz, a configuração 1 apresenta as menores perdas dentre as topologias estudadas, com perdas totais de 3,5 %, seguida da configuração 4 com perdas totais de 3,67 %. Para as frequências de 6,5 e 10 kHz, a topologia 2L é a menos eficiente.



# 8

## Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

### 8.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foram estudadas quatro estruturas para acionamento de máquinas de seis fases, sendo duas delas bidirecionais em potência e duas semi-controladas e, portanto, unidirecionais. As unidirecionais são voltadas para sistemas de geração com máquinas síncronas. Para o acionamento de máquinas nove fases, foi estudada uma topologia CA-CC-CA e quatro estruturas duais com um conversor compartilhado pelos grupos trifásicos da máquina de nove fases. Dessas quatro estruturas, três são semi-controladas, sendo voltadas, portanto, para sistema de geração com máquinas síncronas.

Para todas as topologias, foram descritos o modelo dos conversores e a estratégia PWM para determinação dos sinais de gatilho das chaves. Para algumas delas, foi descrito também o sistema de controle.

Foram realizados estudos comparativos entre as topologias, nos quais foram analisados os parâmetros de distorção harmônica (através da WTHD das tensões estatóricas geradas pelos conversores), das perdas nos dispositivos semicondutores e da oscilação do conjugado da máquina produzido pelas topologias.

### 8.1.1 Sistemas de acionamento hexafásicos

As topologias híbridas para o acionamento de máquinas de seis fases são alternativas intermediárias entre a topologia convencional de dois níveis (2L) e as topologias dual e 3L-NPC, quando considerados a complexidade e o custo dos sistemas. As topologias híbridas apresentam menor número de dispositivos que a dual e a 3L-NPC, sendo menos complexas e podendo ter menor custo. Com elas, as perdas totais nos semicondutores são reduzidas frente à topologia 2L, mas são maiores que as topologias dual e 3L-NPC. Entre as duas topologias híbridas, a híbrida 2 apresenta menos perdas que a híbrida 1. No que diz respeito à oscilação do conjugado, as topologias híbridas produzem menor oscilação que a topologia 2L. E, através do simples deslocamento em fase das portadoras PWM utilizadas no grupo par da máquina, foi possível reduzir a oscilação de modo a tornar seu valor próximo àqueles obtidos com as topologias dual e 3L-NPC. O melhor caso dentre as topologias híbridas foi obtido com a topologia híbrida 1 2:1 (ou seja, com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ ) e portadoras deslocadas, obtendo-se um valor de 5,47 % de oscilação, superando a topologia dual 1:1 (ou seja, com  $v_{Ca} = v_{Cb}$ ), que tem oscilação de 5,86 %.

Resumindo: Comparando-se as topologias híbrida 1 e híbrida 2, a híbrida 2 apresenta menores perdas de potência. Do ponto de vista de oscilação de conjugado e WTHD nos enrolamentos, a topologia híbrida 1 1:1 e híbrida 2 apresentam o mesmo desempenho. Já a híbrida 1 2:1 traz a possibilidade de redução de oscilação de conjugado, quando da aplicação de portadoras deslocadas em fase. Isso faz com que essa oscilação assuma valor menor àquele obtido pelas topologias dual 1:1 e 3L-NPC, mesmo com menor número de chaves.

As duas topologias duais semi-controladas para acionamento de máquinas de seis fases são responsáveis por gerar as tensões e fazer o controle de velocidade e correntes estatóricas em um gerador síncrono de seis fases. Elas tiveram seu desempenho comparado àqueles das topologias 2L e dual. Conforme estudado, as tensões geradas apresentam mesmo valor de WTHD que aquele obtido com o conversor dual 1:1 (ou seja, com  $v_{Ca} = v_{Cb}$ ), composto unicamente de chaves controladas. Portanto, neste contexto de geração, é possível a utilização das topologias semi-controladas com a obtenção de tensões com baixa distorção harmônica, com menor complexidade e custo. No que diz respeito às perdas, foram feitas análises para as frequências de amostragem 3, 6,5 e 10 kHz. Para os níveis de tensão e corrente deste sistema,

a topologia 1 apresenta as menores perdas totais dentre todas as topologias estudadas para a frequência de 3 kHz, tendo o valor de 2,47 % da potência nominal da máquina. Para a frequência de 6,5 kHz, a topologia 1 é a segunda mais eficiente, com perdas totais de 3,05 %. A mais eficiente é a dual 2:1 (ou seja, com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ ) com perdas totais de 2,96 %. Similarmente para 10 kHz, a topologia 1 é a segunda melhor, com perdas totais de 3,63 % e a dual 2:1 é a mais eficiente, com perdas totais de 3,43 %.

Resumindo: Comparando-se as topologias semi-controladas 1 e 2, elas apresentam igual desempenho em termos de distorção harmônica e oscilação de conjugado. Em termos de perdas nos semicondutores, a topologia 1 apresenta menores valores para os casos estudados.

### 8.1.2 Sistemas de acionamento de nove fases

A respeito das máquinas de nove fases, mostrou-se que é possível utilizar uma estrutura com um conversor compartilhado sem perda de desempenho. Com isso, há uma economia no número de dispositivos controlados, reduzindo mais uma vez custo e complexidade do sistema. No que se refere à distorção harmônica, a configuração 1 pode gerar tensões com mais níveis e menor distorção, já que tem a possibilidade utilizar tensões diferentes nos seus barramentos CC, especialmente quando se utiliza a relação 2:1. Porém, com a relação 1:1, as quatro configurações com conversor compartilhado apresentam o mesmo desempenho. Do ponto de vista das perdas, para a frequência de amostragem de 3 kHz, a configuração 4 apresenta as menores perdas dentre todas as topologias, com perdas totais de 2,45 % da potência da máquina. Para a frequência de 6,5 kHz, a configuração 4 foi a segunda mais eficiente, com perdas totais de 3,06 %. A mais eficiente foi a configuração 1 2:1 (ou seja, com  $v_{Ca} = 2v_{Cb}$ ), com perdas totais de 2,98 %. A configuração 2 apresenta valor de perdas totais bem próximo à configuração 2, sendo 3,1 % da potência da máquina. Similarmente, para 10 kHz, a configuração 1 2:1 apresenta as menores perdas totais (3,5 % da potência nominal da máquina), seguida da configuração 4, com perdas totais de 3,67 %, e da configuração 2, com perdas de 3,71 %. Do ponto de vista de oscilação de conjugado, a configuração 1 1:1 e a configuração 3 permitem o uso de portadoras deslocadas, reduzindo significativamente essa oscilação.

Resumindo: Comparando-se as configurações 1, 2, 3 e 4, a configuração 1 1:1 permite o

uso de portadoras deslocadas em fase para redução da oscilação do conjugado, bem como a configuração 3. A configuração 1 2:1 permite a geração de tensão com mais níveis e menor distorção harmônica. Do ponto de vista de perdas, as configurações 1, 2 e 4 apresentam valores muito próximos para as frequências de amostragem consideradas.

Por fim, apesar de aumentar o número de componentes (chaves e barramentos CC) frente à topologia convencional, o retificador da topologia CA-CC-CA estudada para acionamento de máquinas de nove fases apresenta menor distorção harmônica que o retificador convencional de três braços, já que ele permite a geração de tensões com mais níveis e menor  $dv/dt$  que as tensões do retificador convencional.

## 8.2 Trabalhos Futuros

Após a conclusão da tese, sugere-se realizar as seguintes etapas:

1. Estudo de tolerância a faltas para sistemas de acionamento de nove fases;
2. Estudo da topologia CA-CC-CA para acionamento de máquinas de nove fases utilizando diodos no retificador;
3. Estudo das perdas por efeito joule nas máquinas de seis e nove fases para as várias topologias e estratégias PWM.
4. Estudo de oscilação de conjugado elétrico das máquinas de seis e nove fases levando em conta a presença de harmônicas considerando modelos mais realistas das máquinas

# A

## Apêndice A - Detalhamento do modelo matemático da máquina de seis fases sob condição de falta

### A.1 Neutros isolados

#### A.1.1 Falta em uma fase

Quando do acontecimento de faltas de circuito aberto nas fases da máquina de seis fases, há mudanças no seu modelo matemático devido ao aparecimento de novas condições de contorno. Assim como visto no capítulo 4, acontecendo uma falta de circuito aberto na fase 1 da máquina, levando em conta a matriz de transformação  $P_s$  (4.2), tem-se que a condição de contorno para que a corrente na fase 1,  $i_{s1}$ , seja nula é

$$i_{sx} = -i_{sd}. \quad (\text{A.1})$$

O número de equações diferenciais que ditam o comportamento da máquina é, portanto, reduzido, já que a componente  $i_{sx}$  das correntes estatóricas não pode ser mais determinada independentemente, mas é determinada por meio da componente  $i_{sd}$ . Além disso, sabe-se que na condição pré-falta a componente  $i_{sy}$  é nula. Esta componente é um grau de liberdade a ser utilizado para compensação da falta. Porém, de maneira a reduzir as perdas no cobre dos enrolamentos da máquina, é comum manter essa componente nula também no caso pós-falta. Portanto, neste trabalho,  $i_{sy} = 0$  para o caso da falta na fase 1. Também, levando em

consideração que dois neutros isolados foram utilizados, as componentes  $i_{so}$  e  $i_{so'}$  são nulas. Assim, as equações estatóricas para o modelo da máquina se tornam

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + l_s \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \quad (\text{A.2})$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + l_s \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} \quad (\text{A.3})$$

Como o rotor não é afetado pela falta, suas equações pré- e pós-falta são

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + l_{sr} \frac{di_{sd}}{dt} + l_r \frac{di_{rd}}{dt} + (l_{sr} i_{sq} + l_r i_{rq}) \omega_r \quad (\text{A.4})$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + l_{sr} \frac{di_{sq}}{dt} + l_r \frac{di_{rq}}{dt} - (l_{sr} i_{sd} + l_r i_{rd}) \omega_r \quad (\text{A.5})$$

onde  $l_s$  e  $l_r$  são as indutâncias próprias estatórica e rotórica, respectivamente, equivalentes no modelo  $dq$ ,  $l_{sr}$  é a indutância mútua equivalente entre os enrolamentos do estator e rotor,  $l_{ls}$  é a indutância de dispersão e  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  são as correntes rotóricas direta e em quadratura, respectivamente.

Assim, o espaço de estados baseado nas duas equações do estator e nas duas equações do rotor é

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{rd}/dt \\ di_{sq}/dt \\ di_{rq}/dt \end{bmatrix} &= \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} \left( \begin{bmatrix} l_r & 0 & -l_{sr} & 0 \\ -l_{sr} & 0 & l_s & 0 \\ 0 & l_r & 0 & -l_{sr} \\ 0 & -l_{sr} & 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. + \begin{bmatrix} -l_r r_s & l_{sr} r_r & l_{sr}^2 \omega_r & l_{sr} l_r \omega_r \\ l_{sr} r_s & -l_s r_r & -l_s l_{sr} \omega_r & -l_s l_r \omega_r \\ -l_{sr}^2 \omega_r & -l_{sr} l_r \omega_r & -l_r r_s & l_{sr} r_r \\ l_s l_{sr} \omega_r & l_s l_r \omega_r & l_{sr} r_s & -l_s r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \right). \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Em seguida, por meio da matriz  $P_s$ , obtém-se que a tensão na fase sob falta para que a corrente  $i_{s1}$  seja nula é dada por

$$v_{s1} = \frac{v_{sd} + v_{sq}}{\sqrt{3}}. \quad (\text{A.7})$$

Considerando que

$$v_{sx} = r_s i_{sx} + l_{ls} \frac{di_{sx}}{dt}, \quad (\text{A.8})$$

substituindo (A.1) em (A.8) e a tensão  $v_{sx}$  obtida desta operação sendo substituída em (A.7), tem-se que a tensão na fase sob falta ( $v_{s1}$ ) é dada por

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right]. \quad (\text{A.9})$$

Considerando que, para um motor com rotor gaiola de esquilo,  $v_{rd} = v_{rq} = 0$ , as derivadas necessárias para o cálculo analítico da tensão  $v_{s1}$  é

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} (l_r v_{sd} - l_r r_s i_{sd} + l_{sr} r_r i_{rd} + l_{sr}^2 \omega_r i_{sq} + l_{sr} l_r \omega_r i_{rq}) \quad (\text{A.10})$$

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} (-l_{sr} v_{sd} + l_{sr} r_s i_{sd} - l_s r_r i_{rd} - l_s l_{sr} \omega_r i_{sq} - l_s l_r \omega_r i_{rq}). \quad (\text{A.11})$$

### A.1.2 Falta em duas fases

Considere que uma falta de circuito aberto acontece nas fases 1 e 2, fazendo com que suas correntes se tornem nulas, ou seja,  $i_{s1} = i_{s2} = 0$ . Assim, as condições de contorno são

$$i_{sx} = -i_{sd} \quad (\text{A.12})$$

$$i_{sy} = 2\sqrt{3}i_{sd} + i_{sq}. \quad (\text{A.13})$$

Lançando mão destas condições de contorno e da matriz  $P_s$ , obtém-se que as tensões nas fases sob falta para que as correntes  $i_{s1}$  e  $i_{s2}$  sejam nulas são dadas por

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right] \quad (\text{A.14})$$

$$v_{s2} = \frac{1}{2} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right] + \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} \right]. \quad (\text{A.15})$$

Assim, conforme o espaço de estados mostrado em A.6, as derivadas  $di_{sd}/dt$  e  $di_{rd}/dt$  são obtidas por meio das expressões (A.10) e (A.11) e as derivadas das correntes  $i_{sq}$  e  $i_{rq}$ ,  $di_{sq}/dt$  e  $di_{rq}/dt$ , respectivamente, são dadas por

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} (l_r v_{sq} - l_{sr}^2 \omega_r i_{sd} - l_{sr} l_r \omega_r i_{rd} - l_r r_s i_{sq} + l_{sr} r_r i_{rq}) \quad (\text{A.16})$$

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \frac{1}{l_s l_r - l_{sr}^2} (-l_{sr} v_{sq} + l_s l_{sr} \omega_r i_{sq} + l_s l_r \omega_r i_{rd} + l_{sr} r_s i_{sq} - l_s r_r i_{rq}). \quad (\text{A.17})$$

### A.1.3 Falta em três fases

Considere que uma falta de circuito aberto acontece nas fases 1, 3 e 5, fazendo com que suas correntes se tornem nulas, ou seja,  $i_{s1} = i_{s3} = i_{s5} = 0$ . Assim, as condições de contorno são

$$i_{sx} = -i_{sd} \quad (\text{A.18})$$

$$i_{sy} = -i_{sq}. \quad (\text{A.19})$$

Lançando mão destas condições de contorno e da matriz  $P_s$ , obtém-se que as tensões nas fases sob falta para que as correntes  $i_{s1}$ ,  $i_{s3}$  e  $i_{s5}$  sejam nulas são dadas por

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right] \quad (\text{A.20})$$

$$v_{s3} = \frac{1}{2} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} \right] - \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right] \quad (\text{A.21})$$

$$v_{s5} = \frac{-1}{2\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right] - \frac{1}{2} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sq}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} \right]. \quad (\text{A.22})$$

As derivadas  $di_{sd}/dt$ ,  $di_{sq}/dt$ ,  $di_{rd}/dt$  e  $di_{rq}/dt$  são novamente obtidas a partir de (A.10), (A.11), (A.16) e (A.17), respectivamente.

## A.2 Falta na fase 1 com o neutro do grupo ímpar conectado

Neste caso, quando da ocorrência de uma falta de circuito aberto na fase 1, o neutro no grupo ímpar é conectado por meio de um TRIAC a um braço do conversor, gerando componentes  $i_{so}$  e  $i_{so'}$ . Fazendo uso da matriz  $P_s$  e considerando  $i_{s1} = 0$ , tem-se

$$i_{sd} = -i_{sx} - \frac{\sqrt{2}}{2} i_{so} - \frac{\sqrt{2}}{2} i_{so'} \quad (\text{A.23})$$

Ou semelhantemente,

$$i_{sx} + \frac{\sqrt{2}}{2} i_{so} + \frac{\sqrt{2}}{2} i_{so'} = -i_{sd}. \quad (\text{A.24})$$

Assim, a tensão na fase sob falta ( $v_{s1}$ ) é dada por

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( v_{sd}^* + v_{sx}^* + \frac{\sqrt{2}v_{so}^*}{2} + \frac{\sqrt{2}v_{so'}^*}{2} \right). \quad (\text{A.25})$$

Considerando que

$$v_{sx} = r_s i_{sx} + l_{ls} \frac{di_{sx}}{dt} \quad (\text{A.26})$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{ls} \frac{di_{so}}{dt} \quad (\text{A.27})$$

$$v_{so'} = r_s i_{so'} + l_{ls} \frac{di_{so'}}{dt} \quad (\text{A.28})$$

e levando em conta (A.24) e (A.25), tem-se que a tensão  $v_{s1}$  é dada por

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ (l_s - l_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} \right]. \quad (\text{A.29})$$



Logo, nota-se que as componentes de sequência zero  $i_{s0}$  e  $i_{s0'}$  não influenciam no modelo pós-falta da máquina. Naturalmente, esse entendimento pode ser estendido para os casos nos quais a falta aconteça na fase 3 ou na fase 5.

# Referências Bibliográficas

- Al-Adsani, A. S. e Schofield, N. (2009) Comparison of three- and nine-phase hybrid permanent magnet generators, In: *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 3880–3885, IEEE, ISBN 978-1-4244-4648-3.
- Barrero, F. e Duran, M. J. (2016) Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines - Part II, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(1):459–468.
- Beltrao de Rossiter Correa, M.; Brandao Jacobina, C.; Cabral da Silva, E. e Nogueira Lima, A. (2001) An induction motor drive system with improved fault tolerance, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **37**(3):873–879.
- Bodo, N.; Jones, M. e Levi, E. (2011) Multi-level space-vector PWM algorithm for seven-phase open-end winding drives, In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1881–1886, IEEE, ISBN 978-1-4244-9310-4.
- Bodo, N.; Levi, E. e Jones, M. (2012) Enhanced decoupling PWM methods for five-phase open-end winding drives, In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pp. 939–945, IEEE, ISBN 978-1-4673-0142-8.
- Bryant, A.; Mawby, P. e Tavner, P. (2011) An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **47**(3):1441–1451.
- Carrara, G.; Gardella, S.; Marchesoni, M.; Salutari, R. e Sciutto, G. (1992) A New Multi-level PWM Method: A Theoretical Analysis, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **7**(3):497–505.
- Cavalcanti, R. M. B.; Rocha, N.; Jacobina, C. B.; Marinus, N. S. M. L. e dos Santos, E. C. (2011) Synchronization method for asymmetrical bridgeless boost rectifier, In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1009–1014, IEEE, ISBN 978-1-4577-1646-1.

- Che, H. S.; Duran, M. J.; Levi, E.; Jones, M.; Hew, W.-P. e Rahim, N. A. (2014) Post-fault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine With Single and Two Isolated Neutral Points, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **29**(10):5406–5416.
- Corzine, K.; Sudhoff, S. e Whitcomb, C. (1999) Performance characteristics of a cascaded two-level converter, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **14**(3):433–439.
- Darijevic, M.; Jones, M. e Levi, E. (2015) An Open-end Winding Four-level Five-phase Drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **PP**(99):1–1.
- Darijevic, M.; Jones, M.; Dordevic, O. e Levi, E. (2016a) Decoupled Control of a Dual-Inverter Four-Level Five-Phase Drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1.
- Darijevic, M.; Jones, M. e Levi, E. (2016b) An Open-End Winding Four-Level Five-Phase Drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(1):538–549.
- Dias, J. A. A.; dos Santos, E. C.; Jacobina, C. B. e da Silva, E. R. C. (2009) Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction, In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1155–1162, IEEE, ISBN 978-1-4244-3369-8.
- Dujic, D.; Jones, M. e Levi, E. (2007a) Space Vector PWM for Nine-Phase VSI with Sinusoidal Output Voltage Generation: Analysis and Implementation, In: *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1524–1529, IEEE, ISBN 1-4244-0783-4.
- Dujic, D.; Levi, E.; Jones, M.; Grandi, G.; Serra, G. e Tani, A. (2007b) Continuous PWM Techniques for Sinusoidal Voltage Generation with Seven-Phase Voltage Source Inverters, In: *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 47–52, IEEE, ISBN 978-1-4244-0654-8.
- Grandi, G.; Serra, G. e AngeloTani (2007a) Space Vector Modulation of a Nine-Phase Voltage Source Inverter, In: *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 431–436, IEEE, ISBN 978-1-4244-0754-5.
- Grandi, G.; Serra, G. e Tani, A. (2007b) Space vector modulation of nine-phase voltage source inverters based on three-phase decomposition, In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–12, IEEE.

- Grandi, G.; Tani, A.; Sanjeevikumar, P. e Ostojic, D. (2010) Multi-phase multi-level AC motor drive based on four three-phase two-level inverters, In: *SPEEDAM 2010*, pp. 1768–1775, IEEE, ISBN 978-1-4244-4986-6.
- Grandi, G.; Gritli, Y.; Filippetti, F. e Rossi, C. (2011) Fault-tolerant operating analysis of a quad-inverter multiphase multilevel AC motor drive, In: *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, pp. 126–132, IEEE, ISBN 978-1-4244-9301-2.
- Grandi, G.; Sanjeevikumar, P.; Gritli, Y. e Filippetti, F. (2012a) Experimental investigation of fault-tolerant control strategies for quad-inverter converters, In: *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, pp. 1–8, IEEE, ISBN 978-1-4673-1372-8.
- Grandi, G.; Sanjeevikumar, P.; Gritli, Y. e Filippetti, F. (2012b) Fault-tolerant control strategies for quad inverter induction motor drives with one failed inverter, In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pp. 959–966, IEEE, ISBN 978-1-4673-0142-8.
- Hadiouche, D.; Razik, H. e Rezzoug, A. (2000) Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors, In: *7th IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP 2000 (Cat. No.00TH8529)*, pp. 42–47, IEEE, ISBN 0-7803-6489-9.
- Hammond, P. (1995) A new approach to enhance power quality for medium voltage drives, In: *Industry Applications Society 42nd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*, pp. 231–235, IEEE, ISBN 0-7803-2909-0.
- Hammond, P. (1997) A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **33**(1):202–208.
- Jacobina, C.; Correa, M.; Oliveira, T.; Lima, A. e da Silva, E. (2001a) Current control of unbalanced electrical systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **48**(3):517–525.
- Jacobina, C.; Nogueira Lima, A.; da Silva, E.; Alves, R. e Seixas, P. (2001b) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **16**(3):351–359.
- Jacobina, C.; Miranda, R.; Correa, M. e Lima, A. (2004) Disturbance-free operation of a six-

- phase ac motor drive system, In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 2, pp. 925–931, IEEE, ISBN 0-7803-8399-0.
- Jacobina, C. B.; de Freitas, I. S.; de Azevedo, L. G. e Correa, M. B. R. (2013a) AC-AC drive systems with open-end five-phase machine and sixteen-leg dc-link converter, In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 921–928, IEEE, ISBN 978-1-4799-0272-9.
- Jacobina, C. B.; Rocha, N. e Marinus, N. S. M. L. (2013b) Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count, In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 692–698, IEEE, ISBN 978-1-4799-0272-9.
- Jacobina, C. B.; Rocha, N. e Marinus, N. S. M. L. (2013c) Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count, In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 692–698, IEEE, ISBN 978-1-4799-0272-9.
- Jacobina, C. B.; Melo, V. F. M. B.; Rocha, N. e da Silva, E. R. C. (2014) Six-Phase Machine Conversion System With Three- and Single-Phase Series Converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **50**(6):3846–3856.
- Jen-Ren Fu e Lipo, T. (1994) Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **30**(5):1267–1274.
- Jones, M.; Patkar, F. e Levi, E. (2013) Carrier-based pulse-width modulation techniques for asymmetrical six-phase open-end winding drives, *IET Electric Power Applications*, **7**(6):441–452.
- Jung, E.; Yoo, H.; Sul, S.-K.; Choi, H.-S. e Choi, Y.-Y. (2012) A Nine-Phase Permanent-Magnet Motor Drive System for an Ultrahigh-Speed Elevator, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **48**(3):987–995.
- Kianinezhad, R.; Nahid-Mobarakeh, B.; Baghli, L.; Betin, F. e Capolino, G.-A. (2008) Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(5):1966–1977.
- Kim, H.; Shin, K.; Englebretson, S.; Frank, N. e Arshad, W. (2013) Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications, In: *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 172–179, IEEE, ISBN 978-1-4673-4974-1.

- Kou, B.; Xing, F.; Zhang, C.; Zhang, L. e Wang, T. (2014) Control strategy for nine phase maglev permanent magnet synchronous planar motors driven by composite current, In: *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1293–1296, IEEE, ISBN 978-1-4799-5162-8.
- Kouro, S.; Malinowski, M.; Gopakumar, K.; Pou, J.; Franquelo, L. G.; Rodriguez, J.; Perez, M. A. e Leon, J. I. (2010) Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(8):2553–2580.
- Levi, E. (2008) Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(5):1893–1909.
- Levi, E. (2015) Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **PP**(99):1–1.
- Levi, E.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Toliyat, H. e Williamson, S. (2007) Multiphase induction motor drives a technology status review, *IET Electric Power Applications*, **1**(4):489.
- Levi, E.; Satiawan, I. N. W.; Bodo, N. e Jones, M. (2012) A Space-Vector Modulation Scheme for Multilevel Open-End Winding Five-Phase Drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **27**(1):1–10.
- Lipo, T. (1995) Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **31**(5):1100–1109.
- Liu, Z.; Zheng, Z.; Xu, L.; Wang, K. e Li, Y. (2016) Current Balance Control for Symmetrical Multiphase Inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(6):4005–4012.
- Marchesoni, M.; Mazzucchelli, M. e Tenconi, S. (1988) A non conventional power converter for plasma stabilization, In: *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 122–129, IEEE.
- Marwa, B. S.; Larbi, K. M.; Mouldi, B. F. e Habib, R. (2012) Modeling and analysis of double stator induction machine supplied by a multi level inverter, In: *2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 269–272, IEEE, ISBN 978-1-4673-0784-0.
- Marwa, B. S.; Larbi, K. M.; Mouldi, B. F. e Habib, R. (2013) Dual stator induction motor operation from two PWM voltage source inverters, In: *2013 International Conference on*

- Electrical Engineering and Software Applications*, pp. 1–4, IEEE, ISBN 978-1-4673-6301-3.
- Melo, V.; Jacobina, C. e Rocha, N. (2017a) Fault tolerance performance of dual inverter-based six-phase drive system under single-, two- and three-phase open-circuit fault operation, *IET Power Electronics*, (1).
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B. e Rocha, N. (2013) AC-DC-AC six-phase machine drive system based on single-phase bridge converters, In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5130–5135, IEEE, ISBN 978-1-4799-0224-8.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B.; Braga-Filho, E. R.; Cavalcanti, R. M.; de Freitas, I. S.; Macena, R. S. e Carlos, G. A. d. A. (2014a) AC-DC-AC nine-phase machine drive system based on H-bridges and three-leg converters, In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 378–384, IEEE, ISBN 978-1-4799-4032-5.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B. e Rocha, N. (2014b) Hybrid open-end and NPC AC six-phase machine drive systems, In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3872–3879, IEEE, ISBN 978-1-4799-5776-7.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B.; Rocha, N. e Marinus, N. S. (2014c) Six-phase open-end machine conversion system with reduced number of controlled components, In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 888–894, IEEE, ISBN 978-1-4799-4032-5.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B. e de Freitas, N. B. (2015) Open-end nine-phase machine conversion systems, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6934–6941, IEEE, ISBN 978-1-4673-7151-3.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B. e de Freitas, N. B. (2017b) Open-End Nine-Phase Machine Conversion Systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**(3):2329–2341.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B.; Rocha, N. e Filho, E. R. B. (2017c) Fault tolerance performance of two hybrid six-phase drive systems under single-phase open-circuit fault operation, In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 585–592, IEEE, ISBN 978-1-5090-5366-7.
- Melo, V. F. M. B.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; de Sousa, R. P. R. e Braga-Filho, E. R.

- (2017d) Hybrid Dual and NPC Six-Phase Drive Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(11):8606–8617.
- Miranda, R. S. (2007) Sistemas de Acionamentos CA Multifases com Estratégias de Controle Tolerante a Falhas e Redução da Tensão de Modo Comum, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande.
- Mohapatra, K.; Gopakumar, K.; Somasekhar, V. e Umanand, L. (2002) A novel modulation scheme for a six phase induction motor with open-end windings, In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, vol. 1, pp. 810–815, IEEE, ISBN 0-7803-7474-6.
- de Moura Fernandes, E. (2006) Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente, Dissert. de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande.
- Munim, W. N. W. A.; Duran, M. J.; Che, H. S.; Bermudez, M.; Gonzalez-Prieto, I. e Rahim, N. A. (2017) A Unified Analysis of the Fault Tolerance Capability in Six-Phase Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(10):7824–7836.
- Muqorobin, A.; Purwadi, A. e Dahono, P. A. (2016) Output current ripple minimization of nine-phase PWM inverters, In: *2016 3rd Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*, pp. 105–111, IEEE, ISBN 978-1-5090-5108-3.
- Nabae, A.; Takahashi, I. e Akagi, H. (1981) A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **IA-17**(5):518–523.
- Nelson, R. e Krause, P. (1974) Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, **PAS-93**(3):841–848.
- Panda, D. e Lipo, T. A. (2013a) Open-Winding Power Conversion Systems Fed by Half-Controlled Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(5):2427–2436.
- Panda, D. e Lipo, T. A. (2013b) Pulsewidth-Modulated Dual-Half-Controlled Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(2):959–969.
- Pandit, J. K.; Aware, M. V.; Nemade, R. e Levi, E. (2016) Direct Torque Control Scheme for a Six-Phase Induction Motor with Reduced Torque Ripple, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1.



- Patkar, F.; Levi, E. e Jones, M. (2012) A six-phase multilevel space vector PWM algorithm for a dual-inverter supplied drive, In: *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, pp. A133–A133, IET, ISBN 978-1-84919-616-1.
- Pavan Kumar Hari, V. S. S. e Narayanan, G. (2016) Theoretical and Experimental Evaluation of Pulsating Torque Produced by Induction Motor Drives Controlled With Advanced Bus-Clamping Pulsewidth Modulation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(3):1404–1413.
- Rajeevan, P. P.; Sivakumar, K.; Gopakumar, K.; Patel, C. e Abu-Rub, H. (2013) A Nine-Level Inverter Topology for Medium-Voltage Induction Motor Drive With Open-End Stator Winding, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**(9):3627–3636.
- Rockhill, A. A. e Lipo, T. (2009) A simplified model of a nine phase synchronous machine using vector space decomposition, In: *2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, pp. 1–5, IEEE, ISBN 978-1-4244-4935-4.
- Rodriguez, J.; Franquelo, L.; Kouro, S.; Leon, J.; Portillo, R.; Prats, M. e Perez, M. (2009) Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications, *Proceedings of the IEEE*, **97**(11):1786–1817.
- Ruba, M. e Fodorean, D. (2012) Analysis of Fault-Tolerant Multiphase Power Converter for a Nine-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **48**(6):2092–2101.
- Rubino, S.; Bojoi, R.; Cavagnino, A. e Vaschetto, S. (2016) Asymmetrical twelve-phase induction starter/generator for more electric engine in aircraft, In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–8, IEEE, ISBN 978-1-5090-0737-0.
- Shao, L.; Hua, W.; Dai, N.; Tong, M. e Cheng, M. (2016) Mathematical Modeling of a 12-Phase Flux-Switching Permanent-Magnet Machine for Wind Power Generation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(1):504–516.
- da Silva Macena, R. (2013) Contribuição ao estudo da máquina CA eneafásica, Dissert. de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande.
- Stemmler, H. e Guggenbach, P. (1993) Configurations of high-power voltage source inverter drives, *Power Electronics and Applications*, 1993., Fifth European Conference on, pp.

7–14 vol.5.

- Tani, A.; Mengoni, M.; Zarri, L.; Serra, G. e Casadei, D. (2012) Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**(2):565–577.
- Umesh, B. S. e Sivakumar, K. (2016a) Dual-Inverter-Fed Pole-Phase Modulated Nine-Phase Induction Motor Drive With Improved Performance, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(9):5376–5383.
- Umesh, B. S. e Sivakumar, K. (2016b) Generation of multilevel voltage profile for torque ripple reduction of a 15 phase pole-phase modulated induction motor drive using two-level inverter structure, In: *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1002–1007, IEEE, ISBN 978-1-4673-8075-1.
- Viola, J.; Quizhpi, F.; Restrepo, J.; Pesantez, J. P. e Sanchez, M. M. (2013) Analysis of a four-phase induction machine with direct torque control, In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–9, IEEE, ISBN 978-1-4799-0116-6.
- Wang, Y.; Lipo, T. A. e Pan, D. (2010) Half-controlled-converter-fed open-winding permanent magnet synchronous generator for wind applications, In: *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, pp. T4–123–T4–126, IEEE, ISBN 978-1-4244-7856-9.
- Ward, E. e Harer, H. (1969) Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, **116**(6):980.
- Welchko, B.; Lipo, T.; Jahns, T. e Schulz, S. (2004) Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**(4):1108–1116.
- Wu, H.; Li, L.; Kou, B. e Yu, T. (2008) Research on the Nine-Phase Linear Oil Pumping Motor and the Control System, In: *2008 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, pp. 1–4, IEEE, ISBN 978-1-4244-1832-9.
- Zhou, Y. e Nian, H. (2013) Investigation on open winding PMSG system with the integration of full controlled and uncontrolled converter, In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3912–3917, IEEE, ISBN 978-1-4799-0336-8.