



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

Sistemas de Acionamentos CA Multifases com Estratégias de Controle Tolerante à Falhas e Redução da Tensão de Modo Comum

Reginaldo Sousa Miranda

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos cursos 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 da Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing. - UFCG
Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr. - UFCG

Co-orientador

Hamid A. Toliyat, Ph.D. - Texas A&M University

Campina Grande

©Reginaldo Sousa Miranda, Julho de 2007



M672s Miranda, Reginaldo Sousa
Sistemas de acionamentos CA multifases com estrategias de controle tolerante a faltas e reducao da tensao de modo comum / Reginaldo Sousa Miranda.- Campina Grande, 2007.
189 f. : il.

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

1. Maquinas Inducao Hexafasica 2. Tolerancia a Falta 3. Tensao de Modo Comum 4. Tese I. Jacobina, Cursino Brandao, Dr. II. Lima, Antonio Marcus Nogueira, Dr. III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB) IV. Titulo

CDU 621.313.33(043)

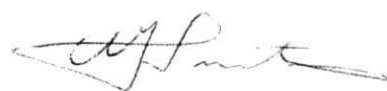
**SISTEMAS DE ACIONAMENTOS CA MULTIFASES COM ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE TOLERANTE A FALTAS E REDUÇÃO DA TENSÃO
DE MODO COMUM**


REGINALDO SOUSA MIRANDA

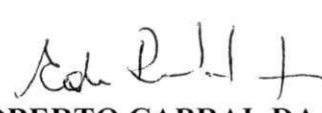
Tese Aprovada em 31.07.2007



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Orientador


WALTER ISSAMU SUEMITSU, Dr.Ing., UFRJ
Componente da Banca


ERNESTO RUPPERT FILHO, Dr., UNICAMP
Componente da Banca


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca


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

CAMPINA GRANDE – PB
JULHO - 2007

Dedico este trabalho a minha amada esposa, Cirlene que me deu seu amor e carinho e esteve ao meu lado durante esta importante etapa de minha vida e compartilhou de todos os momentos difíceis desta jornada. Ao meu filho Thyago, razão de nossas vidas que só trouxe amor e luz a nossa existência. Desejo ter a oportunidade de compensá-los de minhas faltas durante estes anos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima pela orientação e colaboração sem as quais não seria possível realizar este trabalho. Ao professor Edison Roberto Cabral da Silva pelo suporte e incentivo para a realização do meu estágio no exterior.

A todos os colegas do LEIAM e funcionários da COPELE.

Ao Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão - CEFET/MA pela confiança e apoio à capacitação docente.

Ao CNPq que proporcionou o suporte financeiro para viabilizar a realização deste trabalho.

Aos meus pais, Reginaldo e Elinor, por oferecerem-me condições para minha educação e formação pessoal.

RESUMO

Este trabalho abrange duas áreas de pesquisa, tendo em comum a melhoria da confiabilidade do acionamento em corrente alternada. Na primeira, investigam-se estratégias de controle, em sistemas de acionamento CA, com características de tolerância à faltas. Essas características são atingidas através da adoção de um sistema com número de fases maior que três. O uso de máquinas multifases possui diversas vantagens sobre a máquina de indução trifásica como resultado do maior número de fases: redução das oscilações de conjugado, redução da corrente por fase, redução no conteúdo harmônico da corrente do barramento CC, maior potência/conjugado por corrente eficaz, para uma máquina de mesmo volume e maior confiabilidade do acionamento em relação ao acionamento trifásico convencional. As estratégias de controle propostas, permitem a operação contínua e livre de perturbação do sistema de acionamento com a perda completa de uma fase do motor e, em alguns casos, dois e três braços do inversor ou fases do motor. Estas estratégias de tolerância a faltas são obtidas usando-se duas abordagens: estratégias sem e com reconfiguração do inversor. As soluções sem reconfiguração são baseadas na redefinição de novas referências de tensão ou corrente de forma a manter a operação balanceada das componentes dq no controle de conjugado de uma máquina de seis fases sem conexões adicionais de hardware. A reconfiguração do sistema é obtida, isolando-se o braço, com defeito com auxílio de chaves de potência auxiliares e fusíveis, e conectando a fase sob falta a outro braço do inversor, resultando em uma estrutura com número reduzido de componentes. É apresentado também, uma estratégia de compensação de falta do tipo curto circuito em uma das chaves do inversor. É apresentada a relação existente entre os parâmetros da máquina e a resposta à falta de curto circuito.

O segundo foco de pesquisa desta tese está relacionado a análise de técnicas de redução da tensão de modo comum responsável pela falha prematura dos mancais da máquina. São apresentadas três configurações de sistemas de acionamento usando um inversor de quatro braços. Este inversor é usado para alimentar uma máquina tetrafásica ou uma máquina hexafásica com conexões adequadas. Diferentes estratégias de modulação PWM permitem reduzir ou mesmo eliminar a tensão de modo comum. As estratégias de tolerância à faltas e redução da tensão de modo comum, foram validadas por estudos de simulação e por ensaios experimentais.

ABSTRACT

This work includes two areas of research, with a common subject of improving AC drive system reliability. In the first, AC drive system control strategies with fault tolerant properties are investigated. These properties, are obtained from the adoption of a system with phase number higher than three. The use of multi-phase machines possesses several advantages over machine of three-phase machine as a result of the high number of phases: reduction of the torque pulsation, reduction of the current per phase, reduction in the harmonic content of the DC link current, higher power/torque for a machine of same frame and higher reliability of the drive system in relation to the conventional three-phase drives. The control strategies allow for continuous and disturbance free-operation of the drive with complete loss of one leg of the inverter or motor phase. The fault tolerant are obtained using two approaches: strategies with or without reconfiguration of inverter. The solutions without reconfiguration are based on the redefinition of new voltages or currents references in such a way to maintain the operation balanced of the components dq in the torque control of the machine without additional connections of hardware. The reconfiguration is obtained by insulation the faulty leg, by means of auxiliary semiconductor switches and fuses, and connecting to faulty phase to another converter leg, resulting in a structure with reduced number of components. Post-fault control action of short circuit mode operation is presented. Design considerations are presented which relate the short-circuit fault response to system parameters.

The second subject, is on common mode voltage mitigation. The application of machines with even number of phases is explored with the objective to reduce or even to eliminate the common-mode voltage responsible to cause premature motor bearing failures among variable speed induction motor drive systems. Three configurations of drive systems are presented using four-leg inverter. This inverter is used to feed a four-phase machine or a six-phase machine with appropriate connections. Different strategies of PWM modulation allow to reduce or even to eliminate the common mode voltage. The fault tolerant strategies and reduction of common-mode voltage have been evaluated by simulation studies and experimental tests.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Símbolos	xviii
Capítulo 1– Introdução Geral	1
1.1 Motivação da Pesquisa	1
1.2 Revisão Bibliográfica	6
1.3 Objetivos	12
1.4 Organização do Trabalho	13
Capítulo 2– Acionamento Hexafásico em condições normal e de falta	15
2.1 Modelo da Máquina de Indução Hexafásica	15
2.1.1 Modelagem como Duplo trifásico	18
2.1.2 Modelagem por Decomposição Vetorial	23
2.2 Modelo do Conversor	27
2.3 Controle PWM do Inversor Hexafásico	30
2.3.1 PWM Vetorial	31
2.3.2 PWM Escalar	35
2.4 Caracterização do estado de falta no sistema de acionamento	36
2.4.1 Falta do tipo circuito aberto na chave	38
2.4.2 Falta do tipo circuito aberto na fase	38

2.4.3	Falta do tipo curto circuito	41
2.4.4	Resultados de Simulação	43
2.5	Detecção e Identificação da Falta	46
2.6	Resultados Experimentais	50
2.7	Conclusões	54
Capítulo 3– Sistema de Acionamento Tolerante à Falta sem Reconfiguração		55
3.1	Introdução	55
3.2	Controle de Tensão	56
3.2.1	Neutro duplo	57
3.2.2	Neutro simples	60
3.2.3	Controle PWM do inversor de tensão	61
3.2.4	Faltas simultâneas	63
3.3	Controle de Corrente	67
3.3.1	Faltas simultâneas	69
3.3.2	Técnica de Controle de Corrente	72
3.4	Resultados de Simulação	75
3.5	Resultados Experimentais	76
3.6	Conclusões	78
Capítulo 4– Sistema de Acionamento Tolerante à Falta com Reconfiguração		82
4.1	Introdução	82
4.2	Estratégia de Compensação Usando Braço Compartilhado	83
4.3	Controle PWM do Inversor de Tensão na Condição Pós-Falta	85
4.3.1	PWM Escalar	85
4.3.2	PWM Vetorial	88
4.4	Análise das Harmônicas	94
4.5	Análise das Tensões	95

4.6	Corrente no Braço compartilhado	96
4.7	Resultados de Simulação	97
4.8	Resultados Experimentais	99
4.9	Conclusão	102
Capítulo 5– Tolerância à falta do tipo curto circuito.		103
5.1	Introdução	103
5.2	Estratégia de compensação com base na definição de novas referências	104
5.3	Estratégia de compensação com base no diagrama vetorial.	106
5.4	Controle PWM do Inversor de Tensão na Condição Pós-Falta	110
5.4.1	PWM Vetorial	110
5.4.2	PWM Escalar	114
5.5	Análise das tensões	115
5.6	Considerações Práticas	115
5.7	Resultados Experimentais e de Simulação	118
5.8	Conclusão	122
Capítulo 6– Redução da Tensão de modo comum		125
6.1	Introdução	125
6.2	Fontes das correntes de modo comum	127
6.3	Definição da Tensão de Modo Comum	131
6.3.1	Acionamento Trifásico	131
6.3.2	Acionamento Tetrafásico	132
6.3.2.1	Modelo Dinâmico	133
6.4	Sistema de Acionamento com Inversor de Quatro Braços	134
6.5	Tensões no Inversor de Quatro Braços	135
6.5.1	Tensões de Saída para a Configuração <i>A</i>	135
6.5.2	Tensões de Saída para a Configuração <i>B</i>	138

6.5.3	Tensões de Saída para a Configuração C	139
6.6	Modulação Vetorial para o inversor de quatro Braços	139
6.6.1	Eliminação da tensão de modo comum na média	142
6.6.2	Eliminação instantânea da tensão de modo Comum	145
6.7	Modulação Escalar	149
6.8	Distorção Harmônica	151
6.9	Comparação das Configurações	152
6.10	Resultados Experimentais	154
6.11	Conclusões	156
Capítulo 7– Conclusão Geral e Trabalhos Futuros		157
7.1	Conclusões	157
7.2	Trabalhos Futuros	160
Apêndice A– Análise Harmônica em Regime Permanente		161
Apêndice B– Influência do passo de bobina nas indutâncias de dispersão da MIH.		168
B.0.1	Fluxo de Dispersão da MIH em Variáveis Naturais ($\lambda_{ls135246}$)	168
B.0.2	Fluxo de Dispersão em $dqxyoh(\lambda_{lsdqxyoh})$	172
B.0.3	Modelo Complexo da MIH	174
Apêndice C– Plataforma de Desenvolvimento Experimental		176
Referências Bibliográficas		180

LISTA DE FIGURAS

1.1	Representação de diferentes faltas no inversor	2
1.2	Topologias de inversores com tolerancia a faltas	4
1.3	Tensão, corrente e conjugado eletromagnético:(a) Máquina trifásica; (b) Máquina Hexafásica 30°.	9
2.1	Máquina de indução hexafásica genérica formada por duas armaduras estatóricas (s_1, s_3, s_5 e s_2, s_4, s_6) defasadas por um ângulo α	16
2.2	Diagrama vetorial hexafásico e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.	18
2.3	Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem Duplo Estator.	22
2.4	Diagrama vetorial hexafásico e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.	23
2.5	Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem vetorial.	26
2.6	Topologia do inversor hexafásico.	28
2.7	Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 0^\circ$	32
2.8	Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 30^\circ$	32
2.9	Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 60^\circ$	33
2.10	Padrão dos pulsos de comando das chaves.	37
2.11	Falta do tipo circuito aberto na chave.	39
2.12	Falta do tipo circuito aberto na fase.	39
2.13	Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem vetorial.	41
2.14	Operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma falta ocorre na chave q_1	44
2.15	Operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase é subitamente perdida.	45

2.16	Operação da Máquina de Indução Hexafásica quando ocorre um curto circuito na chave do inversor.	46
2.17	Diagrama de Blocos do sistema de diagnóstico de faltas.	48
2.18	Circuitos utilizados no esquema de isolamento dos braços do inversor.	49
2.19	Tensão de pólo v_{60} e o desvio de tensão δ_{60}	51
2.20	Indicadores binários que determinam a condição de falta e identificação da chave com defeito.	51
2.21	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase está aberta.	52
2.22	Resultado experimental da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase está aberta.	52
2.23	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave está em curto.	53
2.24	Resultado experimental da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave está em curto.	53
3.1	Topologia do inversor hexafásico com uma fase aberta.	58
3.2	Diagrama Vetorial. planos (a) $d'q'$ e (b) $x'y'$	62
3.3	Diagrama de blocos do controle de tensão proposto para o sistema tolerante a falta.	63
3.4	Topologia do inversor hexafásico com duas fases abertas.	64
3.5	Diagrama Vetorial. planos (a) $d'q'$ e (b) $x'y'$	66
3.6	Topologia do inversor hexafásico com três fases abertas.	67
3.7	Diagrama Vetorial. planos (a) $d'q'$ e (b) $x'y'$	67
3.8	Diagrama Fasorial das correntes.	68
3.9	Diagrama Fasorial das correntes.	70
3.10	Diagrama Fasorial das correntes.	71
3.11	Controlador PI síncrono no referencial estacionário: a) de seqüência positiva; b) dupla seqüência.	74
3.12	Diagrama de blocos da controle de corrente de dupla seqüência.	74

3.13	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase esta aberta com controle de tensão em malha aberta.	77
3.14	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase esta aberta com controle de corrente em malha fechada.	78
3.15	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase esta aberta com controle de corrente em malha fechada.	79
3.16	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de tensão em malha aberta.	79
3.17	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada.	80
3.18	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada.	81
4.1	Sistema de acionamento do motor hexafásico. a) operação pré-falta; b) operação pós-falta; c) tipos de máquinas.	84
4.2	Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 5 alimenta as fases 5 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 0^\circ$	89
4.3	Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 5 alimenta as fases 5 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 30^\circ$	89
4.4	Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 5 alimenta as fases 5 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 60^\circ$	90
4.5	Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 3 alimenta as fases 3 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 60^\circ$	90
4.6	Pulsos de comandos das chaves para as máquinas: a) 0° ; b) 30° ; c) 60° ; d) 60°	93
4.7	Comparação das distorções de tensão para os diferentes conversores.	95
4.8	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase esta aberta com controle de tensão em malha aberta (fases 5 e 6 deslocadas de 60°)..	97
4.9	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase esta aberta com controle de corrente em malha fechada (fases 5 e 6 deslocadas de 60°)..	98
4.10	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada (fases 5 e 6 deslocadas de 60°).	99

4.11	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada (fases 5 e 6 deslocadas de 180°)	100
4.12	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de tensão em malha aberta (fases 5 e 6 deslocadas de 60°)	100
4.13	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de tensão em malha aberta (fases 5 e 6 deslocadas de 180°)	101
5.1	Topologia do inversor hexafásico com uma chave em curto.	105
5.2	Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 0^\circ$. .	107
5.3	Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 30^\circ$. .	107
5.4	Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 60^\circ$. .	108
5.5	Vetores dq e xy do inversor hexafásico com uma chave em curto (máquina com $\alpha = 0^\circ$).	108
5.6	Vetores dq e xy do inversor hexafásico com uma chave em curto (máquina com $\alpha = 30^\circ$).	109
5.7	Vetores dq e xy do inversor hexafásico com uma chave em curto (máquina com $\alpha = 60^\circ$).	109
5.8	Localização dos polígonos de tensão para diferentes chaves em curto circuito. . .	111
5.9	Espaço vetorial de tensão do inversor hexafásico para a condição de pré e pós falta (limites de tensão)	112
5.10	Pulsos de comandos das chaves na condição falta.	113
5.11	Espaço vetorial de tensão do inversor hexafásico com uma chave em curto e restrição de tensões xy nulas.	117
5.12	Resultados de simulação: a) correntes em dq antes e depois da falta; (b) espectro das correntes em xy	118
5.13	Resultados de simulação ($4L_{lsxy}$): a) correntes em dq antes e depois da falta; (b) espectro das correntes em xy	119
5.14	Resultados de simulação ($8L_{lsxy}$): a) correntes em dq antes e depois da falta; (b) espectro das correntes em xy	119
5.15	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave esta em curto (MIH- 60°).	120

5.16	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave esta em curto (MIH-30°A).	121
5.17	Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave esta em curto (MIH-30°B).	121
5.18	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta (MIH-60°). . . .	122
5.19	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta (MIH-30°A). . . .	123
5.20	Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta (MIH-30°B). . . .	123
6.1	Acoplamento capacitivo no motor.	128
6.2	Modelo de mancais do motor	129
6.3	Ilustração do mecanismo de geração das correntes de modo comum.	130
6.4	Topologia do inversor trifásico	131
6.5	Topologia do inversor trifásico	133
6.6	Máquinas Multifases	133
6.7	Configurações. (a) Máquina tetrafásica (Configuração A). (b) Máquina hexafásica com braços compartilhados. (Configuração B). (c) Máquina hexafásica com fases conectadas (Configuração C)	136
6.8	Vetores de tensão e setores na plano dq para o inversor de quatro braços. (a) Configuração A. (b) Configuração B. (c) Configuração C.	140
6.9	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum média nula usando de roda livre (Caso 1).	144
6.10	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum média nula usando vetores nulos sem roda livre (Caso 2).	145
6.11	Vetores de tensão e setores no plano dq para o inversor de quatro braços para os casos 3 e 4. (a) Configuração A. (b) Configuração B. (c) Configuração C.	146
6.12	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea nula usando vetores nulos (Caso 3).	148
6.13	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea nula sem uso dos vetores nulos (Caso 4).	149
6.14	Distorção Harmônica total (<i>WTHD</i>). (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	153

6.15 Resultados Experimentais para a tensão de modo comum da Configuração A (máquina tetrafásica): Caso 1 e Caso 4.	155
6.16 Resultados Experimentais para a tensão de modo comum da Configuração B: Caso 1 e Caso 4.	155
6.17 Resultados Experimentais para a tensão de modo comum da Configuração C: Caso 1 e Caso 4.	156
A.1 Circuito equivalente da MAH em regime permanente: (a) circuito dq (b) circuito xy e (c) circuitos o ou h	167
B.1 Esboço de uma ranhura estatórica, <i>semi-fechada</i> , que acomoda duas camadas de condutores.	169
B.2 Distribuição dos condutores de um enrolamento dupla-camada para MAH 30° com dois pólos: a) Enrolamento passo pleno; b) efeito do encurtamento da bobina; c) encurtamento 5/6 e d) encurtamento 2/3	170
B.3 Representação normalizada das indutâncias de dispersão do estator em função de k_m e do encurtamento r : a) L_{lsdq} , b) L_{lsxy} e c) L_{lsoh}	173
C.1 Diagrama da plataforma de desenvolvimento experimental	177

LISTA DE TABELAS

2.1	Grupos dos vetores dq	31
2.2	Grupos dos vetores dq	32
2.3	Grupos dos vetores dq	33
2.4	MIH-60°, 1CV, 220V, 60Hz, 4 polos.	43
2.5	Efeito da propagação do desvio da tensão de pólo	47
2.6	Assinatura digital de identificação da chave com defeito	48
3.1	Tensões de referência no plano $xyoo'$	60
3.2	Tensões de fase de referência	61
3.3	Tensões de referência no plano $xyoo'$	65
3.4	Tensões de fase de referência	65
3.5	Correntes de fase de referência	68
3.6	Correntes de referência no plano $dqxyoo'$	69
3.7	Correntes de fase de referência	69
3.8	Correntes de referência no plano $xyoo'$	70
3.9	Correntes de fase de referência	70
4.1	Padrão de chaveamento para: (a) MIH-0°; (b) MIH-30°; (c) MIH-60°; (d) MIH-60°.	92
5.1	Seleção dos vetores.	113
5.2	MIH-60°, MIH-30°A(passo curto), MIH-30°B(passo pleno) 1CV, 220V, 60Hz, 4 polos.	119
6.1	Estados do Inversor	132
6.2	Available vectors in the plane dq	141
6.3	Teste para determinação dos setores	143

6.4	Seleção dos vetores.	143
6.5	Seleção dos vetores.	144
6.6	Testes para determinação dos setores	147
6.7	Seleção dos vetores.	148
6.8	Seleção dos vetores.	149
6.9	Comparação das configurações.	154
A.1	Distribuição das componentes harmônicas no plano dq de acordo com o tipo de MAH	166
A.2	Distribuição das componentes harmônicas de acordo com os planos de excitação .	166
C.1	MIH-60°, MIH-30°A(passo curto), MIH-30°B(passo pleno) 1CV, 220V, 60Hz, 4 polos.	179

LISTA DE SÍMBOLOS

- A_s Matriz de transformação de 135246 para $2dqo$ para o estator
- A_r Matriz de transformação de 123 para dqo para o rotor
- C_e Conjugado eletromagnético
- CC Corrente Contínua
- CA Corrente Alternada
- E Tensão do barramento CC
- fmm força magnetomotriz
- f_s Frequência elétrica de uma grandeza estatórica em Hz
- f_{ch} Frequência de chaveamento
- g Referencial arbitrário (genérico)
- i_{sj} Correntes de fase do estator $j = 1$ a 6
- i_{rj} Correntes de fase do rotor $j = 1, 2, 3$
- i_{sd}, i_{sq} Componentes dq da corrente estatórica em um referencial arbitrário
- \mathbf{i}_{sdq}^g Vetor corrente estatórica em um referencial arbitrário, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + j i_{sq}$
- i_{rd}, i_{rq} Componentes dq da corrente rotórica em um referencial arbitrário
- \mathbf{i}_{rdq}^g Vetor corrente rotórica em um referencial arbitrário, $\mathbf{i}_{rdq} = i_{rd} + j i_{rq}$
- i_{sx}, i_{sy} Componentes xy da corrente estatórica em um referencial arbitrário
- \mathbf{i}_{sxy}^g Vetor corrente estatórica em um referencial arbitrário, $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + j i_{sy}$ $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + j i_{sy}$
- $i_{so}, i_{so'}$ Componentes oo' da corrente estatórica em um referencial arbitrário
- $\mathbf{i}_{soo'}^g$ Vetor corrente estatórica em um referencial arbitrário, $\mathbf{i}_{soo'} = i_{so} + j i_{so'}$

- i_{ro} Componentes o da corrente rotórica no referencial do estator
- $\mathbf{i}_{roo'}$ Vetor corrente rotórica no referencial do estator, $\mathbf{i}_{roo'} = i_{ro} + j\dot{i}_{ro'}$
- \mathbf{i}_s Vetor de corrente do estator em 135246
- \mathbf{i}_r Vetor de corrente do rotor em 123
- $\mathbf{i}_{sdqxyoo'}$ Vetor de corrente do estator em $dqxyoo'$
- \mathbf{i}_{rdqo} Vetor de corrente do rotor em $dqxyoo'$
- \mathbf{I} Matriz identidade
- I_m Amplitude da corrente de fase
- j Unidade imaginária, $(\sqrt{-1})$
- l_s Indutância própria do estator equivalente
- l_r Indutância própria do rotor equivalente
- L_{ls} Indutâncias de dispersão do estator
- L_{lr} Indutâncias de dispersão do rotor
- L_{ms} Indutância de magnetização do estator
- L_{mr} Indutância de magnetização do rotor
- L_{msr} Indutância mútua entre estator e rotor
- \mathbf{L}_{ss} Matriz de indutância do estator
- \mathbf{L}_{rr} Matriz de indutância do rotor
- \mathbf{L}_{sr} Matriz de indutância mútua entre estator e rotor
- L_{msr} Indutância mútua entre o enrolamento estatórico principal e o rotórico
- M índice de modulação
- M_{sr} Indutância mútua estator-rotor
- MIT* Máquina de Indução Trifásica
- MIH* Máquina de Indução Hexafásica

- N_r Número de espiras do enrolamento rotórico
- n, m Centros de estrela da *MIH*
- \mathbf{P}_s Matriz de transformação do estator $135246 \rightarrow dqxyo'$
- \mathbf{P}_r Matriz de transformação do rotor $123 \rightarrow dqo$
- P Número de pares de pólo da máquina de indução
- PWM* Modulação por Largura de Pulso
- q_i Variável binária associada ao estado de uma chave
- r_s Resistência estatórica
- r_r Resistência rotórica
- \mathbf{r}_s Matriz de resistência do estator
- \mathbf{r}_r Matriz de resistência do rotor
- R^+ Controlador PI de sequência positiva
- R^- Controlador PI de sequência negativa
- s Referencial estatórico
- t_g Tempo de aplicação de um vetor ativo \mathbf{v}_g
- t_k Tempo de aplicação de um vetor ativo \mathbf{v}_k
- t_l Tempo de aplicação de um vetor ativo \mathbf{v}_l
- t_0 Tempo de aplicação do vetor nulo
- t_{0i} Tempo inicial de aplicação do primeiro vetor de roda livre ou nulo por período de chaveamento T
- t_{0f} Tempo final de aplicação do segundo vetor de roda livre ou nulo por período de chaveamento T
- T Período da *PWM*
- T_s Período de amostragem
- WTHD* Distorção Harmônica Total Ponderada

- T_f Período do sinal de tensão da fundamental ou de saída
- v_{j0} Tensões de pólo do inversor $j = 1$ a 6
- v_{sj} Tensões de fase $j = 1$ a 6
- v_M^* Valor máximo instantâneo entre todas tensões de referência
- v_m^* Valor mínimo instantâneo entre todas tensões de referência
- \mathbf{v}_{sdq}^g Vetor de tensão em um referencial arbitrário, $\mathbf{v}_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$
- v_{sd}^*, v_{sq}^* Componentes dq da tensão estatórica de referência
- \mathbf{v}^* Vetor de tensão estatórica de referência, $\mathbf{v}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$
- \mathbf{v}_0 Vetor de tensão nulo, $\mathbf{v}_0 = v_{0d} + jv_{0q}$
- \mathbf{v}_k Vetor de tensão genérico, $\mathbf{v}_k = v_{kd} + jv_{kq}$
- \mathbf{v}_l Vetor de tensão genérico, $\mathbf{v}_l = v_{ld} + jv_{lq}$
- v_{sx}^g, v_{sy}^g Componentes xy da tensão estatórica em um referencial genérico
- \mathbf{v}_{sxy}^g Vetor de tensão em um referencial arbitrário, $\mathbf{v}_{sxy}^g = v_{xd}^g + jv_{sy}^g$
- $v_{so}^g, v_{so'}^g$ Componentes oo' da tensão estatórica em um referencial genérico
- $\mathbf{v}_{soo'}^g$ Vetor de tensão em um referencial arbitrário, $\mathbf{v}_{soo'}^g = v_{so}^g + jv_{so'}^g$
- \mathbf{v}_{sdq} Vetor de tensão do estator no referencial estator, $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$
- \mathbf{v}_{sxy} Vetor de tensão do estator no referencial estator, $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$
- $\mathbf{v}_{soo'}$ Vetor de tensão do estator no referencial estator, $\mathbf{v}_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$
- \mathbf{v}_{rdq} Vetor de tensão do rotor no referencial estator, $\mathbf{v}_{rdq} = v_{rd} + jv_{rq}$ $\mathbf{v}_{rxy} = v_{rx} + jv_{ry}$
- $\mathbf{v}_{roo'}$ Vetor de tensão do rotor no referencial estator, $\mathbf{v}_{roo'} = v_{ro} + jv_{ro'}$
- v_h Tensão homopolar ou de sequência zero
- \mathbf{v}_{sH} Vetor de tensão estatórica em 123456
- \mathbf{v}_{rT} Vetor de tensão rotórica em 123
- $\mathbf{v}_s, \mathbf{v}_r$ Vetores de tensão do estator e rotor respectivamente

- $v_{so}, v_{so'}$ Tensões homopolares da máquina
- v_{n0} Tensão entre o neutro da máquina e o ponto central do banco de capacitores (0)
- v_{mo} Tensão entre o neutro da máquina e o ponto central do banco de capacitores (0)
- \mathbf{v}_j Vetores genéricos no plano dq para $j = a, b, c$
- \mathbf{v}^* Vetor tensão de referência
- V_m Amplitude da tensão de fase
- V_{dq} Amplitude das componentes de tensão dq
- α Defasamento entre os conjuntos trifásicos
- δ_g Posição angular elétrica do referencial genérico (dq) em rad em rad
- δ_r Posição angular elétrica do rotor ao longo do entreferro em rad ou estator, em rad
- μ Fator de partição ou distribuição dos vetores roda livre
- τ_M Intervalo máximo de condução entre todas as chave
- τ_m Intervalo mínimo de condução entre todas as chave
- τ_i Intervalo de condução de uma chave $i = 1$ a 6
- λ_{si} Fluxo total do estator para a i -ésima bobina
- λ_{ri} Fluxo total do rotor para a i -ésima bobina
- λ_{sd}^g Fluxo total do estator, de eixo d , no referencial genérico
- λ_{sq}^g Fluxo total do estator, de eixo q , no referencial genérico
- λ_{rd}^g Fluxo total do rotor, de eixo d , no referencial genérico
- λ_{rq}^g Fluxo total do rotor, de eixo q , no referencial genérico
- λ_s Vetor Fluxo total do estator em 135246
- λ_r Vetor Fluxo total do rotor em 135246
- λ_{s2dqo} Vetor Fluxo total do estator em $2dqo$
- $\lambda_{sdqxyoo'}$ Vetor Fluxo total do estator em $dqxyoo'$

$\lambda_{rdqxyoo'}$ Vetor Fluxo total do rotor em $dqxyoo'$

ω_s Frequência elétrica do vetor tensão/corrente estatórica em rad/s

ω_g Frequência de rotação de um referencial genérico (dq) em rad/s

ω_r Frequência de rotação do rotor em rad/s

ω_s Frequência elétrica de uma grandeza estatórica em rad/s

$\frac{d}{dt}$ Derivada em relação ao tempo

π Constante pi

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 MOTIVAÇÃO DA PESQUISA

Os modernos sistemas de acionamentos elétricos usam dispositivos semicondutores com frequências de chaveamento cada vez mais elevadas permitindo reduzir o ruído acústico, o tamanho e melhorar o desempenho dinâmico do acionamento. Graças ao rápido desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores e componentes eletrônicos mais rápidos, aliado aos conversores estáticos que possibilitam a operação em velocidade variável e do controle vetorial, a máquina de indução tem sido cada vez mais usada em sistemas de acionamento de alto desempenho. Conseqüentemente, estas máquinas tornaram-se amplamente usados na indústria. Embora o sistema de acionamento com motores de indução e especificamente os motores de indução com rotor gaiola de esquilo tenham uma estrutura bastante robusta, sua confiabilidade não é absoluta como qualquer sistema de conversão de energia. Da mesma forma, ele irá experimentar diversas condições de falta devido às diferentes características de operação. Como o conjunto conversor/motor é o principal elemento em um processo industrial, uma falta neste sistema resultará em um comprometimento de todo o processo. Portanto, a confiabilidade é um fator muito importante em aplicações onde a operação contínua é necessária. Quando uma falta ocorre, a operação do sistema deve ser parada para um procedimento de manutenção não programado. As soluções mais comuns nestes casos usam projetos conservativos com sobre dimensionamento dos componentes, aumento nas medidas de proteção e aplicação de sistemas que forneçam redundância total ou parcial ao acionamento. Os atuais conversores de potência em acionamentos elétricos são equipados com um sistema de proteção que atua de modo a impedir a continuidade da operação do sistema, seja através da interrupção dos sinais de comando das chaves do inversor, interrupção da alimentação do sistema, ou desligamento da carga do sis-

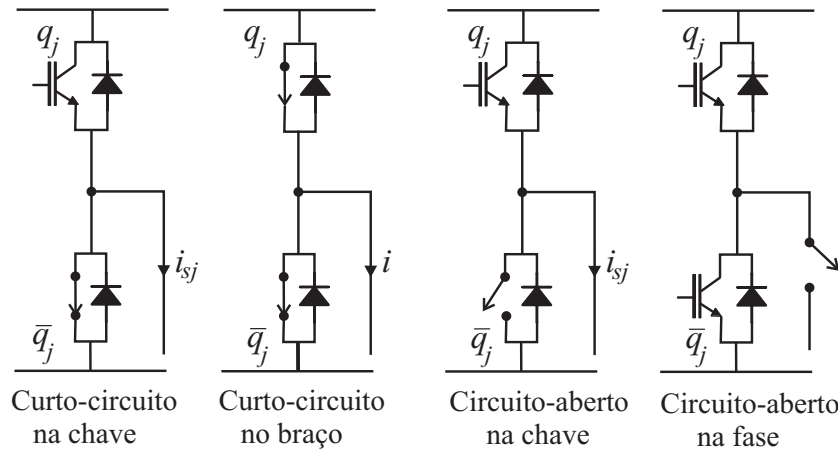


Figura 1.1. Representação de diferentes faltas no inversor

tema. O custo dos procedimentos de paradas não programadas ou interrupções abruptas pode ser alto e, além disso, em muitas aplicações é necessário garantir a continuidade operacional do sistema. Para diminuir os custos associados ao processo de parada e manutenção e aumentar a confiabilidade do sistema de acionamento é necessário introduzir algum esquema de tolerância a faltas. O “termo tolerância” a falta é usado para definir um sistema que irá continuar a operar com desempenho aceitável após a ocorrência de uma falta.

Vários artigos trataram do desenvolvimento de sistemas de acionamentos tolerante a faltas. O foco principal tem sido dado à criação de novas técnicas de análise, detecção, isolamento e compensação de faltas usando o inversor trifásico padrão. A análise de diferentes tipos de falta verificados em sistemas de acionamento a inversor de tensão pode ser encontrada em diversos trabalhos (KASTHA e BOSE, 1994; BIANCHI, BOLOGNANI e ZIGLIOTTO, 1996). Os tipos de faltas, verificadas no inversor, podem ser subdivididas em curto circuito e circuito aberto dos seus componentes. Na Fig. 1.1, são ilustradas as faltas nas chaves de potência e referem-se a: circuito aberto em uma das chaves de potência; circuito aberto em ambas as chaves de um dos braços do inversor, ou, equivalentemente, circuito aberto da fase do motor; curto-circuito de uma das chaves de potência e curto-circuito de ambas as chaves de potência de um dos braços do inversor. Essas faltas podem ser decorrentes de defeitos nas chaves de potência ou nos seus respectivos circuitos de comando. A pesquisa realizada por Welchko (2003) faz uma comparação entre as principais topologias de sistemas tolerantes a faltas encontradas na literatura. O artigo analisa as principais características, custos de implementação e limitações de desempenho de cada

topologia. As várias topologias com tolerância a faltas, Fig. 1.2, envolvem configurações com redundância de componentes (chaves e/ou fases do inversor), topologias com número reduzido de componentes, inversores em cascata e inversores trifásicos a quatro braços. Apesar de manter a operação do sistema, algumas destas técnicas provocam o surgimento de outros problemas, como a circulação de corrente de seqüência zero, aumento das correntes e oscilações no conjugado. Em muitos casos, o preço para manter a confiabilidade é pago com um menor desempenho do acionamento. Como na maioria dos casos estudados, é usado o motor de indução alimentado por inversor trifásico, existe a necessidade de componentes adicionais como chaves e/ou fusíveis para fornecer desempenho tolerável da máquina para operação pós-falta. A escolha de uma determinada solução para uma dada aplicação vai depender principalmente do tipo de falta e do nível de confiabilidade necessário.

Genericamente falando, existem duas maneiras de melhorar a confiabilidade: uma é o sobredimensionamento e a outra é a redundância. Com o sobredimensionamento do sistema, seus componentes sofrem menos stresses e as falhas tendem a ocorrer mais tarde. A redundância melhora a confiabilidade fornecendo soluções de “backup” de componentes ou de todo o sistema que podem ser usados depois que a falta ocorre.

A abordagem adotada nesta tese para o aumento da confiabilidade é promover a redundância ao sistema. Este objetivo é atingido através de sistemas multifases (mais de três fases) devido a sua inerente redundância. O uso de máquinas multifases fornece um maior grau de liberdade como resultado do maior número de fases, além de diversas vantagens sobre a máquina de indução trifásica como é amplamente discutido na literatura: (1) redução das oscilações de conjugado, (2) redução nas perdas rotóricas da máquina, (3) redução da corrente por fase, (4) redução no conteúdo harmônico da corrente do barramento CC , (5) aumento da potência/conjugado por corrente eficaz, para uma máquina de mesmo volume e (6) capacidade de operação sob condições de falta. Outras vantagens estão relacionadas com a melhoria nas características de ruídos da máquina e redução nas perdas do estator, o que leva a uma melhor eficiência.

O custo do conjunto conversor-máquina pode eventualmente aumentar com o número de

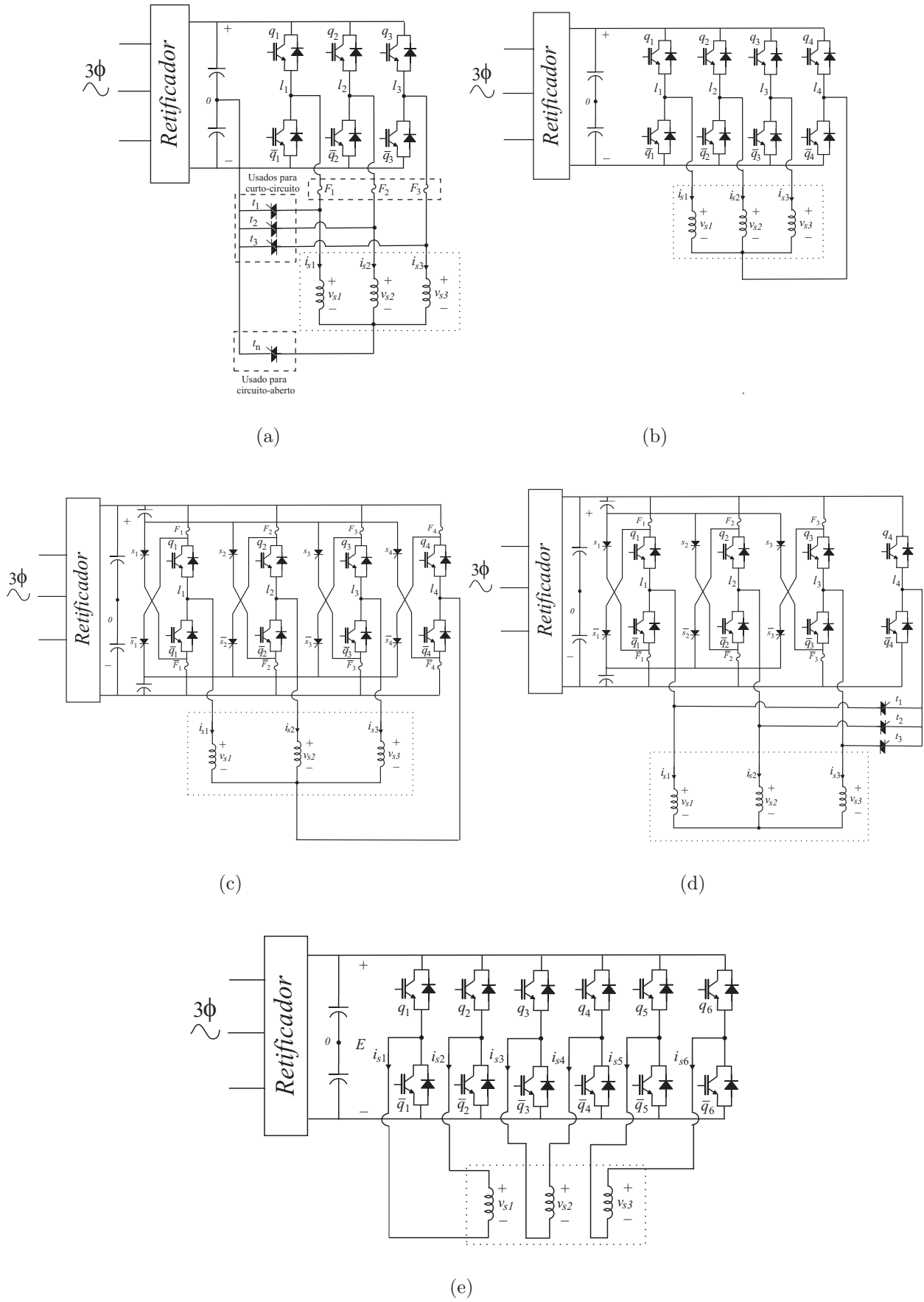


Figura 1.2. Topologias de inversores com tolerância a faltas

fases. Mas o custo extra pode ser justificado pela aplicação e um melhor desempenho não obtido com outras máquinas. É claro que isto acaba limitando o escopo de utilização destas máquinas. Em aplicações como em veículos elétricos por exemplo, a tensão do barramento CC é baixa, a tensão da fase é baixa e a corrente é elevada. O uso de sistemas multifases pode ser uma alternativa nesse tipo de aplicação para dividir a potência controlada em um número maior de braços no inversor, e assim reduzir as correntes nas chaves de potência onde a potência/corrente é elevada e os dispositivos semicondutores de elevada frequência possuem um custo elevado ou não estão disponíveis. Além das diversas vantagens já citadas em relação aos acionamentos com motores trifásicos. Em adição, existe um crescente interesse por parte da comunidade científica em investigar as características relacionadas ao uso de máquinas multifases como alternativa ao sistema de acionamento trifásico padrão. Além disso, uma máquina multifases pode ser derivada de uma máquina convencional, seja através da reconfiguração das conexões dos enrolamentos ou através do seu rebobinamento. Estas características motivam e justificam o uso da máquina multifases como alternativa para solucionar os problemas associados à confiabilidade da operação e ao desempenho de um sistema de acionamento tolerante a faltas.

A confiabilidade do acionamento também é afetada por um outro conjunto de problemas que tem surgido com o advento de rápidos dispositivos de potência. Especificamente, o inversor PWM tem sido apontado como o maior responsável pela falha mecânica nos mancais e de elevar os níveis de emissões eletromagnéticas. Em certos casos, os mancais podem ser rompidos paralisando o funcionamento da máquina. O desgaste mecânico dos mancais é atribuído às correntes que fluem nos próprios mancais, as quais são geradas pela tensão no eixo da máquina. Estas correntes, ditas de modo comum, devem ser limitadas de modo a aumentar a confiabilidade e a compatibilidade eletromagnética dos acionamentos elétricos. Isto pode ser conseguido através da adição de filtros na saída do inversor ou de esquemas de cancelamento ativos baseados em novas topologias de inversores. Quando filtros são aplicados para rejeição da tensão de modo comum, seu impacto sobre toda a eficiência de conversão do sistema de acionamento deve ser avaliado com cuidado.

A tensão de modo comum está diretamente relacionada com a seqüência dos estados de

chaveamento do inversor. Portanto, o uso de uma estratégia adequada de modulação permite minimizar os efeitos da tensão de modo comum. Para evitar o uso de componentes passivos adicionais, os motores de indução com número par de fases, tais como os motores de quatro e de seis fases, podem ser usados para eliminar a tensão de modo comum. A configuração básica usada para alimentar o motor de seis fases consiste de um inversor fonte de tensão de seis braços com doze chaves de potência. No entanto, devido à redundância da máquina de seis fases, é possível usar conversores com número reduzido de componentes. Esta característica possibilita que a máquina hexafásica possa ser alimentada por um inversor com número de braços menor que seis para reduzir ou eliminar a tensão de modo comum.

Dentro do contexto descrito anteriormente, esta tese avalia o uso da máquina hexafásica como parte do sistema de acionamento tolerante a faltas definindo algumas estratégias no controle do conversor para permitir a operação contínua e livre de perturbação do sistema de acionamento. Além disso, são exploradas as características das máquinas de quatro e seis fases sob diferentes configurações, visando a redução da tensão de modo comum.

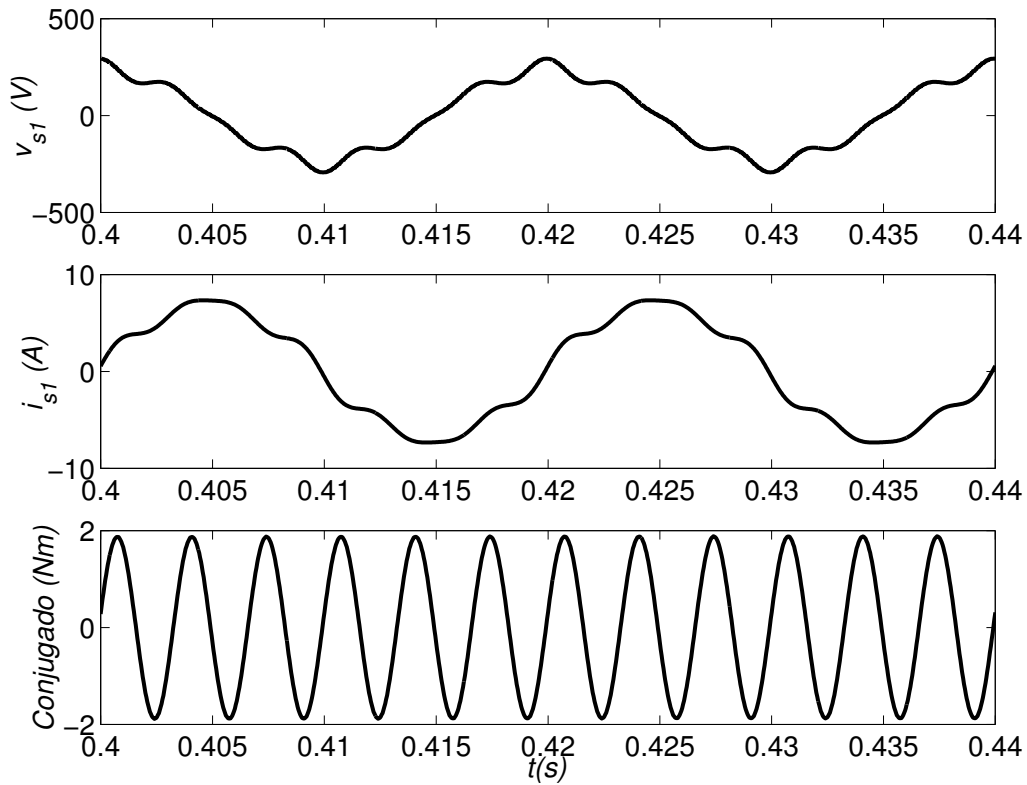
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Tradicionalmente uma máquina elétrica com três fases é selecionada na maioria das aplicações industriais, desde que o fornecimento de energia elétrica é realizado por rede elétrica trifásica. Entretanto, quando uma máquina é alimentada por um inversor, o uso de máquinas com apenas três fases deixa de ser obrigatório. O interesse sobre as máquinas multifases foi inicialmente motivado pela possibilidade de divisão da potência de saída e em seguida, utilizando com inversores seis degraus, reduzir as oscilações de conjugado presentes nos acionamentos com a máquina trifásica. Além disso, outras vantagens da máquina multifases sobre a máquina trifásica permitem que ela seja usada para solucionar alguns problemas normalmente encontrados em sistemas trifásicos como apresentar maior confiabilidade quando da perda de uma ou mais fases do motor. O propósito de usar um sistema multifases é principalmente o de atingir um maior nível de potência, reduzir as oscilações e aumentar a densidade de conjugado e mel-

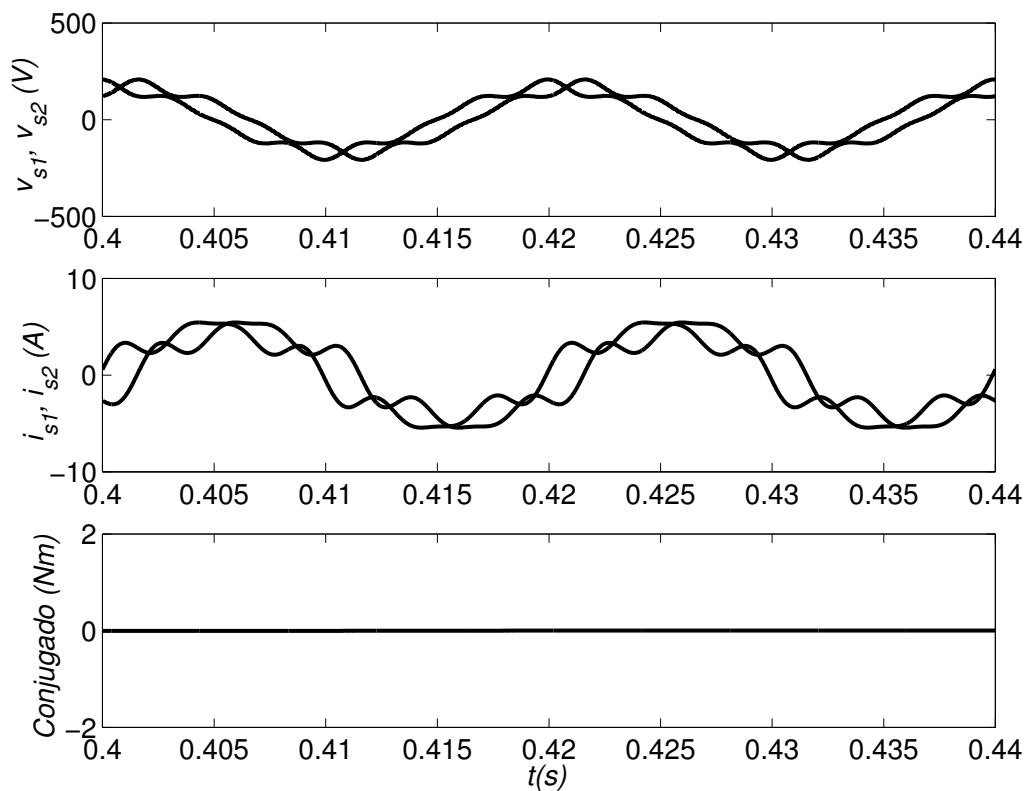
horar a confiabilidade. Do ponto de vista do número de fases, as soluções multifases discutidas na literatura abordam diferentes tipos de máquinas com diferentes números de fases: motores de indução (WARD e HÄRER, 1969; NELSON e KRAUSE, 1974; LIPO, 1980; PAVITHRAN, PARIMELALAGAN e KRISHNAMURTHY, 1988; TOLIYAT, LIPO e WHITE, 1991a, 1991b; FU e LIPO, 1994), motores síncronos com rotor bobinado (RAFESTHAIN, FEUILLET e PERRET, 1990), motores síncronos a imã permanente (GOPALARATHNAM, TOLIYAT e MOREIRA, 2000), (PARSA e TOLIYAT, 2005a) e motores de relutância chaveada (TOLIYAT, XU e LIPO, 1992; TOLIYAT, WAIKAR e LIPO, 1998). Existem diversas publicações mostrando diferentes aplicações com acionamentos de máquinas multifases. Como mencionado antes, estas aplicações estão principalmente relacionadas à alta potência e necessidade de maior confiabilidade tais como em veículos elétricos (PARSA, GOODARZI e TOLIYAT, 2005), propulsão de navios (SMITH, 2002; PARSAR e TOLIYAT, 2005b), tração ferroviária (MANTERO, MONTI e SPREAFICO, 1998), aplicações aeroespaciais (ATKINSON, *et al.*, 2005), entre outras.

Entre as diferentes configurações de máquinas multifases, uma máquina de indução de seis fases cujo estator é composto por dois grupos de bobinas trifásicas deslocados um do outro de um determinado ângulo α , é amplamente discutida na literatura. A configuração mais usual possui um deslocamento angular, α , de 30° entre os dois grupos trifásicos com neutros isolados. A principal razão da escolha desta configuração é a eliminação do sexto harmônico na oscilação de conjugado, usualmente encontrado em acionamentos com máquinas trifásicas alimentadas por inversor fonte de tensão onda quadrada. Esta possibilidade de eliminar harmônicos de ordem baixa é claramente uma vantagem das máquinas multifases. Esta característica ainda é válida em aplicações de grande potência. O uso de máquinas com diferentes valores de α , como $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$, pode oferecer algumas vantagens em relação a máquina de 30° tais como o controle *PWM* vetorial mais simples e menor distorção nas correntes da máquina (HADIOUCHE, RAZIK e REZZOUG, 2000). Diversos termos são usados na literatura para identificar este tipo de máquina: seis fases, fase dividida, duplo trifásico, dupla estrela, duplo estator, mas particularmente nesta tese o termo seis fases será usado. As principais características de máquinas multifases podem ser descritas através de diversos trabalhos apresentados na literatura

- A necessidade de aumentar o número de fases de uma máquina está principalmente relacionada a aplicações em alta potência. A aplicação de uma máquina multifases, associada com um inversor fonte de tensão possibilita a redução da corrente nos dispositivos de potência e a conseqüente redução das perdas de condução e chaveamento. O conversor trabalha com uma corrente por braço menor em relação a um sistema trifásico de mesma potência (TERRIEN e BENKHORIS, 1999; PARSA e TOLIYAT, 2005b).
- A distribuição de fluxo do entreferro de uma máquina trifásica apresenta harmônicas que contribuem para oscilação no conjugado eletromagnético e perdas no rotor. Na referência (WARD e HÄRER, 1969), foi investigado a possibilidade de aumentar o número de fases de um motor de indução para reduzir a amplitude das oscilações de conjugado. Foi usado um motor de cinco fases e observado que seria possível reduzir as oscilações no conjugado de aproximadamente $1/3$ em relação a uma máquina trifásica equivalente. Em Klingshirn (1983a, 1983b), foram apresentadas as características de conjugado-velocidade de máquinas multifases e os efeitos do passo da bobina sobre o conteúdo harmônico das correntes do estator. Foi mostrado por Nelson e Krause (1974) que o uso de um motor de seis fases com deslocamento espacial entre grupos trifásicos de 30° elimina completamente o sexto harmônico da oscilação de conjugado usualmente encontrado em motores trifásicos acionados por inversores. Como exemplo disso, na Fig. 1.3 são apresentados os resultados de simulação das correntes e do conjugado para máquinas trifásica e hexafásica de 30° quando alimentadas por tensões ideais com adição de harmônicas de ordem 5 e 7 com 10% de amplitude da fundamental. Esta figura mostra claramente o efeito do aumento no número de fases do motor.
- A eliminação de certas harmônicas do fluxo de entreferro, diminui as perdas rotóricas da máquina, pois estes harmônicos não terão efeitos sobre o rotor. Conseqüentemente, uma máquina multifases terá sempre menos perdas rotóricas que uma máquina trifásica convencional (ABBAS, CHRISEN e JAHNS, 1984; SINGH, 2002).
- Com o aumento do número de fases, é possível o aumento do conjugado por corrente



(a)



(b)

Figura 1.3. Tensão, corrente e conjugado eletromagnético:(a) Máquina trifásica; (b) Máquina Hexafásica 30°.

eficaz, para uma máquina de mesmo volume. A máquina pentafásica, por exemplo, pode produzir, teoricamente, 10% de conjugado suplementar, comparada à máquina trifásica (TOLIYAT, LIPO e WHITE, 1991a). Esta característica foi explorada na máquina hexafásica assimétrica através da injeção de componentes de terceira harmônica pelo inversor (LIRA e LIPO, 2002);

- Embora uma máquina multifases minimize as oscilações de conjugado pela eliminação de certas harmônicas, estas harmônicas circulam entre os conjuntos de enrolamentos trifásicos do estator e geram perdas (ABBAS, CHRISEN e JAHNS, 1984; GOPAKUMAR, RAGANATHAN e BHAT, 1993), resultando em um aumento do tamanho e do custo da máquina e do inversor. Esta situação pode ser verificada nas curvas de corrente da Fig. 1.3. Várias estratégias são usadas para diminuir a amplitude destas harmônicas: desde a adição de filtros (KLINGSHIRN, 1985), passando pela modificação da estrutura da máquina (HADIOUCHE, RAZIK e REZZOUG, 2004) e técnicas de controle por Modulação por largura de pulso dedicadas (ZHAO e LIPO, 1995; BOJOI, *et al.*, 2002; BAKHSHAI, JOOS e JIM, 1998; CORRÊA, *et al.*, 2003b).
- A modelagem de máquinas multifases sob condições normais e de faltas foram apresentadas em alguns artigos. A análise pode ser feita de maneira similar ao caso trifásico. Nelson e Krause (1974) apresentaram o modelo da máquina multifases com arbitrário deslocamento. O modelo foi definido a partir da transformação para o referencial dqo normalmente usada para sistemas trifásicos. Um modelo dqo do motor hexafásico incluindo o acoplamento das indutâncias de dispersão foi apresentado por Lipo (1980), onde o circuito equivalente foi mostrado. Zhao e Lipo (1995) usaram decomposição vetorial para a modelagem de uma máquina de indução hexafásica. Essa abordagem transforma o espaço de dimensão 6 da máquina em três subespaços ortogonais de dimensão dois. Estes mesmos autores, (ZHAO e LIPO, 1996), também apresentaram um outro modelo para representar o comportamento dinâmico da máquina sob condições desbalanceadas. Pant, Singh e Singh (1999) propõem um modelo generalizado para a análise da máquina hexafásica sob condições balanceadas e desbalanceadas (circuito aberto e curto circuito).

- Diferentemente da máquina trifásica na qual é necessária uma componente de seqüência zero para fornecer operação estável quando sujeita a uma falta, a máquina multifases, operando sob falta, com controle adequado, não necessita de conexão do neutro para operar de forma balanceada (FU e LIPO, 1994). Um dos primeiros sistemas tolerante a faltas é utilizado em Janhs (1980). Neste trabalho a tolerância a falta foi introduzido pelo uso de múltiplas e independentes unidades monofásicas de acionamento para alimentar máquinas multifases. Em Fu e Lipo (1994) a operação da máquina multifases foi estudada quando uma fase do motor é perdida. Neste artigo, o controle das correntes das fases remanescentes é realizado de forma a manter as mesmas forças magnetomotrizes da condição normal de operação. Abordagem similar a esta foi adotada em Xu, Toliyat e Petersen (2002) e Parsa e Toliyat (2004) para as máquinas de indução e a imã permanente pentafásica com a injeção de terceira harmônica. Recentemente Jacobina *et al.* (2004) e Jacobina, Miranda e Lima (2005a) introduziram duas técnicas de controle com tolerância a faltas usando um sistema hexafásico. Na primeira, a tensão de fase aberta é monitorada e usada para gerar novas referências de tensão de modo a manter a operação normal da máquina. Neste esquema a tolerância à falta é atingida sem nenhuma reconfiguração da topologia do inversor. Na segunda o inversor hexafásico é reconfigurado para uma topologia com número reduzido de componentes. As técnicas de controle utilizadas permitem o funcionamento do sistema nas condições normal e de pós-falta. A utilização de topologias com número reduzido de componentes para o acionamento hexafásico tem sido analisada por Jacobina, Miranda e Lima (2005b). Neste trabalho, diferentes configurações de inversores com 5 e 4 braços alimentando uma máquina de seis fases foram estudadas. Em Atkinson *et al.* (2005) o projeto da máquina é realizado especialmente para atingir um alto grau de confiabilidade. As fases da máquina são projetadas com isolamento térmico e magnético quase que total e alimentadas por inversores individuais. Mais recente é o trabalho de Parsa, Goodarzi e Toliyat (2007) que apresenta um controle ótimo tolerante a falta de uma máquina multifases a imã permanente para faltas do tipo circuito aberto e curto circuito.

- Com uma estratégia de modulação por largura de pulso (*PWM*) adequada, reduz-se ou até mesmo se elimina a tensão de modo comum que atua nas capacitâncias parasitas dos mancais evitando seu desgaste prematuro (ORITI, JULIAN e LIPO, 1997b). As máquinas com número par de fases, permitem a aplicação de modulação que anulam instantaneamente a tensão de modo comum (JOUANNE e ZHANG, 1999; CORRÊA, *et al.*, 2003a). O projeto de diferentes técnicas para redução da tensão de modo comum em acionamentos com motores com duplo enrolamento e reduzido número de componentes tem sido investigado (CORRÊA, *et al.*, 2005b).

1.3 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é desenvolver estratégias de compensação de faltas, ocorridas no conversor. Além disso, novas estratégias de controle PWM são sintetizadas priorizando a redução da tensão de modo comum.

As principais contribuições desse trabalho podem ser resumidas pela realização dos seguintes tópicos:

- Desenvolver novas técnicas de compensação de faltas do tipo circuito aberto e curto circuito sem componentes adicionais ou reconfiguração do inversor para acionamentos em malha aberta e malha fechada.
- Propor um esquema de controle de corrente para aumentar a confiabilidade do sistema. Este controle age sobre as as componentes de sequência positiva e negativa e assegura que a máquina irá operar de forma balanceada na condição de falta.
- Estender as técnicas de detecção e identificação de faltas para o inversor de tensão hexafásico. O algoritmo é baseado na observação das medições de tensão do sistema.
- Definir topologias do conversor com número reduzido de componentes que possam ser utilizadas na reconfiguração do sistema. O controle dessa topologia é implementado por técnicas de modulação PWM adequadas à estrutura.

- Propor estratégias de modulação adequadas a estruturas de conversores com quatro braços que visam a redução ou eliminação da tensão de modo comum.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta tese é dividida nas seguintes partes principais: no capítulo 1, são apresentadas as principais características das máquinas multifases exploradas por diversos trabalhos encontrados na literatura.

No capítulo 2, são apresentados os modelos usados para caracterizar o comportamento dinâmico da máquina sob condições normais e sob falta. A caracterização da máquina sob falta é uma importante ferramenta para análise das estratégias propostas. Para o diagnóstico da condição de falta, uma técnica de detecção e identificação, aplicada em sistemas trifásicos, é estendida para o caso do inversor de seis fases. Os resultados de simulação e experimentais apresentados neste capítulo demonstram que o modelo é adequado para representação do comportamento da máquina para operação sob falta.

O capítulo 3 contribui para o aumento da confiabilidade propondo estratégias de compensação de faltas para o sistema hexafásico sem componentes adicionais ou reconfiguração do inversor. A abordagem é realizada sob dois pontos de vista: análise em tensão e análise em corrente. É realizado um estudo nas situações de falta de uma, duas e três fases do motor. O trabalho de pesquisa apresentado neste capítulo resultou nas publicações (JACOBINA, *et al.*, 2004), (MIRANDA, *et al.*, 2005).

No capítulo 4, também contribui para a melhoria da confiabilidade propondo uma estratégia de compensação de falta usando reconfiguração do inversor. A reconfiguração do inversor utiliza a redundância do sistema através do compartilhamento de braços do inversor para substituir os componentes sob falta. A isolamento e reconfiguração são realizadas a partir de dispositivos semicondutores auxiliares. Os resultados deste estudo foram publicados em (JACOBINA, MIRANDA e LIMA, 2005a), (JACOBINA, MIRANDA e LIMA, 2005b), (JACOBINA, *et al.*, 2005).

O capítulo 5 tem como foco a análise de falta do tipo curto circuito em uma das chaves

do inversor. É apresentada uma estratégia de controle que mantenha a operação do sistema na condição pós-falta. São discutidas quais as características da máquina necessárias para aumentar a confiabilidade do acionamento.

O capítulo 6 aborda estratégias *PWM* que priorizem a redução ou eliminação instantânea da tensão de modo comum. As estratégias propostas utilizam sistemas hexafásicos com número reduzido de componentes. É realizada também a análise comparativa entre as diferentes estratégias. O estudo destas estratégias resultou na seguinte publicação (CORRÊA, *et al.*, 2005b).

No capítulo 7, é apresentada uma conclusão geral e expõe as perspectivas de estudo futuras.

ACIONAMENTO HEXAFÁSICO EM CONDIÇÕES NORMAL E DE FALTA

2.1 MODELO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO HEXAFÁSICA

A análise de máquinas multifases pode ser encontrada em diversos textos (NELSON e KRAUSE, 1974; WHITE e WOODSON, 1959; ZHAO e LIPO, 1995; ABBAS, CHRISEN e JAHNS, 1984). A teoria de componentes simétricas e a teoria matricial serviram como base teórica para as transformações usadas nestes trabalhos. Para o caso da máquina hexafásica, os textos analisam os casos em que o deslocamento entre os grupos trifásicos é simétrico (WHITE e WOODSON, 1959) e assimétrico (NELSON e KRAUSE, 1974). Além disso, duas abordagens normalmente são tratadas na literatura: a abordagem com duplo estator (*dual stator*) (NELSON e KRAUSE, 1974) e a abordagem por decomposição vetorial (*space vector*) (ABBAS, CHRISEN e JAHNS, 1984; ZHAO e LIPO, 1995). No primeiro caso a máquina de indução hexafásica (*MIH*) é tratada como duas máquinas trifásicas que compartilham o mesmo circuito magnético. No segundo caso, como um único conjunto com 6 fases. A análise e a modelagem da *MIH* com ângulo arbitrário entre os grupos trifásicos foi realizada em Hadiouche, Razik e Rezzoug (2000). Neste trabalho, foi realizado um estudo sobre o efeito do ângulo de deslocamento entre os grupos trifásicos no desempenho dinâmico da máquina. Para o propósito deste trabalho é interessante demonstrar um modelo geral para qualquer ângulo de deslocamento entre os grupos trifásicos.

Na Fig. 2.1 é ilustrado o esquema de distribuição dos enrolamentos, de modo concentrado, do estator e do rotor. Os dois conjuntos trifásicos simétricos (defasamento entre as fases de 120°) s_1, s_3, s_5 e s_2, s_4, s_6 do estator são deslocados entre si de α . Os centros de estrela podem ser conectados de forma independente, denominado neutro duplo ou conexão com um único neutro denominado neutro simples. O rotor é do tipo gaiola de esquilo e pode ser modelado

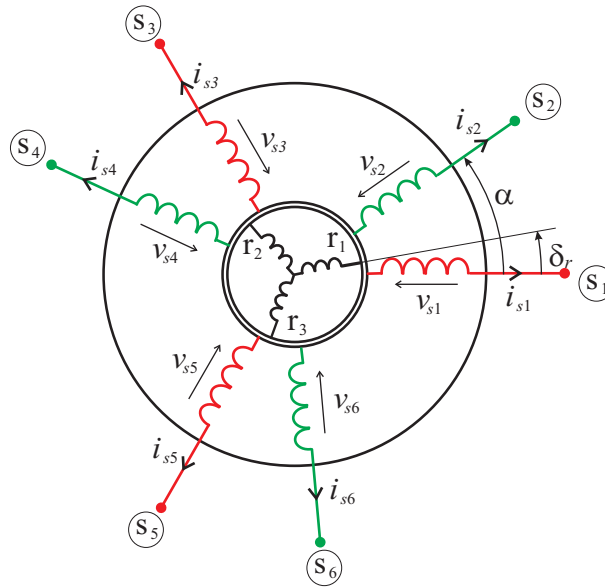


Figura 2.1. Máquina de indução hexafásica genérica formada por duas armaduras estatóricas (s_1, s_3, s_5 e s_2, s_4, s_6) defasadas por um ângulo α .

com seis ou três fases. Neste estudo adotou-se três fases r_1, r_2 e r_3 (defasados 120° uma da outra).

O desenvolvimento das equações nas duas abordagens assume geralmente as seguintes posições simplificadoras:

- entreferro uniforme.
- as perdas no ferro, rotacionais e saturação do núcleo (máquina linear) são desprezadas.
- enrolamentos do estator e do rotor distribuídos de maneira senoidal ao longo do entreferro.
- enrolamentos idênticos nos dois grupos de bobinas trifásicos para todas as fases.

Considere uma máquina de indução formada por 6 fases no estator e 3 fases no rotor. As tensões estatóricas e rotóricas de fase são dadas por

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \lambda_s \\
 &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} (\lambda_{ss} + \lambda_{sr}) \\
 &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{ss} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

e

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_r &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} \lambda_r \\
 &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} (\lambda_{rr} + \lambda_{sr}) \\
 &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r + \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_s)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

onde $\mathbf{v}_s = [v_{s1} \ v_{s3} \ v_{s5} \ v_{s2} \ v_{s4} \ v_{s6}]^T$, $\mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s3} \ i_{s5} \ i_{s2} \ i_{s4} \ i_{s6}]^T$, e $\lambda_s = [\lambda_{s1} \ \lambda_{s3} \ \lambda_{s5} \ \lambda_{s2} \ \lambda_{s4} \ \lambda_{s6}]^T$ são os vetores de tensão, corrente e fluxo do estator respectivamente; $\mathbf{v}_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3}]^T$, $\mathbf{i}_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T$, e $\lambda_r = [\lambda_{r1} \ \lambda_{r2} \ \lambda_{r3}]^T$ são os vetores de tensão, corrente e fluxo do rotor respectivamente; $\mathbf{r}_s = r_s \mathbf{I}_6$ e $\mathbf{r}_r = r_r \mathbf{I}_3$ são matrizes de resistências de fases do estator e do rotor respectivamente; \mathbf{I}_6 e \mathbf{I}_3 são matrizes identidades de ordem 6×6 e 3×3 respectivamente; \mathbf{L}_{ss} e \mathbf{L}_{rr} são matrizes de indutâncias do estator e do rotor respectivamente; $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$ é a matriz de indutância mútua entre estator e rotor; para a máquina equilibrada, as matrizes de indutâncias são:

$$\mathbf{L}_{ss} = L_{ls} \mathbf{I}_6 + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \cos \alpha & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos \alpha & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos \alpha \\ \cos \alpha & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos \alpha & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos \alpha & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{lr} \mathbf{I}_3 + L_{mr} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \\ \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

onde L_{ms} e L_{mr} são as indutâncias de magnetização do estator e do rotor, L_{ls} e L_{lr} são as indutâncias de dispersão do estator e do rotor, M_{sr} é a indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor e δ_r é a posição elétrica do rotor.

De (2.1) e (2.2) nota-se que o modelo matemático é bastante complexo para ser usado, já que 9 equações diferenciais não lineares devem ser resolvidas. Adicionalmente, o modelo deve ser completado com a expressão do conjugado e a equação mecânica. Por esta razão, uma transformação apropriada deve ser usada para obter um modelo mais simples de analisar.

2.1.1 Modelagem como Duplo trifásico

A abordagem como duplo trifásico usa os mesmos princípios aplicados a modelagem de uma máquina trifásica. Assim, uma primeira transformação de coordenadas pode ser feita, aplicando as transformações da máquina trifásica em cada conjunto trifásico, visando a obtenção de um modelo simplificado.

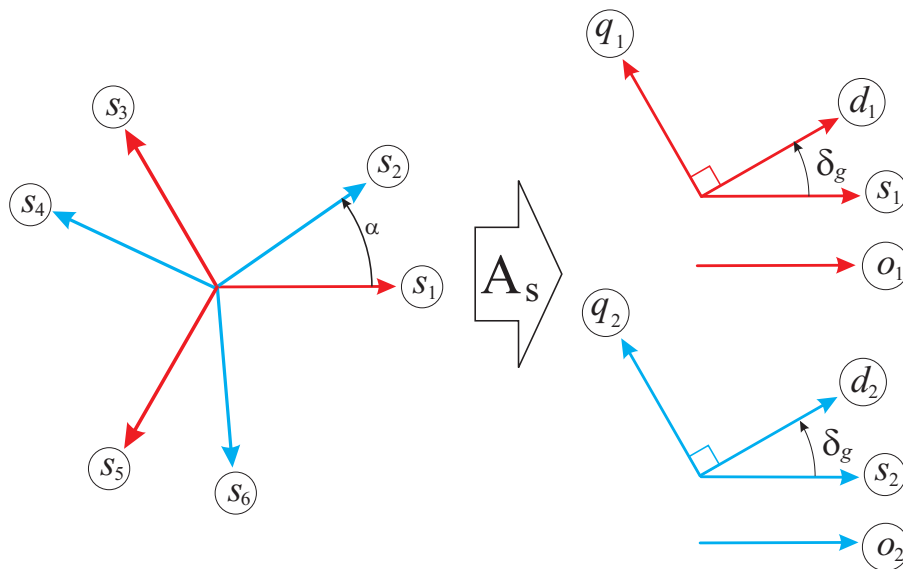


Figura 2.2. Diagrama vetorial hexafásico e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.

Este procedimento resulta na transformação de cada conjunto trifásico para os subespaços $d_1q_1o_1$ e $d_2q_2o_2$, que representam a parte ativa de cada conjunto.

A matriz de transformação de coordenadas A_s , pode ser formada a partir da transformação de Park, considerando-se o deslocamento entre os grupos trifásicos tal como mostra o diagrama da Fig. 2.2. O índice s ou r se refere ao estator ou ao rotor respectivamente. Dessa forma,

pode-se escrever para uma variável \mathbf{w} qualquer

$$\mathbf{w}_{s135246} = \mathbf{A}_s \mathbf{w}_{sd_1q_1o_1d_2q_2o_2}^g = \mathbf{A}_s \mathbf{w}_{dqo}^g \quad (2.3)$$

$$\mathbf{w}_{r123} = \mathbf{A}_r \mathbf{w}_{rdqo}^g \quad (2.4)$$

com $\mathbf{w}_{s135246} = [w_{s1} \ w_{s3} \ w_{s5} \ w_{s2} \ w_{s4} \ w_{s6}]^T$, $\mathbf{w}_{dqo}^g = [w_{sd_1} \ w_{sq_1} \ w_{so_1} \ w_{sd_2} \ w_{sq_2} \ w_{so_2}]^T$

e $\mathbf{w}_{r123}^g = [w_{r1} \ w_{r2} \ w_{r3}]^T$ onde w é uma variável qualquer que pode ser tensão, corrente ou fluxo. O expoente g , serve para indicar o referencial genérico dos eixos dq .

$$\mathbf{A}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \delta_g & -\sin \delta_g & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_g - \alpha) & -\sin(\delta_g - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_g + \frac{\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

com

$$\delta_g = \int_0^t \omega_g dt + \delta_g(0)$$

onde ω_g é a velocidade do referencial genérico. Para as variáveis do rotor, a matriz de transformação usada normalmente para o caso trifásico é dada por

$$\mathbf{A}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\sin(\delta_g - \delta_r) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \cos(\delta_g - \delta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \cos(\delta_g - \delta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \delta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Aplicando as transformações anteriores em (2.1) e (2.2), as equações de fluxo tornam-se

$$\lambda_{s2dqo}^g = \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{A}_s \mathbf{i}_{s2dqo}^g + \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g$$

$$\lambda_{rdqo}^g = \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{L}_{rs} \mathbf{A}_s \mathbf{i}_{s2dqo}^g + \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{L}_{rr} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g$$

onde

$$\mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}$$

e

$$\mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{A}_r = M_{sr} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{L}_{rs} \mathbf{A}_r = M_{sr} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{L}_{rr} \mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix}$$

As equações de tensão estatóricas em dqo podem ser obtidas como,

$$\mathbf{v}_{sdqo}^g = \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{r}_s \mathbf{A}_s \mathbf{i}_{sdqo}^g + \frac{d\lambda_{sdqo}^g}{dt} + \mathbf{A}_s^{-1} \frac{d}{dt} [\mathbf{A}_s \lambda_{sdqo}^g] \quad (2.6)$$

$$= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{sdqo}^g + \frac{d\lambda_{sdqo}^g}{dt} + \omega_g \mathbf{A}_s^{-1} \left[\frac{d\mathbf{A}_s}{d\delta_g} \right] \lambda_{sdqo}^g \quad (2.7)$$

$$= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{sdqo}^g + \frac{d\lambda_{sdqo}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \lambda_{sdqo}^g \quad (2.8)$$

onde $\omega_g = \frac{d\delta_g}{dt}$, $\mathbf{0}$ é uma matriz nula de ordem 3×3 e

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

De forma análoga, obtém-se as tensões rotóricas

$$\mathbf{v}_{rdqo}^g = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g + \frac{d\lambda_{rdqo}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \mathbf{J} \lambda_{rdqo}^g \quad (2.9)$$

O modelo dinâmico para a máquina hexafásica pode ser representado também através de uma notação vetorial complexa. O mapeamento entre as notações complexa e escalar é definido como:

$$f_{sdq} = f_{sd} + j f_{sq}$$

onde f representa um vetor complexo genérico. Usando a notação complexa, o modelo da máquina pode ser reescrito como

$$v_{sdq_1}^g = r_s i_{sdq_1}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq_1}^g + j \omega_g \lambda_{sdq_1}^g \quad (2.10)$$

$$v_{sdq_2}^g = r_s i_{sdq_2}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq_2}^g + j \omega_g \lambda_{sdq_2}^g \quad (2.11)$$

$$v_{rdq}^g = r_r i_{rdq}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{rdq}^g + j (\omega_g - \omega_r) \lambda_{rdq}^g \quad (2.12)$$

$$\lambda_{sdq_1}^g = l_s i_{sdq_1}^g + l_m i_{sdq_2}^g + l_{sr} i_{rdq}^g \quad (2.13)$$

$$\lambda_{sdq_2}^g = l_m i_{sdq_1}^g + l_s i_{sdq_2}^g + l_{sr} i_{rdq}^g \quad (2.14)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_{sr} (i_{sdq_1}^g + i_{sdq_2}^g) + l_r i_{rdq}^g \quad (2.15)$$

onde $v_{sdq_1}^g = v_{sd_1}^g + jv_{sq_1}^g$, $v_{sdq_2}^g = v_{sd_2}^g + jv_{sq_2}^g$, $i_{sdq_1}^g = i_{sd_1}^g + ji_{sq_1}^g$, $i_{sdq_2}^g = i_{sd_2}^g + ji_{sq_2}^g$, $\lambda_{sdq_1}^g = \lambda_{sd_1}^g + j\lambda_{sq_1}^g$ e $\lambda_{sdq_2}^g = \lambda_{sd_2}^g + j\lambda_{sq_2}^g$ são os vetores no subspaço dq_1 e dq_2 de tensão, corrente e fluxo do estator respectivamente (as variáveis equivalente para o rotor são obtidas pela substituição do índice s por r); ω_r é a frequência angular do rotor; $l_s = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}$ e $l_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$, são as indutâncias próprias do estator e do rotor; $l_m = \frac{3}{2}L_{ms}$ e $l_{sr} = \frac{3}{2}M_{sr}$ são as indutâncias de magnetização e mútua equivalentes da máquina.

O modelo da máquina é completado com as equações das componentes homopolares:

$$v_{so_1}^g = r_s i_{so_1}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{so_1}^g \quad (2.16)$$

$$v_{so_2}^g = r_s i_{so_2}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{so_2}^g \quad (2.17)$$

$$v_{ro}^g = r_r i_{ro}^g + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro}^g = 0 \quad (2.18)$$

e com a expressão do conjugado eletromagnético:

$$C_e = Pl_{sr}[(i_{sq_1}^g + i_{sq_2}^g)i_{rd}^g - (i_{sd_1}^g + i_{sd_2}^g)i_{rq}^g]$$

onde P é o número de pares de pólos da máquina.

O circuito equivalente da máquina pode ser obtido das equações (2.10 - 2.15) refletindo-se todas as grandezas do rotor para o estator usando

$$\frac{v'_{rd}}{v_{rd}} = \frac{N_s}{N_r} = \frac{L_{ms}}{M_{sr}} \quad (2.19)$$

$$i'_r = \frac{M_{sr}}{L_{ms}} i_r \quad (2.20)$$

$$r'_r = \left(\frac{L_{ms}}{M_{sr}}\right)^2 r_r \quad (2.21)$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{L_{ms}}{M_{sr}}\right)^2 L_{lr} \quad (2.22)$$

$$v_{sdq_1}^g = r_s i_{sdq_1}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sdq_1}^g + l_m \frac{d}{dt} (i_{sdq_1}^g + i_{sdq_2}^g + i'_{rdq}) + j\omega_g \lambda_{sdq_1}^g \quad (2.23)$$

$$v_{sdq_2}^g = r_s i_{sdq_2}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sdq_2}^g + l_m \frac{d}{dt} (i_{sdq_1}^g + i_{sdq_2}^g + i'_{rdq}) + j\omega_g \lambda_{sdq_2}^g \quad (2.24)$$

$$v'_{rdq} = r'_r i'_{rdq} + L'_{lr} \frac{d}{dt} i'_{rdq} + l_m \frac{d}{dt} (i_{sdq_1}^g + i_{sdq_2}^g + i'_{rdq}) + j(\omega_g - \omega_r) \lambda'_{rdq} \quad (2.25)$$

Na Fig. 2.3 é representado o circuito elétrico equivalente da máquina hexafásica para um referencial genérico. O circuito equivalente também possui dois circuitos representando as

correntes homopolares nos dois conjuntos trifásicos. Se os conjuntos são conectados em estrela e os neutros são separados, as correntes homopolares serão nulas e estes circuitos podem ser desprezados.

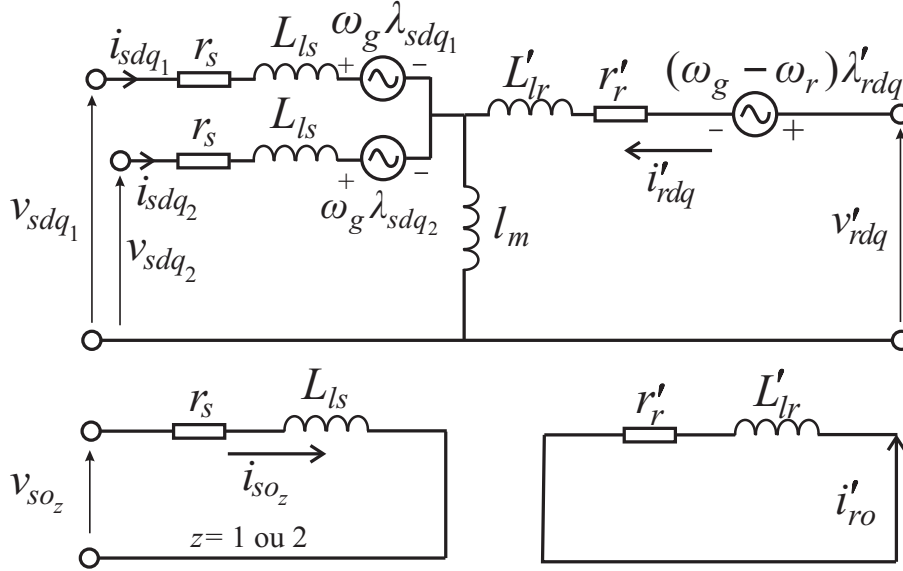


Figura 2.3. Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem Duplo Estator.

Observa-se que o circuito possui dupla alimentação (\mathbf{v}_{sdq1} e \mathbf{v}_{sdq2}). Se as tensões e os circuitos dos dois grupos do estator são iguais, as correntes resultantes também serão iguais. As *f.m.m* criadas por estas correntes irão contribuir igualmente para a produção do conjugado devido ao acoplamento entre os conjuntos trifásicos. Este é o caso das harmônicas de ordem $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) para a máquina com $\alpha = 30^\circ$; $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) para $\alpha = 60^\circ$; $3k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) para $\alpha = 0^\circ$ (ver Apêndice A). As componentes de corrente produzidas nas duas alimentações com amplitudes iguais mas defasadas de 180° não irão produzir corrente de magnetização e não haverá conversão eletromecânica de energia. Este é o caso das harmônicas de ordem $6k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5, \dots$) para $\alpha = 30^\circ$; $3k \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) para $\alpha = 60^\circ$. Se certos harmônicos não participam da conversão eletromecânica de energia, as perdas rotóricas e a ondulação no conjugado serão menores. Isto explica porque na máquina com $\alpha = 30^\circ$, a oscilação de conjugado com frequência 6 vezes a da alimentação produzida pelos harmônicos 5 e 7 é eliminada.

2.1.2 Modelagem por Decomposição Vetorial

Na abordagem por decomposição vetorial, o sistema original de dimensão seis é transformado em três subespaços ou planos mutuamente ortogonais de dimensão dois cada um definidos como (dq) , (xy) e (oo') . A transformação de coordenadas, também tem a propriedade de separar as componentes harmônicas em diferentes grupos e projetá-los nos diferentes subespaços. Portanto, para uma máquina hexafásica com deslocamento α qualquer pode-se escrever

$$\mathbf{w}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{w}_{sdqxyoo'}^g \quad (2.26)$$

com

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \delta_g & -\sin \delta_g & \cos \delta_g & -\sin \delta_g & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \alpha) & -\sin(\delta_g - \alpha) & -\cos(\delta_g - \alpha) & \sin(\delta_g - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\text{e } \mathbf{w}_{sdqxyoo'}^g = [w_{sd} \ w_{sq} \ w_{sx} \ w_{sy} \ w_{so} \ w_{so'}]^T.$$

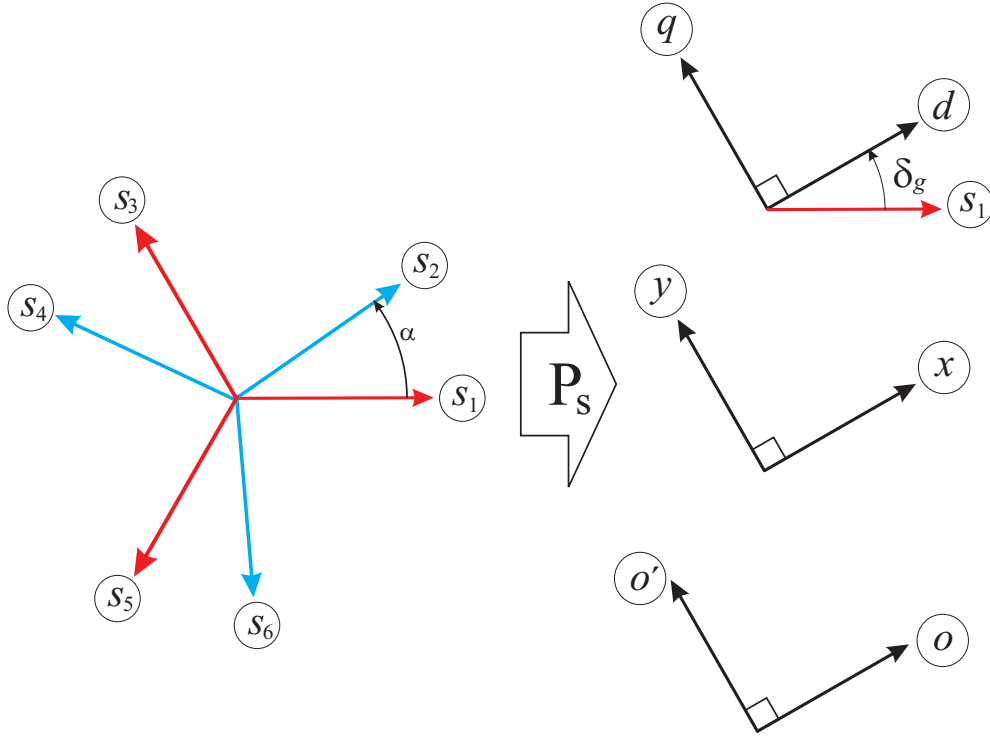


Figura 2.4. Diagrama vetorial hexafásico e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.

Para o rotor, a matriz de transformação é a mesma usada na abordagem com duplo estator aqui repetida na equação (2.28).

$$\mathbf{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\sin(\delta_g - \delta_r) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\cos(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{3}\pi) & \sin(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{3}\pi) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\sin(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{6}\pi) & -\cos(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{6}\pi) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Estas matrizes de transformação são tais que $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$ e os coeficientes $\frac{1}{\sqrt{3}}$ e $\sqrt{\frac{2}{3}}$ tornam as transformações invariantes em potência. A matriz \mathbf{P}_s é um caso generalizado daquele apresentado em Zhao e Lipo (1995), onde é demonstrado que a transformação aplicada à máquina com $\alpha = 30^\circ$ possui as seguintes propriedades (ver Apêndice A):

- As componentes fundamentais das variáveis da máquina e os harmônicos de ordem $12k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) são mapeados no subespaço dq . Estas componentes representam a parte ativa e mapeia o fluxo resultante no entreferro da *MIH*.
- As harmônicas de ordem $6k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5, \dots$) são transformadas no subespaço xy . Estas harmônicas não contribuem para a produção de conjugado eletromagnético, pois os subespaços dq e xy são ortogonais.
- Ao subespaço oo' associam-se às variáveis homopolares.

Para outros deslocamentos particulares os grupos harmônicos são diferentes, como por exemplo $\alpha = 60^\circ$, a transformação projeta as componentes harmônicas de ordem $6k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) no subespaço dq , enquanto os harmônicos de ordem $3k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5, \dots$) são transformados para o subespaço xy . Para $\alpha = 0^\circ$, os harmônicos de ordem $3k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) são projetados no subespaço dq . Com alimentação balanceada, não existem harmônicas no subespaço xy para esta máquina.

Aplicando-se a transformação (2.26) em (2.1), as equações de fluxo em $dqxyoo'$ resultam em

$$\lambda_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{P}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.29)$$

onde

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g = \begin{bmatrix} L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}$$

e

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{P}_r = \begin{bmatrix} \frac{3}{\sqrt{2}} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{\sqrt{2}} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

de forma similar as equações de tensão estáticas podem ser obtidas como,

$$\mathbf{v}_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{r}_s \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \mathbf{P}_s^{-1} \frac{d}{dt} [\mathbf{P}_s \lambda_{sdqxyoo'}^g] \quad (2.31)$$

$$= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \omega_g \mathbf{P}_s^{-1} \left[\frac{d\mathbf{P}_s}{d\delta_g} \right] \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (2.32)$$

$$= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (2.33)$$

As equações para o rotor são iguais ao caso da abordagem por duplo estator.

Adotando uma representação vetorial, as equações da máquina de indução hexafásica podem ser escrito como:

$$v_{sdq}^g = r_s i_{sdq}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq}^g + j\omega_g \lambda_{sdq}^g \quad (2.34)$$

$$v_{rdq}^g = r_r i_{rdq}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{rdq}^g + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_{rdq}^g \quad (2.35)$$

$$\lambda_{sdq}^g = l_s i_{sdq}^g + l_{sr} i_{rdq}^g \quad (2.36)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_{sr} i_{sdq}^g + l_r i_{rdq}^g \quad (2.37)$$

$$v_{sxy}^g = r_s i_{sxy}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sxy}^g + j\omega_g \lambda_{sxy}^g \quad (2.38)$$

$$v_{soo'} = r_s i_{soo'} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{soo'} \quad (2.39)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (2.40)$$

$$C_e = Pl_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.41)$$

onde $v_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $i_{sdq}^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$, e $\lambda_{sdq}^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g$ são os vetores no subspaço dq de tensão, corrente e fluxo do estator respectivamente; $v_{sxy}^g = v_{sx}^g + jv_{sy}^g$, $i_{sxy}^g = i_{sx}^g + ji_{sy}^g$, e $\lambda_{sxy}^g =$

$\lambda_{sx}^g + j\lambda_{sy}^g$ são os vetores no subespaço xy de tensão, corrente e fluxo do estator respectivamente; $v_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$ e $i_{soo'} = i_{so} + ji_{so'}$ são os vetores do estator para o subespaço oo' associado às componente homopolares, para tensão e corrente respectivamente, (as variáveis equivalente para o rotor são obtidas pela substituição do índice s por r); C_e é o conjugado eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e rotor, $l_s = L_{ls} + 3L_{ms}$ e , $l_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$ são as indutâncias próprias do estator e do rotor, respectivamente; $l_m = 3L_{ms}$ e $l_{sr} = \frac{3}{\sqrt{2}}M_{sr}$ são as indutâncias de magnetização e mútua equivalentes da máquina.

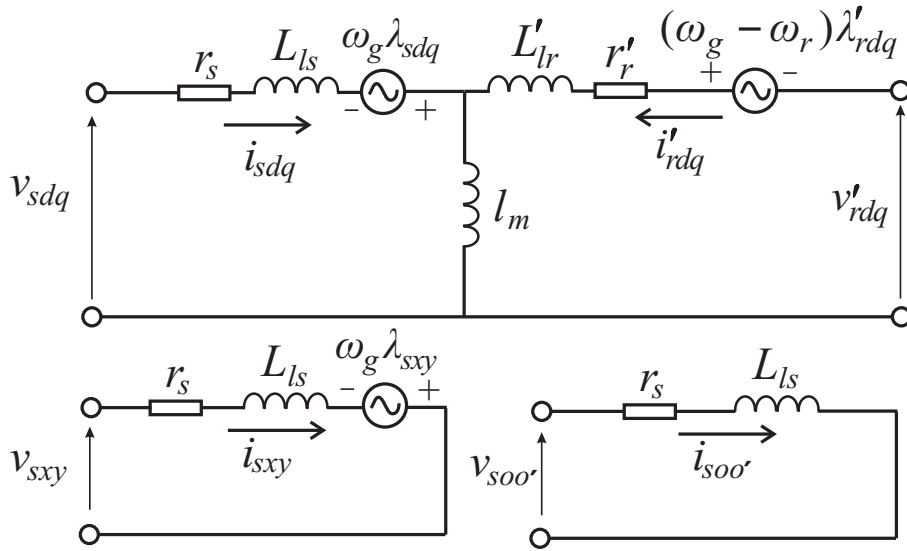


Figura 2.5. Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem vetorial.

O circuito equivalente da máquina hexafásica pode ser obtido a partir das equações (2.34)-(2.40) refletindo todas as grandezas do rotor para o estator.

$$v_{sdq}^g = r_s i_{sdq}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sdq}^g + l_m \frac{d}{dt} \left(i_{sdq}^g + \frac{1}{\sqrt{2}} i_{rdq}^g \right) + j\omega_g \lambda_{sdq}^g \quad (2.42)$$

$$v_{rdq}^g = r_r' i_{rdq}^g + L_{lr}' \frac{d}{dt} i_{rdq}^g + l_m \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{sdq}^g + \frac{1}{2} i_{rdq}^g \right) + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_{rdq}^g \quad (2.43)$$

$$v_{sxy}^g = r_s i_{sxy}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sxy}^g + j\omega_g \lambda_{sxy}^g \quad (2.44)$$

$$v_{soo'} = r_s i_{soo'} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{soo'} \quad (2.45)$$

O circuito é mostrado na Fig. 2.5. Observa-se no modelo que as variáveis que participam da conversão eletromecânica de energia são mapeadas no subespaço dq , enquanto as variáveis que não produzem conjugado estão nos outros dois subespaços. As componentes de correntes nos

subespaços xy e oo' não contribuem para o fluxo de entreferro e são limitadas apenas pela resistência e pela indutância de dispersão, que normalmente são pequenas. Estas correntes apenas irão produzir perdas e conseqüentemente deverão ser mantidas tão pequenas quanto possível. Com alimentação balanceada, algumas máquinas com valores específicos de α estão livres destas correntes. Mas em geral, a síntese das tensões *PWM* deve ser tal que as componentes xy sejam mínimas.

Como o circuito equivalente do motor hexafásico no subespaço dq é igual ao modelo do caso trifásico, é possível analisar e controlar o MIH de forma similar. Isto reduz a complexidade encontrada no modelo da abordagem duplo estator. Além disso, este fato pode ser explorado para a realização do controle com orientação pelo campo da MIH de forma similar ao caso trifásico. Conseqüentemente o modelo baseado na abordagem decomposição vetorial foi escolhido para o desenvolvimento das estratégias apresentadas neste trabalho.

2.2 MODELO DO CONVERSOR

O esquema geral do inversor fonte de tensão hexafásico na condição de operação normal é mostrado na Fig. 2.6. O conversor é composto pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6$ e \bar{q}_6 formando seis braços; cada braço alimenta uma fase. O estado de condução das chaves é representado por variáveis binárias q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 6): $q_i = 1$ e $\bar{q}_i = 1$ indicam chaves fechadas, enquanto $q_i = 0$ e $\bar{q}_i = 0$ indicam chaves abertas. Os pares $q_1\bar{q}_1, q_2\bar{q}_2, q_3\bar{q}_3, q_4\bar{q}_4, q_5\bar{q}_5$ e $q_6\bar{q}_6$ são complementares.

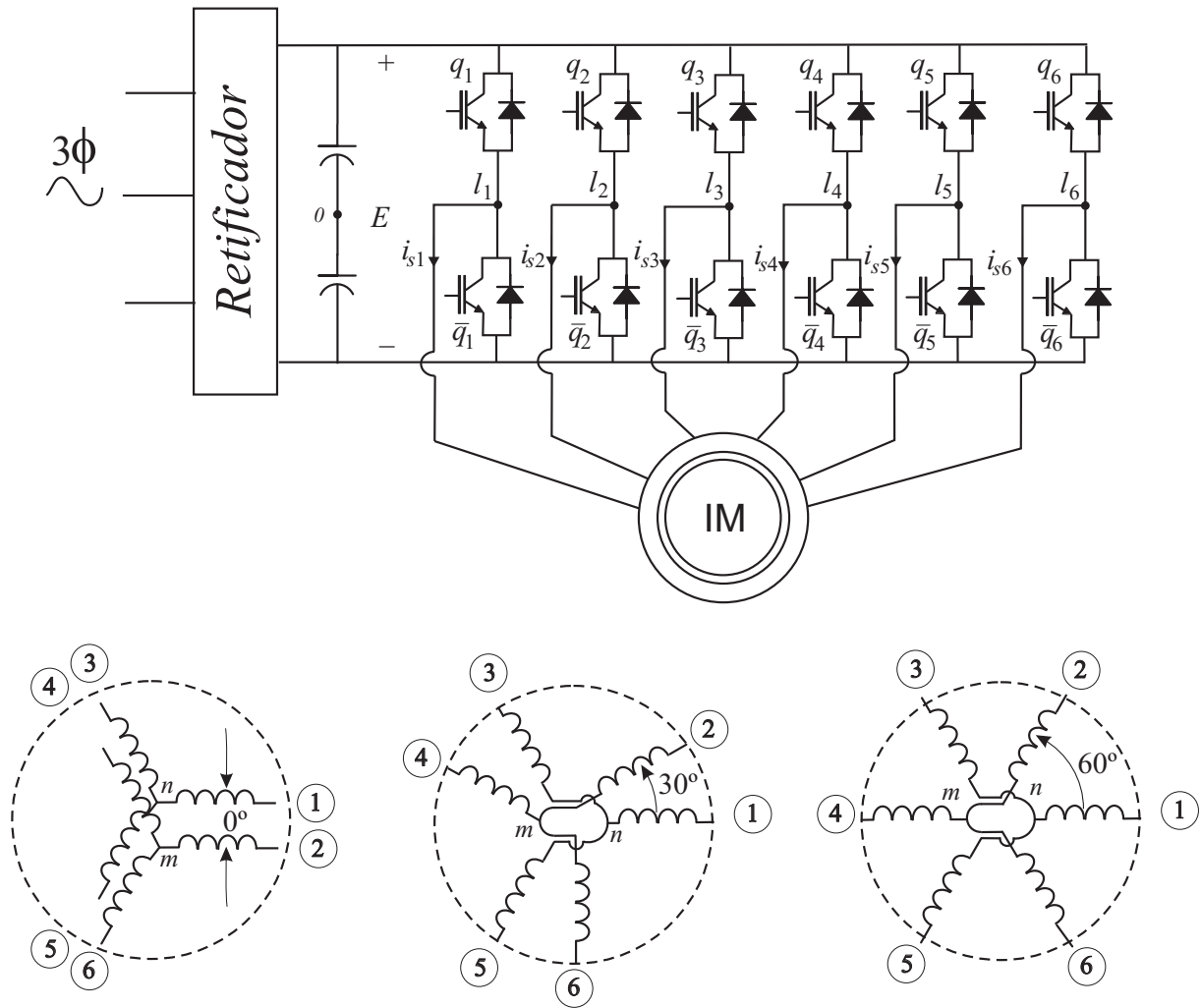


Figura 2.6. Topologia do inversor hexafásico.

As tensões de pólo da máquina são dadas por

$$v_{10} = v_{s1} + v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.46)$$

$$v_{20} = v_{s2} + v_{m0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.47)$$

$$v_{30} = v_{s3} + v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.48)$$

$$v_{40} = v_{s4} + v_{m0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.49)$$

$$v_{50} = v_{s5} + v_{n0} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.50)$$

$$v_{60} = v_{s6} + v_{m0} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.51)$$

onde E é a tensão do barramento CC , v_{si} ($i = 1$ a 6) são as tensões de fase da máquina e v_{n0} e v_{m0} são as tensões de neutro de cada conjunto trifásico da máquina referidas ao ponto central,

'0', do barramento CC , representadas respectivamente por

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{10} + v_{30} + v_{50}) \quad (2.52)$$

$$v_{m0} = \frac{1}{3}(v_{20} + v_{40} + v_{60}). \quad (2.53)$$

Se os neutros dos dois conjuntos trifásicos forem conectados, a tensão de neutro da máquina é representada por

$$v_{cm} = \frac{1}{2}(v_{n0} + v_{m0}). \quad (2.54)$$

Na Fig.2.6 são apresentadas três configurações de enrolamentos normalmente encontradas na literatura. Os casos ilustrados apresentam deslocamento angular entre os dois grupos trifásicos de $\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$.

A operação balanceada antes da falta é caracterizada pelas tensões dq de referência definidas pelo controle de conjugado de modo a manter uma trajetória circular no plano dq . Em adição as tensões xy não geram fluxo resultante no entreferro da MIH e seus valores devem ser mantidos nulos para evitar distorções nas correntes de fase. As variáveis o e o' são naturalmente nulas se os neutros não são conectados pois os vetores originados são mapeados na origem do plano oo' . De forma geral é necessário definir o seguinte conjunto de referências.

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \\ v_{sx}^* \\ v_{sy}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dq} \cos(\omega t) \\ V_{dq} \sin(\omega t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

onde V_{dq} é a amplitude máxima das tensões produzidas no plano dq cujos valores são relacionados com as quantidades de fase (valor máximo V_m) através da equação (2.26) como

$$V_{dq} = \sqrt{3}V_m. \quad (2.55)$$

As tensões de fase de referência relativas a operação balanceada da máquina, devem ser definidas como

- $\alpha = 0^\circ$

$$\begin{aligned} v_{s1}^* &= v_{s2}^* = V_m \cos(\omega t) \\ v_{s3}^* &= v_{s4}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s5}^* &= v_{s6}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

- $\alpha = 30^\circ$

$$\begin{aligned} v_{s1}^* &= V_m \cos(\omega t) \\ v_{s2}^* &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ v_{s3}^* &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s4}^* &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ v_{s5}^* &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ v_{s6}^* &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right) \end{aligned}$$

- $\alpha = 60^\circ$

$$\begin{aligned} v_{s1}^* &= -v_{s4}^* = V_m \cos(\omega t) \\ v_{s3}^* &= -v_{s6}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s5}^* &= -v_{s2}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned}$$

2.3 CONTROLE PWM DO INVERSOR HEXAFÁSICO

A síntese das tensões de referência no inversor de tensão pode ser realizada através de modulação PWM com abordagem escalar ou vetorial. O caso escalar se baseia no tempo de condução das chaves de cada um dos braços do inversor. As tensões de referência são sintetizadas considerando-se que os seus valores médios são iguais aos valores médios das tensões de pólo no período de chaveamento. No caso vetorial, as tensões de referência são obtidas com base em uma soma ponderada dos vetores de tensão, obtidos na saída do inversor, de forma que esta média seja igual ao vetor de referência.

Tabela 2.1. Grupos dos vetores dq

a/b	0	1	2	3	4	5	6	7
q_1/q_2	0	0	0	0	1	1	1	1
q_3/q_4	0	0	1	1	0	0	1	1
q_5/q_6	0	1	0	1	0	1	0	1

2.3.1 PWM Vetorial

O objetivo da modulação vetorial é determinar o padrão de chaveamento necessário para obter o vetor tensão de referência necessário para alimentar o motor. O inversor contém 12 chaves distribuídas duas a duas em seis braços para alimentação de cada fase do motor. Dessa forma existem 64 (2^6) combinações possíveis de estados de chaveamento para geração do vetor tensão de referência. O problema da escolha da seqüência de chaveamento adequada pode ser melhor entendido se os valores de fase ($\mathbf{v}_{s135246}$) forem transformados para o sistema de coordenadas ortogonais $dqxyoo'$ ($\mathbf{v}_{sdqxyoo'}$). Esta transformação pode ser obtida através da expressão (2.26) para um referencial estático $\delta_g = 0$.

A distribuição dos vetores de tensão nos subespaços dq e xy correspondendo a todas as 64 configurações de chaveamento relativas aos tipos de máquinas consideradas neste trabalho são apresentadas nas Fig 2.7, Fig 2.8 e Fig. 2.9. Se os neutros dos dois grupos de enrolamentos são isolados, os vetores de tensão gerados no plano oo' são mapeados na origem. A identificação de todos os vetores, em cada subespaço ou plano, é realizada pela nomenclatura v_{ab} cujos índices 'a' e 'b' estão associados ao estado lógico das chaves superiores de potência ($q_1; q_3; q_5$) e ($q_2; q_4; q_6$), respectivamente. Dessa forma o índice ab é um número decimal que assume valores de 0 a 7 e representa o equivalente binário dos estados de chaveamento do inversor. A Tabela 2.1 define a codificação binária de 'a' e 'b'.

Do ponto de vista da amplitude dos vetores de tensão, as figuras 2.7, e 2.9 mostram que os vetores são organizados em quatro grupos a saber: o grupo dos vetores nulos (\mathbf{V}_0); o grupo dos vetores ativos pequenos (\mathbf{V}_1); o grupo dos vetores ativos médios (\mathbf{V}_2); por fim o grupo dos vetores ativos grandes (\mathbf{V}_3). As amplitudes dos vetores referentes a cada grupo são apresentadas na Tabela 2.2:

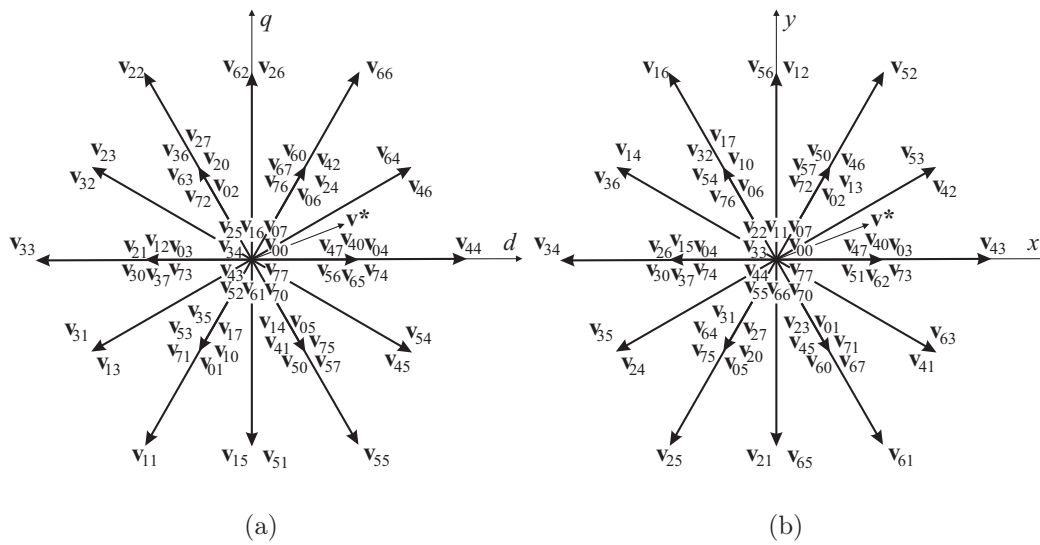


Figura 2.7. Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 0^\circ$.

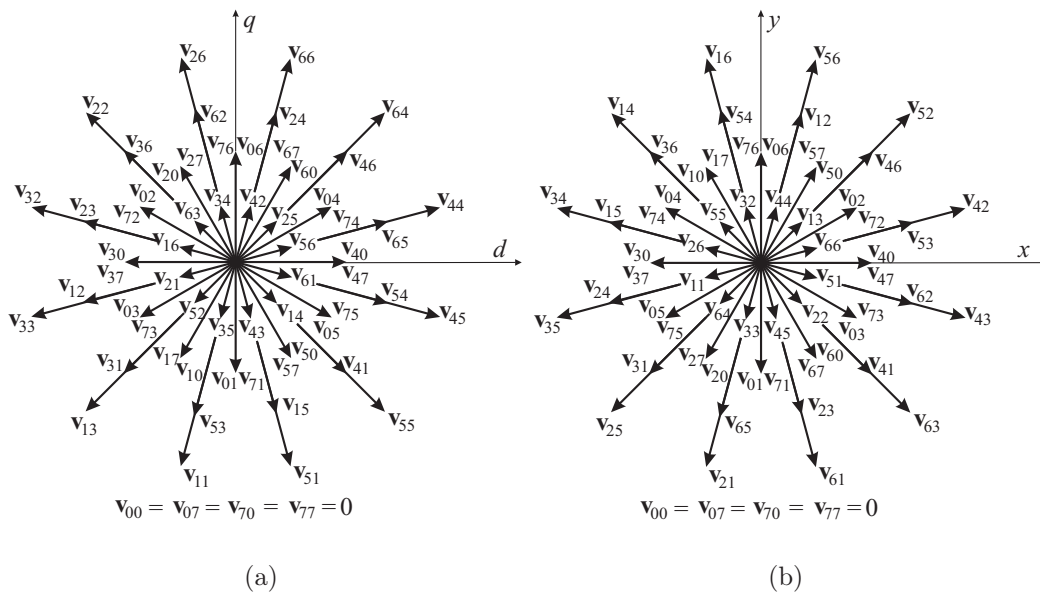


Figura 2.8. Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 30^\circ$.

Tabela 2.2. Grupos dos vetores dq

Grupo	0	1	2	3
Amplitude	0	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	E	$\frac{2E}{\sqrt{3}}$

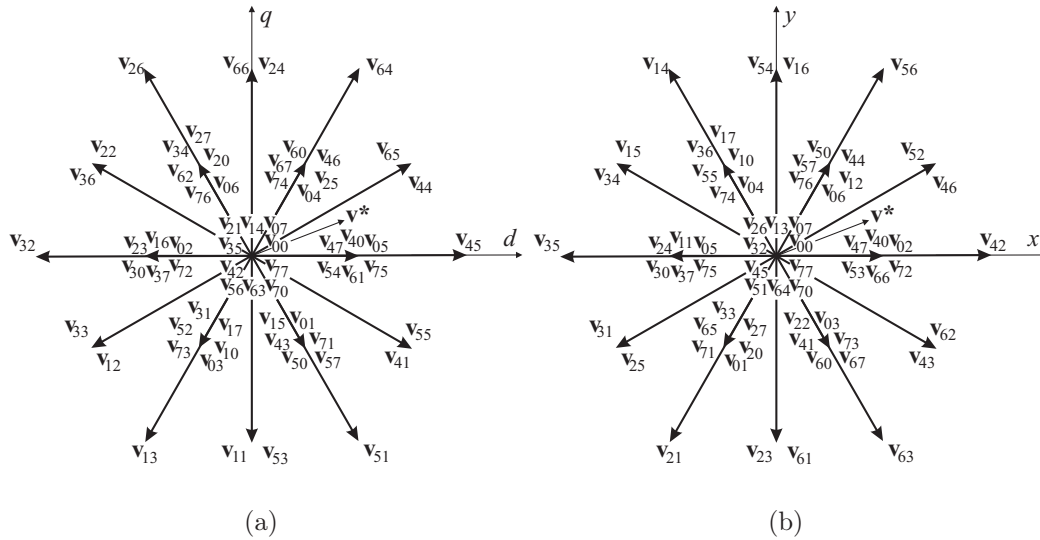


Figura 2.9. Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 60^\circ$.

Para a máquina de 30° , a Fig. 2.8, revela a existência de cinco grupos de vetores cujas amplitudes são apresentadas na Tabela 2.3:

Tabela 2.3. Grupos dos vetores dq

Grupo	0	1	2	3	4
Amplitude	0	$\frac{E}{\sqrt{3}} \sqrt{2 - \sqrt{3}}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} E$	$\frac{E}{\sqrt{3}} \sqrt{2 + \sqrt{3}}$

Observe que o valor máximo de tensão, V_{dq} , de acordo com a análise da geometria do plano dq é E , significando que a amplitude máxima da tensão de fase pode chegar a $V_m = E/\sqrt{3}$.

A estratégia de modulação deve usar o subespaço dq para gerar o vetor de referência e minimizar as tensões nos outros subespaços. Para atingir os requisitos de controle da máquina e ao mesmo tempo minimizar as ondulações causadas pelas componentes $xyoo'$ é necessário

resolver um sistema com sete equações:

$$v_{sd}^* = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^d(i) \frac{t_i}{T} \quad (2.56)$$

$$v_{sq}^* = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^q(i) \frac{t_i}{T} \quad (2.57)$$

$$0 = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^x(i) \frac{t_i}{T} \quad (2.58)$$

$$0 = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^y(i) \frac{t_i}{T} \quad (2.59)$$

$$0 = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^o(i) \frac{t_i}{T} \quad (2.60)$$

$$0 = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^{o'}(i) \frac{t_i}{T} \quad (2.61)$$

$$T = \sum_{i=0}^{n-1} t_i \quad (2.62)$$

onde n é o número de vetores usados pela estratégia PWM, $v_{ab}^z(i)$ é a projeção do i -ésimo vetor de tensão no eixo z , ab é um número decimal que representa o equivalente binário dos estados de chaveamento do inversor na ordem $a = q_1q_3q_5$ e $b = q_2q_4q_6$ e t_i é o intervalo de tempo em que o vetor \mathbf{v}_i é aplicado.

As duas primeiras equações, (2.56) e (2.57), são usadas para se obter o vetor tensão de referência do estator no plano dq . As equações (2.58)-(2.61) são usadas para se obter vetores de referência nulos nos planos xy e oo' . E a equação (2.62) serve para definir o período de chaveamento. Se os neutros são desconectados as componentes o e o' são naturalmente nulas e o número de equações é reduzido de 7 para 5.

O processo de seleção dos vetores vai depender da divisão do plano dq em setores, do número de transições de um vetor para o seguinte e do número de vetores selecionados. A estratégia adotada deve determinar o setor onde o vetor tensão de referência está localizado e então usar um certo número de vetores adjacentes para sintetizá-lo durante um período de chaveamento.

2.3.2 PWM Escalar

Considerando que as tensões de fase de referência da máquina são dadas por v_{si}^* , ($i = 1$ a 6), e usando (2.46)-(2.51), então as tensões de pólo podem ser expressas por

$$v_{i0}^* = v_{si}^* + v_{n0}^*, \quad i = 1, 3, 5 \quad (2.63)$$

$$v_{k0}^* = v_{sk}^* + v_{m0}^*, \quad k = 2, 4, 6 \quad (2.64)$$

onde v_{n0}^* e v_{m0}^* são componentes de sequência zero (ou homopolar) que não produzem distorções nas tensões de fase. Note que estas equações não podem ser resolvidas a menos que v_{n0}^* e v_{m0}^* sejam especificadas. Estas tensões podem ser calculadas como uma função do fator de distribuição de roda livre μ ($0 \leq \mu \leq 1$) como é considerado para conversores trifásicos (JACOBINA, *et al.*, 2001b; BLASKO, 1997). Este fator é definido por

$$\mu = t_{oi}/t_o \quad (2.65)$$

em que t_o é o intervalo de tempo no qual os vetores de roda livre são aplicados. Normalmente este tempo, t_o , é dividido no início ($t_{oi} = \mu t_o$) e no final ($t_{of} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento como mostrado na Fig. 2.10. Para a máquina de seis fases com neutro duplo, é possível definir um fator de distribuição local para cada conjunto trifásico (μ_1 e μ_2) de forma similar.

Com neutro simples, e considerando $v_{n0}^* = v_{m0}^* = v_{h0}^*$, a componente homopolar é calculada por

$$v_{h0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu\right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^*. \quad (2.66)$$

onde v_{sM}^* e v_{sm}^* são os valores máximo e mínimo no conjunto $[v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, v_{s4}^*, v_{s5}^*, v_{s6}^*]$, respectivamente.

Com neutro duplo, é possível definir um fator de distribuição local para cada conjunto trifásico (μ_1 e μ_2). De modo geral, as componentes homopolares (v_{n0}^* e v_{m0}^*) podem ser calculadas pelas expressões

$$v_{n0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu_1\right) - (1 - \mu_1)v_{sM1}^* - \mu_1 v_{sm1}^* \quad (2.67)$$

e

$$v_{m0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu_2\right) - (1 - \mu_2)v_{sM2}^* - \mu_2 v_{sm2}^* \quad (2.68)$$

onde v_{sM1}^* e v_{sm1}^* são os valores máximo e mínimo do conjunto de tensões $[v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*]$, respectivamente. Para o segundo conjunto v_{sM2}^* e v_{sm2}^* são os valores máximo e mínimo de $[v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*]$, respectivamente.

Os tempos de condução das chaves podem ser obtidos admitindo-se que as tensões v_{i0}^* e v_{k0}^* são constantes no intervalo T , e considerando que os seus valores médios são iguais aos valores médios das tensões de pólo v_{i0} e v_{k0} , como

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{i0}^* dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{i0} dt \Rightarrow v_{i0}^* = \frac{1}{T} \left[\tau_i \frac{E}{2} - (T - \tau_i) \frac{E}{2} \right] \quad (2.69)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{k0}^* dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{k0} dt \Rightarrow v_{k0}^* = \frac{1}{T} \left[\tau_k \frac{E}{2} - (T - \tau_k) \frac{E}{2} \right] \quad (2.70)$$

em que τ_i e τ_k são os intervalos de tempo durante os quais as chaves q_i e q_k permanecem fechadas, como representado na Fig 2.10.

A partir das expressões (2.69) e (2.70) é possível explicitar τ_i e τ_k como:

$$\tau_i = \left(\frac{v_{i0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (2.71)$$

$$\tau_k = \left(\frac{v_{k0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (2.72)$$

Apesar das tensões médias obtidas por esta abordagem terem como referência o ponto intermediário “0” do banco de capacitores, pode-se mostrar que o valor médio das tensões de fase são iguais as suas referências para cargas simétricas. A equivalência entre as abordagens vetorial e escalar pode ser atingida pela comparação dos dois métodos como apresentado em (JACOBINA, *et al.*, 2001b) para o caso trifásico.

2.4 CARACTERIZAÇÃO DO ESTADO DE FALTA NO SISTEMA DE ACIONAMENTO

Existem diversos componentes em um sistema de acionamento que, quando um deles falha, o resultado pode ser a parada total do sistema. No inversor, as faltas podem ocorrer no barramento CC, nos semicondutores (ou seus circuitos de comando) e nos terminais de conexão

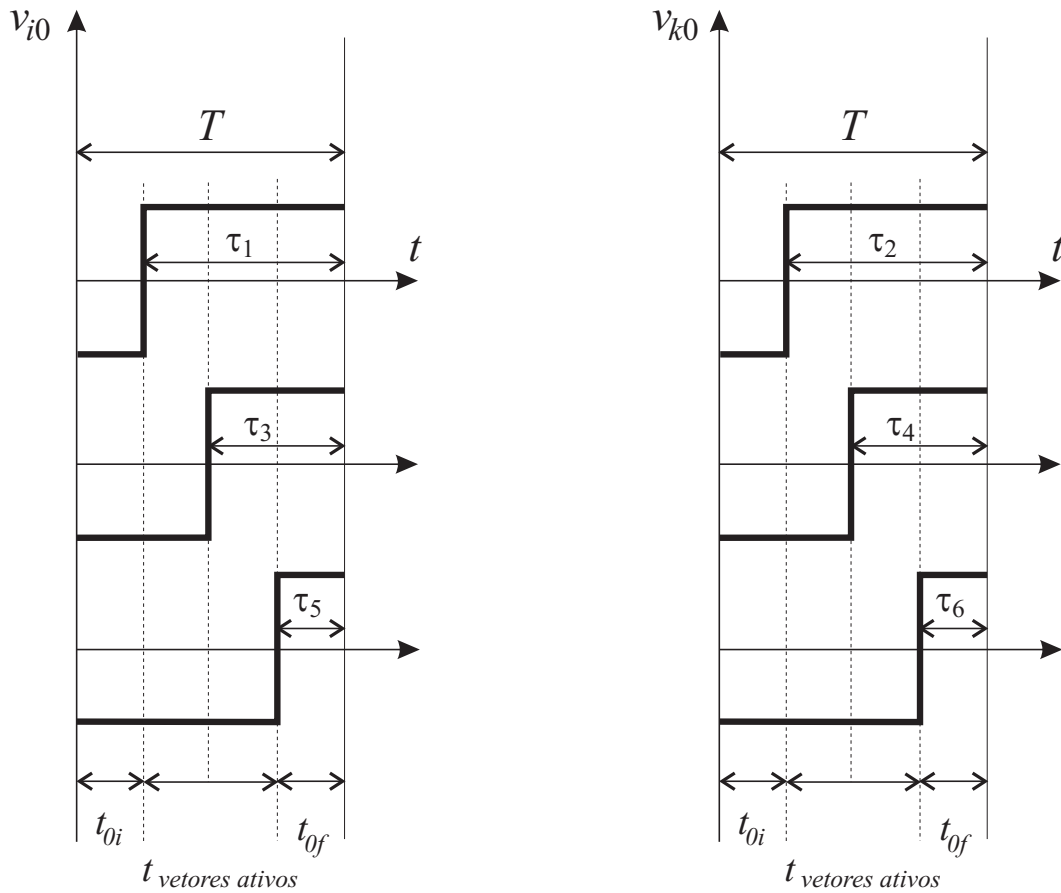


Figura 2.10. Padrão dos pulsos de comando das chaves.

da máquina. Quando uma dessas faltas ocorre, o conjugado exibe comportamento muito oscilatório e sua operação deve ser interrompida para manutenção. Além disto, a máquina não pode partir até que o problema seja solucionado. A caracterização do funcionamento do sistema sob falta é uma importante ferramenta de auxílio para o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico e de compensação da falta. Para isso, pode ser necessário a aplicação de modelos matemáticos adequados que promovam uma correta investigação nesta condição de operação. Esta secção analisa faltas no inversor tais como a abertura não comandada e o curto circuito em uma das chaves de um dos braços do inversor e também a perda de uma das fases do motor. Devido a importância do problema, algumas técnicas de análise podem ser desenvolvidas para o estudo da operação do motor sob condições assimétricas.

2.4.1 Falta do tipo circuito aberto na chave

Uma falta tipo circuito aberto em uma das fases do motor ou em uma das chaves do inversor, pode ser causada por desconexão do terminal do motor ou do comando das chaves, um defeito em um dos circuitos de comando ou mesmo na própria chave de potência. A falta em uma das chaves acarreta a desconexão do potencial positivo ou negativo do barramento CC. Alternativamente, quando ambas as chaves abrem, a fase é completamente desconectada do barramento CC. Esta falta é ilustrada na Fig. 2.11. A análise do comportamento dinâmico da máquina sob condições assimétricas pode ser realizada pela imposição de certas restrições nas equações da máquina. A perda de comando de uma das chaves do inversor, q_1 por exemplo, conecta a fase s_1 da máquina ao positivo do barramento CC através do diodo de roda livre. A tensão v_{s1} é então determinada pela polaridade da corrente de fase i_{s1} e pelo padrão de chaveamento da chave complementar \bar{q}_1 . Assumindo que esse padrão é o mesmo antes e após a falta, a tensão de fase pode ser determinada como segue: se a corrente i_{s1} for positiva, a tensão de fase v_{s1} será grampeada na tensão do terminal negativo do barramento CC; se i_{s1} for negativa, v_{s1} será a tensão do terminal negativo do barramento quando a chave \bar{q}_1 estiver conduzindo e aquela do terminal positivo quando \bar{q}_1 estiver aberta. Neste caso, a tensão da fase está bem determinada e a simulação da operação do motor sob estas condições pode ser realizada usando os modelos apresentados nas seções anteriores.

2.4.2 Falta do tipo circuito aberto na fase

Uma falta tipo circuito aberto em uma das fases do motor ou alternativamente, quando ambas as chaves de um dos braços do inversor abrem, a fase é completamente desconectada do barramento CC. Esta falta é ilustrada na Fig. 2.12. Neste caso, a tensão de fase, v_{si} , é um potencial de ponto flutuante desconhecido. Nesta situação é necessário desenvolver um modelo que leve em conta a condição de falta, de modo a descrever o comportamento dinâmico da máquina sob falta e permita desenvolver estratégias adequadas de compensação.

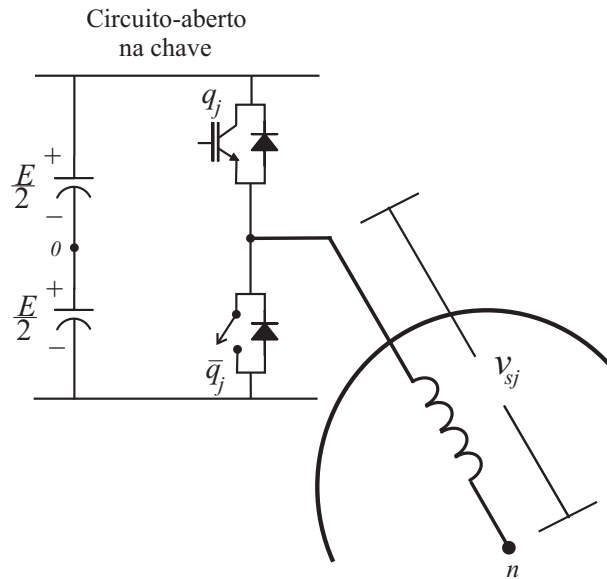


Figura 2.11. Falta do tipo circuito aberto na chave.

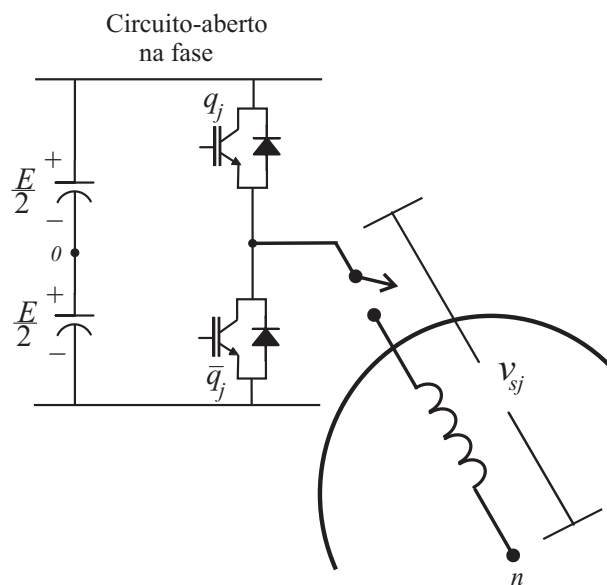


Figura 2.12. Falta do tipo circuito aberto na fase.

As duas abordagens, para a modelagem da máquina, tratadas nas secções anteriores podem ser usadas nesta análise. A simulação da máquina com uma fase aberta é realizada assumindo-se corrente nula na fase como uma restrição. A manipulação das equações da máquina para esta condição define a tensão da fase aberta. Esta tensão é então aplicada na máquina para manter a corrente nula na fase. Este procedimento é uma extensão do caso trifásico apresentado em Krause e Thomas (1965). Pant, Singh e Singh (1999) usaram a abordagem duplo estator para modelar o comportamento do motor hexafásico quando uma fase do motor é perdida. Da mesma maneira a abordagem por decomposição vetorial pode ser usada para se obter um outro modelo para operação com fase aberta. Este procedimento é mostrado a seguir considerando o modelo da máquina com neutro duplo definido no referencial estacionário, ou seja, $\delta_g = 0$.

Considere que a fase 1 esteja aberta enquanto as outras fases estão conectadas ao inversor. A restrição para esta condição é representada por $i_{s1} = 0$. Esta condição impõe a seguinte relação entre as componentes de eixos d e x

$$i_{sx} = -i_{sd} \quad (2.73)$$

Aplicando (2.73) em (2.38) a tensão v_x pode ser determinada por

$$v_{sx} = -r_s i_{sd} - l_{ls} \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (2.74)$$

A tensão de eixo d em função das correntes pode ser obtida substituindo (2.34) em (2.36), resultando na seguinte expressão:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + l_s \frac{d}{dt} i_{sd} + l_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (2.75)$$

A tensão de fase aberta, v_{s1} , pode ser determinada pela transformação (2.26) como

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{sd} + v_{sx}) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left((l_s - l_{ls}) \frac{d}{dt} i_{sd} + l_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} \right) \quad (2.76)$$

Se esta tensão for aplicada na fase 1 da máquina no instante em que a corrente i_{s1} for nula, ela será forçada a se manter em zero. A suposição de que o circuito aberto é iniciado quando a corrente passa pelo zero é conveniente para evitar grandes transitórios devido à indutância da máquina.

Note que a ordem do sistema diminuiu de quatro para três, assumindo-se que as componentes o e o' são nulas. Isto é resultado da dependência linear das componentes de eixo x e d . Desta forma, o comportamento dinâmico da máquina durante uma falta causada por uma subta abertura de fase pode ser adequadamente investigado. Sem perda de generalidade, é possível simular a falta de fase aberta para um maior número de fases.

2.4.3 Falta do tipo curto circuito

A falta do tipo curto circuito em uma das chaves do inversor, como mostrado da Fig. 2.13, resulta na conexão permanente da fase a um dos terminais do barramento CC. Ambas as chaves na fase poderiam também estar em curto, resultando em um dano muito severo aos componentes do sistema. Nesta análise foi assumido que, quando uma das chaves do braço entra em curto a outra automaticamente permanece aberta. Isto pode ser rapidamente realizado através do circuito de proteção.

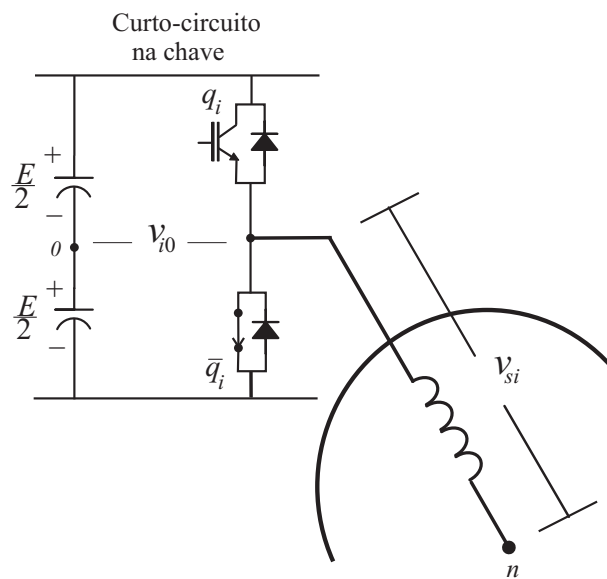


Figura 2.13. Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem vetorial.

Assuma que a chave de baixo (\bar{q}_1) no braço da fase 1 seja a chave sob falta como apresentado na Fig. 2.13, em que v_{i0} representa as tensões de pólo do inversor e v_{si} as tensões de fase da máquina. Dessa maneira, a fase 1 fica conectada diretamente ao terminal negativo do barramento CC. No sistema hexafásico com neutro duplo, as tensões de pólo do inversor na

condição de falta são definidas como

$$v_{10} = -\frac{E}{2} \quad (2.77)$$

$$v_{20} = v_{s2} + v_{m0} \quad (2.78)$$

$$v_{30} = -\frac{E}{4} + v'_{s3} \quad (2.79)$$

$$v_{40} = v_{s4} + v_{m0} \quad (2.80)$$

$$v_{50} = -\frac{E}{4} + v'_{s5} \quad (2.81)$$

$$v_{60} = v_{s6} + v_{m0} \quad (2.82)$$

onde v'_{s3} e v'_{s5} são componentes alternadas em função das tensões de fase v_{s3} e v_{s5} respectivamente.

De maneira a analisar os efeitos do curto circuito, é necessária definir a transformação que reaciona as tensões de pólo do inversor e as tensões de fase. Com neutro duplo, a lei das tensões de Kirchoff aplicada em cada braço do inversor para carga hexafásica balanceada, resulta na seguinte relação

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ v_{s4} \\ v_{s5} \\ v_{s6} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \\ v_{40} \\ v_{50} \\ v_{60} \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

A equação (2.83) fornece uma matriz para determinar as tensões de fase do motor, dadas as tensões de pólo do inversor. Substituindo as equações (2.77)-(2.82) em (2.83) e usando (2.26) para transformar este espaço no espaço estacionário $dqxyoo'$, as correspondentes tensões do estator nos eixos dq e xy podem ser obtidas como

$$v_{sd} = -\frac{\sqrt{3}}{12}E - \frac{\sqrt{3}}{6}(v'_{s3} + v'_{s5}) + k_1v_{20} + k_2v_{40} + k_3v_{60} \quad (2.84)$$

$$v_{sq} = \frac{1}{2}(v'_{s3} - v'_{s5}) + k_4v_{20} + k_5v_{40} + k_6v_{60} \quad (2.85)$$

$$v_{sx} = -\frac{\sqrt{3}}{12}E - \frac{\sqrt{3}}{6}(v'_{s3} + v'_{s5}) + k_7v_{20} + k_8v_{40} + k_9v_{60} \quad (2.86)$$

$$v_{sy} = \frac{1}{2}(v'_{s3} - v'_{s5}) + k_{10}v_{20} + k_{11}v_{40} + k_{12}v_{60} \quad (2.87)$$

onde k_i , $i = 1, 2, \dots, 12$ são constantes cujos valores dependem do ângulo α .

Tabela 2.4. MIH-60°, 1CV, 220V, 60Hz, 4 polos.

Parâmetro	valor
r_s [Ω]	12,5
r_r [Ω]	8,9
L_s [H]	1,5
L_r [H]	1,37
L_{ls} [mH]	30,6

O efeito de uma falta em uma das chaves do inversor pode ser claramente explicado pelas equações (2.84) - (2.87). A componente CC nas tensões d e x irá provocar o surgimento de componentes CC nas respectivas correntes. Estas correntes são praticamente limitadas pela resistência do estator e podem assumir um valor muito elevado. O resultado disto é um conjugado de frenagem e conseqüente queda da velocidade da máquina.

2.4.4 Resultados de Simulação

O modelo do motor foi simulado e o seu desempenho durante uma falta foi analisado usando um programa em linguagem C. O motor é modelado no referencial estático, tendo como variáveis de estado os fluxos do estator e do rotor. A solução das equações de estado é obtida utilizando-se o método de integração de Runge-Kutta de 4ª ordem. O inversor é modelado considerando-se as chaves ideais juntamente com as condições de condução dos diodos de roda livre. As condições de falta são simuladas com base nas restrições verificadas nas seções anteriores. A máquina usada na simulação possui $\alpha = 60^\circ$. Resultados similares, para outros ângulos, podem ser obtidos da mesma maneira. Os parâmetros da máquina foram obtidos dos ensaios clássicos e são apresentados na Tabela 2.4.

A Fig. 2.14 apresenta os resultados de simulação para a abertura da chave q_1 . Nesta figura as corrente de fase i_{s1} , componentes dq e o conjugado resultante são apresentados. Inicialmente a máquina está operando com tensões balanceadas. Após a operação em regime permanente ser atingida, a falta é introduzida em t_0 segundos. Na Fig. 2.14, quando a falta ocorre a corrente i_{s1} é positiva, e de acordo com as novas condições de contorno, a tensão de pólo v_{10} é grampeada na tensão negativa do barramento o que força a corrente a se anular em t_1 . A

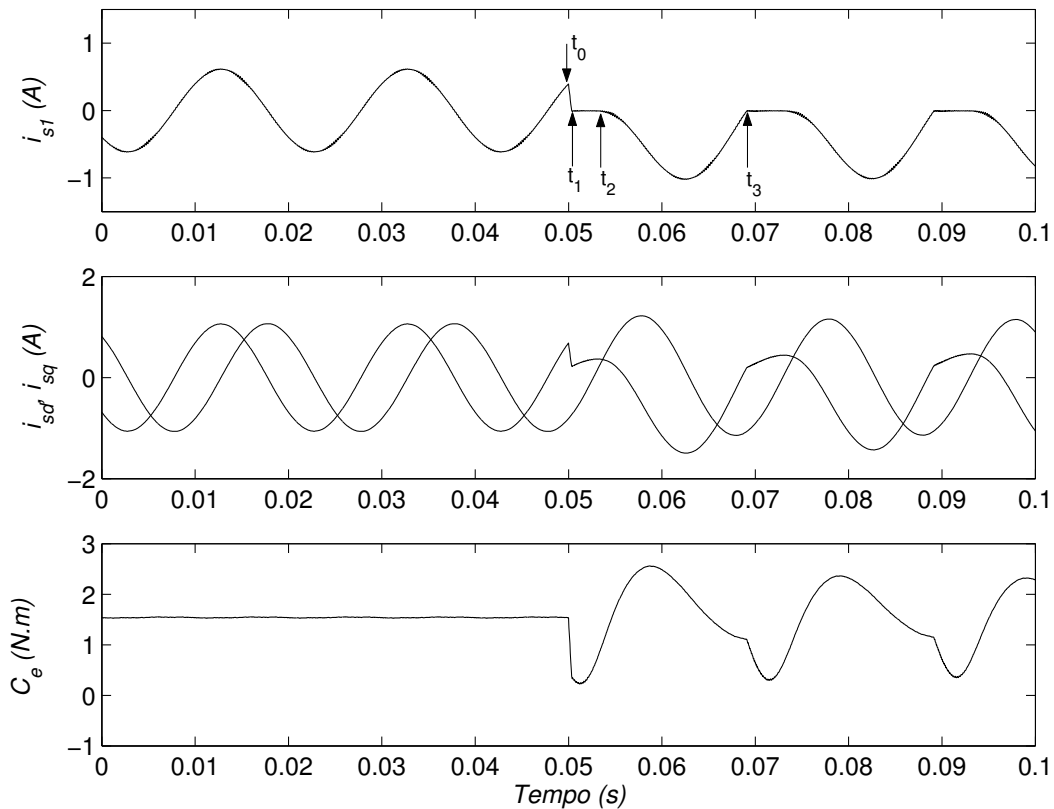


Figura 2.14. Operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma falta ocorre na chave q_1 .

corrente se mantém nula, após t_1 , durante o intervalo $(t_1 - t_2)$ em que a tensão de pólo se iguala à força eletromotriz (fem) somada à tensão de neutro v_{n0} da máquina. No intervalo seguinte, $(t_2 - t_3)$, como a corrente é negativa, significa que a tensão de pólo é menor que a fem somada à tensão de neutro. Dessa forma, o inversor consegue sintetizar a tensão de referência como no caso da operação normal. Observe que existe uma componente CC na corrente da fase 1, esta componente é responsável por um conjugado de frenagem na máquina. A partir do instante t_3 , o comportamento do sistema se repete, ou seja, a corrente é mantida em zero e a tensão de pólo v_{10} passa a ser determinada pela fem e pela tensão de neutro da máquina. Durante a falta, o conjugado apresenta um comportamento oscilatório cuja harmonica mais significativa esta na frequência fundamental. O conjugado médio é menor que na condição normal e a operação do motor torna-se comprometida.

Na Fig. 2.15 são apresentados os resultados quando ocorre a abertura da fase s_1 . O instante da falta, t_0 , ocorre no momento em que a corrente da fase se anula, uma nova condição de operação é então estabelecida. Neste caso a tensão da fase 1 é substituída pela da equação

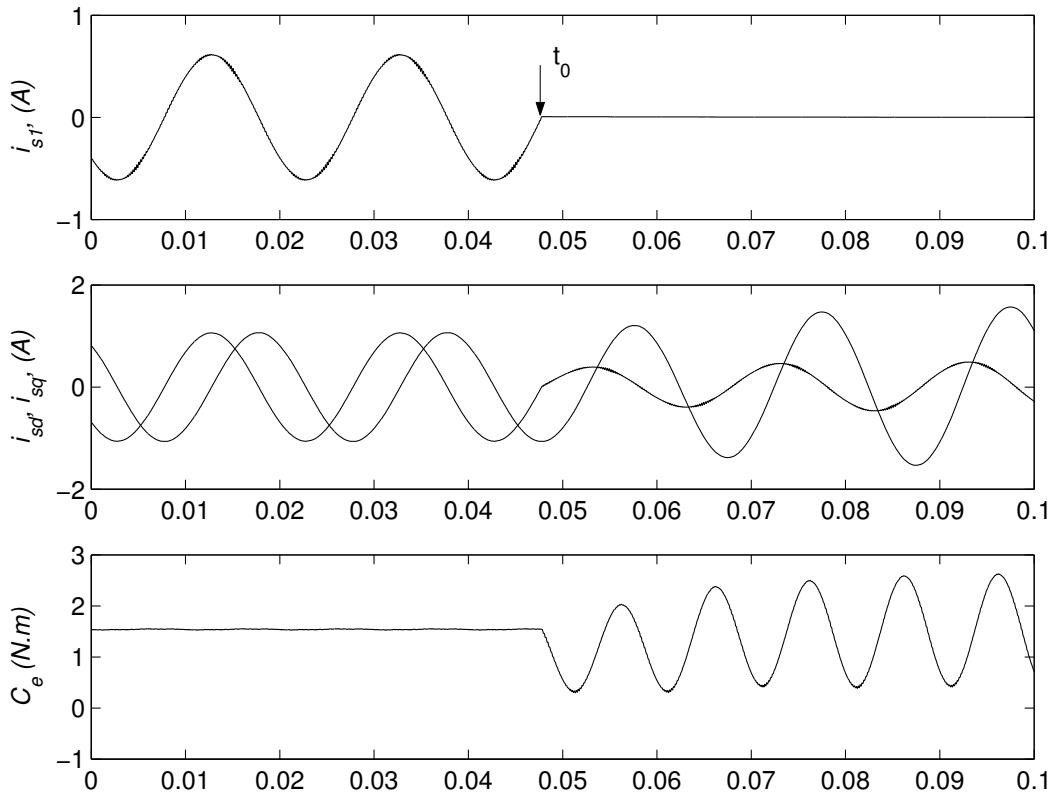


Figura 2.15. Operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase é subitamente perdida.

(2.76). Na Fig. 2.15 é ilustrado o comportamento da corrente na fase 1, das componentes de corrente dq e do conjugado eletromagnético da máquina. Neste caso não existe offset nas correntes do motor e o conjugado apresenta uma oscilação com frequência duas vezes a da fundamental. Observa-se claramente que a corrente na fase se anula e o conjugado apresenta oscilações que deterioram a operação do sistema.

A investigação acima mostra que em ambas as situações de falta, seja através da abertura não comandada de uma das chaves do inversor ou abertura completa da fase do motor, o conjugado eletromagnético apresenta oscilações de baixa frequência que entre outros problemas pode induzir ressonância mecânica, o que pode não ser aceitável para a aplicação.

Na Fig. 2.16 é mostrado o comportamento das correntes de fase e das componentes em dq simuladas quando ocorre um curto circuito na chave \bar{q}_1 . Uma componente CC aparece nitidamente nas correntes da fase $s1$ e de eixo d e rapidamente assume valores bem elevados. Esta situação foi prevista na análise realizada nas seções anteriores. As correntes das outras fases do mesmo grupo trifásico (i_{s3} e i_{s5}) também tornam-se elevadas e positivas para balancear a

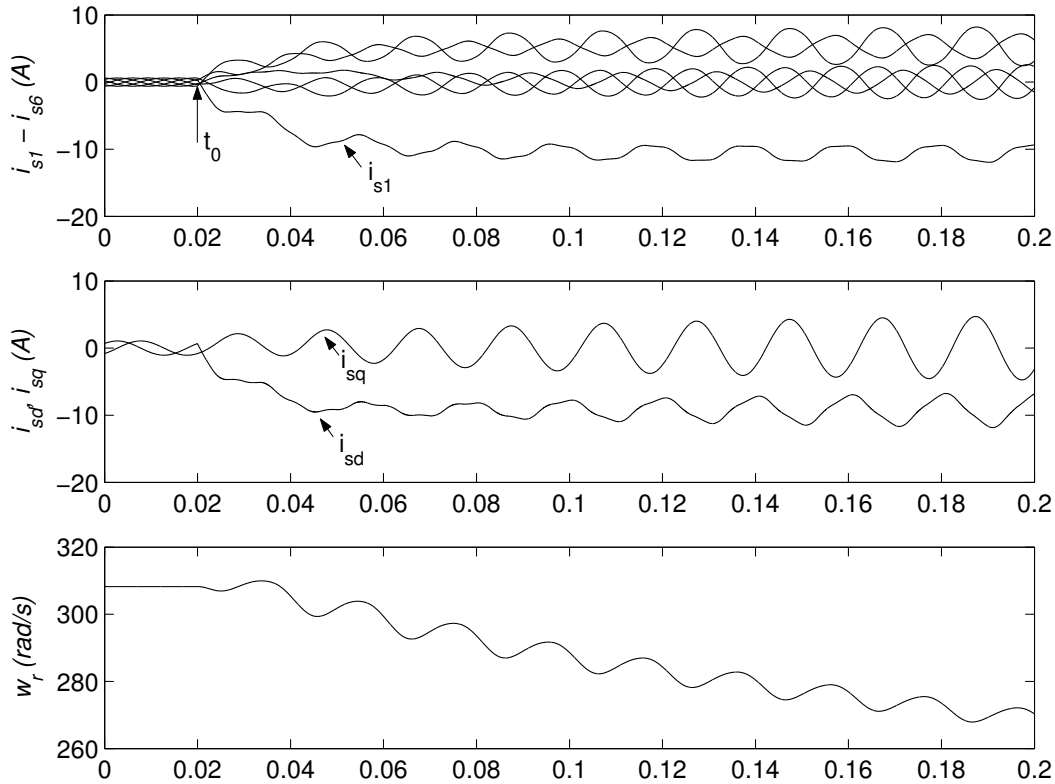


Figura 2.16. Operação da Máquina de Indução Hexafásica quando ocorre um curto circuito na chave do inversor.

corrente de falta da fase 1. Um conjugado de frenagem é gerado, causando a queda da velocidade da máquina. Na prática, é claro, o sistema de proteção atua rapidamente removendo o pulsos de gatilho das chaves para evitar sobrecorrente e propagação dos danos no inversor. Nesta situação, as cinco fases restantes ficam conectadas ao barramento CC através dos diodos de roda livre agindo como retificador não controlado, com a fase em curto ligada diretamente ao barramento CC. A operação do motor é interrompida e não deve ser possível iniciá-la até o problema ser resolvido.

2.5 DETECÇÃO E IDENTIFICAÇÃO DA FALTA

O efeito de uma falta no conversor de potência pode ser identificado a partir da observação, através de um conjunto de sensores, dos sinais de tensão ou corrente em determinados pontos do conversor. A perda de comando em uma das chaves do inversor, por exemplo, pode ser diagnosticada pela verificação do desvio nas tensões de pólo com relação às tensões de referência

Tabela 2.5. Efeito da propagação do desvio da tensão de pólo

Falta	δ_{10}	δ_{20}	δ_{30}	δ_{40}	δ_{50}	δ_{60}
q_1	Δv_{10}	0	0	0	0	0
q_2	0	Δv_{20}	0	0	0	0
q_3	0	0	Δv_{30}	0	0	0
q_4	0	0	0	Δv_{40}	0	0
q_5	0	0	0	0	Δv_{50}	0
q_6	0	0	0	0	0	Δv_{60}
\bar{q}_1	$-\Delta v_{10}$	0	0	0	0	0
\bar{q}_2	0	$-\Delta v_{20}$	0	0	0	0
\bar{q}_3	0	0	$-\delta\Delta_{30}$	0	0	0
\bar{q}_4	0	0	0	$-\delta\Delta_{40}$	0	0
\bar{q}_5	0	0	0	0	$-\delta\Delta_{50}$	0
\bar{q}_6	0	0	0	0	0	$-\delta\Delta_{60}$

usadas para gerar os sinais de acionamento das chaves. Essa análise foi realizada em (RIBEIRO, *et al.*, 2000), para um inversor trifásico padrão e será estendida aqui para o caso do inversor de seis braços. Os procedimentos para identificação da ocorrência de uma falta em uma das chaves do inversor serão apresentados a seguir.

Considere que Δv_{j0} representa o desvio da tensão de pólo devido a uma falta em q_j ou \bar{q}_j . A tensão de pólo v'_{j0} depois da ocorrência da falta pode ser dada por

$$v'_{j0} = v_{j0} + \Delta v_{j0} \tag{2.88}$$

A chave sob falta pode ser determinada pela análise do erro entre a tensão de pólo v'_{j0} com relação a sua respectiva tensão de referencia v_{j0}^* ; este erro é dado por

$$\delta_{j0} = v_{j0}^* - v'_{j0} = \Delta v_{j0} + \epsilon_{jd} \tag{2.89}$$

onde ϵ_{jd} é o erro de discretização introduzido pelo processo de modulação empregado. O efeito da discretização pode ser minimizado com o uso de um procedimento de calibração (aumento da frequência de chaveamento). Depois desta calibração, o erro de tensão δ_{j0} pode ser aproximado por $\delta_{j0} = \Delta v_{j0}$.

A Fig. 2.17 apresenta o diagrama de blocos do sistema de diagnóstico de faltas A detecção e identificação da falta é realizada em quatro passos:

Passo 1: Medida das tensões v_{j0} ;

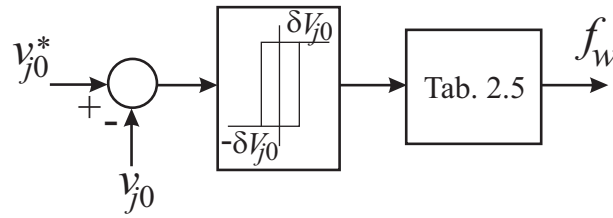


Figura 2.17. Diagrama de Blocos do sistema de diagnóstico de faltas.

Tabela 2.6. Assinatura digital de identificação da chave com defeito

Falta	f_{s1}	f_{s2}	f_{s3}	f_{s4}	f_{s5}	f_{s6}
q_1	1	0	0	0	0	0
q_2	0	1	0	0	0	0
q_3	0	0	1	0	0	0
q_4	0	0	0	1	0	0
q_5	0	0	0	0	1	0
q_6	0	0	0	0	0	1
\bar{q}_1	0	1	1	1	1	1
\bar{q}_2	1	0	1	1	1	1
\bar{q}_3	1	1	0	1	1	1
\bar{q}_4	1	1	1	0	1	1
\bar{q}_5	1	1	1	1	0	1
\bar{q}_6	1	1	1	1	1	0

Passo 2: Computação dos erros de tensão δ_{j0} pela comparação das referências com as tensões medidas;

Passo 3: Determinação se os erros correspondem ou não a uma condição de falta. Isto é implementado pelo uso de um detector de histerese como mostrado na Fig. 2.17. A identificação da falta no inversor pode ser realizada através do seguinte algoritmo utilizado quando a falta ocorre na chave q_6 :

```

if (  $\delta_{10} \geq -h \ \&\& \ \delta_{20} \geq -h \ \&\& \ \delta_{30} \geq -h \ \&\& \ \delta_{40} \geq -h \ \&\& \ \delta_{50} \geq -h \ \&\& \ \delta_{60} \geq h$  )
     $f_{s1} = 0, f_{s2} = 0, f_{s3} = 0, f_{s4} = 0, f_{s5} = 0, f_{s6} = 1$ 
if else (  $\delta_{10} \leq h \ \&\& \ \delta_{20} \leq h \ \&\& \ \delta_{30} \leq h \ \&\& \ \delta_{40} \leq h \ \&\& \ \delta_{50} \leq h \ \&\& \ \delta_{60} \leq -h$  )
     $f_{s1} = 1, f_{s2} = 1, f_{s3} = 1, f_{s4} = 1, f_{s5} = 1, f_{s6} = 0$ 
end
    
```

Passo 4: Identificação da chave com defeito com o uso da Tabela 2.6. A palavra digital f_{sw} gerada deste passo será usada pelo módulo de reconfiguração e compensação para definir o padrão de chaveamento pós-falta.

Faltas simultâneas em duas chaves do mesmo braço, ou perda de conexão dos terminais das fases não podem ser identificadas por este método. Neste caso a identificação da falta pode ser realizada a partir da observação das correntes de forma que uma corrente nula, durante um intervalo de tempo pré-definido pode ser usada para identificá-la. Se a falta ocorrida é do tipo curto-circuito, a estratégia de compensação deve usar esquemas de isolação capazes de desconectar o braço sob falta como os apresentados na Fig. 2.18, (BOLOGNANI, ZORDAN e ZIGLIOTTO, 2000; RIBEIRO, *et al.*, 2004). No esquema apresentado na Fig. 2.18(a), a isolação do braço é implementado, a partir do disparo dos SCRs, s e \bar{s} , que resultam na queima dos fusíveis $F\bar{F}$. Os capacitores C e \bar{C} são utilizados para evitar a circulação de correntes CC através dos SCRs, bloqueando-os após a isolação da falta. O triac t é acionado, conectando a fase sob falta a outro ponto do inversor. Na Fig. 2.18(b), é ilustrada um esquema no qual são usados fusíveis de proteção ultra rápidos para isolar o braço sob falta. Quando ocorre um curto circuito em uma das chaves do braço do inversor, a respectiva chave complementar é acionada, causando a queima dos fusíveis e isolando o braço onde ocorreu a falta. O triac t é acionado, conectando a fase sob falta a outro braço do inversor.

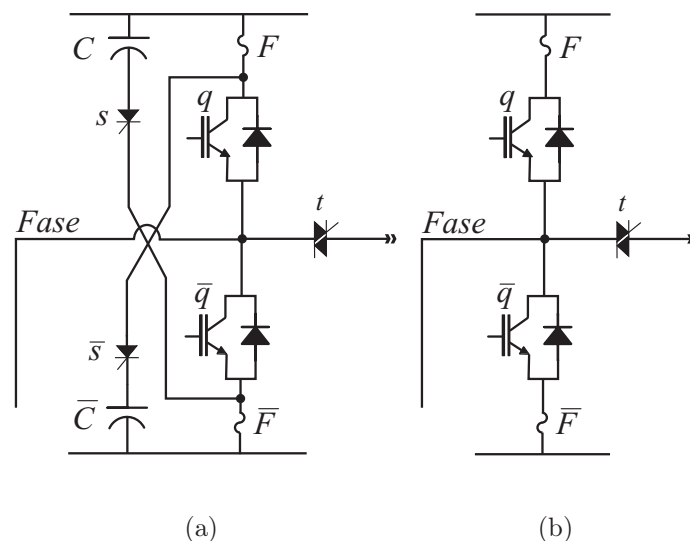


Figura 2.18. Circuitos utilizados no esquema de isolação dos braços do inversor.

Um resultado de simulação é apresentado nas figuras 2.19 e 2.20 para demonstrar o método. A condição de falta na chave q_6 é introduzida no instante 0.04s. A Fig. 2.19 apresenta a forma

de onda de tensão de pólo v_{60} e sua respectiva referência. O erro entre os dois sinais também é apresentado nesta figura. A simulação da condição de falta na chave, é realizada com base nas condições de contorno definidas para a operação pós-falta. Para evitar uma falsa indicação de falta, foi inserido um intervalo de tempo, entre a ocorrência da falta e sua detecção. Dessa forma, a detecção só é realizada se o erro gerado persistir durante um determinado intervalo de tempo. Na Fig. 2.20 são mostrados os indicadores $f_{s1}f_{s2}f_{s3}f_{s4}f_{s5}f_{s6}$ que determinam a condição de falta e identificam a chave com defeito conforme a Tabela 2.6. Neste caso a indicação 000001 define que a falta ocorreu na chave q_6 .

2.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Como forma de validar os modelos, foram selecionados alguns resultados experimentais e comparados com resultados de simulação sob as mesmas condições de operação. A máquina simétrica ($\alpha = 60$) operando a 30Hz em vazio foi usada na obtenção destes resultados. Os parâmetros da máquina usada, são os apresentados na Tabela 2.4. Nas figuras 2.21 e 2.22 são apresentados os resultados, de simulação e experimental, referentes a uma falta de fase aberta. São apresentadas as correntes de fase e componentes dq . A comparação dos resultados de simulação e experimentais mostra claramente como o modelo pode ser usado para representar de forma correta a condição de falta. De forma similar aos resultados apresentados na secção 2.4.3, a falta impõe uma operação desbalanceada à máquina. Nas figuras 2.23 e 2.24 são apresentados os resultados referentes a uma falta de curto circuito em uma das chaves do inversor. Nestas figuras são apresentadas as componentes dq de corrente e apenas as correntes de fase do conjunto trifásico onde a falta ocorre para clareza dos resultados. As curvas experimentais, concordam de forma coerente com os resultados obtidos na simulação.

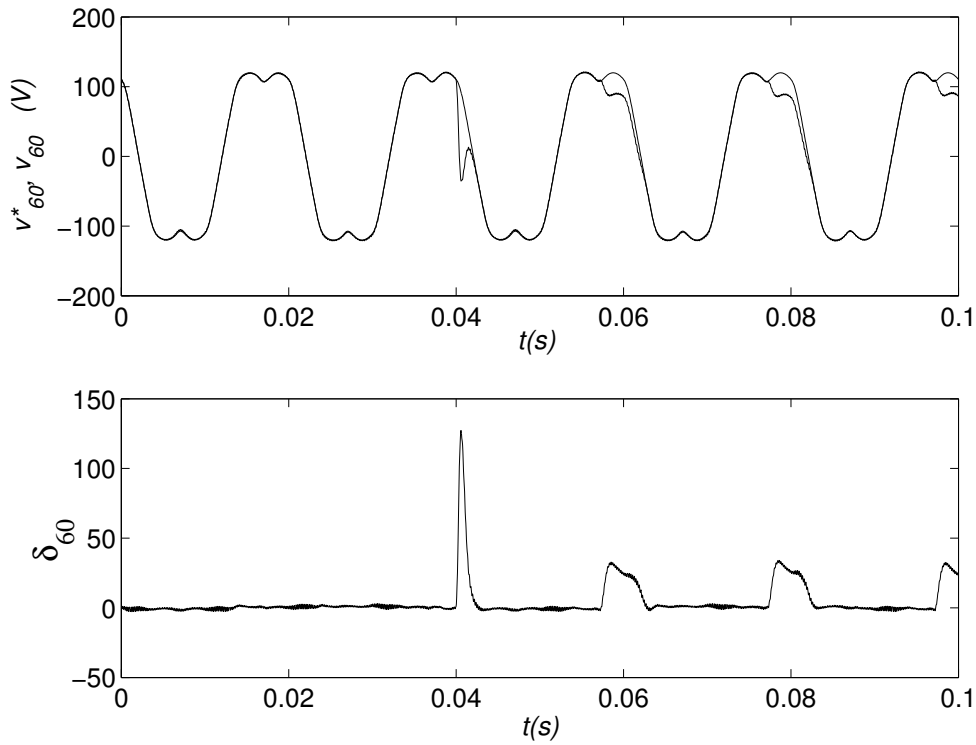


Figura 2.19. Tensão de pólo v_{60} e o desvio de tensão δ_{60} .

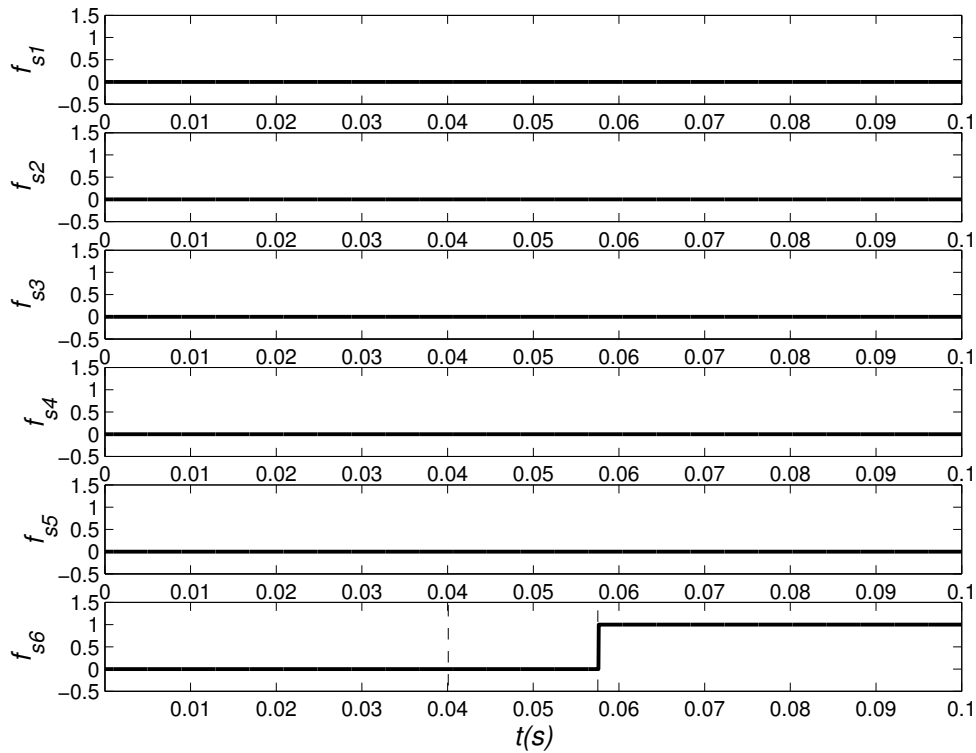


Figura 2.20. Indicadores binários que determinam a condição de falta e identificação da chave com defeito.

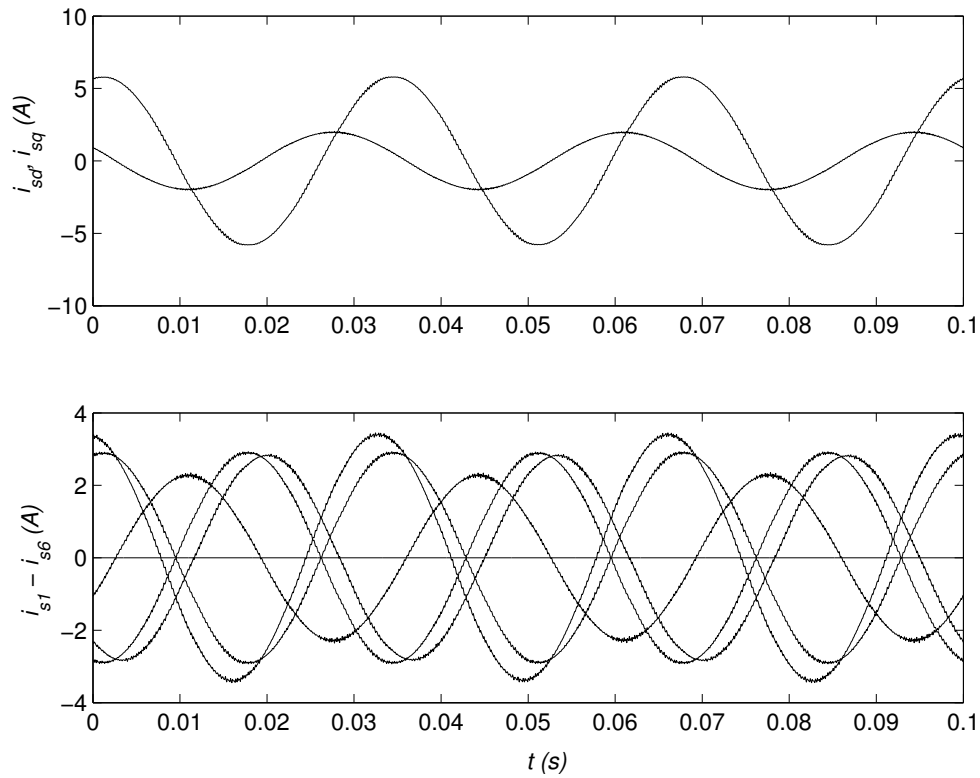


Figura 2.21. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase está aberta.

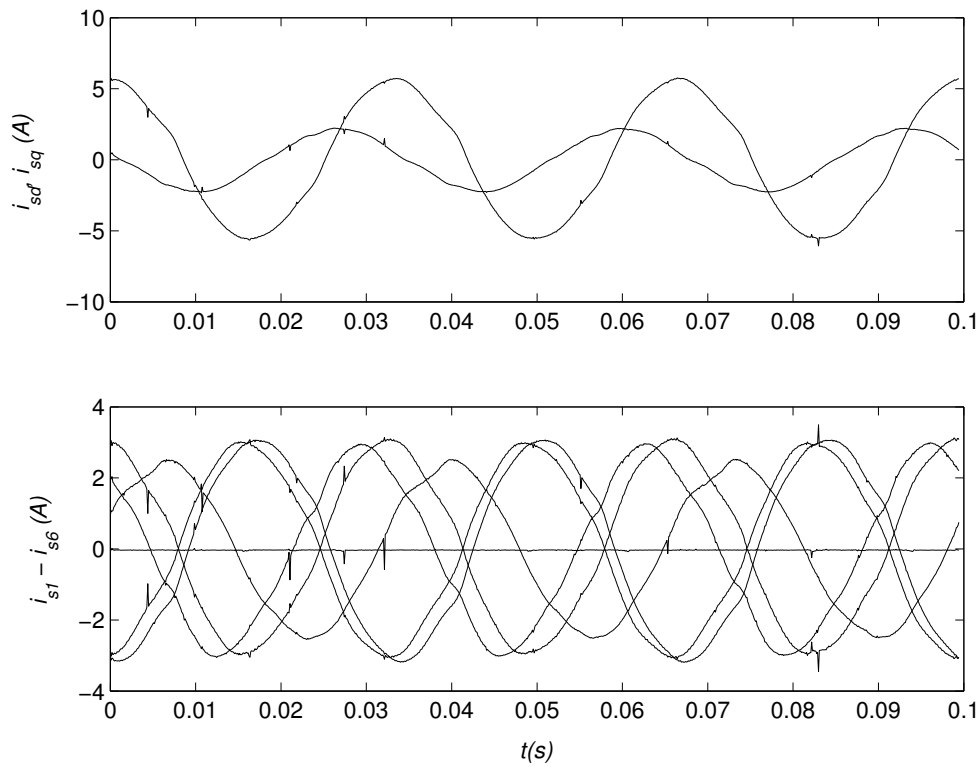


Figura 2.22. Resultado experimental da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase está aberta.

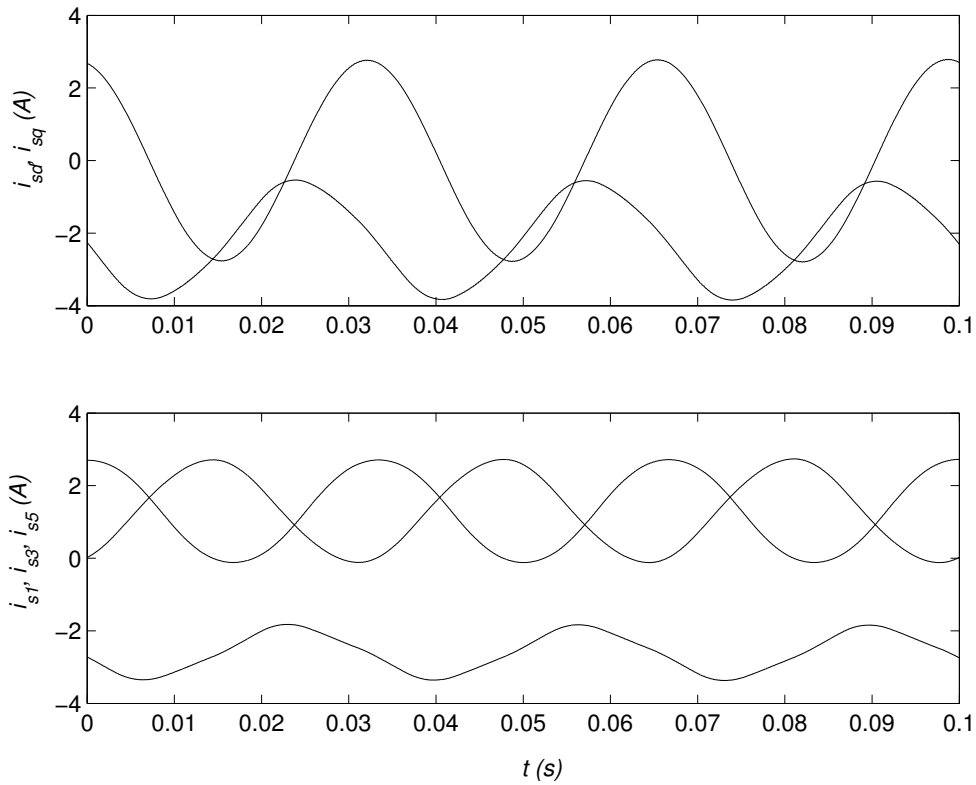


Figura 2.23. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave está em curto.

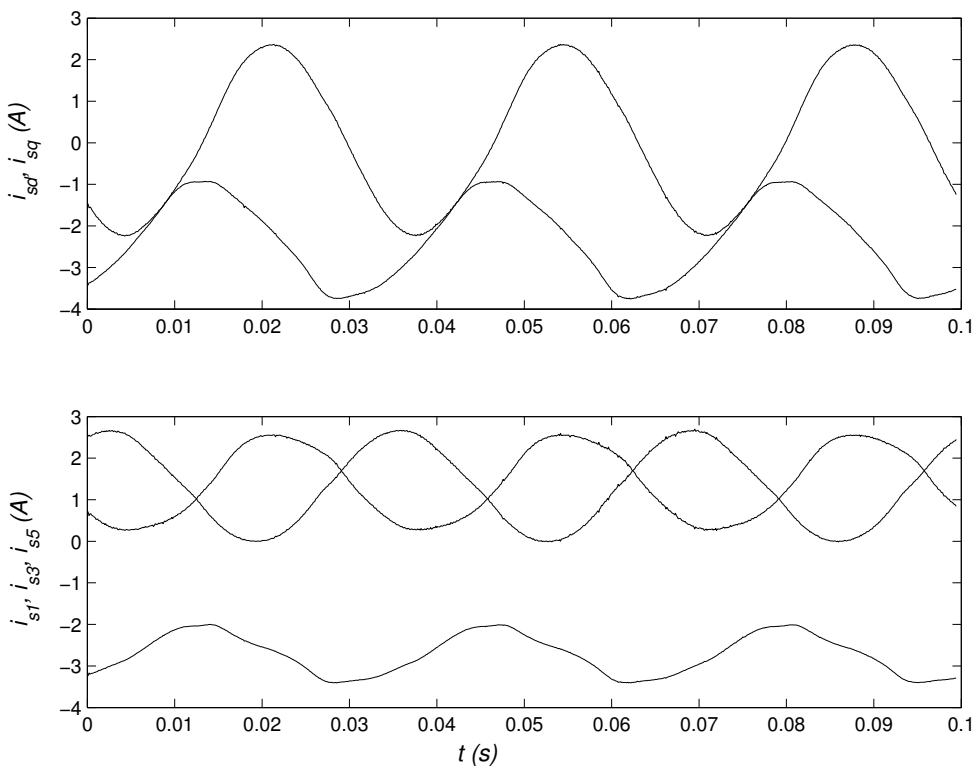


Figura 2.24. Resultado experimental da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave está em curto.

2.7 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou a modelagem da máquina de indução de seis fases visando analisar seu comportamento dinâmico sob operação normal e de falta. As principais observações destas investigações são:

- O modelo da máquina obtido na abordagem por decomposição vetorial é bastante conveniente para o controle da máquina, já que o circuito equivalente é idêntico ao circuito equivalente de uma máquina de indução trifásica. Esta característica pode ser explorada para fins de controle, como no caso do sistema de controle com orientação pelo campo. Neste caso, o procedimento de controle usado para o caso trifásico pode ser aplicado diretamente à máquina hexafásica .
- O modelo da máquina de acordo com a abordagem duplo estator é mais complexo, devido ao acoplamento existente entre os dois planos. No entanto, pode ser mais interessante, por exemplo, para a implementação do PWM vetorial já que a distribuição dos vetores se assemelha ao caso trifásico. Além disso pode ser melhor aproveitado para implementação de controlador de corrente no referencial síncrono, pois este modelo usa todas as quatro variáveis dq de corrente, enquanto o modelo por decomposição vetorial usa apenas duas.
- Foram apresentados os modelos para simulação da operação do motor sob falta e os resultados de simulação e experimentais demonstraram a possibilidade de simular a operação da máquina com um mesmo modelo para as condições de operação normal e desbalanceada. Observou-se que a falta, seja do tipo curto circuito ou circuito aberto, representa uma condição de operação bastante indesejável, provocando oscilações de baixa frequência no conjugado e podendo causar sérios danos ao sistema de acionamento.
- A técnica de detecção da condição de falta é obtida comparando-se as medições de tensão com suas respectivas referências. Para isso é necessária a instalação de sensores de tensão extras no sistema. No entanto, isto pode ser justificado pelo aumento na confiabilidade do sistema.

SISTEMA DE ACIONAMENTO TOLERANTE À FALTA SEM RECONFIGURAÇÃO

3.1 INTRODUÇÃO

Diferentes tipos de faltas podem ocorrer em um sistema de acionamento usando inversor fonte de tensão. As faltas podem ocorrer no conversor ou no próprio motor. Neste capítulo serão consideradas apenas faltas no conversor. Faltas do tipo curto circuito e circuito aberto no conversor ou nos terminais da máquina são bastante comuns. Estas faltas podem ocorrer devido a curto-circuito nas chaves e por abertura não comandada das chaves do inversor. O circuito de proteção deve ser projetado de forma a prevenir qualquer dano ao conversor. Normalmente, quando uma dessas faltas ocorre, o esquema de proteção interrompe o funcionamento do sistema. No entanto, neste trabalho, o conceito de tolerância a falta será usado no sentido de manter a operação do sistema de maneira satisfatória após a ocorrência de uma falta.

Um levantamento das faltas verificadas nos sistemas de conversão de diferentes aplicações foi apresentado em Thoersen e Dalva (1995) e mostrou que a maior parte das faltas é originada nos circuitos de controle das chaves de potência. Dessa forma, muita pesquisa tem sido realizada nesta área. Os principais aspectos estudados investigam: o efeito das faltas no inversor sobre a operação da máquina elétrica (KASTHA e BOSE, 1994), métodos de diagnóstico, a partir da observação de certas grandezas (DEBEBE, RAJAGOPALAN e SANKAR, 1991; BLABJERG, *et al.*, 1997; SMITH, RAN e PENMAN, 1997; PEUGET, COURTINE e ROGNON, 1998; MENDES e MARQUES, 1998; RIBEIRO, *et al.*, 2000), esquemas de reconfiguração para isolar o dispositivo de potência com defeito (FU e LIPO, 1993; BOLOGNANI, ZORDAN e ZIGLIOTTO, 2000), e técnicas de compensação para melhoria da confiabilidade no sistema de acionamento do motor (SPEE e WALLACE, 1990; FU e LIPO, 1993; KASTHA e BOSE, 1995). Em Welchko *et al.* (2003)(WELCHKO, *et al.*, 2004) o

resultado da comparação entre as diversas técnicas de compensação conclui que é necessária uma cuidadosa avaliação da probabilidade de ocorrência de cada falta além do nível de tolerância requerido na aplicação para se optar por uma determinada topologia, já que o custo aumenta inevitavelmente nestes esquemas.

Neste capítulo, é mostrado como é possível aumentar a confiabilidade do sistema, usando uma máquina de seis fases. Em uma máquina trifásica, é necessária uma conexão do ponto neutro da máquina ao ponto central do barramento CC, depois que uma fase é aberta, para manter operação balanceada. Ou seja, no caso da máquina trifásica, é necessária uma componente de sequência zero, quando uma fase é perdida, para manter a mesma força magnetomotriz da operação normal. A estratégia de compensação utiliza uma topologia alternativa para o inversor, cujo banco de capacitores do barramento CC é dividido para gerar um ponto central que é conectado ao neutro da máquina. A máquina de seis fases fornece uma solução sem conexão do neutro e possibilita a operação com faltas em mais de uma fase.

As estratégias de controle apresentadas neste capítulo, permitem a operação contínua e livre de perturbação do sistema de acionamento sem componentes adicionais ou reconfiguração do inversor com a perda completa de um ou mais braços do inversor ou fases do motor. Estas estratégias são indicadas para operação sem ou com malha de controle de corrente (iguais ao controle Volts/Hz e controle vetorial com orientação pelo campo). A idéia é definir, após a detecção e identificação da falta, novas referências de tensão ou corrente de forma a manter a operação balanceada das componentes dq no controle de conjugado da máquina.

3.2 CONTROLE DE TENSÃO

Apesar dos grandes avanços em sistemas de acionamento em corrente alternada de alto desempenho com o uso de controle vetorial, existem muitas aplicações onde os requisitos de desempenho não são tão severos. Nestas aplicações o desempenho dinâmico não é alto e o objetivo principal é manter a velocidade em um valor de referência fixo. Neste caso o método de controle Volts/Hertz é uma boa solução. Por ser um acionamento simples e de baixo custo

ainda é muito usado em diversas aplicações industriais. Apesar do baixo desempenho deste tipo de acionamento, a confiabilidade ainda é um fator muito importante. Neste caso o controle de tensão é mais adequado já que não existe malha de corrente associada. Nesta secção será detalhada a metodologia de controle em tensão para o caso em que o sistema de acionamento perde uma das fases.

Admitindo que a fase 1 ou o braço 1 do sistema mostrado na Fig. 3.1 está aberto, o conversor pós-falta é um conversor de cinco braços composto pelas chaves $q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6$ e \bar{q}_6 . A compensação da falta é baseada na modificação das tensões de referência usadas para comandar as chaves remanescentes do inversor. Para obter as novas referências, é necessário analisar as condições de contorno após a falta. A análise é realizada no plano dq a partir da transformação (3.1).

$$\mathbf{w}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{w}_{sdqxyoo'} \quad (3.1)$$

A matriz de transformação, \mathbf{P}_s , depende do ângulo entre os dois grupos trifásicos. Para um referencial estatórico, $\delta_g = 0$, e um ângulo genérico entre os dois grupos trifásicos, a matriz de transformação é dada por:

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & -\cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) & -\cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \alpha\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \alpha\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3} + \alpha\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{3} + \alpha\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Consideram-se dois casos: no primeiro, os neutros dos dois conjuntos trifásicos são isolados e no segundo o neutro é único para os dois conjuntos.

3.2.1 Neutro duplo

Com neutro desconectado, as componentes de tensão $v_{so'}$ e v_{so} são naturalmente nulas, e o modelo da máquina se reduz àquele representado pelas componentes de eixos dq e xy . Se a fase 1 está aberta, a tensão v_{s1} torna-se uma variável de saída que pode ser representada

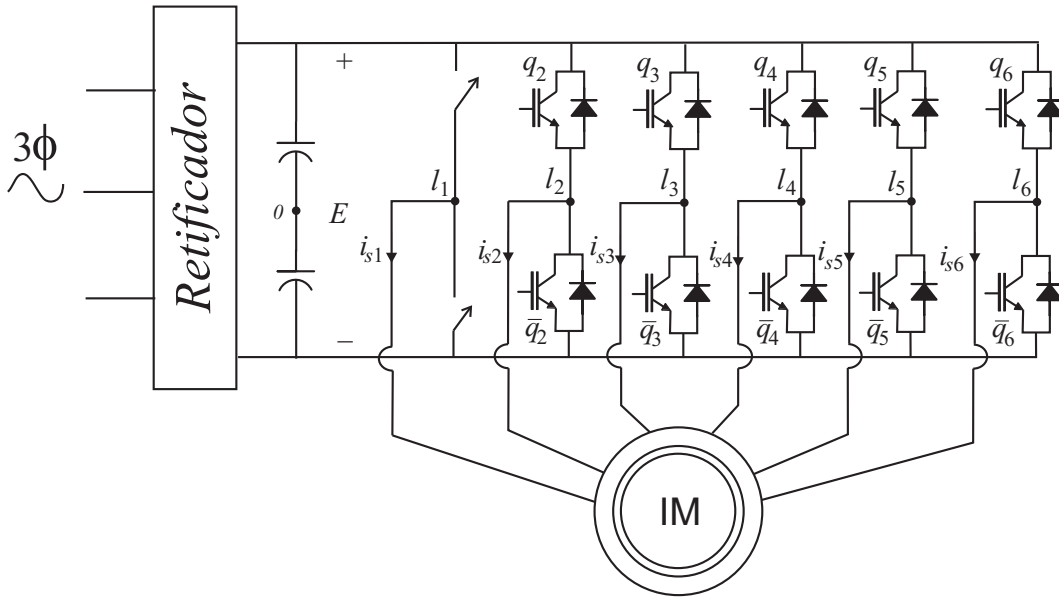


Figura 3.1. Topologia do inversor hexafásico com uma fase aberta.

algebricamente a partir de (3.1) com $v_{so'} = v_{so} = 0$,

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{sd} + v_{sx}). \quad (3.3)$$

Para manter a operação balanceada da máquina, é necessário impor as componentes de eixos dq para controlar o conjugado eletromagnético da máquina. Como v_{s1} agora é uma variável de saída, v_{sx}^* deve ser definida de forma a satisfazer (3.3), o que resulta diretamente em

$$v_{sx}^* = \sqrt{3}v_{s1} - v_{sd}^*$$

A escolha da componente de tensão v_{sy}^* não é única. Ela pode ser determinada a partir da imposição de algumas restrições. Uma solução é obtida se $v_{sy}^* = 0$, de forma a minimizar as distorções nas correntes de fase. Note que se um braço diferente for perdido, v_{sx}^* dependerá de v_{sy}^* e uma outra condição deverá ser incluída para determinar v_{sx}^* e v_{sy}^* . Para simplificar a análise a matriz de transformação dada em (3.1) pode ser usada, para rotacionar o sistema de coordenadas, de forma que o problema possa ser tratado considerando-se que a falta sempre ocorre na fase 1.

As tensões de referência de v_{s2}^* a v_{s6}^* podem ser obtidas aplicando-se em (3.1) as referências v_{sd}^* , v_{sq}^* , v_{sx}^* e v_{sy}^* com $v_{so'} = v_{so} = 0$ e v_{s1} medido. A seguir são apresentadas as referências de tensão para $\alpha = 0^\circ$, 30° e 60° obtidas através de suas respectivas matrizes de transformação.

- MIH com $\alpha = 0^\circ$.

$$v_{s2}^* = 2.0V_m \cos(\omega t + 180^\circ) + v_{s1} \quad (3.4)$$

$$v_{s3}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t - 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.5)$$

$$v_{s4}^* = 1.3229V_m \cos(\omega t - 40.1^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.6)$$

$$v_{s5}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t + 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.7)$$

$$v_{s6}^* = 1.3229V_m \cos(\omega t + 40.1^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.8)$$

- MIH com $\alpha = 30^\circ$.

$$v_{s2}^* = 1.8V_m \cos(\omega t - 16.1^\circ) - 0.8660v_{s1} \quad (3.9)$$

$$v_{s3}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t - 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.10)$$

$$v_{s4}^* = 1.8V_m \cos(\omega t - 163.9^\circ) + 0.8660v_{s1} \quad (3.11)$$

$$v_{s5}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t + 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.12)$$

$$v_{s6}^* = 1.0V_m \cos(\omega t + 90^\circ) \quad (3.13)$$

- MIH com $\alpha = 60^\circ$.

$$v_{s2}^* = 1.3229V_m \cos(\omega t - 40.1^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.14)$$

$$v_{s3}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t - 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.15)$$

$$v_{s4}^* = 2.0V_m \cos(\omega t + 180^\circ) + v_{s1} \quad (3.16)$$

$$v_{s5}^* = 0.8660V_m \cos(\omega t + 90^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.17)$$

$$v_{s6}^* = 1.3229V_m \cos(\omega t + 40.1^\circ) - 0.5v_{s1} \quad (3.18)$$

A operação balanceada da máquina hexafásica é obtida se estas tensões, para cada caso, forem sintetizadas pelo conversor e aplicadas de forma adequada. Note que as amplitudes das tensões não são iguais e em algumas delas a magnitude é maior que o caso com seis fases. Com neutro duplo não há liberdade para impor mesmas amplitudes a todas as parcelas que compõem as referências de tensão. Além disso, devido a presença da tensão de fase aberta somada às referências, fica difícil obter um equilíbrio nas amplitudes das tensões. Consequentemente, as

correntes nas fases também serão desbalanceadas, condição necessária para impor componentes dq equilibradas e efetivo controle de conjugado da máquina.

3.2.2 Neutro simples

Com os neutros conectados, as componentes de tensão $xyoo'$ podem ser definidas de forma diferente e um maior grau de liberdade é atingido nesta solução. A tensão de fase aberta é definida neste caso como

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[v_{sd} + v_{sx} + \frac{\sqrt{2}}{2} (v_{so} + v_{so'}) \right] \quad (3.19)$$

A solução que satisfaz esta equação pode ser obtida impondo-se um conjunto de restrições sobre as tensões de fase de referência. Primeiro, é necessário impor as mesmas componentes no semi plano dq como definidas na operação normal. Segundo, para garantir corrente de neutro nula, é necessário definir v_{so}^* igual a zero. Suposições adicionais, referem-se a minimização das componentes dos eixos xy e oo' . Como v_{s1} é desconhecida, inicialmente pode-se usar $v_{s1} = 0$. Este termo é somado a solução final e um conjunto de novas referências é definido. Na tabela 3.1 são mostradas as tensões de referência xy e oo' aplicadas às máquinas de seis fases com α igual a 0° , 30° e 60° quando a fase 1 esta aberta.

Tabela 3.1. Tensões de referência no plano $xyoo'$

Ref.	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
v_{sx}^*	$\sqrt{3}v_{s1} - 1.7v_{sd}^*$	$\sqrt{3}v_{s1} - 0.64v_{sd}^* - 0.21v_{sq}^*$	$\sqrt{3}v_{s1} - 0.648v_{sd}^*$
v_{sy}^*	v_{sq}^*	$0.75v_{sd}^* + 0.29v_{sq}^*$	$-0.3681v_{sd}^*$
v_{so}^*	0	0	0
$v_{so'}^*$	$0.94v_{sd}^*$	$-0.5v_{sd}^* + 0.29v_{sq}^*$	$-0.4972v_{sd}^*$

Estas referências, definem um novo conjunto de tensões de referência de fase como apresentado na tabela 3.2

Note que as novas referências são formadas por duas partes, uma de amplitude constante e outra variável, dependente da tensão da fase aberta. Com neutro simples a parte fixa pode ser imposta com amplitudes iguais para todas as fases, no entanto, as tensões de fase ainda serão diferentes devido a componente variável v_{s1} .

Tabela 3.2. Tensões de fase de referência

$\alpha = 0^\circ$	$v_{s2}^* = 2.0V_m \cos(\omega t) - v_{s1}$ $v_{s3}^* = 2.0V_m \cos(\omega t - 60^\circ) - 0.5v_{s1}$ $v_{s4}^* = 2.0V_m \cos(\omega t + 180^\circ) + 0.5v_{s1}$ $v_{s5}^* = 2.0V_m \cos(\omega t + 60^\circ) - 0.5v_{s1}$ $v_{s6}^* = 2.0V_m \cos(\omega t + 180^\circ) + 0.5v_{s1}$
$\alpha = 30^\circ$	$v_{s2}^* = 1.44V_m \cos(\omega t - 13^\circ) - 0.866v_{s1}$ $v_{s3}^* = 1.44V_m \cos(\omega t - 85.4^\circ) - 0.5v_{s1}$ $v_{s4}^* = 1.44V_m \cos(\omega t + 178.5^\circ) + 0.866v_{s1}$ $v_{s5}^* = 1.44V_m \cos(\omega t + 145.8^\circ) - 0.5v_{s1}$ $v_{s6}^* = 1.44V_m \cos(\omega t + 39.4^\circ)$
$\alpha = 60^\circ$	$v_{s2}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t - 24.96^\circ) - 0.5v_{s1}$ $v_{s3}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t - 114^\circ) - 0.5v_{s1}$ $v_{s4}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t + 180^\circ) + v_{s1}$ $v_{s5}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t + 114^\circ) - 0.5v_{s1}$ $v_{s6}^* = 1.2968V_m \cos(\omega t + 24.96^\circ) - 0.5v_{s1}$

3.2.3 Controle PWM do inversor de tensão

As diferentes tensões geradas pelo conversor podem ser mostradas em dois planos vetoriais. Durante a falta, o conversor resultante possui um número reduzido de braços podendo gerar $2^{(6-n)}$ estados distintos (n é o número de fases abertas). O primeiro passo para reescrever estas tensões é substituir as tensões de fase (2.47)-(2.51) em (3.1) e determinar as componentes de tensão resultantes para cada combinação de chave válida. Neste procedimento, assume-se que a tensão de neutro, v_{sn} , para a condição de falta é dada por

$$v_{sn} = \frac{1}{2}v_{s1} + \frac{E}{2}(q_3 + q_5 - 1) \quad (3.20)$$

Assim, usando (3.1) e $n = 1$, as tensões $dqxy$ podem ser determinadas pelos estados das chaves usando as seguintes relações:

$$v_{sd} = \frac{E}{3\sqrt{3}} [k_1q_2 - k_2q_4 - k_3q_6] + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s1} = v'_{sd} + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s1} \quad (3.21)$$

$$v_{sq} = \frac{E}{3\sqrt{3}} [k_4q_2 - k_5q_4 - k_6q_6] = v'_{sq} \quad (3.22)$$

$$v_{sx} = \frac{E}{3\sqrt{3}} [-k_1q_2 + k_2q_4 + k_3q_6] + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s1} = v'_{sx} + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s1} \quad (3.23)$$

$$v_{sy} = \frac{E}{3\sqrt{3}} [-k_4q_2 + k_5q_4 + k_6q_6] = v'_{sy} \quad (3.24)$$

onde k_i , $i = 1, 2, \dots, 6$ são constantes cujos valores dependem do ângulo α .

Os vetores gerados pelo conversor nos planos dq e xy dependem de v_{s1} , o que torna a análise vetorial difícil. Trabalhando com variáveis auxiliares $d'q'$ e $x'y'$ - introduzidas em (3.21)-(3.24) - pode-se simplificar a análise. A Fig. 3.2 mostra todos os vetores de tensão nos planos espaciais $d'q'$ e $x'y'$ para $\alpha = 60^\circ$. Os vetores são identificados pelos índices ab onde a varia de 0 a 3 e b varia de 0 a 7 representando o equivalente binário dos estados das chaves (q_3, q_5) e (q_2, q_4, q_6) respectivamente na ordem $a = q_3q_5$ e $b = q_2q_4q_6$.

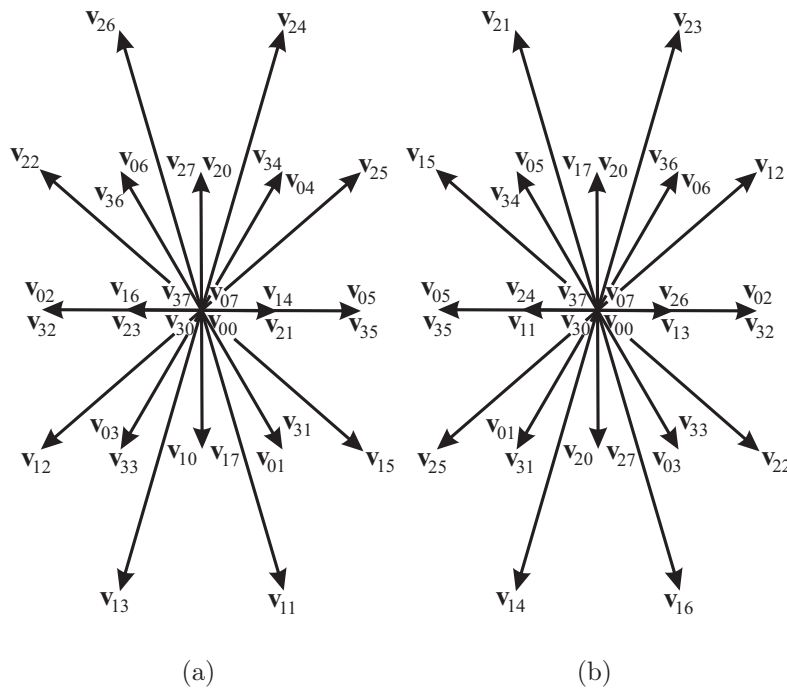


Figura 3.2. Diagrama Vetorial. planos (a) $d'q'$ e (b) $x'y'$

A síntese das tensões de referência no inversor de tensão pode ser realizada através de modulação PWM com abordagem escalar. Devido à equivalência, com a abordagem vetorial, é possível calcular as larguras dos pulsos usando as tensões de fases de referência para obter os tempos de aplicação dos vetores no sistema. Neste caso, a tensão de pólo de referência deve ser determinada das tensões de fase desejadas da máquina como explicado na seção 2.3.2. Considerando que as tensões de fase de referência da máquina são dadas por v_{si}^* e v_{sk}^* , as tensões de pólo desejadas podem então ser expressas por:

$$v_{i0}^* = v_{si}^* + v_{n0}^*, \quad i = 3, 5$$

$$v_{k0}^* = v_{sk}^* + v_{m0}^*, \quad k = 2, 4, 6$$

As tensões v_{n0}^* e v_{m0}^* podem ser calculadas como uma função do fator de distribuição μ_1 e μ_2 ($0 \leq \mu \leq 1$) como definido em (2.67)-(2.68) considerando que v_{sM1}^* e v_{sm1}^* são os valores máximo e mínimo do conjunto de tensões $[v_{s3}^*, v_{s5}^*]$, respectivamente e v_{sM2}^* e v_{sm2}^* são os valores máximo e mínimo de $[v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*]$, respectivamente.

Determinados v_{n0}^* e v_{m0}^* e substituindo v_{s2}^* a v_{s6}^* , os valores de v_{20}^* a v_{60}^* podem ser calculados em função de v_{sd}^* , v_{sq}^* e v_{s1}^* . O tempo de condução das chaves de potência é determinado pelas expressões (2.71) e (2.72). Como v_{20}^* a v_{60}^* dependem da tensão de saída v_{s1} , os limites de tensão do conversor necessários para alimentar a máquina dependem dos parâmetros da máquina.

A Figura 3.3 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle de tensão, considerando que a falta ocorre na fase 1. A chave K seleciona as referências de tensão de fase para a operação antes, 1, e após, 2, a falta.

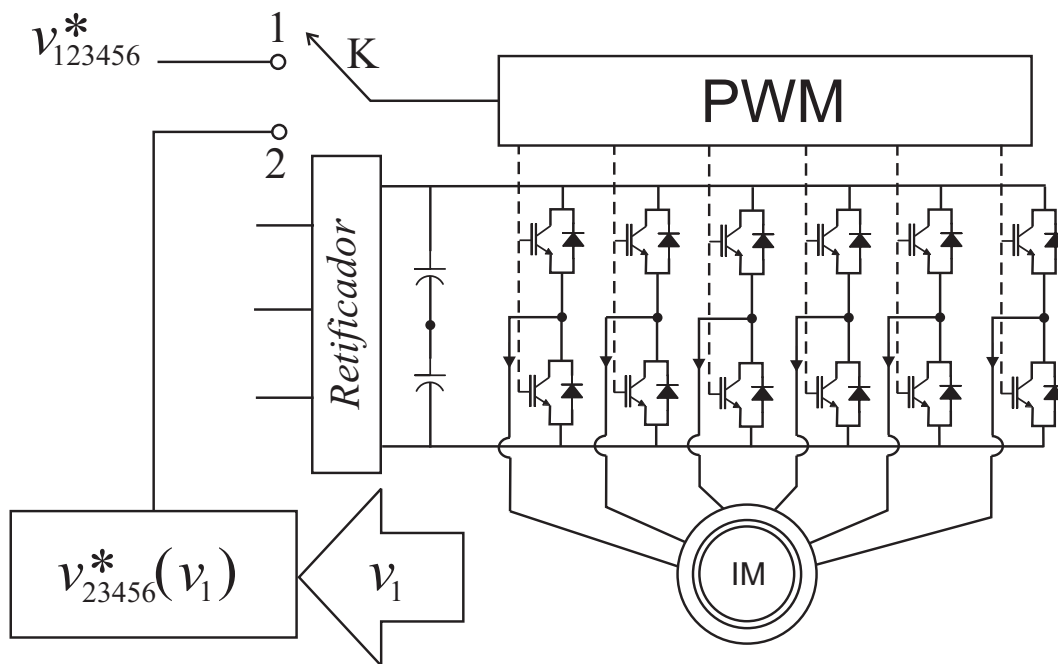


Figura 3.3. Diagrama de blocos do controle de tensão proposto para o sistema tolerante a falta.

3.2.4 Falta simultâneas

A análise da secção anterior pode ser extrapolada para o caso da ocorrência de faltas em mais de um braço do inversor simultaneamente. Analisando-se as configurações pós-falta, verificam-

se algumas possíveis situações passíveis de compensação. Entre os diferentes valores de α , a máquina com $\alpha = 60^\circ$, permite compensar faltas em duas ou três fases do motor. Para outros valores de α , ou a solução ótima possui restrição ou não pode ser encontrada. Na máquina com neutro duplo, faltas em fases de diferentes grupos trifásicos podem ser compensadas. No caso da máquina com neutro simples esta restrição deixa de existir.

Para exemplificar, considere que o conversor pós-falta é dado pela configuração mostrada na Fig. 3.4 onde o braço 1 e 2 foram perdidos. O conversor pós-falta é um conversor de quatro braços composto pelas chaves $q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6$ e \bar{q}_6 e as tensões v_{s1} e v_{s2} tornam-se variáveis de saída. De (3.1), v_{s1} e v_{s2} são expressas como

$$v_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{sx} + v_{sd} + \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{so} + v_{so'})) \quad (3.25)$$

$$v_{s2} = \frac{1}{2\sqrt{3}}(v_{sd} + \sqrt{3}v_{sq} - v_{sx} + \sqrt{3}v_{sy} + \sqrt{2}(v_{so} - v_{so'})) \quad (3.26)$$

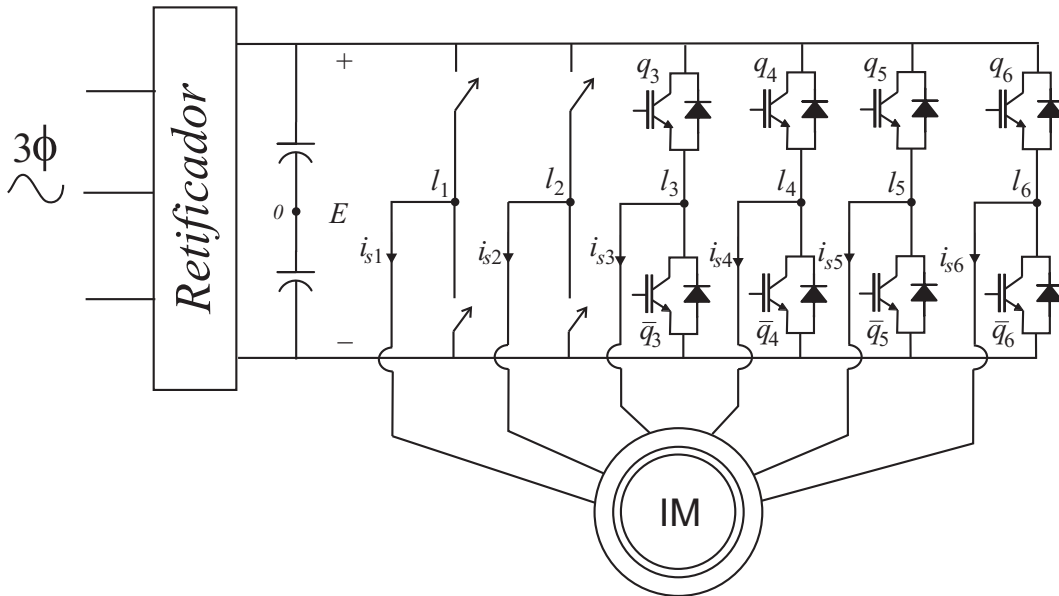


Figura 3.4. Topologia do inversor hexafásico com duas fases abertas.

Considere as tensões de referência v_{sd}^* e v_{sq}^* e os valores medidos de v_{s1} e v_{s2} , então as tensões de referência v_{sx}^* , v_{sy}^* , v_{so} e $v_{so'}$ podem ser definidas como na tabela 3.3.

Neste caso não existe grau de liberdade para impor tensões xy diferentes das apresentadas na tabela 3.3. Dadas v_{sd}^* , v_{sq}^* , v_{sx}^* e v_{sy}^* e usando a transformação (3.1) as tensões de fase de

Tabela 3.3. Tensões de referência no plano xyo'

Ref.	neutro duplo	neutro simples
v_{sx}^*	$\sqrt{3}v_{s1} - v_{sd}^*$	$\sqrt{3}v_{s1} - \sqrt{3}v_{sq}^*$
v_{sy}^*	$v_{s1} + 2v_{s2} - \frac{2}{\sqrt{3}}v_{sd}^* - v_{sq}^*$	$v_{s1} + 2v_{s2} - \sqrt{3}v_{sd}^*$
v_{so}^*	0	0
$v_{so'}^*$	0	$-1.41v_{sd}^* + 2.45v_{sq}^*$

referência são obtidas como na tabela 3.4.

Tabela 3.4. Tensões de fase de referência

Ref.	neutro duplo	neutro simples
v_{s3}^*	$2V_m \cos(\omega t - 60^\circ) - v_{s1} - v_{s2}$	$3.4641V_m \cos(\omega t - 90^\circ) - v_{s1} - v_{s2}$
v_{s4}^*	$2V_m \cos(\omega t + 180^\circ) + v_{s1}$	$3.4641V_m \cos(\omega t + 90^\circ) + v_{s1}$
v_{s5}^*	$2V_m \cos(\omega t + 120^\circ) + v_{s2}$	$3.4641V_m \cos(\omega t - 150^\circ) + v_{s2}$
v_{s6}^*	$2V_m \cos(\omega t) - v_{s1} - v_{s2}$	$3.4641V_m \cos(\omega t + 30^\circ) - v_{s1} - v_{s2}$

De forma similar ao caso de uma falta de fase, a análise vetorial pode ser simplificada se variáveis auxiliares $d'q'$ e $x'y'$ forem introduzidas. Dessa maneira, os vetores gerados pelo conversor nos planos auxiliares $d'q'$ e $x'y'$ podem ser determinados usando

$$v'_{sd} = \frac{\sqrt{3}E}{4} (-q_4 + q_6) \quad (3.27)$$

$$v'_{sq} = \frac{E}{4} (2q_3 + q_4 - 2q_5 - q_6) \quad (3.28)$$

$$v'_{sx} = \frac{\sqrt{3}E}{4} (q_4 - q_6) \quad (3.29)$$

$$v'_{sy} = \frac{E}{4} (-2q_3 + q_4 + 2q_5 - q_6) \quad (3.30)$$

Os vetores nos planos $d'q'$ e $x'y'$ são mostrados na Fig. 3.5 para a máquina com neutro duplo. A relação com o plano dq original é função das tensões em aberto, ou seja

$$v_{sd} = v'_{sd} + \frac{\sqrt{3}}{2} \left(v_{s1} + \frac{1}{2}v_{s2} \right) \quad (3.31)$$

$$v_{sq} = v'_{sq} + \frac{3}{4}v_{s2} \quad (3.32)$$

$$v_{sx} = v'_{sx} + \frac{\sqrt{3}}{2} \left(v_{s1} - \frac{1}{2}v_{s2} \right) \quad (3.33)$$

$$v_{sy} = v'_{sy} + \frac{3}{4}v_{s2} \quad (3.34)$$

Outro caso que pode ser analisado, é quando três fases estão abertas simultaneamente. Esta situação é mostrada na Fig. 3.6. Considera-se que três fases de um mesmo grupo trifásico estão

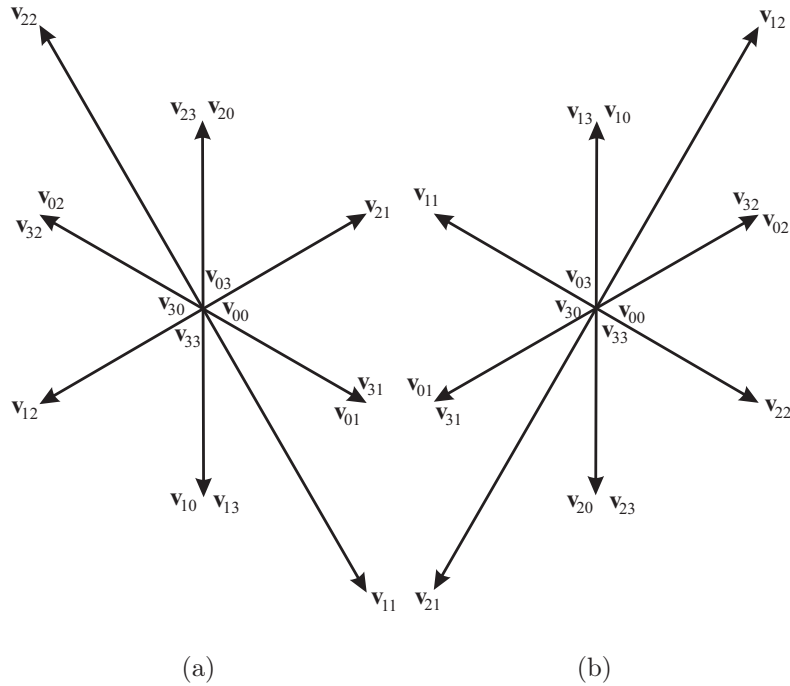


Figura 3.5. Diagrama Vetorial. planos (a) $d'q'$ e (b) $x'y'$

abertas já que não há possibilidade de controle, sem conexão do neutro, se os dois grupos estiverem com faltas. De forma similar aos casos anteriores, para obter tensões dq equilibradas, as referências xy devem ser definidas como função das tensões dq de referência e tensões das fases em aberto como

$$v_{sx}^* = \sqrt{3}v_{s1} - v_{sd}^* \quad (3.35)$$

$$v_{sy}^* = v_{sq}^* + 2v_{s5} + v_{s1} \quad (3.36)$$

As tensões auxiliares são dadas por

$$v'_{sd} = \frac{E}{2\sqrt{3}}(q_2 - 2q_4 + q_6) \quad (3.37)$$

$$v'_{sq} = \frac{E}{2}(q_2 - q_6) \quad (3.38)$$

$$v'_{sx} = \frac{E}{2\sqrt{3}}(-q_2 + 2q_4 - q_6) \quad (3.39)$$

$$v'_{sy} = \frac{E}{2}(q_2 - q_6) \quad (3.40)$$

O controle PWM, em ambos os casos, pode ser determinado de maneira similar ao caso quando uma fase está aberta.

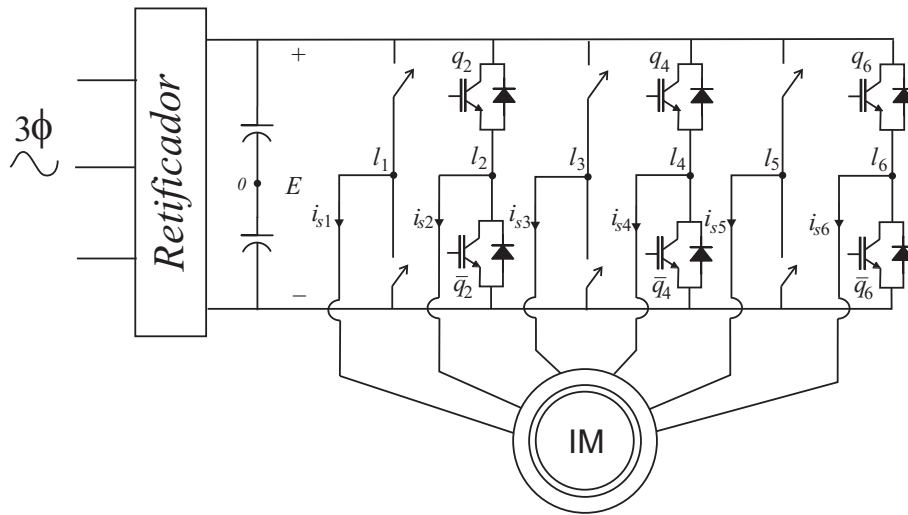


Figura 3.6. Topologia do inversor hexafásico com três fases abertas.

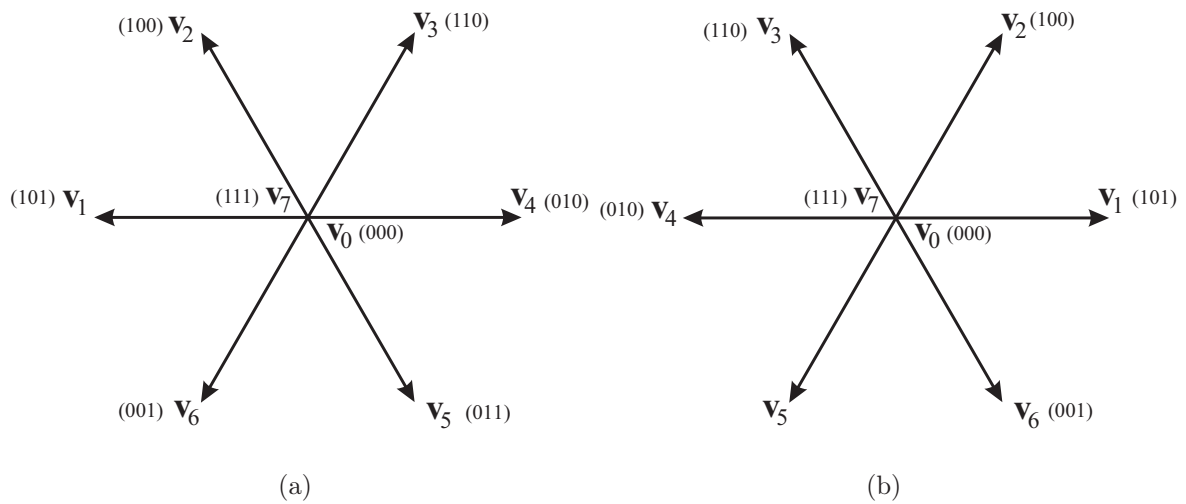


Figura 3.7. Diagrama Vetorial. planos (a) $d'q'$ e (b) $x'y'$

3.3 CONTROLE DE CORRENTE

Se a máquina for controlada por uma estratégia que necessita de uma malha de corrente, o método apresentado pode ser facilmente adequado ao controle de corrente substituindo-se as tensões por correntes na análise de cada caso. A condição básica nestes casos é que a corrente no braço da fase que está aberto seja nula. Definidas as novas referências de correntes após a detecção da falta é necessário definir uma estratégia de controle das correntes com propriedades de tolerância a faltas.

O objetivo é o mesmo do caso em tensão, ou seja, após a falta definir novas referências de

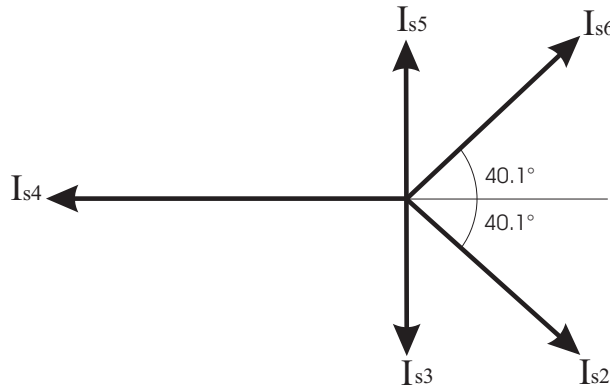
Tabela 3.5. Correntes de fase de referência

Ref.	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
i_{s2}^*	$2I_m \cos \omega t$	$1.8I_m \cos(\omega t - 16.1^\circ)$	$1.323I_m \cos(\omega t - 40.1^\circ)$
i_{s3}^*	$0.866I_m \cos(\omega t - 90^\circ)$	$0.866I_m \cos(\omega t - 90^\circ)$	$0.866I_m \cos(\omega t - 90^\circ)$
i_{s4}^*	$1.323I_m \cos(\omega t - 139.1^\circ)$	$1.8I_m \cos(\omega t - 163.9^\circ)$	$2I_m \cos(\omega t - 180^\circ)$
i_{s5}^*	$0.866I_m \cos(\omega t + 90^\circ)$	$0.866I_m \cos(\omega t + 90^\circ)$	$0.866I_m \cos(\omega t + 90^\circ)$
i_{s6}^*	$1.323I_m \cos(\omega t + 139.1^\circ)$	$I_m \cos(\omega t + 90^\circ)$	$1.323I_m \cos(\omega t + 40.1^\circ)$

modo a manter a operação balanceada da máquina. Se a fase 1 é perdida ($i_{s1} = 0$) e utilizando a equação de transformação (3.1) com $i_{so'} = i_{so} = 0$, pode-se definir o seguinte conjunto de referências para essa condição de operação:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \\ i_{sx}^* \\ i_{sy}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dq} \cos(\omega t) \\ I_{dq} \sin(\omega t) \\ -i_{sd}^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

As correntes de fase de referência i_{s2}^* a i_{s6}^* resultantes dessa escolha são obtidas a partir da matriz de transformação (3.1) com α igual a 0° , 30° e 60° . Na tabela 3.5 são apresentados estes resultados.

**Figura 3.8.** Diagrama Fasorial das correntes.

Os fasores das correntes, para $\alpha = 60^\circ$, são mostrados na Fig. 3.8. Note que as amplitudes das correntes não são iguais e em uma delas é duas vezes o valor da nominal. Com estas referências, é possível produzir o mesmo conjugado do caso em que a máquina opera com as seis fases. Note que não é necessária nenhuma corrente de seqüência zero como no caso de uma máquina trifásica sob falta, pois a corrente no neutro é zero e não há necessidade de conexão do neutro. Na tentativa de obter-se uma distribuição mais equilibrada das correntes da máquina hexafásica, uma outra solução pode resultar, de modo que as correntes tenham as mesmas

Tabela 3.6. Correntes de referência no plano $dqxyoo'$

Ref.	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
i_{sx}^*	$-1.7i_{sd}^*$	$-0.64i_{sd}^* - 0.21i_{sq}^*$	$-0.648i_{sd}^*$
i_{sy}^*	i_{sq}^*	$0.75i_{sd}^* + 0.29i_{sq}^*$	$-0.368i_{sd}^*$
i_{so}^*	0	0	0
$i_{so'}^*$	$0.94i_{sd}^*$	$-0.5i_{sd}^* + 0.29i_{sq}^*$	$-0.497i_{sd}^*$

amplitudes. Para isso é necessário que os neutros dos dois conjuntos trifásicos sejam ligados juntos. O resultado para este caso pode ser obtido diretamente daquele resultante do caso da análise em tensão. Se as tensões forem substituídas por variáveis de correntes nas equações da tabela 3.4, resultará no conjunto de referências apresentado na tabela 3.6. As correntes de fase correspondentes são mostradas na tabela 3.7

Tabela 3.7. Correntes de fase de referência

Ref.	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
i_{s2}^*	$2I_m \cos \omega t$	$1.44I_m \cos (\omega t - 13^\circ)$	$1.297I_m \cos (\omega t - 24.96^\circ)$
i_{s3}^*	$2I_m \cos (\omega t - 60)$	$1.44I_m \cos (\omega t - 85.4^\circ)$	$1.297I_m \cos (\omega t - 114^\circ)$
i_{s4}^*	$2I_m \cos (\omega t + 180^\circ)$	$1.44I_m \cos (\omega t + 178.5^\circ)$	$1.297I_m \cos (\omega t + 180^\circ)$
i_{s5}^*	$2I_m \cos (\omega t + 60)$	$1.44I_m \cos (\omega t + 145.8^\circ)$	$1.297I_m \cos (\omega t + 114^\circ)$
i_{s6}^*	$2I_m \cos (\omega t + 180^\circ)$	$1.44I_m \cos (\omega t + 39.4^\circ)$	$1.297I_m \cos (\omega t + 24.96^\circ)$

Observe que, a amplitude das correntes depois que a fase é perdida depende do ângulo α . Genericamente falando, a amplitude das correntes diminui com o aumento de α quando a máquina usa neutro simples. Neste caso, a máquina de 60° requer menor amplitude de corrente para manter a operação balanceada depois que uma fase é perdida entre os três tipos de máquinas. Neste caso a conexão dos neutros é importante para impor as mesmas amplitudes de corrente às fases remanescentes. Para neutro duplo não é possível obter um conjunto de referências com amplitudes iguais. A partir da análise realizada, a máquina com $\alpha = 30^\circ$ requer as menores correntes com neutro duplo.

3.3.1 Faltas simultâneas

Considere o conversor pós-falta dado pela configuração mostrada na Fig. 3.4. Usando (3.1) com $i_{so'} = i_{so} = 0$ e as restrições $i_{s1} = 0$ e $i_{s2} = 0$, as referências de correntes i_{sd}^* , i_{sq}^* , i_{sx}^* e i_{sy}^*

são dadas como na tabela 3.8.

Tabela 3.8. Correntes de referência no plano xyo'

Ref.	neutro duplo	neutro simples
i_{sx}^*	$-i_{sd}^*$	$-\sqrt{3}i_{sq}^*$
i_{sy}^*	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{sd}^* - i_{sq}^*$	$-\sqrt{3}i_{sd}^*$
i_{so}^*	0	0
$i_{so'}^*$	0	$-1.41i_{sd}^* + 2.45i_{sq}^*$

As correntes de fase i_{s3}^* , i_{s4}^* , i_{s5}^* e i_{s6}^* são obtidas como na tabela 3.9.

Tabela 3.9. Correntes de fase de referência

Ref.	neutro duplo	neutro simples
i_{s3}^*	$2I_m \cos(\omega t - 60^\circ)$	$3.4641I_m \cos(\omega t - 90^\circ)$
i_{s4}^*	$2I_m \cos(\omega t + 180^\circ)$	$3.4641I_m \cos(\omega t + 90^\circ)$
i_{s5}^*	$2I_m \cos(\omega t + 120^\circ)$	$3.4641I_m \cos(\omega t - 150^\circ)$
i_{s6}^*	$2I_m \cos(\omega t)$	$3.4641I_m \cos(\omega t + 30^\circ)$

As amplitudes das correntes são iguais e inevitavelmente devem ser aumentadas de duas vezes o valor da nominal, com neutro duplo e, maior ainda com neutro simples. A Fig. 3.9 mostra os fasores de corrente para o caso de neutro duplo.

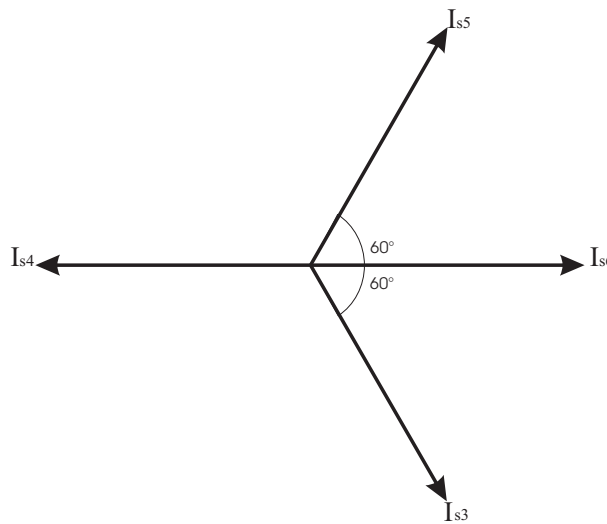


Figura 3.9. Diagrama Fasorial das correntes.

A condição de três fases abertas é mostrada na Fig. 3.6 onde $i_{s1} = 0$, $i_{s3} = 0$ e $i_{s5} = 0$. Similarmente aos casos anteriores, para obter as correntes dq desejadas, as variáveis xy devem

ser definidas como uma função de dq , tal que as referencias em $dqxy$ são dadas por

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \\ i_{sx}^* \\ i_{sy}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dq} \cos(\omega t) \\ I_{dq} \sin(\omega t) \\ -i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

As correntes de fase i_{s2}^* , i_{s4}^* e i_{s6}^* são obtidas como

$$i_{s2}^* = 2I_m \cos(\omega t - 60^\circ) \quad (3.43)$$

$$i_{s4}^* = 2I_m \cos(\omega t - 180^\circ) \quad (3.44)$$

$$i_{s6}^* = 2I_m \cos(\omega t + 60^\circ) \quad (3.45)$$

As correntes de referência formam um conjunto trifásico com fase deslocadas de 120° uma da outra com amplitude duas vezes a nominal. Esta operação corresponde a uma máquina trifásica e, portanto pode ser controlada como tal. Os fasores de corrente são mostrados na Fig 3.10.

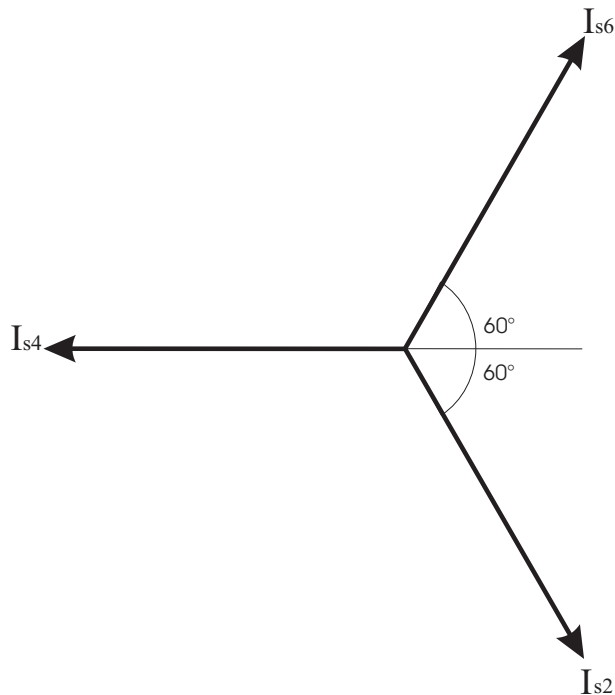


Figura 3.10. Diagrama Fasorial das correntes.

Para manter as mesmas condições da operação normal, as correntes das outras fases, em diferentes situações, devem ser aumentadas quando as fases do estator são perdidas. Por exemplo, as correntes nas fases i_{s3}^* a i_{s6}^* são mais de três vezes o valor da nominal quando

duas fases estão abertas e a máquina usa neutro simples. Em vários casos, portanto pode ser impraticável a operação da máquina sob estas circunstâncias. Nestes casos pode ser necessário, ajustar a velocidade e a carga, de modo que as correntes não ultrapassem os valores limites para operação segura do sistema.

3.3.2 Técnica de Controle de Corrente

Uma grande variedade de esquemas de controle de corrente tem sido investigada e proposta para a regulação de corrente em malha fechada de inversores trifásicos. O modelo da máquina hexafásica permite que estas técnicas sejam estendidas para o acionamento da máquina hexafásica. Alguns esquemas de controle de corrente discreto (controle PI estacionário ou síncrono, preditivo e realimentação de estado, por exemplo) podem ser empregados, eficientemente, para controlar as correntes do estator, numa implementação digital. Para operação com sinais CA, uma lei de controle linear do tipo PI ou PID pode ser usada. Entretanto, uma ampla largura de faixa é requisito para operação com erro de regime aceitável. Por outro lado, o controlador PI padrão no referencial síncrono permite obter erro nulo em regime. Entretanto, para operação desbalanceada em que as tensões são contaminadas com componentes de seqüência negativa, o regulador PI síncrono não garante erro nulo.

Na condição pós-falta, as componentes de correntes de referência xy são desbalanceadas. Neste caso um regulador que garanta erro de regime nulo na condição desbalanceada se torna necessário. Para atender às exigências antes e após a falta, neste trabalho foi usado um controlador de corrente linear composto de módulos de controle de seqüência positiva e negativa (JACOBINA, *et al.*, 2001a). Este controlador pode ser implementado em variáveis de fase. No entanto, é mais simples implementar o controlador em termos das variáveis $dqxy$ do estator. Como apenas as componentes de eixo xy são desequilibradas, para a condição pós falta o controlador de dupla seqüência pode ser implementado apenas neste plano, enquanto um controlador síncrono de seqüência positiva é usado para regular as componentes de eixos dq . Esta situação simplifica a estrutura do regulador para operação em ambas as situações.

Um controlador PI no referencial síncrono permite atingir erro nulo em regime. A implementação do controlador no referencial síncrono de seqüência positiva necessita da matriz de transformação do referencial estacionário para referencial síncrono e vice-versa. Este esquema pode ser emulado no referencial estacionário para evitar estas transformações. O modelo do controlador pode ser descrito por

$$\frac{d\mathbf{x}_{sz}^+}{dt} = k_{iz}^+ \xi_{sz}^+ + j\omega \mathbf{x}_{sz}^+$$

$$\mathbf{v}_{sz}^{*+} = \mathbf{x}_{sz}^+ + k_{pz} \xi_{sz}^+ \quad (3.46)$$

onde $\xi_{sz}^+ = \mathbf{i}_{sz}^{*+} - \mathbf{i}_{sz}^+$ é o erro do vetor de corrente; e k_{iz}^+ e k_{pz} são os ganhos dos controladores e \mathbf{v}_{sz}^{*+} é a saída do controlador ou tensão de referência. O índice sz representa os eixos d e q do estator. A versão discreta deste controlador é dada por

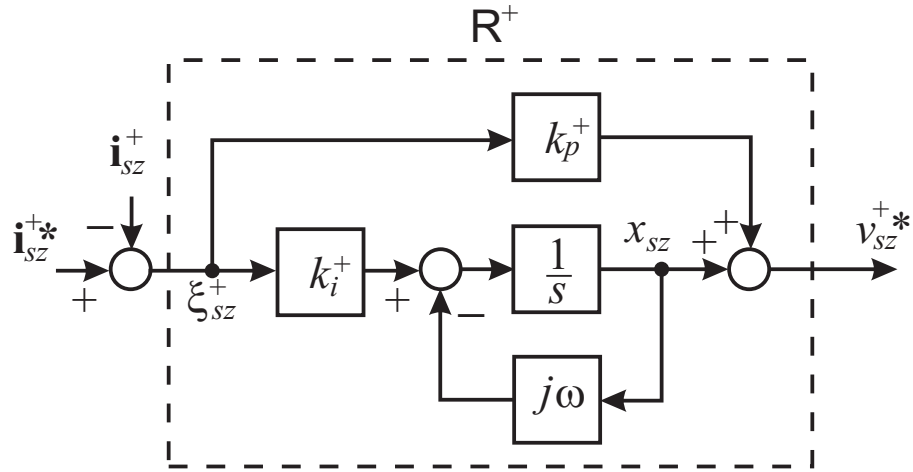
$$\mathbf{x}_{sz}^+(k) = e^{j\omega h} \mathbf{x}_{sz}^+(k-1) + jk_{iz}^+ \left(\frac{1 - e^{j\omega h}}{\omega} \right) \xi_{sz}^+(k-1) \quad (3.47)$$

$$\mathbf{v}_{sz}^{*+}(k) = \mathbf{x}_{sz}^{*+} + k_{pz} \xi_{sz}^+(k) \quad (3.48)$$

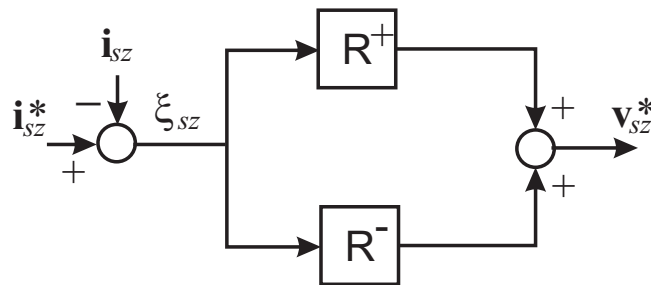
O controlador de dupla seqüência é composto por dois controladores PI síncronos, sendo um de seqüência positiva (girando a $+\omega$) e outro de seqüência negativa (girando a $-\omega$), como proposto em (JACOBINA, *et al.*, 2001a). Os dois controladores operam simultaneamente e suas saídas são adicionadas. A lei de controle para o controlador de seqüência negativa emulado no referencial estatórico é obtida substituindo-se o sobrescrito $+$ por $-$ nas equações (3.47)-(3.48). A Fig. 3.11 mostra o diagrama de blocos do controlador PI síncrono, Fig. 3.11(a), e PI dupla seqüência Fig. 3.11(b), implementados no referencial estacionário

Particularmente, o uso dos mesmos ganhos para os controladores PI de seqüência positiva e negativa simplifica o modelo do controlador quando emulado no referencial estacionário. A partir das equações do controlador de seqüência positiva e negativa e introduzindo novas variáveis como $\mathbf{x}_{sz} = \mathbf{x}_{sz}^+ + \mathbf{x}_{sz}^-$ e $\mathbf{x}'_{sz} = j\omega(\mathbf{x}_{sz}^+ - \mathbf{x}_{sz}^-)$. Dessa forma o modelo do controlador de dupla seqüência no referencial estacionário pode ser dado por (JACOBINA, *et al.*, 2001a):

$$\frac{d\mathbf{x}_{sz}}{dt} = \mathbf{x}'_{sz} + 2k_{iz} \xi_{sz} \quad (3.49)$$



(a)



(b)

Figura 3.11. Controlador PI síncrono no referencial estacionário: a) de seqüência positiva; b) dupla seqüência.

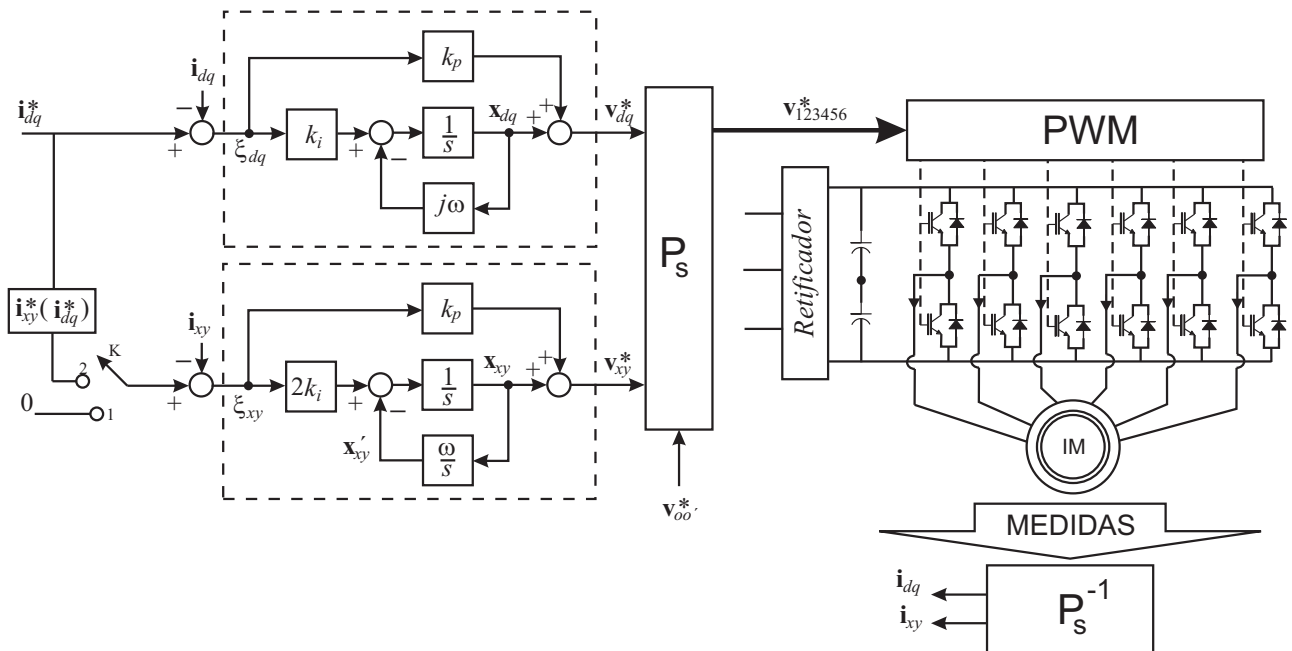


Figura 3.12. Diagrama de blocos da controle de corrente de dupla seqüência.

$$\frac{d\mathbf{x}'_{sz}}{dt} = -\omega\mathbf{x}_{sz} \quad (3.50)$$

$$\mathbf{v}_{sz}^* = \mathbf{x}_{sz} + 2k_{pz}\xi_{sz} \quad (3.51)$$

onde \mathbf{x}_s e \mathbf{x}'_s são as variáveis de estado associadas ao integrador do controlador, e sz neste caso, representa as componentes de eixos x e y do estator.

A versão discreta do controlador descrito pelas equações (3.49)-(3.51) usando um segurador de ordem zero pode ser dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{sz}(k) &= \cos(\omega h)\mathbf{x}_{sz}(k-1) + \frac{1}{\omega} \sin(\omega h)\mathbf{x}'_{sz}(k-1) \\ &\quad + 2k_{iz} \frac{1}{\omega} \sin(\omega h)\xi_{sz}(k-1) \end{aligned} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'_{sz}(k) &= -\omega \sin(\omega h)\mathbf{x}_{sz}(k-1) + \cos(\omega h)\mathbf{x}'_{sz}(k-1) \\ &\quad + 2k_{iz} \frac{1}{\omega} [\cos(\omega h) - 1]\xi_{sz}(k-1) \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$\mathbf{v}_s^*(k) = \mathbf{x}_{sz} + k_{pz}\xi_{sz}(k) \quad (3.54)$$

onde $k = 0, 1, 2, \dots$, representa o kh tempo discreto, h é o período de amostragem.

A Fig. 3.12 apresenta o diagrama de blocos da estratégia utilizada para o controle de corrente. O bloco \mathbf{P}^{-1} representa a transformação das correntes de fase que ainda estão conectadas para o plano $dqxy$.

3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A avaliação inicial das estratégias foi realizada com o auxílio de um programa de simulação implementado em linguagem C. Alguns resultados foram selecionados para demonstrar a validade das estratégias. Estes resultados correspondem a operação do sistema após a máquina partir e atingir seu regime e estar sujeita a uma dada falta de fase. Nas Figuras 3.13, 3.14 e 3.15 são apresentados os resultados relativos à máquina hexafásica de 60° com neutro duplo nas condições normal e de pós falta. A máquina utilizada nas simulações é a mesma do capítulo

anterior. As técnicas de compensação usando controle de tensão e de corrente foram usadas na obtenção destes resultados. O cenário da falta corresponde a uma falta de fase na fase 1 introduzida no instante $t = 0.2s$. Na Fig. 3.13 apresenta-se as correntes i_{sd} , i_{sq} e as correntes de fase para a técnica de controle de tensão. Nesta figura, observa-se que, a falta é compensada a partir da definição de novas referências de tensão, que mantêm o mesmo vetor corrente da operação normal. Apesar das correntes de fase serem desbalanceadas, as componentes dq de corrente são balanceadas. Nesta técnica, a tensão da fase sob falta é medida e então usada na definição das novas referências. A compensação da falta é dependente de uma exata medição da tensão sob falta. Um filtro passa baixa foi usado para retirar a componente fundamental do sinal chaveado de tensão. Nas Fig. 3.14 e 3.15 são apresentados os resultados de simulação para a compensação de uma falta de fase com controle de corrente. Na Fig. 3.14, são apresentadas as correntes i_{sd} , i_{sq} e suas respectivas referências para operação antes e depois da falta. Após a falta, novas referências de corrente são definidas e o controlador de corrente impõe as tensões necessárias para manter o mesmo vetor corrente da operação normal. Na Fig. 3.15 são mostradas as correntes de fase da máquina. O ajuste nas amplitudes das correntes das outras fases pode ser nitidamente visualizada nesta figura. Da mesma forma, as correntes de fase necessárias para a operação balanceada da máquina possuem diferentes amplitudes.

3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A plataforma experimental usada para obtenção dos resultados experimentais é descrita detalhadamente no apêndice C. A referida plataforma é responsável pela aquisição dos sinais de tensão e corrente e da implementação das estratégias de compensação das faltas. A máquina de 60° com neutro duplo foi usada em todos os experimentos. A condição de falta é gerada artificialmente por chaves auxiliares que interrompem a fase do motor. Na Fig. 3.16 apresenta-se os resultados experimentais quando a fase 1 do motor é perdida e é realizada a compensação usando controle de tensão tipo Volts/Hertz. Estes resultados demonstram o comportamento do sistema na condição de operação pós-falta quando as correntes são reguladas segundo uma

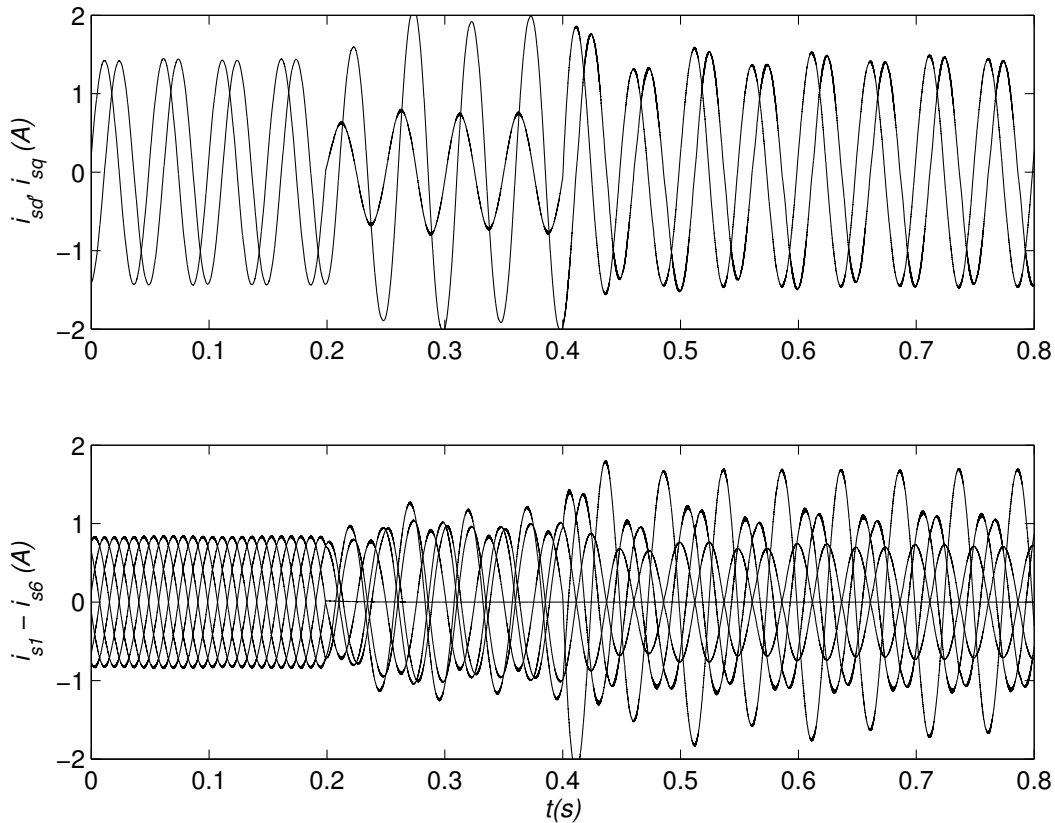


Figura 3.13. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase esta aberta com controle de tensão em malha aberta.

estratégia de malha aberta. Claramente, as componentes dq de corrente são balanceadas após ocorrer a falta, enquanto as correntes de fase apresentam diferentes amplitudes.

Nas Figuras 3.17 e 3.18 são apresentados os resultados experimentais equivalentes obtidos com a técnica de malha fechada. A máquina é controlada pelo controlador PI de dupla seqüência, emulado no referencial estacionário. Neste experimento, o motor está a vazão e a tensão do barramento foi fixada de forma a não haver necessidade de ajuste entre as operações normal e de falta. Na Fig. 3.17 apresenta-se as componentes de correntes dq (i_{sd} , i_{sq}) sobrepostas as suas respectivas referências (i_{sd}^* , i_{sq}^*). As curvas mostram a operação antes e durante a falta e após a sua compensação. A corrente da fase 1 também é apresentada na Fig. 3.17. As amplitudes das correntes de fase são ajustadas de acordo com a análise das seções anteriores. Como no caso anterior, as correntes i_{sd} e i_{sq} se mantêm inalteradas durante a falta. Para isso, as correntes em algumas fases devem ser maiores que no caso normal como está mostrado na Fig. 3.18. Estes resultados demonstram a capacidade de controlar e manter a operação da máquina

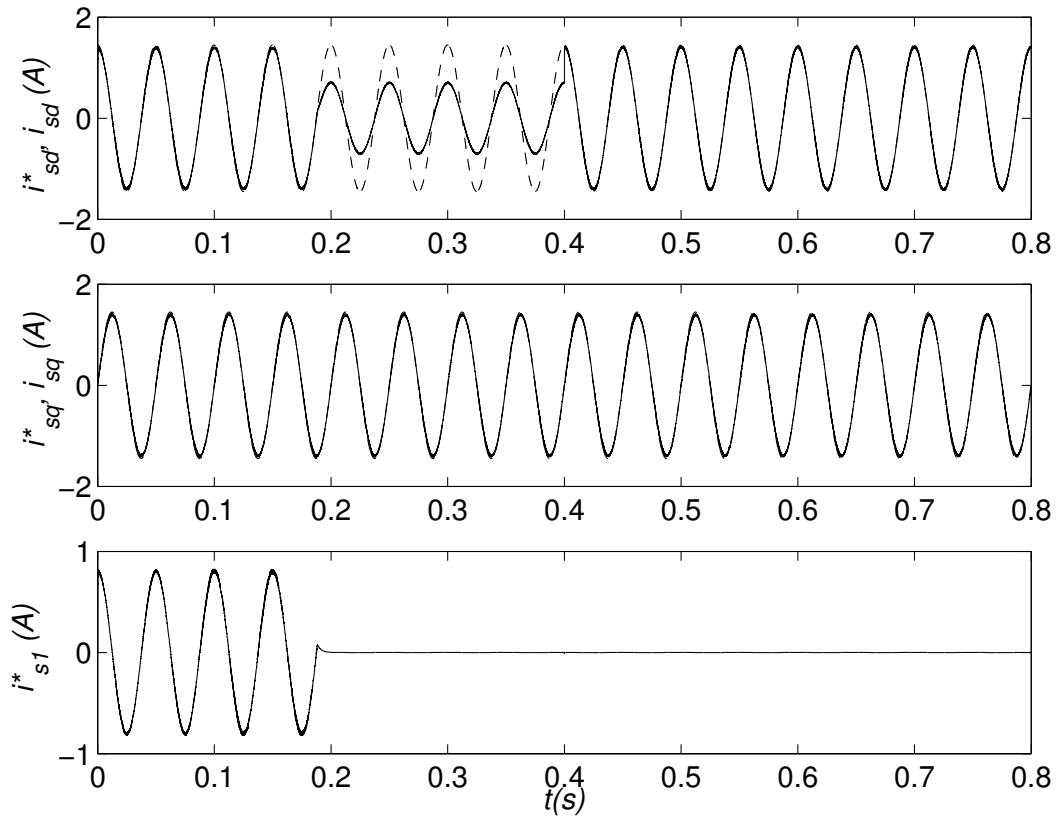


Figura 3.14. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase está aberta com controle de corrente em malha fechada.

durante uma falta de fase sem necessidade de conexões extras. Os resultados experimentais são similares aos obtidos na investigação com simulação.

3.6 CONCLUSÕES

Este capítulo investigou e desenvolveu a teoria para o controle de tensão e corrente de um motor de seis fases sob condições de faltas. Foram consideradas faltas do tipo fase aberta. As estratégias de controle garantem a operação contínua e livre de perturbação do sistema sem adicionais conexões de hardware com perda completa de um, dois e três braços do inversor ou fases do motor. Os seguintes pontos resumem as principais observações desta investigação:

- As estratégias de controle podem ser implementadas pelo ajuste do esquema de controle através de modificações por software sem conexões adicionais de hardware. O esquema proposto elimina a necessidade da conexão do neutro que normalmente é necessária para

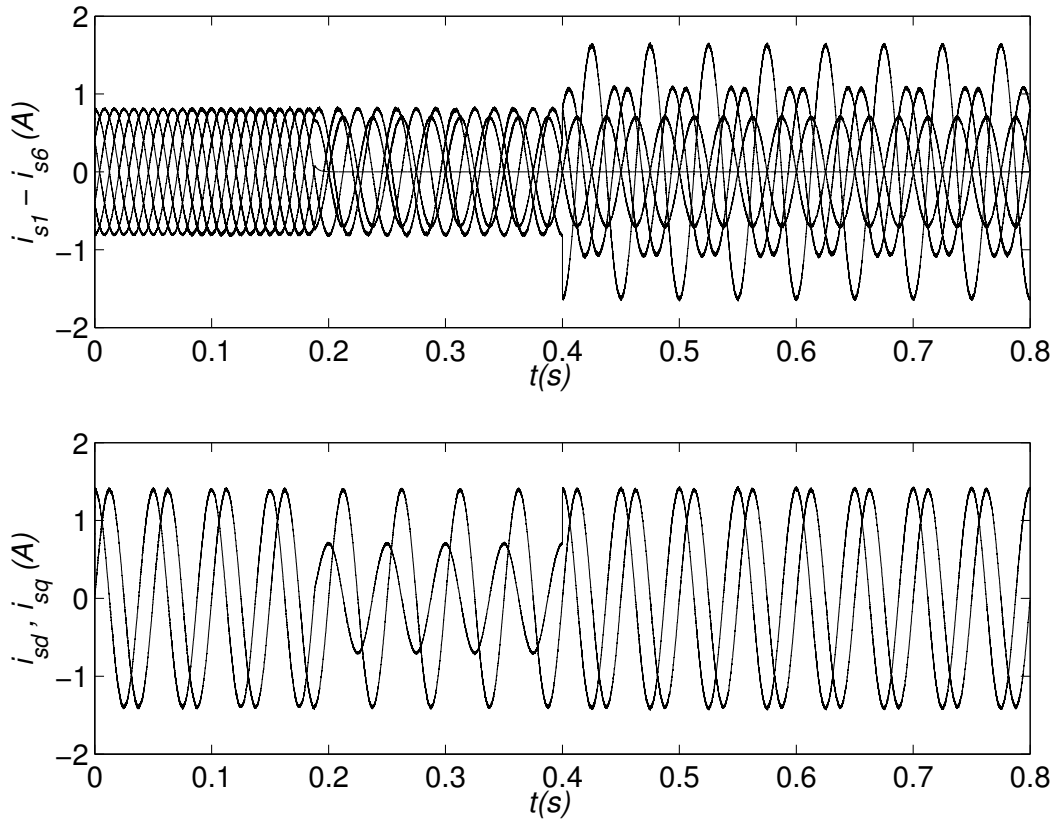


Figura 3.15. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase esta aberta com controle de corrente em malha fechada.

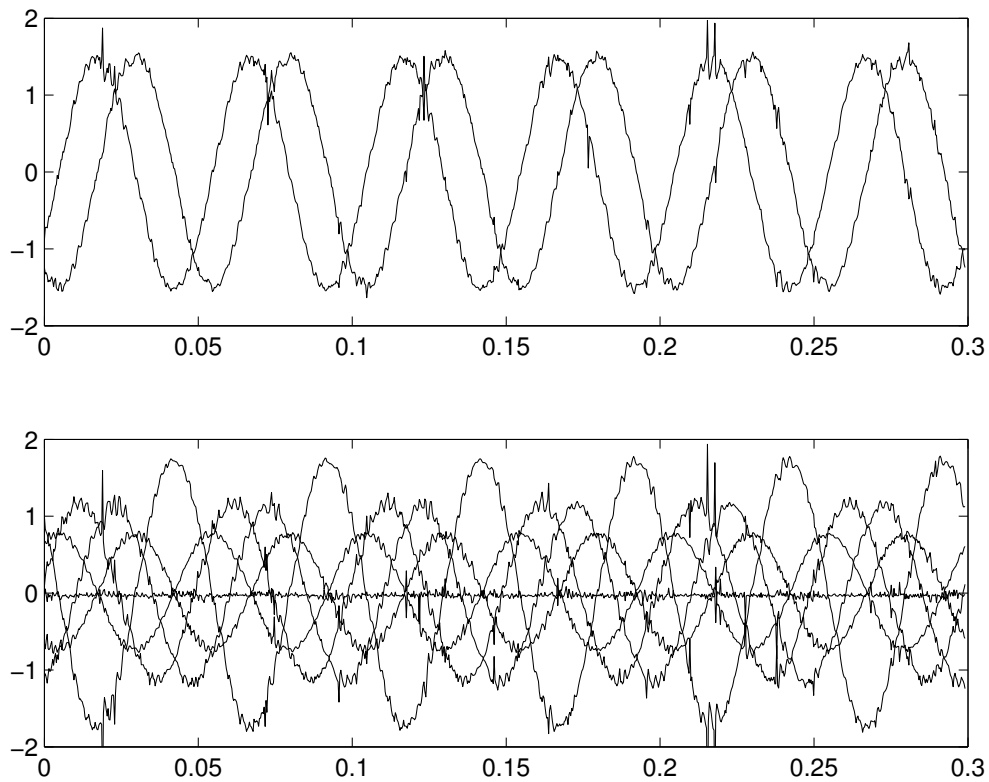


Figura 3.16. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de tensão em malha aberta.

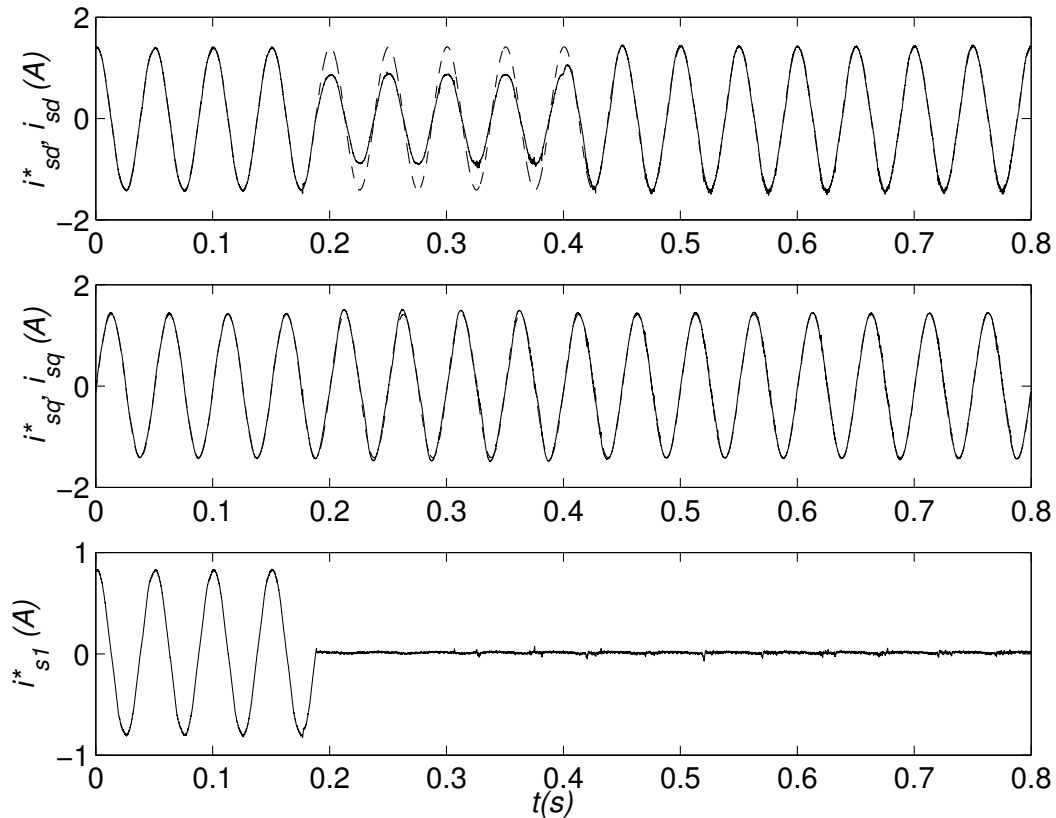


Figura 3.17. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada.

operação tolerante a falta de motores trifásicos.

- Faltas de uma, duas e três fases foram tratadas com controle de tensão e corrente. O motor pode operar por um longo período quando uma fase é perdida. No caso de faltas em duas ou três fases, pode ser necessário ajustar as condições de operação, de modo a reduzir as correntes do estator ou usar um conversor dimensionado apropriadamente de forma a permitir valores maiores.
- A máquina hexafásica com neutro duplo apresenta algumas limitações sobre quais fases podem ser abertas simultaneamente. No entanto se o neutro for comum aos dois grupos trifásicos, estas limitações podem ser eliminadas. A máquina com $\alpha = 60^\circ$ mostrou-se a melhor opção quando ocorrem faltas simultâneas. Para outros ângulos, algumas restrições existem para obtenção de uma solução ótima.
- No controle de tensão, a medição da tensão de fase aberta é um ponto importante para a exatidão do método. Um filtro passa baixa foi usado, para obter o sinal da fundamental,

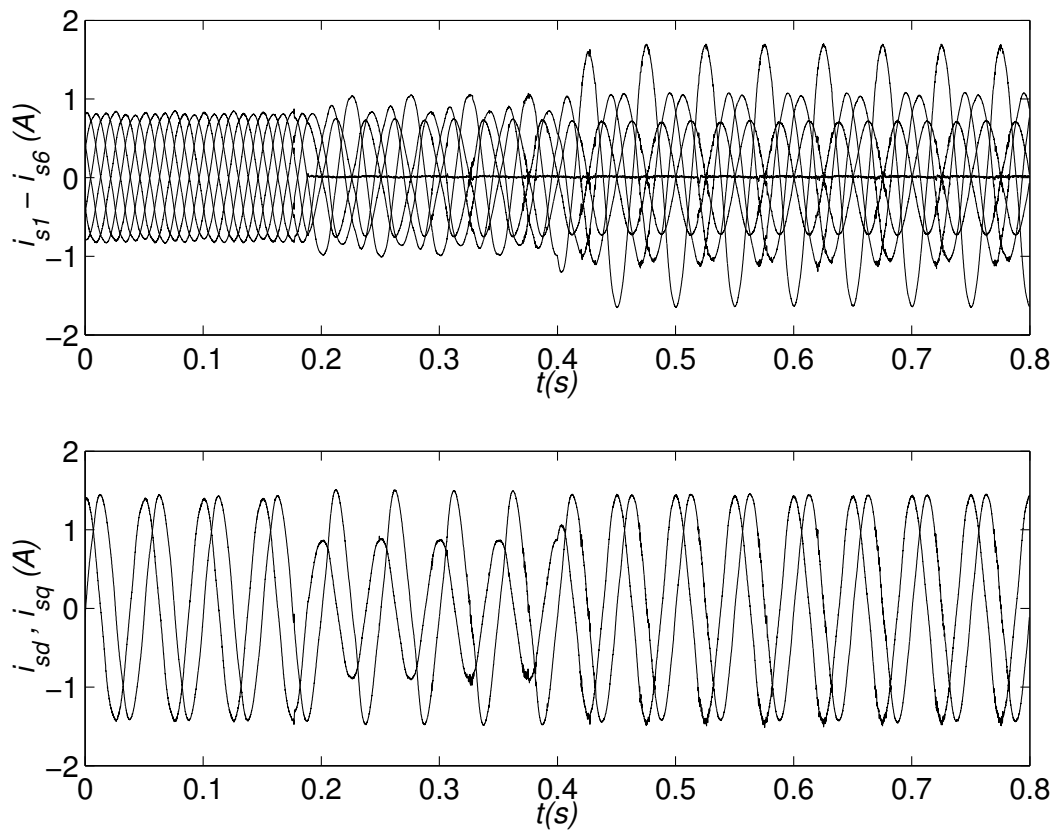


Figura 3.18. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada.

durante os testes. Métodos de medição mais exatos utilizando circuitos integradores, por exemplo, podem ser usados para para medir precisamente a tensão média entre os intervalos de amostragem e melhorar a eficiência do método.

- Os resultados experimentais validam a análise teórica e os resultados de simulação para a compensação de falta na máquina de indução hexafásica.

SISTEMA DE ACIONAMENTO TOLERANTE À FALTA COM RECONFIGURAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

A redundância do sistema multifases pode ser utilizada de diversas maneiras para melhorar a confiabilidade do sistema de acionamento. No capítulo 3, foi mostrado como manter o controle do sistema sob falta utilizando as fases remanescentes sem a necessidade de reconfiguração do inversor. A continuidade de operação do sistema após a ocorrência de uma falta no conversor, também pode ser garantida através da reconfiguração na topologia do conversor. A existência de componentes redundantes na estrutura original permite esta possibilidade. No caso do conversor hexfásico alimentando uma máquina de seis fases com neutro duplo, a própria estrutura do conversor garante esta redundância. A topologia de pós falta do conversor depende da existência de estratégias de isolamento dos componentes em falta. Estas estratégias utilizam chaves/fusíveis auxiliares para retirar da estrutura o dispositivo que causou a falta. A reconfiguração do sistema e posterior compensação da falta requerem o conhecimento do funcionamento da topologia resultante do conversor.

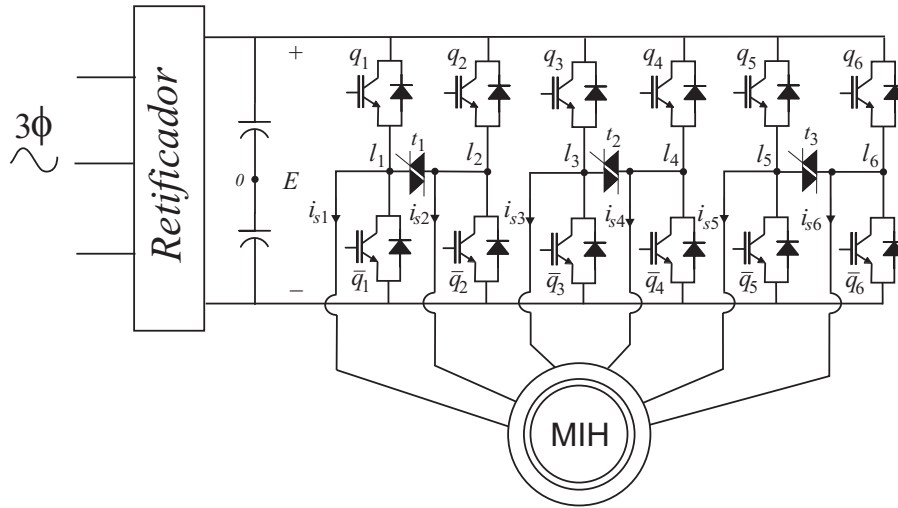
Este capítulo apresenta um sistema de acionamento com motor de seis fases exibindo características de tolerância a faltas ocorridas no inversor de tensão hexafásico. A tolerância a falta é obtida pela reconfiguração da topologia do conversor de forma a permitir a operação do sistema mesmo quando ocorrem faltas de circuito aberto em uma ou duas das chaves do mesmo braço do inversor. Para tanto, considera-se a conexão da fase sob falta a um outro braço do inversor, por meio de triacs, de forma que duas fases passam a compartilhar o mesmo braço do inversor, resultando em uma configuração com número reduzido de componentes. Esta nova configuração passa a ser alimentada por novas referências de tensão que preservam a operação

original do sistema. O controle de tensão é realizado segundo técnicas de modulação por largura de pulso (PWM), com abordagem escalar ou vetorial. O sistema deve isolar o componente que causou a falta e reconfigurar o inversor para a condição pós-falta. A configuração do sistema de acionamento é ilustrada na Fig. 4.1.

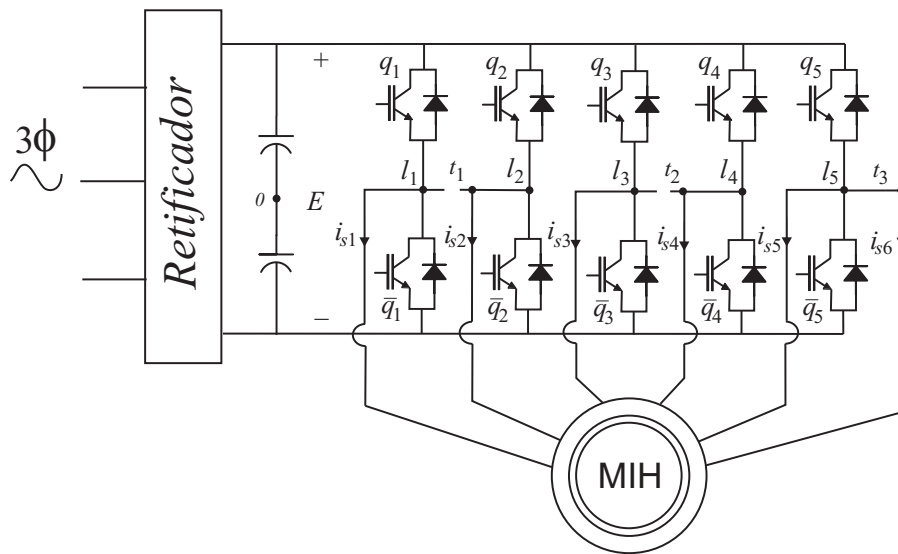
4.2 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO USANDO BRAÇO COMPARTILHADO

A Fig. 4.1 mostra a configuração do sistema em condições normal, Fig. 4.1(a), e uma das possíveis configurações depois da ocorrência de uma falta, Fig. 4.1(b). A topologia do conversor é composta pelas chaves $q_1 - q_6$, $\bar{q}_1 - \bar{q}_6$ e triacs t_k ($k = 1, 2, 3$). A reconfiguração do conversor depois da isolação da falta é atingida com estes três triacs. Observe que os triacs unem apenas fases de grupos trifásicos diferentes. Isto se faz necessário para garantir a operação balanceada da máquina após a falta. A conexão com a fase mais próxima, garante um melhor aproveitamento do barramento na condição de falta. Dessa maneira, foi escolhido conectar a fase sob falta à uma fase do outro grupo trifásico mais próxima. Este procedimento é utilizado nos três tipos de máquinas analisadas. Apenas para a máquina com $\alpha = 60^\circ$, foi considerada a conexão em diferentes fases (ângulo entre as fases compartilhadas de 60° e 180°).

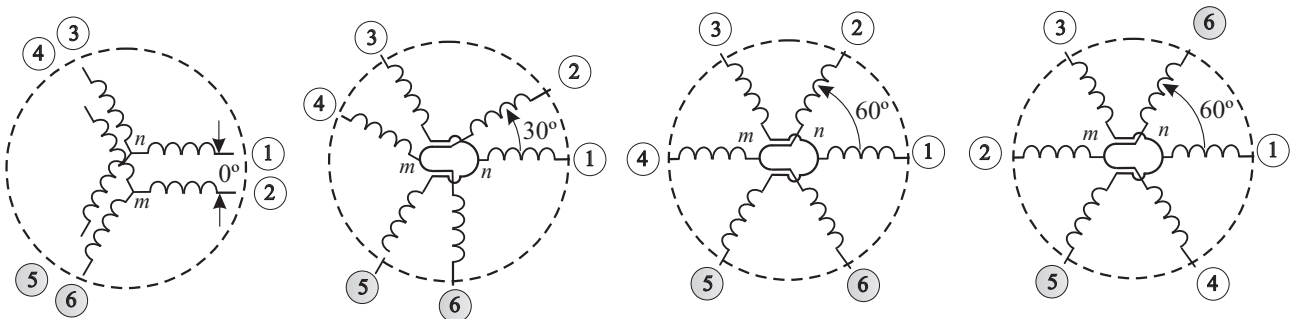
O tipo de falta investigada é aquele no qual um circuito aberto ocorre em uma ou duas chaves do braço do inversor. Se uma falta de curto circuito ocorrer, o esquema de reconfiguração deve ter a capacidade de isolar o braço do inversor como discutido no capítulo 2. Se a falta é do tipo circuito aberto, o módulo de diagnóstico detecta a condição de falta e isola o referido braço, a partir da interrupção dos sinais de comando das chaves do braço. A corrente no braço se anula devido a condução dos diodos de roda livre e o triac t é acionado de modo conectar a fase sob falta a outro braço do inversor. Na Fig. 4.1(b) apresenta-se o circuito do inversor após a execução do procedimento de reconfiguração quando o sexto braço do inversor é perdido. Neste caso o triac t_3 conecta os pontos l_5 e l_6 . A Fig. 4.1(c) mostra que as fases 5 e 6 podem estar deslocadas por um ângulo de 0° , 30° , 60° e 180° respectivamente. Estas opções impõem diferentes taxas para o conversor.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.1. Sistema de acionamento do motor hexafásico. a) operação pré-falta; b) operação pós-falta; c) tipos de máquinas.

4.3 CONTROLE PWM DO INVERSOR DE TENSÃO NA CONDIÇÃO PÓS-FALTA

A Fig. 4.1(b) mostra a configuração do conversor pós-falta quando a falta ocorreu no braço de número 6 e o triac t_3 foi disparado. Dessa forma, a configuração do conversor pós-falta resulta em um conversor de 5 braços composto pelas chaves $q_1\bar{q}_1$, $q_2\bar{q}_2$, $q_3\bar{q}_3$, $q_4\bar{q}_4$ e $q_5\bar{q}_5$. O braço constituído pelas chaves q_5 e \bar{q}_5 é compartilhado pelas fases 5 e 6. Se ao invés do braço 6, a falta ocorrer em outro braço, um procedimento similar pode ser usado. A técnica de modulação PWM deve ser adaptada às novas condições de operação para que o sistema continue funcionando adequadamente.

4.3.1 PWM Escalar

As tensões instantâneas da máquina (v_{s1} , v_{s2} , v_{s3} , v_{s4} , v_{s5} e v_{s6}) dependem dos estados de condução das chaves de potência que são determinados pelas variáveis binárias q_1 a q_5 , dadas por

$$v_{s1} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.1)$$

$$v_{s3} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.2)$$

$$v_{s5} = v_{50} - v_{n0} = (2q_5 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.3)$$

$$v_{s2} = v_{20} - v_{m0} = (2q_2 - 1)\frac{E}{2} - v_{m0} \quad (4.4)$$

$$v_{s4} = v_{40} - v_{m0} = (2q_4 - 1)\frac{E}{2} - v_{m0} \quad (4.5)$$

$$v_{s6} = v_{50} - v_{m0} = (2q_5 - 1)\frac{E}{2} - v_{m0}. \quad (4.6)$$

Note que, as equações (4.3) e (4.6) definem as relações das tensões do braço compartilhado, isto é,

$$v_{s56} = v_{s5} - v_{s6} = v_{m0} - v_{n0}. \quad (4.7)$$

Se a máquina com $\alpha = 0^\circ$ for usada, $v_{s5} = v_{s6}$ e a equação (4.7) se reduz a

$$v_{m0} = v_{n0}. \quad (4.8)$$

As equações (4.7) e (4.8) demonstram que v_{n0} e v_{m0} não podem ser determinados independentemente. Por exemplo, se v_{n0} for escolhido, v_{m0} pode ser automaticamente definido, desde que, v_{s56} seja dado

A modulação por largura de pulso pode ser determinada diretamente das tensões de pólo de referência, as quais são definidas pelas tensões de fase de referência desejadas para o motor. Se as referências de tensão são dadas por v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{s3}^* , v_{s4}^* , v_{s5}^* e v_{s6}^* , então as tensões de pólo podem ser expressas, substituindo-se a equação (4.7) nas equações (4.1) a (4.6), por

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + v_{n0}^* \quad (4.9)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + v_{n0}^* \quad (4.10)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^* + v_{n0}^* \quad (4.11)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + v_{s56}^* + v_{n0}^* \quad (4.12)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^* + v_{s56}^* + v_{n0}^* \quad (4.13)$$

Um novo conjunto de referências passa a ser composto por v_{s1}^* , v_{s3}^* , v_{s5}^* e pelas tensões modificadas $v_{s2}^* + v_{s56}^*$ e $v_{s4}^* + v_{s56}^*$. O problema a ser resolvido é o de determinar as tensões v_{10}^* a v_{50}^* de (4.9)-(4.13) considerando que as tensões de referência v_{s1}^* a v_{s6}^* foram especificadas. A determinação dos períodos de roda livre pode ser formulada de forma conjunta para os dois grupos trifásicos considerando um fator de distribuição global ou tratada individualmente a partir de um fator de distribuição local.

Controle PWM - Método A (fator de distribuição global)

A tensão v_{n0}^* pode ser calculada levando-se em conta que o fator de distribuição global, μ , é dado por

$$v_{n0}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^* \quad (4.14)$$

onde $v_{\max}^* = \max \mathcal{V}$ e $v_{\min}^* = \min \mathcal{V}$ onde $\mathcal{V} = \{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*, v_{s2}^* + v_{s56}^*, v_{s4}^* + v_{s56}^*\}$. O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por

$$\mu = t_{oi}/t_o \quad (4.15)$$

e é usado para dividir o período de roda livre em ($t_{oi} = \mu t_o$) e ($t_{oe} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento (JACOBINA, *et al.*, 2001b), (BLASKO, 1997). O fator de distribuição pode ser alterado como uma função do índice de modulação (mi) para reduzir o *THD* (distorção harmônica total) da tensão de saída (JACOBINA, *et al.*, 2001b),(BLASKO, 1997).

O algoritmo proposto para implementar o *Método A* é dado a seguir:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição global μ e calcule v_{n0}^* de (4.14).

Passo 2. Determine v_{10}^* a v_{50}^* de (4.9)-(4.13).

Passo 3. Calcule as larguras de pulso $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$, e τ_5 com o uso de

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{j0}^* \quad \text{para } j = 1 \text{ a } 5 \quad (4.16)$$

e então gere as larguras de pulsos ou com temporizadores programáveis ou modulação pela comparação com sinal de referência v_{10}^* a v_{50}^* com um sinal de portadora triangular de alta frequência.

Controle PWM - Método B (fator de distribuição local)

A tensão v_{n0}^* pode ser calculada levando-se em conta o fator de distribuição μ_s para cada grupo trifásico, isto é

$$v_{n0}^* = E\left(\mu_s - \frac{1}{2}\right) - \mu_s v_{s\max}^* + (\mu_s - 1)v_{s\min}^*. \quad (4.17)$$

onde $v_{s\max}^* = \max \mathcal{V}_a$ e $v_{s\min}^* = \min \mathcal{V}_a$ se $s = a$ ou $v_{s\max}^* = \max \mathcal{V}_b$ e $v_{s\min}^* = \min \mathcal{V}_b$ se $s = b$, onde $\mathcal{V}_a = \{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*\}$ e $\mathcal{V}_b = \{v_{s5}^*, v_{s2}^* + v_{s56}^*, v_{s4}^* + v_{s56}^*\}$. Além disso (4.17), a tensão v_{n0}^* deve ser válida para ambos os grupos de tensões, i.e., \mathcal{V}_a (se $s = a$) ou \mathcal{V}_b (se $s = b$). Então, de (4.9)-(4.10) e (4.11)-(4.13) os limites para v_{n0}^* , para $s = a$ e $s = b$, podem ser calculados por

$$v_{n0\max}^* = E/2 - \max \mathcal{U}_b \quad (\text{se } s = a) \quad (4.18)$$

$$v_{n0\min}^* = -E/2 - \min \mathcal{U}_b \quad (4.19)$$

$$v_{n0\max}^* = E/2 - \max \mathcal{U}_a \quad (\text{se } s = b) \quad (4.20)$$

$$v_{n0\min}^* = -E/2 - \max \mathcal{U}_a. \quad (4.21)$$

onde $\mathcal{U}_a = \{v_{s1}^*, v_{s3}^*\}$ e $\mathcal{U}_b = \{v_{s2}^* + v_{s56}^*, v_{s4}^* + v_{s56}^*\}$.

O algoritmo proposto para implementar o *Método B* é dado abaixo:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição μ_s de modo que o conversor seja otimizado e calcule v_{n0}^* de (4.17).

Passo 2. Determine os limites de v_{n0}^* , ou seja, $v_{n0\max}^*$ e $v_{n0\min}^*$ de (4.18) e (4.19) ou (4.20) e (4.21). Limitar v_{n0}^* a $v_{n0\max}^*$ se $v_{n0}^* > v_{n0\max}^*$ e v_{n0}^* a $v_{n0\min}^*$ se $v_{n0}^* < v_{n0\min}^*$.

Passo 3. Determine v_{10}^* a v_{50}^* de (4.9)-(4.11).

Passo 4. Como no passo 3 do *Método A*.

4.3.2 PWM Vetorial

Na técnica de modulação vetorial, o problema de selecionar a seqüência de chaveamento apropriada pode ser melhor entendida se as quantidades de fase ($\mathbf{v}_{s123456}$) são transformadas em coordenadas $dqxy$ (\mathbf{v}_{dqxy}) no referencial estacionário. Como definido antes, esta transformação é dada por

$$\mathbf{v}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{v}_{sdqxy}$$

com $\mathbf{v}_{s123456} = [v_{s1} \ v_{s3} \ v_{s5} \ v_{s2} \ v_{s4} \ v_{s6}]^T$ e $\mathbf{v}_{sdqxy} = [v_{sd} \ v_{sd} \ v_{sx} \ v_{sy}]^T$.

As componentes dq e xy podem ser combinadas em dois simples vetores complexos dados por $\mathbf{v}_{dq} = v_{sd} + jv_{sq}$, e $\mathbf{v}_{xy} = v_{sx} + jv_{sy}$, onde \mathbf{v}_{dq} e \mathbf{v}_{xy} são, respectivamente, os vetores gerados pelo conversor nos planos dq e xy .

Todos os vetores dq e xy disponíveis são mostrados nas figuras 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5. A combinação dos estados das chaves origina 32 diferentes vetores no plano dq ou xy . Para ajudar a identificar estes vetores e associá-los com os estados de condução das chaves, a representação \mathbf{v}_{ab} define a representação decimal do número binário equivalente dos estados de chaveamento do inversor, considerados na ordem $a = q_1q_3q_5$ e $b = q_2q_4$.

A escolha dos vetores e o cálculo do intervalo de tempo do conversor de cinco braços atende aos mesmos conceitos básicos de um inversor de seis braços. Matematicamente, isto significa

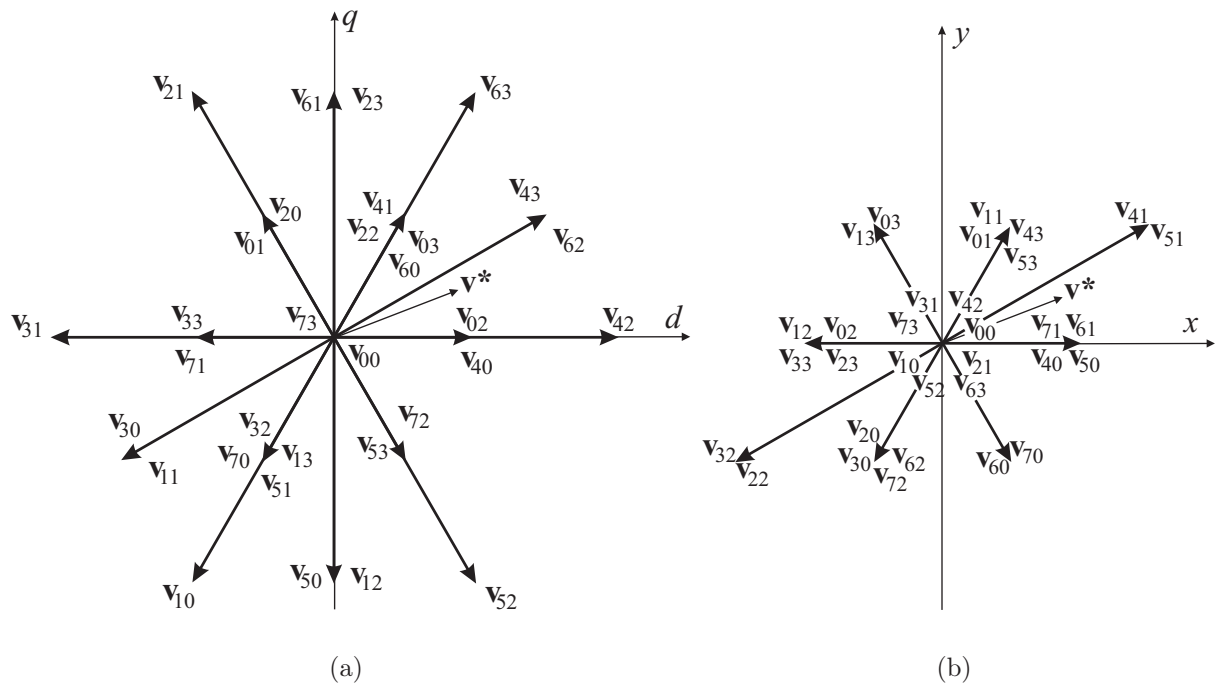


Figura 4.2. Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 5 alimenta as fases 5 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 0^\circ$.

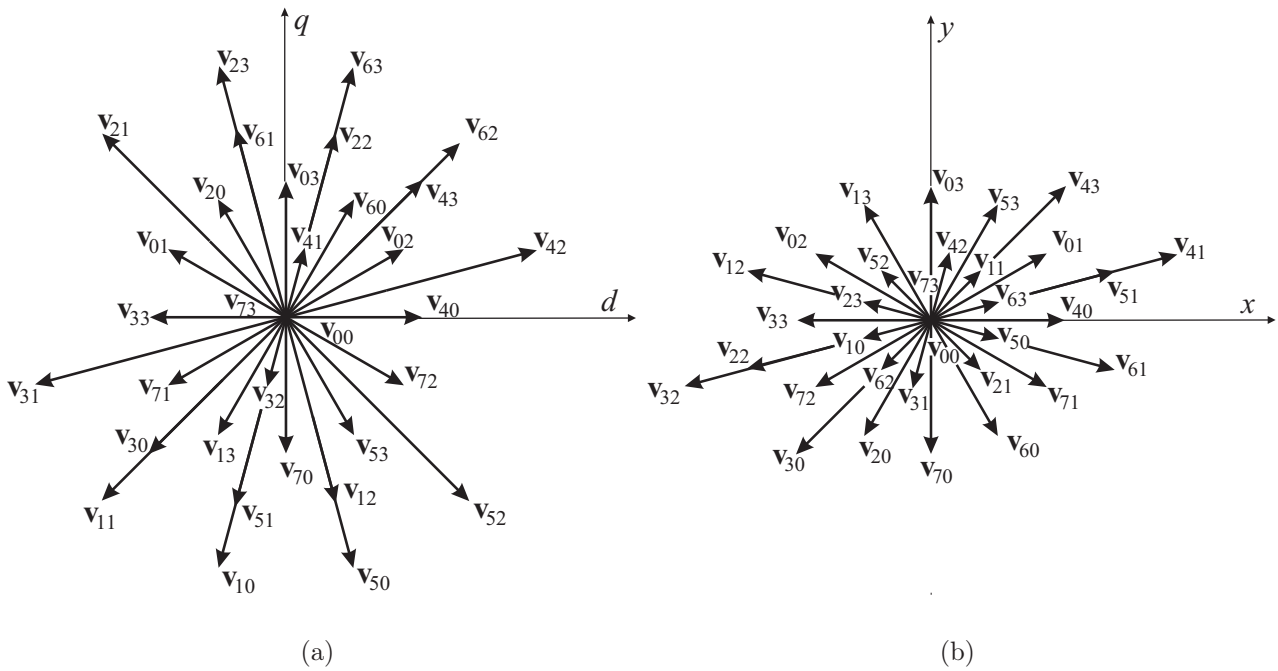


Figura 4.3. Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 5 alimenta as fases 5 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 30^\circ$.

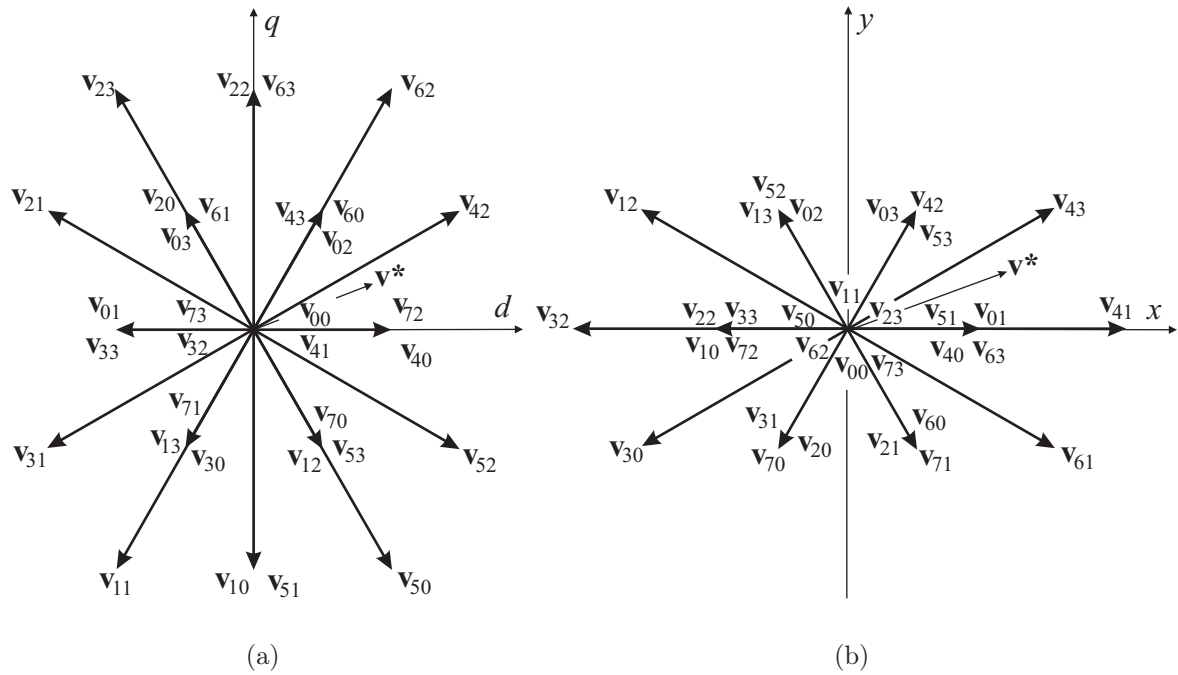


Figura 4.4. Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 5 alimenta as fases 5 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 60^\circ$.

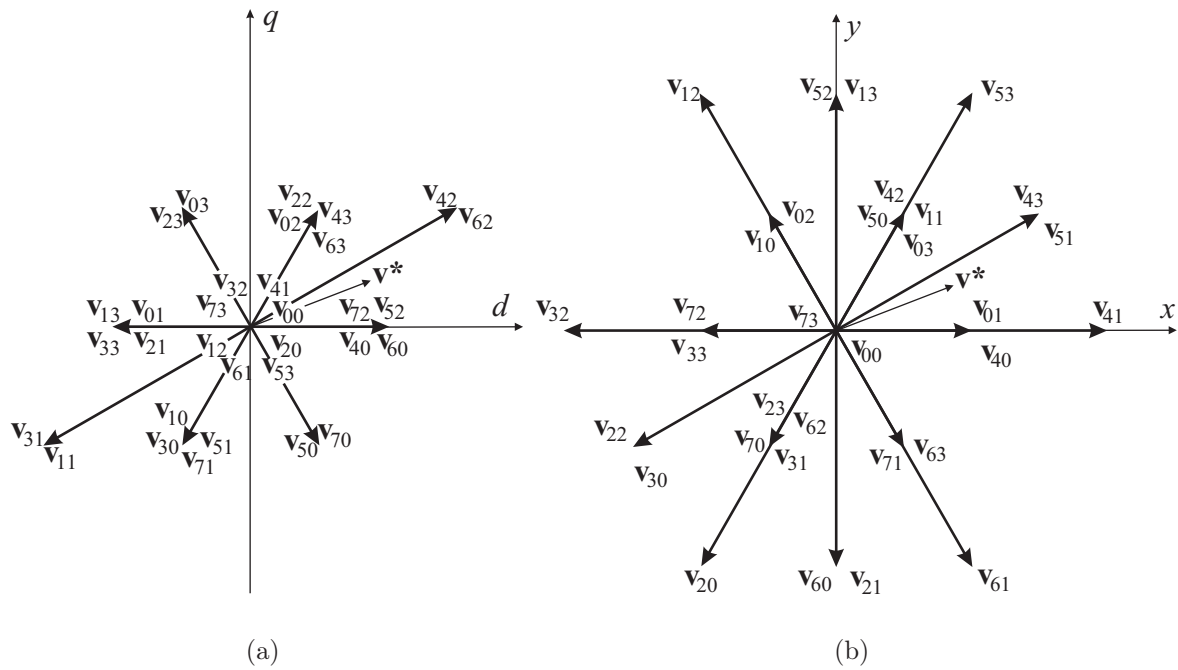


Figura 4.5. Vetores dq e xy no inversor de 5 braços quando o braço 3 alimenta as fases 3 e 6 da máquina hexafásica com $\alpha = 60^\circ$.

que dado $\mathbf{v}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$ é necessário solucionar o seguinte sistema de equações

$$v_{sd}^* = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^d(i) \frac{t_i}{T} \quad (4.22)$$

$$v_{sq}^* = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^q(i) \frac{t_i}{T} \quad (4.23)$$

$$0 = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^x(i) \frac{t_i}{T} \quad (4.24)$$

$$0 = \sum_{i=0}^{n-1} v_{ab}^y(i) \frac{t_i}{T} \quad (4.25)$$

$$T = \sum_{i=0}^{n-1} t_i \quad (4.26)$$

Os estados de chaveamento gerados pela modulação escalar bem como as mesmas relações geométricas foram usadas para definir os padrões dos vetores apresentados na Tabela 4.1; com isso é relativamente fácil estabelecer uma equivalência entre as duas técnicas PWM. A Tabela 4.1 mostra os setores angulares, os vetores e suas respectivas ponderações de tempo para as quatro configurações de máquinas de modo que só haja uma comutação por braço e por período, e que devem ser aplicados durante os respectivos intervalos de tempo. O uso de mais de um vetor numa mesma posição no plano dq com tempos de aplicação iguais, faz-se necessário para anular v_{sx} e v_{sy} . Por exemplo, considerando o primeiro setor da Tabela 4.1(c), os vetores \mathbf{v}_{72} e \mathbf{v}_{40} são redundantes no plano dq , entretanto, estes mesmos vetores, são deslocados de 180° no plano xy , como pode ser visto na Fig. 4.4. De modo geral os vetores são escolhidos de forma a minimizar as componentes de tensão no semiplano xy .

A Fig 4.6 mostra os pulsos de comando das chaves superiores e os vetores utilizados para o primeiro setor de todas as configurações quando se aplica o pulso centrado.

Na prática, o seguinte procedimento deve ser realizado:

- Determinar o setor no qual o vetor tensão de referência se encontra;
- O conhecimento do setor define os vetores adjacentes que serão usados pela estratégia de modulação e com isso as equações (4.22)-(4.25).
- Cálculo dos tempos de aplicação dos vetores através da solução das equações (4.22)-(4.26).

Tabela 4.1. Padrão de chaveamento para: (a) MIH-0°; (b) MIH-30°; (c) MIH-60°; (d) MIH-60°.

$Setor/t_i$	$t_0/2$	t_1	t_2	$t_0/2$
$0 \leq \theta < 60$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{00}
$60 \leq \theta < 120$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{21}	\mathbf{V}_{00}
$120 \leq \theta < 180$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{21}	\mathbf{V}_{00}
$180 \leq \theta < 240$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$240 \leq \theta < 300$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{52}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$300 \leq \theta < 360$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{52}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{00}

(a)

$Setor/t_i$	$t_0/2$	t_1	t_2	t_3	t_4	$t_0/2$
$0 \leq \theta < 30$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}
$30 \leq \theta < 45$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}
$45 \leq \theta < 60$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{02}	\mathbf{V}_{00}
$60 \leq \theta < 75$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{22}	\mathbf{V}_{02}	\mathbf{V}_{00}
$75 \leq \theta < 90$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{22}	\mathbf{V}_{20}	\mathbf{V}_{00}
$90 \leq \theta < 105$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{21}	\mathbf{V}_{20}	\mathbf{V}_{00}
$105 \leq \theta < 120$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{21}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$120 \leq \theta < 150$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{21}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$150 \leq \theta < 180$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{21}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$180 \leq \theta < 210$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$210 \leq \theta < 225$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$225 \leq \theta < 240$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{71}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$240 \leq \theta < 255$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{71}	\mathbf{V}_{51}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$255 \leq \theta < 270$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{53}	\mathbf{V}_{51}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$270 \leq \theta < 285$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{53}	\mathbf{V}_{52}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$285 \leq \theta < 300$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{52}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$300 \leq \theta < 330$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{52}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}
$300 \leq \theta < 360$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{52}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}

(b)

$Setor/t_i$	$t_0/2$	$t_1/2$	t_2	$t_1/2$	$t_0/2$
$0 \leq \theta < 60$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}
$60 \leq \theta < 90$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{22}	\mathbf{V}_{00}
$90 \leq \theta < 120$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{22}	\mathbf{V}_{00}
$120 \leq \theta < 180$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$180 \leq \theta < 240$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$240 \leq \theta < 270$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{51}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$270 \leq \theta < 300$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{51}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$300 \leq \theta < 360$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}

(c)

$Setor/t_i$	$t_0/2$	$t_1/2$	$t_2/2$	$t_2/2$	$t_1/2$	$t_0/2$
$0 \leq \theta < 30$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}
$30 \leq \theta < 60$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{62}	\mathbf{V}_{42}	\mathbf{V}_{02}	\mathbf{V}_{00}
$60 \leq \theta < 120$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{63}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{03}	\mathbf{V}_{02}	\mathbf{V}_{00}
$120 \leq \theta < 180$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{23}	\mathbf{V}_{03}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$180 \leq \theta < 210$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{33}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{00}
$210 \leq \theta < 240$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{71}	\mathbf{V}_{31}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$240 \leq \theta < 300$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{71}	\mathbf{V}_{70}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}
$300 \leq \theta < 360$	\mathbf{V}_{73}	\mathbf{V}_{72}	\mathbf{V}_{70}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{00}

(d)

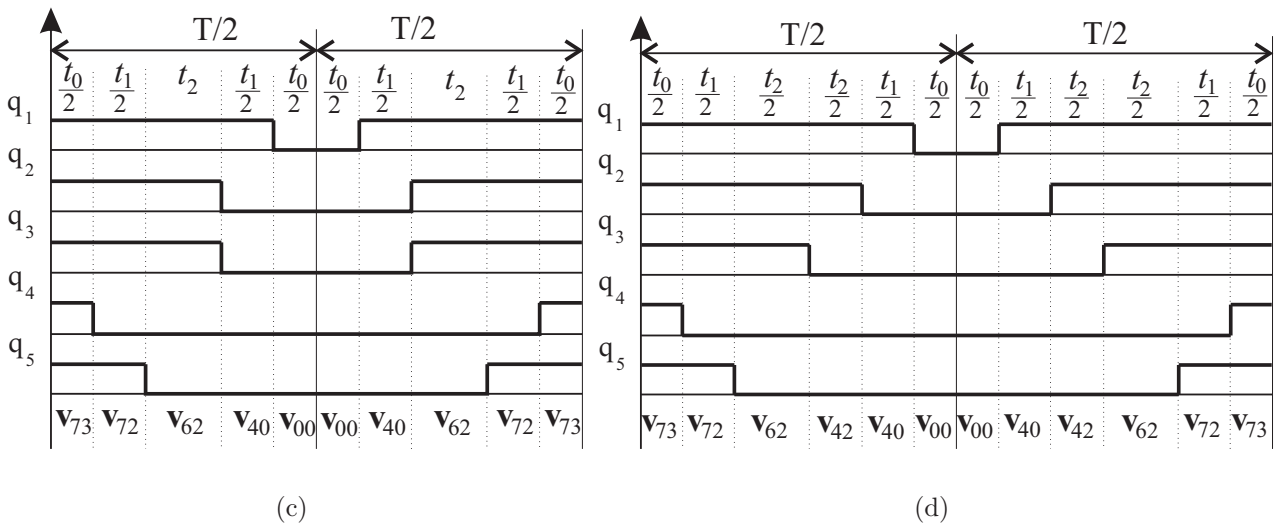
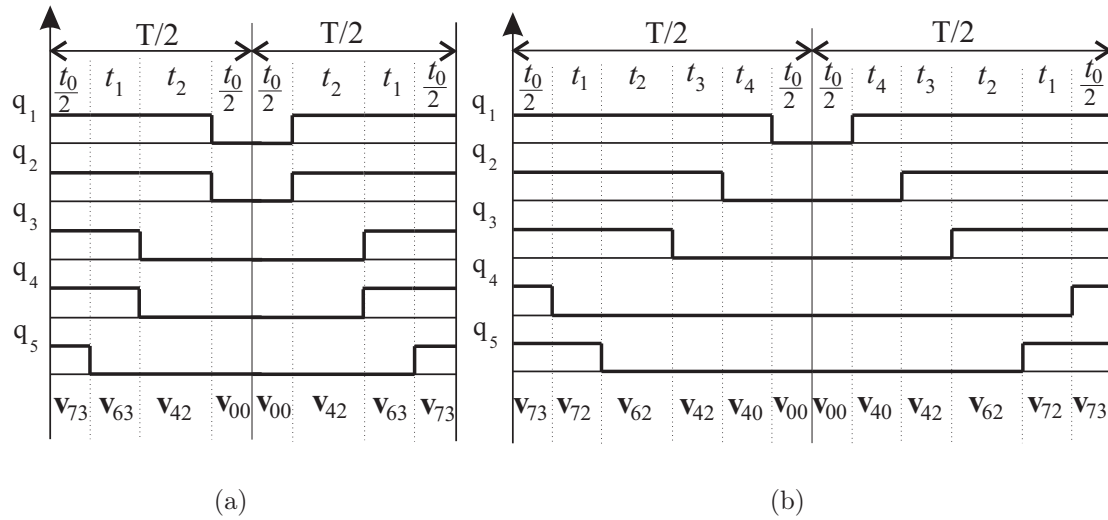


Figura 4.6. Pulsos de comandos das chaves para as máquinas: a) 0°; b) 30°; c) 60°; d) 60°.

4.4 ANÁLISE DAS HARMÔNICAS

Neste e no próximo capítulo, o conceito de distorção harmônica é usado como um índice de desempenho para fins de comparação das configurações apresentadas. Esta comparação é realizada com base nos resultados de simulação das diversas configurações. Isto evita que outras harmônicas causadas por efeitos de implementações experimentais, como tempo morto, friltagem dos sensores, ripple da tensão do barramento, por exemplo, não sejam confundidas com as harmônicas geradas pela estratégia PWM. Além disso sempre que necessário, a frequência de chaveamento é alterada para que todas as estratégias PWM apresentem o mesmo número de transições nas chaves de cada braço em um ciclo completo da fundamental. A análise das harmônicas do conversor foi feita através do cálculo da distorção harmônica ponderada *WTHD* (*Weighted Total Harmonic Distortion*) das tensões do conversor. Este critério reflete o *ripple* de corrente esperado em uma carga indutiva quando alimentada por uma forma de onda chaveada (HOMES e LIPO, 2003), e pode portanto, dar um indicativo das características de ondulação do conjugado e das perdas no cobre. O *WTHD* usado neste trabalho foi calculado pela soma ponderada dada abaixo

$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1^v} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i^v}{i}\right)^2}$$

onde a_1^v é a amplitude da componente fundamental, a_i^v é a amplitude da i -ésima harmônica e p é a maior ordem da componente harmônica da forma de onda (v) sendo analisada.

Como exemplo, a Fig. 4.7 apresenta a distorção harmônica total das tensões dq e de fase para o conversor pós-falta usando as máquinas com $\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$ com duas opções: ângulo entre as fases compartilhadas igual a 60° e 180° . Os conversores operam a uma frequência média de 10 kHz .

As curvas são plotadas como função do índice de modulação mi para uma razão entre as frequências de chaveamento e fundamental, $\frac{f_{ch}}{f_s}$, de 201. Os resultados de simulação mostram que o $WTHD_{dq}$ para o conversor pós-falta e $mi < 0.9$, no caso da máquina com $\alpha = 0^\circ$, é menor do que o $WTHD_{dq}$ para a máquina com $\alpha = 60^\circ$ com ângulo entre as fases igual a 60° e da máquina com $\alpha = 30^\circ$. O $WTHD_{dq}$ para $\alpha = 60^\circ$ com ângulo entre as fases

compartilhadas igual a 180° é igual ou menor do que o da máquina de 0° . A análise dos resultados do $WTHD_{fase}$ leva a diferentes conclusões. As componentes xy , que entram na composição das correntes de fase, justificam esta mudança. Note que a máquina com $\alpha = 0^\circ$ apresenta menor distorção em toda faixa, pois para esta máquina as componentes xy são instantaneamente nulas. Como o $WTHD_{dq}$ reflete a qualidade do conjugado produzido pela máquina, enquanto $WTHD_{fase}$ definirá as características com relação as perdas no estator, a escolha de uma ou outra configuração dependerá dos requisitos de desempenho desejados.

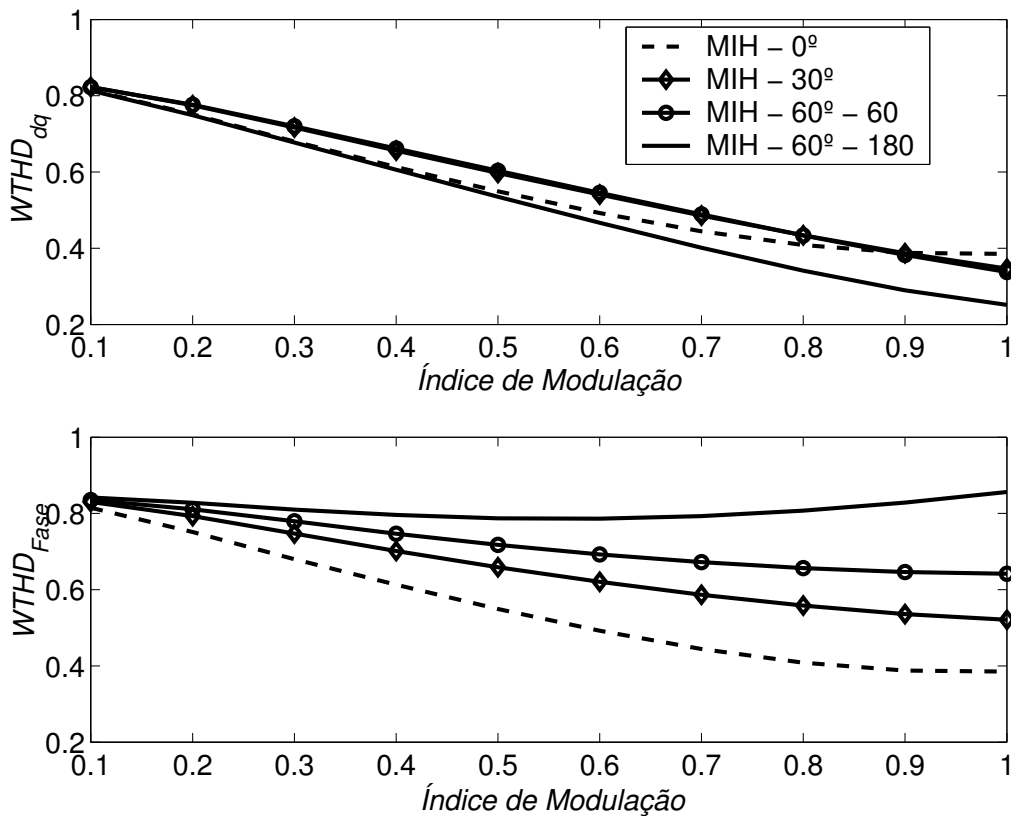


Figura 4.7. Comparação das distorções de tensão para os diferentes conversores.

4.5 ANÁLISE DAS TENSÕES

As máximas amplitudes de tensão para a operação senoidal em regime permanente do conversor pós-falta são: $\frac{1}{\sqrt{3}}E$ para $\alpha = 0^\circ$, $\frac{1}{\sqrt{6}}E$ para $\alpha = 30^\circ$ e $\frac{1}{3}E$ para $\theta = 60^\circ$ se as tensões do braço compartilhado são deslocadas de um ângulo de 60° e $\frac{1}{2\sqrt{3}}E$ se as tensões do braço compartilhado são deslocadas de um ângulo de 180° . Então, para operar com a

mesma amplitude máxima do conversor pré-falta, isto é $\frac{1}{\sqrt{3}}E$, a melhor escolha é $\alpha = 0^\circ$. É interessante notar que este fato é muito importante, pois não é fácil aumentar rapidamente a tensão do barramento CC.

Alternativamente, pode-se considerar que a operação pós-falta será mantida somente por um curto período de tempo (o tempo necessário para efeito de procedimento de manutenção), no caso da potência menor na configuração pós falta, a um nível necessário para manter a operação balanceada do sistema de acionamento. Neste caso, as taxas de potência dos semicondutores podem ser as mesmas daquelas da condição normal.

4.6 CORRENTE NO BRAÇO COMPARTILHADO

Para o conversor pós-falta a corrente média \bar{i}_{q5} (sobre um período de tempo T) para a chave q_5 pode ser determinada usando (4.16) para $j = 5$, como dada por

$$\bar{i}_{q5} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{50}^*}{E}\right)(\bar{i}_{s5} + \bar{i}_{s6}) \quad (4.27)$$

onde \bar{i}_{s5} e \bar{i}_{s6} representa o valor médio (em T) de i_{s5} e i_{s6} , respectivamente. A mesma razão pode ser empregada para determinar a corrente média que flui na chave complementar \bar{q}_5 considerando-se que $\tau_{\bar{q}_5} = T - \tau_5$, isto é,

$$\bar{i}_{\bar{q}_5} = \left(\frac{v_{50}^*}{E} - \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{s5} + \bar{i}_{s6}).$$

A máxima corrente que flui através de q_5 é $2I_s$ para $\alpha = 0^\circ$, $1.93185I_s$ para $\alpha = 30^\circ$ e $\sqrt{3}I_s$ para $\alpha = 60^\circ$, onde I_s é a amplitude da corrente que flui através dos enrolamentos da máquina. Se as tensões do braço compartilhado estão deslocadas de um ângulo de 180° , as correntes de fase 5 e 6 possuem a mesma magnitude, mas com polaridades opostas. Portanto, a corrente total no braço compartilhado é 0.

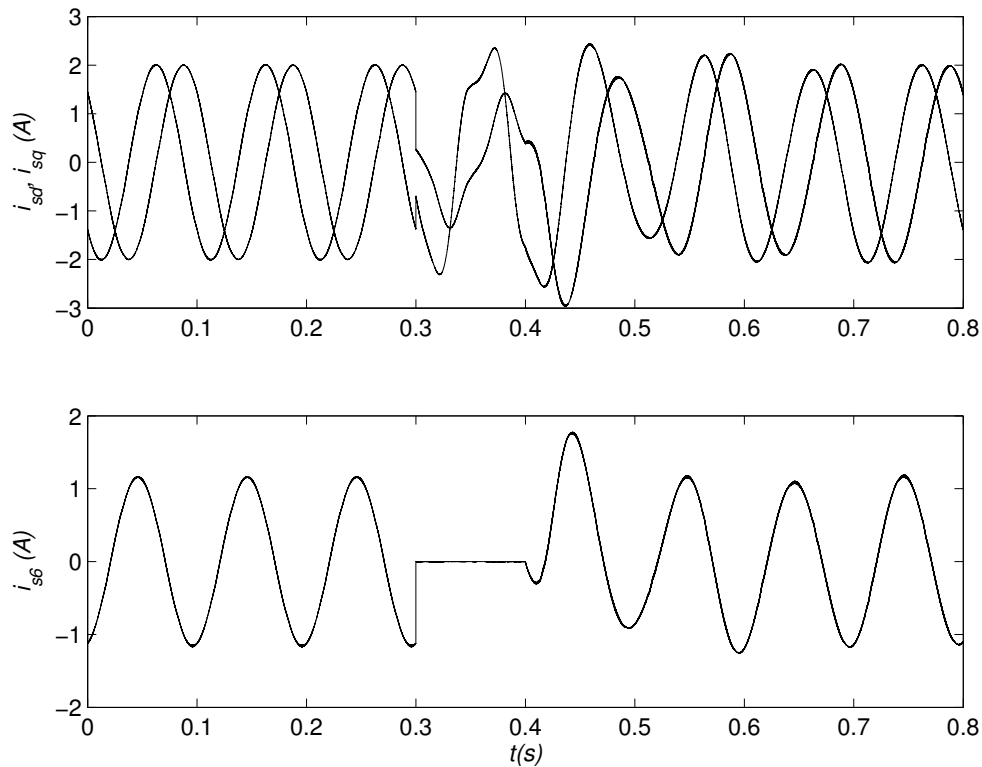


Figura 4.8. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase está aberta com controle de tensão em malha aberta (fases 5 e 6 deslocadas de 60°).

4.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As estratégias de reconfiguração e compensação de faltas foram avaliadas usando um programa de simulação implementado em linguagem C. Os resultados de simulação correspondem à operação do sistema após a máquina partir e atingir seu regime. A máquina hexafásica com $\alpha = 60^\circ$ cujas fases no braço compartilhado são deslocadas de um ângulo de 60° , foi usada nos resultados apresentados a seguir. Resultados similares podem ser obtidos com os outros tipos de máquinas, considerando-se as respectivas características de cada caso.

Após a detecção e identificação da chave ou da fase com defeito, o módulo de diagnose aciona o triac t_3 de forma a isolar o braço 6 e conectá-lo ao braço 5. Novas referências de tensão devem ser definidas, de modo a manter a mesma operação antes da falta. Ambas as operações em malha aberta e malha fechada são consideradas na análise.

Na Fig. 4.8 são apresentadas as correntes i_{sd} , i_{sq} e i_{s6} , operando a 10Hz, antes e após a ocorrência de uma falta de fase no braço 6. A operação antes e pós falta são mostradas. Durante

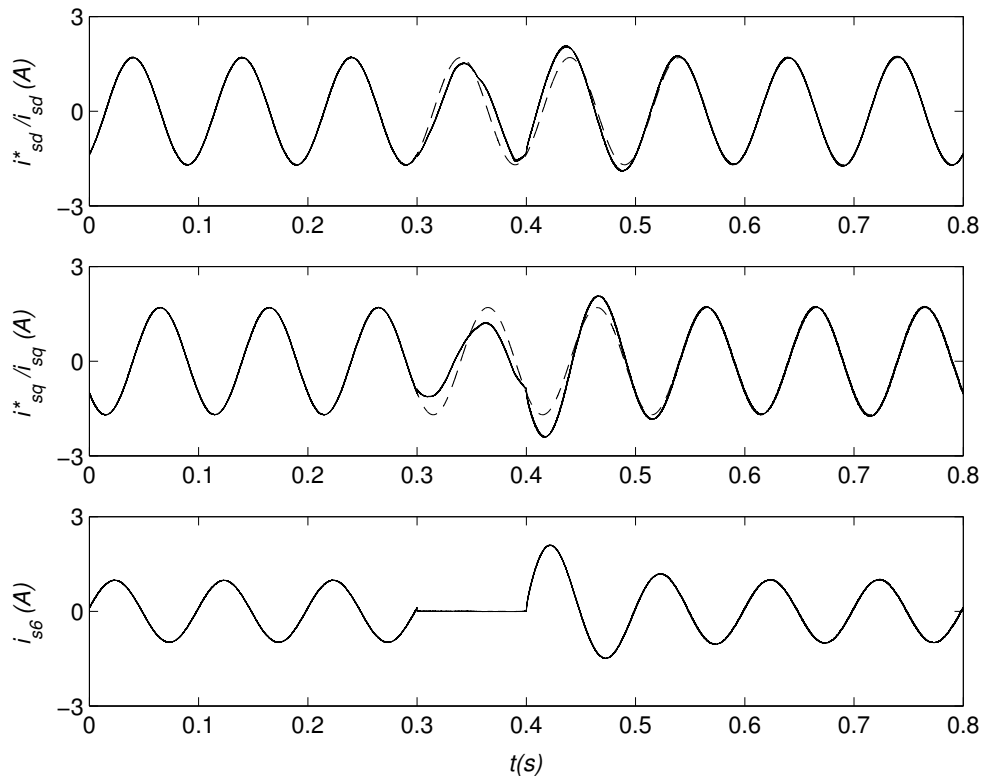


Figura 4.9. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma fase está aberta com controle de corrente em malha fechada (fases 5 e 6 deslocadas de 60°).

a operação normal os triacs permanecem desabilitados. A falta é introduzida após a operação do sistema atingir o regime no instante $t = 0.3$. Este resultado demonstra como é possível manter a operação normal após a ocorrência de uma falta. Após a detecção da falta e reconfiguração do inversor, a definição de novas referências de tensão garantem a operação balanceada da máquina. Observe que as correntes na condição pós-falta são as mesmas da operação normal. A operação com malha fechada de corrente pode ser atingida de maneira similar ao caso da máquina alimentada em tensão. Neste caso, as mesmas referências de corrente da operação normal são definidas na operação pós-falta. As tensões de referência obtidas nas saídas dos controladores são então modificadas da mesma maneira como no caso em malha aberta. As correntes da máquina são reguladas com um controlador linear (PI dupla sequência). Na Fig. 4.9 são apresentados os resultados das correntes i_{sd} e i_{sq} sobrepostas às suas respectivas referências i_{sd}^* e i_{sq}^* . Da mesma forma, após a isolamento da falta, a operação balanceada é mantida. A corrente na fase i_{s6} também é mostrada onde é claramente observado o efeito da falta e da compensação da falta. A corrente da fase é restabelecida como no caso da operação normal.

4.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor tolerante a falta apresentado na Fig. 4.1(a) foi implementado no laboratório. O sistema de acionamento do motor de seis fases, usado nos testes experimentais, é descrito no Apêndice A. A máquina utilizada durante os testes foi uma máquina hexafásica com $\alpha = 60^\circ$. A compensação das faltas no sistema foi implementada na base experimental. As condições de falta são geradas por meio de chaves auxiliares que interrompem a fase do motor. Nos testes experimentais a falta ocorreu no sexto braço do inversor. A operação do sistema é observada nas condições de operação normal e pós-falta. A máquina é controlada segundo técnicas de controle em malha aberta (Volts \times Hertz) e malha fechada (PI dupla seqüência).

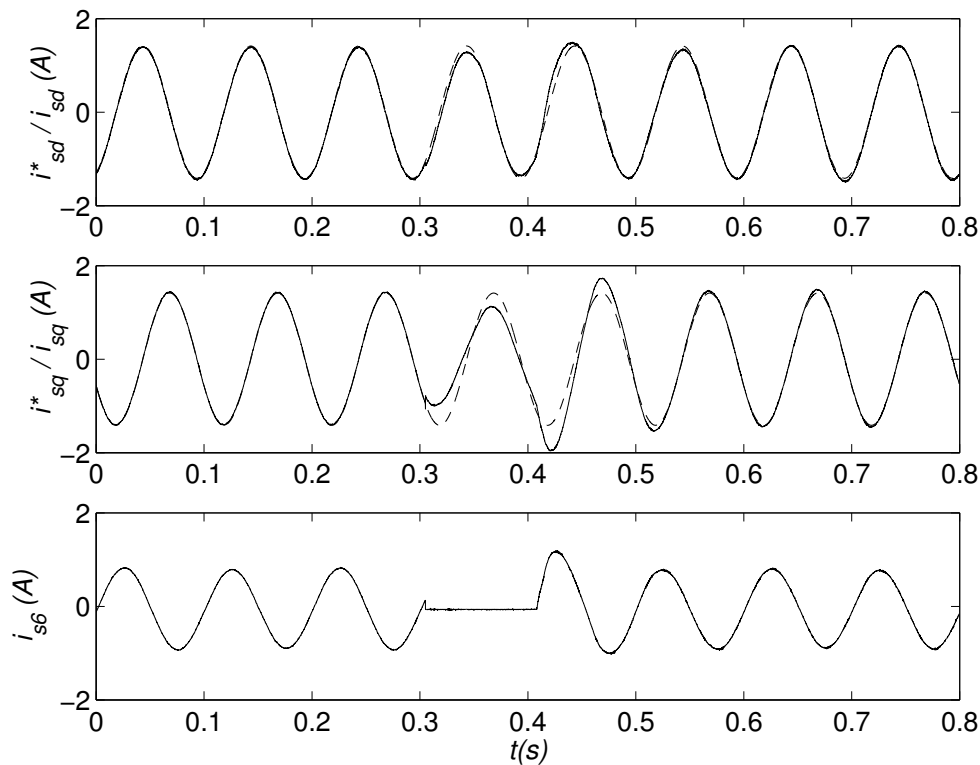


Figura 4.10. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada (fases 5 e 6 deslocadas de 60°).

Inicialmente são apresentados os resultados relativos ao esquema de compensação com malha de corrente usando um controlador PI de dupla seqüência (PI atuando sobre as componentes de seqüência positiva e negativa) implementado no referencial do estator. As Fig. 4.10 e 4.11 apresentam as correntes experimentais de fase i_{s6} e componentes dq (i_{sd} e i_{sq} sobrepostas as

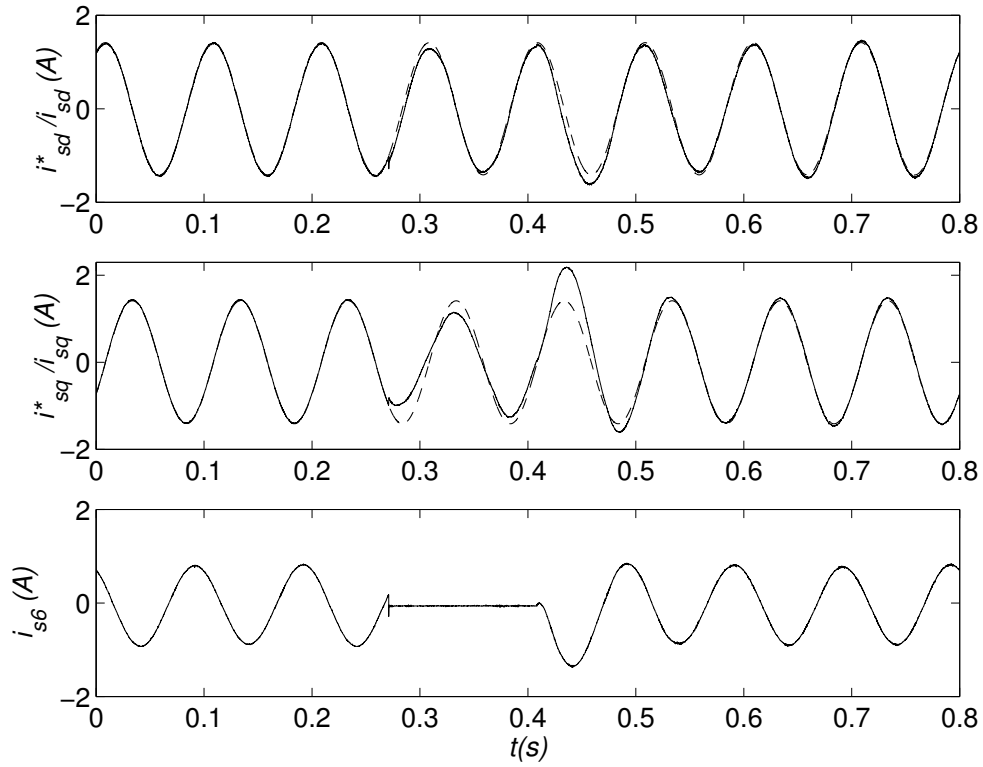


Figura 4.11. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de corrente em malha fechada (fases 5 e 6 deslocadas de 180°)

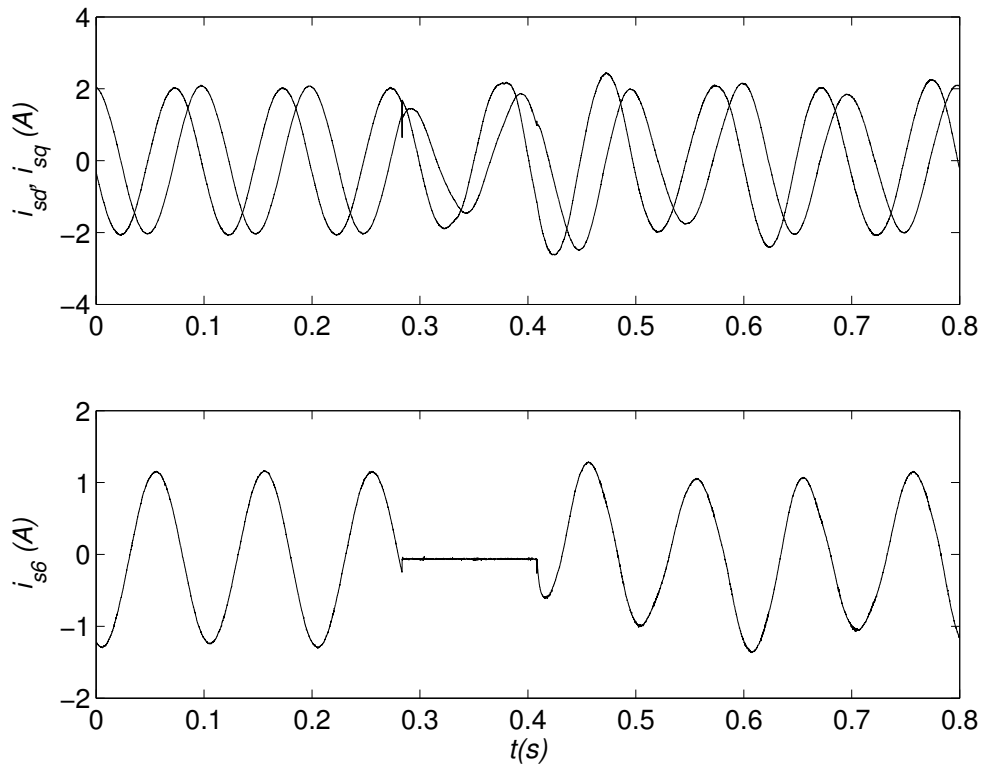


Figura 4.12. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de tensão em malha aberta (fases 5 e 6 deslocadas de 60°)

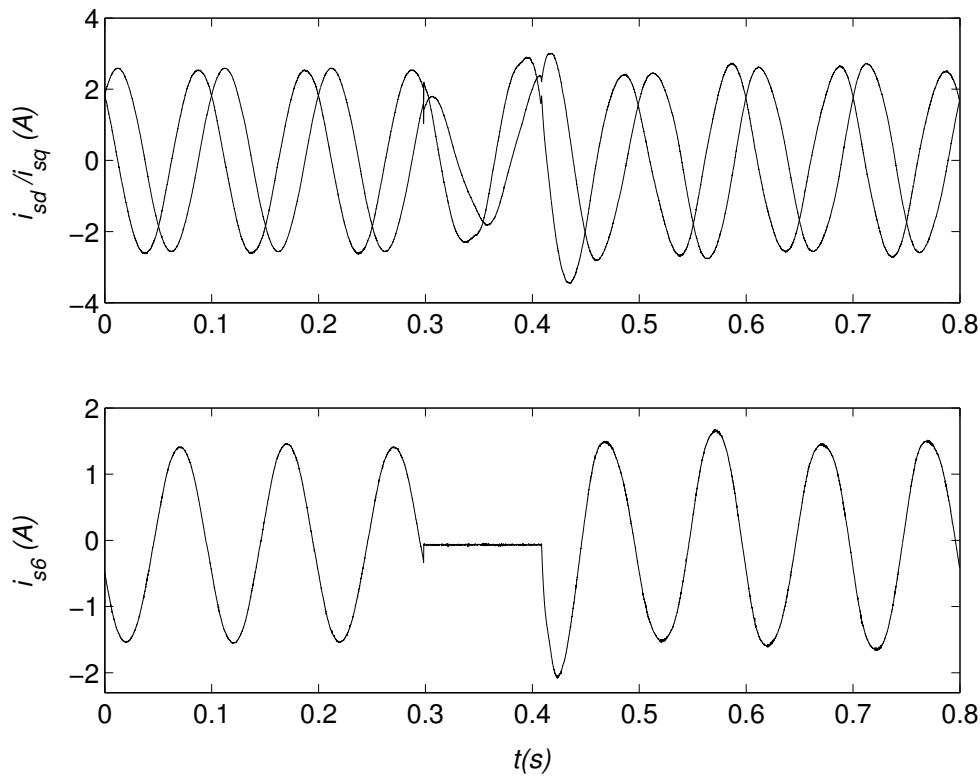


Figura 4.13. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta com controle de tensão em malha aberta (fases 5 e 6 deslocadas de 180°)

suas respectivas referências i_{sd}^* e i_{sq}^*) da máquina na condição normal, durante a falta e após a compensação da falta. Na Fig. 4.10 são apresentados os resultados relativos à máquina cujas fases no braço compartilhado são deslocadas de um ângulo de 60° . A Fig. 4.11 corresponde aos resultados da cujas fases no braço compartilhado são deslocadas de um ângulo de 180° . Após a falta, o inversor é reconfigurado e novas referências de tensão definidas na saída do controlador, promovem um novo padrão de controle para a máquina. Estes resultados demonstram os efeitos da estratégia de compensação em ambas as configurações.

Nas Fig. 4.12 e 4.13 são apresentados os resultados experimentais do esquema de compensação sem malha de corrente. Na Fig. 4.12 são apresentados as componentes de corrente i_{sd} e i_{sq} e a corrente de fase i_{s6} da máquina com $\alpha = 60^\circ$ cujas fases no braço compartilhado são deslocadas de um ângulo de 60° . A Fig. 4.13 corresponde aos resultados da máquina com $\alpha = 60^\circ$ cujas fases no braço compartilhado são deslocadas de um ângulo de 180° . De forma semelhante, ao caso em malha fechada os resultados demonstram a eficácia do esquema de compensação.

4.9 CONCLUSÃO

Este capítulo investigou um sistema de acionamento hexafásico com características de tolerância a faltas. Foi mostrado que é possível manter a operação balanceada mesmo quando um dos braços do inversor é perdido. Os principais pontos desta investigação são:

- A compensação da falta é conseguida pela reconfiguração da topologia do conversor através de chaves adicionais do tipo triac. A operação balanceada do conversor pós-falta foi realizada pela redefinição do controle da topologia resultante.
- O uso de máquinas hexafásicas com diferentes ângulos entre os dois conjuntos trifásicos demanda diferentes valores de corrente para o conversor pós-falta.
- O sistema de acionamento com o motor hexafásico possuindo $\alpha = 0^\circ$, não requer aumento da tensão do barramento para sintetizar as mesmas tensões de fase do conversor pré-falta. Por outro lado, os valores de correntes nas chaves do braço compartilhado devem ser dobradas.
- Resultados de simulação e experimentais foram apresentados para demonstrar a viabilidade da topologia proposta como meio de promover a continuidade de operação do sistema de acionamento hexafásico sob falta. Os resultados experimentais são similares aos de simulação para as mesmas condições de operação.

TOLERÂNCIA À FALTA DO TIPO CURTO CIRCUITO.

5.1 INTRODUÇÃO

Uma das faltas mais severas que podem ocorrer no sistema de acionamento, é a falta do tipo curto circuito. Este tipo de falta, assim como o circuito aberto, pode ser resultado de defeitos nas chaves de potência ou dos seus respectivos circuitos de comando. Os dispositivos de potência deverão ser capazes de manter um curto circuito durante um pequeno intervalo de tempo de modo que o controle do sistema possa responder com ações de proteção. Pode levar alguns micro segundos até que o sistema de detecção desligue o dispositivo. Sob condições de grande dissipação de potência iguais ao curto circuito, a chave deve ser desligada dentro de um tempo muito curto para não ser destruída. Os modos que levam a um curto circuito podem ocorrer do lado do inversor ou do lado da carga. Do lado do inversor as causas podem ser um defeito em um dos dispositivos auxiliares do braço do inversor, mal funcionamento dos circuitos de controle, ou faltas para o terra dentro do conversor. Do lado da carga, as principais causas são conexões incorretas, falha interna da carga e faltas para o terra na carga. A condição de curto circuito é acompanhada por uma grande dissipação de potência na chave devido ao aumento da temperatura, o que eventualmente leva o dispositivo a manter-se na posição fechada. Quando uma das chaves do inversor está em curto, a outra chave do mesmo braço deve ser retirada de operação o mais rápido possível para evitar um curto circuito do barramento CC. Nos capítulos anteriores foi mostrado como é possível compensar faltas de circuito aberto usando reconfiguração ou não do inversor. Em ambos os capítulos, o motor de seis fases foi usado como parte do sistema tolerante a falta. Faltas de curto circuito também podem ser compensadas pelas estratégias tratadas se algum esquema de isolamento do braço sob falta for incorporado ao sistema. Desta forma, o cenário da falta, após a isolamento, se torna o mesmo daquele quando a

fase esta aberta. No entanto, é interessante considerar a possibilidade de controle sem componentes adicionais para isolar a falta. Isto representa uma solução sem custo adicional e bastante atrativa para melhorar o grau de tolerância a falta. Uma primeira possibilidade para evitar os efeitos danosos de um curto circuito, seria remover os sinais de gatilho de todas as chaves do inversor. As cinco fases restantes são conectadas ao barramento CC através dos diodos de roda livre que agem como retificadores não controlados. Este procedimento pode efetivamente proteger o sistema de danos causados pela falta. No entanto, este método desliga o sistema e impede a continuidade do funcionamento. Este capítulo discute e define algumas considerações sobre como é possível compensar faltas do tipo curto circuito em uma das chaves do inversor usando o sistema hexafásico que permitam o funcionamento do sistema na condição de falta.

5.2 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO COM BASE NA DEFINIÇÃO DE NOVAS REFERÊNCIAS

A Fig. 5.1 mostra um curto circuito na chave inferior do braço que alimenta a fase 1. Desta maneira, a fase s1 fica permanentemente conectada ao terminal negativo do barramento CC.

Teoricamente, a análise apresentada no capítulo 3 pode ser aplicada para compensação da falta do tipo curto circuito. A idéia, então é definir novas referências de tensão ou corrente de modo que o controle de conjugado possa ser exercido com a topologia do inversor pós falta. Se as componentes de eixo dq permanecem inalteradas depois da falta, a máquina ainda pode gerar conjugado eletromagnético e o acionamento poderá ser parado de maneira planejada e controlada.

No regime permanente senoidal, a operação balanceada pode ser atingida considerando-se que as correntes são da forma:

$$i_{sd} = I_{dq} \cos(\omega t) \quad (5.1)$$

$$i_{sq} = I_{dq} \sin(\omega t) \quad (5.2)$$

Assuma que em um determinado instante de tempo, a chave \bar{q}_1 é curto circuitada. As

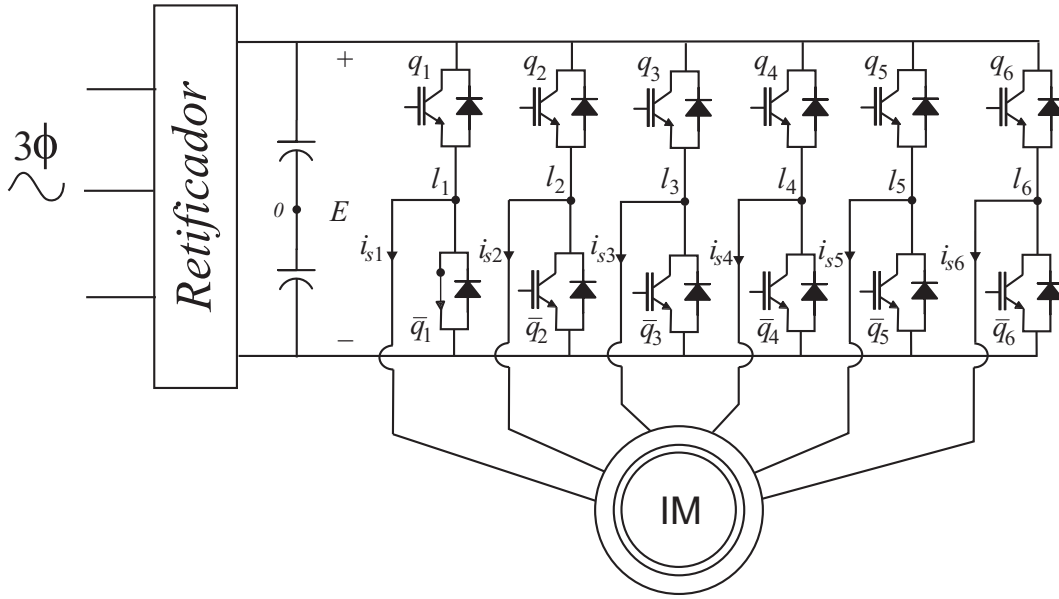


Figura 5.1. Topologia do inversor hexafásico com uma chave em curto.

mesmas componentes de eixo dq devem ser mantidas antes e após a falta. Como no capítulo 3, a relação entre as componente de fase e as componentes $dqxy$ define a condição necessária para satisfazer operação balanceada após a falta, ou seja

$$i_{s1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sd} + i_{sx}) \quad (5.3)$$

onde, i_{s1} é a corrente de curto circuito na fase 1. De modo a garantir as mesmas componentes dq da operação normal, as correntes i_{sx} e i_{sy} devem ser definidas como

$$i_{sx}^* = \sqrt{3}i_{s1} - i_{sd}^* \quad (5.4)$$

$$i_{sy}^* = 0 \quad (5.5)$$

Assim, se um curto circuito ocorre na fase 1, a operação balanceada é possível se as componentes de eixo xy forem definidas pelas equações (5.4) e (5.5). Para o acionamento sem malha de corrente, as referências de tensão são obtidas de maneira similar. A compensação é obtida usando novas referências de tensão nos eixos xy diferentes do caso da operação normal como

$$v_{sx}^* = \sqrt{3}v_{s1} - v_{sd}^*$$

$$v_{sy}^* = 0$$

Note que as novas referências são função de uma componente variável que é gerada na fase 1 devido ao curto circuito. Como analisado no capítulo 1, a componente de curto circuito possui

um offset CC. Esta componente também existirá nas correspondentes variáveis de fase. Isto resultará em grandes amplitudes nas correntes e se torna um problema prático que deve ser levado em consideração.

5.3 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO COM BASE NO DIAGRAMA VETORIAL.

De modo a caracterizar uma estratégia de controle capaz de continuar a operação sob condições de falta, é necessário analisar o comportamento do inversor durante a falta. Os diagramas vetoriais dos três tipos de máquinas de seis fases analisados nesta tese são repetidos nas figuras 5.2, 5.3 e 5.4 para maior clareza da análise. Como foi discutido no capítulo 2, existem 64 possíveis configurações de chaveamento no inversor de seis braços. As tensões são representadas por um vetor em dois subespaços ou planos mutuamente ortogonais (dq e xy) e carregam as mesmas informações das componentes de fase. A nomenclatura usada para identificar cada vetor também é a mesma já explicada no capítulo 2, ou seja, os números usados como subíndice nos vetores de tensão, correspondem aos estados lógicos das chaves de potência. Dessa forma, eles representam qualquer vetor nos planos dq e xy . Como evidenciado pelos diagramas, o inversor de seis braços fornece muitas possibilidades para obter o vetor tensão de referência devido a inerente redundância. Esta característica pode ser utilizada para adicionar algum grau de tolerância a falta à operação do sistema. Nas mesmas figuras também é mostrado o valor máximo do vetor de tensão que pode ser gerado pelo inversor que corresponde ao raio do círculo tracejado inscrito nos polígonos. De acordo com a análise da geometria do plano dq o valor máximo é E , significando que a amplitude máxima da tensão de fase pode chegar a $V_m = E/\sqrt{3}$.

Assuma que um curto circuito ocorre em uma das chaves do inversor. A Fig. 5.1 mostra a estrutura do conversor quando a chave em curto é a chave \bar{q}_1 do braço que alimenta a fase 1. Nesta figura, considere que a chave complementar, q_1 , esta aberta para evitar um curto circuito no barramento CC. Esta situação, equivale a ter o estado lógico da chave q_1 sempre como nível zero. O diagrama vetorial resultante, que representa esta condição, é mostrado nas

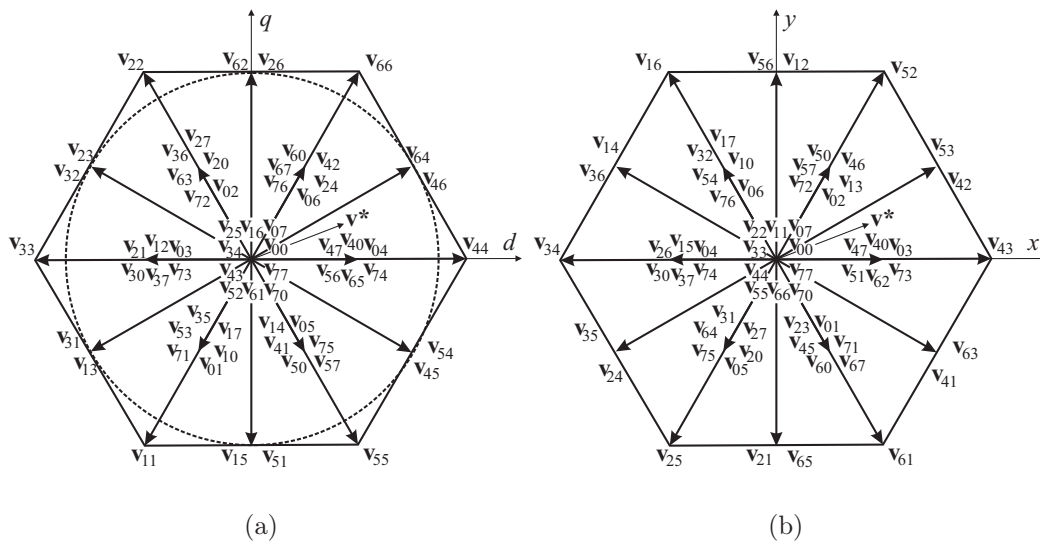


Figura 5.2. Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 0^\circ$.

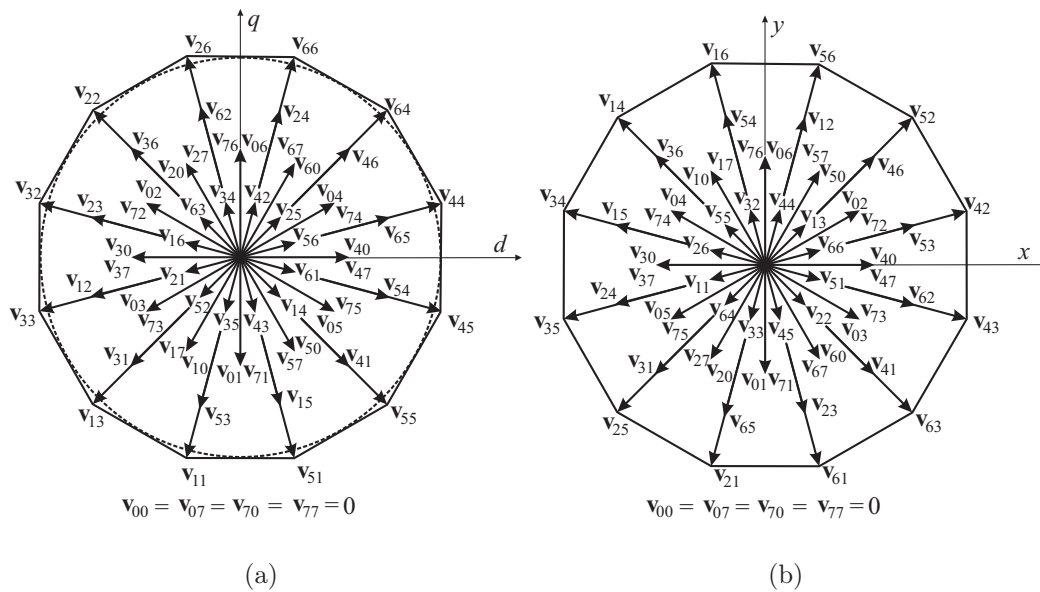


Figura 5.3. Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 30^\circ$.

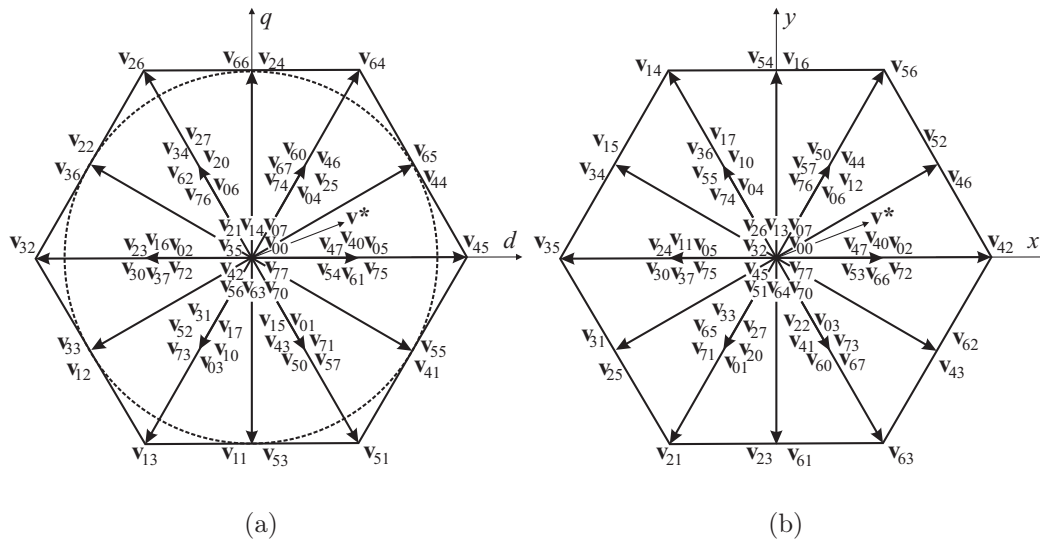


Figura 5.4. Vetores dq e xy do inversor hexafásico alimentando uma máquina com $\alpha = 60^\circ$.

figuras 5.5, 5.6 e 5.7, correspondente a cada tipo de máquina. Nestas figuras são mostrados os vetores disponíveis para a correspondente condição de falta. Durante a falta, o espaço vetorial resultante, foi reduzido e contém apenas 32 estados distintos no inversor. Como pode ser observado nos diagramas, ainda é possível controlar as componentes de tensão dq , pois um círculo centrado na origem ainda pode ser inscrito no polígono reduzido.

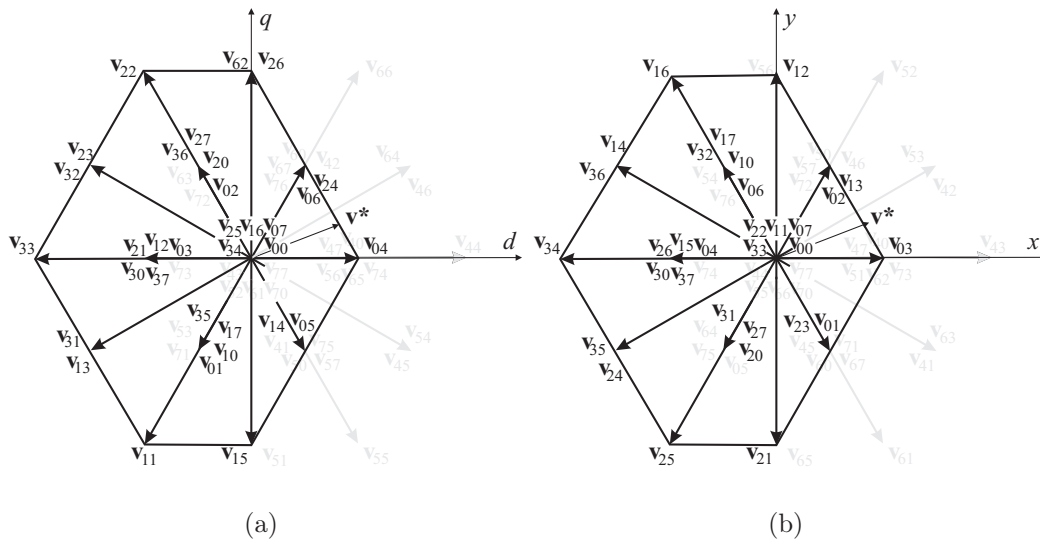


Figura 5.5. Vetores dq e xy do inversor hexafásico com uma chave em curto (máquina com $\alpha = 0^\circ$).

A forma do polígono resultante na condição de falta é válida para qualquer uma das 12 chaves do inversor em curto. Apenas o ângulo relativo aos eixos dq e xy deve ser alterado para

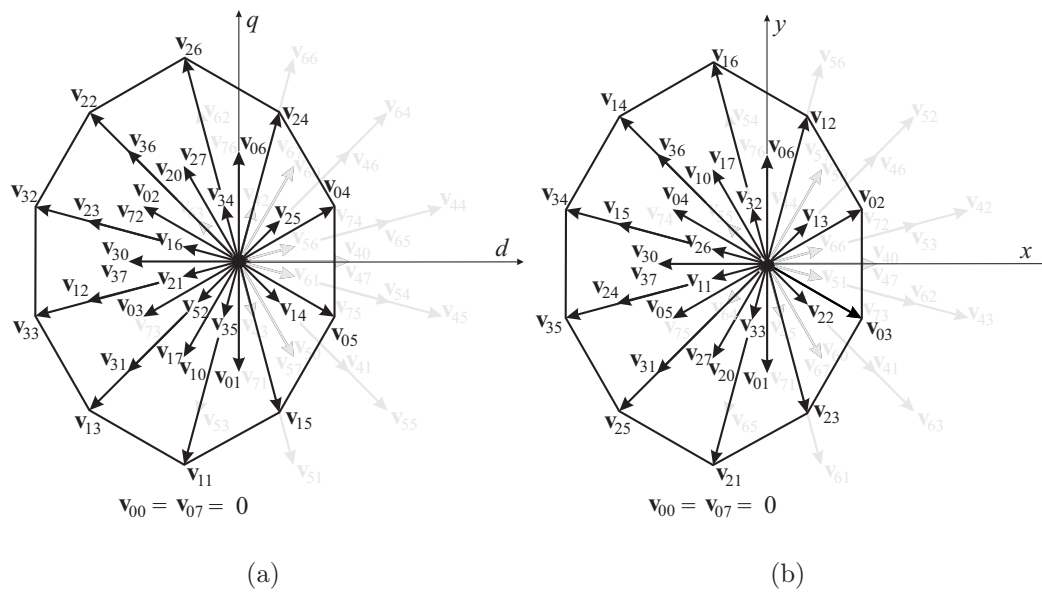


Figura 5.6. Vetores dq e xy do inversor hexafásico com uma chave em curto (máquina com $\alpha = 30^\circ$).

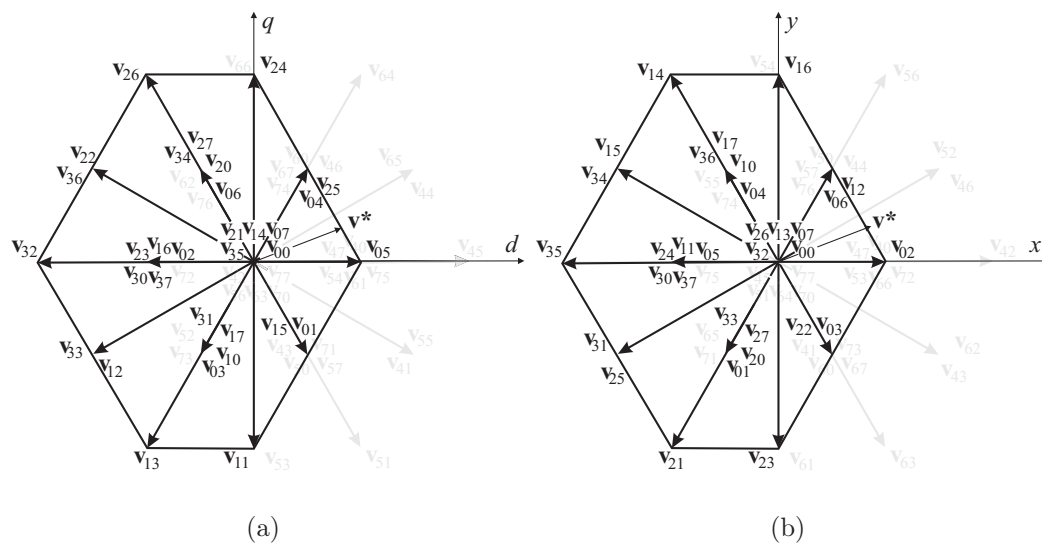


Figura 5.7. Vetores dq e xy do inversor hexafásico com uma chave em curto (máquina com $\alpha = 60^\circ$).

determinar onde o polígono deve ficar nos planos dq e xy . Um exemplo disso é apresentado na Fig. 5.8 onde é mostrada a posição dos polígonos no plano dq para cada uma das 12 chaves do inversor no caso da máquina com $\alpha = 60^\circ$.

A partir do conhecimento do espaço vetorial de tensão resultante na condição de falta, é possível definir uma estratégia de controle que possibilite a operação do sistema quando um curto circuito ocorre em uma chave do inversor.

5.4 CONTROLE PWM DO INVERSOR DE TENSÃO NA CONDIÇÃO PÓS-FALTA

5.4.1 PWM Vetorial

A técnica de modulação PWM vetorial pode ser utilizada para o cálculo das larguras de pulsos das chaves do conversor. A modulação vetorial é definida no plano dq para o inversor hexafásico. O objetivo, como já foi explicado, é determinar o padrão de chaveamento necessário para obter as referências de tensão v_{sd}^* e v_{sq}^* . A Fig. 5.9 mostra os círculos com centro na origem relativos à condição normal de operação e pós falta com a máquina com $\alpha = 60^\circ$. O hexágono menor define os vetores que podem ser usados na definição do padrão de modulação PWM. Estes vetores são os mesmos quando as outras máquinas são usadas, diferenciando apenas nos ângulos entre os vetores adjacentes para o caso da máquina com $\alpha = 30^\circ$. O procedimento descrito é válido para todas as máquinas. No caso da Fig. 5.9, apenas seis vetores podem ser usados. Isto divide o plano dq em seis setores.

Considerando-se que o vetor tensão de referência $\mathbf{v}_s^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$ é constante durante o período de chaveamento T , e que os seus vetores adjacentes são $\mathbf{v}_l = v_{dl} + jv_{ql}$ e $\mathbf{v}_k = v_{dk} + jv_{qk}$. Pode-se escrever o vetor tensão de referência, para um setor genérico, como

$$\mathbf{v}_s^* = \frac{t_l}{T} \mathbf{v}_l + \frac{t_k}{T} \mathbf{v}_k$$

onde t_k , e t_l são os intervalos de tempo durante nos quais os vetores adjacentes \mathbf{v}_k e \mathbf{v}_l são aplicados respectivamente.

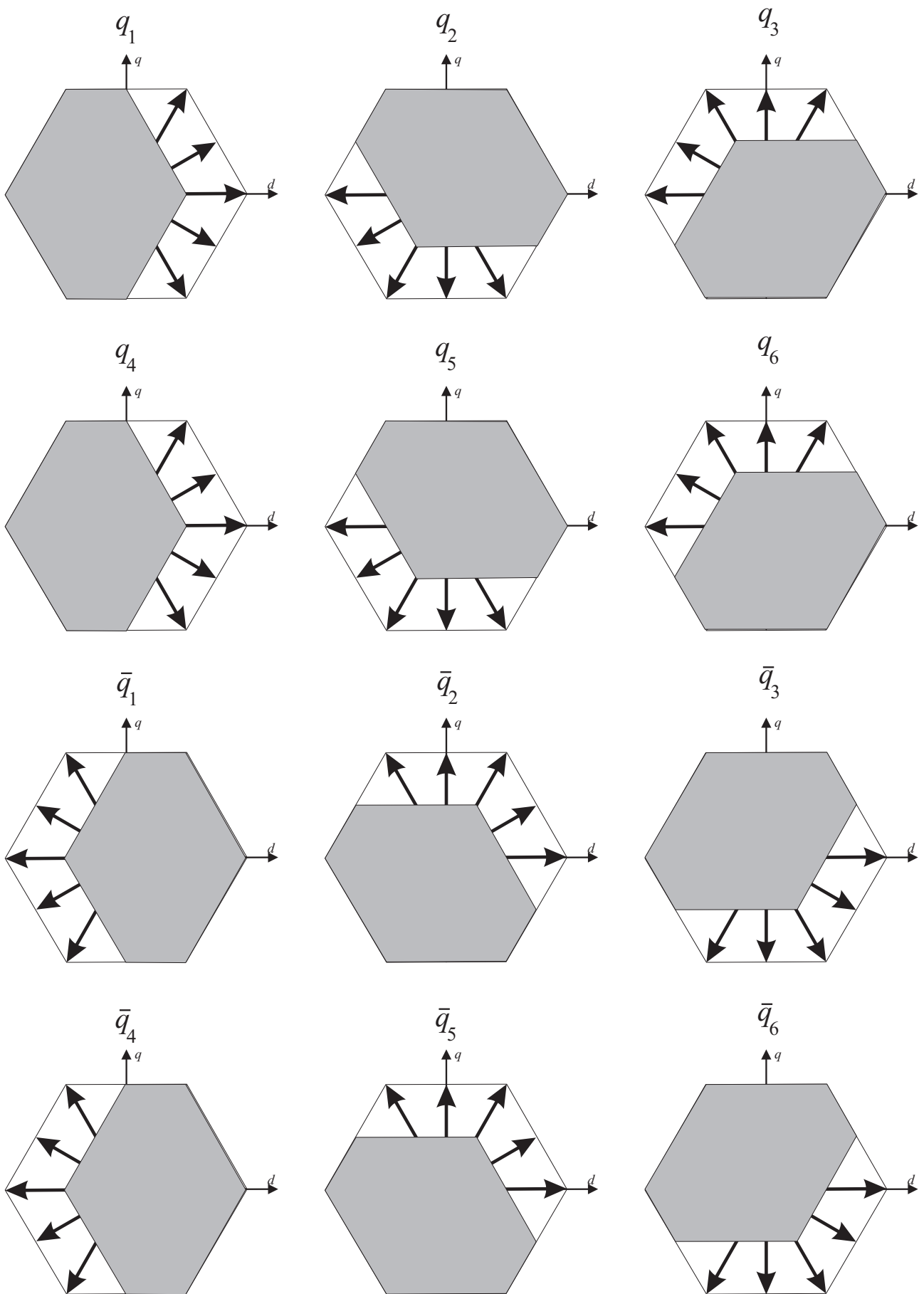


Figura 5.8. Localização dos polígonos de tensão para diferentes chaves em curto circuito.

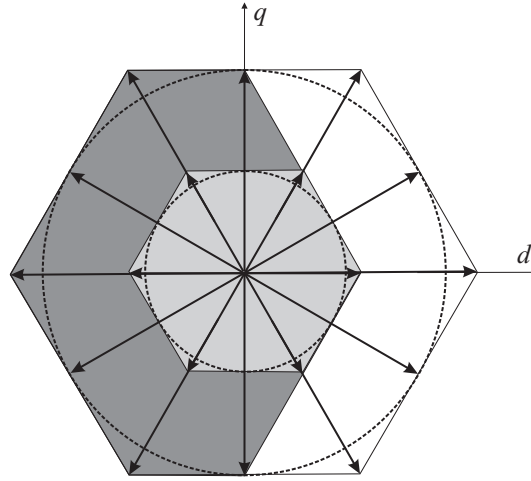


Figura 5.9. Espaço vetorial de tensão do inversor hexafásico para a condição de pré e pós falta (limites de tensão) .

Reescrevendo esta equação vetorial em termos das componentes dq segue

$$t_k = \frac{(v_{ql}v_{sd}^* - v_{dl}v_{sq}^*)T}{v_{dk}v_{ql} - v_{dl}v_{qk}} \quad (5.6)$$

$$t_l = \frac{(v_{dk}v_{sq}^* - v_{qk}v_{sd}^*)T}{v_{dk}v_{ql} - v_{dl}v_{qk}}. \quad (5.7)$$

A operação do conversor, com frequência constante, durante o período de chaveamento T , pode ser obtida se os vetores nulos (\mathbf{v}_{00} e \mathbf{v}_{07}) são aplicados no restante do intervalo de chaveamento, t_o , isto é

$$t_o = t_{oi} + t_{of} = T - t_k - t_l.$$

Nesta expressão, o intervalo de tempo t_o , pode ser dividido e distribuído em tempo inicial, t_{oi} , e tempo final, t_{of} . Neste caso, o fator de distribuição é definido como

$$\mu = \frac{t_{oi}}{t_{oi} + t_{of}} = \frac{t_{oi}}{t_o}$$

Na Tab. 5.1 são apresentados os vetores pré-selecionados por setor e seus respectivos tempos de aplicação: Os vetores estão associados aos intervalos de tempo t_o (vetor nulo); t_k e t_l (vetores ativos), em cada setor de 60° graus do plano dq ; na Fig 5.10 apresentam-se as larguras de pulso referentes ao comando das chaves superiores para o setor 1.

Tabela 5.1. Seleção dos vetores.

$Setor_{60^\circ}/t_i$	$t_0/2$	t_k	t_l	$t_0/2$
<i>I</i>	\mathbf{v}_{07}	\mathbf{v}_{05}	\mathbf{v}_{04}	\mathbf{v}_{00}
<i>II</i>	\mathbf{v}_{07}	\mathbf{v}_{06}	\mathbf{v}_{04}	\mathbf{v}_{00}
<i>III</i>	\mathbf{v}_{07}	\mathbf{v}_{06}	\mathbf{v}_{02}	\mathbf{v}_{00}
<i>IV</i>	\mathbf{v}_{07}	\mathbf{v}_{03}	\mathbf{v}_{02}	\mathbf{v}_{00}
<i>V</i>	\mathbf{v}_{07}	\mathbf{v}_{03}	\mathbf{v}_{01}	\mathbf{v}_{00}
<i>VI</i>	\mathbf{v}_{07}	\mathbf{v}_{05}	\mathbf{v}_{01}	\mathbf{v}_{00}

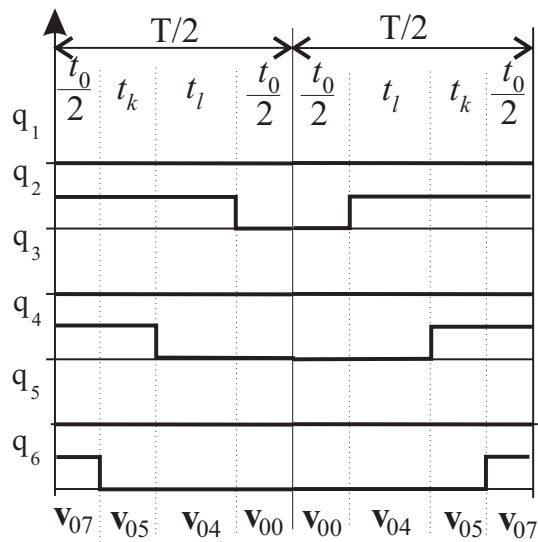


Figura 5.10. Pulsos de comandos das chaves na condição falta.

5.4.2 PWM Escalar

É possível definir uma estratégia PWM com abordagem escalar para controlar o inversor sob falta. Como é demonstrado para o caso trifásico, há uma equivalência entre a técnica vetorial e a escalar digital. A partir do cálculo da largura de pulso, é possível obter os tempos de aplicação dos vetores no sistema hexafásico. Em princípio, é possível empregar a mesma técnica utilizada no controle do inversor na condição normal. A modificação básica aplicada a estratégia PWM refere-se a geração da forma de onda de referência. No caso do inversor sob falta, as referências de tensão devem ser definidas para que garantam a simetria hexafásica. Para tanto, considera-se que as chaves inferiores, \bar{q}_3 e \bar{q}_5 , dos outros dois braços do grupo trifásico no qual ocorreu a falta devem ser grampeadas. As tensões de referência das outras três fases podem ser mantidas as mesmas do caso sem a falta. Assim, as tensões de referência adequadas à topologia do conversor de pós-falta são dadas por

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + v_{m0}^* \quad (5.8)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^* + v_{m0}^* \quad (5.9)$$

$$v_{60}^* = v_{s6}^* + v_{m0}^* \quad (5.10)$$

As larguras de pulso τ_i , $i = 2, 4$ e 6 durante as quais as chaves correspondentes devem ser mantidas em estado de condução são dadas por

$$\tau_i = \left(\frac{v_{i0}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)T = \left(\frac{v_{si}^* + v_{m0}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)T \quad \text{onde } i = 2, 4, 6 \quad (5.11)$$

A tensão v_{m0}^* é uma componente de seqüência nula (ou homopolar) calculada, pela expressão (5.12), em função da razão de distribuição de roda livre μ

$$v_h = E\left(\frac{1}{2} - \mu\right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (5.12)$$

onde v_{sM}^* e v_{sm}^* são os valores máximo e mínimo no conjunto $[v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*]$, respectivamente.

5.5 ANÁLISE DAS TENSÕES

A máxima amplitude de tensão para a operação senoidal em regime permanente foi reduzida para $\frac{E}{2\sqrt{3}}$. Dessa forma, para operar com a mesma amplitude máxima de tensão do conversor pré-falta, isto é $\frac{E}{\sqrt{3}}$, é necessário aumentar a tensão do barramento CC de duas vezes. Alternativamente, pode ser considerado que a operação pós-falta será mantida somente por um curto período de tempo (o tempo necessário para efetuar um procedimento de manutenção), e neste caso, a potência demandada pela topologia pós-falta pode ser reduzida a um nível necessário para manter a operação balanceada do sistema de acionamento. Neste caso, as taxas de potência nas chaves podem permanecer as mesmas da operação normal.

5.6 CONSIDERAÇÕES PRÁTICAS

Embora seja possível obter as tensões de referência v_{sd}^* e v_{sq}^* necessárias para o controle do motor, a estratégia PWM produz correntes no plano xy devido aos vetores de tensão gerados por esta modulação não garantirem projeções nulas no plano xy . Portanto, correntes podem ainda circular ao longo do circuito composto pela resistência do enrolamento e pela indutância de dispersão. Com isso maiores serão as correspondentes amplitudes das correntes de fase. É necessário introduzir algum mecanismo para minimizar a amplitude das componentes de corrente, e ao mesmo tempo, manter as correntes dq inalteradas. A Fig. 5.11 mostra o espaço vetorial resultante considerando-se a restrição de componentes xy nulas. A princípio observa-se na figura que não é possível gerar um vetor girante de frequência constante dentro do polígono distorcido. Torna-se, portanto, difícil manter as componentes dq e ao mesmo tempo anular as componentes xy na condição de falta apenas com a modificação da modulação no inversor. Uma outra solução seria projetar os enrolamentos com uma impedância de circuito xy tão alta quanto possível. Alguns autores têm proposto modificações no projeto da máquina para atingir este objetivo. Como por exemplo, o uso de enrolamentos com passo pleno no lugar de passo fracionário proposto na referência (HADIOUCHE, RAZIK e REZZOUG, 2004) ou mesmo o uso de filtros internos pela adição de anéis magnéticos (YE e XU, 1993). Em ambas as situações, a

idéia básica é aumentar a indutância para minimizar as componentes harmônicas de corrente sem afetar o conjugado. O projetista da máquina tem a liberdade de ajustar certos parâmetros para melhorar as características de falta da máquina. Portanto, é interessante saber como as especificações no projeto podem influenciar nas características de curto circuito da máquina. Uma observação importante é que um enrolamento com passo curto, que é comumente usado em motores trifásicos, resulta em um valor muito pequeno de indutância de dispersão do circuito xy , enquanto que o valor da indutância de dispersão do circuito dq permanece praticamente inalterado quando comparada ao valor com passo de bobina pleno. Além disso, a *MIH* difere um pouco das máquinas tradicionais quanto ao comportamento das indutâncias de dispersão do estator. Uma componente suplementar denominada “mútua de dispersão”, foi sugerida por Lipo (1980) e detalhada por Hadiouche, Razik e Rezzoug (2004), e é acrescentada às outras componentes existentes. Normalmente, nos enrolamentos trifásicos com dupla camada, esta parcela é negligenciada. Entretanto, nos enrolamentos hexafásicos ela se revela ser de natureza importante, na limitação de circulação de correntes harmônicas, e seu conhecimento imprescindível num acionamento hexafásico. No Apêndice B, é apresentado um modelo que destaca a influência do passo da bobina nas indutâncias de dispersão da máquina. Para resumir, o uso de enrolamento com passo pleno, aumenta bastante as indutâncias de dispersão do circuito xy sem afetar o conjugado enquanto quase não varia a indutância de dispersão do circuito dq . Assim o conhecimento da indutância de dispersão permite avaliar o impacto das correntes nos dispositivos de potência quando a estratégia de compensação for usada. Esta condição foi usada nas referências citadas com o objetivo de minimizar as componentes harmônicas existentes no acionamento com inverso de tensão alimentando a máquina com tensões balanceadas. No entanto, esta característica pode ser eficientemente aproveitada para minimizar as correntes de eixo xy na condição de falta. Dessa forma é possível evitar grandes amplitudes de correntes quando a modulação pós falta estiver operando.

Para ilustrar como o passo da bobina influencia na eficiência da estratégia de compensação, uma análise foi realizada por simulação para diferentes casos. No sistema simulado, o modelo dinâmico da máquina hexafásica usado, possui diferentes indutâncias para os circuitos dq e xy .

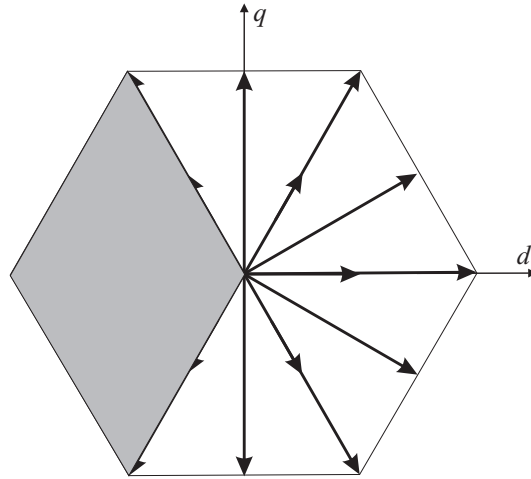


Figura 5.11. Espaço vetorial de tensão do inversor hexafásico com uma chave em curto e restrição de tensões xy nulas.

Isto é devido a inclusão do termo de indutância mútua de dispersão que pode existir entre as fases dos dois conjuntos trifásicos. Como apresentado no Apêndice B, as indutâncias de dispersão dependem do passo da bobina e da forma das ranhuras. Usando esta característica, é possível alterar a indutância de dispersão para minimizar os efeitos indesejáveis das tensões do eixo xy devido a modulação da condição pós-falta. Diferentes valores de indutância foram usados na simulação. Os resultados apresentados correspondem à operação do sistema durante a ocorrência de um curto circuito na chave \bar{q}_1 do inversor, e demonstra o efeito da compensação sobre o sistema. Na Fig. 5.12 são apresentadas as curvas das componentes de corrente do eixo dq e o espectro das componentes de corrente do eixo xy para o caso em que a máquina possui uma pequena indutância de dispersão. Destes resultados, é possível observar que o controle sobre as variáveis do plano dq foi exercido. No entanto, devido a pequena indutância de dispersão no circuito xy , as correntes neste plano são bastante elevadas. Com isso, as correntes de fase também serão elevadas, o que pode não ser tolerável pela máquina. No segundo caso, a indutância de dispersão foi aumentada de 4 vezes em relação ao valor anterior. Os resultados de simulação são apresentados na Fig 5.13. Nestes resultados, fica clara a redução significativa das correntes de eixo xy . A amplitude das correntes é reduzida quase que três vezes comparada àquela do primeiro caso. Conseqüentemente, o pico máximo das correntes de fases será reduzido significativamente. No terceiro caso, é usado um valor bem maior de indutância de dispersão ($8L_{l_{sxy}}$) e os resultados de simulação são apresentados na Fig. 5.14. A máxima amplitude

das correntes de eixo xy é muito menor do que o primeiro caso, enquanto as correntes dq são mantidas as mesmas antes e depois que a falta ocorre.

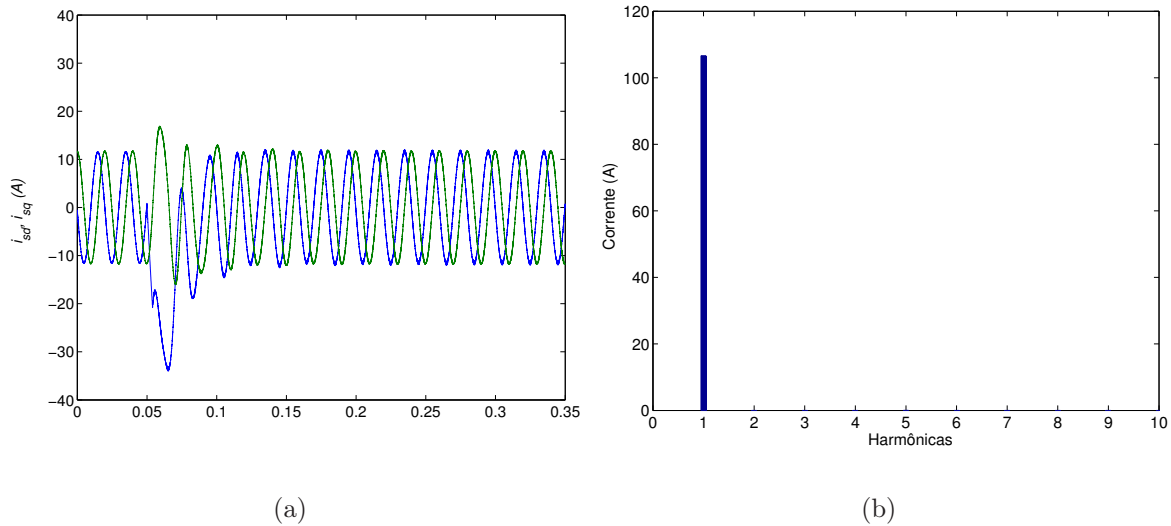


Figura 5.12. Resultados de simulação: a) correntes em dq antes e depois da falta; (b) espectro das correntes em xy .

5.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

A estratégia de compensação foi testada através de simulação e experimentalmente usando a bancada de testes descrita no Apêndice C. Os resultados apresentados demonstram a capacidade da estratégia de manter a operação balanceada da máquina na ocorrência de um curto circuito em uma das chaves do inversor. Além da máquina de 60° usada nos testes apresentados até agora, duas máquinas de 30° também foram testadas. As duas máquinas possuem características construtivas bastante semelhantes com a diferença que uma é de passo curto (MIH- $30^\circ A$, $r = 5/6$) e a outra de passo pleno (MIH- $30^\circ B$, $r = 1$). Os protótipos são construídos aproveitando máquinas trifásicas com as mesmas características mecânicas em termos de dimensões (mesma carcaça) e elétricas (mesmo número de ranhuras no estator e rotor). Dessa forma, foi possível verificar a relação entre as indutâncias das duas máquinas. Os parâmetros dos motores usados nestes testes são dados na tabela 5.2.

As máquinas são operadas em um esquema de controle Volts/Hertz. A modulação PWM

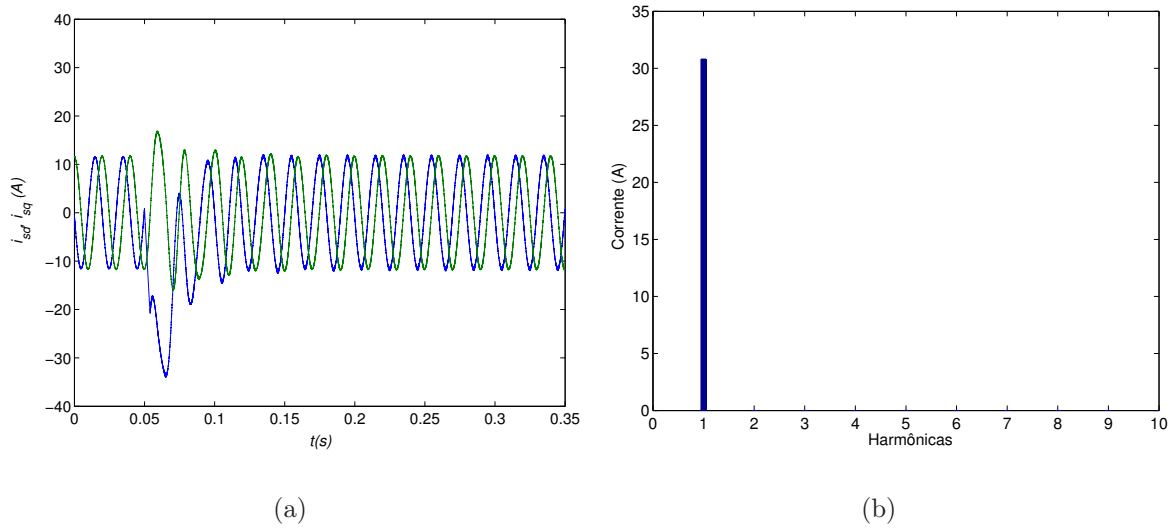


Figura 5.13. Resultados de simulação ($4L_{lsxy}$): a) correntes em dq antes e depois da falta; (b) espectro das correntes em xy .

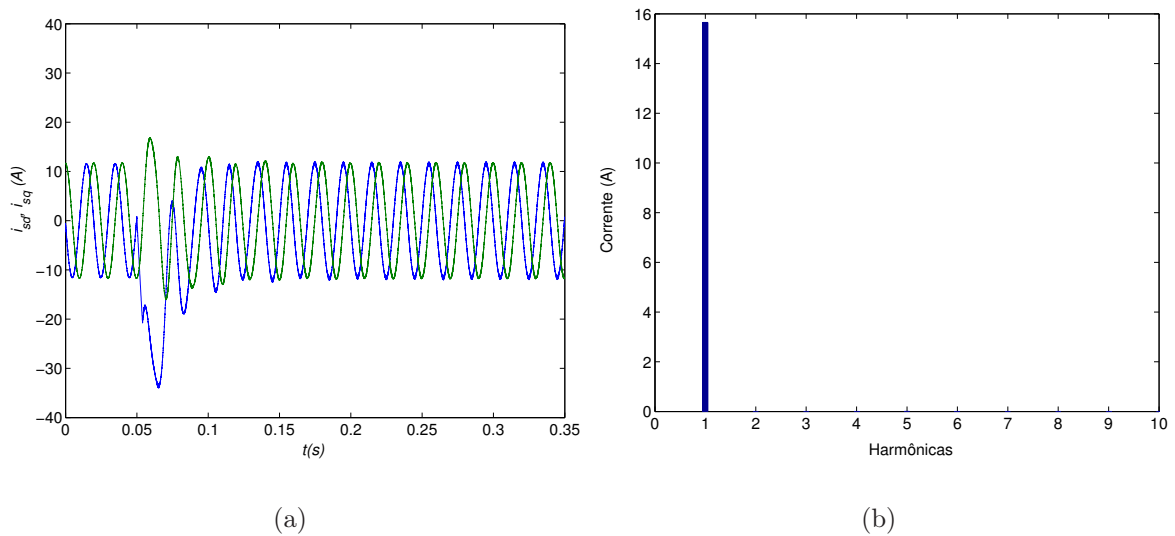


Figura 5.14. Resultados de simulação ($8L_{lsxy}$): a) correntes em dq antes e depois da falta; (b) espectro das correntes em xy .

Tabela 5.2. MIH-60°, MIH-30°A (passo curto), MIH-30°B (passo pleno) 1CV, 220V, 60Hz, 4 polos.

Parâmetro	MIH-60°	MIH-30°A	MIH-30°B
r_s [Ω]	12,5	15,8	12,5
r_r [Ω]	8,9	8,9	8,9
L_s [H]	1,5	1,47	1,38
L_r [H]	1,37	1,39	1,35
L_{ls} [mH]	30,6	2,9	45,8

aplicada é a chamada escalar convencional sem reversão. São impostas as mesmas condições de alimentação da simulação aos protótipos. Nas figuras. 5.15, 5.16 e 5.17 mostra o resultado de simulação das componentes dq de corrente e das correntes de fase da máquina com frequência de operação de 10Hz. Na Fig. 5.15, a máquina 60° está operando sob a condição de falta na chave inferior do braço 1 do inversor. A estratégia de compensação aplicada nesta condição garante operação balanceada como pode ser observado nas formas de onda das correntes de eixo dq . As figuras 5.16 e 5.17 apresentam o comportamento das máquinas sob falta operando com as mesmas condições de alimentação. Verifica-se, que a máquina A (passo curto) apresenta maiores amplitudes nas correntes de fase que a máquina B (passo pleno). Enquanto as componentes dq permanecem as mesmas para ambos os casos. Como discutido na secção anterior, esta situação ocorre devido às diferentes indutâncias entre as duas máquinas.

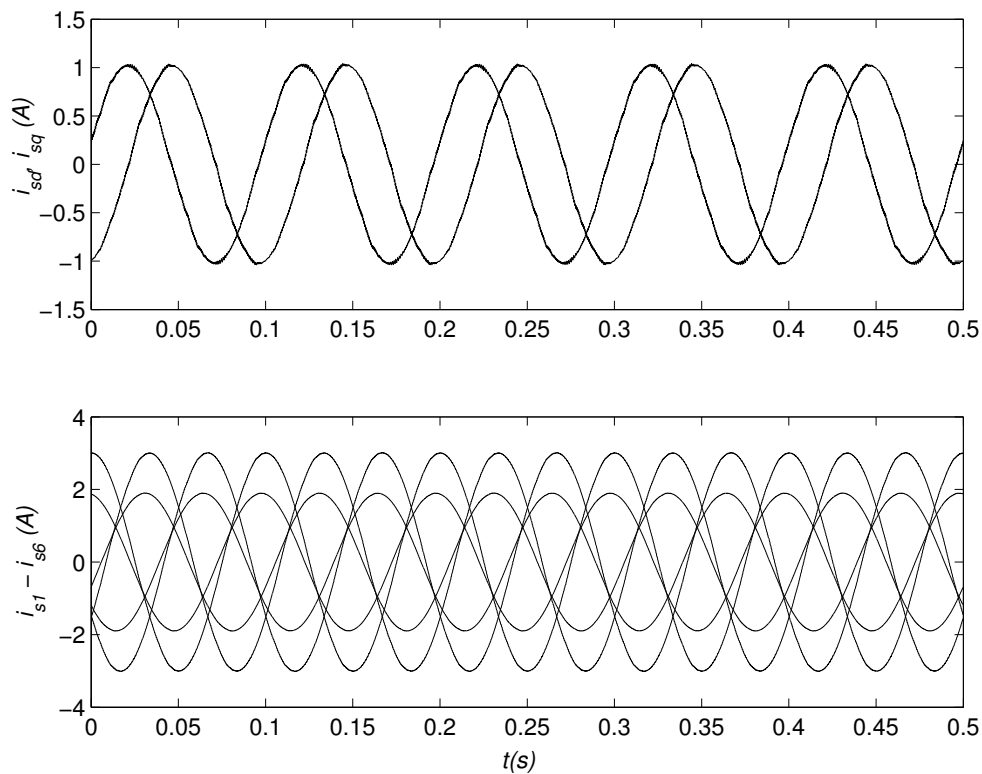


Figura 5.15. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave esta em curto (MIH- 60°).

Os resultados experimentais correspondentes a estas mesmas condições de operação, são apresentados nas figuras 5.18, 5.19 e 5.20. Nestes resultados, fica evidente a concordância com os resultados de simulação. Da mesma forma é possível compensar a falta e manter a operação

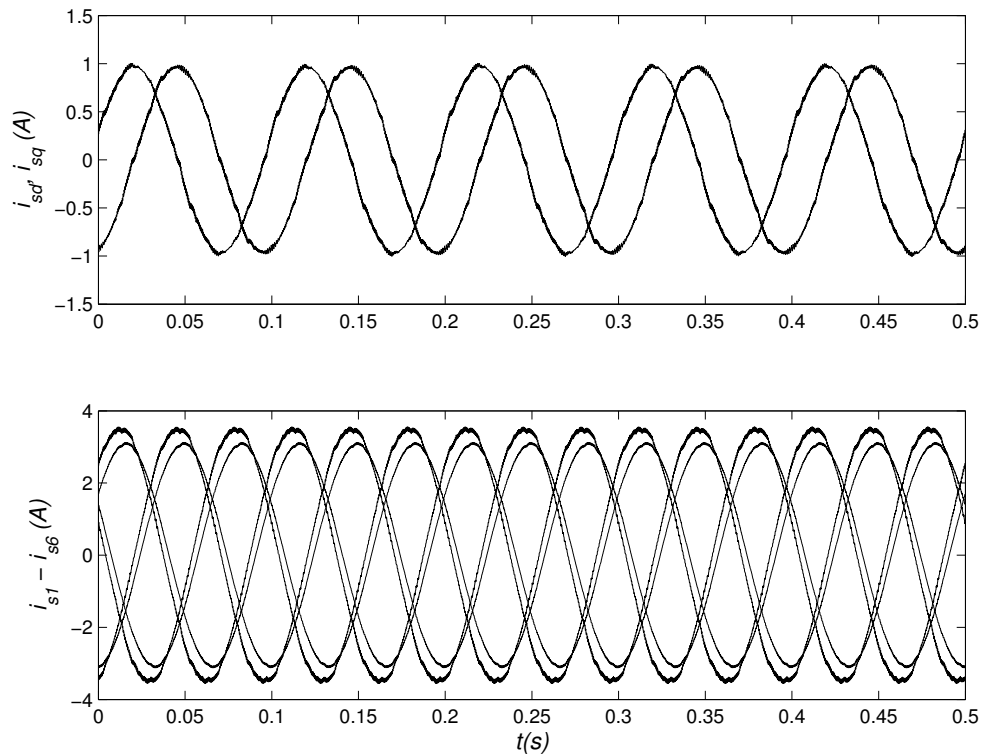


Figura 5.16. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave esta em curto (MIH-30°A).

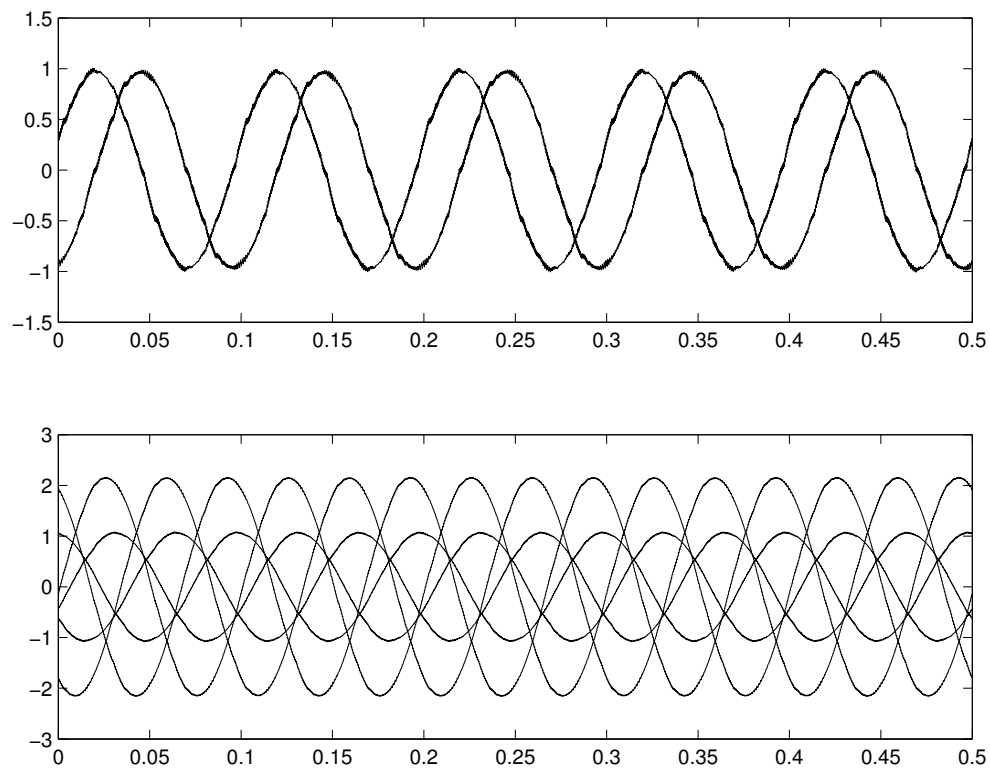


Figura 5.17. Simulação da operação da Máquina de Indução Hexafásica quando uma chave esta em curto (MIH-30°B).

do sistema. Note que é possível obter um melhor desempenho com a máquina de passo pleno, pois neste caso as correntes de fase são menores. Isso mostra como é importante selecionar adequadamente as características da máquina de forma a atingir certas propriedades para o aumento da confiabilidade do acionamento

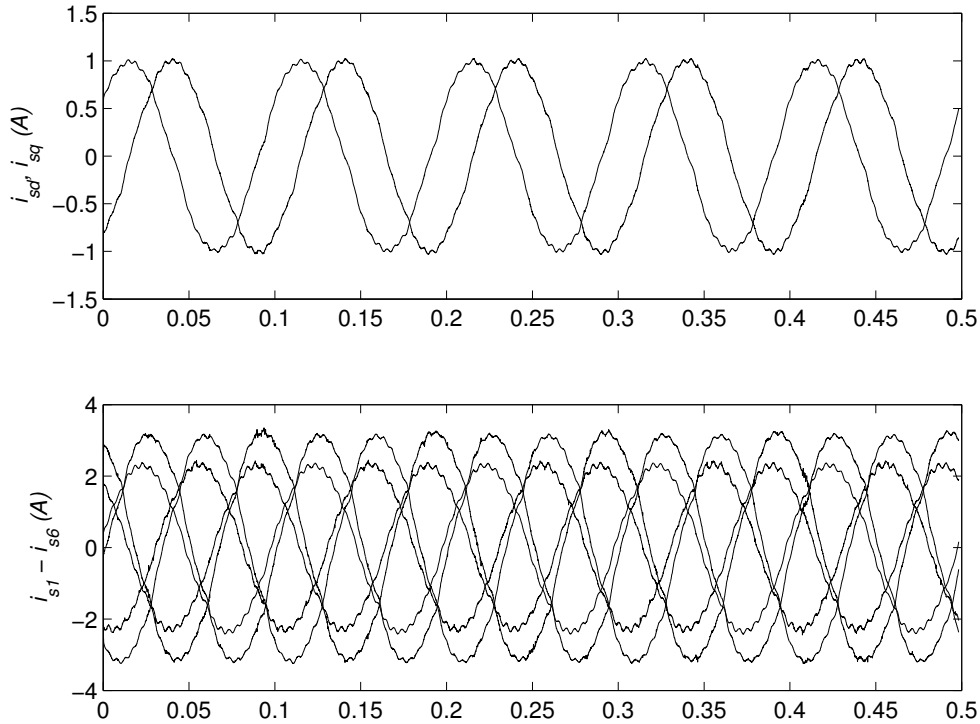


Figura 5.18. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta (MIH-60°).

5.8 CONCLUSÃO

Este capítulo investigou as características de curto circuito da máquina de indução hexafásica quando sujeita a um curto em uma das chaves do inversor. Foi apresentada uma estratégia de compensação da falta que permite a operação balanceada mesmo sob a condição de falta. Os principais resultados são

- O espaço vetorial de tensão do inversor de seis fase se torna um polígono reduzido quando uma chave está em curto. A forma do polígono depende do tipo de máquina usada.
- A máxima tensão gerada pelo inversor na condição de falta é a metade daquela do caso de operação normal.

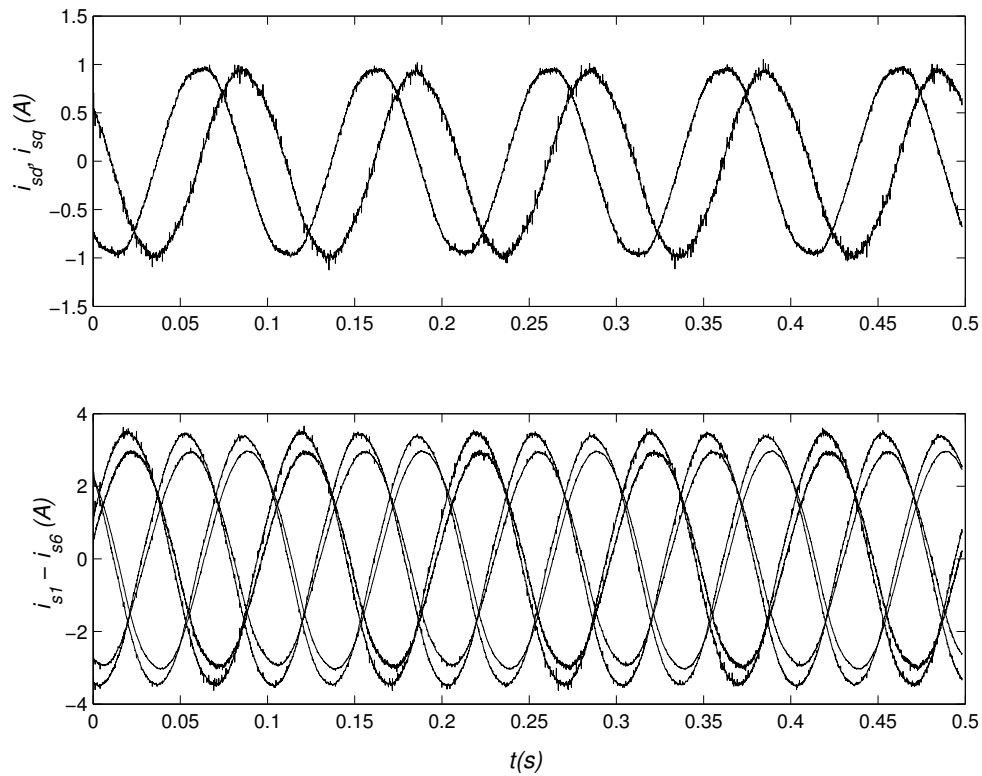


Figura 5.19. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta (MIH-30°A).

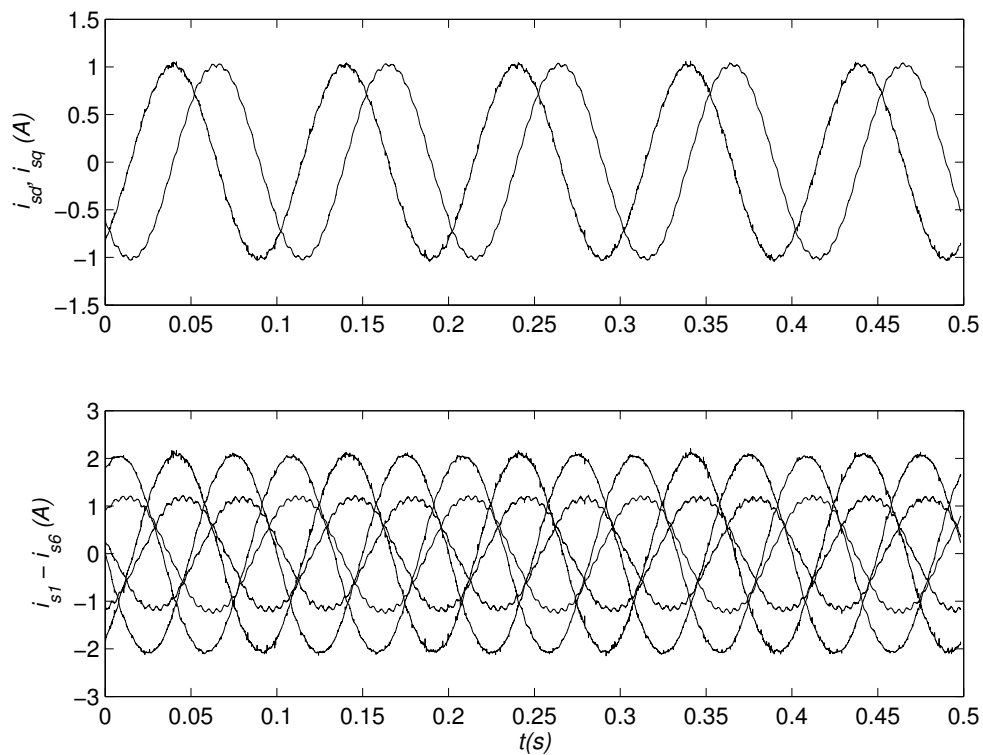


Figura 5.20. Resultados Experimentais do esquema de compensação de falta (MIH-30°B).

- A compensação da falta é conseguida pela aplicação de um padrão de modulação PWM adequado. Na condição pós falta, a máquina ainda fornece o campo girante necessário para geração de conjugado eletromagnético
- Devido à pequena indutância associada às componentes do circuito xy , as correspondentes correntes serão elevadas. Um valor maior de indutância de dispersão pode ser obtido com o uso de um enrolamento estatórico com passo pleno que irá limitar a amplitude das correntes.
- Portanto, particular atenção deve ser dada ao projeto dos enrolamentos das máquinas para aumentar a confiabilidade do acionamento de modo que o sistema atenda às propriedades de tolerância a falta requeridas.

REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM

6.1 INTRODUÇÃO

Tensões no eixo do motor que produzem circulação de corrente no eixo através dos mancais para o estator, são um fenômeno bastante antigo no campo das máquinas elétricas. Estas correntes de circulação são apontadas como responsáveis pelos efeitos danosos nos mancais do motor como relatado por Costello (1993). As causas destas correntes, em acionamentos alimentados diretamente da linha, são atribuídas aos efeitos das assimetrias magnéticas inerentes ao projeto de qualquer máquina (COSTELLO, 1993; KERSZENBAUM, 1992). Entretanto, um crescente aumento nas falhas dos mancais tem sido constatado com o advento dos inversores para aplicações de controle de máquinas com velocidade variável. Os sinais de comando dos dispositivos semicondutores empregados nestes inversores são gerados através de técnicas de modulação por largura de pulso (*PWM*). As altas taxas de variação das tensões moduladas induzem tensões no eixo do motor que resulta em um aumento nos efeitos danosos nos mancais do motor (*rolamentos*). O acoplamento capacitivo existente dentro do motor combinado com as características elétricas de alta frequência dos mancais podem causar tensões no eixo do motor bem maiores que aquelas observadas na operação com alimentação direta da rede (ERDMAN, *et al.*, 1996). A literatura técnica indica que os problemas nos mancais são causados pela circulação de correntes que fluem através das capacitâncias parasitas do estator para o ferro do rotor. Estas correntes circulam através dos mancais em direção ao terra do estator, formando as chamadas correntes de modo comum que danificam os mancais (COSTELLO, 1993; ERDMAN, *et al.*, 1996; CHEN, LIPO e FITZGERALD, 1996a; BUSSE, *et al.*, 1997a). As correntes de modo comum causam também interferência eletromagnética conduzida, ativam os circuitos de proteção de falta para o terra, aquecem os condutores por onde elas fluem e aumentam os

ruídos audíveis nos motores (PAPER, 1999).

Várias soluções têm sido propostas para eliminar ou apenas diminuir o desgaste excessivo dos mancais em máquinas *CA* acionadas por inversores PWM. Dentre estas, algumas das soluções se baseiam em modificações na máquina para fornecer proteção eletrostática entre o rotor e o estator, uma gaiola de Faraday (ERDMAN, *et al.*, 1996). A utilização de mancais cerâmicos previne o fluxo de corrente nos mancais. Porém, a tensão de modo comum e a tensão no eixo do motor permanecem, podendo causar danos à carga ou a um tacômetro que esteja montado no mesmo eixo. A utilização de um lubrificante condutor reduziria a tensão no eixo, mas, atualmente, tal lubrificante possui elementos que podem danificar os mancais, além disso, as correntes podem encontrar também outros caminhos danosos para o terra. Outra solução é usar dispositivos que fornecem um caminho de baixa impedância entre o eixo do motor e a carcaça, que eliminam a tensão no eixo e as correntes nos mancais. Uma maneira simples de se obter isto, é usar uma escova no eixo conectada ao terra. Entretanto, existe a necessidade de manutenção regular do dispositivo além de ocasionais problemas de custos e de instalação.

A investigação de alternativas para eliminar ou pelo menos reduzir a tensão de modo comum é um tópico muito importante. Diversos trabalhos têm sido publicados, onde diferentes estratégias para reduzir a tensão de modo comum em sistemas de acionamento com modulação por largura de pulso têm sido propostas; muitos deles focalizaram sobre a utilização de filtros passivos (MURAI e KAWASE, 1992; OGASAWARA e AKAGI, 1996; RENDUSARA e ENJETI, 1998; HABETLER, NAIK e NONDAHL, 2002; MEI, *et al.*, 2002) ou esquemas de cancelamento ativo baseados em novas topologias de inversores (JULIAN, LIPO e ORITI, 1999; OGASAWARA, AYANO e AKAGI, 1998; ORITI, JULIAN e LIPO, 1997b, 1997a; CACCIATO, *et al.*, 1999; KIM, LEE e SUL, 2001; LEE e SUL, 2001; XIANG, 1998).

É importante lembrar que em geral, as técnicas propostas para reduzir a tensão de modo comum precisam de componentes passivos adicionais; isto tem um impacto sobre a eficiência da conversão do sistema de acionamento e deve ser avaliada cuidadosamente. Em adição, o projeto e a instalação de filtros impõem limitações com relação ao custo.

O uso de um inversor com ponte dupla para o acionamento de um motor de indução com cir-

cuito duplo para a eliminação da tensão de modo comum foi proposto por alguns pesquisadores (JOUANNE e ZHANG, 1999; CORRÊA, *et al.*, 2003a; JULIAN, LIPO e ORITI, 1999). Comparada com as soluções discutidas anteriormente, esta configuração possui a vantagem de solucionar o problema sem o uso de componentes passivos adicionais. Entretanto, tal esquema, requer dois inversores trifásicos com seis chaves cada (12 chaves de potência no total) e um motor de indução com duplo enrolamento. Na realidade, a minimização da tensão de modo comum pode também ser atingida com o uso de um inversor de quatro braços (JACOBINA, MIRANDA e LIMA, 2005b; CORRÊA, *et al.*, 2005b) ou mesmo um conversor de cinco braços (JACOBINA, *et al.*, 2005; CORRÊA, *et al.*, 2005a); em todas estas configurações o motor hexafásico foi usado. Uma interessante configuração emprega um número reduzido de chaves de potência (JOUANNE e ZHANG, 2001). Nesta solução, o número de chaves de potência é reduzido para oito. O projeto de diferentes técnicas para redução da tensão de modo comum em acionamentos com motores com duplo enrolamento e reduzido número de componentes tem sido investigado em Corrêa *et al.* (2005). A aplicação de motores com número de fases par, associado com estratégias de modulação *PWM* adequadas permite reduzir ou eliminar a tensão de modo comum que atuam nos mancais.

Na mesma linha de raciocínio, este capítulo apresenta três configurações de sistemas de acionamentos que eliminam a tensão de modo comum. Os acionamentos são compostos de um inversor fonte de tensão de quatro braços alimentando um motor de indução hexafásico ou um motor de quatro fases.

6.2 FONTES DAS CORRENTES DE MODO COMUM

Capacitâncias parasitas, inevitavelmente existem entre os enrolamentos do estator e do rotor e a carcaça do motor. Estas capacitâncias criam caminhos para as correntes de modo comum. Na Fig. 6.1 são mostradas as capacitâncias de acoplamento entre os circuitos do estator e do rotor juntamente com a carcaça como definido em Busse *et al.* (1997). A capacitância do estator para a carcaça (C_{sf}) é um elemento distribuído representando o acoplamento capacitivo para

a carcaça ao longo do comprimento dos condutores do estator. Para muitas investigações, o acoplamento magnético entre estator e rotor é suficiente. Porém, com o alto dv/dt apresentado devido a utilização de dispositivos de chaveamento rápidos, as considerações sobre o acoplamento capacitivo não podem ser ignoradas. Portanto, a capacitância entre estator e rotor (C_{sr}) e a capacitância entre rotor e carcaça (C_{rf}) devem fazer parte do modelo do motor.

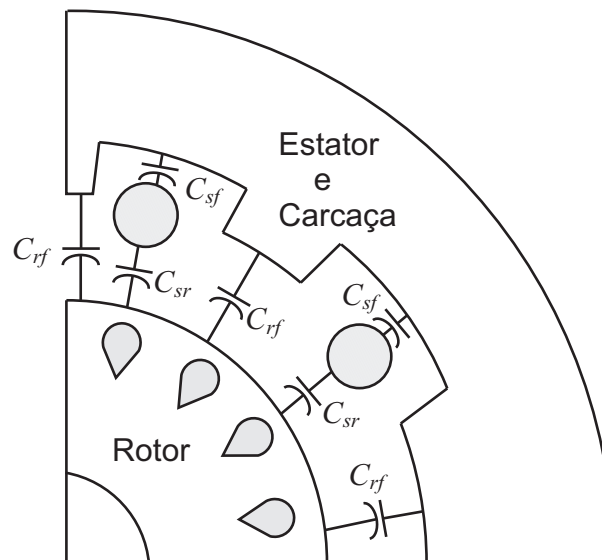


Figura 6.1. Acoplamento capacitivo no motor.

Os mancais e a graxa isolante apresentam uma combinação de capacitâncias, resistências e uma impedância não-linear, modelado segundo Erdman *et al.* (1996) e ilustradas na Figura 6.2. A resistência dos aros internos e externos dos mancais resultam na resistência R_b . Além disso, cada esfera está imersa em um filme lubrificante, fazendo com que cada esfera apresente duas capacitâncias, entre o aro interno e o aro externo. Entre as esferas, os aros internos e externos são separados por lubrificante, que formam uma barreira dielétrica. Assim, é formada uma capacitância entre cada par de esferas. A impedância não-linear Z_l é resultado das anormalidades elétricas, mecânicas e a aleatoriedade dos mancais. Na representação da impedância das esferas dos mancais é apresentada uma combinação em paralelo de uma capacitância efetiva (C_b) e a impedância não-linear (Z_l). Finalmente, a graxa isolante adiciona uma capacitância em série (C_{graxa}).

Os mecanismos que provocam as correntes de modo comum em acionamentos alimentados diretamente da linha são historicamente atribuídos a efeitos das assimetrias no estator e no

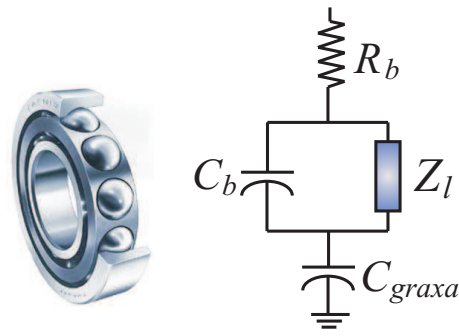


Figura 6.2. Modelo de mancais do motor

rotor, do fluxo homopolar ou efeitos eletrostáticos nas máquinas elétricas (COSTELLO, 1993; KERSZENBAUM, 1992). Estes mecanismos induzem tensão sobre o eixo que geram correntes através dos mancais que resultam em danos mecânicos. Contrariamente ao caso anterior, em acionamentos a base de inversores, diversos mecanismos são apontados como responsáveis pelas correntes de modo comum. Em Chen, Lipo e Fitzgerald (1996b) foi demonstrada a relação entre o chaveamento PWM e as correntes nos mancais. Em geral duas componentes contribuem para as correntes nos mancais: componentes devido ao dv/dt dos instantes de chaveamento do inversor produzindo o fluxo de corrente quando há contato entre o eixo e a carcaça (pelo contato entre os aros dos mancais, através das esferas, por exemplo) e aquelas causadas por descargas elétricas que ocorrem quando as características de isolamento dos mancais são alteradas. Esta situação ocorre, quando os mancais apresentam uma alta impedância durante um longo tempo e de repente se tornam um elemento de baixa impedância devido ao contato com os aros dos mancais ou quando a tensão no eixo excede a tensão de ruptura do dielétrico do filme lubrificante (*breakdown voltage*). As correntes geradas, neste último caso, estão relacionadas com a amplitude de tensão entre o neutro do motor e o terra de referência no momento do contato. As componentes de correntes nos mancais devido ao dv/dt são de pequena amplitude e dominam a operação em baixas velocidades, enquanto as componentes devido às descargas elétricas sobre os mancais são mais comumente encontradas na operação normal do motor. A amplitude de tais correntes depende da taxa de variação da tensão entre o ponto neutro dos enrolamentos e o terra. Em um inversor PWM, esta tensão, definida como tensão de modo comum, é sempre diferente de zero e varia continuamente em função dos estados de chaveamento do inversor. Esta tensão provoca a circulação de correntes de alta frequência

através das capacitâncias parasitas entre as bobinas do estator e da carcaça. Em adição, as capacitâncias parasitas entre o estator e o rotor criam um caminho para as correntes de modo comum que retornam para o terra através dos mancais.

A Fig. 6.3 ilustra o sistema motor-carga, representando os diversos caminhos de acoplamento capacitivo entre as bobinas e a carcaça do motor. Alguns dos caminhos promovem meios de circulação através dos mancais que povocam possíveis danos como consequência do fluxo de corrente de modo comum. Em um mancal com boa condutividade, a impedância Z_l possui um baixo valor. Entretanto quando os mancais giram durante a operação normal do motor, as esferas dos mancais estão imersas no filme lubrificante o que diminui a condutividade dos mancais. Isto equivale a dizer que as características da impedância variam de um resistor para um capacitor. O filme lubrificante age como um dielétrico em um capacitor que torna-se carregado pela tensão de eixo do rotor. Ocasionalmente, devido às imperfeições existentes nos mancais ou quando a tensão de ruptura do dielétrico é excedida, ocorrem descargas do rotor para o terra através dos mancais.

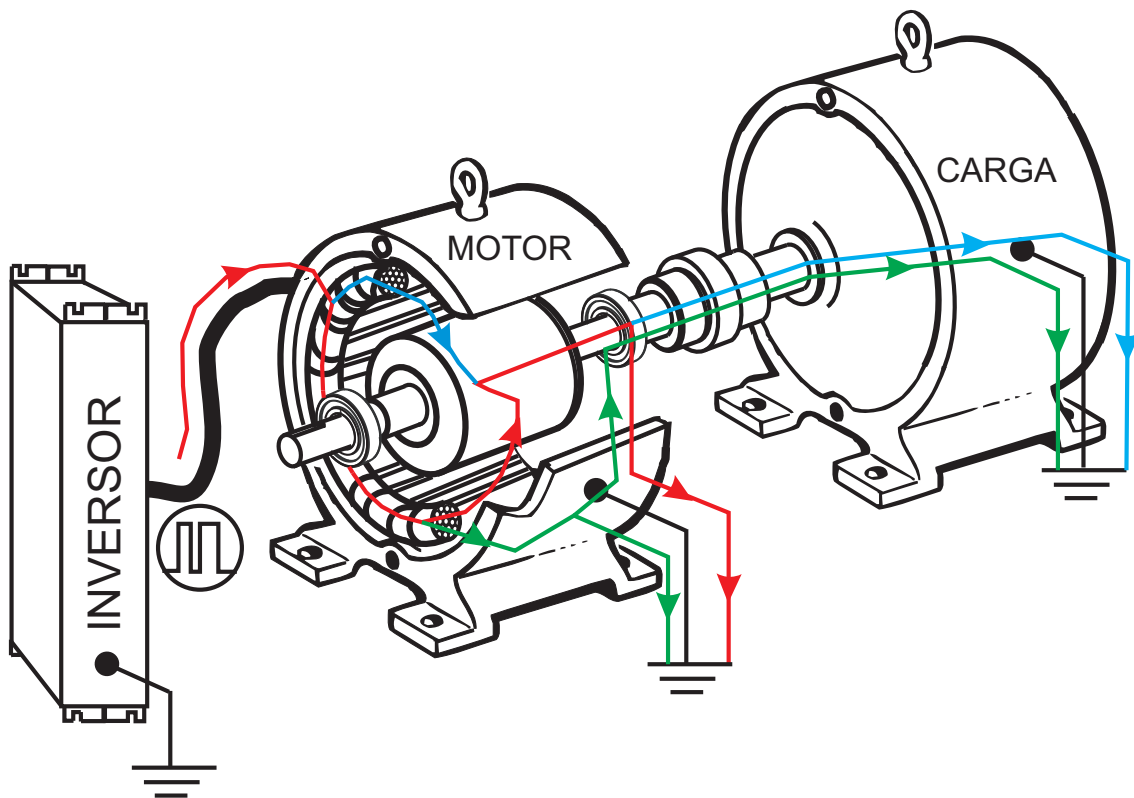


Figura 6.3. Ilustração do mecanismo de geração das correntes de modo comum.

6.3 DEFINIÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM

6.3.1 Acionamento Trifásico

A Fig. 6.4 ilustra um típico inversor fonte de tensão trifásico conectado a um motor trifásico. Considerando que o estado de condução das chaves de potência está associado a variáveis binárias q_i ($i = 1, 2, 3$), onde $q_i = 1$ indica chave fechada e $q_i = 0$ chave aberta. As chaves de cada braço do inversor são complementares e, como consequência as tensões de saída são dadas por

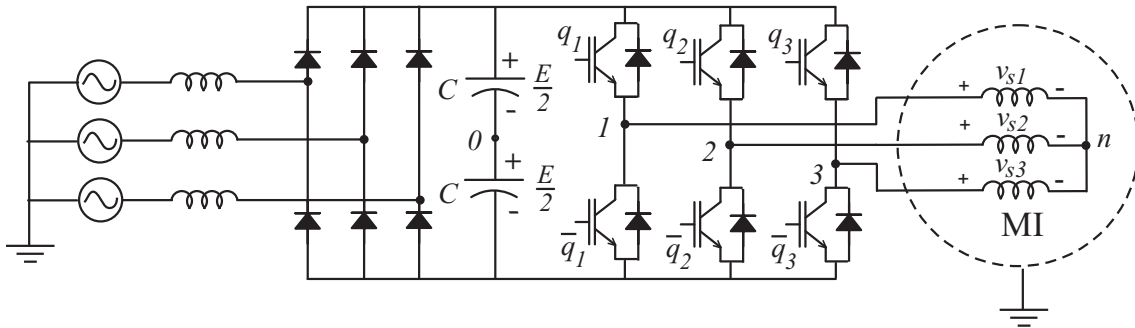


Figura 6.4. Topologia do inversor trifásico

$$v_{s1} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.1)$$

$$v_{s2} = v_{20} - v_{n0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.2)$$

$$v_{s3} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.3)$$

onde v_{i0} ($i = 1, 2, 3$) define a i^{th} tensão de pólo do inversor, v_{n0} é a tensão entre o neutro n e o ponto central do barramento CC 0 (tensão de neutro) e E é a tensão do barramento CC .

Admitindo que o motor trifásico é balanceado, a tensão de modo comum é dada pela tensão de neutro

$$v_{no} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30}}{3} = \left(\frac{2q_1 + 2q_2 + 2q_3 - 3}{3} \right) \frac{E}{2}. \quad (6.4)$$

Dependendo do padrão de chaveamento do inversor, v_{n0} assumirá um dos seguintes valores: $-\frac{E}{2}$, $-\frac{E}{6}$, $\frac{E}{6}$ ou $\frac{E}{2}$. Na Tab. 6.1, estão indicadas as oito combinações possíveis de estados com os

valores das tensões em cada pólo da máquina e a tensão de modo comum resultante, calculada a partir da equação (6.4).

A partir de (6.4) fica claro que não existe nenhum padrão de chaveamento no qual a tensão de modo comum nula possa ser atingido.

Combinação	q_1	q_2	q_3	v_{10}	v_{20}	v_{30}	v_{n0}
1	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$
2	0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
3	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
4	0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{6}$
5	1	0	0	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
6	1	0	1	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{6}$
7	1	1	0	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{6}$
8	1	1	1	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$

Tabela 6.1. Estados do Inversor

6.3.2 Acionamento Tetrafásico

As topologias propostas, neste capítulo, envolvem a adição de um quarto braço ao inversor trifásico como mostrado na Fig 6.5. A utilização de um inversor com quatro braços no intuito de minimizar a tensão de modo comum em acionamentos em corrente alternada foi explorado em artigos como (ORITI, JULIAN e LIPO, 1997b) e (JOUANNE e ZHANG, 2001). No primeiro, o inversor de quatro braços foi utilizado para alimentar um motor trifásico juntamente com um filtro. A aplicação de uma adequada estratégia de modulação foi usada para eliminar tensão de modo comum. Em Jouanne e Zhang (2001), o mesmo inversor foi utilizado alimentando uma máquina de seis fases sem o uso de circuitos adicionais. Uma particular estratégia de modulação PWM é então utilizada para eliminar a tensão de modo comum. Neste caso, a redução da tensão de modo comum é atingida atuando somente sobre a estratégia de modulação.

Pensando desta maneira, ao invés de usar filtros ou circuitos adicionais, este trabalho propõe usar o inversor de quatro braços para alimentar diferentes tipos de máquinas. Desta forma, é necessário apenas estabelecer a seleção adequada dos estados de chaveamento do inversor para reduzir a tensão de modo comum. Os motores utilizados nas topologias propostas são: um

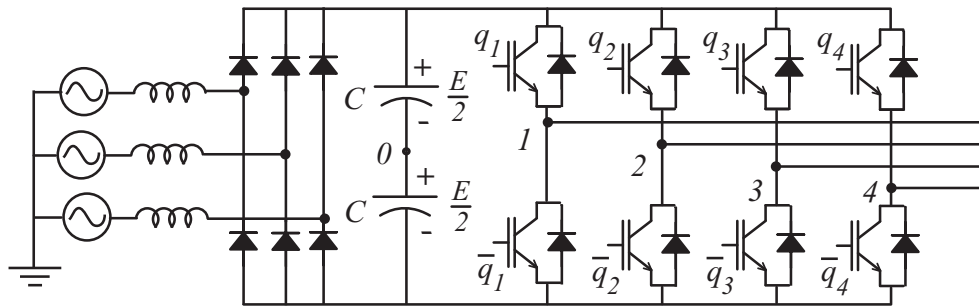


Figura 6.5. Topologia do inversor trifásico

motor de quatro fases constituído de dois grupos de enrolamentos bifásicos (defasamento entre fases de 90°) do estator deslocados entre si de um ângulo de 90° (Fig.6.6(a)); um motor de seis fases constituído por dois grupos trifásicos (defasamento entre fases de 120°) do estator deslocados entre si de um ângulo de 60° (Fig. 6.6(b)). A máquina tetrafásica pode ser alimentada diretamente pelo inversor de quatro fases, enquanto na máquina hexafásica são possíveis algumas diferentes configurações para permitir o acionamento tetrafásico.

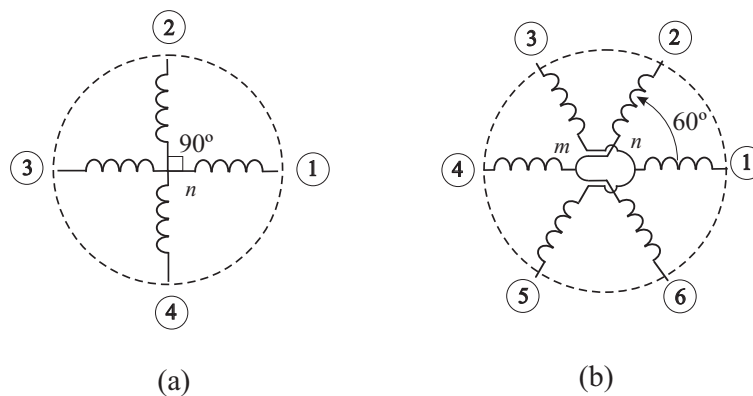


Figura 6.6. Máquinas Multifases

6.3.2.1 Modelo Dinâmico A modelagem matemática para a máquina tetrafásica pode ser realizada de maneira similar como apresentado no capítulo 1. Com isso, o modelo matemático, no referencial estático, que descreve o comportamento dinâmico do motor de quatro fases

pode ser descrito pelas equações (6.5)-(6.11).

$$v_{sdq} = r_s i_{sdq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq} \quad (6.5)$$

$$v_{rdq} = r_r i_{rdq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rdq} - j\omega_r \lambda_{rdq} \quad (6.6)$$

$$\lambda_{sdq} = l_s i_{sdq} + l_{sr} i_{rdq} \quad (6.7)$$

$$\lambda_{rdq} = l_{sr} i_{sdq} + l_r i_{rdq} \quad (6.8)$$

$$v_{soo'} = r_s i_{soo'} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{soo'} \quad (6.9)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (6.10)$$

$$C_e = Pl_{sr}(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (6.11)$$

As variáveis do estator $dqoo'$ são obtidos a partir das variáveis de fase 1234 por meio da transformação de coordenadas dada por

$$\mathbf{w}_{s1234} = \mathbf{P}_4 \mathbf{w}_{sdqoo'}$$

onde $\mathbf{w}_{s1234} = [w_{s1} \ w_{s2} \ w_{s3} \ w_{s4}]$, $\mathbf{w}_{sdqoo'} = [w_{sd} \ w_{sq} \ w_{so} \ w_{so'}]^T$ e

$$\mathbf{P}_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

Os vetores \mathbf{w}_s podem ser vetores de tensão, corrente ou fluxo.

6.4 SISTEMA DE ACIONAMENTO COM INVERSOR DE QUATRO BRAÇOS

Esta secção apresenta três configurações de sistemas de acionamentos que eliminam a tensão de modo comum. Os acionamentos são compostos de um inversor fonte de tensão de quatro braços alimentando um motor de indução hexafásico ou um motor de quatro fases. As configurações são mostradas na Fig. 6.7. O mesmo inversor de quatro braços é usado em todas as configurações. A configuração *A* (Fig. 6.7(a)) usa o inversor de quatro braços para alimentar diretamente um motor com quatro fases. Na configuração *B* (Fig. 6.7(b)), o braço constituído pelas chaves q_2 e \bar{q}_2 é compartilhado pelas fases 2 e 3, enquanto o braço constituído pelas

chaves q_4 e \bar{q}_4 é compartilhado pelas fases 5 e 6 de um motor de seis fases. A configuração C (Fig. 6.7(c)) define o caso onde a fase 3 e a fase 6 são conectadas no mesmo ponto, no entanto não existe conexão a qualquer braço do inversor. As configurações A , B e C permitem a eliminação completa da tensão de modo comum. No caso da Configuração B , existem quatro diferentes estados de chaveamento que geram tensão de modo comum nula, enquanto nas configurações A e C , existem seis diferentes estados de chaveamento que geram tensão de modo comum nula.

Enquanto a configuração C é similar a que foi proposta em (JOUANNE e ZHANG, 2001), as configurações A e B são propostas neste trabalho. Além de introduzir as configurações A e B , este trabalho propõe um conjunto de estratégias de modulação PWM baseadas em soluções vetorial e escalar, introduzindo a equivalência entre as técnicas de modulação escalar e vetorial. Figuras de mérito das técnicas PWM para as diferentes topologias são avaliadas e comparadas neste estudo. Um quadro comparativo entre todas as configurações operando no mesmo nível de potência também é apresentada.

6.5 TENSÕES NO INVERSOR DE QUATRO BRAÇOS

6.5.1 Tensões de Saída para a Configuração A

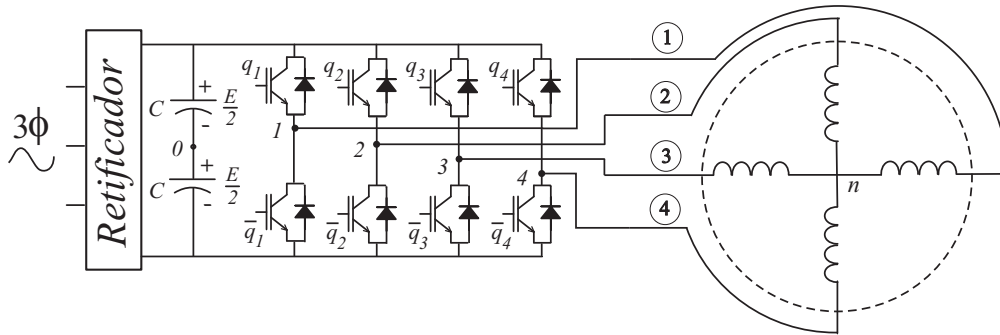
A configuração A usa um motor de quatro fases como mostra a Fig. 6.7(a). De maneira similar ao caso do inversor trifásico, o estado de chaveamento das chaves de potência do inversor de quatro fases mostrado na Fig. 6.7(a), está associado a variáveis binárias q_i ($i = 1, 2, 3, 4$), onde $q_i = 1$ indica uma chave fechada e $q_i = 0$ uma chave aberta. As tensões de fase da máquina são dadas como

$$v_{s1} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.12)$$

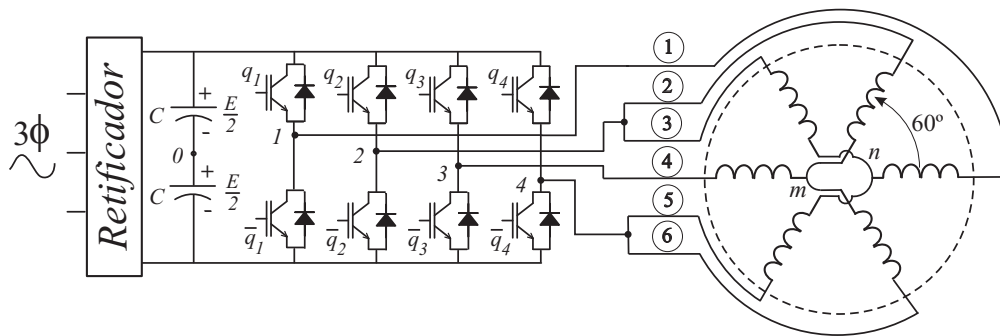
$$v_{s2} = v_{20} - v_{n0} = (2q_2 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.13)$$

$$v_{s3} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.14)$$

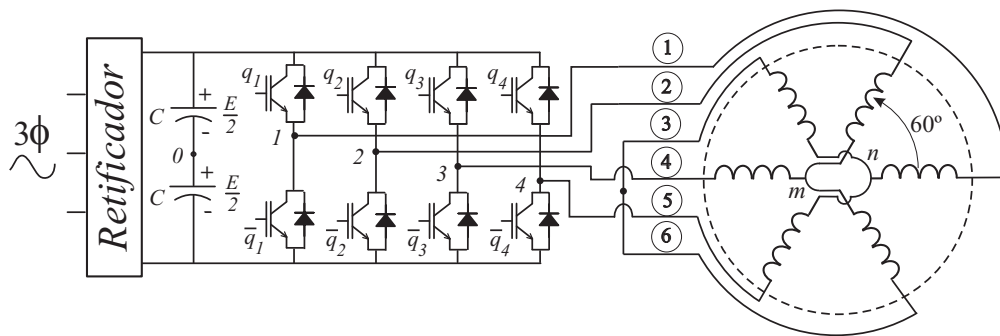
$$v_{s4} = v_{40} - v_{n0} = (2q_4 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.15)$$



(a)



(b)



(c)

Figura 6.7. Configurações. (a) Máquina tetrafásica (Configuração A). (b) Máquina hexafásica com braços compartilhados. (Configuração B). (c) Máquina hexafásica com fases conectadas (Configuração C)

Neste caso, a eliminação instantânea da tensão de modo comum é atingida se a seguinte restrição for satisfeita

$$v_{cm} = v_{n0} = (q_1 + q_2 + q_3 + q_4 - 2) \frac{E}{4} = 0.$$

Considerando que a componente homopolar v_{so} é nula, e a máquina é simétrica, é possível expressar as componentes v_{sd} , v_{sq} e $v_{so'}$ a partir de \mathbf{P}_4 as tensões de fase podem ser expressadas por

$$v_{sd} = \frac{\sqrt{2}}{2} (v_{10} - v_{30}) = \frac{\sqrt{2}}{2} (q_1 - q_3) E \quad (6.16)$$

$$v_{sq} = \frac{\sqrt{2}}{2} (v_{20} - v_{40}) = \frac{\sqrt{2}}{2} (q_2 - q_4) E \quad (6.17)$$

$$v_{so'} = \frac{(v_{10} - v_{20} + v_{30} - v_{40})}{2} = \frac{(q_1 - q_2 + q_3 - q_4)}{2} E. \quad (6.18)$$

As componentes dq podem ser combinadas em um simples vetor complexo dado por $\mathbf{v}_{dq} = v_{sd} + jv_{sq}$, onde v_{sd} e v_{sq} são as componentes dq do vetor de tensão gerado pelo conversor. A combinação dos estados das chaves origina 16 diferentes vetores no plano dq como mostrado na Tabela 6.2. Existem 12 vetores ativos e 4 vetores nulos, onde dois deles são vetores de roda livre ($\mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_{11} = 0$)

A tabela 6.2 apresenta os vetores de tensão e as tensões v_{so} e v_{cm} . Note que existem somente seis estados de chaveamento com $v_{cm} = 0$, isto é., os vetores ativos \mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_4 , \mathbf{v}_6 e \mathbf{v}_8 e os vetores nulos $\mathbf{v}_9 = \mathbf{v}_{10} = 0$. A Fig. 6.8(a) apresenta os vetores da Tabela 6.2 descritos no plano dq . Estes vetores definem um conjunto de setores $z = I, II, III, IV, V, VI, VII, VIII$.

6.5.2 Tensões de Saída para a Configuração B

A configuração B emprega o inversor de quatro braços e a máquina hexafásica. As tensões da máquina podem ser dadas como

$$v_{s1} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.19)$$

$$v_{s2} = v_{20} - v_{m0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \quad (6.20)$$

$$v_{s3} = v_{20} - v_{n0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.21)$$

$$v_{s4} = v_{30} - v_{m0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \quad (6.22)$$

$$v_{s5} = v_{40} - v_{n0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.23)$$

$$v_{s6} = v_{40} - v_{m0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \quad (6.24)$$

As tensões dos braços compartilhados definem duas relações equivalentes,

$$v_{s56} = v_{s5} - v_{s6} = v_{m0} - v_{n0}. \quad (6.25)$$

$$v_{s32} = v_{s3} - v_{s2} = v_{m0} - v_{n0} \quad (6.26)$$

A tensão de modo comum v_{cm} pode ser expressada, neste caso, como

$$v_{cm} = \frac{v_{n0} + v_{m0}}{2} = \frac{v_{10} + 2v_{20} + v_{30} + 2v_{40}}{6} = (q_1 + 2q_2 + q_3 + 2q_4 - 3) \frac{E}{6} \quad (6.27)$$

onde $v_{m0} = (v_{10} + 2v_{40})/3$ e $v_{n0} = (v_{30} + 2v_{20})/3$. Baseado em (6.27), é fácil ver que se $v_{m0} = -v_{n0}$ a tensão de modo comum média será zero. Neste caso, as componentes homopolares v_{so} e $v_{so'}$ são nulas, desde que a máquina é considerada simétrica.

A tabela 6.2 apresenta os vetores de tensão e as tensões v_{sx} , v_{sy} e v_{cm} para esta configuração. A Fig. 6.8(b) apresenta os vetores da Tabela 6.2 representados no plano dq . Neste caso existem somente quatro estados de chaveamento que tornam $v_{cm} = 0$, ou seja, os vetores ativos \mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_4 , \mathbf{v}_6 e \mathbf{v}_8 .

6.5.3 Tensões de Saída para a Configuração C

No caso da Configuração C (Fig. 6.7(c)) as tensões da máquina são dadas por

$$v_{s1} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.28)$$

$$v_{s2} = v_{20} - v_{m0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \quad (6.29)$$

$$v_{s4} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.30)$$

$$v_{s5} = v_{40} - v_{m0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \quad (6.31)$$

Note que, neste caso,

$$v_{s36} = v_{s3} - v_{s6} = v_{m0} - v_{n0}. \quad (6.32)$$

A tensão do modo comum v_{cm} , é dada por

$$v_{cm} = \frac{v_{n0} + v_{m0}}{2} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40}}{6} = (q_1 + q_2 + q_3 + q_4 - 2) \frac{E}{6} \quad (6.33)$$

De maneira similar ao caso da configuração B , a tensão de modo comum média será zero se $v_{m0} = -v_{n0}$. Isto resulta em seis estados de chaveamento que tornam $v_{cm} = 0$, sejam eles., os vetores ativos $\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_6$ e \mathbf{v}_8 e os vetores nulos $\mathbf{v}_9 = \mathbf{v}_{10} = 0$. As combinações dos estados de chaveamento são dadas na Tabela 6.2 e Fig. 6.8(c) representadas por vetores no plano dq .

As técnicas de modulação para o conversor quatro braços podem ser genericamente classificadas em modulação por largura de pulso baseada em portadora ou modulação space vector (OJO e KSHIRSAGAR, 2004). As diversas técnicas para a geração dos sinais de comando PWM para reduzir ou eliminar a tensão de modo comum baseada na técnica escalar (tipo PWM baseada em portadora) e técnicas de modulação vetorial são apresentadas a seguir.

6.6 MODULAÇÃO VETORIAL PARA O INVERSOR DE QUATRO BRAÇOS

O objetivo da modulação vetorial é determinar o padrão de chaveamento necessário para obter a referência de tensão v_{sd}^* e v_{sq}^* necessária para controlar o motor. Na modulação vetorial as tensões de referência são obtidas com base em uma soma ponderada dos vetores de tensão,

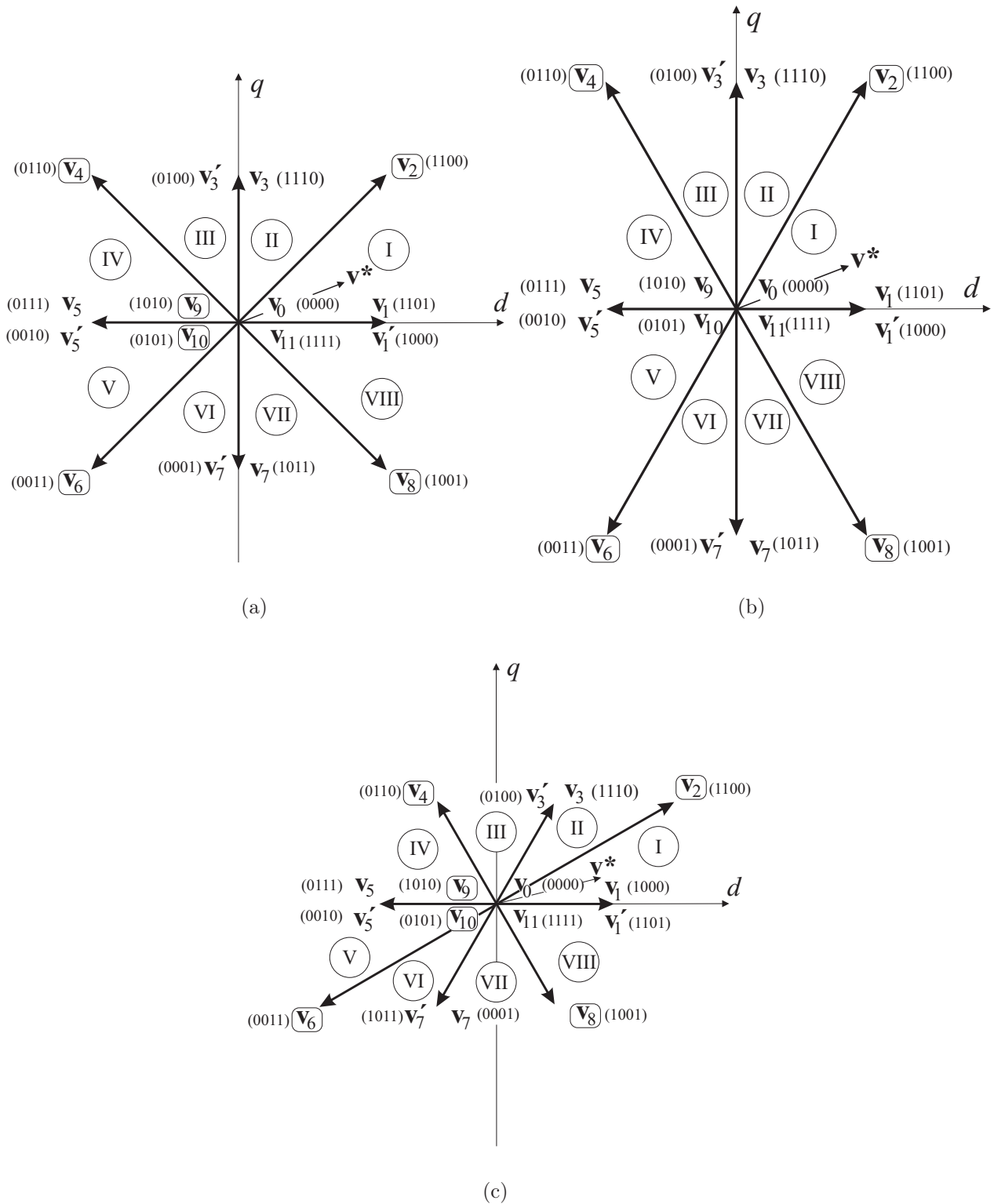


Figura 6.8. Vetores de tensão e setores na plano dq para o inversor de quatro braços. (a) Configuração A. (b) Configuração B. (c) Configuração C.

Tabela 6.2. Available vectors in the plane dq

\mathbf{v}	Estados				Configuração A			Configuração B				Configuração C			
	q_1	q_2	q_3	q_4	\mathbf{V}	v_{so}	v_{cm}	\mathbf{V}	v_{sx}	v_{sy}	v_{cm}	\mathbf{V}	v_{sx}	v_{sy}	v_{cm}
\mathbf{v}_1	1	1	0	1	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$
\mathbf{v}'_1	1	0	0	0	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
\mathbf{v}_2	1	1	0	0	$Ee^{j\frac{\pi}{4}}$	0	0	$\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{3}}$	0	0	0	$Ee^{j\frac{\pi}{6}}$	0	0	0
\mathbf{v}_3	1	1	1	0	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{j\frac{\pi}{2}}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$	$Ee^{j\frac{\pi}{2}}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{E}{6}$
\mathbf{v}'_3	0	1	0	0	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{j\frac{\pi}{2}}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$	$Ee^{j\frac{\pi}{2}}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{3}}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{6}$
\mathbf{v}_4	0	1	1	0	$Ee^{j\frac{3\pi}{4}}$	0	0	$\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	0	0	0	$\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	0	0	0
\mathbf{v}_5	0	1	1	1	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$
\mathbf{v}'_5	0	0	1	0	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
\mathbf{v}_6	0	0	1	1	$Ee^{-j\frac{3\pi}{4}}$	0	0	$\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$	0	0	0	$Ee^{-j\frac{5\pi}{6}}$	0	0	0
\mathbf{v}_7	1	0	1	1	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{-j\frac{\pi}{2}}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$	$Ee^{-j\frac{\pi}{2}}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{E}{6}$
\mathbf{v}'_7	0	0	0	1	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{-j\frac{\pi}{2}}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$	$Ee^{-j\frac{\pi}{2}}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{6}$
\mathbf{v}_8	1	0	0	1	$Ee^{-j\frac{\pi}{4}}$	0	0	$Ee^{-j\frac{\pi}{3}}$	0	0	0	$\frac{E}{\sqrt{3}}e^{-j\frac{\pi}{6}}$	0	0	0
\mathbf{v}_9	1	0	1	0	0	$\frac{E}{2}$	0	0	$\frac{2E}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{6}$	0	$\frac{\sqrt{3}E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0
\mathbf{v}_{10}	0	1	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{2E}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{E}{6}$	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0
\mathbf{v}_{11}	1	1	1	1	0	0	$\frac{E}{2}$	0	0	0	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$
\mathbf{v}_0	0	0	0	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$

obtidos na saída do inversor, de forma que esta média seja igual ao vetor de referência. As tensões homopolares em ambos os motores são nulas, pois os motores são considerados simétricos. Portanto, v_{sx}^* e v_{sy}^* , para o motor de seis fases, e v_{so}^* , para o motor de quatro fase, devem ser nulas para evitar distorções nas tensões de fase. O processo de seleção dos vetores vai depender da divisão do plano dq em setores, do número de transições de um vetor para o seguinte e do número de vetores selecionados. A redundância dos vetores pode ser explorada para satisfazer as restrições impostas pelas componentes xy e o . Com base nestas restrições, dois tipos de técnicas *PWM* podem ser empregadas para a redução da tensão de modo comum. Estes tipos são definidos como eliminação da tensão de modo comum na média em um período de chaveamento (Casos 1 e 2) e eliminação de modo comum instantaneamente (Casos 3 e 4).

6.6.1 Eliminação da tensão de modo comum na média

Neste caso, todos os 16 vetores podem ser usados e o plano dq pode ser dividido em oito z setores. O uso de mais de um vetor numa mesma posição do plano dq com tempos de aplicação iguais, é necessário para satisfazer as restrições impostas pelas componentes xy e o .

Considere que o vetor de referência seja dado por $\mathbf{v}_s^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$ e que seja constante durante o período de chaveamento T , e os vetores adjacentes gerados pelo conversor sejam $\mathbf{v}_l = v_{dl} + jv_{ql}$ e $\mathbf{v}_k = v_{dk} + jv_{qk} = \mathbf{v}'_k = v'_{dk} + jv'_{qk}$. Neste caso o vetor tensão de referência pode ser escrito, para um setor genérico z , como

$$\mathbf{v}_s^* = \frac{t_l}{T}\mathbf{v}_l + \frac{t_k}{T}\mathbf{v}_k + \frac{t'_k}{T}\mathbf{v}'_k \quad (6.34)$$

onde t_k , t'_k e t_l são os intervalos de tempo durante nos quais os vetores adjacentes \mathbf{v}_k , \mathbf{v}'_k e \mathbf{v}_l são aplicados respectivamente.

Reescrevendo esta equação vetorial em termos das componentes dq segue

$$t_k + t'_k = \frac{(v_{ql}v_{sd}^* - v_{dl}v_{sq}^*)T}{v_{dk}v_{ql} - v_{dl}v_{qk}} \quad (6.35)$$

$$t_l = \frac{(v_{dk}v_{sq}^* - v_{qk}v_{sd}^*)T}{v_{dk}v_{ql} - v_{dl}v_{qk}}. \quad (6.36)$$

A frequência de chaveamento constante do inversor pode ser atingida se os vetores nulos (\mathbf{v}_0 , \mathbf{v}_{11} , \mathbf{v}_9 e \mathbf{v}_{10}) são aplicados no restante do intervalo de chaveamento, t_o , isto é

$$t_o = t_{oi} + t_{of} = T - t_k - t'_k - t_l. \quad (6.37)$$

Nesta expressão, o intervalo de tempo t_o , pode ser dividido e distribuído em tempo inicial, t_{oi} , e tempo final, t_{of} . Neste caso, o fator de distribuição é definido como

$$\mu = \frac{t_{oi}}{t_{oi} + t_{of}} = \frac{t_{oi}}{t_o} \quad (6.38)$$

A Tabela 6.3 mostra os oito setores z no plano vetorial que podem ser usados para gerar os padrões PWM para todas as configurações.

Tabela 6.3. Teste para determinação dos setores

Setor (z)	Configuração A	Configuração B	Configuração C
<i>I</i>	$v_{sd}^* \geq v_{sq}^* \geq 0$	$\sqrt{3}v_{sd}^* \geq v_{sq}^* \geq 0$	$v_{sd}^* \geq \sqrt{3}v_{sq}^* \geq 0$
<i>II</i>	$v_{sq}^* > v_{sd}^* > 0$	$v_{sq}^* > \sqrt{3}v_{sd}^* > 0$	$\sqrt{3}v_{sq}^* > v_{sd}^* > 0$ e $\sqrt{3}v_{sd}^* \geq v_{sq}^* \geq 0$
<i>III</i>	$v_{sq}^* \geq -v_{sd}^* \geq 0$	$v_{sq}^* \geq -\sqrt{3}v_{sd}^* \geq 0$	$v_{sq}^* \geq \sqrt{3}v_{sd}^* \geq 0$ ou $\sqrt{3}v_{sd}^* < -v_{sq}^* < 0$
<i>IV</i>	$v_{sd}^* < -v_{sq}^* < 0$	$\sqrt{3}v_{sd}^* < -v_{sq}^* < 0$	$\sqrt{3}v_{sd}^* < -v_{sq}^* < 0$
<i>V</i>	$v_{sd}^* \leq v_{sq}^* \leq 0$	$\sqrt{3}v_{sd}^* \leq v_{sq}^* \leq 0$	$v_{sd}^* \leq \sqrt{3}v_{sq}^* \leq 0$
<i>VI</i>	$v_{sq}^* < v_{sd}^* < 0$	$v_{sq}^* < \sqrt{3}v_{sd}^* < 0$	$\sqrt{3}v_{sq}^* < v_{sd}^* < 0$ e $\sqrt{3}v_{sd}^* \leq v_{sq}^* \leq 0$
<i>VII</i>	$v_{sq}^* \leq -v_{sd}^* \leq 0$	$v_{sq}^* \leq -\sqrt{3}v_{sd}^* \leq 0$	$v_{sq}^* \leq \sqrt{3}v_{sd}^* \leq 0$ ou $\sqrt{3}v_{sd}^* > -v_{sq}^* > 0$
<i>VIII</i>	$v_{sd}^* > -v_{sq}^* > 0$	$\sqrt{3}v_{sd}^* > -v_{sq}^* > 0$	$\sqrt{3}v_{sd}^* > -v_{sq}^* > 0$

Um valor médio nulo para as tensões homopolares pode ser obtido com o uso de $\mu = 0.5$ e $t_k = t'_k$. Neste caso, a tensão de modo comum nula pode ser obtida com o uso dos pares de vetores \mathbf{v}_0 e \mathbf{v}_{11} ou \mathbf{v}_9 e \mathbf{v}_{10} .

Caso 1: Usando os vetores de roda livre

O uso dos vetores de roda livre permite que cada chave por braço comute uma única vez por período de chaveamento. No Caso 1 os pares de vetores \mathbf{V}_0 e \mathbf{V}_{11} são usados e $t_{oi} = t_0$ e $t_{of} = t_{11}$. A Tabela 6.4 apresenta os vetores e suas respectivas ponderações de tempo para as três configurações em cada setor. A Fig. 6.9 mostra os pulsos de comando das chaves superiores, os vetores utilizados e a tensão de modo comum v_{cm} . As formas de onda dos pulsos das chaves são iguais para todas as configurações. As formas de onda da tensão de modo comum possuem o mesmo perfil, porém os valores dos degraus são diferentes.

Tabela 6.4. Seleção dos vetores.

Setor/ t_i	$t_0/2$	$t_k/2$	t_l	$t'_k/2$	$t_0/2$
<i>I</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}'_1	\mathbf{v}_0
<i>II</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}'_3	\mathbf{v}_0
<i>III</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}'_3	\mathbf{v}_0
<i>IV</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}'_5	\mathbf{v}_0
<i>V</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}'_5	\mathbf{v}_0
<i>VI</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}'_7	\mathbf{v}_0
<i>VII</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_8	\mathbf{v}'_7	\mathbf{v}_0
<i>VIII</i>	\mathbf{v}_{11}	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_8	\mathbf{v}'_1	\mathbf{v}_0

Caso 2: Sem usar os vetores de roda livre

A substituição dos vetores de roda livre por vetores nulos sem roda livre, produz uma redução na tensão de modo comum em todas as configurações. No caso 2 os pares de vetores

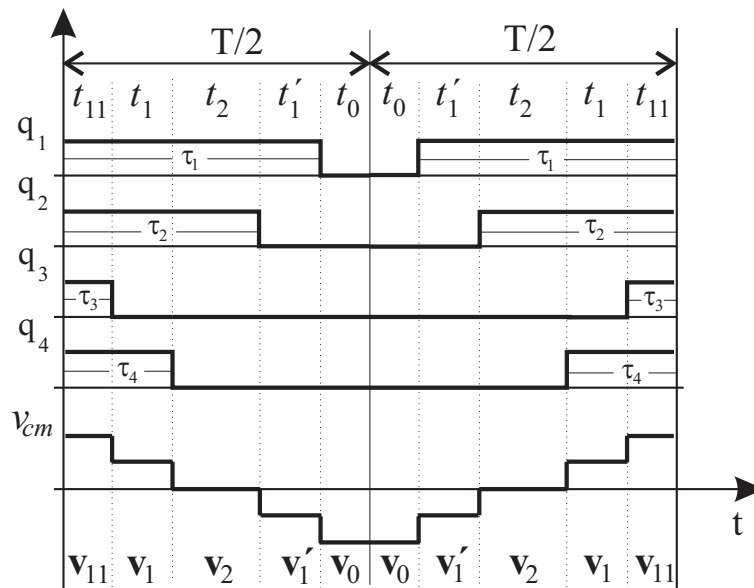


Figura 6.9. Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum média nula usando de roda livre (Caso 1).

\mathbf{v}_9 e \mathbf{v}_{10} são usados e $t_{oi} = t_9$ e $t_{of} = t_{10}$. A Tabela 6.5 apresenta os vetores e suas respectivas ponderações de tempo para as três configurações em cada setor. A Fig. 6.10 mostra os pulsos de comando das chaves superiores, os vetores utilizados e a tensão de modo comum v_{cm} . O valor rms da tensão de modo comum é menor neste caso que no caso 1. As formas de onda dos pulsos das chaves são iguais para todas as configurações. A forma de onda da tensão de modo comum da configuração C possui o mesmo perfil, porém com amplitude diferente, enquanto para a configuração B o perfil também é diferente.

Tabela 6.5. Seleção dos vetores.

$Sector/t_i$	$t_0/2$	$t_k/2$	t_l	$t'_k/2$	$t_0/2$
<i>I</i>	\mathbf{v}_{10}	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}'_1	\mathbf{v}_9
<i>II</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}'_3	\mathbf{v}_{10}
<i>III</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}'_3	\mathbf{v}_{10}
<i>IV</i>	\mathbf{v}_{10}	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}'_5	\mathbf{v}_9
<i>V</i>	\mathbf{v}_{10}	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}'_5	\mathbf{v}_9
<i>VI</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}'_7	\mathbf{v}_{10}
<i>VII</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_8	\mathbf{v}'_7	\mathbf{v}_{10}
<i>VIII</i>	\mathbf{v}_{10}	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_8	\mathbf{v}'_1	\mathbf{v}_9

Algoritmo (Casos 1 e 2)

O seguinte algoritmo pode se usado para gerar a modulação vetorial para os Casos 1 e 2.

Passo 1: Identificar o setor com o uso das condições dadas na Tabela 6.3.

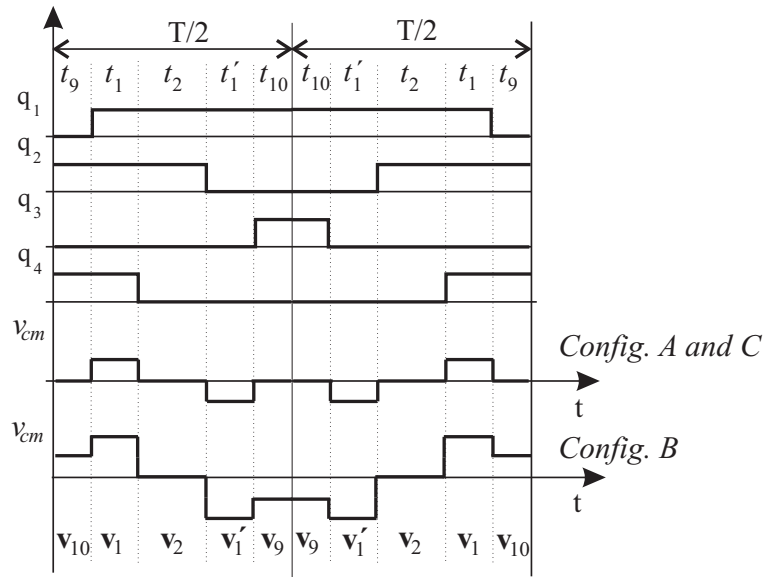


Figura 6.10. Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum média nula usando vetores nulos sem roda livre (Caso 2).

Passo 2: Computar os tempos $t_k = t'_k$ e t_l usando (2.72) e (6.36)

Passo 3: Determinar o intervalo de tempo dos vetores nulos t_o usando (6.37) e aplicar \mathbf{v}_0 e \mathbf{v}_{11} , para o Caso 1, ou aplicar \mathbf{V}_9 e \mathbf{V}_{10} , para o Caso 2, com $t_{oi} = t_{of} = t_o/2$.

Passo 4: Programar os padrões de chaveamento com o uso de t_{oi} , t_{of} , t_l , t_k e t'_k .

6.6.2 Eliminação instantânea da tensão de modo Comum

Para eliminar a tensão de modo comum instantaneamente é necessário restringir o número de vetores em cada configuração. Para a configuração *B* esta restrição reduz para quatro o número de possíveis combinações de q_1 , q_2 , q_3 e q_4 , que originam quatro vetores ativos \mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_4 , \mathbf{v}_6 e \mathbf{v}_8 . Para as configurações *A* e *C*, seis vetores eliminam a tensão de modo comum instantaneamente, dos quais quatro são vetores ativos (\mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_4 , \mathbf{v}_6 e \mathbf{v}_8) e dois são vetores nulos ($\mathbf{v}_9 = \mathbf{v}_{10} = 0$). Neste caso, o plano dq é dividido em quatro setores $w = 1, 2, 3, 4$, como mostrado na Fig. 6.11.

Case 3: Usando quatro vetores ativos e dois vetores nulos

Considerando que o vetor de referência é representado por $\mathbf{v}_{dq}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$ e é constante

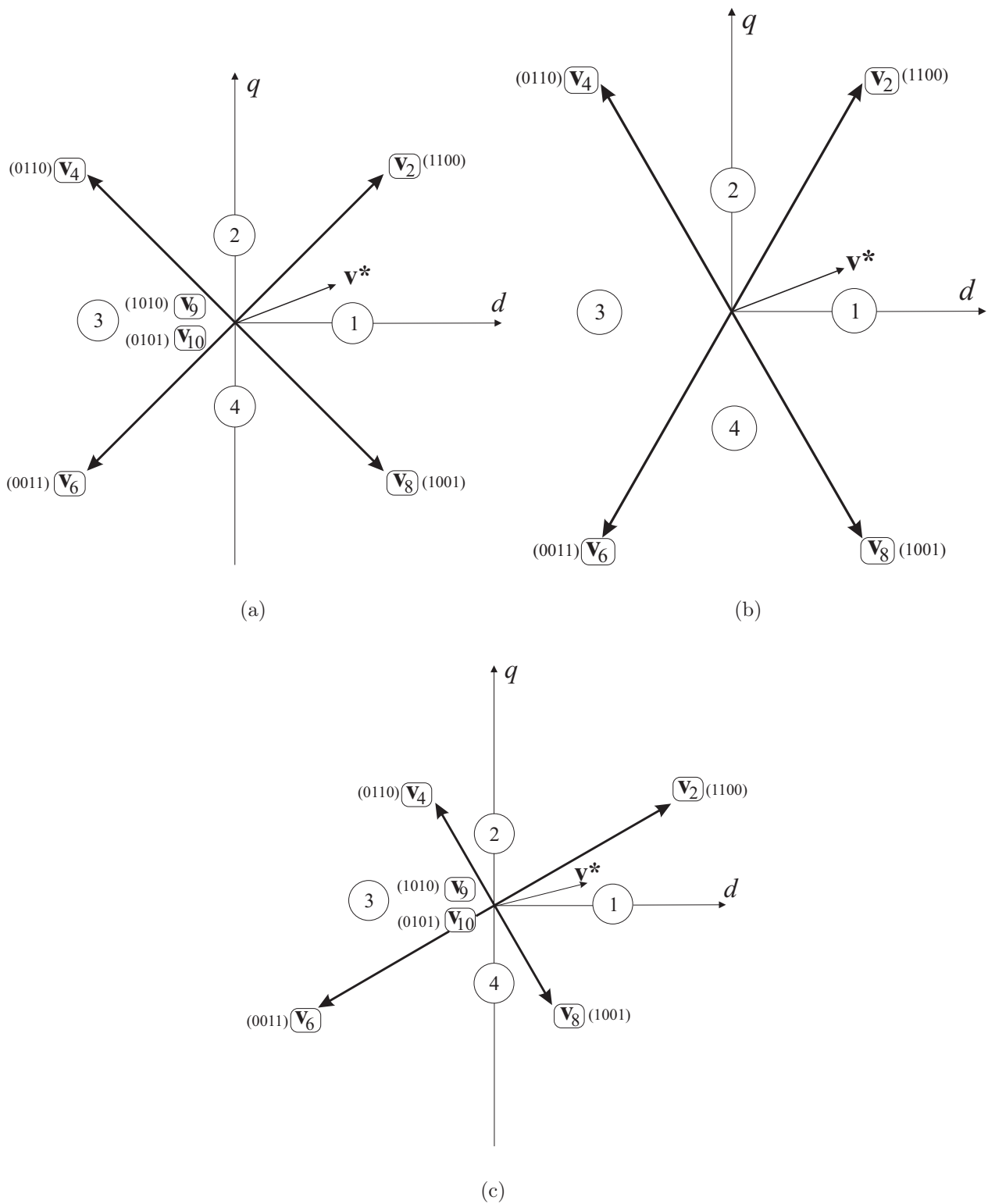


Figura 6.11. Vetores de tensão e setores no plano dq para o inversor de quatro braços para os casos 3 e 4. (a) Configuração A. (b) Configuração B. (c) Configuração C.

Tabela 6.6. Testes para determinação dos setores

Setor (w)	Configuração A	Configuração C
I	$v_{sd}^* > 0$ e $ v_{sd}^* > v_{sq}^* $	$v_{sd}^* > 0$ e $ v_{sd}^* > \sqrt{3} v_{sq}^* $
II	$v_{sq}^* \geq 0$ e $ v_{sq}^* \geq v_{sd}^* $	$v_{sq}^* \geq 0$ e $\sqrt{3} v_{sq}^* \geq v_{sd}^* $
III	$v_{sd}^* \leq 0$ e $ v_{sd}^* > v_{sq}^* $	$v_{sd}^* \leq 0$ e $ v_{sd}^* > \sqrt{3} v_{sq}^* $
IV	$v_{sq}^* < 0$ e $ v_{sq}^* \geq v_{sd}^* $	$v_{sq}^* < 0$ e $\sqrt{3} v_{sq}^* \geq v_{sd}^* $

durante o período de amostragem T . Os dois vetores adjacentes obtidos são $\mathbf{v}_k = v_{dk} + jv_{qk}$ e $\mathbf{v}_l = v_{dl} + jv_{ql}$. O vetor tensão de referência pode ser escrito, para um setor genérico w , como

$$\mathbf{v}_{dq}^* = \frac{t_k}{T}\mathbf{v}_k + \frac{t_l}{T}\mathbf{v}_l \quad (6.39)$$

onde t_k e t_l são os intervalos de tempo durante os quais os vetores adjacentes \mathbf{v}_k e \mathbf{v}_l são aplicados, respectivamente.

Uma frequência de chaveamento constante pode ser atingida se os vetores nulos \mathbf{v}_9 e \mathbf{v}_{10} são aplicados no resto do intervalo de amostragem, t_o , isto é

$$t_o = t_9 + t_{10} = T - t_k - t_l \quad (6.40)$$

Neste caso, o fator de distribuição será definido por

$$\mu = \frac{t_9}{t_9 + t_{10}} = \frac{t_9}{t_o} \quad (6.41)$$

A Tabela 6.6 mostra os quatro setores w , no plano vetorial, usados para gerar os padrões PWM para as configurações A e C . A configuração B não é apresentada aqui, pois este padrão PWM não elimina a tensão de modo comum instantaneamente.

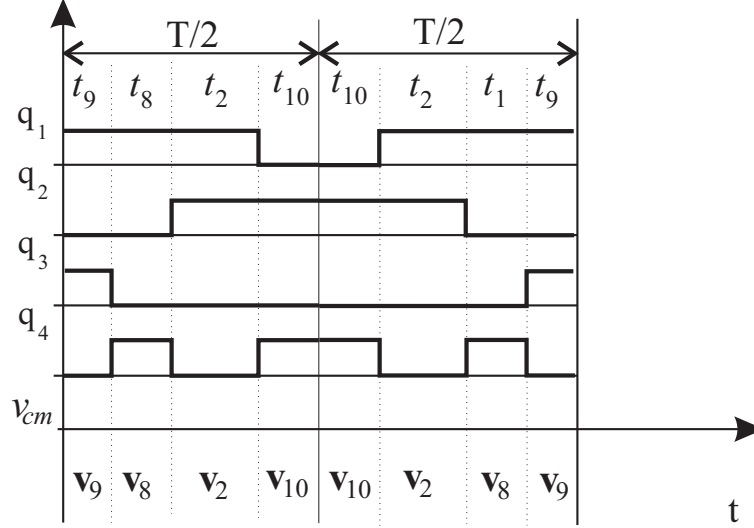
As tensões homopolares médias v_{so} , v_{sx} e v_{sy} no intervalo de amostragem são nulas, pois $\mu = 0.5$. A Tabela 6.7 apresenta os vetores e suas respectivas ponderações de tempo para as configurações A e C . A Fig. 6.12 mostra os pulsos de comando das chaves superiores, os vetores utilizados e a tensão de modo comum v_{cm} . Este esquema emprega dois vetores nulos por intervalo de amostragem..

Caso 4: Usando somente quatro vetores

É possível definir uma estratégia de modulação sem usar os vetores nulos. Neste caso, três vetores ativos são usados em dois setores definidos por r : $r = 1$ que corresponde a $w = 1$ ou

Tabela 6.7. Seleção dos vetores.

Setor/ t_i	$t_0/2$	t_k	t_l	$t_0/2$
<i>I</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_8	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_{10}
<i>II</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_{10}
<i>III</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_{10}
<i>IV</i>	\mathbf{v}_9	\mathbf{v}_8	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_{10}


Figura 6.12. Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea nula usando vetores nulos (Caso 3).

2 e $r = 2$ que corresponde a $w = 3$ ou 4. A Tabela 6.8 apresenta os vetores e suas respectivas ponderações de tempo para as três configurações. Os vetores são dados por $\mathbf{v}_k = v_{dk} + jv_{qk}$, $\mathbf{v}_l = v_{dl} + jv_{ql}$ e $\mathbf{v}_g = v_{dg} + jv_{qg}$. O vetor tensão de referência pode ser escrito, para um setor genérico r , como

$$\mathbf{v}_s^* T = \mathbf{v}_k t_k + \mathbf{v}_l t_l + \mathbf{v}_g t_g \quad (6.42)$$

onde t_k , t_l e t_g são os intervalos de tempo durante os quais os vetores \mathbf{v}_k , \mathbf{v}_l e \mathbf{v}_g são aplicados, respectivamente, restritos a

$$T = t_k + t_l + t_g. \quad (6.43)$$

Neste caso, as tensões v_{so} , v_{sx} e v_{sy} são instantaneamente nulas. Algoritmos que são similares aos apresentados para os Caso 1 e 2 podem ser definidos aqui. A Fig. 6.13 mostra as formas de onda do ponto médio e a tensão v_{cm} . Claramente é possível eliminar a tensão de modo comum instantaneamente em todas as configurações.

Tabela 6.8. Seleção dos vetores.

Setor/ t_i	t_k	t_l	t_g
I, II	\mathbf{v}_8	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_4
III, IV	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_8

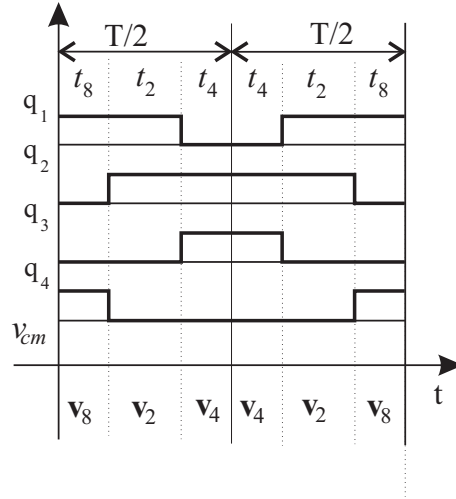


Figura 6.13. Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea nula sem uso dos vetores nulos (Caso 4).

6.7 MODULAÇÃO ESCALAR

É possível definir uma técnica de modulação escalar (tipo *PWM* baseada em portadora) para o cálculo direto das larguras de pulso usando as tensões de fase de referência para controlar o inversor de quatro braços bem como derivar as relações entre as duas modulações. A partir do cálculo das larguras de pulso, é possível obter os tempos de aplicação dos vetores no sistema tetrafásico. Os padrões devem obedecer a relações específicas impostas pelas referências de tensão para cada motor e pelas restrições sobre a tensão homopolar e $v_{s0} = 0$, $v_{sx} = 0$ e $v_{sy} = 0$. Se as referências desejadas são dadas por v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{s3}^* , v_{s4}^* , v_{s5}^* e v_{s6}^* , então as tensões de pólo podem ser expressadas por

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + v_{n0}^* \tag{6.44}$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + v_{sc6}^* + v_{n0}^* \tag{6.45}$$

$$v_{30}^* = v_{s5}^* + v_{n0}^* \tag{6.46}$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^* + v_{sc6}^* + v_{n0}^* \tag{6.47}$$

onde $c = 5$ para a configuração B e $c = 3$ para a configuração C . Na configuração A as referências de tensão desejadas são dadas por v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{s3}^* e v_{s4}^* , nas quais $v_{s1}^* = -v_{s3}^*$ e $v_{s2}^* = -v_{s4}^*$.

As larguras dos pulsos τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 durante as quais as correspondentes chaves devem conduzir são dadas por

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{10}^* \quad (6.48)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{20}^* \quad (6.49)$$

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{30}^* \quad (6.50)$$

$$\tau_4 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{40}^* \quad (6.51)$$

Pode ser mostrado que para o caso geral onde $v_{cm}^* \neq 0$, a tensão de modo comum pode ser expressada como uma função da razão de distribuição das rodas livres μ por

$$v_{cm}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_M^* + (\mu - 1)v_m^*. \quad (6.52)$$

onde v_{sM}^* e v_{sm}^* são os valores máximos e mínimos no conjunto $\{v_{s1}^*, v_{s2}^* + v_{sc6}^*, v_{s5}^*, v_{s4}^* + v_{sc6}^*\}$ para a configuração B e C e $\{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, v_{s4}^*\}$ para a configuração A . A expressão 6.52 foi derivada usando a mesma razão empregada para o modulador PWM trifásico (JACOBINA, *et al.*, 2001b; BLASKO, 1997).

A maneira de distribuir os tempos τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 define como as ponderações dos tempos da modulação vetorial são usadas em cada intervalo de chaveamento. Os casos 1, 2 e 4 podem ser obtidos usando as larguras de pulso dadas por (6.48)-(6.51) diretamente. No caso 1, o estado inicial as chaves é sempre ‘on’, como indicado na Fig. 6.9. No caso 4 as chaves q_1 e q_3 , assim como q_2 e q_4 são complementares como indicado na Fig. 6.13. No caso 2 o estado inicial das chaves pode ser 0 ou 1, dependendo do setor. Por outro lado, no caso 3 as larguras dos pulsos são descontínuas em algumas fases.

Os seguintes algoritmos podem ser usados para se obter os tempos dos vetores da modulação vetorial a partir dos tempos de condução das chaves τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 , dados pelas equações (6.48) a (6.51):

Casos 1 e 2

Passo 1: Determine z usando a tabela 6.3.

Passo 2: Ordene τ_1, τ_2, τ_3 e τ_4 pela magnitude, i.e., $\tau_M > \tau_{i2} > \tau_{i1} > \tau_m$.

Passo 3: Calcule $t_{oi} = t_{of} = t_o/2 = \tau_m$, $t_k = t'_k = \tau_{i1} - \tau_m$ e $t_l = \tau_{i2} - \tau_{i1}$.

Passo 4: Aplique \mathbf{V}_0 e \mathbf{V}_{11} para o Caso 1 e \mathbf{V}_9 e \mathbf{V}_{10} para Caso 2.

Caso 3:

Passo 1: Determine w usando a Tabela 6.6.

Passo 2: Determine t_l e t_k usando

$$w=1 \rightarrow t_2 = \tau_1 + \tau_2 - T; t_8 = \tau_1 - \tau_2; t_9 = t_{10} = T - \tau_1$$

$$w=2 \rightarrow t_2 = \tau_1 + \tau_2 - T; t_4 = \tau_2 - \tau_1; t_9 = t_{10} = T - \tau_2$$

$$w=3 \rightarrow t_4 = \tau_2 - \tau_1; t_6 = T - \tau_1 - \tau_2; t_9 = t_{10} = \tau_1$$

$$w=4 \rightarrow t_6 = T - \tau_1 - \tau_2; t_8 = \tau_1 - \tau_2; t_9 = t_{10} = \tau_2$$

Caso 4:

Passo 1: Determine r usando a Tabela 6.6

Passo 2: Determine t_k , t_l e t_g usando

$$r=1 \rightarrow t_8 = \tau_4; t_2 = \tau_1 - \tau_4; t_4 = \tau_3 \quad (6.53)$$

$$r=2 \rightarrow t_4 = \tau_2; t_6 = \tau_3 - \tau_2; t_8 = \tau_1 \quad (6.54)$$

6.8 DISTORÇÃO HARMÔNICA

A Fig. 6.14 apresenta as curvas da distorção harmônica total (*WTHD*) para todos os caso estudados. O *WTHD* foi computado com o uso

$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1^v} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i^v}{i}\right)^2}$$

onde a_1 é a amplitude da tensão dq fundamental, a_i é a amplitude do i^{th} harmônico e p é o número dos harmônicos levados em consideração.

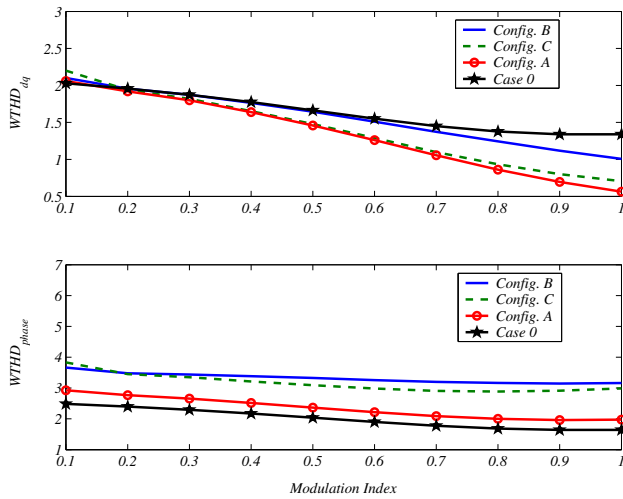
A Fig. 6.14 mostra o $WTHD_{dq}$, para as dq tensões, e $WTHD_{phase}$, para as tensões de fase, obtidas para as configurações A , B e C e para o sistema de acionamento trifásico, onde a tensão v_{mc} é nula na média (caso 0). Os casos 1 e 2 apresentam o mesmo $WTHD_{dq}$, pois as tensões dq são idênticas em ambos os métodos, porém o Caso 1 apresenta tensão de modo comum instantânea ligeiramente maior do que no Caso 2. Pode-se ver claramente que o Caso 4 apresenta a pior distorção harmônica. As técnicas de modulação que eliminam instantaneamente a tensão de modo comum (Casos 3 e 4) fornecem maior distorção harmônica quando comparadas com os métodos que eliminam a tensão de modo comum na média (Casos 0, 1 e 2). Esta situação era esperada, já que a restrição imposta para atingir tensão de modo comum nula possui efetivamente um número reduzido dos vetores disponíveis empregados para sintetizar a tensão de referência desejada. Entretanto, nestas técnicas a tensão de modo comum é instantaneamente nula. Deve ser notado que a distorção no caso 3 é adequada. De todas as configurações, a configuração A apresenta a menor distorção harmônica, exceto para $WTHD_{dq}$ no caso 4 e m ($[0.1, 0.5]$).

6.9 COMPARAÇÃO DAS CONFIGURAÇÕES

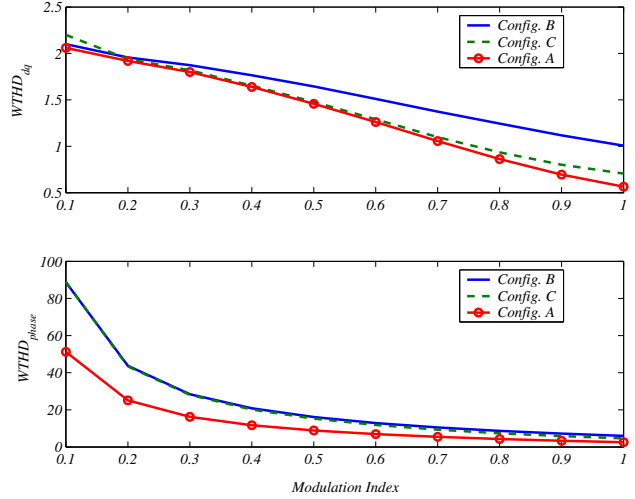
A Tabela 6.9 apresenta um quadro onde o projeto para todas as configurações são comparadas com o projeto de um sistema de acionamento equivalente consistindo de um motor trifásico alimentado por um inversor trifásico operando sob a mesma potência.

Na Tabela 6.9 são dadas a tensão do barramento CC (E), as amplitudes das componentes fundamental da tensão de fase (V_m), corrente de fase (I_m), a potência nas chaves (dadas por Tensão do barramento CC x corrente na chave) (P_s), e a amplitude da corrente do braço compartilhado (I_{sl}). Nesta tabela, E , V_m , e I_m são normalizadas em relação aos valores do acionamento trifásico padrão (i.e., sem anular tensão de modo comum na média e para $\mu = 0.5$) considerando que I_{sl} está normalizado em relação a amplitude da corrente de fase da máquina trifásica.

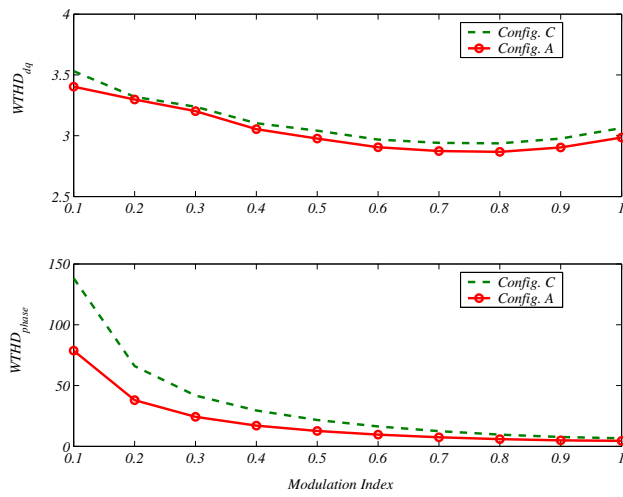
A configuração A requer a menor tensão de barramento, enquanto que a configuração C



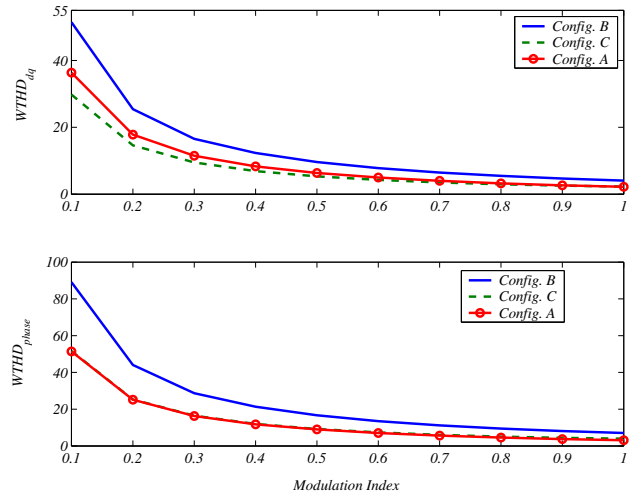
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.14. Distorção Harmônica total ($WTHD$). (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.

Tabela 6.9. Comparação das configurações.

Configuração	E	V_m	I_m	P_s	I_{sl}
A	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	—
B	$\sqrt{\frac{3}{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$ ou $\sqrt{\frac{3}{2}}$	$\sqrt{\frac{3}{2}}$
C	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	1	0
Trifásico-Caso 0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	1	1	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	—

requer a maior tensão. A configuração C requer a menor corrente enquanto a trifásica requer a maior. As taxas de potência nas chaves são a menor na configuração A e para as chaves $q_1 - \bar{q}_1$ e $q_3 - \bar{q}_3$ na configuração B . Ela é máxima nas chaves $q_2 - \bar{q}_2$ e $q_4 - \bar{q}_4$ da mesma configuração.

6.10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As soluções propostas para eliminação da tensão de modo comum foram testadas experimentalmente no laboratório. O sistema de acionamento usado nos testes experimentais, é descrito no Apêndice A. Os motores são operados sob um esquema de controle Volts \times Hertz em vazio. Uma das configurações é composta por um inversor de quatro braços alimentando um motor de quatro fases na configuração A . O motor de quatro fases foi obtido a partir do rebobinamento de um motor de duas fases. As outras configurações (B e C) são compostas por um inversor de quatro fases alimentando, com diferentes conexões, um motor de seis fases.

Um conjunto de resultados é apresentado na Fig. 6.15. A Fig. 6.15 mostra os resultados experimentais para o motor de quatro fases alimentado por um inversor de quatro braços. A 6.15(a) mostram a tensão v_{cm} para o caso 1. A 6.15(b) mostram a tensão v_{cm} para o caso 4. Note que com o esquema modificado, a tensão v_{cm} é eliminada, exceto por alguns pequenos spikes como mostrados nos resultados experimentais.

Um outro conjunto de resultados foi selecionado para a máquina de seis fases e apresentados nas Fig. 6.16 a Fig. 6.17. As Fig. 6.16(a) e Fig. 6.17(a) mostram a tensão v_{cm} para o caso 1, configurações B e C , respectivamente. As Fig. 6.16(b) e Fig. 6.17(b) mostram a tensão v_{cm} para o caso 4, configurações B e C , respectivamente. No caso 4 de ambas as configurações, a tensão de modo comum é praticamente eliminada.

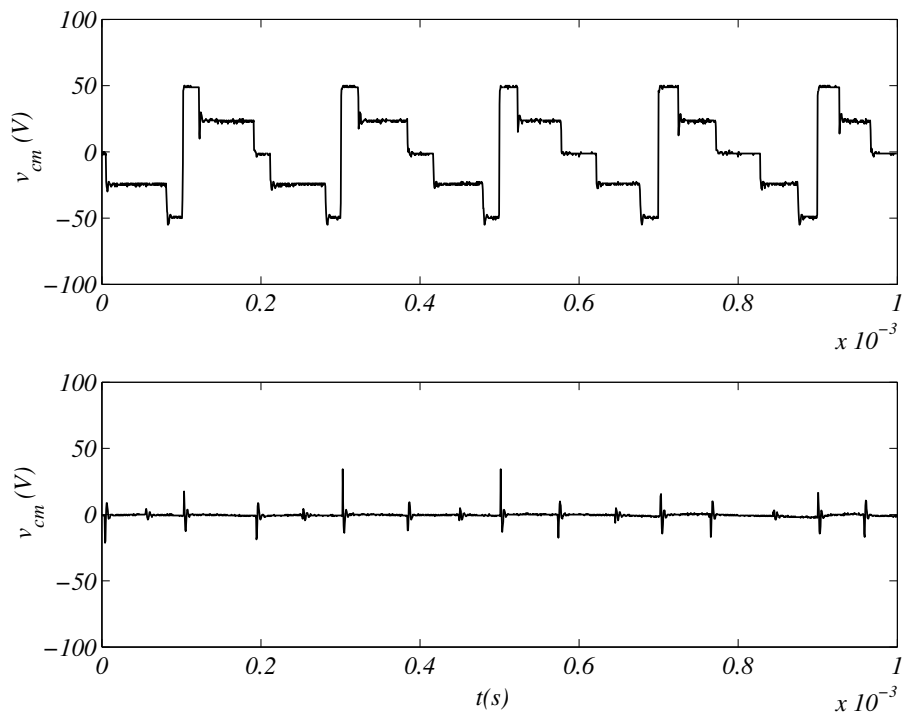


Figura 6.15. Resultados Experimentais para a tensão de modo comum da Configuração A (máquina tetrafásica): Caso 1 e Caso 4.

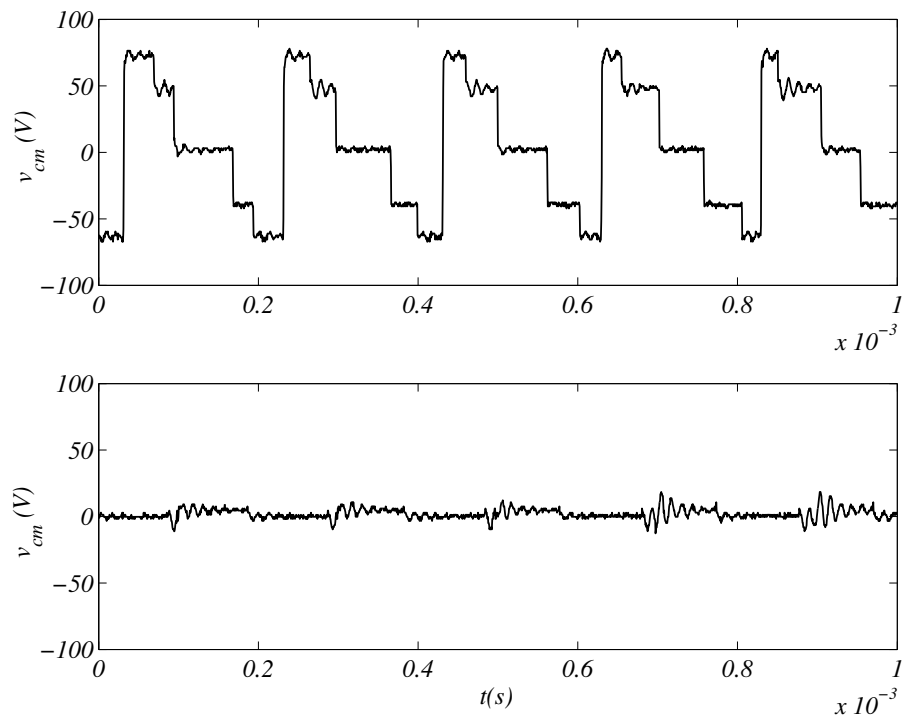


Figura 6.16. Resultados Experimentais para a tensão de modo comum da Configuração B: Caso 1 e Caso 4.

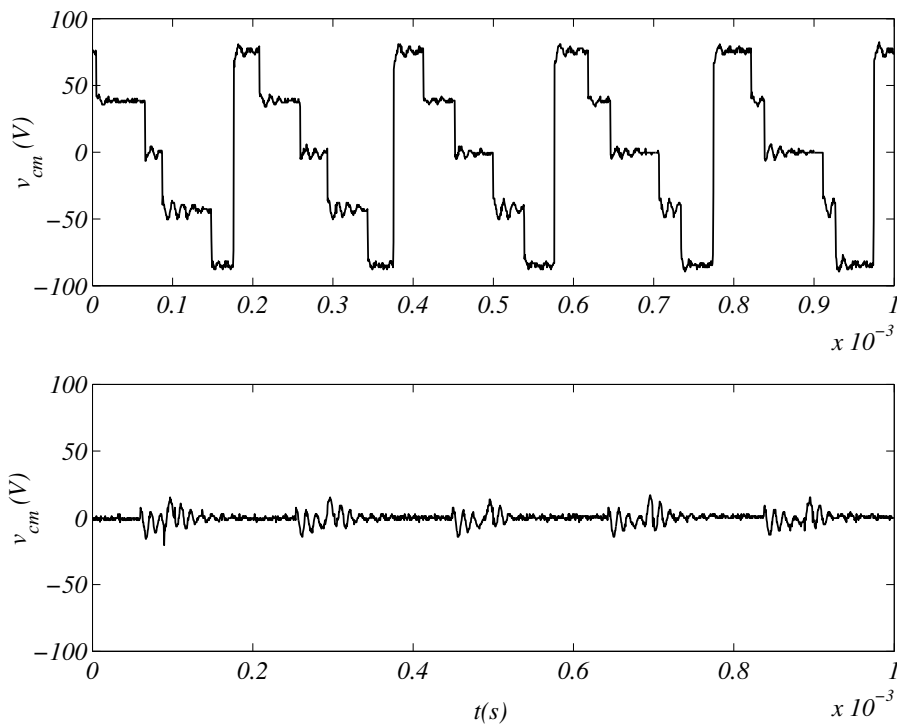


Figura 6.17. Resultados Experimentais para a tensão de modo comum da Configuração *C*: Caso 1 e Caso 4.

6.11 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou soluções para redução ou eliminação da tensão de modo comum em sistemas de acionamento CA com motor de indução. As soluções propostas empregam dois tipos de motores de indução: um motor tetrafásico e um motor hexafásico com específicas técnicas de modulação por largura de pulso baseadas em abordagens escalar e vetorial. Foi introduzida uma completa equivalência entre o PWM vetorial e o escalar. Foi apresentado um quadro comparativo entre o acionamento trifásico e todas as configurações propostas operando sob o mesmo nível de potência foi apresentado. Para a eliminação da tensão de modo comum, é necessário incluir um critério que, por um lado aumenta a distorção harmônica nas formas de onda sintetizadas. Por outro lado, a minimização da tensão de modo comum na média não aumenta a distorção harmônica. Foi mostrado que a configuração *A* apresentou a melhor distorção harmônica exceto para alguns valores de m no caso 4, e requer a menor tensão de barramento.

CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

7.1 CONCLUSÕES

Este trabalho fornece um estudo sobre a utilização de máquinas multifases, como alternativa para a solução de alguns problemas relacionados ao desempenho e a confiabilidade dos sistemas de acionamentos estáticos padrões. No que diz respeito ao desempenho, as máquinas multifases possibilitam maior liberdade de controle, potências limites maiores para o conjunto motor-conversor e conjugado eletromagnético bem condicionado. Com relação a confiabilidade, o uso da máquina de indução hexafásica como parte de um sistema de acionamento tolerante a faltas demonstrou ser uma solução viável em aplicações críticas onde a continuidade da operação, mesmo na ocorrência de uma falta, é necessária. A inerente redundância da máquina possibilitou o acionamento com estruturas com número reduzido de componentes adequadas a reconfiguração do conversor para a condição de pós falta. Além disso, foi mostrado como é possível mimizar a tensão de modo comum que é responsável pelos efeitos danosos aos mancais normalmente observados em acionamentos padrões. A existência de vetores espaciais adicionais, com relação ao caso trifásico, permite a anulação da tensão de modo comum.

As principais características analisadas neste estudo referem-se a:

- Modelagem da Máquina em operação normal e de falta (Capítulo 2)

A modelagem da máquina de indução hexafásica com deslocamento angular entre os grupos trifásicos genérico foi desenvolvida. A partir destes modelos é possível demonstrar diversas características que motivam a aplicação das máquinas multifases. A abordagem por decomposição vetorial foi adotada no desenvolvimento deste trabalho. Os modelos obtidos são adequados para

simulação em operação normal e sob falta. No que se refere a detecção e identificação da falta, uma técnica para o diagnóstico da falta baseado na medição das tensões de pólo do conversor foi apresentada.

- Compensação de Faltas sem Reconfiguração (Capítulo 3)

A continuidade da operação do sistema após a ocorrência de uma falta requer a adoção de um procedimento de compensação do problema. A estratégia de compensação estudada, tem como base manter as mesmas referências de alimentação da máquina em dq . Para isso as componentes dos outros subspaços (xy e oo') são alteradas de forma a garantir a alimentação balanceada da máquina. A idéia foi então aplicada sob as abordagens de controle em malha aberta e malha fechada. A máquina de 60° mostrou-se como uma opção mais adequada que com outros deslocamentos, quando a máquina perde mais de uma fase. No controle em malha aberta, é necessário a adição de sensores de tensão extras para a medição da tensão da fase aberta. Entretanto estes mesmos sensores podem ser usados na detecção e identificação de faltas ocorridas nas chaves. O custo extra pode ser justificado em função da aplicação. O controle com malha de corrente dispensa o uso do sensor de tensão e permite a adoção de estratégias de controle de alto desempenho com tolerância a faltas. Os resultados experimentais demonstram a viabilidade da compensação.

- Compensação de Faltas com Reconfiguração (Capítulo 4)

A compensação da falta foi realizada através da reconfiguração do conversor. Inicialmente, o sistema isola a componente que causou a falta e então reconfigura o conversor para a condição pós-falta. O procedimento de isolamento, permite que as estratégias de compensação possam ser aplicadas na ocorrência de faltas do tipo curto-circuito e circuito aberto. O esquema de compensação utiliza a característica de redundância do sistema. O braço onde ocorreu a falta é isolado e a fase correspondente é conectada a um outro braço do inversor. Dessa forma duas fases passam a compartilhar o mesmo braço caracterizando um sistema com número reduzido de componentes. Uma vez reconfigurado, novas estratégias de controle são adotadas para a

operação pós-falta. A aplicação desta técnica em diferentes tipos de máquinas hexafásicas, impõe diferentes taxas ao conversor. A máquina de 0° , por exemplo, requer a mesma tensão de barramento CC em ambas as condições de operação normal e pós-falta.

- Considerações sobre a falta do tipo curto circuito (Capítulo 5)

A identificação do espaço vetorial de tensão na condição de falta do tipo curto circuito mostrou a possibilidade de controle do sistema sob falta. O polígono resultante impõe um limite de tensão menor para o conversor. Foi mostrado que as características das indutâncias da máquina possuem um efeito direto na estratégia de controle pós falta devido aos limites de correntes no eixo xy . A estratégia de modulação permite a operação do sistema na condição de falta do tipo curto circuito em uma das chaves do inversor. resultados de simulação e experimentais mostraram a validade da estratégia.

- Redução da Tensão de Modo Comum (Capítulo 6)

A utilização de máquinas com número de fases maior que três possibilitou minimizar e até eliminar a tensão de modo comum. As soluções propostas utilizaram um inversor de quatro braços para alimentar dois tipos de máquinas: máquina de indução tetrafásica e máquina de indução hexafásica. A alimentação da máquina hexafásica por inversor de quatro braços requer diferentes conexões da máquina. Na máquina hexafásica simétrica duas situações foram adotadas. A primeira, usa a idéia do compartilhamento de braços para mais de uma fase. Na segunda, a conexão de fases defasadas de 180° torna dispensável dois dos braços do inversor hexafásico. As estratégias apresentadas visam anular a tensão de modo comum na média ou instantaneamente. Os casos em que a tensão de modo comum é eliminada instantaneamente apresenta uma distorção harmônica maior quando comparadas com os métodos que eliminam a tensão de modo comum na média. O menor número de vetores disponíveis justifica este resultado. O uso de uma máquina tetrafásica alimentada por inversor de quatro braços mostrou-se no geral a melhor escolha em termos de distorção harmônica e aproveitamento da tensão do barramento.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

As investigações realizadas nesta tese, abrem novas possibilidades de pesquisa no sentido de complementar e expandir os resultados obtidos neste trabalho. Os seguintes tópicos sugerem novas contribuições:

- Integrar as técnicas de detecção, identificação e compensação de faltas no sistema de conversão hexafásico.
- Analisar de forma mais ampla o impacto das estratégias de compensação sobre a eficiência do sistema. A aplicação das estratégias em acionamentos controlados com técnicas tipo controle vetorial e controle direto de conjugado permite uma avaliação mais ampla dessas estratégias.
- Analisar diferentes estruturas do conversor hexafásico para obter um melhor aproveitamento do barramento na condição de falta de curto circuito.
- Modelagem do circuito equivalente da tensão de modo comum para as máquinas de quatro fases e de seis fases.
- Realizar um estudo comparativo entre as configurações apresentadas e o acionamento hexafásico padrão visando a redução da tensão de modo comum.

ANÁLISE HARMÔNICA EM REGIME PERMANENTE

O estudo a seguir permite avaliar o comportamento da *MIH*, com diferentes deslocamentos α , quanto aos efeitos de circulação de componentes harmônicas em regime permanente. Para tanto, considera-se a máquina linear e aplica-se o princípio da superposição. A resposta da máquina a uma excitação não senoidal pode ser vista como a resposta a cada componente harmônica imposta pela fonte de tensão. Portanto, a decomposição em série de Fourier da tensão estatórica é representada por

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s3} \\ v_{s5} \\ v_{s2} \\ v_{s4} \\ v_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t + h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - h\frac{2\pi}{3} - h\alpha - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t + h\frac{2\pi}{3} - h\alpha - \varphi_{sh}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

onde V_{sh} representa o valor eficaz da tensão e h a ordem da componente harmônica considerada. Sabe-se que no sistema de corrente trifásica são criados três sistemas de seqüência. Um chamado de seqüência *direta*, cujo o sentido de rotação corresponde ao sentido trigonométrico, para $h = hd = 3k + 1$, $k = 0 \dots \infty$, outro dito seqüência *inversa* para $h = hi = 3k - 1$, $k = 1 \dots \infty$ e por último o chamado de seqüência zero ou homopolar para $h = ho = 3k$, $k = 1 \dots \infty$. A representação fasorial tal que $v_{si} = \text{Re}\{\overset{\circ}{V}_{si}\}$, $i = 1, 3, 5, 2, 4, 6$ é escrita em função do operador a ($a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$), é dada por

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} \overset{\circ}{V}_{s1} \\ \overset{\circ}{V}_{s3} \\ \overset{\circ}{V}_{s5} \\ \overset{\circ}{V}_{s2} \\ \overset{\circ}{V}_{s4} \\ \overset{\circ}{V}_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} a^{2h} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} a^h \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{vsh})} a^{2h} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{vsh})} a^h \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Também, estendendo o conceito de escorregamento (A.4) para todas as componentes harmônicas, têm-se

$$\omega_m = \omega_s(1 - s_1) \quad (\text{A.3})$$

$$s_h = \frac{\pm h\omega_s - \omega_m}{\pm h\omega_s} \quad (\text{A.4})$$

$$s_{hd} = \frac{h_d + (s_1 - 1)}{h_d} \quad (\text{A.5})$$

$$s_{hi} = \frac{h_i - (s_1 - 1)}{h_i} \quad (\text{A.6})$$

A transformação de variáveis naturais para duplo dqo ($\mathbf{V}_{sdqo} = \mathbf{A}_s^{-1}\mathbf{V}_s$), no referencial estático ($\omega_g = 0$ e $\delta_g = 0$), resulta em

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{sd1} \\ \dot{V}_{sq1} \\ \dot{V}_{so1} \\ \dot{V}_{sd2} \\ \dot{V}_{sq2} \\ \dot{V}_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{sh} (2 - a^{2h} - a^h) e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{sh} \sqrt{3} (a^{2h} - a^h) e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{sh} (1 + a^{2h} + a^h) e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{sh} [A e^{j(h\omega_s t - (h-1)\alpha - \varphi_{vsh})} - B e^{j(h\omega_s t - (h+1)\alpha - \varphi_{vsh})}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2j} \sqrt{2} V_{sh} [A e^{j(h\omega_s t - (h-1)\alpha - \varphi_{vsh})} - B e^{j(h\omega_s t - (h+1)\alpha - \varphi_{vsh})}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{sh} (1 + a^{2h} + a^h) e^{j(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{vsh})} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

onde $A = 1 - a^{2h} e^{-j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{j\frac{\pi}{3}}$ e $B = 1 - a^{2h} e^{j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{-j\frac{\pi}{3}}$. Definem-se então

$$\mathbf{V}_{sd1h_d} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sd1h_i} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_i}}; \quad \mathbf{V}_{s01h_0} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_0}}$$

$$\mathbf{V}_{sq1h_d} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sq1h_i} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_i}}$$

$$\mathbf{V}_{sd2h_d} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sd2h_i} = \sqrt{2} V_{s2h_i} e^{-j\varphi_{vsh_i}}; \quad \mathbf{V}_{s02h_0} = \sqrt{2} V_{sh_0} e^{-j\varphi_{vsh_0}}$$

$$\mathbf{V}_{sq2h_d} = \sqrt{2} V_{sh_d} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sq2h_i} = \sqrt{2} V_{s2h_i} e^{-j\varphi_{vsh_i}}$$

e com as relações (A.8), (A.9) e (A.10) abaixo

$$1) h = h_d = 3k + 1 \Rightarrow (2 - a^h - a^{2h}) = 3; \quad (a^{2h} - a^h) = -j\sqrt{3};$$

$$(1 - a^{(h+1/2)} - a^{(2h-1/2)}) = 3; \quad (1 - a^{(h-1/2)} - a^{(2h+1/2)}) = 0 \quad (\text{A.8})$$

$$2) h = h_i = 3k - 1 \Rightarrow (2 - a^h - a^{2h}) = 3; \quad (a^{2h} - a^h) = j\sqrt{3};$$

$$(1 - a^{(h+1/2)} - a^{(2h-1/2)}) = 0; \quad (1 - a^{(h-1/2)} - a^{(2h+1/2)}) = 3 \quad (\text{A.9})$$

$$3) h = h_0 = 3k \Rightarrow (1 + a^h + a^{2h}) = 3 \quad (\text{A.10})$$

a expressão (A.7) pode ser reescrita como

$$\begin{bmatrix} \mathring{V}_{sd1} \\ \mathring{V}_{sq1} \\ \mathring{V}_{so1} \\ \mathring{V}_{sd2} \\ \mathring{V}_{sq2} \\ \mathring{V}_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}[\mathbf{V}_{sd1h_d}e^{jh_d\omega st} + \mathbf{V}_{sd1h_i}e^{jh_i\omega st}] \\ -j\sqrt{\frac{3}{2}}[\mathbf{V}_{sq1h_d}e^{jh_d\omega st} - \mathbf{V}_{sq1h_i}e^{jh_i\omega st}] \\ \sqrt{3}\mathbf{V}_{so1h_0}e^{jh_0\omega st} \\ \sqrt{\frac{3}{2}}[\mathbf{V}_{sd2h_d}e^{j(h_d\omega st - (h_d-1)\alpha)} + \mathbf{V}_{sd2h_i}e^{j(h_i\omega st - (h_i+1)\alpha)}] \\ -j\sqrt{\frac{3}{2}}[\mathbf{V}_{sq2h_d}e^{j(h_d\omega st - (h_d-1)\alpha)} - \mathbf{V}_{sq2h_i}e^{j(h_i\omega st - (h_i+1)\alpha)}] \\ \sqrt{3}\mathbf{V}_{so2h_0}e^{j(h_0\omega st - h_0\alpha)} \end{bmatrix}$$

O equivalente das tensões em $dqxyoh$, pode ser dado por

$$\begin{bmatrix} \mathring{V}_{sd} \\ \mathring{V}_{sq} \\ \mathring{V}_{sx} \\ \mathring{V}_{sy} \\ \mathring{V}_{so} \\ \mathring{V}_{so'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sd1h_d} + \mathbf{V}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} + \mathbf{V}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sq1h_d} + \mathbf{V}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} + \mathbf{V}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sd1h_d} - \mathbf{V}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} - \mathbf{V}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sq1h_d} - \mathbf{V}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} - \mathbf{V}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \sqrt{3}\mathbf{V}_{so1h_0}e^{jh_0\omega st} \\ \sqrt{3}\mathbf{V}_{so2h_0}e^{j(h_0\omega st - h_0\alpha)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Na condição de regime permanente, sabendo-se que cada componente de excitação de tensão se comporta de maneira independente, isto é, obedecem o princípio da superposição, têm-se para as correntes

$$\begin{bmatrix} \mathring{I}_{s1} \\ \mathring{I}_{s3} \\ \mathring{I}_{s5} \\ \mathring{I}_{s2} \\ \mathring{I}_{s4} \\ \mathring{I}_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - \varphi_{ish})} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - \varphi_{ish})}a^{2h} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - \varphi_{ish})}a^h \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - h\alpha - \varphi_{ish})} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - h\alpha - \varphi_{ish})}a^{2h} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - h\alpha - \varphi_{ish})}a^h \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

que conseqüentemente, resulta em

$$\begin{bmatrix} \mathring{I}_{sd} \\ \mathring{I}_{sq} \\ \mathring{I}_{sx} \\ \mathring{I}_{sy} \\ \mathring{I}_{so} \\ \mathring{I}_{sh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sd1h_d} - \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} - \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sq1h_d} - \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} - \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \sqrt{3}\mathbf{I}_{so1h_0}e^{jh_0\omega st} \\ \sqrt{3}\mathbf{I}_{so2h_0}e^{j(h_0\omega st - h_0\alpha)} \end{bmatrix}$$

A aplicando da matriz de transformação (2.5) às correntes do rotor

$$\begin{bmatrix} \mathring{I}_{r1} \\ \mathring{I}_{r2} \\ \mathring{I}_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_{rh}e^{j(hs_h\omega st - j\varphi_{irh})} \\ \sqrt{2}I_{rh}e^{j(hs_h\omega st - j\varphi_{irh})}a^{2h} \\ \sqrt{2}I_{rh}e^{j(hs_h\omega st - j\varphi_{irh})}a^h \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

no referencial estático, resulta em

$$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{I}_{rd}^s \\ \overset{\circ}{I}_{rq}^s \\ \overset{\circ}{I}_{ro}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} I_{rh} [A e^{j(hs\omega_{st} - \varphi_{irh} + \delta_r)} + B e^{j(hs\omega_{st} - \varphi_{irh} - \delta_r)}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2j} \sqrt{2} I_{rh} [A e^{j(hs\omega_{st} - \varphi_{irh} + \delta_r)} - B e^{j(hs\omega_{st} - \varphi_{irh} - \delta_r)}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} I_{rh} (1 + a^{2h} + a^h) e^{j(hs\omega_{st} - \varphi_{irh})} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

$$\text{onde } A = 1 - a^{2h} e^{-j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{j\frac{\pi}{3}} \text{ e } B = 1 - a^{2h} e^{j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{-j\frac{\pi}{3}}$$

Manipulando as relações (A.5), (A.6) e $\delta_r = \omega_r t$ os termos h_d , h_i e h_o são separados

$$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{I}_{rd}^s \\ \overset{\circ}{I}_{rq}^s \\ \overset{\circ}{I}_{ro}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{I}_{rd} h_d e^{jh_d \omega_{st}} + \mathbf{I}_{rd} h_i e^{jh_i \omega_{st}}] \\ -j \sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{I}_{rq} h_d e^{jh_d \omega_{st}} - \mathbf{I}_{rq} h_i e^{jh_i \omega_{st}}] \\ \sqrt{3} \mathbf{I}_{ro} h_o e^{jh_o \omega_{st}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

e pode-se agora escrever as equações de tensão para o estator

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{sdh} &= [(\mathbf{V}_{sd1h_d} + \mathbf{V}_{sd2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} + \mathbf{V}_{sd2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \\ &= (r_s + L_{ss} p) [(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \\ &\quad + 3M_{sr} p [\mathbf{I}_{rd} h_d e^{jh_d \omega_{st}} + \mathbf{I}_{rd} h_i e^{jh_i \omega_{st}}] \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{sqh} &= -j [(\mathbf{V}_{sq1h_d} + \mathbf{V}_{sq2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} + \mathbf{V}_{sq2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \\ &= -j (r_s + L_{ss} p) [(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \\ &\quad - j 3M_{sr} p [\mathbf{I}_{rq} h_d e^{jh_d \omega_{st}} - \mathbf{I}_{rq} h_i e^{jh_i \omega_{st}}] \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{sxh} &= [(\mathbf{V}_{sd1h_d} - \mathbf{V}_{sd2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} - \mathbf{V}_{sd2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \\ &= (r_s + L_{ls} p) [(\mathbf{I}_{sd1h_d} - \mathbf{I}_{sd2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} - \mathbf{I}_{sd2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{syh} &= -j [(\mathbf{V}_{sq1h_d} - \mathbf{V}_{sq2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} - \mathbf{V}_{sq2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \\ &= -j (r_s + L_{ls} p) [(\mathbf{I}_{sq1h_d} - \mathbf{I}_{sq2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_{st}} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} - \mathbf{I}_{sq2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_{st}}] \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{V}_{soh} = \mathbf{V}_{so1h_o} e^{jh_o \omega_{st}} = (r_s + L_{ls} p) \mathbf{I}_{so1h_o} e^{jh_o \omega_{st}} \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{V}_{shh} = \mathbf{V}_{so1h_o} e^{jh_o \omega_{st}} = (r_s + L_{ls} p) \mathbf{I}_{so1h_o} e^{jh_o \omega_{st}} \quad (\text{A.21})$$

e para o rotor

$$\begin{aligned}
0 &= (r_r + L_r p)[\mathbf{I}_{rdh_d} e^{jh_d \omega_s t} + \mathbf{I}_{rdh_i} e^{jh_i \omega_s t}] + \frac{3}{2} M_{sr} p [(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_s t} \\
&\quad + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_s t}] - j\omega_r L_r (\mathbf{I}_{rqh_d} e^{jh_d \omega_s t} - \mathbf{I}_{rqh_i} e^{jh_i \omega_s t}) \\
&\quad - j\omega_r \frac{3M_{sr}}{2} [(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_s t} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_s t}] \quad (\text{A.22})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
0 &= -j(r_r + L_r p)[\mathbf{I}_{rqh_d} e^{jh_d \omega_s t} - \mathbf{I}_{rqh_i} e^{jh_i \omega_s t}] - j\frac{3}{2} M_{sr} p [(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_s t} \\
&\quad - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_s t}] - j\omega_r (L_r [\mathbf{I}_{rdh_d} e^{jh_d \omega_s t} + \mathbf{I}_{rdh_i} e^{jh_i \omega_s t}] \\
&\quad - j\omega_r \frac{3M_{sr}}{2} [(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_d \omega_s t} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i} e^{-j3k\alpha}) e^{jh_i \omega_s t}] \quad (\text{A.23})
\end{aligned}$$

$$0 = (r_r + L_{lr} p) \mathbf{I}_{roh_o} e^{jh_o s_o \omega_s t} \quad (\text{A.24})$$

Na condição de regime permanente ($\varpi_r = \text{constante}$), reagrupando as componentes harmônicas em $h = 3k \pm 1$, tem-se

$$\begin{aligned}
\mathbf{V}_{sdqh} &= (\mathbf{V}_{sdq1h} + \mathbf{V}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) e^{jh\omega_s t} = (r_s + L_{ss} p) (\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) e^{jh\omega_s t} \\
&\quad + 3M_{sr} p (\mathbf{I}_{rdqh} e^{jh\omega_s t}) \quad (\text{A.25})
\end{aligned}$$

$$\mathbf{0} = [r_r + L_r (p - j\omega_r)] \mathbf{I}_{rdqh} e^{jh\omega_s t} + \frac{3}{2} M_{sr} (p - j\omega_r) [(\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) e^{jh\omega_s t}] \quad (\text{A.26})$$

$$\mathbf{V}_{sxyh} = (\mathbf{V}_{sdq1h} - \mathbf{V}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) e^{jh\omega_s t} = (r_s + L_{ls} p) (\mathbf{I}_{sdq1h} - \mathbf{I}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) e^{jh\omega_s t}$$

onde

$$\mathbf{V}_{sdq1h} = \mathbf{V}_{sd1h} - j\mathbf{V}_{sq1h}; \quad \mathbf{I}_{sdq1h} = \mathbf{I}_{sd1h} - j\mathbf{I}_{sq1h}; \quad \mathbf{I}_{rdqh} = \mathbf{I}_{rdh} - j\mathbf{I}_{rqh}$$

$$\mathbf{V}_{sdq2h} = (\mathbf{V}_{sd2h} - j\mathbf{V}_{sq2h}); \quad \mathbf{I}_{sdq2h} = (\mathbf{I}_{sd2h} - j\mathbf{I}_{sq2h})$$

Com as grandezas do rotor referidas ao estator e feita as diferenciações indicadas, têm-se

$$\begin{aligned}
\mathbf{V}_{sdqh} &= (\mathbf{V}_{sdq1h} + \mathbf{V}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) = (r_s + jh\omega_s L_{ls}) (\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) \\
&\quad + jh\omega_s 3L_{ms} (\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha} + \mathbf{I}'_{rdqh}) \quad (\text{A.27})
\end{aligned}$$

$$\mathbf{0} = \left(\frac{r'_r}{s_h} + jh\omega_s L'_{lr} \right) \mathbf{I}'_{rdqh} + j\frac{3}{2} h\omega_s L_{ms} (\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha} + \mathbf{I}'_{rdqh}) \quad (\text{A.28})$$

$$\mathbf{V}_{sxyh} = (\mathbf{V}_{sdq1h} - \mathbf{V}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) = (r_s + jh\omega_s L_{ls}) (\mathbf{I}_{sdq1h} - \mathbf{I}_{sdq2h} e^{-j3k\alpha}) \quad (\text{A.29})$$

$$\mathbf{V}_{soh} = (r_s + jL_{ls} h_o \omega_s) \mathbf{I}_{soh} \quad (\text{A.30})$$

$$\mathbf{V}_{shh} = (r_s + jL_{ls} h_o \omega_s) \mathbf{I}_{shh} \quad (\text{A.31})$$

$$0 = (r_r + jL_{lr} h_o s_o \omega_s) \mathbf{I}_{roh_o} \Rightarrow \mathbf{I}_{roh_o} = 0 \quad (\text{A.32})$$

Num referencial estacionário, observa-se que a impedância do plano xy é a mesma do plano oh . Isto se deve às hipóteses simplificadoras que representou os fluxos de dispersão por uma única indutância. No capítulo seguinte, será demonstrado que essas indutâncias podem ser diferentes. Nota-se ainda que, o plano xy é totalmente desacoplado dos outros, particularmente do rotor como se esperava, pois as variáveis desse plano não participam da conversão eletromecânica de energia. Só o subespaço dq efetivamente contribui no processo de conversão eletromecânica de energia e este desacoplamento permite simplificar a análise e tornar o controle semelhante ao de uma máquina trifásica.

Os circuitos equivalentes, de regime permanente, são mostrados na Fig. A.1. A divisão das componentes harmônicas ($h = 3k \pm 1$) por circuito está ligada ao valor de $\mathbf{I}_{sdqh} = \mathbf{I}_{sdq}(1 + e^{-j3k\alpha})$ e obviamente depende do deslocamento de α . Na Tab. A.1, são indicados a distribuição das componentes harmônicas entre os circuitos dq e xy de acordo com o valor do termo $(1 + e^{-j3k\alpha})$. A notação c , indica que a componente harmônica excita o circuito dq e produz conjugado eletromecânico. A notação nc , indica que a componente harmônica excita o circuito xy e indica que a componente circula entre os conjuntos trifásicos, portanto, não participa da conversão eletromecânica de energia. A notação $c \pm nc$, indica que a componente harmônica excita simultaneamente os circuitos dq e xy , i.e., parte da componente produz conjugado e parte circula entre os conjuntos trifásicos. Na Tab. A.2, é feito o resumo de todas as componentes harmônicas (h) por plano em função do tipo de MIH .

Tabela A.1. Distribuição das componentes harmônicas no plano dq de acordo com o tipo de MAH .

α/h	1	2	4	5	7	8	10	11	13	14	17	19
0	c	c	c	c	c	c	c	c	c	c	c	c
$\frac{\pi}{6}$	c	$c - nc$	$c - nc$	nc	nc	$c + nc$	$c + nc$	c	c	$c - nc$	nc	nc
$\frac{\pi}{4}$	c	$c - nc$	$c - nc$	$c - nc$	$c - nc$	$c + nc$	$c + nc$	nc	nc	$c + nc$	$c + nc$	$c + nc$
$\frac{\pi}{3}$	c	nc	nc	c	c	nc	nc	c	c	nc	c	c

Tabela A.2. Distribuição das componentes harmônicas de acordo com os planos de excitação.

α	$dq (h)$	$xy (h)$	dq e $xy (h)$
0	$3k \pm 1 (k = 0, 1, 2..)$	—	—
$\frac{\pi}{6}$	$12k \pm 1 (k = 0, 1, 2..)$	$6k \pm 1 (k = 1, 3, 5..)$	$3k \pm 1 (k = 1, 3, 5..)$
$\frac{\pi}{4}$	$8k \pm 1 (k = 0, 1, 2, ..)$	$4k \pm 1 (k = 1, 3, 5..)$	$3k \pm 1 (k = 1, 2... \text{ e } k \neq 4i, i = 1, 2..)$
$\frac{\pi}{3}$	$6k \pm 1 (k = 0, 1, 2, ..)$	$3k \pm 1 (k = 1, 3, 5..)$	—

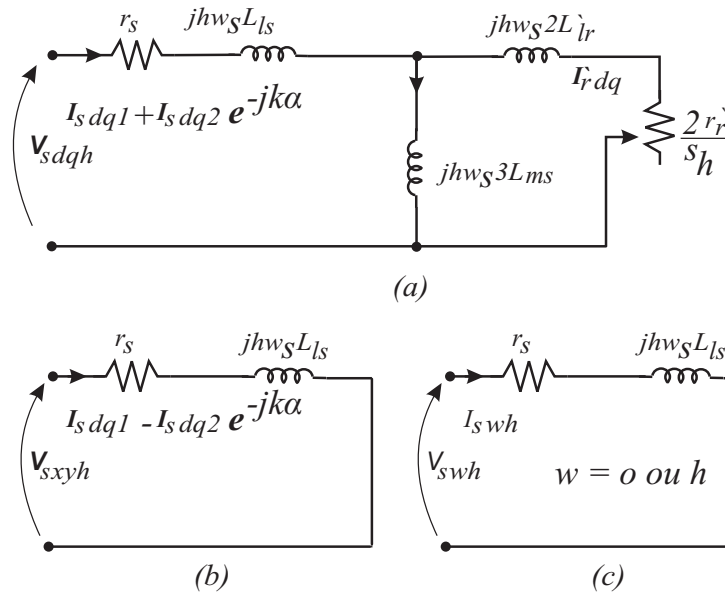


Figura A.1. Circuito equivalente da MAH em regime permanente: (a) circuito dq (b) circuito xy e (c) circuitos o ou h .

Na prática as estratégias de modulação PWM aplicadas à MAH, devem minimizar as excitações harmônicas de baixa ordem, principalmente as que circulam pelo circuito xy de baixa impedância. Por outro lado, os enrolamentos, de acordo com o tipo de MAH, devem ter suas características trabalhadas (por exemplo, forma da ranhura, passo da bobina, número de camadas, etc) de modo a aumentar essa impedância e não interferir no comportamento do conjugado eletromagnético (WILLIAMSON e SMITH, 2003), cuja expressão geral é dada por

$$c_e = C_e + \sum_{h=1}^{\infty} C_{eh} \cos(2m_\alpha h\omega t + \phi_h) \quad (\text{A.33})$$

onde C_e é o conjugado eletromagnético médio.

INFLUÊNCIA DO PASSO DE BOBINA NAS INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DA *MIH*.

A estimação de parâmetros é um ponto importante dos aspectos relacionados ao acionamento de máquinas. Assim, os modelos e seus respectivos parâmetros, normalmente obtidos a partir de hipóteses simplificadoras, devem ser compatíveis com a precisão necessária para aplicação a que se destina. O modelo mostrado a seguir destaca a influência do passo de bobina nas indutâncias de dispersão da *MAH*.

B.0.1 Fluxo de Dispersão da *MIH* em Variáveis Naturais ($\lambda_{ls135246}$)

No capítulo sobre modelagem, por motivo de clareza, foi desenvolvido um modelo dinâmico simplificado da *MIH* de modo a enfatizar as formas de tratar a máquina hexafásica e sua correspondência com as estratégias de modulação *PWM* que serão tratadas futuramente. A modelagem a seguir é desenvolvida para uma máquina assíncrona hexafásica $\alpha = \pi/6rad$ (*MAH* – 30°). Com pequenas modificações os conceitos desenvolvidos podem ser aplicados às outras configurações (*MAH* 60° e *MAH* 0°).

Segundo Alger em (ALGER, 1970), a indutância de dispersão recebe contribuições de diversas parcelas. Aproveitando o conceito de indutância “*mútua de dispersão*” desenvolvido por Lipo em (LIPO, 1980), analisa-se qualitativamente os fluxos de dispersão (ϕ_{l1}) que ocorrem numa ranhura. Na ranhura mostrada na Fig. B.1, onde se dispõe de um enrolamento dupla camada, tem-se

$$\phi'_{l1} = l_{lt}i_1 + m_{ltb}i_2 \quad (B.1)$$

onde l_{lt} é a *indutância própria de dispersão* dos condutores da camada do *topo* (mais externa

da ranhura) e m_{ltb} a *indutância mútua de dispersão* entre a camada do *topo* e a camada de *baixo* (mais profunda da ranhura) quando o passo da bobina é pleno ($\tau_p = y_b$).

Considerando agora a ranhura de volta deslocada do passo de bobina y_b . Sabe-se que no enrolamento dupla camada, por motivo de simetria, é usual a corrente i_1 retornar pela parte de baixo da ranhura. Normalmente, os condutores do topo pertencerem a outra fase que, por exemplo, é percorrida pela corrente i_3 . Assim, o fluxo de dispersão da ranhura de retorno (ϕ''_{l1}) é dado por

$$\phi''_{l1} = l_b i_1 + m_{ltb} i_3 \tag{B.2}$$

onde l_b é a indutância própria de dispersão dos condutores da parte de baixo da ranhura. Portanto, o fluxo de dispersão total por ranhura da bobina 1 é dado por

$$\phi_{ls1} = \phi'_{l1} + \phi''_{l1} = (l_{lt} + l_b) i_1 + m_{ltb} i_2 + m_{ltb} i_3 \tag{B.3}$$

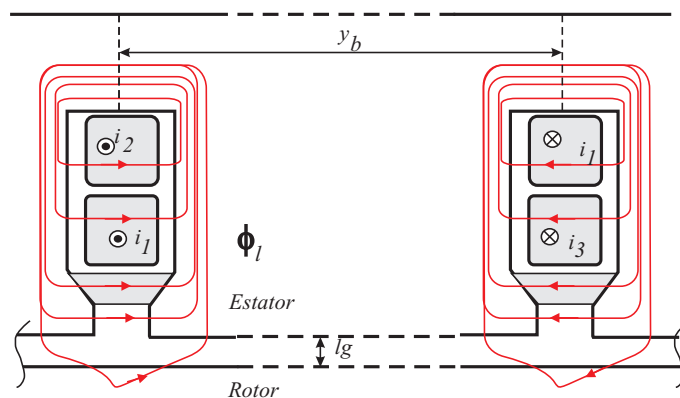


Figura B.1. Esboço de uma ranhura estatórica, *semi-fechada*, que acomoda duas camadas de condutores.

Seja Q o número de ranhuras do estator, m o número de fases do estator ($m = 6$) e r o encurtamento da bobina ($r = y_b/\tau_p = \text{passo da bobina}/\text{passo polar}$). Para um enrolamento com camada dupla a relação número de ranhura por fase (Q/m) corresponde ao número de bobinas por fase. O enrolamento de uma *MIH* com $\alpha = 30^\circ$, $Q = 12$ ranhuras, passo pleno ($r = 1$), $P = 2$ pólos e camada dupla é mostrado na Fig. B.2(a). Observa-se, em destaque, que as ranhuras de ida e de volta contém somente condutores de mesma fase. Assim para a fase $s1$, por exemplo, o fluxo de dispersão pela equação (B.3) com $i_2 = i_3 = i_{s1}$, é dada por

$$\phi_{ls1} = (l_{lt} + l_b + 2m_{ltb}) i_{s1} \tag{B.4}$$

Então, o fluxo total de dispersão por fase pode ser calculado por

$$\lambda_{ls1} = \left(\frac{Q}{m}\right)\phi_{l1} = (L_{lt} + L_{lb} + 2M_{ltb})i_{s1} \tag{B.5}$$

onde a parcela $L_{lt} + L_{lb}$ representa a indutância própria de dispersão por fase e $2M_{ltb}$ a indutância mútua de dispersão entre os condutores do *topo* e de *baixo* da ranhura para o conjunto das bobinas de fase. Nota-se que neste caso, as seis fases do estator não estão relacionadas entre si pelo fluxo mútuo de dispersão da ranhura.

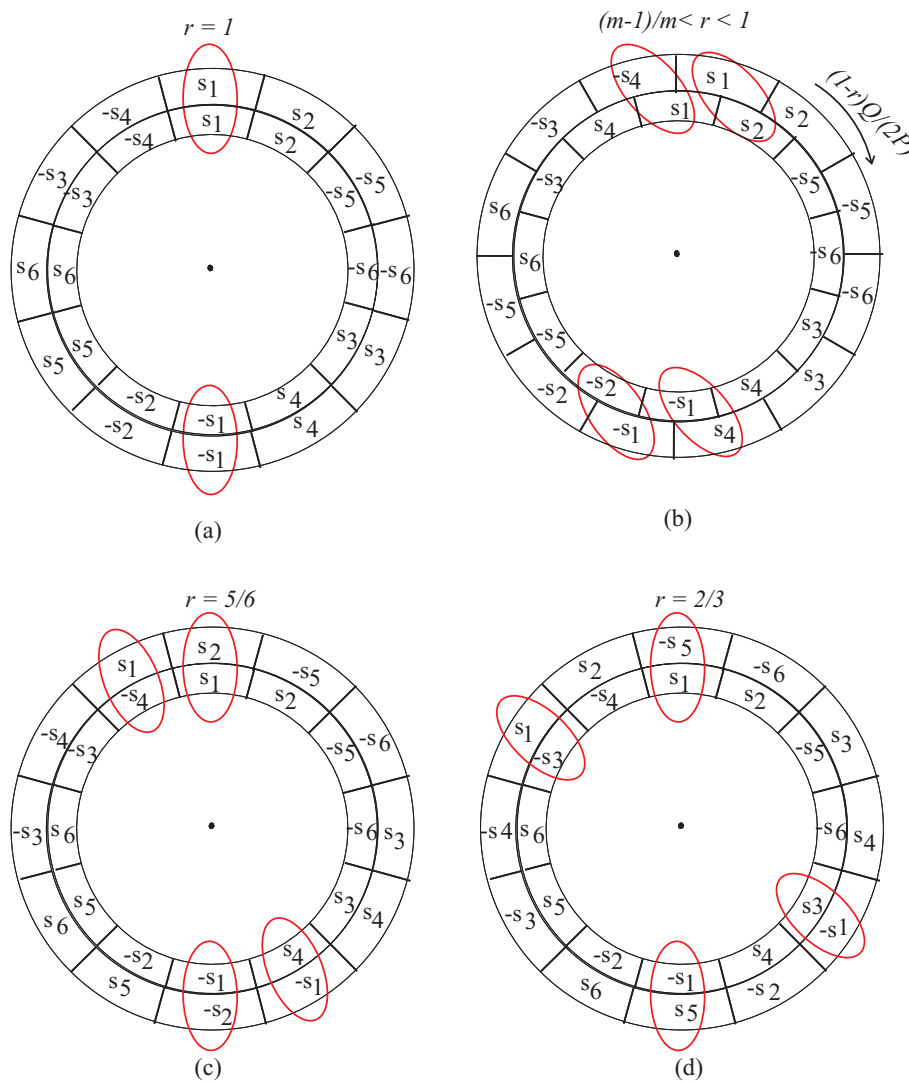


Figura B.2. Distribuição dos condutores de um enrolamento dupla-camada para MAH 30° com dois pólos: a) Enrolamento passo pleno; b) efeito do encurtamento da bobina; c) encurtamento 5/6 e d) encurtamento 2/3 .

Quando é feito o encurtamento da bobina, resulta no deslocamento de uma camada de condutores em relação a outra de um certo número de ranhuras, ver Fig B.2(b). Produz-se

assim, mudanças nos acoplamentos de dispersão na ranhura. Do ponto de vista prático só os valores compreendidos no intervalo $2/3 \leq r \leq 1$ são usados. Um encurtamento de bobina na faixa $5/6 < r < 1$, implica num deslocamento da camada de baixo (mais externa) de $(1-r)Q/(2P)$ ranhuras. As Figs. B.2(c) e (d) ilustram a disposição dos condutores nos limites do intervalo para $r = 5/6$ e $r = 2/3$ respectivamente. Tem-se assim, para o intervalo $5/6 < r < 1$, a expressão do novo fluxo de dispersão:

$$\lambda_{ls1} = (L_{lt} + L_{lb} + 2M_{ltb}(6r - 5))i_{s1} + M_{ltb}(6 - 6r)i_{s2} - M_{ltb}(6 - 6r)i_{s4} \quad (\text{B.6})$$

reescrevendo-a, tem-se

$$\begin{aligned} \lambda_{ls1(5/6 < r < 1)} &= (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} + 2M_{ltb}(1 - 2\frac{m}{2}(1-r))i_{s1} + 2M_{ltb}(\frac{m}{2}(1-r))(i_{s2} - i_{s4}) \text{ ou} \\ \lambda_{ls1(5/6 < r < 1)} &= (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} + 2M_{ltb}k_1i_{s1} + 2M_{ltb}k_2(-i_{s3} - i_{s5}) + 2M_{ltb}k_3(i_{s2} - i_{s4}) \quad (\text{B.7}) \end{aligned}$$

onde $k_1 = (1 - m(1 - r))$, $k_2 = 0$ e $k_3 = \frac{m}{2}(1 - r)$. Os fatores k_1 , k_2 e k_3 são função do encurtamento do passo da bobina e estão relacionados com a indutância mútua de dispersão dos enrolamentos. O fator k_1 caracteriza os fluxos de dispersão entre camadas de condutores pertencentes a mesma fase. O fator k_2 caracteriza os fluxos de dispersão entre camadas de condutores pertencentes a fases diferentes, mas do mesmo conjunto trifásico e k_3 os fluxos de dispersão entre camadas de condutores de fase e conjuntos trifásicos diferentes.

Na faixa $2/3 \leq r \leq 5/6$ o fluxo da fase 1, é expresso por

$$\lambda_{ls1} = (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} - M_{ltb}(5 - 6r)(-i_{s3} - i_{s5}) + M_{ltb}(6r - 4)(i_{s2} - i_{s4}) \quad (\text{B.8})$$

que rearranjando os termos, tem-se

$$\lambda_{ls1} = (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} + 2M_{ltb}k_1i_{s1} + 2M_{ltb}k_2(-i_{s3} - i_{s5}) + 2M_{ltb}k_3(i_{s2} - i_{s4}) \quad (\text{B.9})$$

onde os fatores são dados por: $k_1 = 0$, $k_2 = -\frac{m}{2}(\frac{m-1}{m} - r)$ e $k_3 = \frac{1}{2}(1 - m(\frac{m-1}{m} - r))$.

De maneira semelhante, pode-se escrever a equação (B.3) para as outras fases e representá-la na forma matricial (B.11). A expressão, como visto anteriormente, é válida no intervalo $2/3 < r < 1$ e como não há acoplamento de fluxo de dispersão entre as fases i_{s1} e i_{s6} , i_{s2} e i_{s3}

e entre i_{s4} e i_{s5} , pois estão em quadratura $k_3 = 0$.

$$\lambda_{ls135246} = ([L_{ls}] + [M_{ls}])[\mathbf{i}_s] \text{ com } L_{ls} = L_{lt} + L_{lb} \text{ e } M_{ls} = 2M_{ltb} \quad (\text{B.10})$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ls1} \\ \lambda_{ls3} \\ \lambda_{ls5} \\ \lambda_{ls2} \\ \lambda_{ls4} \\ \lambda_{ls6} \end{bmatrix} = (L_{ls}\mathbf{I}_{6 \times 6} + 2M_{ls} \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 & -k_2 & k_3 & -k_3 & 0 \\ -k_2 & k_1 & -k_2 & 0 & k_3 & -k_3 \\ -k_2 & -k_2 & k_1 & -k_3 & 0 & k_3 \\ k_3 & 0 & -k_3 & k_1 & -k_2 & -k_2 \\ -k_3 & k_3 & 0 & -k_2 & k_1 & -k_2 \\ 0 & -k_3 & k_3 & -k_2 & -k_2 & k_1 \end{bmatrix}) \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s3} \\ i_{s5} \\ i_{s2} \\ i_{s4} \\ i_{s6} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

onde $\mathbf{I}_{6 \times 6}$ é a matriz identidade de ordem 6.

B.0.2 Fluxo de Dispersão em $dqxyoh(\lambda_{lsdqxyoh})$

Como mostrado no capítulo referente a modelagem da MAH a transformação de variáveis facilita a análise e interpretação dos fenômenos. A aplicação da matriz de transformação do estator (B.12) resulta nos fluxos de dispersão desacoplados, como segue

$$\mathbf{P}_s(\alpha = 30^\circ) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

$$\lambda_{lsdqxyoh} = \mathbf{P}_s^{-1} \lambda_{ds135246} = \mathbf{P}_s^{-1} \{ [L_{ls}] + [M_{ls}] \} \mathbf{P}_s [\mathbf{i}_{sdqxyoh}] \quad (\text{B.13})$$

$$\mathbf{L}_{lsdqxyoh} = \mathbf{P}_s^{-1} \{ [L_{ls}] + [M_{ls}] \} \mathbf{P}_s \quad (\text{B.14})$$

$$\begin{bmatrix} L_{lsd} \\ L_{lsq} \\ L_{lsx} \\ L_{lsy} \\ L_{lso} \\ L_{lsh} \end{bmatrix} = L_{ls} \mathbf{I}_{6 \times 6}$$

$$+2M_{ls} \begin{bmatrix} k_1 - k_2 + \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_1 - k_2 + \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_1 - k_2 - \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_1 - k_2 - \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 + 2k_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 + 2k_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

onde $\mathbf{I}_{6 \times 6}$ é a matriz identidade de ordem 6. Separando as indutâncias por plano, ou subsistema, tem-se

$$L_{lsdq} = L_{lsd} = L_{lsq} = L_{ls} + 2M_{ls}(k_1 - k_2 + \sqrt{3}k_3) \quad (\text{B.16})$$

$$L_{lsxy} = L_{lsx} = L_{lsy} = L_{ls} + 2M_{ls}(k_1 - k_2 - \sqrt{3}k_3) \quad (\text{B.17})$$

$$L_{lsoh} = L_{lso} = L_{lsh} = L_{ls} + 2M_{ls}(k_1 + 2k_2) \quad (\text{B.18})$$

As indutâncias podem ser normalizadas tomando como base L_{ls} ($L_{ls} = L_{lt} + L_{lb}$). O valor normalizado para M_{ls} ($M_{ls} = M_{ltb}$) é denotado por

$$k_m = \frac{M_{ltb}}{L_{lt} + L_{lb}}$$

e vai depender da forma (ranhura aberta ou semi-aberta) e das dimensões da ranhura do estator. Em termos práticos, k_m varia entre 0,25 a 0,35. O comportamento dessas indutâncias de dispersão em função do encurtamento da bobina pode ser observado na Fig. B.3. Na análise

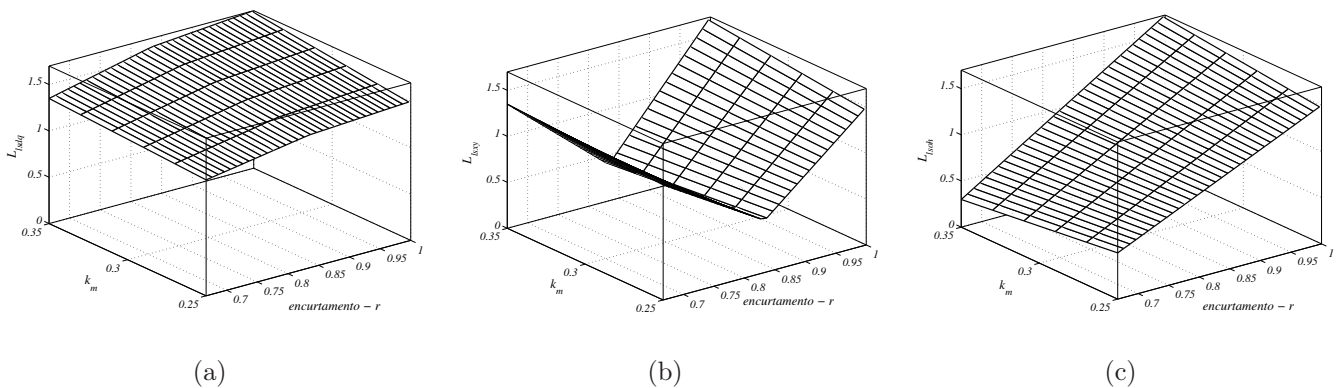


Figura B.3. Representação normalizada das indutâncias de dispersão do estator em função de k_m e do encurtamento r : a) L_{lsdq} , b) L_{lsxy} e c) L_{lsoh} .

das curvas mostradas na Fig. B.3(b), nota-se que a indutância do subsistema xy (L_{lsxy}) é elevada nos encurtamentos $r = 1$ e $2/3$. Em termos de disposição dos enrolamentos, isto significa que o ideal é não ter, numa mesma ranhura, condutores de conjuntos trifásicos diferentes, i.e., $k_3 = 0$. Para $r = 5/6$, bastante comum nas máquinas trifásicas, a indutância L_{lsxy} é mínima na faixa estudada e se mostra inadequada em acionamentos com inversores de tensão. Na Fig. B.3(a), se observa que a induância L_{lsdq} varia muito pouco com a variação de r e que em $r = 1$ implica $L_{lsdq} = L_{lsxy}$.

Estes resultados mostram a importância da escolha adequada do encurtamento da bobina (r) e sua influência nas indutâncias de dispersão. Qual encurtamento de bobina produz melhor indutância de dispersão no plano xy e menor influência na curva de conjugado? Dos gráficos da Fig. B.3, observa-se que quanto maior k_m , a relação $L_{lsdq}(r = 1)/L_{lsdq}(r = 5/6)$ praticamente não varia (aumenta pouco) e a relação $L_{lsxy}(r = 1)/L_{lsxy}(r = 5/6)$ aumenta bastante. De maneira que, a escolha adequada de k_m , i. é., a forma da ranhura pode resultar em valores maiores de L_{lsxy} e L_{lsdq} . O aumento de L_{lsdq} pode implicar numa redução do conjugado de partida e do conjugado máximo. Tal efeito pode ser compensado com escolha de $r = 1$ que elevaria o fator de enrolamento (pelo fator de passo unitário).

B.0.3 Modelo Complexo da MIH

O modelo dinâmico da máquina hexafásica apresentado a seguir é uma síntese do modelo desenvolvido no capítulo sobre modelagem. No referencial do estator, o modelo é descrito por

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq} \quad (\text{B.19})$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rdq} - j\omega_r \lambda_{rdq} \quad (\text{B.20})$$

$$\lambda_{sdq} = L_{ss} \mathbf{i}_{sdq} + L_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (\text{B.21})$$

$$\lambda_{rdq} = L_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + L_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (\text{B.22})$$

$$C_e = 3PL_{sr}(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (\text{B.23})$$

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + L_{lsxy} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} \quad (\text{B.24})$$

$$\mathbf{v}_{soh} = r_s \mathbf{i}_{soh} + L_{lsoh} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{soh} \quad (\text{B.25})$$

$$\mathbf{v}_{ro} = r_r \mathbf{i}_{ro} + L_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{ro} \quad (\text{B.26})$$

onde $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$, e $\lambda_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$ são os vetores complexos, no plano dq , de tensão, corrente e fluxo do estator, respectivamente, $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$, $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$, e $\lambda_{sxy} = \lambda_{sx} + j\lambda_{sy}$ são os vetores complexos, no plano xy , de tensão, corrente e fluxo do estator, respectivamente, $\mathbf{v}_{soh} = v_{so} + jv_{sh}$, $\mathbf{i}_{soh} = i_{so} + ji_{sh}$, e $\lambda_{soh} = \lambda_{so} + j\lambda_{sh}$ são os vetores complexos de seqüência zero, no plano oh , de tensão, corrente e fluxo do estator, respectivamente, (as

variáveis equivalentes do rotor são obtidas pela substituição do índice s por r); C_e é o conjugado eletromagnético; ω_r é a frequência angular elétrica do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e rotor; $L_{ss} = L_{lsdq} + 3L_{ms}$ e L_{lsxy} são as indutâncias cíclica e de dispersão do estator nos planos dq e xy respectivamente. L_{lsoh} é a indutância de seqüência zero. As indutâncias cíclicas e de dispersão do rotor $L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$ e L_{lr} , respectivamente e $L_{sr} = \sqrt{2}\frac{3}{2}M_{sr}$ é a indutância mútua.

PLATAFORMA DE DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

A plataforma de desenvolvimento experimental utilizada para a obtenção dos resultados experimentais apresentados ao longo deste texto foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM-DEE-UFCG).

A montagem é constituída pelos seguintes itens:

- Um microcomputador equipado com placas dedicadas, afim de se gerar os sinais de controle;
- Doze sensores, sendo seis de corrente e seis sensores de tensão;
- Placa de aquisição de dados;
- Dois conversores trifásicos;
- Placas de interface entre o microcomputador e os *drives*;
- Um variador de tensão de 4.5KVA.

O esquema visto na Fig. C.1 mostra as ligações entre as partes que formam a plataforma desenvolvida para o trabalho proposto.

A descrição detalhada de cada item mencionado acima é enumerado em seguida:

1. As placas utilizadas para a geração dos sinais de controle são denominadas placas multi-função, e além de possuir três A/D's, compreende dois temporizadores (CI: 8254) e duas PPI's - *Interface Paralela Programável* (CI: 8255).

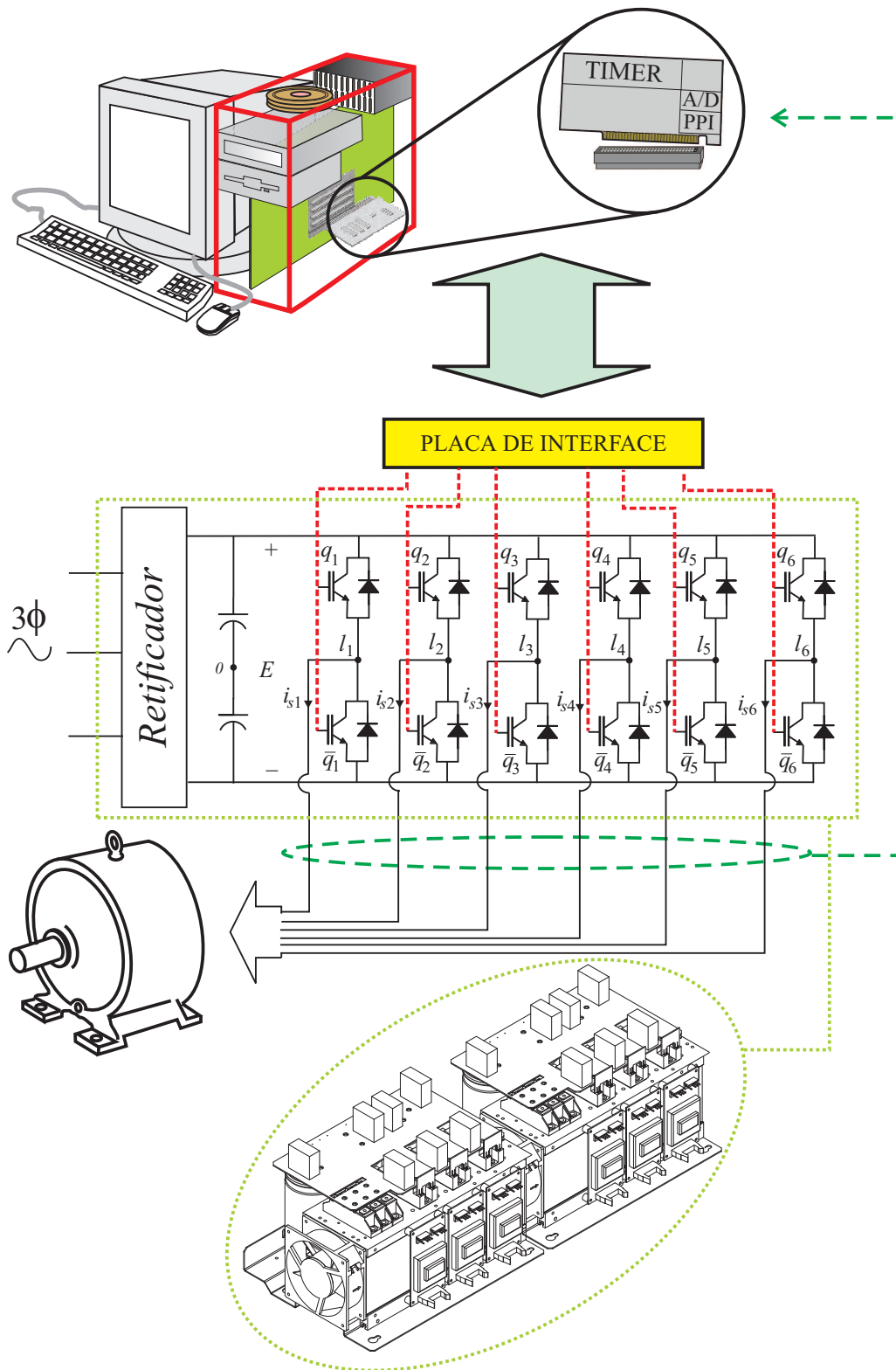


Figura C.1. Diagrama da plataforma de desenvolvimento experimental

2. Tanto a medição de corrente quanto a medição de tensão são realizados utilizando sensores de efeito Hall (LA 25-P). A medição da tensão é realizada com o uso de um resistor de potência utilizado para limitar a corrente na entrada do sensor. Os sensores usados neste trabalho, além de fornecer medições precisas, têm a capacidade de medir sinais em uma ampla faixa de frequência, indo de corrente ou tensão CC até sinais de 300KHz. O sensor possui isolamento galvânica entre os circuitos de alta e baixa potência.
3. A placa de aquisição de dados é composta por doze conversores A/D (AD 1674), com palavra de dados de 12 BIT's. O tempo de conversão utilizado foi de $8\mu s$. Configurou-se as placas de aquisição de dados para operar com sinal bipolar de $\pm 10V$.
4. São utilizados dois conversores estáticos compostos por seis chaves do tipo IGBT e três *drives* (SKHI23 - Semikron) cada um, além de quatro capacitores de $2200\mu F$ que constituem o barramento capacitivo. Os *drives* recebem os sinais de comando das chaves, a partir das placas de interface, como será mencionado em seguida. Com o *drive* é possível selecionar, através de resistores, o tempo morto desejado, para os resultados obtidos neste trabalho utilizou-se um tempo morto de $1,3\mu s$.
5. As placas de interface entre o microcomputador e os *drives* foram desenvolvidas especificamente para esta plataforma. A placa de interface recebe os sinais *PWM* da placa multi-função, a partir do qual se implementa o sinal *PWM* simétrico (pulso-centrado) através de uma lógica utilizando FLIP-FLOP's (74LS74). Além da geração do sinal com pulso-centrado, a placa de interface realiza outras funções, como está descrito abaixo:
 - Elevação da tensão de $5V$ para $15V$;
 - Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* sob a presença do sinal de erro gerado pelo *drive*, proveniente de: curto-circuito entre chaves;
 - Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* através de chave;
6. Os dados das máquinas utilizadas nos experimentos são apresentados na tabela C.1

Tabela C.1. MIH-60°, MIH-30°A(passo curto), MIH-30°B(passo pleno) 1CV, 220V, 60Hz, 4 polos.

Parâmetro	MIH-60°	MIH-30°A	MIH-30°B
r_s [Ω]	12,5	15,8	12,5
r_r [Ω]	8,9	8,9	8,9
L_s [H]	1,5	1,47	1,38
L_r [H]	1,37	1,39	1,35
L_{ls} [mH]	30,6	2,9	45,8

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABBAS, M. A.; CHRISEN, R.; JAHNS, T. M. Six-phase voltage source inverter driven induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 20, n. 5, p. 1251–1259, Sept./Oct. 1984.

ALGER, P. L. *Induction Machine*. New York: Gordon and Breach Science Publishers, 1970.

ATKINSON, G.; MECROW, B.; JACK, A.; ATKINSON, D.; SANGHA, P.; BENAROUS, M. The design of fault tolerant machines for aerospace applications. In: *Conf. Rec. IEEE IEMDC*. 2005. p. 1863–1869.

BAKHSHAI, A. R.; JOOS, G.; JIM, H. Space vector PWM control of a split-phase induction machine using the vector classification technique. In: *Conf. Rec. IEEE APEC*. 1998. v. 2, p. 802–808.

BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S.; ZIGLIOTTO, M. Analysis of pm synchronous motor drive failures during flux weakening operation. In: *Conf. Rec. IEEE PESC*. 1996. v. 2, p. 1542–1548.

BLABJERG, F.; PEDERSEN, J. K.; JAEGER, U.; THOEGERSEN, P. Single current sensor technique in the DC link of three-phase pwm-vs inverters: A review and a novel solution. *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, v. 33, n. 5, p. 1241–1253, Sept./Oct. 1997.

BLASKO, V. Analysis of a hybrid PWM based on modified space vector and triangle comparison methods. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 3, p. 756–764, May./June 1997.

BOJOI, R.; TENCONI, A.; PROFUMO, F.; GRIVA, F.; MARTINELLO, D. Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase AC motor drives. In: *Conf. Rec. IEEE PESC*. 2002. v. 2, p. 851–857.

BOLOGNANI, S.; ZORDAN, M.; ZIGLIOTTO, M. Experimental fault-tolerant control of pmsm drive. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 47, n. 5, p. 1134–1141, Oct. 2000.

BUSSE, D.; ERDMAN, J.; KERKMAN, R.; SCHLEGEL, D.; SKIBINSKI, G. An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: A solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 6, p. 1563–1570, Nov./Dec. 1997.

BUSSE, D.; ERDMAN, J.; KERKMAN, R.; SCHLEGEL, D.; SKIBINSKI, G. System electrical parameters and their effects on bearing currents. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 2, p. 577–584, Mar./Apr. 1997.

CACCIATO, M.; CONSOLI, A.; SCARCELLA, G.; TESTA, A. Reduction of common-mode currents in pwm inverter motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 35, n. 2, p. 469–476, Mar./Apr. 1999.

CHEN, S.; LIPO, T.; FITZGERALD, D. Modeling of motor bearing currents in pwm inverter drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 32, n. 6, p. 1365–1370, Nov./Dec. 1996.

CHEN, S.; LIPO, T. A.; FITZGERALD, D. Source of induction motor bearing currents caused by pwm inverters. *IEEE Trans. Energy Conversion*, v. 11, p. 25–32, March 1996.

CORRÊA, M.; JACOBINA, C.; SILVA, C. da; LIMA, A.; SILVA, E. da. Six-phase AC drive system with reduced common mode voltage. In: *Conf. Rec. IEEE IEMDC*. 2003. v. 3, p. 1852–1858.

CORRÊA, M.; JACOBINA, C.; SILVA, C. da; LIMA, A.; SILVA, E. da. Vector modulation for six-phase voltage source inverters. In: *Conf. Rec. EPE*. 2003. v. 2, p. 562–567.

CORRÊA, M.; JACOBINA, C.; SILVA, C. da; LIMA, A. Reduced switch count dual-winding ac drive system with common-mode voltage mitigation. In: *Conf. Rec. IEEE APEC*. 2005. v. 1, p. 458–464.

CORRÊA, M. B. R.; MIRANDA, R. S.; SILVA, C. R. da; JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C. da; LIMA, A. M. N. Common-mode voltage reduction in a reduced-switch induction motor drive system. In: *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.* 2005. v. 4, p. 2809–2815.

COSTELLO, M. Shaft voltages and rotating machinery. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 29, n. 2, p. 419–426, Mar./Apr. 1993.

DEBEBE, K.; RAJAGOPALAN, V.; SANKAR, T. S. Expert system for fault diagnosis of VSI fed AC drives. In: *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.* 1991. v. 1, p. 368–373.

ERDMAN, J.; KERKMAN, R.; SCHLEGEL, D.; SKIBINSKI, G. Effect of PWM inverters on AC motor bearing current and shaft voltages. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 32, n. 2, p. 250–259, Mar./Apr. 1996.

FU, J. R.; LIPO, T. A. A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive. In: *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.* 1993. v. 2, p. 1015–1020.

FU, J. R.; LIPO, T. A. Disturbance free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 30, n. 5, p. 1267–1274, Sept./Oct. 1994.

GOPAKUMAR, K.; RAGANATHAN, V. T.; BHAT, R. Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 29, n. 5, p. 927–932, Sept./Oct 1993.

GOPALARATHNAM, T.; TOLIYAT, H. A.; MOREIRA, J. C. Multi-phase fault-tolerant brushless DC motor drive. In: *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.* 2000. v. 3, p. 1683–1688.

HABETLER, T.; NAIK, R.; NONDAHL, T. Design and implementation of an inverter output LC filter used for dv/dt reduction. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 17, n. 3, p. 327–331, May 2002.

HADIOUCHE, D.; RAZIK, H.; REZZOUG, A. Modeling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings. In: *Conf. Rec. EPE-PEMC*. 2000. p. 125–130.

HADIOUCHE, D.; RAZIK, H.; REZZOUG, A. On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for vsi fed ac machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 40, n. 2, p. 506–515, Mar./Apr. 2004.

HOMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. New York: John Wiley & Sons, 2003.

JACOBINA, C. B.; CORRÊA, M. B. R.; OLIVEIRA, T. M.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da. Current control of unbalanced electrical systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 48, n. 3, p. 517–524, June 2001.

JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da; ALVES, R. N. C.; SEIXAS, P. F. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 16, n. 3, p. 351–359, May 2001.

JACOBINA, C. B.; MIRANDA, R. S.; LIMA, A. M. N. Reconfigurable fault tolerant dual-winding ac motor drive system. In: *Conf. Rec. IEEE PESC*. 2005. p. 1574–1579.

JACOBINA, C. B.; MIRANDA, R. S.; LIMA, A. M. N. Reduced switch count dual-winding ac motor drive system. In: *Conf. Rec. IEEE PESC.*, 2005. p. 726–732.

JACOBINA, C. B.; MIRANDA, R. S.; LIMA, A. M. N.; ROSSITER, M. B. de; N, R. Five-leg converter dual winding ac drive system. In: *Conf. Rec. IEEE IEMDC*. 2005. p. 1345–1350.

JACOBINA, C. B.; MIRANDA, R. S.; ROSSITER, M. B. de; LIMA, A. M. N. Disturbance-free operation of a six-phase ac motor drive system. In: *Conf. Rec. IEEE PESC*. 2004. v. 2, p. 925–931.

JANHS, T. M. Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, IA-16(3), n. 3, p. 321–331, May/June 1980.

JOUANNE, A. von; ZHANG, H. A dual-bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 14, n. 1, p. 43–48, Jan. 1999.

JOUANNE, A. von; ZHANG, H. A reduced switch dual-bridge inverter topology for the mitigation of bearing currents, emi and dc-link voltage variations. *IEEE Trans. Ind. Applications*, v. 37, n. 5, p. 1365–1372, Sept./Oct. 2001.

JULIAN, A.; LIPO, T.; ORITI, G. Elimination of common-mode voltage in three phase sinusoidal power converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 14, n. 5, p. 982–988, Sept. 1999.

KASTHA, D.; BOSE, B. K. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 30, n. 4, p. 1028–1038, Jul./Aug. 1994.

KASTHA, D.; BOSE, B. K. On-line search based pulsating torque compensation of a fault mode single-phase variable frequency induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 31, n. 4, p. 802–811, Jul./Aug. 1995.

KERSZENBAUM, I. Shaft currents in electric machines fed by solid state drives. *IEEE Trans. Ind. Commer. Power Syst. Tech. Conf.*, p. 71–79, May 1992.

KIM, H.; LEE, H.; SUL, S. A new pwm strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point clamped inverter-fed ac motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 37, n. 6, p. 1840–1845, Nov./Dec. 2001.

KLINGSHIRN, E. A. High phase order induction motors, part i- description and theoretical considerations. *IEEE Trans. Power App. and Syst.*, v. 102, n. 1, p. 47–53, January 1983.

KLINGSHIRN, E. A. High phase order induction motors, part ii- experimental results. *IEEE Trans. Power App. and Syst.*, v. 102, n. 1, p. 54–59, January 1983.

KLINGSHIRN, E. A. Harmonic filters for six-phase and other multiphase motors on voltage source inverters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, IA-21, n. 1, p. 588–594, May/June 1985.

- KRAUSE, P. C.; THOMAS, C. H. Simulation of symmetrical induction machinery. *IEEE Trans. Power App. Syst.*, n. 5, p. 1038–1049, Sept./Oct. 1965.
- LEE, H.; SUL, S. Common-mode voltage reduction method modifying the distribution of zero voltage vector in pwm converter/inverter system. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 37, n. 6, p. 1732–1738, Nov./Dec. 2001.
- LIPO, T. A. A d-q model for six phase induction machine. In: *Rec. Int. Conf. Electric Machine, Greece*. 1980. p. 860–867.
- LIRA, R. O. C.; LIPO, T. A. Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 38, n. 5, p. 1351–1360, Sept./Oct. 2002.
- MANTERO, S.; MONTI, A.; SPREAFICO, S. Dc-bus voltage control for double star asynchronous fed drive under fault conditions. In: *Conf. Rec. IEEE PESC*. 1998. v. 1, p. 533–538, June.
- MEI, C.; BALDA, J.; WAITE, W.; CARR, K. Analyzing common-mode chokes for induction motor drives. In: *Conf. Rec. IEEE PESC*. 2002. v. 3, p. 1557–1562.
- MENDES, A. M. S.; MARQUES, A. J. Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed ac drives, by the average current park's vector approach. In: *Conf. Rec. IEE PEVSD*. 1998. p. 538–543.
- MIRANDA, R. S.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; ROSSITER, M. B. de; RIBEIRO, L. A. S. Operação de um sistema de acionamento com motor de seis fases tolerante a faltas. *Revista Brasileira de Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, v. 10, n. 1, p. 15–22, 2005.
- MURAI, Y.; KAWASE, Y. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding and induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 28, n. 4, p. 858–863, Jul./Aug. 1992.

NELSON, R. H.; KRAUSE, P. C. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple windings sets. *IEEE Trans. on Power App. and Syst.*, v. 93, n. 3, p. 841–848, May 1974.

OGASAWARA, S.; AKAGI, H. Modelling and damping of high-frequency leakage currents in pwm inverter-fed ac motor drive systems. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 32, n. 5, p. 1105–1114, Sept./Oct. 1996.

OGASAWARA, S.; AYANO, H.; AKAGI, H. An active circuit for cancellation common-mode voltage generated by a pwm inverter. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 13, n. 5, p. 835–841, Sept. 1998.

OJO, O.; KSHIRSAGAR, P. Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverter. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 19, n. 1, p. 46–53, Jan. 2004.

ORITI, G.; JULIAN, A.; LIPO, T. An inverter/motor drive with common mode voltage elimination. In: *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.*, 1997. v. 1, p. 587–592.

ORITI, G.; JULIAN, A.; LIPO, T. A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction. In: *Conf. Rec. IEEE PESC.* 1997. v. 2, p. 1541–1546.

PANT, V.; SINGH, G. K.; SINGH, S. N. Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition. In: *Conf. Rec. IEEE PEDS.* . 1999. v. 11, p. 92–97.

PAPER, W. *Motors and Drives for Cleanroom Applications.* [S.l.], 1999.

PARSA, L.; GOODARZI, A.; TOLIYAT, H. A. Five-phase interior permanent magnet motor for hybrid electric vehicle application. In: *Conf. Rec. VPPC.* 2005. p. 631 – 637.

PARSA, L.; GOODARZI, A.; TOLIYAT, H. A. Optimum fault tolerant control of multi phase pm machine for open circuit and short circuit faults. In: *Conf. Rec. IEEE APEC.* 2007.

PARSA, L.; TOLIYAT, H. A. Fault tolerant five phase permanent-magnet motor drives. In: *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.* 2004. v. 2, p. 1048–1054.

- PARSA, L.; TOLIYAT, H. A. Five-phase permanent-magnet motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 41, n. 1, p. 30–37, Jan./Feb. 2005.
- PARSA, L.; TOLIYAT, H. A. Five phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications. *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, p. 371–378, July 2005.
- PAVITHRAN, K. N.; PARIMELALAGAN, R.; KRISHNAMURTHY, M. R. Studies on inverter-fed 5-phase induction motor drive. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 3, n. 2, p. 224–235, April 1988.
- PEUGET, R.; COURTINE, S.; ROGNON, J. P. Fault detection and isolation on a pwm inverter by knowledge-based model. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 34, n. 6, p. 1318–1326, Nov./Dec. 1998.
- RAFESTHAIN, T.; FEUILLET, R.; PERRET, R. Double-star synchronous machine modelisation. *Conf. Rec. PEMC90*, p. 686–689, Oct. 1990.
- RENDUSARA, D.; ENJETI, P. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential dv/dt at the motor terminals in pwm drive systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 13, n. 6, p. 1135–1143, Nov. 1998.
- RIBEIRO, R.; JACOBINA, C.; SILVA, E. da; LIMA, A. Fault detection in voltage-fed pwm motor drive systems. In: *Conf. Rec. IEEE PESC.*, 2000. v. 1, p. 242–247.
- RIBEIRO, R. L. A.; JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C. da; LIMA, A. M. N. Fault-tolerant voltage-fed pwm inverter ac motor drive systems. *IEEE Trans. Ind. Applic.*, v. 51, n. 2, p. 439–446, April 2004.
- SINGH, G. K. Multi-phase induction machine drive research-a survey. *Electric Power Systems Research*, v. 62, p. 139–147, December 2002.
- SMITH, K. S.; RAN, L.; PENMAN, J. Real-time detection of intermittent misfiring in a voltage-fed pwm inverter induction-motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 44, n. 4, p. 468–476, Aug. 1997.

SMITH, S. Developments in power electronics, machines and drives. *IEE Power Eng. Journal*, n. 1, p. 13–17, 2002.

SPEE, R.; WALLACE, A. K. Remedial strategies for brushless dc drive failures. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 26, n. 2, p. 259–266, Mar./Apr. 1990.

TERRIEN, F.; BENKHORIS, M. F. Analysis of double star motor drives for electrical propulsion. In: *IEE Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*. 1999. p. 90–94.

THOERSEN, O. V.; DALVA, M. A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry. *Conf. Rec. EPE*, p. 1033–1038, 1995.

TOLIYAT, H. A.; LIPO, T. A.; WHITE, J. C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 6, n. 4, p. 679–683, December 1991.

TOLIYAT, H. A.; LIPO, T. A.; WHITE, J. C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 2. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 6, n. 4, p. 684–692, December 1991.

TOLIYAT, H. A.; WAIKAR, S. P.; LIPO, T. A. Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap mmf. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 34, n. 2, p. 332–339, Mar./Apr. 1998.

TOLIYAT, H. A.; XU, L.; LIPO, T. A. A five-phase reluctance motor with high specific torque. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 28, n. 3, p. 659–667, May/June 1992.

WARD, E. E.; HÄRER, H. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. *IEE Proceedings*, v. 116, n. 6, p. 980–984, June 1969.

WELCHKO, B. A.; LIPO, T. A.; JANHS, T. M.; SCHULZ, S. E. Fault tolerant three-phase ac motor drive topologies; a compararion of features, cost, and limitations. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 19, n. 4, p. 1108–1116, July 2004.

WHITE, D. C.; WOODSON, H. H. *Electromechanical Energy Conversion*. New York: John Wiley & Sons, 1959.

WILLIAMSON, S.; SMITH, S. Pulsating torque and losses in multiphase induction machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 39, n. 4, p. 986–993, 2003.

XIANG, Y. A novel active common-mode-voltage compensator (accom) for bearing current reduction of pwm vsi-fed induction motors. In: *Conf. Rec. IEEE APEC*. 1998. v. 2, p. 1003–1009.

XU, H.; TOLIYAT, H. A.; PETERSEN, L. J. Resilient current control of five-phase induction motor under asymmetrical fault conditions. In: *Conf. Rec. IEEE APEC*. 2002. v. 1, p. 64–71.

YE, L.; XU, L. Analysis of a novel winding structure minimizing harmonic current and torque ripple for dual six-step converter-fed high power ac machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 31, n. 1, p. 84–90, Jan./Feb. 1995.

ZHAO, Y.; LIPO, T. A. Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 31, n. 5, p. 1100–1109, May 1995.

ZHAO, Y.; LIPO, T. A. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. *IEEE Trans. on Energy Conversion.*, v. 11, n. 3, p. 570–577, Sept. 1996.