
Sistemas de Acionamento Estático Usando Máquinas de Indução Polifásicas

Isaac Soares de Freitas

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Talvanes Meneses Oliveira, Dsc.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Isaac Soares de Freitas, Março de 2005

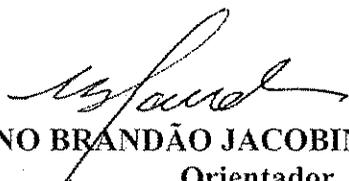


F866s	<p>Freitas, Isaac Soares de. Sistemas de acionamento estático usando máquinas de indução polifásicas / Isaac Soares de Freitas. - Campina Grande, 2005. 108 f.</p> <p>Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Ciências e Tecnologia, 2005. "Orientação : Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Talvanes Meneses Oliveira". Referências.</p> <p>1. Motores de Indução. 2. Acionamentos Elétricos. 3. Eletrônica de Potência. 4. Conversores Estáticos. 5. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Oliveira, Talvanes Meneses. III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB). IV. Título</p> <p style="text-align: right;">CDU 621.313.333(043)</p>
-------	--

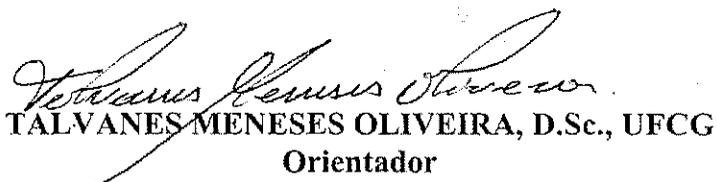
**SISTEMAS DE ACIONAMENTO ESTÁTICO USANDO MÁQUINAS DE INDUÇÃO
POLIFÁSICAS**

ISAAC SOARES DE FREITAS

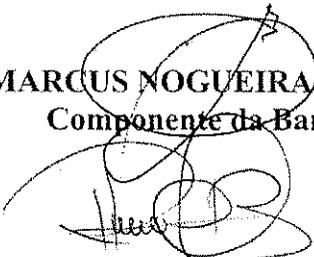
Dissertação Aprovada em 03.03.2005



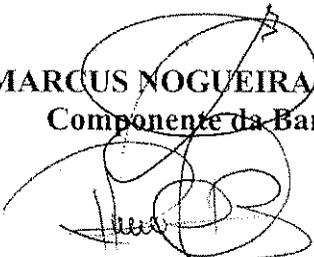
CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr. Ing., UFCG
Orientador



TALVANES MENESES OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Orientador



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



RICARDO LÚCIO DE ARAUJO RIBEIRO, D.Sc., UFRN
Componente da Banca



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

CAMPINA GRANDE - PB
Março - 2005

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, José de Freitas Oliveira (in memoriam) e Maria Soares de Freitas, pelo esforço desmedido que sempre desprenderam para minha educação e pelo exemplo que sempre foram de caráter, moral e honestidade. A todos meus irmãos, em especial a Joana e Andreino de Freitas que de forma direta são responsáveis pela minha formação. A minha tia Antônia Braz, sem a qual nada disto estaria sendo possível. A todos meus sobrinhos, com os quais sempre pude contar incondicionalmente, em especial a Luciano, Dulcineide, Marta, Hosana e Lúcia. A minha cunhada Inês que me guiou nos primeiros passos do conhecimento e a Neli. Ainda dedico de forma especial a minha irmã Izaira pelo apoio e Incentivo.

Agradecimentos

Agradeço ao professor Cursino Brandão Jacobina não apenas pela orientação concedida, como também pelo apoio e confiança que só um amigo concederia, sendo esta relação de amizade de fundamental importância no desenvolvimento deste trabalho. Ao professor Talvanes Menezes de Oliveira pela motivação e orientação no desenvolvimento dos trabalhos e pela amizade e companherismo sempre presentes na nossa relação. Ao professor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa que sempre esteve disponível durante o desenvolvimento dos trabalhos. Ao professor Edison Roberto Cabral da Silva e Antonio Marcus Nogueira Lima pela colaboração e compreensão.

Aos amigos do LEIAM que tornam o ambiente de trabalho tão agradável, sem os quais a jornada certamente seria mais árdua e espinhosa. Acho que seria minha obrigação falar um pouco de cada um como sendo a forma mínima de agradecer tamanho companheirismo de todos e grande amizade de alguns, entretanto como forma de evitar certas injustiças que seriam inevitáveis por ser impossível expressar tudo que sinto com relação a cada um deles apenas citarei de forma especial os meus amigos: Euzeli, Rafael, Alberto, Clayton, Eisenhower, Antônio, Osglay, Welflen, Patrickson, Wellington, Reginaldo, Eduardo, Alexandre e Aluizio.

Aos técnicos do Laboratório: Fabrício e Elaine, pelo auxílio importante no desenvolvimento dos trabalhos.

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

Resumo

Sistemas de acionamento de máquinas elétricas de corrente alternada com mais de três fases vêm sendo bastante explorados na literatura técnica. Devido as fases extras, tais sistemas apresentam maior grau de liberdade quando comparados com o sistema trifásico, o que os tornam mais flexíveis em suas funcionalidades. Isto se reflete nas estratégias de modulação (maior número de estados de chaveamento); tolerância à falta; estimação de parâmetros; etc. Os sistemas com quatro e cinco fases são estudados neste trabalho sob diversos aspectos. Com a máquina de cinco fases são desenvolvidos estudos sobre estratégias de modulação *PWM* usando uma abordagem por vetores espaciais; estruturas tolerantes a falta onde uma e duas fases ou braços do inversor são perdidos por completo, com apresentação de estratégias de controle de corrente e de tensão; e estruturas com número reduzido de componentes. Para a máquina de quatro fases são desenvolvidos alguns estudos com estruturas que apresentam número de componentes reduzidos.

Os sistemas propostos para as máquinas de quatro e cinco fases com número reduzido de componentes são estruturas de conversão *CA/CA* que dispensam a presença dos indutores de filtro enquanto o conversor atua como retificador controlado e inversor simultaneamente.

Resultados experimentais e de simulação digital são apresentados para todos os estudos validando os sistemas propostos.

Abstract

Drive systems for alternating current (*AC*) electrical machines with more than three phases is being more explored in the technical literature. Due to the increased number of phases such systems presents a higher degree of freedom when compared with a three-phase system. This characteristic turns them a more flexible structures. This can be seen in the modulation strategies (more number of states of switching), tolerance to faults, estimation of parameters, etc. In this work four-phase and five-phase systems are studied under several aspects. Studies with five-phase machine were carried out, especially PWM strategies using the spatial vector approach; fault tolerance topologies, in which one or two phases or legs of the converter were lost or damaged, beyond that topologies with reduced components were presented. For the four-phase machine are performed some studies about structures with reduced number of components.

The proposed systems for four- and five-phase machines with reduced number of components are *AC – AC* converters that operate without boost inductors filters.

Computational simulation and experimental results are presented validating the proposed systems.

Conteúdo

1	Introdução Geral	1
1.1	Conceitos Gerais	1
1.2	Revisão Bibliográfica	3
1.2.1	Estratégias de modulação	3
1.2.2	Tolerância a falha	3
1.2.3	Redução de Componentes	4
1.3	Contribuições do Trabalho	4
1.4	Sinopse dos Capítulos	5
2	Máquinas de Corrente Alternada	6
2.1	Introdução	6
2.2	Máquina de Cinco Fases	6
2.2.1	Expressões para os fluxos, tensões, conjugado e potência	7
2.2.2	Representação $dqxyo$ da máquina de cinco fases	11
2.2.3	Representação bifásica da máquina	16
2.2.4	Representação Complexa ou Vetorial	17
2.2.5	Representação vetorial complexa mínima	18
2.3	Máquina de Quatro Fases	20
2.4	Representação em Variáveis de Estado	21
2.4.1	Equações nas variáveis dq	21
2.4.2	Equações das variáveis xyo - Máquina de cinco fases	23
2.4.3	Equações nas variáveis ho - Máquina de quatro fases	23
2.5	Equação Mecânica da Máquina	24
2.6	Conclusão	24
3	Estratégias de Modulação PWM para a Máquina de Cinco Fases	25
3.1	Introdução	25
3.2	Modelo da Máquina	26

3.3	Modelo do Conversor	27
3.3.1	Índice de modulação em amplitude	28
3.4	Controle <i>PWM</i> Baseado em Vetores Espaciais	29
3.4.1	Método natural do mínimo chaveamento (método <i>I</i>)	32
3.4.2	Método da pequena amplitude (método <i>II</i>)	33
3.4.3	Método da máxima amplitude (método <i>III</i>)	35
3.5	Controle <i>PWM</i> Baseado nas Tensões de Fase	37
3.6	Resultados de Simulação	39
3.6.1	Método natural do mínimo chaveamento	40
3.6.2	Método da pequena amplitude	40
3.6.3	Método da máxima amplitude	41
3.7	Resultados Experimentais	41
3.8	Conclusão	44
4	Sistemas Tolerantes a Falta Usando a Máquina de Cinco Fases	46
4.1	Introdução	46
4.2	Controle de Tensão	47
4.2.1	Uma fase aberta (Caso <i>I</i>)	48
4.2.2	Duas fases abertas (Caso <i>II</i>)	51
4.3	Controle de Corrente	58
4.3.1	Uma fase aberta (Caso <i>I</i>)	58
4.3.2	Duas fases abertas (Caso <i>II</i>)	60
4.3.3	Análises de regime permanente	62
4.4	Resultados Experimentais e de Simulação	66
4.4.1	Controle de tensão	66
4.4.2	Controle de corrente	68
4.5	Conclusão	69
5	Sistemas de Acionamento sem Indutância de Filtro	74
5.1	Introdução	74
5.2	Modelo Dinâmico da Máquina	76
5.3	Configurações com a Máquina de Cinco Fases	77
5.3.1	Modelo dos sistemas de conversão	77
5.3.2	Estratégia de controle	80
5.3.3	Controle <i>PWM</i>	82
5.4	Configurações com a Máquina de Quatro Fases	83
5.4.1	Modelo dos sistemas de conversão	83

123456789101112131415161718192021222324252627282930313233343536373839404142434445464748495051525354555657585960616263646566676869707172737475767778798081828384858687888990919293949596979899100

CONTEÚDO

ix

5.4.2	Estratégias de controle	86
5.4.3	Controle <i>PWM</i>	87
5.5	Resultados de Simulação e Experimentais	89
5.5.1	Configurações com a máquina de cinco fases	89
5.5.2	Configurações com a máquina de quatro fases	89
5.6	Conclusão	97
6	Conclusões Gerais	100
6.1	Sugestões para Trabalhos Futuros	101

Simbologia

A_{s4} : Matriz de transformação estatórica da máquina de quatro fases no referencial do estator

A_{s5} Matriz de transformação estatórica para a máquina de cinco fases (\vec{P}_{s5}), no referencial estatórico

CA : Corrente Alternada

CC : Corrente Contínua

c_e : Conjugado eletromagnético

c_m : Conjugado mecânico de carga

c_2, s_2 : $\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)$

c_4, s_4 : $\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)$

c_6, s_6 : $\cos\left(\frac{6\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right)$

c_8, s_8 : $\cos\left(\frac{8\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right)$

c_{12}, s_{12} : $\cos\left(\frac{12\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right)$

c_{16}, s_{16} : $\cos\left(\frac{16\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right)$

e : Referencial do campo girante

E_d : Tensão do barramento CC

e_{g1}, i_{g1} : Tensão e corrente da fonte trifásica de entrada, respectivamente

e_{g2}, i_{g2} : Tensão e corrente da fonte trifásica de entrada, respectivamente

e_{g3}, i_{g3} : Tensão e corrente da fonte trifásica de entrada, respectivamente

g : Referencial genérico

\bar{i} : Vetor das correntes da máquina

I_{dq} Amplitude das correntes dq durante o regime permanente senoidal

i_r^{gg-} : Vetor dos vetores complexos de correntes dq rotóricas

i_{rd}^g, i_{rq}^g : Correntes dq do rotor em um referencial genérico

i_{rdq}^g : Vetor apenas com as correntes rotóricas dq

i_{rdq}^s : Vetor complexo de corrente dq rotórica no referencial estático

\bar{i}_{rdqxyo}^g : Vetor das correntes $dqxyo$ do rotor em um referencial genérico

i_{rh} : Corrente h do rotor (máquina de quatro fases)

i_{ro} : Corrente o do rotor

i_{rho} : Vetor complexo das correntes ho do rotor (máquina de quatro fases)

i_{rx}, i_{ry} : Correntes xy do rotor (máquina de cinco fases)

i_{rxy} : Vetor complexo das correntes xy do rotor (máquina de cinco fases)

i_{rxy} : Vetor apenas com as correntes xy rotóricas (máquina de cinco fases)

i_{r1}^r, i_{r2}^r : Correntes de fase do rotor

i_{r3}^r, i_{r4}^r : Correntes de fase do rotor

i_{r5}^r : Correntes de fase do rotor

\bar{i}_{r12345}^r : Vetor das correntes de fase do rotor

I_s Amplitude das correntes de fase durante o regime permanente senoidal balanceado da máquina de cinco fases

i_s^{gg-} : Vetor dos vetores complexos de correntes dq estáticas

i_s^{g*} : Complexo conjugado do vetor de vetores complexos i_s^g

i_{sd}^g, i_{sq}^g : Correntes dq do estator em um referencial genérico

i_{sdq}^g : Vetor apenas com as correntes estáticas dq

i_{sdq}^s : Vetor complexo de corrente dq estática no referencial estático

i_{sdq1} : Componente das correntes dq na fase 1 da máquina

i_{sdq2} : Componente das correntes dq na fase 2 da máquina

i_{sdq3} : Componente das correntes dq na fase 3 da máquina

i_{sdq4} : Componente das correntes dq na fase 4 da máquina

i_{sdq5} : Componente das correntes dq na fase 5 da máquina

\vec{i}_{sdqxyo}^g : Vetor das correntes $dqxyo$ do estator em um referencial genérico

i_{sh} : Corrente h do estator (máquina de quatro fases)

i_{so} : Corrente o do estator

i_{sho} : Vetor complexo das correntes ho do estator (máquina de quatro fases)

i_{sx}, i_{sy} : Correntes xy do estator (máquina de cinco fases)

i_{sxy} : Vetor apenas com as correntes xy estáticas (máquina de cinco fases)

i_{sxy} : Vetor complexo das correntes xy do estator (máquina de cinco fases)

i_{sxy1} : Componente das correntes xy na fase 1 da máquina

i_{sxy2} : Componente das correntes xy na fase 2 da máquina

i_{sxy3} : Componente das correntes xy na fase 3 da máquina

i_{sxy4} : Componente das correntes xy na fase 4 da máquina

i_{sxy5} : Componente das correntes xy na fase 5 da máquina

i_{s1}^s, i_{s2}^s : Correntes de fase do estator

i_{s3}^s, i_{s4}^s : Correntes de fase do estator

i_{s5}^s : Correntes de fase do estator

\vec{i}_{s12345}^s : Vetor das correntes de fase do estator

I_{s1}, I_{s2}, I_{s3} Amplitudes das correntes de fase

I_{s4}, I_{s5} Amplitudes das correntes de fase

j : $\sqrt{-1}$

J_m : Momento de inércia da máquina

$$k : \sqrt{\frac{2}{5}}$$

$$K : 2k \cos\left(\frac{\pi}{10}\right)$$

K_m : Coeficiente de atrito da máquina

\bar{L} : Matriz indutância da máquina

l_{ls} : Indutância própria das bobinas xy estáticas (indutâncias de dispersão da máquina de cinco fases)

l_{lso} : Indutância própria da bobina o estática (indutância de dispersão da máquina de cinco fases)

l_{lr} : Indutância própria das bobinas xy rotóricas (indutâncias de dispersão da máquina de cinco fases)

l_{lro} : Indutância própria da bobina o rotórica (indutância de dispersão da máquina de cinco fases)

L_r : Indutância própria das bobinas de fase do rotor

l_r : Indutância própria das bobinas rotóricas dq

\bar{L}_{rr} : Matriz das indutâncias de fase do rotor

$\bar{L}_{rddqxyo}$: Matriz de indutâncias próprias $dqxyo$ do rotor

\bar{L}_{rs} : Matriz das indutâncias mútuas das bobinas de fase do rotor com as do estator

$\bar{L}_{rddqxyo}$: Matriz de indutâncias mútuas do rotor com estator $dqxyo$

m_a : Índice de modulação

M_{r1} : Indutância mútua entre duas bobinas de fase do rotor separadas por 72°

M_{r2} : Indutância mútua entre duas bobinas de fase do rotor separadas por 144°

l_s : Indutância própria das bobinas dq estáticas

L_s : Indutância própria das bobinas de fase do estator

l_{sr} : Indutância mútua entre as bobinas estáticas e rotóricas dq

\bar{L}_{sr} : Matriz das indutâncias mútuas das bobinas de fase do estator com as do rotor

$\bar{L}_{srdqxyo}$: Matriz de indutâncias mútuas do estator com rotor $dqxyo$

\bar{L}_{ss} : Matriz das indutâncias de fase do estator

$\bar{L}_{ssdqxyo}$: Matriz de indutâncias próprias $dqxyo$ do estator

M_{s1} : Indutância mútua entre duas bobinas de fase do estator separadas por 72°

M_{s2} : Indutância mútua entre duas bobinas de fase do estator separadas por 144°

M_{sr} : Indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor quando o ângulo elétrico entre elas é zero

p : Número de pares de pólo

p_{dqxyo} : Potência instantânea da máquina $dqxyo$

\bar{P}_{s4} : Matriz de transformação das variáveis estatóricas da máquina tetrafásica em um referencial genérico

\bar{P}_{s5} : Matriz de transformação das variáveis estatóricas da máquina pentafásica em um referencial genérico

\bar{P}_{r4} : Matriz de transformação das variáveis rotóricas da máquina tetrafásica em um referencial genérico

\bar{P}_{r5} : Matriz de das variáveis rotóricas da máquina pentafásica em um referencial genérico

p_{12345} : Potência instantânea da máquina

q_1, q_2 : Estado das chaves do conversor

q_3, q_4 : Estado das chaves do conversor

q_5 : Estado das chaves do conversor

\bar{q}_1, \bar{q}_2 : Estado complementar das chaves do conversor

\bar{q}_3, \bar{q}_4 : Estado complementar das chaves do conversor

\bar{q}_5 : Estado complementar das chaves do conversor

\bar{R} : Matriz das resistências da máquina (do estator e do rotor)

r_s : Resistência das bobinas de fase do estator

r_r : Resistência das bobinas de fase do rotor

r_2, r_3, r_4 e r_5 : Bobinas do rotor

\bar{S} : Matriz de transformação complexa

s_2, s_3, s_4 e s_5 : Bobinas do estator

t_o : Intervalo total de roda livre (vetores nulos)

t_{oi} : Intervalo de roda livre (vetor nulo) no início do período de amostragem

t_{of} : Intervalo de roda livre (vetor nulo) no final do período de amostragem

\bar{v} : Vetor das tensões de fase da máquina (do estator e do rotor)

v_c : Tensão do banco de capacitores

v_{g0} : Tensão entre o neutro da fonte trifásica de entrada e o centro do banco de capacitores

v_{j0} : Tensão de pólo do braço j

v_{j0}^* : Tensão de pólo de referência

V_i : Amplitude dos vetores pequenos gerados pelo conversor pentafásico com a máquina sob alimentação simétrica

V_L : Amplitude dos vetores grandes gerados pelo conversor pentafásico com a máquina sob alimentação simétrica

V_m : Amplitude dos vetores médios gerados pelo conversor pentafásico com a máquina sob alimentação simétrica

v_{n0} : Tensão entre o neutro da máquina e o ponto central dos capacitores

v_{n0}^* : Tensão entre o neutro e o ponto '0' de referência

v_r^{gg-} : Vetor dos vetores complexos de tensões dq rotóricas em um referencial genérico

\mathbf{v}_r^g : Vetor complexo (sequência positiva) de tensão dq rotórica em um referencial genérico

\mathbf{v}_r^{g-} : Vetor complexo (sequência negativa) de tensão dq rotórica em um referencial genérico

- v_{rd}^g, v_{rq}^g : Tensões rotóricas dq em um referencial genérico
- v_{rdq}^g : Vetor apenas com as tensões rotóricas dq num referencial genérico
- \mathbf{v}_{rdq}^s : Vetor complexo de tensão dq rotórica no referencial estatórico
- \bar{v}_{rdqxyo}^g : Vetor das tensões $dqxyo$ rotóricas (máquina de cinco fases)
- v_{rh} : Tensão rotórica h (máquina de quatro fases)
- v_{ro} : Tensão rotórica o
- \mathbf{v}_{rho} : Vetor complexo das tensões ho do rotor (máquina de quatro fases)
- v_{rx}, v_{ry} : Tensões rotóricas xy (máquina de cinco fases)
- v_{rxy} : Vetor apenas com as tensões xy rotóricas (máquina de cinco fases)
- \mathbf{v}_{rxy} : Vetor complexo das tensões xy do rotor (máquina de cinco fases)
- v_{r1}^r, v_{r2}^r : Tensões de fase do rotor
- v_{r3}^r, v_{r4}^r : Tensões de fase do rotor
- v_{r5}^r : Tensões de fase do rotor
- \bar{v}_{r12345}^r : Vetor das tensões de fase do rotor
- V_s : Amplitude das tensões de fase
- \mathbf{v}_s^g : Vetor complexo (sequência positiva) de tensão dq estatórica em um referencial genérico
- \mathbf{v}_s^{g-} : Vetor complexo (sequência negativa) de tensão dq estatórica em um referencial genérico
- v_s^{gg-} : Vetor dos vetores complexos de tensões dq estatóricas em um referencial genérico
- v_{sd}^g, v_{sq}^g : Tensões estatóricas dq em um referencial genérico
- v_{sd}^{s*}, v_{sq}^{s*} : Tensões dq estatóricas de referência
- v_{sdq}^g : Vetor apenas com as tensões estatóricas dq
- \mathbf{v}_{sdq}^s : Vetor complexo de tensão dq estatórica no referencial estatórico
- \mathbf{v}_{sdq}^{s*} : Vetor complexo estatórico dq de referência

\vec{v}_{sdqxyo}^g : Vetor das tensões $dqxyo$ estatóricas (máquina de cinco fases)

v_{sh} : Tensão estatórica h (máquina de quatro fases)

V_{sjj+1} : Amplitude das tensões entre fases separadas por 72° elétricos

V_{sjj+2} : Amplitude das tensões entre fases separadas por 144° elétricos

v_{so} : Tensão estatórica o (máquina de cinco e quatro fases)

\mathbf{v}_{sho} : Vetor complexo das tensões ho do estator (máquina de quatro fases)

v_{sx}, v_{sy} : Tensões estatóricas xy (máquina de cinco fases)

v_{sx}^*, v_{sy}^* : Tensões xy estatóricas de referência

v_{sxy} : Vetor apenas com as tensões xy estatóricas (máquina de cinco fases)

\mathbf{v}_{sxy} : Vetor complexo das tensões xy do estator (máquina de cinco fases)

\mathbf{v}_{sxy}^* : Vetor complexo estatórico xy de referência (máquina de cinco fases)

v_{s1}^s, v_{s2}^s : Tensões de fase do estator

v_{s3}^s, v_{s4}^s : Tensões de fase do estator

v_{s5}^s : Tensões de fase do estator

\vec{v}_{s12345}^s : Vetor das tensões de fase do estator

$V_0 - V_{31}$: Vetores de tensão V_0 a V_{31} gerados pelo inversor pentafásico (32 estados de chaveamento com a máquina de cinco fases sob alimentação simétrica)

$WTHD(h)$: Distorção harmônica total ponderada considerando até o harmônico de ordem h

\mathbf{X} : Variável de estado

$\dot{\mathbf{X}}$: $\frac{d}{dt}\mathbf{X}$

x^g : Vetor complexo dq estatórico ou rotórico que gira no sentido positivo (anti-horário)

x^{-g} : Vetor complexo dq estatórico ou rotórico que gira no sentido negativo (horário)

x^{gg-} : Vetor dos vetores complexos dq quaisquer (correntes, tensões ou fluxos) estatórico ou rotórico

- x_{dq}^g : Vetor dq qualquer
- x_{rdqho}^g : Vetor das variáveis $dqho$ rotóricas quaisquer (máquina de quatro fases)
- x_{r1234} : Vetor das variáveis de fase rotóricas quaisquer (máquina de quatro fases)
- x_{r12345}^r : Vetor das variáveis de fase do rotor (correntes, tensões ou fluxos) no referencial do rotor
- x_{sdqho}^g : Vetor das variáveis $dqho$ estatóricas quaisquer (máquina de quatro fases)
- \bar{x}_{sdqxyo}^g : Vetor das variáveis do estator da máquina $dqxyo$ em um referencial qualquer (genérico)
- x_{s1234} : Vetor das variáveis de fase estatóricas quaisquer (máquina de quatro fases)
- x_{s12345}^s : Vetor das variáveis de fase do estator (correntes, tensões ou fluxos) no referencial do estator
- δ_g : Posição elétrica do eixo- d em relação a fase s_1
- $\bar{\lambda}$: Vetor dos fluxos de fase da máquina (do estator e do rotor)
- λ_r^{gg-} : Vetor dos vetores complexos de fluxos dq rotóricos
- $\lambda_{rd}^g, \lambda_{rq}^g$: Fluxos dq do rotor
- λ_{rdq}^g : Vetor apenas com os fluxos rotóricos dq
- λ_{rdq}^s : Vetor complexo de fluxo dq rotórico no referencial estatórico
- $\bar{\lambda}_{rdqxyo}^g$: Vetor dos fluxos $dqxyo$ do rotor (máquina de cinco fases)
- λ_{rh} : Fluxo h do rotor (máquina de quatro fases)
- λ_{ro} : Fluxo o do rotor
- $\lambda_{rx}, \lambda_{ry}$: Fluxos xy do rotor (máquina de cinco fases)
- $\lambda_{r1}^r, \lambda_{r2}^r$: Fluxos de fase do rotor
- $\lambda_{r3}^r, \lambda_{r4}^r$: Fluxos de fase do rotor
- λ_{r5}^r : Fluxos de fase do rotor
- $\bar{\lambda}_{r12345}^r$: Vetor dos fluxos de fase do rotor

$\lambda_s^{gg^-}$: Vetor dos vetores complexos de fluxos dq estáticos

$\lambda_{sd}^g, \lambda_{sq}^g$: Fluxos dq do estator em um referencial genérico

λ_{sdq}^g : Vetor apenas com os fluxos estáticos dq

λ_{sdq}^s : Vetor complexo de fluxo dq estático no referencial estático

$\bar{\lambda}_{sdqxyo}^g$: Vetor de fluxos $dqxyo$ do estator (máquina de cinco fases)

λ_{sh} : Fluxo h do estator

λ_{so} : Fluxo o do estator

$\lambda_{sx}, \lambda_{sy}$: Fluxos xy do estator (máquina de cinco fases)

$\lambda_{s1}^s, \lambda_{s2}^s$: Fluxos de fase do estator

$\lambda_{s3}^s, \lambda_{s4}^s$: Fluxos de fase do estator

λ_{s5}^s : Fluxos de fase do estator

$\bar{\lambda}_{s12345}^s$: Vetor dos fluxos de fase do estator

μ : Fator de distribuição da roda livre (aplicação dos vetores nulos)

τ : Período de amostragem para a modulação *PWM*

τ_j : Intervalo de condução da chave j

ω_g : Velocidade dos eixos dq

ω_m : Velocidade mecânica do rotor

ω_r : Velocidade elétrica do rotor

ω_{rs} : Escorregamento da máquina

θ_m : Posição mecânica do rotor

θ_r : Posição elétrica do rotor

Lista de Tabelas

3.1	Seleção dos vetores do método <i>I</i>	33
3.2	Seleção dos vetores do método <i>II</i>	35
3.3	Seleção dos vetores do método <i>III</i>	38
3.4	Seleção do intervalo de condução para cada chave de potência	40

Lista de Figuras

2.1	Máquina Pentafásica simétrica	7
2.2	Convencões adotadas	8
2.3	Máquina de cinco fases $dqxyo$	12
2.4	Representação vetorial das variáveis $gg-$	19
3.1	Sistema de acionamento usando motor de indução de cinco fases	26
3.2	Diagrama fasorial das tensões de um sistema de cinco fases balanceado	28
3.3	Vetores realizáveis pelo inversor: (a) vetores dq (b) vetores xy	29
3.4	Vetores grandes e pequenos do setor I : (a) vetores dq (b) vetores xy	32
3.5	Vetores usado pelo método I dentro do setor I : (a) vetores dq (b) vetores xy	34
3.6	Sequência de comutação das chaves de potência para o setor I para as diferentes estratégias de modulação. a) Método I b) Método II c) Método III	34
3.7	Vetores usado pelo método II dentro do setor I : (a) vetores dq (b) vetores xy	36
3.8	Vetores usado pelo método III dentro do setor I : (a) vetores dq (b) vetores xy	37
3.9	Localização das referências senoidais dentro dos setores definidos pelo plano vetorial	38
3.10	Distribuição dos intervalos de condução (τ_{MAX} , τ_{MED} e τ_{MIN}) para cada chave de potência quando as tensões de referência encontram-se no setor I	39
3.11	$WTHD$ das tensões da máquina obtidas com o método I a) tensões dq e b) tensões de fase	41
3.12	$WTHD$ das tensões da máquina obtidas com o método II a) tensões dq e b) tensões de fase	42
3.13	Espectro da tensão de fase na modulação de máxima amplitude com $m_a = 1,17$ e uma tensão no barramento de 500 volts	42

3.14	Correntes dq experimentais utilizando modulação natural do mínimo chaveamento	43
3.15	Tensões experimentais v_{sd} e v_{sq} utilizando o método III com 90% de sua capacidade máxima de tensão	43
3.16	Tensão experimental v_{s1} da máquina com o método III	44
3.17	Espectro experimental da tensão de fase da máquina com o método III	44
4.1	Sistemas de acionamento de cinco fases com a) a fase 1 aberta; b) as fases-1 e 2 abertas c) as fases-1 e 3	47
4.2	Diagrama de controle de tensão para a máquina de cinco fases com a fase 1 aberta	50
4.3	Planos vetoriais para uma fase aberta $d'q'$ (a) e $x'y'$ (b)	52
4.4	Diagrama de controle de tensão para a máquina de cinco fases com as fases 1 e 2 abertas	53
4.5	Planos vetoriais para as fases-1 e 2 abertas $d'q'$ (a) e $x'y'$ (b)	55
4.6	Diagrama de controle de tensão para a máquina de cinco fases com as fases 1 e 3 abertas	56
4.7	Planos vetoriais para as fases-1 e 3 abertas $d'q'$ (a) e $x'y'$ (b)	58
4.8	Diagrama de controle, baseado nas correntes dq , para a máquina de cinco fases com a fase 1 aberta	60
4.9	Diagrama de controle, baseado nas correntes de fase, para a máquina de cinco fases com a fase 1 aberta	60
4.10	Diagrama de controle, baseado nas correntes dq , para a máquina de cinco fases com duas fases abertas	61
4.11	Diagrama de controle, baseado nas correntes de fase, para a máquina de cinco fases com duas fases abertas	62
4.12	Diagrama fasorial das correntes de fase com alimentação simétrica durante a operação pré-falta	63
4.13	Diagrama fasorial das correntes de fase com uma fase aberta e $i_{sy} = 0$	63
4.14	Diagrama fasorial das correntes de fase com uma fase aberta e $i_{sy} = (2 - \sqrt{5}) i_{sq}^s$	64
4.15	Diagrama fasorial das correntes de fase durante o regime permanente senoidal com as fases 1 e 2 abertas	65
4.16	Diagrama fasorial das correntes de fase durante o regime permanente senoidal com as fases 1 e 3 abertas	66
4.17	Diagramas de Bode do filtro utilizado: (a) Ganho (b) Fase	67

4.18	Correntes da máquina obtidas via simulação durante o regime permanente com uma fase aberta e o controle de tensão a) correntes dq b) correntes de fase	68
4.19	Correntes dq e de fase obtidas via simulação para uma fase aberta com o controle de tensão mostrando a operação pré e pós-falta antes e depois de atuar o controle	69
4.20	Correntes da máquina obtidas via simulação durante o regime permanente com as fases 1 e 2 abertas e o controle de tensão a) correntes dq b) correntes de fase	70
4.21	Correntes dq e de fase obtidas via simulação para as fase 1 e 2 abertas com o controle de tensão mostrando a operação pré e pós-falta antes e depois de atuar o controle	70
4.22	Correntes da máquina obtidas via simulação durante o regime permanente com as fases 1 e 3 abertas e o controle de tensão a) correntes dq b) correntes de fase	71
4.23	Correntes dq e de fase obtidas via simulação para as fase 1 e 3 abertas com o controle de tensão mostrando a operação pré e pós-falta antes e depois de atuar o controle	71
4.24	Correntes da máquina durante o regime permanente obtidas experimentalmente com uma fase aberta e o controle de corrente com $i_{sy} = 0$ a) correntes dq b) correntes de fase	72
4.25	Correntes da máquina durante o regime permanente com uma fase aberta obtidas experimentalmente e o controle de corrente e $i_{sy} = (2 - \sqrt{5}) i_{sq}$ a) correntes dq b) correntes de fase	72
4.26	Correntes da máquina, obtidas experimentalmente, durante o regime permanente com as fases 1 e 2 abertas e o controle de corrente a) correntes dq b) correntes de fase	73
4.27	Correntes da máquina, obtidas experimentalmente, durante o regime permanente com as fases 1 e 3 abertas e o controle de corrente a) correntes dq b) correntes de fase	73
5.1	Sistemas de conversão CA/CA sem indutor de filtro usando a máquina de cinco fases: (a) topologia com cinco braços, (b) topologia com quatro braços	75
5.2	Sistemas de conversão CA/CA sem indutor de filtro usando a máquina de quatro fases: (a) topologia com cinco braços, (b) topologia com quatro braços	76

5.3	Circuitos equivalentes $d'q'$ e $x'y'$ para a máquina de cinco fases	80
5.4	Diagramas de controle do conversor que utiliza a máquina de cinco fases: a) baseado nas correntes de fase b) baseado nas correntes dq	81
5.5	Circuitos equivalentes dq e $h'o'$ para a máquina de quatro fases	85
5.6	Diagramas de controle do conversor CA/CA usando a máquina de quatro fases: a) controle baseado nas correntes de fase b) controle baseado nas correntes dq	87
5.7	Correntes de fase da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços a) i_{s1}^s b) i_{s3}^s	90
5.8	Correntes dq da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços	91
5.9	Tensão no capacitor v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de cinco fases e o conversor de cinco braços	91
5.10	Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{g1} obtidas via simulação usando a máquina de cinco fases e o conversor de cinco braços	92
5.11	Correntes de fase da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços a) i_{s1}^s b) i_{s3}^s	92
5.12	Correntes dq da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços	93
5.13	Tensão nos capacitores v_{c1} e v_{c2} obtidas via simulação na configuração utilizando a máquina de cinco fases e o conversor de quatro braços	93
5.14	Tensão total no banco de capacitores v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de cinco fases e o conversor de quatro braços	93
5.15	Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{g1} obtidas via simulação usando a máquina de cinco fases e o conversor de quatro braços	94
5.16	Correntes de fase da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços a) i_{s1}^s b) i_{s2}^s	94
5.17	Correntes dq da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços	95
5.18	Tensão no capacitor v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços	95

5.19	Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{p1} obtidas via simulação usando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços	95
5.20	Correntes de fase da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços a) i_{s1}^s b) i_{s2}^s	96
5.21	Correntes dq da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços	96
5.22	Tensão nos capacitores v_{c1} e v_{c2} obtidas via simulação na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de quatro braços	96
5.23	Tensão total no banco de capacitores v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de quatro braços	97
5.24	Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{p1} obtidas via simulação usando a máquina de quatro fases e o conversor de quatro braços	97
5.25	Correntes dq da máquina de quatro fases obtidas experimentalmente com a configuração de cinco braços	98
5.26	Correntes de fase da máquina de quatro fases obtidas experimentalmente com a configuração de cinco braços a) i_{s1}^s b) i_{s3}^s	98
5.27	Corrente na fase 1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{p1} obtidas experimentalmente usando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços	99
5.28	Tensão no capacitor v_c obtida experimentalmente na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços	99

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Conceitos Gerais

A máquina elétrica surgiu na segunda metade do século XIX e desde então vem assumindo um papel cada vez mais importante nas mais diversas atividades humanas. Sua operação motor é tão importante na vida do homem moderno que cerca de 70% de toda energia elétrica consumida no mundo é utilizada por motores elétricos [1, 2, 3, 4, 5].

Em grande parte dos processos, nos quais é necessária a utilização de alguma força motriz, existe interesse em como se dará a aplicação desta força. Exigindo-se que a máquina não apenas supra o conjugado mecânico necessário para realizar um determinado movimento, como também realize este movimento de acordo com determinadas especificações. Portanto, acionamento de máquinas a velocidade variável é um tema que há muito tempo vem sendo estudado pela comunidade científica e por isso teve enormes progressos.

O controle de qualquer motor elétrico consiste de modo geral de uma malha de controle externa, responsável pela regulação da variável mecânica de saída (conjugado, velocidade ou posição) e uma malha de controle interna, responsável pela regulação das variáveis eletromagnéticas da máquina (tensão, corrente e fluxo). A malha externa gera comandos para a malha interna que por sua vez gera os sinais de controle para a fonte que alimentará o motor. A malha interna depende do tipo de máquina e o do tipo de fonte utilizada.

Na máquina de corrente contínua com excitação independente não existe acoplamento entre fluxo e conjugado e por isso sua malha interna de controle é simples. Entretanto, a presença de escovas e comutadores mecânicos torna o motor de corrente contínua uma máquina de custo elevado, além de outras desvantagens tais como: necessidade de manutenção freqüente, devido o desgaste das escovas e a produção de

centelhas quando em operação (o que restringe os tipos de ambiente onde podem operar). Por outro lado, o motor de indução dispensa a presença de comutadores e escovas; é uma máquina de construção simples, conseqüentemente de custo menor, além de poder operar nos ambientes mais inóspitos. Entretanto, o controle do motor de indução é mais complicado, uma vez que se trata de um sistema multivariável, não linear e com acoplamento magnético. Além disso, adiciona-se a isso que a tarefa de realizar controle no motor de indução significa variar amplitude e freqüência das tensões de entrada, o que não era uma tarefa fácil antes dos avanços da eletrônica de potência [6].

A simplicidade de controle do motor *CC* e todas as dificuldades apresentadas pelo motor de indução fizeram com que o motor *CC* dominasse por muito tempo os sistemas de acionamento a velocidade variável, desde os antigos sistemas *Ward – Leonard* que utilizavam um gerador *CC* alimentando um motor *CC* aos sistemas mais recentes já utilizando conversores *CC – CC*. Com os recentes avanços das técnicas de controle do motor de indução e da eletrônica de potência, bem como da microeletrônica e dos sistemas microprocessados o motor de indução substituiu o motor *CC* nos sistemas de acionamento.

Os acionamentos *CA* mais comuns utilizam máquinas de três fases. Entretanto, a redução dos custos dos conversores estáticos tem possibilitado a utilização de sistemas com um número superior de fases, que apresentam várias vantagens frente aos sistemas trifásicos convencionais tais como:

- a) Redução da amplitude e elevação da freqüência de pulsação do torque [7];
- b) Redução da corrente por fase sem elevação da tensão por fase;
- c) Elevação do torque útil por valor eficaz de corrente se comparado a uma máquina trifásica com mesmo volume ferromagnético [8];
- d) Manutenção da operação, mesmo quando uma ou mais fases são completamente abertas, sem a necessidade de ligações adicionais;
- e) Flexibilidade na estimação de parâmetros;
- f) Redução das correntes harmônicas no rotor [7];
- g) Diminuição das correntes harmônicas no barramento *CC*;
- h) Flexibilidade no acionamento devido ao grau de liberdade adicional oferecido pelas fases extras.

Sendo assim, são necessários estudos aprofundados sobre estes sistemas para que suas vantagens sobre o trifásico convencional sejam aproveitadas e sua utilização justificada. As máquinas de quatro, cinco e seis fases vêm sendo exploradas na literatura sobre os mais diversos aspectos e suas vantagens comparativas avaliadas. Neste trabalho são realizados estudos com as máquinas de quatro e de cinco fases, sendo mais direcionado para a máquina de cinco fases. Serão abordados temas como estratégias de modulação, tolerância à falha e redução de componentes nas estruturas de acionamento.

1.2 Revisão Bibliográfica

1.2.1 Estratégias de modulação

Em um sistema de acionamento escolher adequadamente a estratégia de modulação permite otimizar a operação do sistema no que se refere a: redução ou até mesmo eliminação da tensão de modo comum; menor distorção harmônica; redução das perdas do conversor; etc. Nos trabalhos apresentados em [9] e [10] foram realizados estudos sobre estratégias de modulação para a máquina trifásica e a abordagem da introdução do fator de distribuição dos vetores nulos. O estudo de estratégias de modulação escalares e vetoriais foram abordados para a máquina de seis fases em [11] e [12]. Para a máquina de quatro fases, em [13] foi estudada uma técnica de modulação que elimina a tensão de modo comum. Em [14] foi apresentada a modelagem do conversor de cinco fases e uma estratégia de modulação PWM. Em [15] foi feita uma análise vetorial do acionamento de cinco fases. Ainda para a máquina de cinco fases foi realizado um estudo do controle de torque direto e das estratégias de controle por [16] e [17]. Neste trabalho são avaliadas algumas estratégias de modulação que é possível implementar usando um inversor de cinco braços. São propostas três estratégias de modulação e um estudo comparativo levando em consideração a distorção harmônica entre as estratégias propostas é feito.

1.2.2 Tolerância a falha

A ocorrência de falha na operação de um sistema normalmente resulta na interrupção da operação deste para que uma manutenção corretiva seja executada. Entretanto, alguns processos não devem ser interrompidos subitamente e certas condições devem ser satisfeitas antes que estes possam parar. O não cumprimento destas condições pode representar enormes perdas que vão desde prejuízos financeiros, materiais e até o óbito. Assim, neste tipo de sistema faz-se necessário que a falha seja ignorada e que

este se mantenha operante ao menos pelo tempo suficiente de garantir uma parada com segurança. Para esses casos, sistemas de acionamento tolerantes a falha vem sendo um tema extremamente explorado na literatura.

A origem da falha pode ser decorrente da falha de operação do conversor ou da própria máquina, além de serem as mais diversas possíveis tais como: curto circuito ou abertura de chaves de potência; quebra de barras do rotor; desbalanceamento; curto circuito em bobinas do estator; abertura de fase; etc. Em [18] é estudada a tolerância a falha para sistemas com quatro, cinco e sete fases quando da abertura total de uma fase. Em [19] e [20] é estudada a máquina de cinco fases com perda total de uma, duas ou até mesmo três fases. Em todos os trabalhos verificados na literatura a tolerância a falha é realizada na máquina através de uma abordagem por corrente. Neste trabalho será apresentada uma abordagem por corrente e outra por tensão, uma vez que esta abordagem por tensão pode dar maior flexibilidade na modulação *PWM*.

1.2.3 Redução de Componentes

Redução de componentes é um outro tema de fundamental importância nos sistemas de acionamento uma vez que utilizar menos componentes para realizar a mesma tarefa significa redução de custos. Vários trabalhos neste sentido já foram apresentados na literatura. Em [21], [22], [23], [24], [25], [26], [27], [28] e [29] são apresentadas e estudadas diversas estruturas de conversão *CA/CA* com número reduzido de componentes. Neste trabalho são estudadas quatro estruturas de conversão *CA/CA* para propósitos de acionamento usando as máquinas de quatro e de cinco fases sem utilizar os indutores de filtro (*boost inductor filter*). O conversor realiza ambas as funções de retificador e de inversor com correção de fator de potência na entrada.

1.3 Contribuições do Trabalho

O objetivo deste trabalho é avançar no estudo dos sistemas de acionamento com número de fases superior a três. O estudo de estratégias de modulação usando a máquina de cinco fases é um assunto pouco explorado na literatura, entretanto é importante para justificar ou não a utilização deste sistema. O número elevado de fases fornece um maior grau de liberdade para a estratégia de modulação que pode ser usada e não existem trabalhos na área que apresentem estas diversas possibilidades para a máquina de cinco fases, sendo estas possibilidades aqui estudadas e apresentadas.

Da mesma maneira que o elevado número de fases na máquina de cinco fases diversifica as opções de estratégias *PWM*, também fornece maior flexibilidade no estudo de

tolerância a falha quando uma ou mais fases da máquina são perdidas por completo. Assim, um estudo desta flexibilidade é algo importante a ser desenvolvido. Embora o tema seja abordado na literatura, em todos os casos propostos sempre foram feitas abordagens por corrente. Neste trabalho, além da abordagem por corrente, já tradicional, uma abordagem por tensão também será apresentada. Além disto, a abordagem por corrente feita neste trabalho será diferente da que é proposta na literatura.

A redução de componentes nos sistemas de acionamento é algo altamente desejado uma vez que reduzir componentes significa reduzir custos. Neste trabalho quatro sistemas de acionamento com número reduzido de componentes são apresentados.

1.4 Sinopse dos Capítulos

1. No capítulo 2 é apresentado um modelo a parâmetros concentrados detalhado da máquina de cinco fases. O modelo da máquina de quatro fases também será apresentado uma vez que esta também foi objeto de estudo deste trabalho, entretanto o modelo apresentado para a máquina de quatro fases não foi desenvolvido aqui por estar muito bem apresentado em [30].
2. No Capítulo 3 é apresentado um estudo de modulação *PWM* da máquina de cinco fases usando uma abordagem vetorial. Neste estudo foram abordadas as diversas possibilidades oferecidas pelo inversor de cinco braços. Um estudo comparativo levando em consideração a distorção harmônica inserida nas variáveis da máquina devido a cada estratégia desenvolvida. Este estudo resultou em uma publicação no CBA2004 [31].
3. No capítulo 4 é apresentado um estudo de tolerância a falha usando a máquina de cinco fases quando uma ou duas fases são perdidas por completo. Serão apresentadas duas abordagens uma por tensão e outra por corrente. Este estudo resultou em uma publicação no PESC2004 [32].
4. No capítulo 5 serão apresentadas quatro estruturas de conversão *CA/CA* para acionamento das máquinas de quatro e de cinco fases com número reduzido de componentes. As estruturas propostas dispensam os indutores de filtro e realizam a função de retificador controlado e inversor simultaneamente. Este estudo resultou em duas publicações uma no PESC2004 [33] e outra no APEC2005 [34].
5. No capítulo 6 uma conclusão geral sobre o trabalho é apresentada.

Capítulo 2

Máquinas de Corrente Alternada

2.1 Introdução

A resolução analítica dos sistemas de equações referentes aos circuitos acoplados magneticamente são difíceis, mesmo quando estas são a coeficientes constantes. Quando os coeficientes são funções do tempo, que é o caso das máquinas girantes, a resolução destas equações torna-se quase impraticável. Para contornar estas dificuldades surge o interesse nas transformações de variáveis como forma de simplificar os modelos.

Neste capítulo é desenvolvido um modelo a parâmetros concentrados para a máquina de corrente alternada de cinco fases relacionando as variáveis elétricas por fase (corrente, tensão e fluxo) com as variáveis mecânicas (conjugado e velocidade). A este modelo aplica-se uma transformação de variáveis e uma nova representação da máquina mais conveniente para propósitos de simulação digital e controle é obtido. O modelo da máquina de quatro fases, já nas variáveis transformadas, também é apresentado. O desenvolvimento deste modelo não foi realizado, pois já foi detalhado em [30]. O processo de modelagem da máquina de cinco fases, bem como o da tetrafásica segue a mesma metodologia empregada em [35] e [36].

2.2 Máquina de Cinco Fases

As seguintes considerações para a máquina de cinco fases, tratada neste trabalho, devem ser satisfeitas:

1. A máquina é simétrica, composta por cinco bobinas idênticas no estator nomeadas por s_1, s_2, s_3, s_4 e s_5 ; e cinco bobinas idênticas no rotor nomeadas por r_1, r_2, r_3, r_4 e r_5 , conforme Figura 2.1;

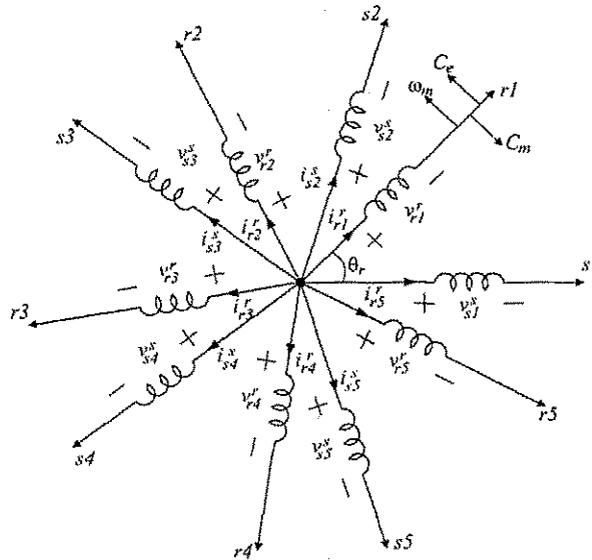


Figura 2.1: Máquina Pentafásica simétrica

2. Ângulos elétricos entre bobinas de estator ou rotor iguais a $\frac{2\pi}{5}$ radianos elétricos;
3. Correntes positivas criam fluxos positivos no sentido do eixo, conforme Figura 2.2;
4. Convenção receptor;
5. Máquina com número qualquer de pares de pólos, p , assim $\theta_r = p\theta_m$;
6. Distribuição senoidal do fluxo magnético ao longo do entreferro;
7. Entreferro constante, ou seja, máquina de pólos lisos [as indutâncias próprias de qualquer bobina e as indutância mútuas entre bobinas de um mesmo enrolamento (do estator ou rotor) não dependem do ângulo mecânico do rotor θ_m];
8. Máquina não saturada, o que lhe garante linearidade e vale o princípio da superposição.

2.2.1 Expressões para os fluxos, tensões, conjugado e potência

A partir de uma representação da máquina por elementos de circuitos a parâmetros concentrados (Figura 2.1), as relações entre as variáveis elétricas de fase da máquina (fluxos, correntes e tensões); e entre estas e as variáveis mecânicas (conjugado e velocidade) podem ser facilmente obtidas.

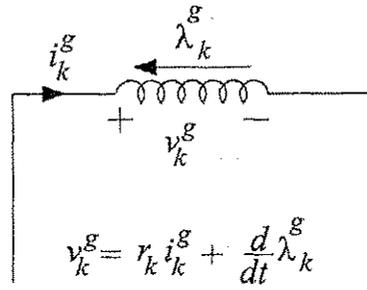


Figura 2.2: Convenções adotadas

Expressões para os fluxos

Como não há saturação no ferro da máquina vale o princípio da superposição, ou seja, o fluxo em cada bobina é composto pela sua parcela de fluxo próprio e pela contribuição individual de cada uma das outras bobinas sobre ela. Escrevendo a expressão do fluxo para cada bobina e colocando em uma notação matricial chega-se a:

$$\bar{\lambda}_{s12345}^s = \bar{L}_{ss} \bar{i}_{s12345}^s + \bar{L}_{sr} \bar{i}_{r12345}^r \quad (2.1)$$

$$\bar{\lambda}_{r12345}^r = \bar{L}_{rs} \bar{i}_{s12345}^s + \bar{L}_{rr} \bar{i}_{r12345}^r \quad (2.2)$$

onde, $\bar{\lambda}_{s12345}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \\ \lambda_{s4}^s \\ \lambda_{s5}^s \end{bmatrix}$, $\bar{\lambda}_{r12345}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \\ \lambda_{r4}^r \\ \lambda_{r5}^r \end{bmatrix}$, $\bar{i}_{s12345}^s = \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \\ i_{s4}^s \\ i_{s5}^s \end{bmatrix}$ e $\bar{i}_{r12345}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \\ i_{r4}^r \\ i_{r5}^r \end{bmatrix}$ são

os vetores de fluxos e correntes estatóricas e rotóricas, respectivamente. \bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr} são as matrizes de indutâncias próprias estatóricas e rotóricas respectivamente. \bar{L}_{sr} e \bar{L}_{rs} são as matrizes indutâncias mútuas entre as bobinas estatóricas e rotóricas e entre as bobinas rotóricas e estatóricas, respectivamente.

As matrizes de indutância são dadas por: $\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_{s1} & M_{s2} & M_{s2} & M_{s1} \\ M_{s1} & L_s & M_{s1} & M_{s2} & M_{s2} \\ M_{s2} & M_{s1} & L_s & M_{s1} & M_{s2} \\ M_{s2} & M_{s2} & M_{s1} & L_s & M_{s1} \\ M_{s1} & M_{s2} & M_{s2} & M_{s1} & L_s \end{bmatrix}$,

$\bar{L}_{sr} = M_{sr} [\bar{L}_1 \bar{L}_2]$, $\bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_{r1} & M_{r2} & M_{r2} & M_{r1} \\ M_{r1} & L_r & M_{r1} & M_{r2} & M_{r2} \\ M_{r2} & M_{r1} & L_r & M_{r1} & M_{r2} \\ M_{r2} & M_{r2} & M_{r1} & L_r & M_{r1} \\ M_{r1} & M_{r2} & M_{r2} & M_{r1} & L_r \end{bmatrix}$ e $\bar{L}_{rs} = M_{sr} [\bar{L}_3 \bar{L}_4]$.

As sub-matrizes L_1 , L_2 , L_3 e L_4 são dadas por:

$$\bar{L}_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/5) & \cos(\theta_r + 4\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 8\pi/5) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 6\pi/5) & \cos(\theta_r + 8\pi/5) & \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/5) & \cos(\theta_r + 6\pi/5) & \cos(\theta_r + 8\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/5) & \cos(\theta_r + 4\pi/5) & \cos(\theta_r + 6\pi/5) \end{bmatrix},$$

$$\bar{L}_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + 6\pi/5) & \cos(\theta_r + 8\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/5) & \cos(\theta_r + 6\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/5) & \cos(\theta_r + 4\pi/5) \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 8\pi/5) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix},$$

$$\bar{L}_3 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/5) & \cos(\theta_r - 4\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 8\pi/5) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 6\pi/5) & \cos(\theta_r - 8\pi/5) & \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 6\pi/5) & \cos(\theta_r - 8\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/5) & \cos(\theta_r - 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 6\pi/5) \end{bmatrix} \text{ e}$$

$$\bar{L}_4 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - 6\pi/5) & \cos(\theta_r - 8\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 6\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/5) & \cos(\theta_r - 4\pi/5) \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 8\pi/5) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}.$$

Algumas propriedades das matrizes indutância presentes nas equações anteriores são:

- \bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr} são matrizes simétricas;
- \bar{L}_{sr} e \bar{L}_{rs} são matrizes circulantes, isto é, $x_{ij} = x_{i+1,j+1}$;
- $\bar{L}_{rs} = \bar{L}_{sr}^T$.

As equações de fluxo ainda podem ser escritas de uma forma mais compacta:

$$\bar{\lambda} = \bar{L}\bar{i} \quad (2.3)$$

$$\text{onde, } \bar{\lambda} = \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{s12345}^s & \bar{\lambda}_{r12345}^r \end{bmatrix}^T, \bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix} \text{ e } \bar{i} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{s12345}^s & \bar{i}_{r12345}^r \end{bmatrix}.$$

Expressões para as tensões

A orientação das bobinas, por convenção, é tal que uma corrente positiva cria um fluxo positivo. Assim a tensão induzida em uma bobina qualquer é dada por:

$$v_i = \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (2.4)$$

Pela escolha da convenção receptor, a tensão nos terminais da bobina é dada por:

$$v_i = r i_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (2.5)$$

Logo, as tensões na máquina são:

$$\bar{v}_{s12345}^s = r_s \bar{i}_{s12345}^s + \frac{d\bar{\lambda}_{s12345}^s}{dt} \quad (2.6)$$

$$\bar{v}_{r12345}^r = r_r \bar{i}_{r12345}^r + \frac{d\bar{\lambda}_{r12345}^r}{dt} \quad (2.7)$$

onde, $\bar{v}_{s12345}^s = \begin{bmatrix} v_{s1}^s & v_{s2}^s & v_{s3}^s & v_{s4}^s & v_{s5}^s \end{bmatrix}^T$ e $\bar{v}_{r12345}^r = \begin{bmatrix} v_{r1}^r & v_{r2}^r & v_{r3}^r & v_{r4}^r & v_{r5}^r \end{bmatrix}^T$. Substituindo as Eqs. (2.1) e (2.2) nas Eqs. (2.6) e (2.7), chega-se às Eqs. (2.8) e (2.9).

Onde $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ é a velocidade angular do rotor em *rad.elétricos/s*.

$$\bar{v}_{s12345}^s = r_s \bar{i}_{s12345}^s + \bar{L}_{ss} \frac{d\bar{i}_{s12345}^s}{dt} + \bar{L}_{sr} \frac{d\bar{i}_{r12345}^r}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_{r12345}^r \quad (2.8)$$

$$\bar{v}_{r12345}^r = r_r \bar{i}_{r12345}^r + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_{s12345}^s + \bar{L}_{rs} \frac{d\bar{i}_{s12345}^s}{dt} + \bar{L}_{rr} \frac{d\bar{i}_{r12345}^r}{dt} \quad (2.9)$$

De uma forma mais compacta, as tensões podem ser escritas na forma da Eq. (2.10).

$$\bar{v} = \bar{R}\bar{i} + \bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i} \quad (2.10)$$

onde, $\bar{v} = \begin{bmatrix} \bar{v}_{s12345}^s \\ \bar{v}_{r12345}^r \end{bmatrix}$, $\bar{i} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{s12345}^s \\ \bar{i}_{r12345}^r \end{bmatrix}$, $\bar{R} = \begin{bmatrix} r_s I_5 & 0_5 \\ 0_5 & r_r I_5 \end{bmatrix}$, $\bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix}$ e $\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} = \begin{bmatrix} 0_5 & \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \\ \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} & 0_5 \end{bmatrix}$. As matrizes 0_5 e I_5 são a matriz nula e a matriz identidade de ordem cinco respectivamente. Os termos $\bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt}$ e $\omega_r \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i}$ são as tensões induzida de transformação e de rotação respectivamente.

Expressão para o conjugado eletromagnético

A expressão geral para a energia é:

$$W = \frac{1}{2} \bar{i}^T \bar{L} \bar{i} \quad (2.11)$$

O conjugado é obtido pela variação da energia com o ângulo mecânico θ_m , ou seja,

$$T_e = \frac{dW}{d\theta_m}. \quad (2.12)$$

Desenvolvendo a Eq. (2.12) chega-se a:

$$T_e = \frac{p}{2} \bar{i}_r^{rT} \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_{s12345}^s + \frac{p}{2} \bar{i}_{s12345}^{sT} \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_r^{rT}. \quad (2.13)$$

Mas, é possível mostrar usando a propriedade das matrizes indutâncias e a propriedade de matrizes, $(AB)^T = B^T A^T$, que:

$$\frac{p}{2} \bar{i}_r^{rT} \left[\frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_{s12345}^s = \frac{p}{2} \bar{i}_{s12345}^{sT} \left[\frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_r^{rT}.$$

Logo,

$$T_e = p \bar{i}_r^{rT} \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_{s12345}^s \quad (2.14)$$

ou

$$T_e = p \bar{i}_{s12345}^{sT} \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] \bar{i}_r^{rT} \quad (2.15)$$

Ao longo do desenvolvimento realizado anteriormente, o ângulo mecânico (θ_m) foi substituído pelo ângulo elétrico (θ_r) já que $\theta_m = \frac{1}{p} \theta_r$. Onde “p” é o número de pares de pólos da máquina.

Potência instantânea total

A potência instantânea é dada por:

$$p_{12345} = \bar{i}^T \bar{v} \quad (2.16)$$

Substituindo o valor de \bar{v} pela expressão obtida anteriormente obtém-se:

$$p_{12345} = \bar{i}^T \mathbf{R} \bar{i} + \bar{i}^T \mathbf{L} \frac{d\bar{i}}{dt} + \omega_r \bar{i}^T \left[\frac{d\bar{\mathbf{L}}}{d\theta_r} \right] \bar{i} \quad (2.17)$$

2.2.2 Representação *dqxyo* da máquina de cinco fases

O modelo obtido até aqui, para a máquina, é inadequado do ponto de vista de simulação e controle visto sua complexidade, trata-se de um modelo não linear com coeficientes variáveis. Neste ponto então é que será introduzido o conceito de transformação de variáveis ou transformação de similaridade, dado por [35].

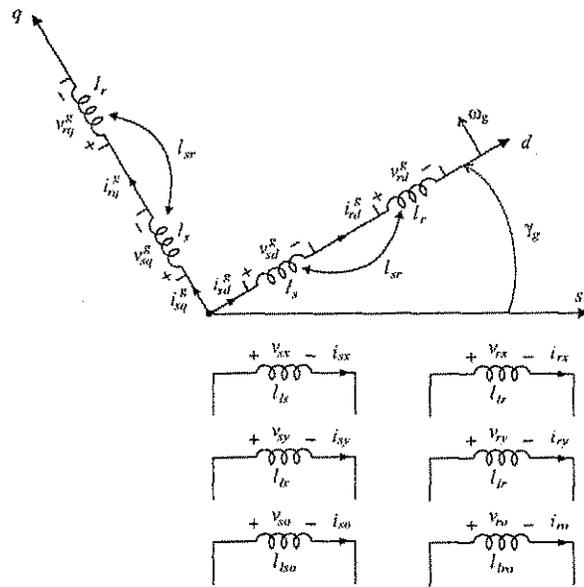


Figura 2.3: Máquina de cinco fases $dqxyo$

Definição da transformação $dqxyo$

Uma transformação de variáveis ou de similaridade trata-se de um operador linear que quando aplicado a um espaço vetorial altera a base na qual ele é representado. No caso aqui em estudo, se as variáveis na nova base forem chamadas por \bar{x}_{dqxyo} e as variáveis na base antiga por \bar{x}_{12345} , então a transformação pode ser escrita como:

$$\bar{x}_{12345} = \bar{P}\bar{x}_{dqxyo} \tag{2.18}$$

O objetivo é que na nova base, as variáveis se relacionem de forma bem mais simples que na base original, isto é conseguido fazendo com que as variáveis na nova base sejam o mais desacopladas possível. Desta forma, todos os estudos são feitos na nova base e em seguida são refletidos para a base original.

A matriz de transformação “ \bar{P} ” deve ser regular, ou seja, a sua inversa “ \bar{P}^{-1} ” deve existir, de forma que a relação seja biunívoca.

O campo girante criado por uma máquina com qualquer número de fases pode ser também criado por uma máquina bifásica. Sendo assim, a transformação de variáveis será usada como um artifício para representar a máquina de cinco fases por uma máquina bifásica (variáveis dos eixos dq). As variáveis restantes xyo aparecem como forma de garantir que a transformação seja biunívoca e resultam em modelos de bobinas isoladas (conforme Figura 2.3). O desenvolvimento das matrizes de transformação baseadas neste conceito pode ser encontrado em [35].

As matrizes que relacionam as variáveis do estator e do rotor serão chamadas de

\bar{P}_{s5} e \bar{P}_{r5} respectivamente. Assim, qualquer variável \bar{x} (corrente, tensão ou fluxo) relacionar-se-á entre uma base e outra por:

$$x_{s12345}^s = \bar{P}_{s5} \bar{x}_{sdqxyo}^g \quad (2.19)$$

$$x_{r12345}^r = \bar{P}_{r5} \bar{x}_{sdqxyo}^g \quad (2.20)$$

onde, $\bar{x}_{s12345}^s = [x_{s1}^s \ x_{s2}^s \ x_{s3}^s \ x_{s4}^s \ x_{s5}^s]^T$, $\bar{x}_{r12345}^r = [x_{r1}^r \ x_{r2}^r \ x_{r3}^r \ x_{r4}^r \ x_{r5}^r]^T$, $\bar{x}_{sdqxyo}^g = [x_{sd}^g \ x_{sq}^g \ x_{sx}^g \ x_{sy}^g \ x_{so}^g]^T$ e $\bar{x}_{rdqxyo}^g = [x_{rd}^g \ x_{rq}^g \ x_{rx}^g \ x_{ry}^g \ x_{ro}^g]^T$. Os sobrescritos s , r e g indicam referencial do estator, do rotor e genérico (referencial qualquer), respectivamente. A variável x pode ser corrente, tensão ou fluxo.

O expoente g serve para indicar o referencial dos eixos dq . Assim, este expoente mudará em função do referencial utilizado, possíveis referenciais utilizados são: no estator (eixo- d em cima da fase 1 do estator, $g = s$), no rotor (eixo- d em cima da fase-1 do rotor, $g = r$), campo girante ($g = e$), etc.

As matrizes \bar{P}_{s5} e \bar{P}_{r5} obtidas de [35] para o caso de cinco fases são dadas por:

$$\bar{P}_{s5} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{6\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \sin(\frac{12\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{8\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{16\pi}{5}) & \sin(\frac{16\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\bar{P}_{r5} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\sin(\delta_g - \theta_r) & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{6\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \sin(\frac{12\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{8\pi}{5}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{16\pi}{5}) & \sin(\frac{16\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Uma particularidade destas matrizes é que elas são ortogonais, ou seja, $\bar{P}_{s5}^{-1} = \bar{P}_{s5}^T$ e $\bar{P}_{r5}^{-1} = \bar{P}_{r5}^T$. Esta particularidade foi imposta de forma que se tenha conservação de potência ao se passar de um modelo para outro, conforme será mostrado adiante.

Expressões para os fluxos

Substituindo as Eqs. (2.19) e (2.20) nas Eqs. (2.1) e (2.2), as equações para os fluxos nas novas variáveis são obtidas.

$$\bar{\lambda}_{sdqxyo}^g = \bar{L}_{ssdqxyo} \bar{i}_{sdqxyo}^g + \bar{L}_{srdqxyo} \bar{i}_{rdqxyo}^g \quad (2.23)$$

$$\bar{\lambda}_{rdqxyo}^g = \bar{L}_{rsdqxyo} \bar{i}_{sdqxyo}^g + \bar{L}_{rrdqxyo} \bar{i}_{rdqxyo}^g \quad (2.24)$$

$$\text{onde, } \bar{L}_{ssdqxyo} = \bar{P}_{s5}^{-1} L_{ss} \bar{P}_{s5} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{lso} \end{bmatrix},$$

$$\bar{L}_{srdqxyo} = \bar{P}_{s5}^{-1} L_{sr} P_r = \begin{bmatrix} l_{sr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{sr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{L}_{rsdqxyo} = P_{r5}^{-1} L_{rs} \bar{P}_{s5} = \begin{bmatrix} l_{sr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{sr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ e}$$

$$\bar{L}_{rrdqxyo} = \bar{P}_{r5}^{-1} L_{rr} \bar{P}_{r5} = \begin{bmatrix} l_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{lro} \end{bmatrix}$$

As novas indutâncias presentes nas matrizes relacionam-se com as indutâncias originais por:

$$\begin{aligned} l_s &= L_s - \frac{1}{2} (1 - \sqrt{5}) M_{s1} - \frac{1}{2} (1 + \sqrt{5}) M_{s2} \\ l_{ls} &= L_s - \frac{1}{2} (1 + \sqrt{5}) M_{s1} - \frac{1}{2} (1 - \sqrt{5}) M_{s2} \\ l_{lso} &= L_s + 2M_{s1} + 2M_{s2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} l_r &= L_r - \frac{1}{2} (1 - \sqrt{5}) M_{r1} - \frac{1}{2} (1 + \sqrt{5}) M_{r2} \\ l_{lr} &= L_r - \frac{1}{2} (1 + \sqrt{5}) M_{r1} - \frac{1}{2} (1 - \sqrt{5}) M_{r2} \\ l_{lro} &= L_r + 2M_{r1} + 2M_{r2} \end{aligned}$$

$$l_{sr} = \frac{5}{2} M_{sr}$$

Expressões para as tensões

Substituindo as Eqs. (2.19) e (2.20) nas Eqs. (2.6) e (2.7), as expressões das tensões nas variáveis $dqxyo$ são obtidas como sendo:

$$\bar{v}_{sdqxyo}^g = r_s \bar{i}_{sdqxyo}^g + \frac{d}{dt} \bar{\lambda}_{sdqxyo}^g + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{\lambda}_{sdqxyo}^g \quad (2.25)$$

$$\bar{v}_{rdqxyo}^g = r_r \bar{i}_{rdqxyo}^g + \frac{d}{dt} \bar{\lambda}_{rdqxyo}^g + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{\lambda}_{rdqxyo}^g \quad (2.26)$$

onde, $\omega_g = \frac{d\delta_g}{dt}$ é a velocidades dos eixos dq e $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ é a velocidade elétrica do rotor.

Expressão para o conjugado eletromagnético

Substituindo as Eqs. (2.19) e (2.20) na Eq.(2.14) ou (2.15) desenvolve-se a expressão para o conjugado em termos das variáveis " $dqxyo$ " como sendo:

$$T_e = pl_{sr} [i_{rd}^g i_{sq}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g] \quad (2.27)$$

Observe que o conjugado da máquina só depende das componentes ativas " dq " como realmente era esperado já que estas componentes são as únicas que contribuem com fluxo resultante no entreferro da máquina.

Expressão da potência total

Substituindo as Eqs. (2.19) e (2.20) na equação da potência total da máquina (2.16). A seguinte expressão é derivada, na qual a potência total da máquina é expressa em função das variáveis $dqxyo$.

$$p_{12345} = i_{sdqxyo}^{gT} \bar{P}_{s5}^T \bar{P}_{s5} v_{sdqxyo}^g + i_{rdqxyo}^{gT} \bar{P}_{r5}^T \bar{P}_{r5} v_{rdqxyo}^g. \quad (2.28)$$

A potência instântanea total do modelo $dqxyo$ é dada por:

$$p_{dqxyo} = i_{sdqxyo}^{gT} v_{sdqxyo}^g + i_{rdqxyo}^{gT} v_{rdqxyo}^g. \quad (2.29)$$

Assim, se as matrizes \bar{P}_{s5} e \bar{P}_{r5} forem ortogonais, o que significa dizer que $\bar{P}_{s5}^T = \bar{P}_{s5}^{-1}$ e $\bar{P}_{r5}^T = \bar{P}_{r5}^{-1}$, então haverá conservação de energia ao se passar de um modelo para outro. Ou seja, $p_{12345} = p_{dqxyo}$. Por isso, foi feita a exigência de que as matrizes de transformação fossem ortogonais.

2.2.3 Representação bifásica da máquina

As componentes dq são acopladas. Já as componentes xyo não apresentam acoplamento algum, seja com dq ou entre elas próprias e os seus modelos são de bobinas isoladas. Sendo assim, uma representação melhor para o modelo da máquina pode ser dada conforme abaixo:

$$v_{sdq}^g = r_s i_{sdq}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq}^g + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{\lambda}_{sdq}^g \quad (2.30)$$

$$v_{rdq}^g = r_r i_{rdq}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{rdq}^g + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{\lambda}_{rdq}^g \quad (2.31)$$

$$\bar{\lambda}_{sdq}^g = l_s i_{sdq}^g + l_{sr} i_{rdq}^g \quad (2.32)$$

$$\bar{\lambda}_{rdq}^g = l_{sr} i_{sdq}^g + l_r i_{rdq}^g \quad (2.33)$$

$$c_e = p l_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{rq}^g i_{sd}^g) \quad (2.34)$$

$$v_{sxy} = r_s i_{sxy} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{sxy} \quad (2.35)$$

$$v_{rxy} = r_r i_{rxy} + l_{lr} \frac{d}{dt} i_{rxy} \quad (2.36)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{lso} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (2.37)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_{lro} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (2.38)$$

onde, $v_{sdq}^g = \begin{bmatrix} v_{sd}^g \\ v_{sq}^g \end{bmatrix}$, $v_{rdq}^g = \begin{bmatrix} v_{rd}^g \\ v_{rq}^g \end{bmatrix}$, $\bar{\lambda}_{sdq}^g = \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{sd}^g \\ \bar{\lambda}_{sq}^g \end{bmatrix}$, $\bar{\lambda}_{rdq}^g = \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{rd}^g \\ \bar{\lambda}_{rq}^g \end{bmatrix}$, $v_{sxy} = \begin{bmatrix} v_{sx} \\ v_{sy} \end{bmatrix}$,
 $v_{rxy} = \begin{bmatrix} v_{rx} \\ v_{ry} \end{bmatrix}$, $i_{sxy} = \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix}$ e $i_{rxy} = \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix}$.

Escolha da posição ou referencial para os eixos dq

Algumas escolhas possíveis para a localização dos eixos dq são:

- No estator, com o eixo d ligado ao estator segundo a fase s_1 . Neste caso $\delta_g = 0$ e portanto, $\omega_g = 0$. Em regime permanente a variáveis dq são senoidais com mesma frequência das correntes estatóricas.

- No rotor com o eixo d ligado ao rotor segundo a fase r_1 . Neste caso $\delta_g = \theta_r$ e portanto $\omega_g = \omega_r$, implicando que em regime permanente as variáveis dq possuem mesma frequência das correntes rotóricas: $\omega_{rs} = \omega_r - \omega_s$, que a frequência de escorregamento no caso das máquinas assíncronas; e $\omega_{rs} = 0$ nas máquinas síncronas.
- No campo girante, fazendo-se $\omega_g = \omega_s$, implica que em regime permanente as variáveis dq são contínuas.

2.2.4 Representação Complexa ou Vetorial

Uma representação ainda mais potente para o estudo de máquinas simétricas é a representação complexa ou vetorial \pm . Ela permite trabalhar diretamente com as variáveis resultantes no entreferro da máquina. Esta representação está relacionada apenas com as componentes “ dq ” da máquina, ou seja, as variáveis ativas (que originam vetores resultantes no entreferro da máquina diferentes de zero e, conseqüentemente conjugado). As componentes “ xyo ” da máquina permanecem como variáveis de bobina isolada. A mesma representação complexa pode ser aplicada ao par xy como forma de simplificar as análises da máquina nos próximos capítulos.

A transformação complexa ou vetorial é definida por:

$$x_{dq}^g = \bar{S} x^{gg-} \quad (2.39)$$

onde, $x_{dq}^g = \begin{bmatrix} x_d^g \\ x_q^g \end{bmatrix}$, $x^{gg-} = \begin{bmatrix} x^g \\ x^{g-} \end{bmatrix}$, $\bar{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}$, $\bar{S}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}$. Observe que o vetor complexo (x^{gg-}) é composto por uma componente complexa de sequência positiva (x^g) e uma componente complexa de sequência negativa (x^{g-}) e pode ser tensão fluxo ou corrente ($x = v$, $x = \lambda$ ou $x = i$).

A seguir, a transformação complexa será aplicada ao modelo dq da máquina.

Expressões para as tensões

Substituindo a Eq. (2.39) nas Eqs. (2.30) e (2.31), chega-se às equações complexas para as tensões na máquina (2.40) e (2.41).

$$v_s^{gg-} = r_s i_s^{gg-} + \frac{d\lambda_s^{gg-}}{dt} + j\omega_g \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \bar{\lambda}_s^{gg-} \quad (2.40)$$

$$v_r^{gg-} = r_r i_r^{gg-} + \frac{d\lambda_r^{gg-}}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \bar{\lambda}_r^{gg-} \quad (2.41)$$

Expressões para os fluxos

Substituindo a Eq. (2.39) nas equações de fluxo da máquina (2.32) e (2.33), chega-se às equações complexas para os fluxos (2.42) e (2.43).

$$\bar{\lambda}_s^{gg^-} = l_s i_s^{gg^-} + l_{sr} i_r^{gg^-} \quad (2.42)$$

$$\bar{\lambda}_r^{gg^-} = l_{sr} i_s^{gg^-} + l_r i_r^{gg^-} \quad (2.43)$$

Expressão para o conjugado eletromagnético

A menos de uma constante, o termo “ $i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{rq}^g i_{sd}^g$ ” presente na Eq. (2.34) pode ser escrito como $\text{Im}(i_s^g i_r^{g-})$. Assim, a equação para o conjugado eletromagnético pode ser escrita como:

$$T_e = 2pl_{sr} \text{Im}(i_s^g i_r^{g-}) = -2pl_{sr} \text{Im}(i_s^{g-} i_r^g) \quad (2.44)$$

2.2.5 Representação vetorial complexa mínima

Observe da Eq. (2.39), que as variáveis complexas \mathbf{x}_s^g , \mathbf{x}_s^{g-} , \mathbf{x}_r^g e \mathbf{x}_r^{g-} são escritas da seguinte forma:

$$\mathbf{x}_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}} [x_{sd}^g + jx_{sq}^g] \quad (2.45)$$

$$\mathbf{x}_s^{g-} = \frac{1}{\sqrt{2}} [x_{sd}^g - jx_{sq}^g] \quad (2.46)$$

$$\mathbf{x}_r^g = \frac{1}{\sqrt{2}} [x_{rd}^g + jx_{rq}^g] \quad (2.47)$$

$$\mathbf{x}_r^{g-} = \frac{1}{\sqrt{2}} [x_{rd}^g - jx_{rq}^g] \quad (2.48)$$

onde \mathbf{x} pode ser corrente, tensão ou fluxo.

As variáveis gg^- podem ser vistas como dois vetores num plano cartesiano onde suas partes real e imaginárias são suas componentes “ d ” e “ q ” respectivamente, conforme ilustrada na Figura 2.4.

Observe que em ambos os vetores complexos estão contidas as mesmas informações sobre as componentes ativas da máquina e não existe acoplamento entre as componentes g e g^- , exceto no conjugado. Portanto, apenas um entre os dois vetores complexos é suficiente para definir a máquina bifásica. Escolhendo então a componente g , o modelo obtido, também chamado de representação complexa mínima, é dado por (2.49) - (2.53).

$$\mathbf{v}_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.49)$$

$$\mathbf{v}_r^g = r_s i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (2.50)$$

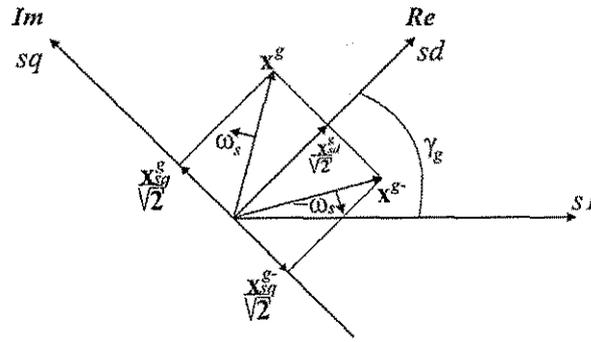


Figura 2.4: Representação vetorial das variáveis $gg-$

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_{sr} i_r^g \quad (2.51)$$

$$\lambda_r^g = l_{sr} i_s^g + l_r i_r^g \quad (2.52)$$

$$T_e = -2l_{sr} \text{Im} (i_s^{g-} i_r^g) = 2l_{sr} \text{Im} (i_s^g i_r^{g-}) = pl_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{rq}^g i_{sd}^g) \quad (2.53)$$

Exceto na expressão do conjugado, se as Eqs. (2.45)-(2.48) forem substituídas nas Eqs. (2.49)-(2.52), o termo $1/\sqrt{2}$ não terá efeito algum, já que este aparece multiplicando ambos os lados das equações. Assim, como forma de simplificar a representação, a partir deste momento na representação complexa não será mais utilizado tal termo, resultando em:

$$\mathbf{x}_k^g = x_{kd}^g + jx_{kq}^g$$

onde $k = s$ ou r e $x = v, i$ ou λ . Assim, a expressão do conjugado deverá ser expressa como:

$$T_e = pl_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{rq}^g i_{sd}^g) \quad (2.54)$$

O modelo completo da máquina de cinco fases é obtido quando às Eqs. (2.49)-(2.52) e (2.54) são adicionadas as equações das bobinas isoladas "xy". O par xy também é colocado na forma vetorial complexa.

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} \quad (2.55)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{lso} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (2.56)$$

$$\mathbf{v}_{rxy} = r_r \mathbf{i}_{rxy} + l_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rxy} \quad (2.57)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_{lro} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (2.58)$$

onde, $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$, $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$, $\mathbf{v}_{rxy} = v_{rx} + jv_{ry}$, $\mathbf{i}_{rxy} = i_{rx} + ji_{ry}$ são definidos como vetores: de tensão e corrente do estator e de tensão e corrente do rotor nos eixos xy, respectivamente.

2.3 Máquina de Quatro Fases

O modelo da máquina de quatro fases é estudado e apresentado em [30] e é dado por:

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.59)$$

$$\mathbf{v}_r^g = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (2.60)$$

$$\lambda_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_{sr} \mathbf{i}_r^g \quad (2.61)$$

$$\lambda_r^g = l_{sr} \mathbf{i}_s^g + l_r \mathbf{i}_r^g \quad (2.62)$$

$$T_e = pl_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{rq}^g i_{sd}^g) \quad (2.63)$$

$$\mathbf{v}_{sho} = r_s \mathbf{i}_{sho} + l_{lso} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sho} \quad (2.64)$$

$$\mathbf{v}_{rho} = r_r \mathbf{i}_{rho} + l_{lro} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rho} \quad (2.65)$$

Observe que o modelo dq da máquina de quatro fases é o mesmo da cinco fases e será o mesmo para máquinas com qualquer número de fases, apenas as variáveis de bobinas isoladas são diferentes.

As variáveis no modelo $dqho$ relacionam-se com as variáveis de fase 1234, a partir da seguinte transformação:

$$\mathbf{x}_{s1234} = \bar{P}_{s4} \mathbf{x}_{sdqho}^g \quad (2.66)$$

$$\mathbf{x}_{r1234} = \bar{P}_{r4} \mathbf{x}_{rdqho}^g \quad (2.67)$$

onde, $\mathbf{x}_{s1234} = \begin{bmatrix} x_{s1} & x_{s2} & x_{s3} & x_{s4} \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{x}_{r1234} = \begin{bmatrix} x_{r1} & x_{r2} & x_{r3} & x_{r4} \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{x}_{sdqho} = \begin{bmatrix} x_{sd}^g & x_{sq}^g & x_{sh} & x_{so} \end{bmatrix}^T$ e $\mathbf{x}_{rdqho} = \begin{bmatrix} x_{rd}^g & x_{rq}^g & x_{rh} & x_{ro} \end{bmatrix}^T$.

As matrizes de transformação são dadas por:

$$\bar{P}_{s4} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \sin(\delta_g) & \cos(\delta_g) & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\cos(\delta_g) & \sin(\delta_g) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin(\delta_g) & -\cos(\delta_g) & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\bar{P}_{r4} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\sin(\delta_g - \theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \sin(\delta_g - \theta_r) & \cos(\delta_g - \theta_r) & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\cos(\delta_g - \theta_r) & \sin(\delta_g - \theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin(\delta_g - \theta_r) & -\cos(\delta_g - \theta_r) & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

2.4 Representação em Variáveis de Estado

Em um sistema linear, denomina-se por variáveis de estado todas aquelas variáveis que conhecidos os seus valores em um determinado instante e a(s) entrada(s) do sistema é possível conhecer todas as variáveis do sistema em qualquer instante posterior. Ao conjunto mínimo de variáveis de estado capaz de caracterizar completamente o sistema dá-se o nome de vetor de estados. Sendo \mathbf{X} o vetor de estados de um sistema linear, \mathbf{U} o vetor de entradas e \mathbf{Y} o vetor de saídas, chama-se de representação do sistema em variáveis de estado as Eq. (2.68) e (2.69).

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (2.68)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \quad (2.69)$$

onde \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} são as matrizes de parâmetros do sistema.

A seguir, as equações diferenciais que representam o modelo das máquinas de quatro e cinco fases serão postos em uma representação de variáveis de estado.

2.4.1 Equações nas variáveis dq

As equações referentes à máquina dq são iguais em máquinas com qualquer número de fases. Sua representação em equações de estado permite maior facilidade na implementação de simulações digitais e no cálculo de malhas de controle. Para representar o modelo dq em variáveis de estado, escolheu-se os fluxos da máquina como vetor de estado. Logo, escrevendo a relação entre as tensões de entrada com os fluxos [Eqs. (2.50) e (2.49)] na forma da Eq. (2.68) chega-se a:

$$\frac{d\lambda_s^g}{dt} = \mathbf{v}_s^g - r_s D_{idt} l_r \lambda_s^g + r_s D_{idt} l_{sr} \lambda_r^g - j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.70)$$

$$\frac{d\lambda_r^g}{dt} = \mathbf{v}_r^g - r_r D_{idt} l_s \lambda_r^g - r_r D_{idt} l_{sr} \lambda_s^g - j\omega_g \lambda_r^g \quad (2.71)$$

onde, $D_{idt} = \frac{1}{l_r l_s - l_m^2}$. Substituindo as variáveis complexas das Eqs. (2.70) e (2.71) por suas partes real e imaginária, obtém-se

$$\frac{d\lambda_{sd}^g}{dt} = v_{sd}^g - r_s D_{idt} l_r \lambda_{sd}^g + r_s D_{idt} l_{sr} \lambda_{rd}^g + \omega_g \lambda_{sq}^g \quad (2.72)$$

$$\frac{d\lambda_{sq}^g}{dt} = v_{sq}^g - r_s D_{idt} l_r \lambda_{sq}^g + r_s D_{idt} l_{sr} \lambda_{rq}^g - \omega_g \lambda_{sd}^g \quad (2.73)$$

$$\frac{d\lambda_{rd}^g}{dt} = v_{rd}^g - r_r D_{idt} l_s \lambda_{rd}^g + r_r D_{idt} l_{sr} \lambda_{sd}^g + (\omega_g - \omega_r) \lambda_{rq}^g \quad (2.74)$$

$$\frac{d\lambda_{rq}^g}{dt} = v_{rq}^g - r_r D_{idt} l_s \lambda_{rq}^g + r_r D_{idt} l_{sr} \lambda_{sq}^g - (\omega_g - \omega_r) \lambda_{rd}^g \quad (2.75)$$

e a partir das Eqs. (2.72)-(2.75), a equação de estados que representa as bobinas dq da máquina, com os fluxos como variáveis de estado, é obtida conforme Eq. (2.76).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{sd}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{sq}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s D_{idt} l_r & \omega_g & r_s D_{idt} l_{sr} & 0 \\ -\omega_g & -r_s D_{idt} l_r & 0 & r_s D_{idt} l_{sr} \\ r_r D_{idt} l_{sr} & 0 & -r_r D_{idt} l_s & (\omega_g - \omega_r) \\ 0 & r_r D_{idt} l_{sr} & -(\omega_g - \omega_r) & -r_r D_{idt} l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \\ \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd}^g \\ v_{sq}^g \\ v_{rd}^g \\ v_{rq}^g \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

Embora a Eq. (2.76) seja aplicável a máquinas síncronas ou assíncronas, neste trabalho o estudo é sobre motor de indução e portanto tal equação pode ser simplificada uma vez que a alimentação das bobinas do rotor são nulas o que implica em $v_{rd}^g = v_{rq}^g = 0$ [Eq. (2.79)]. As variáveis de saída escolhidas são as correntes e a equação de saída é encontrada das Eqs. (2.61) e (2.62). Isolando as correntes em função dos fluxos nestas equações chega-se a:

$$i_r^g = \frac{l_s \lambda_r^g - l_{sr} \lambda_s^g}{l_r l_s - l_{sr}^2}$$

$$i_s^g = \frac{l_r \lambda_s^g - l_{sr} \lambda_r^g}{l_r l_s - l_{sr}^2}$$

ou

$$i_r^g = D_{idt} l_s \lambda_r^g - D_{idt} l_{sr} \lambda_s^g \quad (2.77)$$

$$i_s^g = D_{idt} l_r \lambda_s^g - D_{idt} l_{sr} \lambda_r^g \quad (2.78)$$

Substituindo as variáveis complexas nas Eqs. (2.77) e (2.78) por suas partes real e imaginária, respectivamente, chega-se a Eq. (2.80). Assim, o modelo da máquina em equação estado é dado pelas Eqs. (2.79) e (2.80).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{sd}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{sq}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s D_{idt} l_r & \omega_g & r_s D_{idt} l_{sr} & 0 \\ -\omega_g & -r_s D_{idt} l_r & 0 & r_s D_{idt} l_{sr} \\ r_r D_{idt} l_{sr} & 0 & -r_r D_{idt} l_s & (\omega_g - \omega_r) \\ 0 & r_r D_{idt} l_{sr} & -(\omega_g - \omega_r) & -r_r D_{idt} l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \\ \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^g \\ v_{sq}^g \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{idt} l_r & 0 & -D_{idt} l_{sr} & 0 \\ 0 & D_{idt} l_r & 0 & -D_{idt} l_{sr} \\ -D_{idt} l_{sr} & 0 & D_{idt} l_s & 0 \\ 0 & D_{idt} l_{sr} & 0 & -D_{idt} l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \\ \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

2.4.2 Equações das variáveis xyo - Máquina de cinco fases

As variáveis xyo são variáveis de bobinas isoladas. Como é possível observar nas Eqs. (2.55) a (2.58) não apresentam acoplamento com nenhuma outra bobina, sendo modelos simples de bobinas isoladas cuja representação de estado é dada por:

$$\frac{di_{sx}}{dt} = -\frac{r_s}{l_{ls}}i_{sx} + \frac{1}{l_{ls}}v_{sx} \quad (2.81)$$

$$\frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{r_s}{l_{ls}}i_{sy} + \frac{1}{l_{ls}}v_{sy} \quad (2.82)$$

$$\frac{di_{so}}{dt} = -\frac{r_s}{l_{lso}}i_{so} + \frac{1}{l_{lso}}v_{so} \quad (2.83)$$

$$\frac{di_{rx}}{dt} = -\frac{r_r}{l_{lr}}i_{rx} + \frac{1}{l_{lr}}v_{rx} \quad (2.84)$$

$$\frac{di_{ry}}{dt} = -\frac{r_r}{l_{lr}}i_{ry} + \frac{1}{l_{lr}}v_{ry} \quad (2.85)$$

$$\frac{di_{ro}}{dt} = -\frac{r_r}{l_{lro}}i_{ro} + \frac{1}{l_{lro}}v_{ro} \quad (2.86)$$

A alimentação das bobinas do rotor são nulas, conseqüentemente as tensões $v_{rx} = v_{ry} = v_{ro} = 0$.

2.4.3 Equações nas variáveis ho - Máquina de quatro fases

As variáveis ho também são variáveis de bobinas isoladas e suas equações dinâmicas postas em equações de estado ficam na forma:

$$\frac{di_{sh}}{dt} = -\frac{r_s}{l_{so}}i_{sh} + \frac{1}{l_{so}}v_{sh} \quad (2.87)$$

$$\frac{di_{so}}{dt} = -\frac{r_s}{l_{so}}i_{so} + \frac{1}{l_{so}}v_{so} \quad (2.88)$$

$$\frac{di_{rh}}{dt} = -\frac{r_r}{l_{ro}}i_{rh} + \frac{1}{l_{ro}}v_{rh} \quad (2.89)$$

$$\frac{di_{ro}}{dt} = -\frac{r_r}{l_{ro}}i_{ro} + \frac{1}{l_{ro}}v_{ro} \quad (2.90)$$

A alimentação das bobinas rotóricas são nulas, conseqüentemente as tensões $v_{rh} = v_{ro} = 0$.

2.5 Equação Mecânica da Máquina

Para que o modelo do motor de indução esteja completo falta apenas a equação que descreva o movimento da máquina. Esta equação é obtida a partir da *segunda lei de Newton* aplicada aos movimentos rotacionais:

$$\sum \mathbf{F}_{ap} = J_m \alpha \quad (2.91)$$

As forças que atuam sobre o rotor são: o conjugado eletroagnético (T_e), o conjugado resistente mecânico de carga (T_m) e o conjugado resistente de atrito que é proporcional a velocidade ($K_m \omega_m$). Portanto, aplicando a Eq. (2.91) à máquina obtém-se

$$T_e - T_m - K_m \omega_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt}$$

que escrito na forma de equação de estado resulta em

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{K_m}{J_m} \omega_m + \frac{1}{J_m} T_e - \frac{1}{J_m} T_m \quad (2.92)$$

2.6 Conclusão

Neste capítulo foi desenvolvido detalhadamente um modelo a parâmetros concentrados para a máquina de cinco fases. O modelo da máquina de quatro fases foi apresentado, mas não foi detalhado, tendo em vista que isto está feito em [30].

A metodologia de modelagem aplicada a máquina de cinco fases neste capítulo aplica-se a máquinas com qualquer número de fases. Além disso, não se faz restrições neste tipo de modelagem quanto ao tipo de máquina que ele representa. Sendo as equações resultantes um modelo genérico para a máquina de corrente alternada, podendo ser esta de indução ou síncrona, a depender apenas de como as bobinas do rotor são alimentadas. Observe que no desenvolvimento das equações de estado do motor de indução foi feita alimentação nula no rotor.

Capítulo 3

Estratégias de Modulação *PWM* para a Máquina de Cinco Fases

3.1 Introdução

Os sinais modulados em largura de pulso são muito utilizados dentro da eletrônica de potência. Diferentes técnicas de geração dos sinais *PWM* foram propostas na literatura especializada, todas, baseadas em dois métodos: nas referências por fase usando uma portadora de alta frequência, também conhecido como modulação escalar; e nos vetores espaciais onde, todas as fases são analisadas simultaneamente. O segundo método, também conhecido como modulação vetorial, consiste em um ferramenta bastante utilizada no estudo de estratégias *PWM*.

As estratégias de modulação *PWM* aplicadas ao motor de indução de cinco fases, quando acionado por um inversor de frequência também com cinco fases (Figura 3.1), apresenta uma flexibilidade bem maior quando comparado a um sistema trifásico. Enquanto no caso trifásico existem oito diferentes combinações de chaveamento, o que gera seis vetores ativos e dois nulos, no caso pentafásico existem trinta e duas combinações de chaveamento. Isto permite a geração de trinta vetores ativos e dois nulos. Logo, para sintetizar uma determinada tensão de referência com a estrutura da Figura 3.1, várias combinações de vetores são possíveis. Neste trabalho são propostos e estudados vários métodos de controle *PWM*, definidos segundo a abordagem vetorial e escalar.

O controle de tensão *PWM* no acionamento de um motor de indução de cinco fases é um tema pouco desenvolvido na literatura.

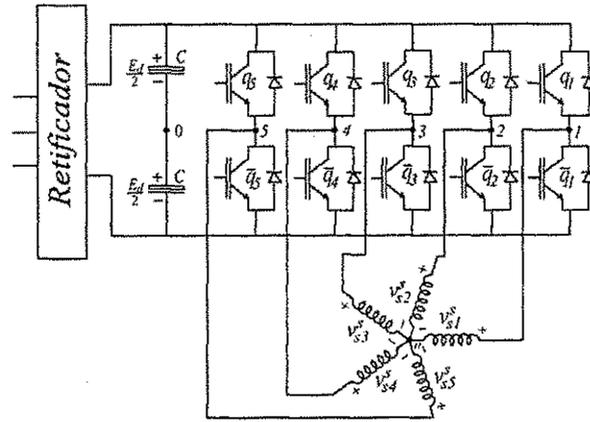


Figura 3.1: Sistema de acionamento usando motor de indução de cinco fases

3.2 Modelo da Máquina

O modelo já apresentado para a máquina no capítulo 2 em um referencial genérico é colocado no referencial estatórico onde $\gamma_g = 0 \implies \omega_g = 0$. Assim,

$$\mathbf{v}_{sdq}^s = r_s \mathbf{i}_{sdq}^s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{sdq}^s \quad (3.1)$$

$$\mathbf{v}_{rdq}^s = r_r \mathbf{i}_{rdq}^s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{rdq}^s - j\omega_r \boldsymbol{\lambda}_{rdq}^s \quad (3.2)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq}^s = l_s \mathbf{i}_{sdq}^s + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq}^s \quad (3.3)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^s = l_{sr} \mathbf{i}_{sdq}^s + l_r \mathbf{i}_{rdq}^s \quad (3.4)$$

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{v}_{rxy} = r_r \mathbf{i}_{rxy} + l_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rxy} \quad (3.6)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{lso} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (3.7)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_{lro} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (3.8)$$

$$T_e = pl_{sr}(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}). \quad (3.9)$$

Onde $\mathbf{v}_{sdq}^s = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$, $\mathbf{i}_{sdq}^s = i_{sd}^s + ji_{sq}^s$ e $\boldsymbol{\lambda}_{sdq}^s = \lambda_{sd}^s + j\lambda_{sq}^s$ são os vetores de tensão, corrente e fluxo dq do estator, respectivamente; $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$, $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$, and $\boldsymbol{\lambda}_{sxy} = \lambda_{sx} + j\lambda_{sy}$ são os vetores de tensão, corrente e fluxo xy do estator, respectivamente; v_{so} , i_{so} e λ_{so} é a tensão, corrente e fluxo homopolar do estator, respectivamente (as variáveis equivalentes para o rotor são obtidas trocando o subscrito s por r); T_e é o conjugado eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e do rotor, respectivamente; l_s , l_{ls} , l_r e l_{lr} são as indutâncias própria e de dispersão do estator e do rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua

e p é o número de pares de pólo da máquina. Observe que nas variáveis complexas no modelo acima não aparece o termo $1/\sqrt{2}$ multiplicando como mostrado no capítulo 1. Isto foi uma simplificação feita uma vez que ao serem substituídas no modelo tal termo desaparece.

A matriz de transformação \bar{P}_{s5} colocada no referencial estático será denotada de A_{s5} e as variáveis do estator $dqxyo$ do modelo anterior podem ser determinadas a partir das variáveis 12345 pelo uso da equação de transformação

$$\mathbf{x}_{s12345} = \mathbf{A}_{s5} \mathbf{x}_{sdqxyo} \quad (3.10)$$

com $\mathbf{x}_{s12345} = [x_{s1}^s \ x_{s2}^s \ x_{s3}^s \ x_{s4}^s \ x_{s5}^s]^T$, $\mathbf{x}_{sdqxyo} = [x_{sd}^s \ x_{sq}^s \ x_{sx} \ x_{sy} \ x_{so}]^T$ e

$$\mathbf{A}_{s5} = k \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ c_2 & s_2 & c_4 & s_4 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ c_4 & s_4 & c_8 & s_8 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ c_6 & s_6 & c_{12} & s_{12} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ c_8 & s_8 & c_{16} & s_{16} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Onde, $k = \sqrt{\frac{2}{5}}$, $c_2 = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)$, $c_4 = \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)$, $c_6 = \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right)$, $c_8 = \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right)$, $c_{12} = \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right)$, $c_{16} = \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right)$, $s_2 = \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)$, $s_4 = \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)$, $s_6 = \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right)$, $s_8 = \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right)$, $s_{12} = \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right)$ e $s_{16} = \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right)$. Os vetores \mathbf{x}_{s12345} e \mathbf{x}_{sdqxyo} podem ser vetores de tensão, corrente ou fluxo. Esta matriz de transformação como já mostrado no capítulo 2 é tal que $\mathbf{A}_{s5}^{-1} = \mathbf{A}_{s5}^T$.

3.3 Modelo do Conversor

O inversor de cinco fases utilizado é composto pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5$ e \bar{q}_5 (Figura 3.1). O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 5): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, enquanto $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta. Os pares $q_1\bar{q}_1, q_2\bar{q}_2, q_3\bar{q}_3, q_4\bar{q}_4$ e $q_5\bar{q}_5$ são complementares.

As tensões de pólo do conversor são dadas por

$$v_{j0} = v_{sj}^s + v_{n0} = (2q_j - 1) \frac{E_d}{2} + v_{n0} \quad (j = 1 \text{ a } 5) \quad (3.12)$$

onde, E_d é a tensão do barramento CC , v_{sj}^s ($j = 1$ a 5) são as tensões de fase da máquina e v_{n0} é a tensão entre o neutro da máquina e o ponto central '0' do barramento CC .

Na operação com tensões balanceadas, v_{s1}^s a v_{s5}^s devem ser impostas para seguir referências dq de tensão (v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*}) responsáveis pelo controle de torque e referências

xy nulas ($v_{sz}^* = 0$ e $v_{sy}^* = 0$). A variável o é imposta nula diretamente, já que a máquina não está com o neutro conectado ($i_{so} = 0$, conseqüentemente $v_{so} = 0$).

Se V_s é a amplitude da tensão de fase, existem dois valores para a tensão de linha: $V_{s_{jj+1}} = [2 \sin(\frac{\pi}{5})] V_s$ (fases separadas por 72°) e $V_{s_{jj+2}} = [2 \cos(\frac{\pi}{10})] V_s$ (fases separadas por 144°) onde, $j = 1$ a 5 , $j + 1 = 2$ a 1 e $j + 2 = 3$ a 2 , como ilustrado na Figura 3.2. Sabendo que as tensões entre fases geradas pelo conversor é limitada a E_d , ou seja, $V_{s_{jj+1}}$ e $V_{s_{jj+2}} \leq E_d$. Então, a amplitude das tensões de fase deve obedecer a

$$V_s \leq \frac{E_d}{2 \cos(\frac{\pi}{10})} \quad (3.13)$$

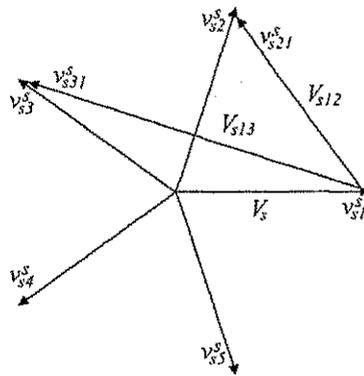


Figura 3.2: Diagrama fasorial das tensões de um sistema de cinco fases balanceado

3.3.1 Índice de modulação em amplitude

A tensão de fase máxima, com alimentação balanceada, que pode ser aplicada à máquina usando a estrutura da Figura 3.1 é dado pela Eq. (3.13). Sendo assim, define-se o índice de modulação em amplitude (m_a), como a relação entre a amplitude da tensão desejada nas fases da máquina e a amplitude máxima que pode-se conseguir. Assim,

$$m_a = \left[2 \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) \right] \frac{V_s}{E_d} \quad (3.14)$$

A amplitude da tensão de fase pode ser escrita em função do índice de modulação como:

$$V_s = m_a \frac{E_d}{2 \cos\left(\frac{\pi}{10}\right)}, \quad 0 \leq m_a \leq 1 \quad (3.15)$$

3.4 Controle PWM Baseado em Vetores Espaciais

O controle PWM pode ser definido usando os vetores espaciais (SVPWM). Diferentemente do caso trifásico apresentado em [37] e [38] existem dois planos a serem considerados dq e xy , nos quais são definidos os vetores de referências e os gerados pelo inversor.

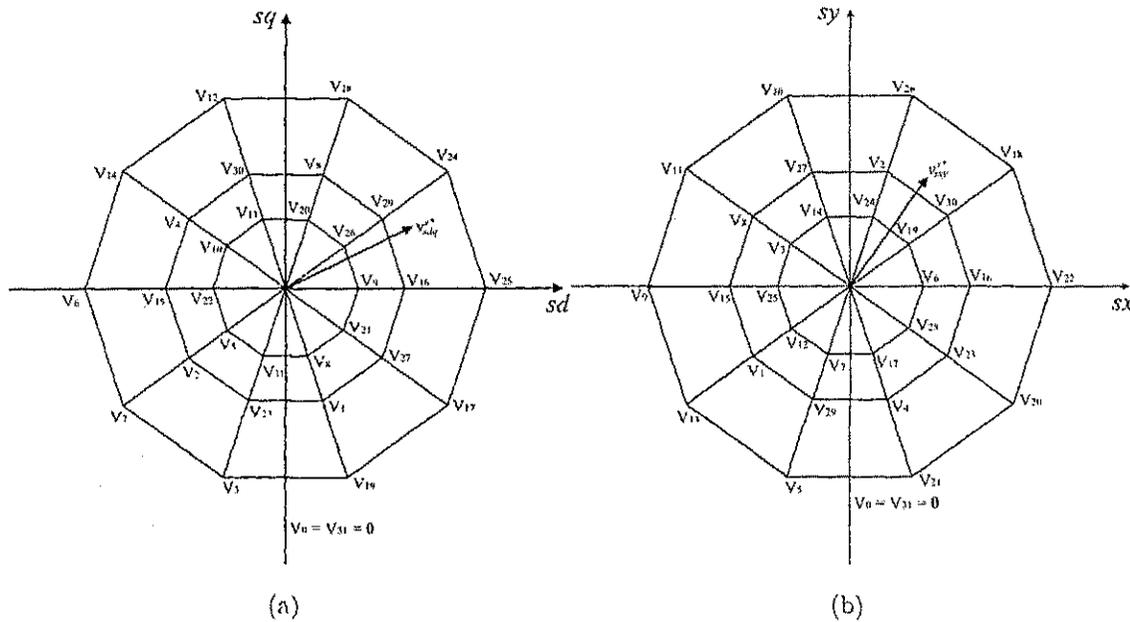


Figura 3.3: Vetores realizáveis pelo inversor: (a) vetores dq (b) vetores xy .

Aplicando a Eq. (3.10) na Eq. (3.12) a tensão v_{so} obtida é nula (devido o neutro da máquina não estar conectado) e as tensões dq e xy são dadas em função do estado das chaves pelas Eq. (3.16) e (3.17).

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = kE_d \begin{bmatrix} 1 & c_2 & c_4 & c_6 & c_8 \\ 0 & s_2 & s_4 & s_6 & s_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sx} \\ v_{sy} \end{bmatrix} = kE_d \begin{bmatrix} 1 & c_4 & c_8 & c_{12} & c_{16} \\ 0 & s_4 & s_8 & s_{12} & s_{16} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Existem trinta e duas combinações possíveis de $q_1, q_2, q_3, q_4,$ e q_5 . Cada combinação

de chave irá gerar um vetor no plano dq ($\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$) e outro no plano xy ($\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$). Considerando que o número decimal correspondente a sequência binária dada por $q_1q_2q_3q_4q_5$ seja i , então V_i é a denominação aqui dada para tal sequência de chaveamento. Sem perda de generalidade, os vetores associados a cada estado de chaveamento serão chamados de vetor V_i . Sendo assim, os trinta e dois vetores dq e xy são apresentados na Figura 3.3 (vértices dos hexágonos). Destes, dois vetores são nulos ($V_0 = V_{31} = 0$) e trinta são ativos. Os vetores não nulos estão divididos em três grupos (dez em cada grupo) de amplitudes diferentes (pequenos, “índice p ”, $V_p = \frac{\sqrt{2}}{10} (5 - \sqrt{5}) E_d$; médios, “índice m ”, $V_m = \frac{\sqrt{2}}{20} (3\sqrt{5} + 5) E_d$; e grandes, “índice g ”, $V_g = \frac{\sqrt{2}}{10} (5 + \sqrt{5}) E_d$). A relação de tamanho entre estes vetores pode ser dada por:

$$\left(\frac{V_g}{V_m} \right) = \left(\frac{V_m}{V_p} \right) = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{5} \right) \simeq 1,618 \quad (3.18)$$

A tensão v_{so} no motor é naturalmente nula devido a forma como suas bobinas estão conectadas. Logo, no acionamento do motor de indução a preocupação é aplicar sobre ele tensões v_{sd}^s , v_{sq}^s , v_{sx}^s e v_{sy}^s pré-definidas. Para se controlar dois vetores, \mathbf{v}_{sdq}^* e \mathbf{v}_{sxy}^* , simultaneamente, é necessário utilizar quatro dos vetores que o inversor é capaz de gerar. Como forma de se ter menor distorção harmônica nas variáveis dq , os vetores são escolhidos dentre os que definem o setor onde o vetor dq de referência está localizado. O vetor de referência no plano dq é representado por $\mathbf{v}_{sdq}^* = v_{sd}^{s*} + jv_{sq}^{s*}$, constante no intervalo de amostragem τ , e os quatro vetores dq realizáveis pelo conversor são $\mathbf{V}_{dqak} = V_{dak} + jV_{qak}$ e $\mathbf{V}_{dqal} = V_{dal} + jV_{qal}$, para o grupo a ($a = p, m$ ou g), e $\mathbf{V}_{dqbk} = V_{dbk} + jV_{qbk}$ e $\mathbf{V}_{dqbl} = V_{dbl} + jV_{qbl}$, para o grupo b ($b = p, m$ ou g), onde k e l definem vetores adjacentes ($k = 1, \dots, 10$; $l = k + 1$ se $k \leq 9$ e $l = 1$ se $k = 10$). No plano xy , os vetores de referência são $\mathbf{v}_{sxy}^* = v_{sx}^s + jv_{sy}^s$ (normalmente igual a zero), e os quatro vetores xy gerados pelo inversor são $\mathbf{V}_{xyak} = V_{xak} + jV_{yak}$ e $\mathbf{V}_{xyal} = V_{xal} + jV_{yal}$, para o grupo a , e $\mathbf{V}_{xybk} = V_{xbk} + jV_{ybk}$ e $\mathbf{V}_{xybl} = V_{xbl} + jV_{ybl}$, para o grupo b . Igualando-se o valor médio do vetor tensão de referência com o valor médio dos vetores gerados pelo conversor no período τ , tem-se

$$\mathbf{v}_{sdq}^* = \frac{t_{ak}}{\tau} \mathbf{V}_{dqak} + \frac{t_{al}}{\tau} \mathbf{V}_{dqal} + \frac{t_{bk}}{\tau} \mathbf{V}_{dqbk} + \frac{t_{bl}}{\tau} \mathbf{V}_{dqbl} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{v}_{sxy}^* = \frac{t_{ak}}{\tau} \mathbf{V}_{xyak} + \frac{t_{al}}{\tau} \mathbf{V}_{xyal} + \frac{t_{bk}}{\tau} \mathbf{V}_{xybk} + \frac{t_{bl}}{\tau} \mathbf{V}_{xybl} \quad (3.20)$$

onde t_{ak} e t_{al} são os intervalos de tempo durante os quais os vetores adjacentes \mathbf{V}_{dqak} (ou \mathbf{V}_{xyak}) e \mathbf{V}_{dqal} (ou \mathbf{V}_{xyal}) são aplicados, respectivamente (intervalos t_{bk} e t_{bl} são definidos similarmente para o grupo b).

As Eq. (3.19) e (3.20) formam um sistema linear a quatro equações e quatro incógnitas. Definidos os vetores a serem aplicados \mathbf{V}_{dqak} , \mathbf{V}_{dqbk} , \mathbf{V}_{xyak} e \mathbf{V}_{xybk} ; os

vetores de referência \mathbf{v}_{sdq}^* e \mathbf{v}_{sxy}^* ; e o período de amostragem, τ , os intervalos t_{ak} , t_{al} , t_{bk} e t_{bl} podem ser determinados de forma única.

Uma operação a frequência constante do inversor, definida pelo intervalo de amostragem τ , é alcançada se os vetores nulos são aplicados para o restante do intervalo de amostragem, t_o , isto é,

$$t_o = t_{oi} + t_{of} = \tau - t_{ak} - t_{bk} - t_{al} - t_{bl} \quad (3.21)$$

Na Eq. (3.21), o intervalo de tempo t_o , pode ser dividido e distribuído no início, t_{oi} , e no fim, t_{of} , do intervalo de amostragem τ . Introduzindo o fator de distribuição dos vetores nulos $\mu = t_{oi}/t_o$ ($0 \leq \mu \leq 1$) [9], [10], obtém-se:

$$t_{oi} = \mu t_o \quad (3.22)$$

$$t_{of} = (1 - \mu) t_o \quad (3.23)$$

Para se controlar apenas o vetor \mathbf{v}_{sdq}^* , deixando o vetor \mathbf{v}_{sxy} livre, apenas dois vetores podem ser utilizados. O equacionamento é análogo ao caso anterior onde quatro vetores são utilizados.

As variáveis dq são as responsáveis por conjugado na máquina, enquanto xy não contribui para o conjugado. Sendo assim deseja-se, em uma operação normal, manter as variáveis xy nulas e apenas com as estratégias que utilizam quatro vetores é possível controlar dq e xy simultaneamente.

Diferentes estratégias de modulação utilizando diferentes grupos de controle serão apresentadas. A estratégia será definida em função do tamanho dos vetores dq que ela utiliza. Assim, quando for citado que a modulação utiliza vetores grande e médios isto significa que estes são assim em dq .

Observando os planos vetoriais percebe-se que vetores grandes no plano dq correspondem a vetores pequenos no plano xy , vetores médios no plano dq correspondem a vetores médios no plano xy e vetores pequenos no plano dq correspondem a vetores grandes no plano xy . Vetores que em dq estão por sobre a mesma reta suporte, em xy também estarão por sobre a mesma reta suporte. Vetores grandes e pequenos que em dq estão na mesma direção, em xy também estarão. Já vetores grandes e médios ou pequeno e médios que estão na mesma direção em dq , em xy estarão em direções opostas. Estas observações são importantes no desenvolvimento de estratégias de modulação.

Três estratégias são possíveis utilizando quatro vetores: a que utiliza vetores grandes e médios; grandes e pequenos; médios e pequenos. Entretanto, observando os planos vetoriais é possível perceber que vetores grandes e pequenos não anulam xy , uma vez que os quatro vetores apareceram em xy na mesma direção (a Figura 3.4 ilustra esta situação para os vetores do setor I).

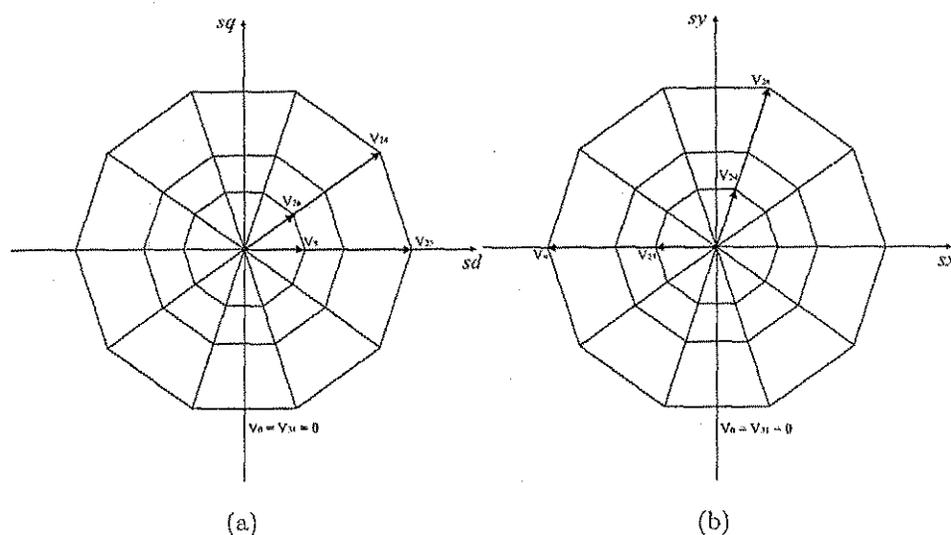


Figura 3.4: Vetores grandes e pequenos do setor I : (a) vetores dq (b) vetores xy .

Três métodos PWM foram definidos em função do grupo de vetores espaciais escolhidos. O método I emprega dois vetores grandes e dois médios e opera com número mínimo chaveamentos dentro de um período de amostragem (denominado método natural do mínimo chaveamento). O método II emprega dois vetores médios e dois pequenos (denominado método da pequena amplitude). O método III emprega apenas os vetores grandes (denominado método de máxima amplitude). Ainda é possível usar apenas médios ou pequenos. Estes tipos de modulação não permitem anular as componentes xy . O método III , também não permite anular as componentes xy , mas apresenta a vantagem de permitir gerar variáveis dq com amplitude maior que nos métodos I e II .

3.4.1 Método natural do mínimo chaveamento (método I)

Neste caso os quatro vetores são escolhidos nos grupos dos vetores médios e grandes ($a = m$ e $b = L$). A Figura 3.5 ilustra os vetores do método I para o setor I ; e na tabela 3.1 são apresentados os vetores usados em cada setor (na sequência em que são aplicados). Observando a sequência de aplicação dos vetores em cada setor (tabela 3.1), percebe-se que cada chave comuta uma única vez por período de amostragem (na Figura 3.6(a) é ilustrado o caso do setor I). Isto permite reduzir a frequência de chaveamento do inversor.

A partir de (3.19) e (3.20) e identificados os vetores são determinados os intervalos de tempo de aplicação de cada vetor.

A maior amplitude para as tensões de fase que este método pode gerar é dada pela

Tabela 3.1: Seleção dos vetores do método *I*

Setor	Vetores Selecionados					
I	V_{31}	V_{29}	V_{25}	V_{24}	V_{16}	V_0
II	V_{31}	V_{29}	V_{28}	V_{24}	V_8	V_0
III	V_{31}	V_{30}	V_{28}	V_{12}	V_8	V_0
IV	V_{31}	V_{30}	V_{14}	V_{12}	V_4	V_0
V	V_{31}	V_{15}	V_{14}	V_6	V_4	V_0
VI	V_{31}	V_{15}	V_7	V_6	V_2	V_0
VII	V_{31}	V_{23}	V_7	V_3	V_2	V_0
VIII	V_{31}	V_{23}	V_{19}	V_3	V_1	V_0
IX	V_{31}	V_{27}	V_{19}	V_{17}	V_1	V_0
X	V_{31}	V_{27}	V_{25}	V_{17}	V_{16}	V_0

Eq. (3.13).

3.4.2 Método da pequena amplitude (método *II*)

Neste caso são utilizados os vetores médios e pequenos para geração de tensões de menores amplitudes que no método *I*. Na Figura 3.7 são ilustrados os vetores escolhidos para o setor *I*; e na tabela 3.2 são apresentados os vetores usados em cada setor (na sequência em que são aplicados). A partir da sequência de aplicação dos vetores (tabela 3.2), percebe-se que neste caso, três das chaves comutam duas vezes por período de amostragem (ver Figura 3.6(b)). Desse modo, existem oito comutações por período de amostragem, enquanto que no método *I* são apenas cinco. Logo, para que o conversor utilizando o método *I* (com cinco comutações) ou este (com oito comutações) apresente a mesma frequência média de chaveamento, o período de amostragem neste caso deve ser $\frac{8}{5}$ vezes maior que no outro.

Na sequência da tabela 3.2, antes e depois do V_{31} , que é um vetor nulo, são aplicados vetores ativos na mesma direção, contribuindo assim com uma maior distorção harmônica das tensões. Uma variante deste método é obtida trocando a primeira com a terceira coluna da tabela 3.2. Neste caso, fica assegurado que nunca vetores na mesma direção serão aplicados consecutivamente. Entretanto, isto eleva o número de comutações em cada período de amostragem para nove, necessitando de uma elevação do período de amostragem para $\frac{9}{5}$ do período da natural de mínimo chaveamento.

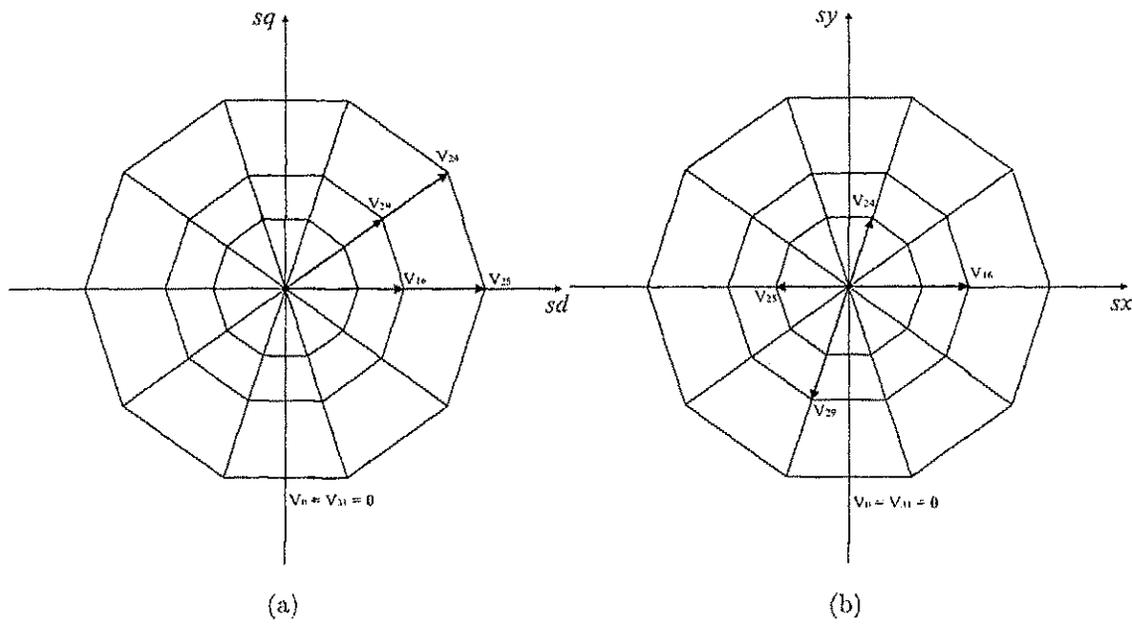


Figura 3.5: Vetores usado pelo método I dentro do setor I: (a) vetores dq (b) vetores xy .

Com esta modulação, a maior amplitude da tensão de fase (V_{fmx}) alcançável é:

$$V_{fmx} = \frac{E_d}{\frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{(5 + \sqrt{5})} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{5}\right)} \approx 0,32E_d \quad (3.24)$$

e a máxima tensão dq é dada por

$$V_{dq} = \frac{1}{4}\sqrt{(5 + \sqrt{5})} (3 - \sqrt{5}) E_d \approx 0,51E_d$$

O máximo índice de modulação (m_a), definido usando a máxima tensão obtida com o

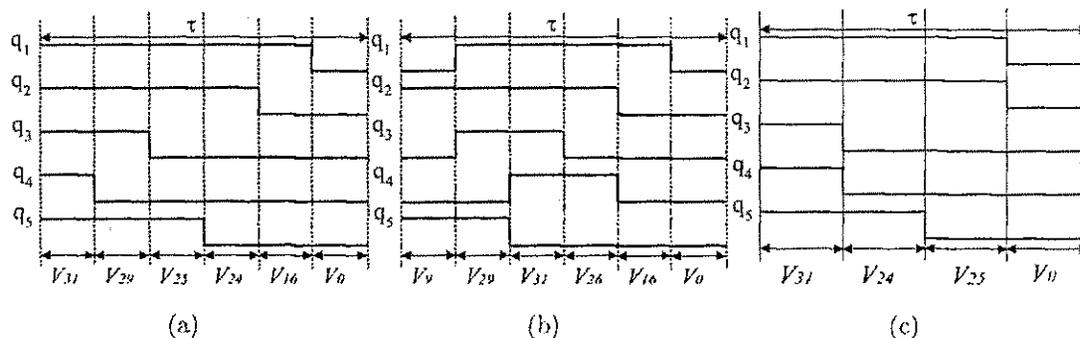


Figura 3.6: Sequência de comutação das chaves de potência para o setor I para as diferentes estratégias de modulação. a) Método I b) Método II c) Método III

Tabela 3.2: Seleção dos vetores do método II

Setor	Vetores Selecionados					
I	V_9	V_{29}	V_{31}	V_{26}	V_{16}	V_0
II	V_{20}	V_{29}	V_{31}	V_{26}	V_8	V_0
III	V_{20}	V_{30}	V_{31}	V_{13}	V_8	V_0
IV	V_{10}	V_{30}	V_{31}	V_{13}	V_4	V_0
V	V_{10}	V_{15}	V_{31}	V_{22}	V_4	V_0
VI	V_5	V_{15}	V_{31}	V_{22}	V_2	V_0
VII	V_5	V_{23}	V_{31}	V_{11}	V_2	V_0
VIII	V_{18}	V_{23}	V_{31}	V_{11}	V_1	V_0
IX	V_{18}	V_{27}	V_{31}	V_{21}	V_1	V_0
X	V_9	V_{27}	V_{31}	V_{21}	V_{16}	V_0

método I (3.13), que se alcança com esta modulação é:

$$m_a = \frac{1}{(1 + \cos(\frac{2\pi}{5}) + \cos(\frac{8\pi}{5}))} \approx 0,62 \quad (3.25)$$

A partir das Eq. (3.19) e (3.20) pode-se determinar o intervalo de tempo durante o qual cada vetor é aplicado.

3.4.3 Método da máxima amplitude (método III)

Com a modulação definida no método I só é possível alcançar uma tensão de fase máxima dada pela Eq. (3.13). Assim a máxima tensão dq será dada por (3.26).

$$V_{dq} = \sqrt{\frac{5}{2}} \frac{E_d}{2 \cos(\frac{\pi}{10})} \approx 0,83125 E_d \quad (3.26)$$

Todavia, se apenas os vetores grandes são usados (conforme Fig. 3.8(a)), consegue-se uma maior amplitude de tensão dq dada por (3.27).

$$V_{dq} = \frac{1}{20} \left[\sqrt{5 + \sqrt{5}} (5 + \sqrt{5}) \right] E_d \approx 0,97325 E_d \quad (3.27)$$

A amplitude da componente fundamental da tensão de fase pode chegar a

$$V_{fmx} = \frac{4 \cos(\frac{\pi}{10}) \cos(\frac{\pi}{5})}{5} E_{dc} \approx 0,61554 E_{dc} \quad (3.28)$$

O que equivale a um índice de modulação especificado pela Eq. (3.29).

$$m_a = \frac{8 \cos^2(\frac{\pi}{10}) \cos(\frac{\pi}{5})}{5} \approx 1,1708 \quad (3.29)$$

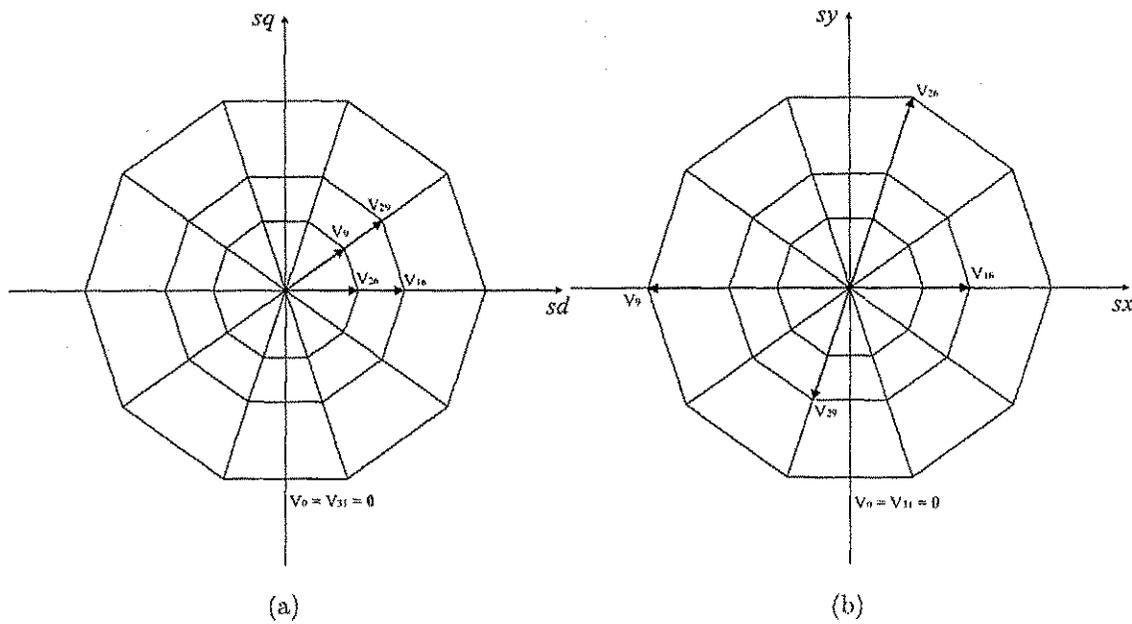


Figura 3.7: Vetores usado pelo método II dentro do setor I: (a) vetores dq (b) vetores xy .

Este ganho em tensão é conseguido sem perder linearidade entre o índice de modulação e a componente fundamental de tensão. Entretanto, esta modulação não permite anular as componentes xy (conforme Fig. 3.8(b)). As componentes de tensão xy , por sua vez, introduzem harmônicos de baixa frequência nas tensões de fase.

A sequência de aplicação dos vetores utilizados nesta modulação por setor é apresentada na tabela 3.3.

A partir da sequência de vetores apresentada na tabela 3.3 percebe-se que cada chave de potência comuta uma única vez por período de amostragem (conforme evidenciado na Figura 3.6(b) para o setor I), portanto, a frequência de chaveamento média do conversor é a mesma do método I que utiliza mesmo período de amostragem.

O tempo de aplicação de cada vetor pode ser simplificado, resultando nas Eq. (3.30) e (3.31).

$$t_{gk} = \left(\frac{V_{dgl}^s v_{sd}^{s*} - V_{dgl}^s v_{sq}^{s*}}{V_{dgl}^s v_{dgl}^s - V_{qgl}^s v_{dgl}^s} \right) \tau \quad (3.30)$$

$$t_{gl} = \left(\frac{V_{dgl}^s v_{sq}^{s*} - V_{qgl}^s v_{sd}^{s*}}{V_{dgl}^s v_{qgl}^s - V_{qgl}^s v_{dgl}^s} \right) \tau \quad (3.31)$$

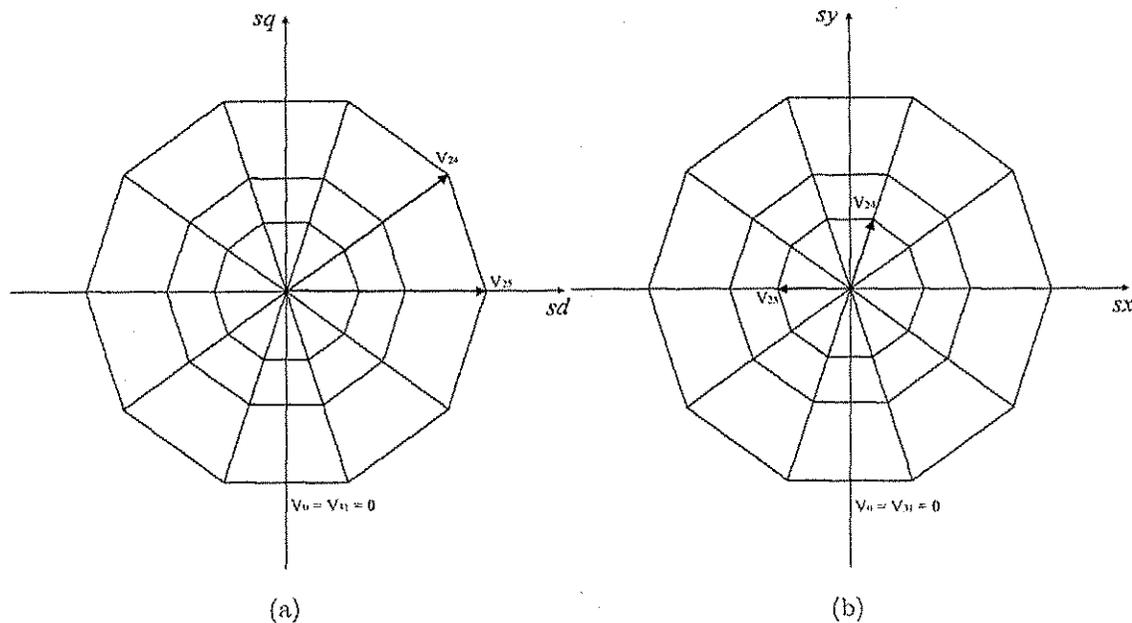


Figura 3.8: Vetores usado pelo método *III* dentro do setor *I*: (a) vetores *dq* (b) vetores *xy*.

3.5 Controle PWM Baseado nas Tensões de Fase

As estratégias de controle PWM apresentadas anteriormente estão todas na sua forma vetorial. Na forma vetorial todas as fases são analisadas simultaneamente na forma de vetores. O controle PWM do conversor pode ser realizado em termos das tensões de fase (método escalar). Neste caso as tensões de pólo de referência devem ser determinadas a partir das tensões de fase desejadas na máquina. Definindo as tensões de fase de referência v_{sj}^* ($j = 1$ to 5), as tensões de pólos podem ser expressas pela Eq. (3.32).

$$v_{j0}^* = v_{sj}^* + v_{n0}^*, \quad j = 1 \text{ a } 5. \quad (3.32)$$

Note que estas equações não podem ser resolvidas a menos que v_{n0}^* seja especificado. A tensão v_{n0}^* pode ser calculada como função do fator de distribuição μ definido anteriormente, o que permite definir uma equivalência entre os métodos vetoriais e por fase. Pode-se mostrar que v_{n0}^* é dada por

$$v_{n0}^* = E_d \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^*. \quad (3.33)$$

onde v_{sM}^* e v_{sm}^* são, respectivamente, as máximas e mínimas tensões de fase, isto é, $v_{sM}^* = \max\{v_{sj}^*\}$ e $v_{sm}^* = \min\{v_{sj}^*\}$ para $j = 1$ a 5 . O tempo de condução de cada chave de potência do inversor será dado pela Eq. (3.34).

$$\tau_j = T \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E_d} \right), \quad j = 1 \text{ a } 5 \quad (3.34)$$

Tabela 3.3: Seleção dos vetores do método III

Setor	Vetores Seleccionados			
I	V_{31}	V_{25}	V_{24}	V_0
II	V_{31}	V_{28}	V_{24}	V_0
III	V_{31}	V_{28}	V_{12}	V_0
IV	V_{31}	V_{14}	V_{12}	V_0
V	V_{31}	V_{14}	V_6	V_0
VI	V_{31}	V_7	V_6	V_0
VII	V_{31}	V_7	V_3	V_0
VIII	V_{31}	V_{19}	V_3	V_0
IX	V_{31}	V_{19}	V_{17}	V_0
X	V_{31}	V_{25}	V_{17}	V_0

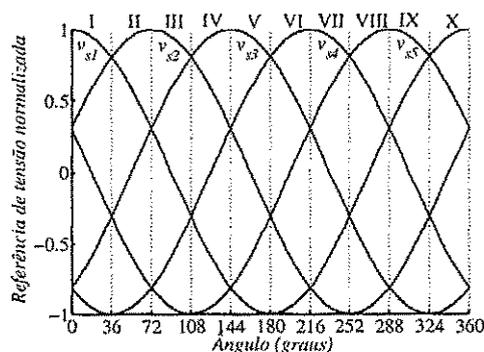


Figura 3.9: Localização das referências senoidais dentro dos setores definidos pelo plano vetorial

A partir desta abordagem é possível 'emular' o método vetorial do mínimo chaveamento a partir das larguras de pulso calculadas pela Eq. (3.34). Isto permite implementar tal método vetorial a partir do método escalar.

Uma abordagem escalar também pode ser dada ao método vetorial da máxima amplitude. Entretanto, ao contrário do que se fez para o caso anterior, a tensão v_{on}^* não pode ser definida unicamente para todas as fases uma vez que isto não distorceria as tensões de fase como ocorre neste método. Ao invés disto, diferentes valores de v_{no}^* são somados às diferentes referências por fase a depender do setor em que se encontrem as referências das tensões de fase. Dentro de um ciclo as referências percorrem dez setores conforme Figura 3.9. Em cada setor as tensões podem ser classificadas como $v_{MAX} < v_{MAX1} < v_{MED} < v_{MIN1} < v_{MIN}$.

Devido a utilização de apenas dois vetores ativos por período de amostragem, ape-

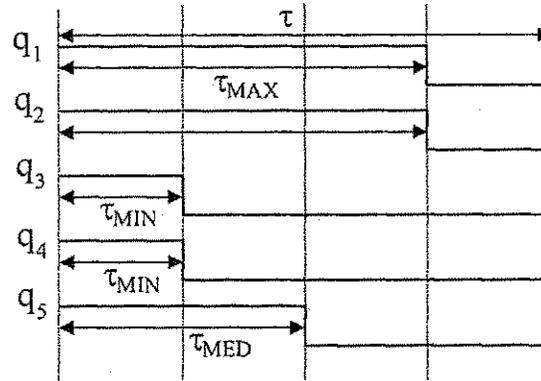


Figura 3.10: Distribuição dos intervalos de condução (τ_{MAX} , τ_{MED} e τ_{MIN}) para cada chave de potência quando as tensões de referência encontram-se no setor I

nas três larguras de pulso distintas são definidas em cada período de chaveamento: τ_{MAX} , τ_{MED} e τ_{MIN} . Assim dois pares de chaves de potência possuirão o mesmo tempo de condução (τ_{MAX} , τ_{MED} ou τ_{MIN} conforme a Figura 3.10 para o setor I) que serão distribuídos entre cada chave a depender do setor onde o vetor de referência se encontra (Figura 3.9 e Tabela 3.4). Os valores dos intervalos de condução são calculados segundo as Eq. (3.35)-(3.37).

$$\tau_{MAX} = R\tau + \mu\tau(1 - R) \quad (3.35)$$

$$\tau_{MED} = S\tau + \mu\tau(1 - R) \quad (3.36)$$

$$\tau_{MIN} = \mu\tau(1 - R) \quad (3.37)$$

onde,

$$R = \frac{\frac{1}{2}(-1 + \sqrt{5})(v_{MAX}^* - v_{MIN}^*) + (3 - \sqrt{5})(v_{MAX1}^* - v_{MIN1}^*)}{E}$$

$$S = \frac{\frac{1}{2}(-1 + \sqrt{5})(v_{MAX}^* - v_{MAX1}^*) - (v_{MIN}^* - v_{MED}^*)}{E}$$

As larguras de pulso das Eqs. (3.35)-(3.37) são por sua vez distribuídas entre os intervalos de condução de cada chave de potência segundo tabela 3.4.

3.6 Resultados de Simulação

Os resultados foram expressos na forma de gráficos tri-dimensionais da distorção harmônica ponderada ($WTHD$ - *Weighted Total Harmonic Distortion*) em função do índice de modulação em amplitude (m_a) e do fator de distribuição da roda livre (μ). O $WTHD$

Tabela 3.4: Seleção do intervalo de condução para cada chave de potência

Setor	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	τ_5
I	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MED}
II	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MED}	τ_{MIN}	τ_{MIN}
III	τ_{MED}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MIN}	τ_{MIN}
IV	τ_{MIN}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MED}	τ_{MIN}
V	τ_{MIN}	τ_{MED}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MIN}
VI	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MED}
VII	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MED}	τ_{MAX}	τ_{MAX}
VIII	τ_{MED}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MAX}	τ_{MAX}
IX	τ_{MAX}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MED}	τ_{MAX}
X	τ_{MAX}	τ_{MED}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MAX}

é determinado pela expressão (3.38).

$$WTHD(h) = 100 \left[\frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^h \left(\frac{a_i}{i} \right)^2} \right] \quad (3.38)$$

onde,

- a_1 é a amplitude da componente fundamental da variável em questão;
- a_i é a amplitude da i -ésima componente harmônica e
- h é o número de harmônicos considerados.

Todos os resultados foram obtidos com uma frequência média de chaveamento do conversor igual a $10kHz$. O número de harmônicos usado no cálculo do $WTHD$ foi $h = 1000$.

3.6.1 Método natural do mínimo chaveamento

Na Figura 3.11 são apresentados os $WTHD$'s das tensões dq e de fase. Observa-se que para um mesmo período de amostragem, $\mu = 0.5$ acarreta menor índice de distorção harmônica. Entretanto, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, cada uma das chaves semicondutoras ficará sem comutar por $\frac{1}{3}\tau$, onde τ é o período de amostragem. Assim, é possível reduzir o período de amostragem e ainda manter a mesma frequência média de chaveamento. Porém, este caso não foi analisado neste trabalho.

3.6.2 Método da pequena amplitude

Considerando índices de modulação tal que $0 \leq m_a \leq 0,618$, era esperado que nesta estratégia as tensões dq apresentassem distorção harmonica menor que a do método I ,

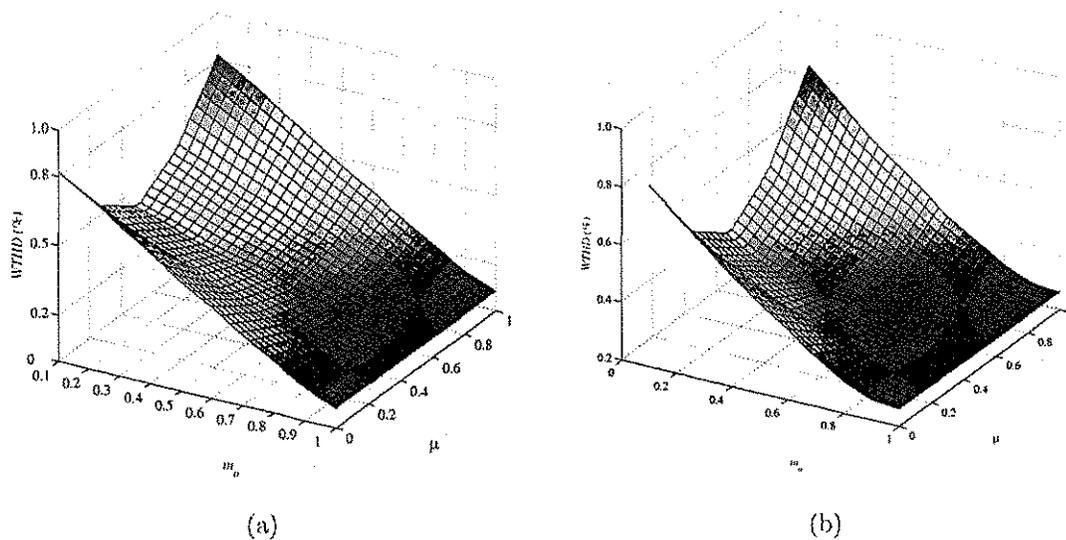


Figura 3.11: *WTHD* das tensões da máquina obtidas com o método *I* a) tensões *dq* e b) tensões de fase

visto que utiliza vetores menores e portanto mais próximos da referência. Entretanto, devido à necessidade de se elevar o período de amostragem frente ao método *I*, esta estratégia apresenta uma maior distorção que aquela. Isto pode ser visto comparando-se as Figuras 3.12(a) e (b) com as Figuras 3.11(a) e (b).

Quando se aplica a sequência da Tabela 3.2, próximo do valor máximo que esta modulação é capaz de fornecer ($0.5 \leq m_a \leq 0.618$), a distorção nas tensões *dq* é equivalente a distorção nesta mesma região causada pelo método *I*. Entretanto, devido os vetores *xy* utilizados aqui serem os médios e grandes, a distorção nas tensões de fase são bem maiores que a causada pelo método *I* que usa vetores *xy* médios e pequenos.

3.6.3 Método da máxima amplitude

Com um barramento de 500 V só seria possível uma tensão de fase com fundamental de 262,86 V. No entanto com o método *III* é possível chegar a uma fundamental de tensão igual a 307,77 V (cf. Figura 3.13). Observa-se da Figura 3.13, que os valores do terceiro e do sétimo harmônicos são significativos.

3.7 Resultados Experimentais

Como exemplo de resultados esperados, são ilustradas na Figura 3.14 as correntes *dq* obtidas experimentalmente quando utiliza-se a modulação natural do mínimo chavea-

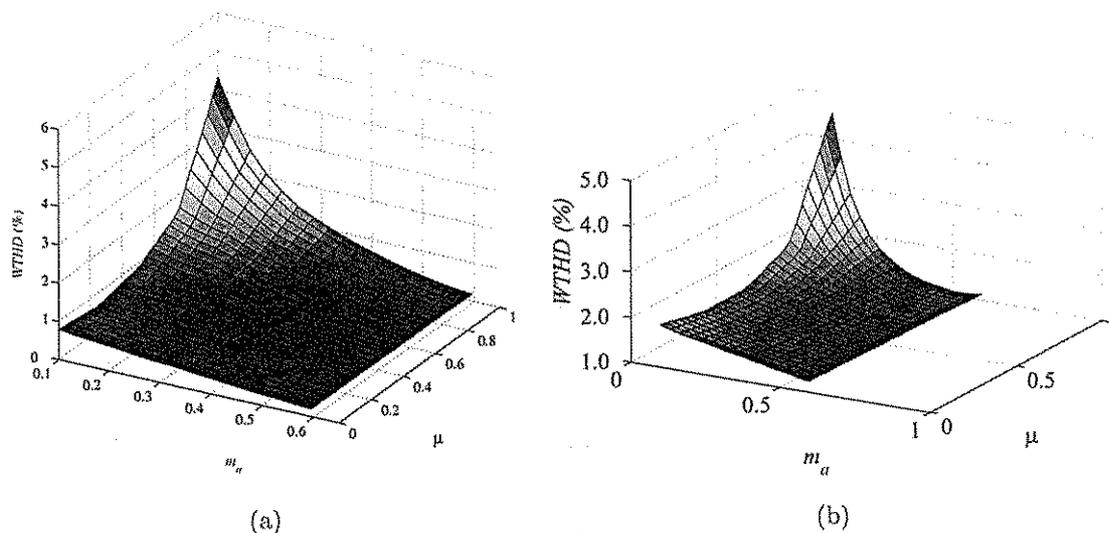


Figura 3.12: *WTHD* das tensões da máquina obtidas com o método *II* a) tensões *dq* e b) tensões de fase

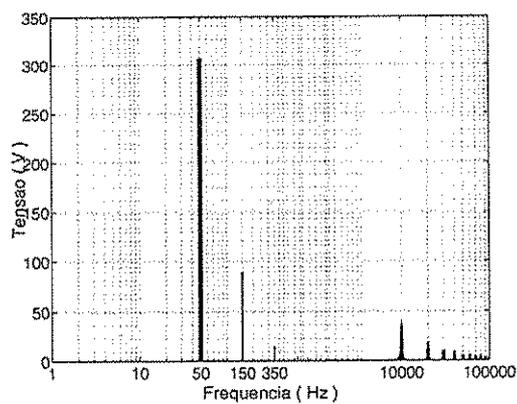


Figura 3.13: Espectro da tensão de fase na modulação de máxima amplitude com $m_a = 1,17$ e uma tensão no barramento de 500 volts

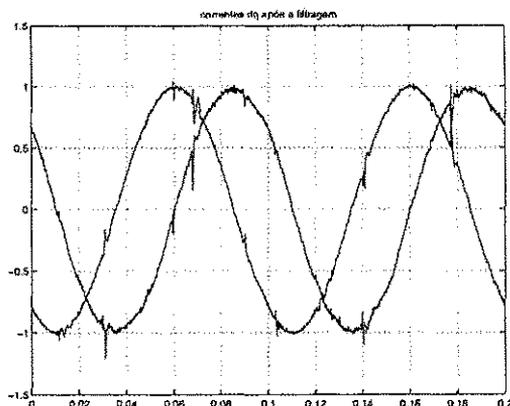


Figura 3.14: Correntes dq experimentais utilizando modulação natural do mínimo chaveamento

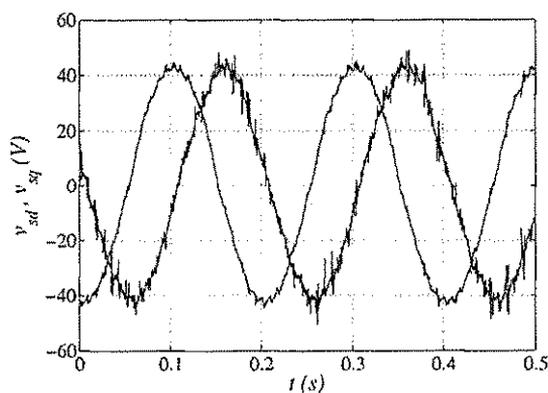


Figura 3.15: Tensões experimentais v_{sd} e v_{sq} utilizando o método *III* com 90% de sua capacidade máxima de tensão

mento. Observe que as correntes são balanceadas e ortogonais como esperado.

Na Figura 3.15 estão apresentadas as tensões dq obtidas usando o método da máxima amplitude com aproveitamento de 90% da máxima tensão dq que tal método pode aplicar.

Com um barramento de 47 V a máxima amplitude de tensão dq que pode ser obtida utilizando o método *I* é 39 V. Entretanto, observe que com apenas 90% da capacidade de tensão do método *III* já é possível alcançar em torno de 42 V de amplitude da tensão dq . Se fosse utilizado toda a capacidade do método da máxima amplitude, a amplitude de tensão dq que alcançaria cerca de 45 V.

Nas Figuras 3.16 e 3.17 estão apresentadas a tensão na fase 1 da máquina e seu espectro, respectivamente. Observe que embora as tensões de fase sejam distorcidas, as tensões dq não o são, o que garante um conjugado eletromagnético contínuo.

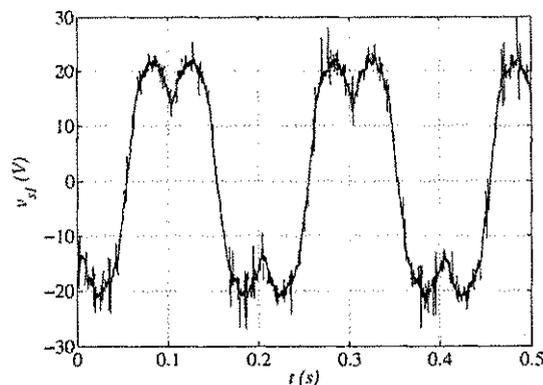


Figura 3.16: Tensão experimental v_{s1} da máquina com o método III

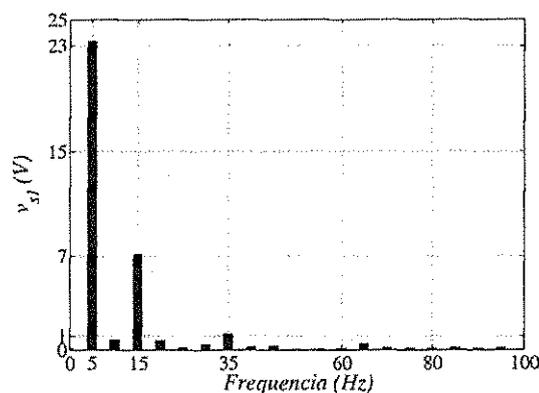


Figura 3.17: Espectro experimental da tensão de fase da máquina com o método III

3.8 Conclusão

A modulação natural de mínimo chaveamento é a melhor opção no acionamento do motor de indução de cinco fases, independentemente do índice de modulação. A modulação de pequena amplitude apresenta uma distorção harmônica menor que a natural dentro da sua região de operação, uma vez que usa vetores menores e mais próximos da referência, todavia isto ocorre se ambas as modulações estiverem com o mesmo período de amostragem, o que significa uma maior frequência de chaveamento na modulação de pequena amplitude que no caso natural uma vez que há um maior número de comutações das chaves por período de amostragem. Elevando o período de amostragem na modulação de pequena amplitude, de forma que a frequência de chaveamento permaneça a mesma, então, a distorção torna-se pior que no caso da modulação natural.

Na modulação natural, os vetores utilizados do plano xy são os médios e pequenos, enquanto que na modulação de pequena amplitude são os grandes e os pequenos. As tensões xy são impostas nulas na média, entretanto instantaneamente não os são. Logo,

influenciarão nas tensões de fase e portanto a distorção harmônica nas tensões de fase são maiores na modulação de pequena amplitude que na modulação natural.

O melhor aproveitamento do barramento CC pode ser alcançado usando o método de máxima amplitude. Todavia, este método deve ser usado quando é admissível a presença de harmônicos extras nas tensões e correntes de fase da máquina. A operação transitória, em que são necessárias rápidas acelerações ou desacelerações da máquina, o método *III* pode ser uma boa aplicação.

Capítulo 4

Sistemas Tolerantes a Falta Usando a Máquina de Cinco Fases

4.1 Introdução

Em alguns sistemas de acionamento, após a ocorrência de falha na operação não é possível parar imediatamente com esta para que uma manutenção corretiva seja executada. Ao contrário, o sistema deve de alguma forma ignorar a falha e permanecer operando como se nada de errado tivesse acontecido até que certas condições mínimas de segurança sejam atingidas para que, então, o processo possa ser interrompido e a manutenção realizada.

Nos últimos anos diversos trabalhos apresentados em congressos e anais da área tratam de sistemas de acionamentos *CA* tolerantes às falhas. Os mais diferentes esforços são feitos no sentido de manter o sistema *CA* operando. No primeiro trabalho de tolerância a falha em sistemas de acionamento de máquinas, apresentado por [39], a tolerância a falha foi introduzida através do uso de múltiplas fases independentes para alimentar uma máquina polifásica. Em seguida, um grande número de trabalhos foram publicados, investigando os mais diversos aspectos do tema: i) o efeito de falhas no inversor de frequência sobre a operação da máquina elétrica [40], ii) métodos de diagnósticos de falhas [41, 42, 43, 44, 45, 46, 47], esquemas de reconfiguração para isolamento dos dispositivos de potência defeituosos [48, 49], e iii) técnicas de compensação de falta que garantem a operação do sistema de acionamento de máquinas [50, 51, 52].

As máquinas polifásicas apresentam certas características de tolerância a falha superiores à máquina trifásica convencional tal como a possibilidade de não haver a necessidade de conexões auxiliares quando da perda completa de uma ou mais fases. Esta e outras vantagens são função do grau de liberdade adicional devido a máquina usar um

número de fases superior a três. Nos trabalhos apresentados por [18, 19, 20] a operação da máquina de cinco fases foi estudada quando uma ou duas fases são perdidas por completo. Nestes, a tolerância é estabelecida através de uma abordagem usando controle de corrente na máquina. Entretanto, algumas estratégias de controle de torque de malha aberta (tal como o controle Volts/Hz) não usam controle de corrente. Além disso, a estratégia de controle direto de torque (*DTC*) - ou até mesmo estratégias de campo orientado - os quais usam malha de controle de corrente - podem operar melhor se o controle de tensão, do controlador mais interno, é adaptado para tal condição de falta. Neste capítulo é apresentado o controle de tensão e corrente de um motor de indução de cinco fases (figura. 3.1) sob condições de falta com perda completa de um (figura 4.1(a)) ou dois (figura 4.1(b)) braços do inversor ou fases do motor. A estratégia de controle *PWM* permite uma operação contínua do sistema de acionamento livre de perturbação e sem a necessidade de conexões auxiliares em qualquer uma das condições de falta.

4.2 Controle de Tensão

Na operação pré-falta é possível aplicar as cinco tensões de fase da máquina de forma independente. Portanto, das Eqs. (4.1) e (4.2) percebe-se que é possível impor, de forma independente, as tensões v_{sd}^s , v_{sq}^s , v_{sx} e v_{sy} (v_{so} é nula naturalmente devido a forma de conexão da máquina). Normalmente, deseja-se que $v_{sx}^s = 0$ e $v_{sy}^s = 0$, enquanto v_{sd}^s e v_{sq}^s seguem referências especificadas por algum controle de fluxo e conjugado.

Com a ocorrência da falta uma ou mais fases estarão completamente abertas e não poderão mais ser impostas, resultando em variáveis de saída da máquina e não de

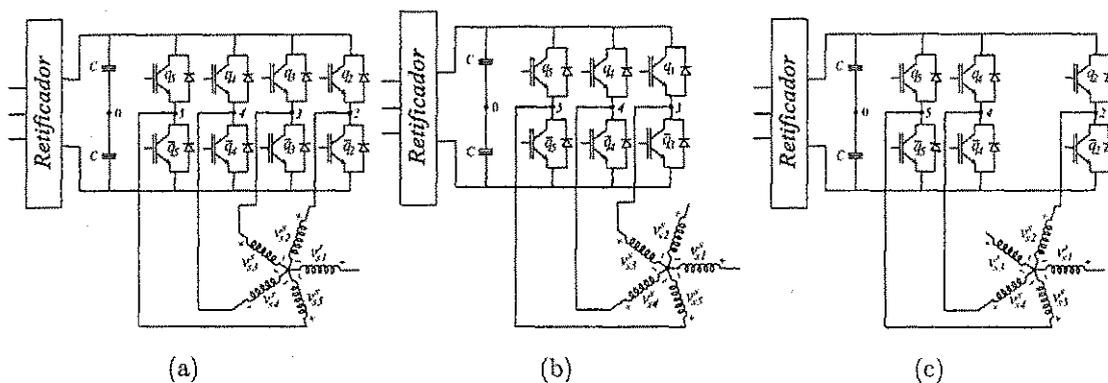


Figura 4.1: Sistemas de acionamento de cinco fases com a) a fase 1 aberta; b) as fases-1 e 2 abertas c) as fases-1 e 3

entrada como anterior à falta. Logo, se é desejado aplicar as mesmas tensões dq na operação pós-falta será necessário ler cada tensão da fase ou fases abertas para que a partir delas se possa definir as tensões que deverão ser impostas nas fases remanescentes de modo que o equilíbrio seja mantido.

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & c_2 & c_4 & c_6 & c_8 \\ 0 & s_2 & s_4 & s_6 & s_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \\ v_{s4}^s \\ v_{s5}^s \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sx}^s \\ v_{sy}^s \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & c_4 & c_8 & c_{12} & c_{16} \\ 0 & s_4 & s_8 & s_{12} & s_{16} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \\ v_{s4}^s \\ v_{s5}^s \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

4.2.1 Uma fase aberta (Caso I)

Considere que o sistema pós-falta é dado pela configuração mostrada na figura 4.1(a) onde, o braço 1 ou a fase 1 foi perdida. O conversor pós-falta é um conversor composto pelas chaves $q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5$ e \bar{q}_5 . As tensões de pólo do conversor serão dadas por

$$v_{20} = v_{s2}^s + v_{no} \quad (4.3)$$

$$v_{30} = v_{s3}^s + v_{no}$$

$$v_{40} = v_{s4}^s + v_{no}$$

$$v_{50} = v_{s5}^s + v_{no} \quad (4.4)$$

A partir das Eqs. (4.3)-(4.4) as tensões de fase podem ser expressas como

$$v_{s2}^s = v_{20} - v_{no} \quad (4.5)$$

$$v_{s3}^s = v_{30} - v_{no} \quad (4.6)$$

$$v_{s4}^s = v_{40} - v_{no} \quad (4.7)$$

$$v_{s5}^s = v_{50} - v_{no} \quad (4.8)$$

A tensão v_{s1}^s passa a ser uma variável de saída da máquina.

Observa-se das Eqs. (4.1) e (4.2) as tensões v_{sd}^s e v_{sx}^s são perturbadas pela abertura de fase enquanto v_{sq}^s e v_{sy}^s não, pois não dependem da tensão na fase 1.

A partir da transformação $dqxyo$ [Eq. (3.10)] com $v_{so} = 0$, a tensão v_{s1}^s pode ser reescrita na Eq. (4.9).

$$v_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{5}}(v_{sd}^s + v_{sx}) \quad (4.9)$$

Devido v_{sd}^s ser definido pelo controle de torque e v_{s1}^s ser uma variável de saída, v_{sx} não pode mais assumir qualquer valor (inclusive ser nula como é o ideal). Neste caso v_{sx} deve ser definida de modo permitir a imposição da tensão v_{sd}^{s*} . Considerando as tensões de referência v_{sd}^* e v_{sq}^* e o valor atual de v_{s1}^s , a tensão de referência v_{sx}^* é dada por:

$$v_{sx}^* = \sqrt{\frac{5}{2}}v_{s1}^s - v_{sd}^* \quad (4.10)$$

A tensão v_{sy}^* pode assumir qualquer valor, mesmo na ocorrência da falta. Fazê-la zero é a opção que minimiza o vetor de tensão \mathbf{v}_{sxy} conseqüentemente o de corrente e assim as perdas ôhmicas.

Observa-se que se um braço diferente é perdido, v_{sx}^* não é mais definido sem a escolha do v_{sy}^* e uma condição deve incluir a outra de modo a determinar v_{sx}^* e v_{sy}^* (por exemplo, minimizando $(v_{sx}^*)^2 + (v_{sy}^*)^2$). Como este procedimento é mais complexo que o caso onde o braço 1 é perdido, é interessante escolher a matriz de transformação, expressa na Eq.(3.10), de modo que a fase aberta seja sempre a fase 1.

As tensões de fase de referência v_{s2}^{s*} a v_{s5}^{s*} devem ser modificadas para se levar em consideração a condição de falta. Usando a Eq. (3.10) com v_{so} e v_{sy} iguais a zero chega-se as Eqs (4.11)-(4.14).

$$v_{s2}^{s*} = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_4 v_{sx}^* + c_2 v_{sd}^{s*} + s_2 v_{sq}^{s*}] \quad (4.11)$$

$$v_{s3}^{s*} = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_8 v_{sx}^* + c_4 v_{sd}^{s*} + s_4 v_{sq}^{s*}] \quad (4.12)$$

$$v_{s4}^{s*} = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_{12} v_{sx}^* + c_6 v_{sd}^{s*} + s_6 v_{sq}^{s*}] \quad (4.13)$$

$$v_{s5}^{s*} = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_{16} v_{sx}^* + c_8 v_{sd}^{s*} + s_8 v_{sq}^{s*}] \quad (4.14)$$

O diagrama de controle para este caso está ilustrado na figura 4.2.

Controle *PWM* baseado nas tensões de fase

O controle *PWM* do conversor pode ser realizado em termos das tensões de fase. Neste caso as tensões de pólos de referência devem ser determinadas a partir das tensões de fases desejadas na máquina. Considerando as tensões de fases da máquina v_{si}^{s*} ($i = 2$

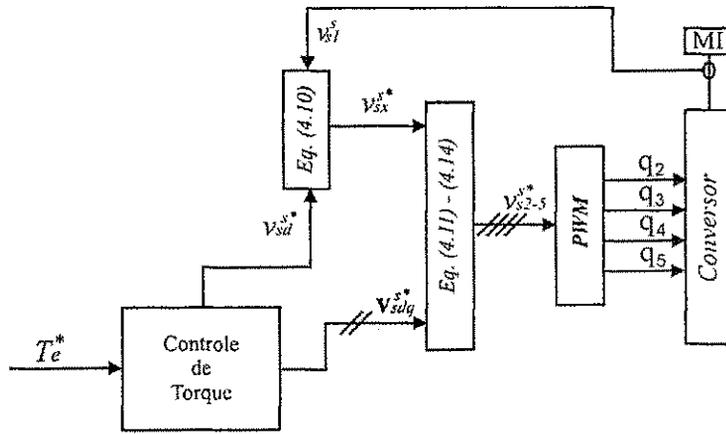


Figura 4.2: Diagrama de controle de tensão para a máquina de cinco fases com a fase 1 aberta

to 5) e as Eqs. (4.3) e (4.4), as tensões de pólos podem ser expressas na forma das Eqs. (4.15)-(4.18).

$$v_{20}^* = v_{s2}^{s*} + v_{n0}^{s*} \quad (4.15)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.16)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.17)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.18)$$

Note que estas equações não podem ser resolvidas a menos que v_{n0}^* seja especificado. A tensão v_{n0}^* pode ser calculada como função do fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) como considerado para o caso trifásico [9, 10] e como considerado para o caso de cinco fases simétrico no capítulo 3. Substituindo os valores de v_{s2}^{s*} a v_{s5}^{s*} , dado pelas Eq. (4.11)-(4.14) nas Eqs. (4.15)-(4.18), v_{20}^* a v_{50}^* são determinadas.

Usando este procedimento determinam-se as larguras dos pulsos de comando para as chaves de potência do inversor que são calculadas usando a Eq. (4.19).

$$\tau_i = T \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{i0}^*}{E_d} \right), \quad i = 2 \text{ to } 5 \quad (4.19)$$

Uma vez que v_{20}^* a v_{50}^* dependem da tensão de saída v_{s1} , a determinação da máxima tensão que o conversor poderá fornecer não é um procedimento simples.

Controle de tensão PWM baseado em vetores espaciais

O controle de tensão também pode ser definido usando uma abordagem vetorial. Substituindo as Eqs. (4.5)-(4.8) em na Eq. (3.10) e permanecendo com a tensão v_{s1}

chega-se a

$$\begin{aligned} v_{sd}^s &= kE_{dc} \left(c_2q_2 + c_4q_3 + c_6q_4 + c_8q_5 + \frac{1}{4} \sum_{j=2}^5 q_j \right) + \frac{5}{4}kv_{s1}^s = \\ &= v'_{sd} + \frac{5}{4}kv_{s1}^s \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$v_{sq}^s = kE_{dc} (s_2q_2 + s_4q_3 + s_6q_4 + s_8q_5) = v'_{sq} \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} v_{sx}^s &= kE_{dc} \left(c_4q_2 + c_8q_3 + c_{12}q_4 + c_{16}q_5 + \frac{1}{4} \sum_{j=2}^5 q_j \right) + \frac{5}{4}kv_{s1}^s = \\ &= v'_{sx} + \frac{5}{4}kv_{s1}^s \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$v_{sy}^s = kE_{dc} (s_4q_2 + s_8q_3 + s_{12}q_4 + s_{16}q_5) = v'_{sy} \quad (4.23)$$

Observe que os vetores gerados pelo conversor nos planos dq e xy dependem da tensão v_{s1}^s , gerando um certo grau de dificuldade na análise vetorial. Sendo assim, as variáveis auxiliares $d'q'$ e $x'y'$ foram introduzidas nas Eqs. (4.20)-(4.23) de modo a eliminar a dependência com a tensão v_{s1}^s . Vetores nos planos $d'q'$ e $x'y'$ são ilustrados na figura Fig. 4.3.

Para usar estas variáveis auxiliares é necessário modificar também as variáveis de referência. Assim, as tensões de referência v_{sd}^* , v_{sq}^* , v_{sx}^* e v_{sy}^* devem ser transformadas em variáveis $d'q'$ e $x'y'$ pelas Eq. (4.24)-(4.27).

$$v_{sd}^{*'} = v_{sd}^* - \frac{5}{4}\sqrt{\frac{2}{5}}v_{s1}^s \quad (4.24)$$

$$v_{sq}^{*'} = v_{sq}^* \quad (4.25)$$

$$v_{sx}^{*'} = v_{sx}^* - \frac{5}{4}\sqrt{\frac{2}{5}}v_{s1}^s \quad (4.26)$$

$$v_{sy}^{*'} = v_{sy}^* \quad (4.27)$$

4.2.2 Duas fases abertas (Caso II)

A abertura de duas fases na máquina de cinco fases pode se dar de duas formas distintas: i) em fases separadas por 72° (fases 1 e 2 por exemplo); ii) em fases separadas por 144° (fases 1 e 3 por exemplo).

Fases separadas por 72°

A ocorrência da abertura de duas fases separadas eletricamente por 72° pode se dar de diversas formas, entretanto, devido a simplicidade das equações a análise será feita

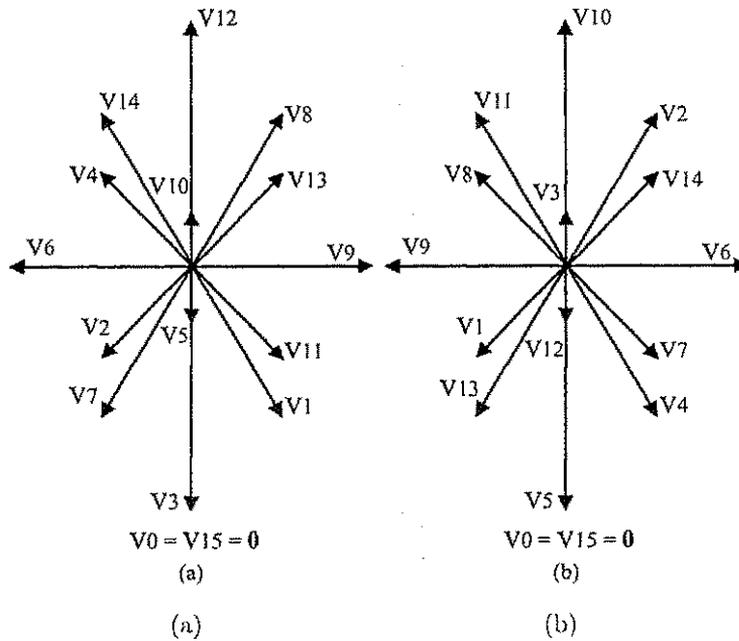


Figura 4.3: Planos vetoriais para uma fase aberta $d'q'$ (a) e $x'y'$ (b)

para o caso em que as fases abertas são as fases 1 e 2 (figura 4.1(b)). Sempre que a falta ocorrer a matriz de transformação deve ser aplicada de modo que as fases abertas sejam as fases 1 e 2. O conversor pós-falta trata-se de um conversor trifásico composto pelas chaves q_3 , q_4 e q_5 .

As tensões v_{s1}^s e v_{s2}^s passam agora a ser variáveis de saída sobre as quais não é possível uma ação direta. Enquanto na máquina com alimentação simétrica tem-se total controle sobre as cinco tensões da máquina, neste caso, a atuação direta só pode ser sobre três fases. No interesse de impor determinadas referências de tensão dq à máquina, será necessário ler a tensão nas fases abertas para, a partir delas, definir quais tensões devem ser aplicadas nas fases remanescentes.

Da Eq. (3.10) com $v_{so} = 0$, v_{s1}^s e v_{s2}^s podem ser expressos como nas Eqs. (4.28) e (4.29).

$$v_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} [v_{sd}^s + v_{sx}^s] \tag{4.28}$$

$$v_{s2}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_2 v_{sd}^s + s_2 v_{sq}^s + c_4 v_{sx}^s + s_4 v_{sy}^s] \tag{4.29}$$

Como v_{s1}^s e v_{s2}^s são tensões de saída e v_{sd}^s e v_{sq}^s devem seguir referências pré-definidas, as tensões xy não podem ser quaisquer, devendo seguir valores que satisfaçam as Eqs. (4.28) e (4.29). Neste caso, dados os valores atuais de v_{s1}^s e v_{s2}^s e as tensões de referência

v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} , as tensões de referência v_{sx}^* e v_{sy}^* são dadas pelas Eqs. (4.30) e (4.31).

$$v_{sx}^* = \sqrt{\frac{5}{2}} v_{s1} - v_{sd}^* \quad (4.30)$$

$$v_{sy}^* = \sqrt{\frac{5}{2}} \frac{1}{s_4} (v_{s2} - c_4 v_{s1}) + \frac{1}{s_4} (c_4 - c_2) v_{sd}^* - \frac{s_2}{s_4} v_{sq}^* \quad (4.31)$$

e as tensões de referência de fase modificadas são dadas pelas Eqs. (4.32)-(4.34).

$$v_{s3}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_8 v_{sx}^* + s_8 v_{sy}^* + c_4 v_{sd}^* + s_4 v_{sq}^*] \quad (4.32)$$

$$v_{s4}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_{12} v_{sx}^* + s_{12} v_{sy}^* + c_6 v_{sd}^* + s_6 v_{sq}^*] \quad (4.33)$$

$$v_{s5}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_{16} v_{sx}^* + s_{16} v_{sy}^* + c_8 v_{sd}^* + s_8 v_{sq}^*] \quad (4.34)$$

O diagrama de controle para este caso é apresentado na figura 4.4.

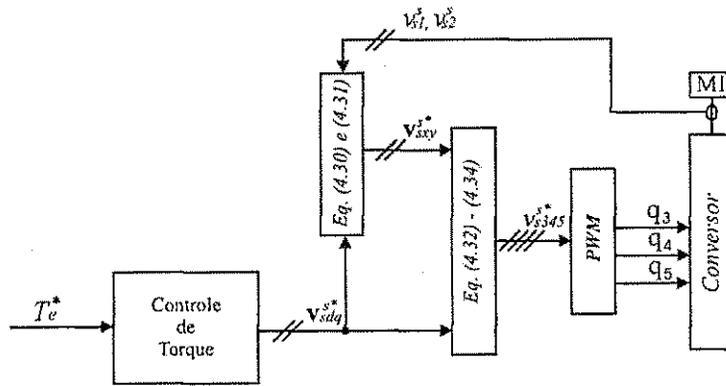


Figura 4.4: Diagrama de controle de tensão para a máquina de cinco fases com as fases 1 e 2 abertas

Controle de tensão *PWM* baseado nas tensões de fase

Dadas as referências de tensão de fase pelas Eqs. (4.32)-(4.34) as tensões de pólo de referência são especificadas pelas Eqs. (4.35)-(4.37).

$$v_{30}^* = v_{s3}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.35)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.36)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.37)$$

Similarmente ao caso de uma fase aberta, a tensão v_{no}^* é definida segundo o fator de distribuição μ e o cálculo dos tempos de chaveamento se dará segundo a Eq. (4.19).

Controle de tensão *PWM* baseado em vetores espaciais

O controle de tensão também pode ser definido usando uma abordagem vetorial como se fez para o caso de uma fase aberta. Substituindo as Eqs. (4.6)-(4.8) na Eq. (3.10) e permanecendo com v_{s1}^s e v_{s2}^s chega-se as Eqs. (4.38)-(4.41).

$$v_{sx}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(c_8 q_3 + c_{12} q_4 + c_{16} q_5 + \frac{1}{3} (1 + c_4) \sum_{j=3}^5 q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_4 v_{s2}^s + \frac{1}{3} (1 + c_4) (v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.38)$$

$$v_{sy}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(s_8 q_3 + s_{12} q_4 + s_{16} q_5 + \frac{1}{3} s_4 \sum_{j=3}^5 q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_4 v_{s2}^s + \frac{1}{3} s_4 (v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.39)$$

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(c_4 q_3 + c_6 q_4 + c_8 q_5 + \frac{1}{3} (1 + c_2) \sum_{j=3}^5 q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_2 v_{s2}^s + \frac{1}{3} (1 + c_2) (v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.40)$$

$$v_{sq}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(s_4 q_3 + s_6 q_4 + s_8 q_5 + \frac{1}{3} s_2 \sum_{j=3}^5 q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_2 v_{s2}^s + \frac{1}{3} s_2 (v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.41)$$

Os vetores gerados pelo conversor nos planos dq e xy dependem de v_{s1}^s e v_{s2}^s . Assim como se fez para o caso de uma fase aberta, esta dependência pode ser modificada se variáveis auxiliares $d'q'$ e $x'y'$ são introduzidas nas Eqs. (4.38)-(4.41). Os vetores nos planos $d'q'$ e $x'y'$ são ilustrados na figura 4.5.

Para usar estas variáveis auxiliares é necessário modificar também as variáveis de referência. Assim, dadas as tensões de referência v_{sd}^* , v_{sq}^* , v_{sx}^* e v_{sy}^* , elas devem ser

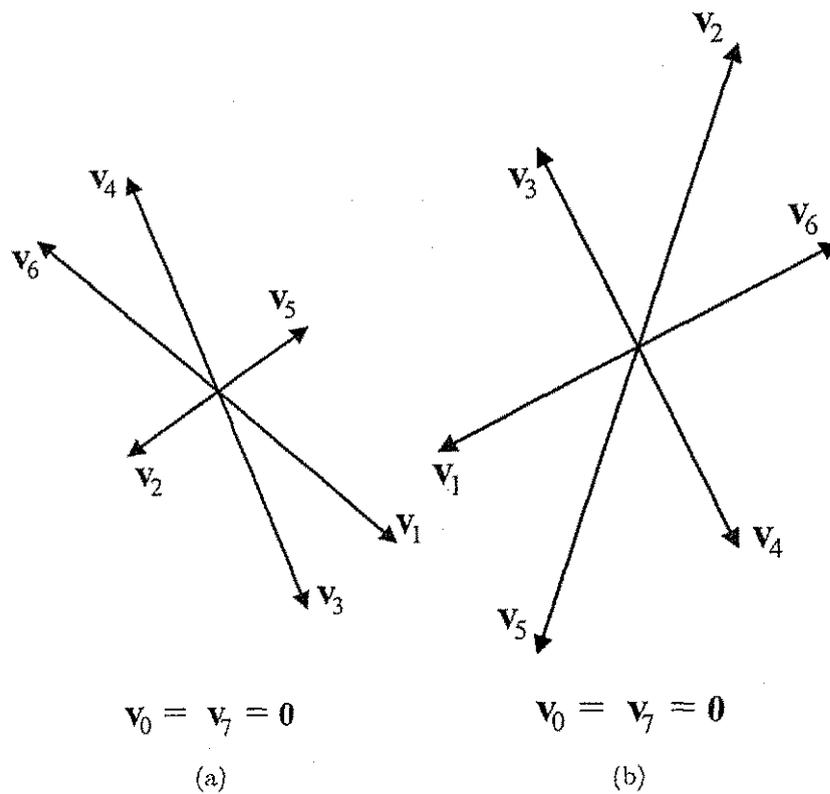


Figura 4.5: Planos vetoriais para as fases-1 e 2 abertas $d'q'$ (a) e $x'y'$ (b)

transformadas nas Eqs. (4.42)-(4.45).

$$v_{sd}^{s*'} = v_{sd}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_2 v_{s2}^s + \frac{1}{3}(1 + c_2)(v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.42)$$

$$v_{sq}^{s*'} = v_{sq}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_2 v_{s2}^s + \frac{1}{3}s_2(v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.43)$$

$$v_{sx}^{s*'} = v_{sx}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_4 v_{s2}^s + \frac{1}{3}(1 + c_4)(v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.44)$$

$$v_{sy}^{s*'} = v_{sy}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_4 v_{s2}^s + \frac{1}{3}s_4(v_{s1}^s + v_{s2}^s) \right) \quad (4.45)$$

Fases separadas por 144°

A ocorrência de falta em duas fases simultaneamente pode se dá também em fases separadas por 144°. Usando o mesmo procedimento realizado para o caso de duas fases próximas nesta seção será considerado sempre o caso em que as fases abertas são as fases 1 e 3 (figura 4.1(c)). Assim como no caso de fases próximas não há perda de generalidade, uma vez que na ocorrência da falta a matriz de transformação pode ser aplicada de tal forma que as fases abertas sejam as fases 1 e 3.

Como no caso anterior as tensões v_{sx}^* e v_{sy}^* não podem ser quaisquer. Devem ser tais que permitam impor v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} dados pelo controle de torque.

Fornecidos os valores atuais de v_{s1}^s e v_{s3}^s e os valores de referência v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} as referências para v_{sx}^* e v_{sy}^* são expressas pelas Eqs. (4.46) e (4.47).

$$v_{sx}^* = \sqrt{\frac{5}{2}} v_{s1} - v_{sd}^* \quad (4.46)$$

$$v_{sy}^* = \sqrt{\frac{5}{2}} \frac{1}{s_8} (v_{s3} - c_8 v_{s1}) + \frac{1}{s_8} (c_8 - c_4) v_{sd}^* - \frac{s_4}{s_8} v_{sq}^* \quad (4.47)$$

Finalmente as referências das tensões nas fases remanescentes serão dadas pelas Eqs. (4.48)-(4.50).

$$v_{s2}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_4 v_{sx}^* + s_4 v_{sy}^* + c_2 v_{sd}^* + s_2 v_{sq}^*] \quad (4.48)$$

$$v_{s4}^{s*} = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_{12} v_{sx}^* + s_{12} v_{sy}^* + c_6 v_{sd}^* + s_6 v_{sq}^*] \quad (4.49)$$

$$v_{s5}^{s*} = \sqrt{\frac{2}{5}} [c_{16} v_{sx}^* + s_{16} v_{sy}^* + c_8 v_{sd}^* + s_8 v_{sq}^*] \quad (4.50)$$

O diagrama de controle para este caso está apresentado na figura 4.6.

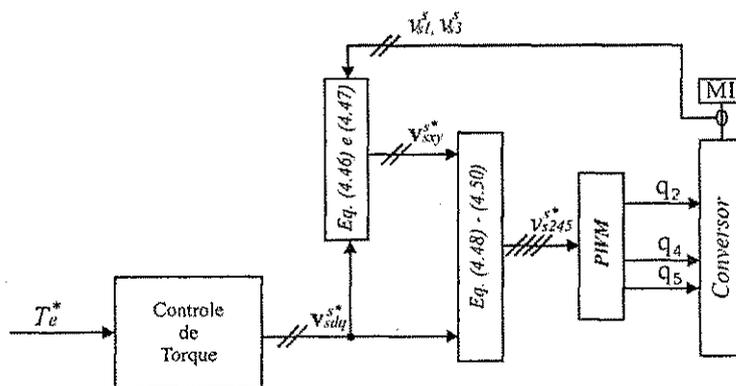


Figura 4.6: Diagrama de controle de tensão para a máquina de cinco fases com as fases 1 e 3 abertas

Controle de tensão PWM baseado nas tensões de fase

As tensões de pólos de referência são dadas pelas Eqs. (4.51)-(4.53).

$$v_{20}^* = v_{s2}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.51)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.52)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^{s*} + v_{n0}^* \quad (4.53)$$

A definição de v_{no}^* e o cálculo do tempo de condução das chaves seguem o mesmo procedimento realizado para o caso de uma fase aberta.

Controle de tensão *PWM* baseado em vetores espaciais

Substituindo as Eqs. (4.5), (4.7) e (4.8) na Eq. (3.10) e permanecendo com v_{s1}^s e v_{s3}^s chega-se a

$$v_{sx}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(c_4 q_2 + c_{12} q_4 + c_{16} q_5 + \frac{1}{3} (1 + c_8) \sum_{j=2,4,5} q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_8 v_{s3}^s + \frac{1}{3} (1 + c_8) (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.54)$$

$$v_{sy}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(s_4 q_2 + s_{12} q_4 + s_{16} q_5 + \frac{1}{3} s_8 \sum_{j=2,4,5} q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_8 v_{s3}^s + \frac{1}{3} s_8 (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.55)$$

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(c_2 q_2 + c_6 q_4 + c_8 q_5 + \frac{1}{3} (1 + c_4) \sum_{j=2,4,5} q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_4 v_{s3}^s + \frac{1}{3} (1 + c_4) (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.56)$$

$$v_{sq}^s = \sqrt{\frac{2}{5}} E_{dc} \left(s_2 q_2 + s_6 q_4 + s_8 q_5 + \frac{1}{3} s_4 \sum_{j=2,4,5} q_j \right) + \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_4 v_{s4}^s + \frac{1}{3} s_4 (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.57)$$

Seguindo o mesmo procedimento realizado para o Caso *I*, as variáveis auxiliares $d'q'$ e $x'y'$ são definidas de modo a eliminar a dependência dos vetores espaciais com as tensões nas fases abertas. Os planos $d'q'$ e $x'y'$ são ilustrados na figura 4.7.

As referências de tensão devem ser alteradas para as novas variáveis dadas pelas Eqs.(4.58)-(4.61).

$$v_{sd}^{s*'} = v_{sd}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_4 v_{s3}^s + \frac{1}{3} (1 + c_4) (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.58)$$

$$v_{sq}^{s*'} = v_{sq}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_4 v_{s4}^s + \frac{1}{3} s_4 (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.59)$$

$$v_{sx}^{s*'} = v_{sx}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_{s1}^s + c_8 v_{s3}^s + \frac{1}{3} (1 + c_8) (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.60)$$

$$v_{sy}^{s*'} = v_{sy}^{s*} - \sqrt{\frac{2}{5}} \left(s_8 v_{s3}^s + \frac{1}{3} s_8 (v_{s1}^s + v_{s3}^s) \right) \quad (4.61)$$

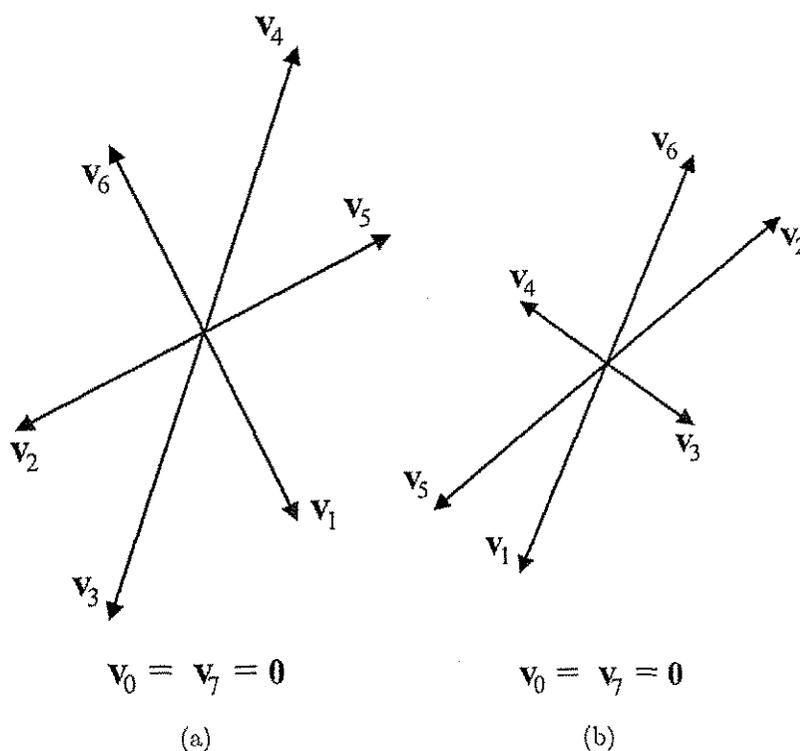


Figura 4.7: Planos vetoriais para as fases-1 e 3 abertas $d'q'$ (a) e $x'y'$ (b)

4.3 Controle de Corrente

Na operação pré-falta é possível impor as correntes i_{sd}^s , i_{sq}^s , i_{sx} e i_{sy} de forma independente. Contudo, quando da abertura de fase(s) i_{sx} e i_{sy} são função de i_{sd}^s e i_{sq}^s , portanto, não podem ser impostas independentemente.

4.3.1 Uma fase aberta (Caso I)

Seja o conversor pós-falta dado pela configuração ilustrada na figura 4.1(a). Neste, a corrente i_{s1}^s é nula. Assim, a partir da Eq. (3.10) com $i_{so} = 0$ e $i_{s1}^s = 0$ chega-se a Eq. (4.62).

$$i_{sx} = -i_{sd}^s \tag{4.62}$$

Desse modo, não é possível impor as correntes de eixo x e d independentemente. A corrente de eixo y , no entanto, é independente e pode assumir qualquer valor.

Dadas as referências de corrente dq fornecidas por algum controle de fluxo e conjugado a corrente de eixo x está definida. Para corrente de eixo y são discutidas a seguir duas possibilidades: i) escolher i_{sy} de forma a minimizar o vetor de corrente \mathbf{i}_{sxy} ; ii) e escolher i_{sy} de forma que as correntes nas fases remanescentes da máquina durante o regime permanente possuam mesma amplitude.

Escolha do i_{sy} de forma a minimizar o vetor i_{sxy}

Anular as variáveis xy é o que deseja-se na operação da máquina uma vez que elas não contribuem com o conjugado. A existência destas aparece elevando a corrente de fase e por conseguinte as perdas na máquina e no conversor. No caso da falta não é possível anular a componente x , entretanto, a componente y está livre para ser imposta e fazê-la zero é uma opção que minimiza o vetor i_{sxy} , conseqüentemente, as correntes por fase reduzindo assim as perdas.

Dadas então i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} define-se:

$$i_{sx}^* = -i_{sd}^{s*} \quad (4.63)$$

$$i_{sy}^* = 0 \quad (4.64)$$

Escolha do i_{sy} de forma que as correntes de fase tenham amplitudes iguais

A opção anterior em que o vetor i_{sxy} é minimizado, resulta em correntes de fases com diferentes amplitudes. Uma outra opção pode ser escolher o i_{sy} de forma que as amplitudes das correntes de fase sejam as mesmas.

Dadas i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} , impõem-se $i_{sx}^* = -i_{sd}^{s*}$ e $i_{sy}^* = ki_{sq}^{s*}$. O objetivo é encontrar qual o valor de k que no regime permanente senoidal com dq balanceado resultará em correntes de fase com mesma amplitude. Este valor de k é

$$k = 2 - \sqrt{5} \quad (4.65)$$

Sendo assim dadas i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} define-se

$$i_{sx}^* = -i_{sd}^{s*} \quad (4.66)$$

$$i_{sy}^* = (2 - \sqrt{5}) i_{sq}^{s*} \quad (4.67)$$

Modulação PWM

Dadas i_{sd}^{s*} , i_{sq}^{s*} , i_{sx}^* e i_{sy}^* com i_{sdq}^{s*} provenientes de algum controle de conjugado e i_{sxy}^* provenientes das Eqs. (4.63) e (4.64) ou das Eqs. (4.66) e (4.67), duas estratégias de controle podem ser definidas: i) realizar o controle em termos das variáveis $dqxy$; ii) ou em termos das variáveis de fase. Os diagramas de controle para os casos i e ii estão ilustrados nas figuras 4.8 e 4.9, respectivamente.

O bloco *PWM* presente nas figuras 4.8 e 4.9 corresponde ao cálculo do tempo de condução de cada chave do conversor a partir das tensões de referência v_{s2}^{s*} , v_{s3}^{s*} , v_{s4}^{s*} e v_{s5}^{s*} . Dadas estas referências o restante do processo de cálculo é o mesmo utilizado no caso do controle de tensão com uma fase aberta apresentado no Caso I.

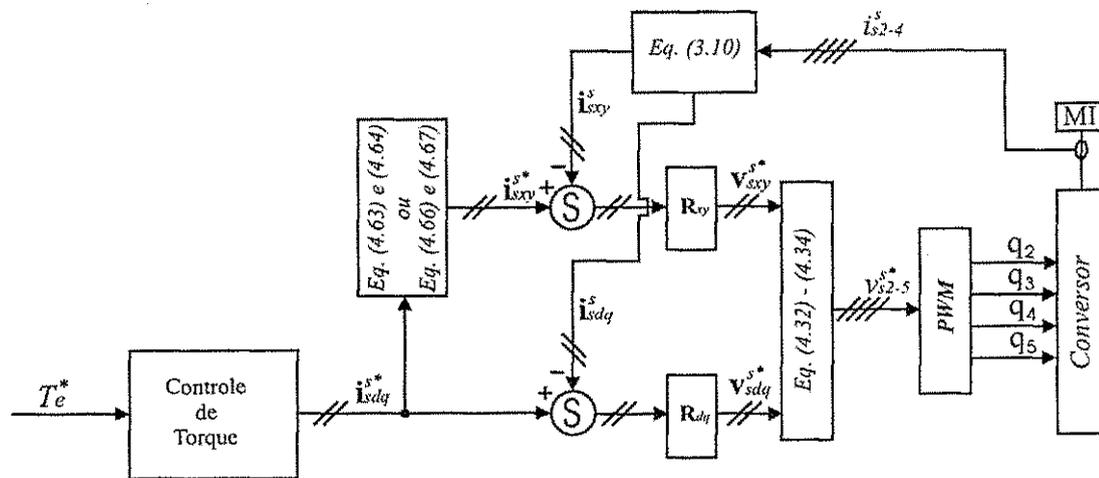


Figura 4.8: Diagrama de controle, baseado nas correntes *dq*, para a máquina de cinco fases com a fase 1 aberta

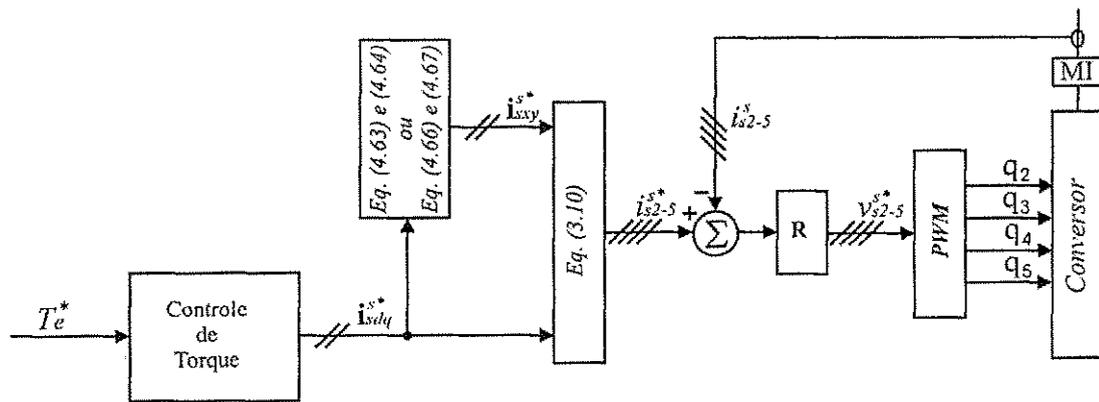


Figura 4.9: Diagrama de controle, baseado nas correntes de fase, para a máquina de cinco fases com a fase 1 aberta

4.3.2 Duas fases abertas (Caso II)

Fases separadas por 72°

Se o conversor pós-falta é dado pela configuração ilustrada na figura 4.1(b), onde as fases 1 e 2 estão completamente abertas, da Eq. (3.10) com $i_{s0} = 0$, $i_{s1}^s = 0$ e $i_{s2}^s = 0$, as correntes i_{sx} e i_{sy} ficam definidas. Assim, dadas as referências das tensões *dq* a serem impostas, as correntes *xy* não podem assumir qualquer valor, devendo satisfazer as equações às Eqs. (4.68) e (4.69).

$$i_{sx}^* = -i_{sd}^* \tag{4.68}$$

$$i_{sy}^* = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{5 + \sqrt{5}} \right) i_{sd}^* - \frac{1}{2} (1 + \sqrt{5}) i_{sq}^* \tag{4.69}$$

Fases separadas por 144°

Se a configuração pós-falta for a ilustrada na figura 4.1(c), onde as fases abertas são a 1 e a 3, as referências de corrente xy devem ser expressas por

$$i_{sx}^* = -i_{sd}^{s*} \tag{4.70}$$

$$i_{sy}^* = \frac{1}{2} (1 - \sqrt{5}) \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{(5 + \sqrt{5})} i_{sd}^{s*} - i_{sq}^{s*} \right) \tag{4.71}$$

Modulação *PWM*

No caso de uma fase aberta, a partir de i_{sd}^{s*} , i_{sq}^{s*} , i_{sx}^* e i_{sy}^* com i_{sdq}^{s*} provenientes de algum controle de conjugado e i_{sxy}^* provenientes das Eqs. (4.68) e (4.69) (fases-1 e 2 abertas) ou das Eqs. (4.70) e (4.71) (fases-1 e 3 abertas), duas estratégias de controle podem ser implementadas: i) controle em termos das variáveis $dqxy$; ii) ou controle em termos das variáveis de fase. Os diagramas de controle para os casos i e ii são ilustrados nas figuras 4.10 e 4.11, respectivamente, onde o índice k pode ser 2 ou 3 a depender se é a fase-2 ou a fase-3 que está aberta.

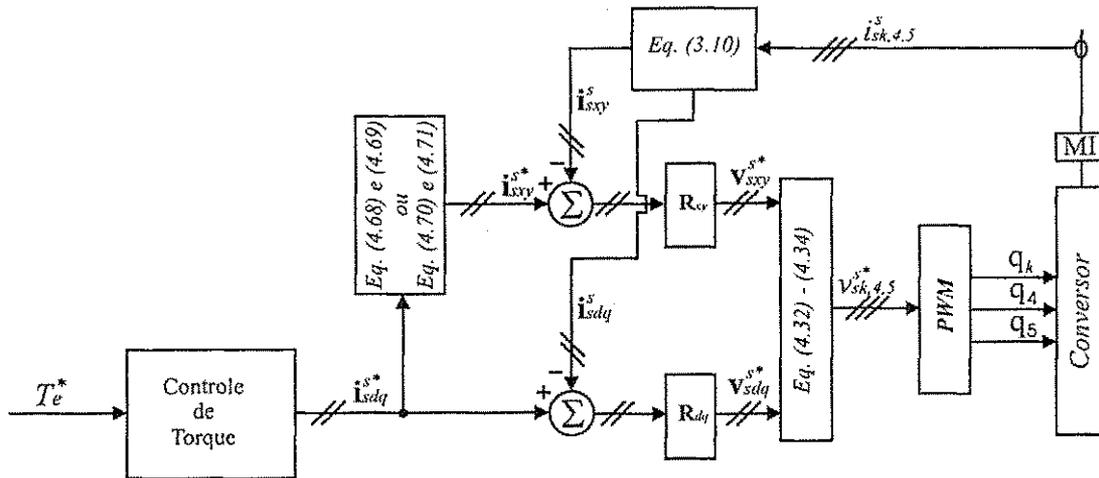


Figura 4.10: Diagrama de controle, baseado nas correntes dq , para a máquina de cinco fases com duas fases abertas

O bloco *PWM* presente nas figuras (4.10) e (4.11) corresponde ao cálculo do tempo de condução de cada chave do conversor a partir das tensões de referência v_{s3}^{s*} , v_{s4}^{s*} e v_{s5}^{s*} ou v_{s2}^{s*} , v_{s4}^{s*} e v_{s5}^{s*} a depender se estão abertas v_{s1}^s e v_{s2}^s ou v_{s1}^s e v_{s3}^s respectivamente. Dadas estas referências o restante do processo de cálculo é o mesmo utilizado no caso do controle de tensão com duas fases abertas apresentado anteriormente.

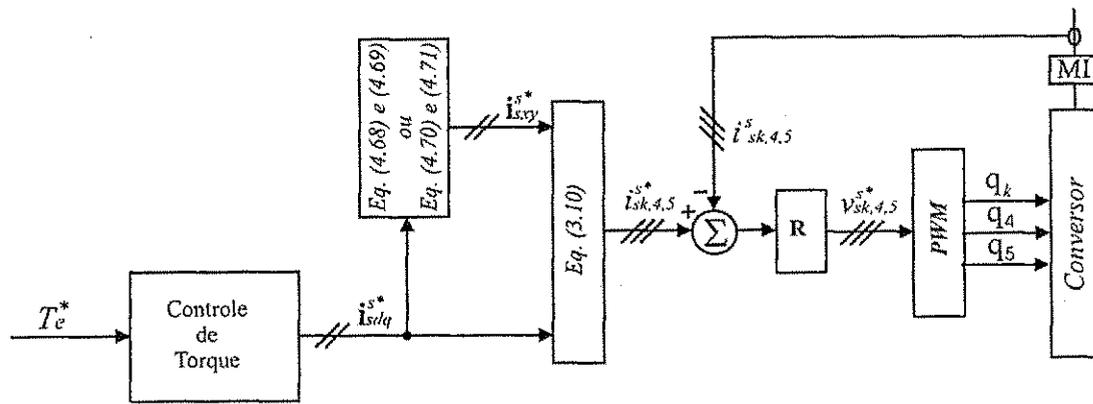


Figura 4.11: Diagrama de controle, baseado nas correntes de fase, para a máquina de cinco fases com duas fases abertas

4.3.3 Análises de regime permanente

No regime permanente senoidal com correntes dq balanceadas considera-se que elas são:

$$i_{sd}^s = I_{dq} \cos(\omega_s t) \quad (4.72)$$

$$i_{sq}^s = I_{dq} \sin(\omega_s t) \quad (4.73)$$

Para efeito de comparação são analisados e apresentados os diagramas fasoriais das correntes de fase para a máquina operando em regime permanente com as expressas pelas Eqs. (4.72) e (4.73) considerando os casos de alimentação simétrica e de falta (em uma ou em duas fases). É dado ênfase ao quanto a amplitude das correntes elevar-se-ão com a ocorrência da falta.

Operação pré-falta

Na operação pré-falta a máquina é alimentada de forma simétrica. A amplitude das correntes de fase, I_s (mesma para todas as fases), são dadas por:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{5}} I_{dq} \quad (4.74)$$

O diagrama fasorial das correntes de fases é ilustrado na figura 4.12.

Uma fase aberta

Na operação pós-falta com uma fase aberta foram analisados anteriormente dois casos de alimentação baseado na referência de corrente escolhida para o i_{sy} . O primeiro caso deseja-se minimizar i_{sxy} , já no segundo, deseja-se que as correntes de fase possuam mesma amplitude.

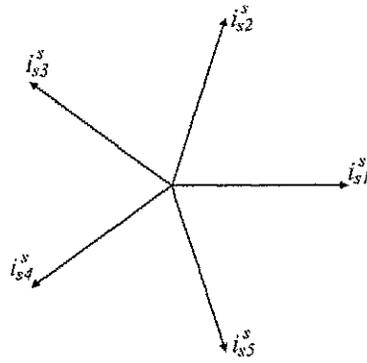


Figura 4.12: Diagrama fasorial das correntes de fase com alimentação simétrica durante a operação pré-falta

Primeiro caso ($i_{sy} = 0$) Na operação pós-falta onde o i_{sy}^* é escolhido e igual a zero a amplitude das correntes de fase no regime permanente senoidal suposto anteriormente são:

$$I_{s2} = I_{s5} = I_{dq} \sqrt{\left(\frac{3}{4} + \frac{1}{20} \sqrt{5}\right)}$$

$$I_{s3} = I_{s4} = I_{dq} \frac{1}{10} \sqrt{(75 - 5\sqrt{5})}$$

onde, I_{s2} , I_{s3} , I_{s4} e I_{s5} são as amplitudes das correntes nas fases 2, 3, 4 e 5, respectivamente.

O diagrama fasorial das correntes de fases quando no regime permanente senoidal dq conforme exposto anteriormente é ilustrado na figura 4.13.

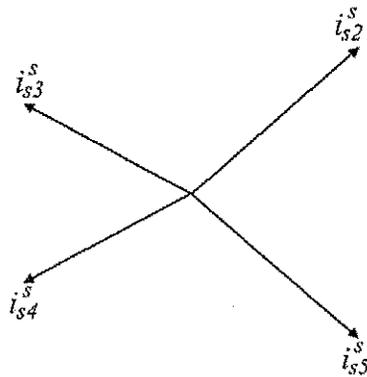


Figura 4.13: Diagrama fasorial das correntes de fase com uma fase aberta e $i_{sy} = 0$.

As amplitudes das correntes correntes nas fase com relação a corrente pré-falta são dadas por:

$$I_{s2} = I_{s5} = 1,4678I_s$$

$$I_{s3} = I_{s4} = 1,2631I_s$$

Segundo caso: correntes de fase com mesma amplitude Com $i_{sy} = (2 - \sqrt{5}) i_{sq}^s$ a amplitude de todas as correntes nas fases remanescentes é a mesma e é dada por:

$$I_{s2} = I_{s3} = I_{s4} = I_{s5} = I_{dq} \sqrt{(3 - \sqrt{5})} \quad (4.75)$$

O diagrama fasorial das correntes de fase quando da operação em regime permanente senoidal dq será como o ilustrado na figura 4.14.

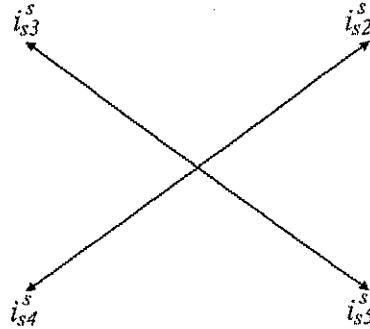


Figura 4.14: Diagrama fasorial das correntes de fase com uma fase aberta e $i_{sy} = (2 - \sqrt{5}) i_{sq}^s$.

As correntes de fase na operação pós falta com esta estratégia são maiores que as correntes anteriores à falta, e dadas por

$$I_{s2} = I_{s3} = I_{s4} = I_{s5} = 1,3820 I_s$$

Observe que as correntes de fase durante o regime permanente quando se faz $i_{sy} = 0$ possui duas amplitudes diferentes. A maior destas amplitudes é maior que a amplitude conseguida quando $i_{sy} = (1 - \sqrt{5}) i_{sq}^s$. Entretanto, supondo que p_I e p_{II} são as perdas ôhmicas no primeiro caso ($i_{sy} = 0$) e no segundo caso ($i_{sy} = (1 - \sqrt{5}) i_{sq}^s$), respectivamente. Sendo assim,

$$p_I = r_s [(i_{s2}^s)^2 + (i_{s3}^s)^2 + (i_{s4}^s)^2 + (i_{s5}^s)^2] = 7,4997 r_s I_s$$

$$p_{II} = r_s [(i_{s2}^s)^2 + (i_{s3}^s)^2 + (i_{s4}^s)^2 + (i_{s5}^s)^2] = 7,6397 r_s I_s$$

Ou seja, as perdas ôhmicas nas quatro fases são menores no primeiro caso que no segundo. Porém, no primeiro caso o projeto do sistema deve ser feito considerando-se as correntes de maior amplitude, o que significa uma corrente maior que se fosse escolhido o caso dois. Embora as perdas no primeiro caso sejam menores que no segundo, o sistema será projetado para uma potência maior que se fosse utilizado o segundo como parâmetro de projeto.

Duas fases abertas

Fases separadas por 72° Na operação pós-falta onde as fases-1 e 2 estão abertas, a amplitude das correntes nas fases remanescentes serão dadas por:

$$I_{s3} = I_{s5} = \sqrt{2}I_{dq}$$

$$I_{s4} = \frac{\sqrt{2}}{2} (1 + \sqrt{5}) I_{dq}$$

O diagrama fasorial das correntes de fase durante o regime permanente senoidal dq é ilustrado na figura 4.15.

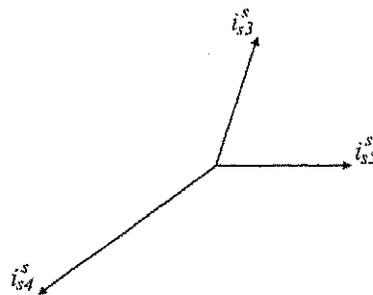


Figura 4.15: Diagrama fasorial das correntes de fase durante o regime permanente senoidal com as fases 1 e 2 abertas

A amplitude das correntes de fase na operação pós-falta são maiores que na operação pré-falta e dadas por:

$$I_{s3} = I_{s5} = 2,2361I_s$$

$$I_{s4} = 3,618I_s$$

Fases separadas por 144° Quando as fases abertas são as fases-1 e 3, as amplitude das correntes de fase remanescente são

$$I_{s4} = I_{s5} = \sqrt{2}I_{dq}$$

$$I_{s2} = \sqrt{(3 - \sqrt{5})} I_{dq}$$

O diagrama fasorial das correntes de fase durante o regime permanente senoidal dq é ilustrado na figura 4.16.

A amplitude das correntes de fase na operação pós-falta são maiores que na operação pré-falta, e dadas por

$$I_{s4} = I_{s5} = 2,2361I_s$$

$$I_{s2} = 1,3820I_s$$

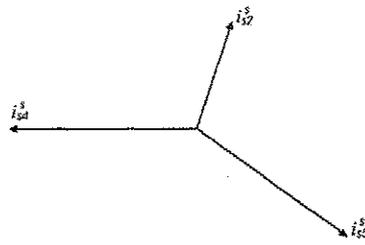


Figura 4.16: Diagrama fasorial das correntes de fase durante o regime permanente senoidal com as fases 1 e 3 abertas

4.4 Resultados Experimentais e de Simulação

Os sistemas pós-falta ilustrados na figura 4.1 foram estudados inicialmente, por meio de simulação digital e em seguida por meio de testes experimentais. Os resultados e comentários relevantes estão apresentados em seções separadas de acordo com o controle *PWM* usado (tensão ou corrente) e com o tipo de falta (em uma ou duas fases), objetivando tornar a apresentação mais clara.

Os resultados experimentais são obtidos em uma plataforma contendo um auto-transformador, uma ponte de diodos trifásica, um banco de capacitores e um conversor com cinco braços a *IGBT* controlado por um micro-computador por meio da utilização de placas de interface.

Os resultados de simulação são obtidos a partir do modelo da máquina em variáveis *dqxyo*. Para resolução das equações diferenciais é aplicado o método de Runge-Kutta de quarta ordem usando um programa escrito em linguagem *C*.

Ambos os resultados experimentais e de simulação são obtidos com um período de amostragem do conversor de $100 \mu s$.

4.4.1 Controle de tensão

No controle de tensão é necessário ler a tensão ou tensões das fases abertas. Devido as tensões apresentarem componentes de alta frequência, um filtro passa baixas deve ser utilizado de forma a retirar a componente fundamental do sinal chaveado. Este valor da fundamental lido deve corresponder exatamente ao valor real presente na máquina, do contrário não será possível impor a tensão *dq* desejada. Sendo assim o filtro utilizado deve ser escolhido de modo que na frequência de trabalho da fundamental apresente ganho unitário e fase nula. Em todos os resultados de simulação foi utilizado o filtro de segunda ordem com a função de transferência

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.76)$$

com $\omega_n = 3141,6 \text{ rad/s}$, $\xi = 0.1$. e uma frequência de trabalho de 5 Hz.

Os diagramas de bode da função de transferência da pela Eq. (4.76) com os parâmetros citados são ilustrados na figura 4.17. Na frequência de trabalho especificada ($f = 5 \text{ Hz} \Rightarrow \omega = 10\pi$) o ganho e fase de $H(j\omega)$ são

$$|H(j10\pi)| = 1.000098$$

$$\angle H(j10\pi) = -0.002000 \text{ rad}$$

O valor deste ganho em dB é praticamente nulo

$$|H(j10\pi)|_{dB} = 0.000851.$$

Desta forma, este filtro garante praticamente ganho unitário e fase nula na frequência de trabalho.

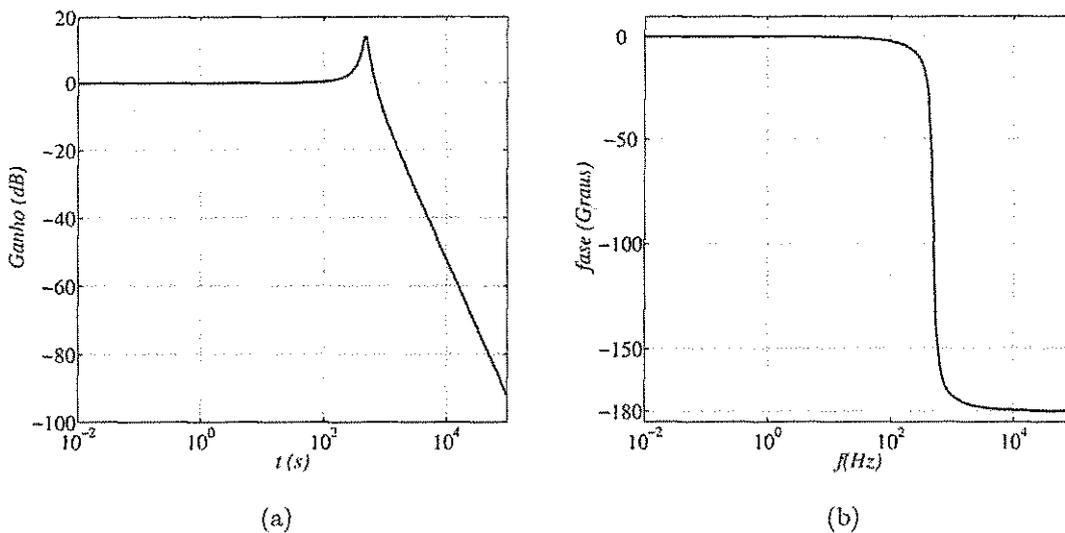


Figura 4.17: Diagramas de Bode do filtro utilizado: (a) Ganho (b) Fase

Uma fase aberta

Na figura 4.18 são ilustradas as correntes dq e de fase obtidas via simulação para o caso de uma fase aberta. Na figura 4.19 é ilustrado um resultado de simulação onde são apresentadas as correntes dq e de fase antes da falta, durante a falta sem as correções necessárias e durante a falta com as correções das referências de tensão de modo que o sistema ignore a falta.

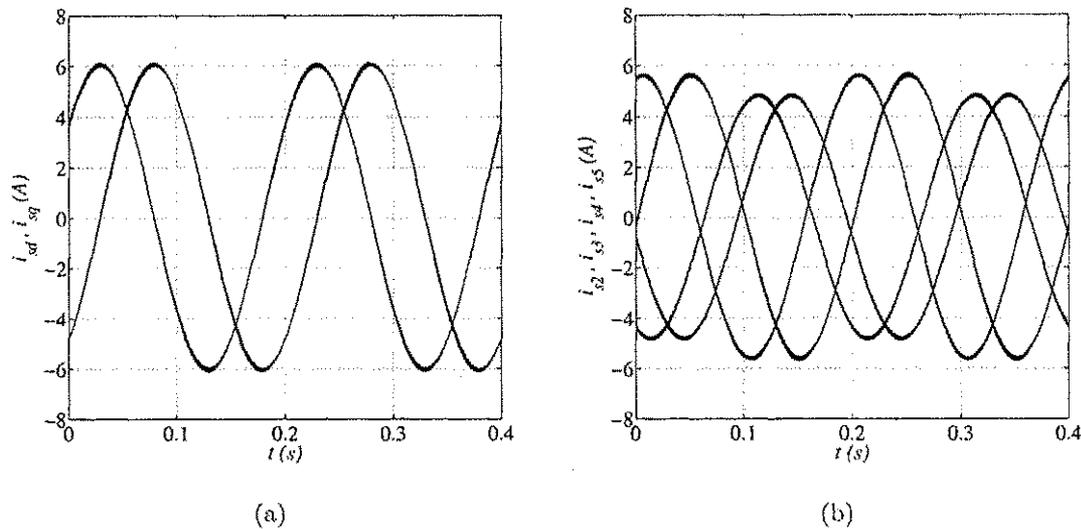


Figura 4.18: Correntes da máquina obtidas via simulação durante o regime permanente com uma fase aberta e o controle de tensão a) correntes dq b) correntes de fase

Duas fases abertas

As correntes dq e de fase obtidas via simulação para o caso das fases v_{s1}^s e v_{s2}^s abertas estão ilustradas na figura 4.20. Realizando o mesmo procedimento usado para o caso de uma fase aberta, o resultado de simulação mostrando a operação do sistema antes da falta, durante a falta sem correção e durante a falta com correção é ilustrado na figura 4.21.

Para o caso em que as fases abertas são v_{s1}^s e v_{s3}^s as correntes dq e de fase estão ilustradas na figura 4.22. Do mesmo modo que no caso anterior, na figura 4.23 são mostradas as curvas das correntes dq e de fase antes da falta, durante a falta sem correção e durante a falta com correção das referências.

4.4.2 Controle de corrente

Na figura 4.24 são apresentadas as correntes dq e de fase obtidas experimentalmente para o caso de uma fase aberta e $i_{sy} = 0$. Escolhendo o i_{sy} para que as correntes de fase possuam a mesma amplitude os resultados experimentais obtidos são ilustrados na figura 4.25, onde estão as curvas das correntes dq e de fase.

A curva das correntes dq e de fase obtidas experimentalmente com as fases v_{s1}^s e v_{s2}^s abertas estão ilustradas na figura 4.26, enquanto que, com v_{s1}^s e v_{s3}^s abertas as correntes obtidas experimentalmente são as mostradas na figura 4.27.

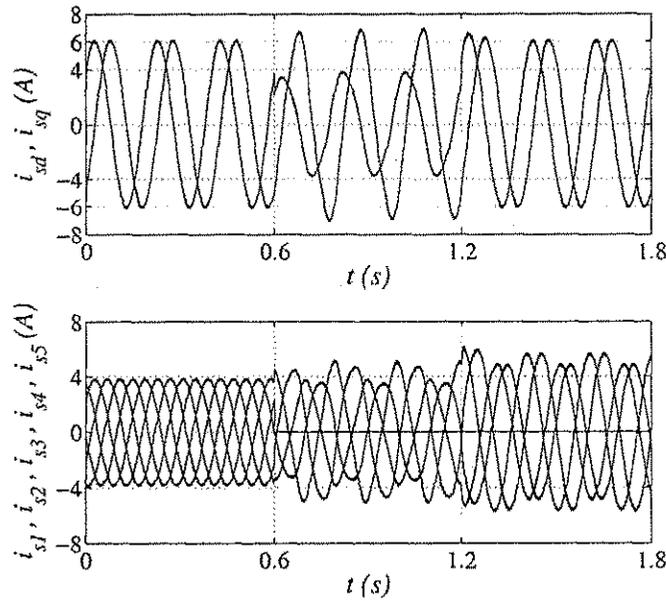


Figura 4.19: Correntes dq e de fase obtidas via simulação para uma fase aberta com o controle de tensão mostrando a operação pré e pós-falta antes e depois de atuar o controle

4.5 Conclusão

Este capítulo tratou do controle de corrente e de tensão de uma máquina de cinco fases sob condição de falta. O tipo de falta aqui considerado foi o de abertura completa de uma ou duas fases da máquina. A estratégia de controle permite manter a operação da máquina quando da ocorrência da falta sem a necessidade de conexões ou componentes adicionais com perda total de uma ou duas fases do motor ou braços do inversor. Resultados experimentais e de simulação foram apresentados como forma de validar os sistemas propostos.

Embora estruturas de tolerância usando a máquina de cinco fases com perda total de uma ou duas fases já tenham sido propostas e estudadas na literatura, as estruturas utilizando controle de tensão, nas quais a tensão em cada fase aberta é medida para corrigir as tensões nas fases remanescentes nunca o foram, constituindo estratégias novas que foram aqui propostas e estudadas. As estratégias propostas na literatura são todas baseadas no controle de corrente.

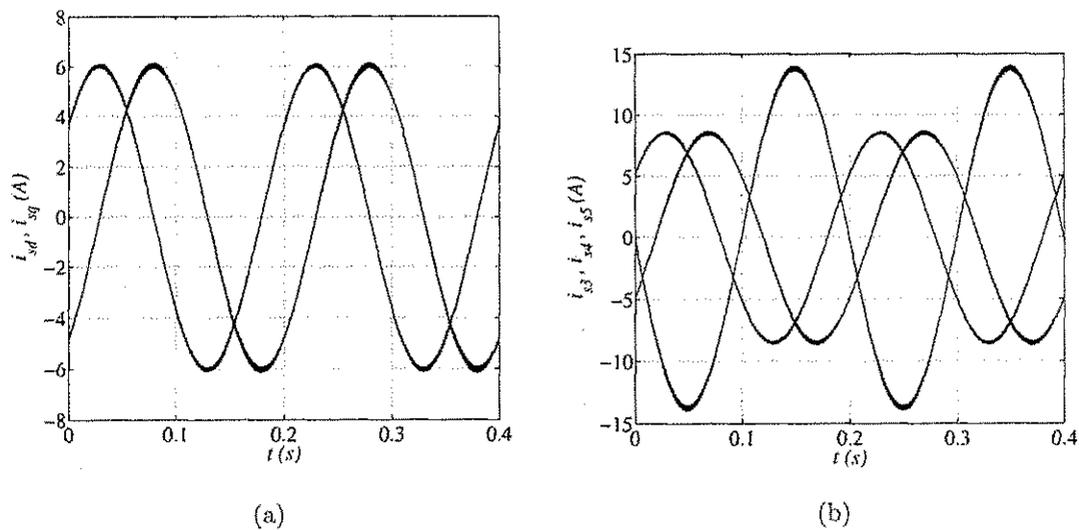


Figura 4.20: Correntes da máquina obtidas via simulação durante o regime permanente com as fases 1 e 2 abertas e o controle de tensão a) correntes dq b) correntes de fase

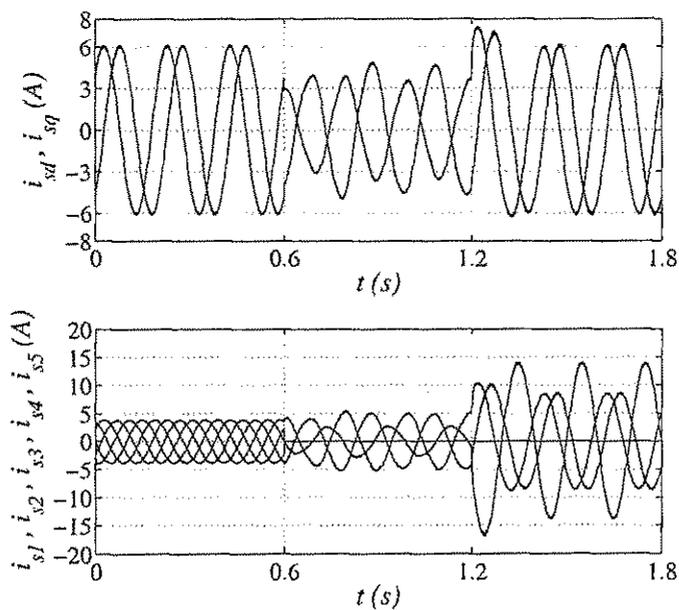


Figura 4.21: Correntes dq e de fase obtidas via simulação para as fase 1 e 2 abertas com o controle de tensão mostrando a operação pré e pós-falta antes e depois de atuar o controle

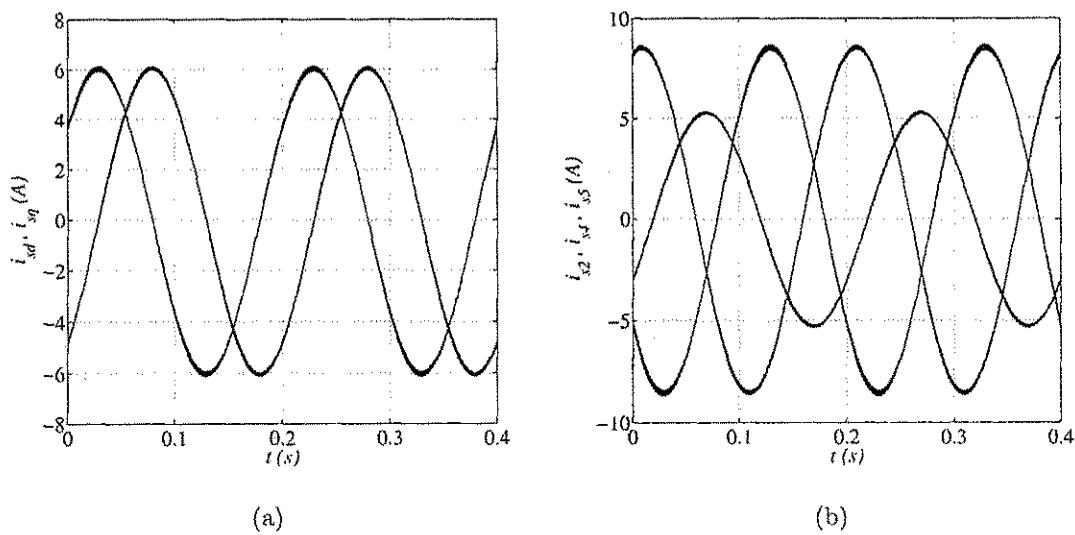


Figura 4.22: Correntes da máquina obtidas via simulação durante o regime permanente com as fases 1 e 3 abertas e o controle de tensão a) correntes dq b) correntes de fase

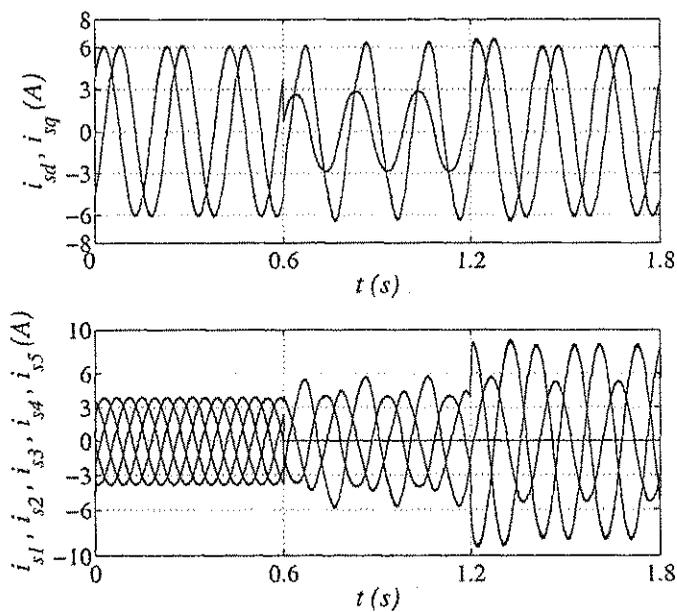


Figura 4.23: Correntes dq e de fase obtidas via simulação para as fase 1 e 3 abertas com o controle de tensão mostrando a operação pré e pós-falta antes e depois de atuar o controle

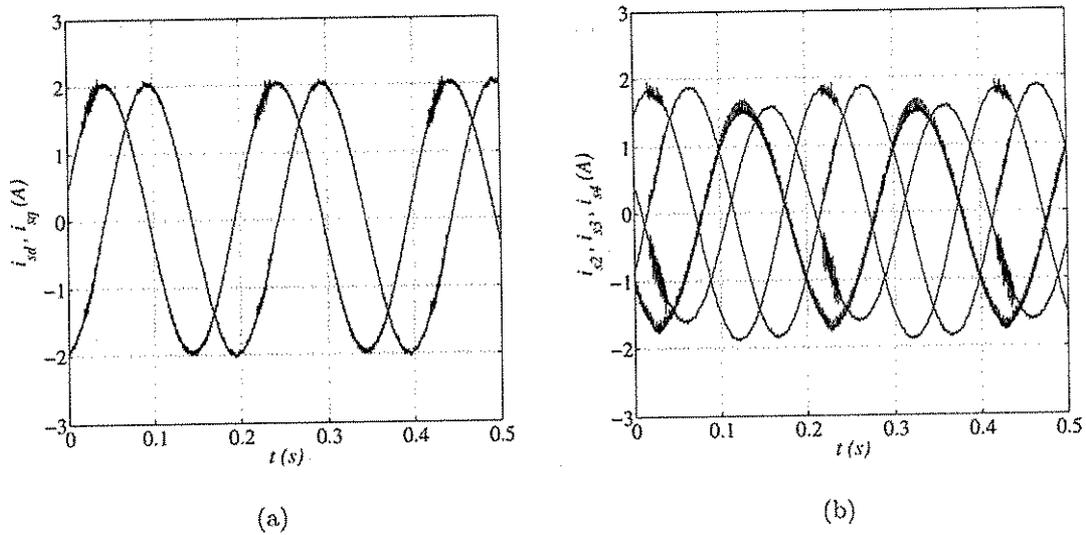


Figura 4.24: Correntes da máquina durante o regime permanente obtidas experimentalmente com uma fase aberta e o controle de corrente com $i_{sy} = 0$ a) correntes dq b) correntes de fase

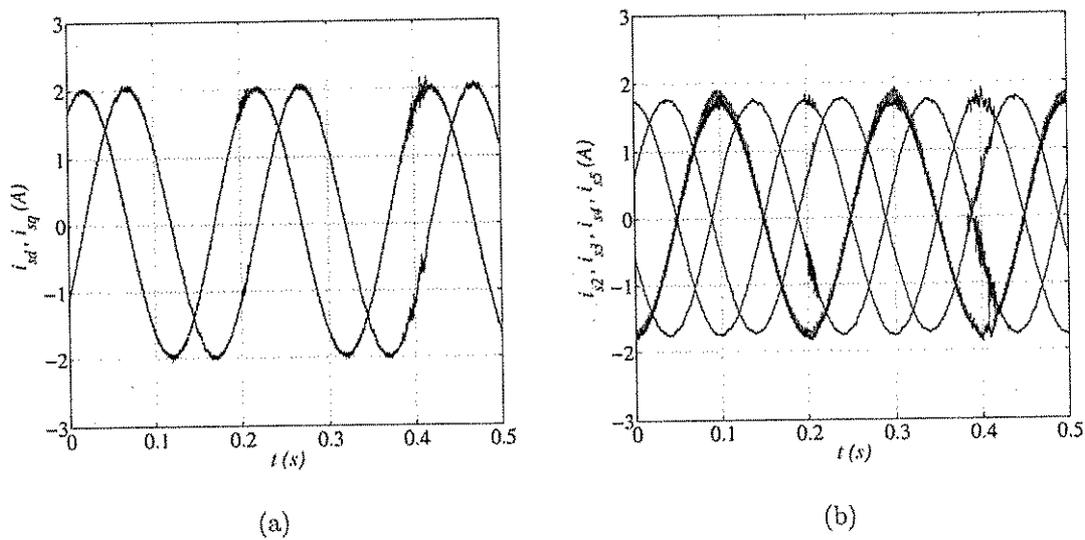


Figura 4.25: Correntes da máquina durante o regime permanente com uma fase aberta obtidas experimentalmente e o controle de corrente e $i_{sy} = (2 - \sqrt{5}) i_{sq}$ a) correntes dq b) correntes de fase

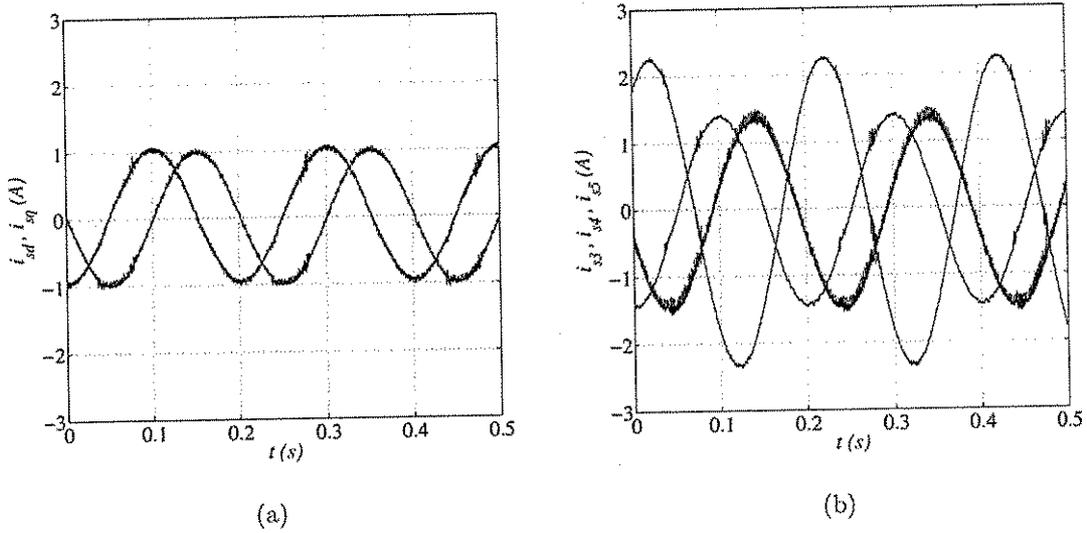


Figura 4.26: Correntes da máquina, obtidas experimentalmente, durante o regime permanente com as fases 1 e 2 abertas e o controle de corrente a) correntes dq b) correntes de fase

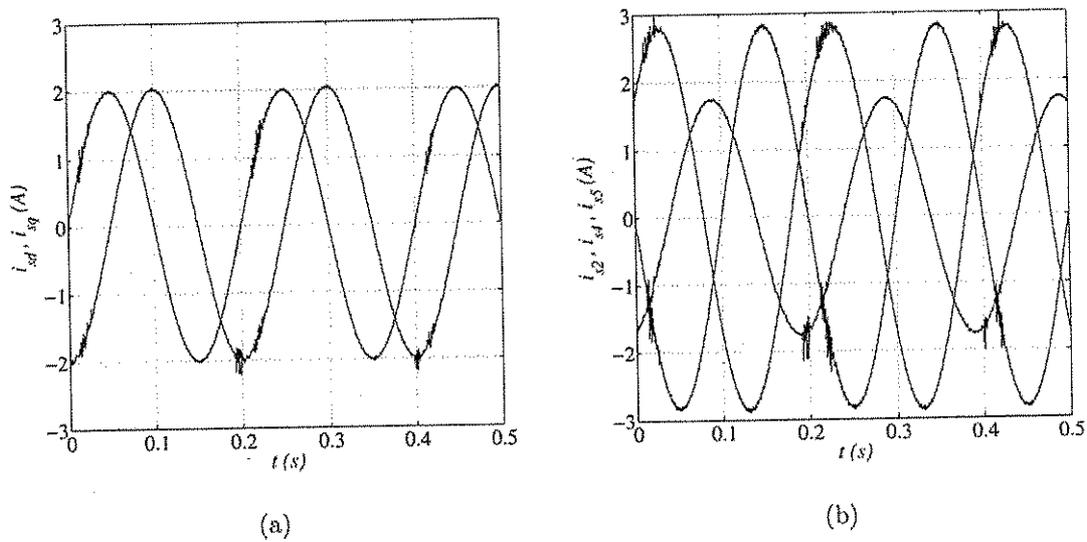


Figura 4.27: Correntes da máquina, obtidas experimentalmente, durante o regime permanente com as fases 1 e 3 abertas e o controle de corrente a) correntes dq b) correntes de fase

Capítulo 5

Sistemas de Acionamento sem Indutância de Filtro

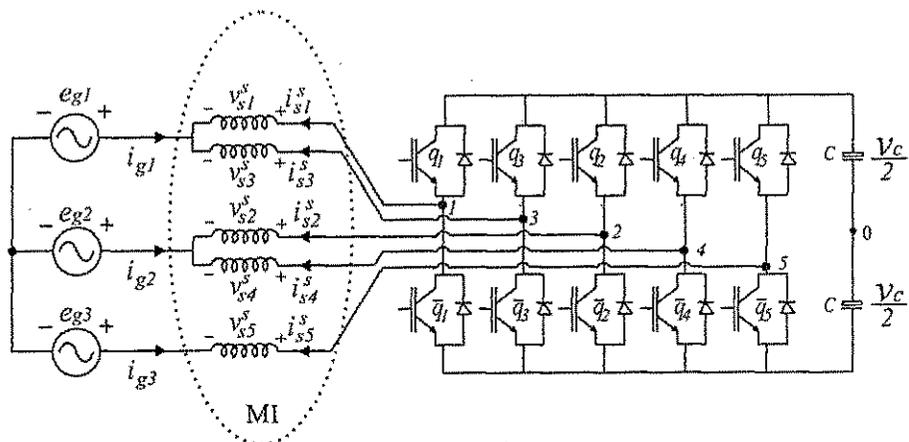
5.1 Introdução

A redução dos custos nos sistemas de conversão de energia sem comprometer a qualidade da transferência de potência é um tema de grande interesse dentro da eletrônica de potência. Reduzir componentes do sistema de acionamento é sinônimo de reduzir custos. Sendo assim, o estudo de topologias de conversão CA/CA com número reduzido de componentes é um tema que vem sendo bastante explorado na literatura.

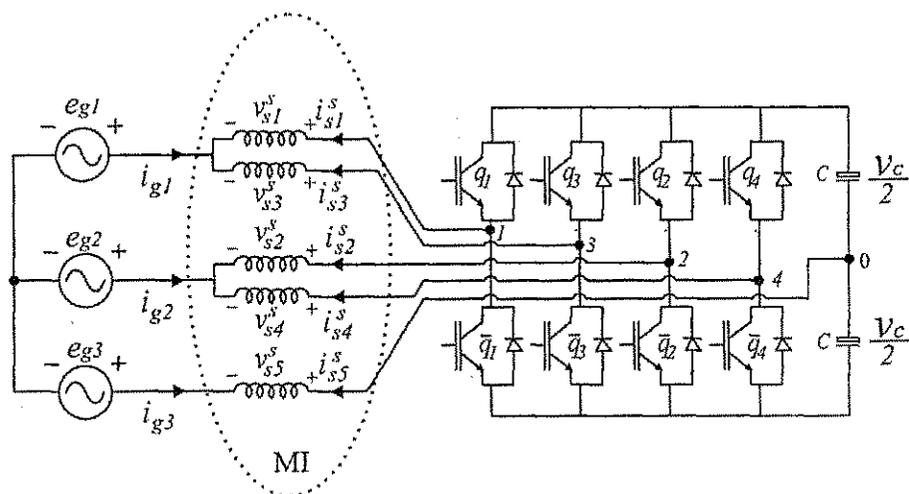
Topologias de conversão CA/CA monofásico para trifásico sem a utilização do indutor de filtro (*boost inductor filter*) foi proposta em [53] e estudada em [54]. Neste capítulo quatro configurações de acionamento que empregam uma fonte trifásica e também dispensam a presença dos indutores de filtro são propostas. As configurações usam máquinas de quatro ou de cinco fases. Duas estruturas de conversão trifásica para tetrafásica são empregadas, uma usando cinco braços e outra usando quatro braços. Do mesmo modo são propostas duas estruturas de conversão trifásica para pentafásica usando quatro ou cinco braços. As quatro configurações propostas são ilustradas nas figuras 5.1 e 5.2.

Os sistemas utilizam dez ou oito chaves e permitem fluxo bidirecional de potência e controle do fator de potência na entrada. A utilização de um conversor estático no acionamento de uma máquina de indução trifásica, a partir de uma fonte de tensão trifásica, com implementação do controle do fator de potência, é uma estratégia de acionamento bastante utilizada e estudada [55], bem como sua realização com número reduzido de dispositivos semicondutores que compõem o conversor [21], [22], [23], [24], [25], [26], [27], [28] e [29]. A estrutura padrão de conversão CA/CA trifásico para

trifásico apresentada em [56] utiliza seis braços ou doze chaves de potência. As estruturas aqui propostas utilizam cinco e quatro braços ou dez e quatro chaves de potência respectivamente. Ambas as estruturas utilizam um número menor de chaves que a estrutura de conversão padrão trifásico/trifásico e as estruturas de oito chaves utilizam o mesmo número de chaves que o sistema trifásico/trifásico com número reduzido de componentes proposto em [57].



(a)



(b)

Figura 5.1: Sistemas de conversão CA/CA sem indutor de filtro usando a máquina de cinco fases: (a) topologia com cinco braços, (b) topologia com quatro braços

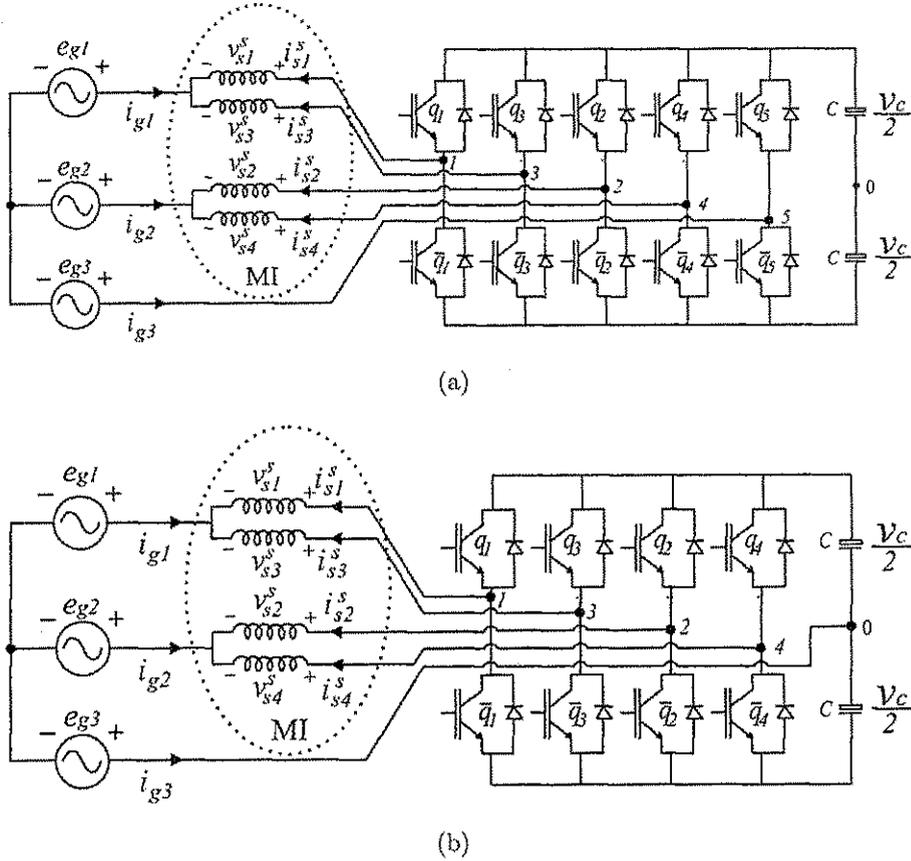


Figura 5.2: Sistemas de conversão CA/CA sem indutor de filtro usando a máquina de quatro fases: (a) topologia com cinco braços, (b) topologia com quatro braços

5.2 Modelo Dinâmico da Máquina

Neste estudo são utilizadas as máquinas de quatro e de cinco fases. O modelo da máquina de cinco fases no referencial estático ($\delta_g = 0$) foi apresentado no capítulo 2. O modelo da máquina de quatro fases no referencial estático resulta em:

$$\mathbf{v}_{sdq}^s = r_s \mathbf{i}_{sdq}^s + \frac{d\lambda_{sdq}^s}{dt} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{v}_{rdq}^s = r_r \mathbf{i}_{rdq}^s + \frac{d\lambda_{rdq}^s}{dt} - j\omega_r \lambda_{rdq}^s \quad (5.2)$$

$$\lambda_{sdq}^s = l_s \mathbf{i}_{sdq}^s + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq}^s \quad (5.3)$$

$$\lambda_{rdq}^s = l_{sr} \mathbf{i}_{sdq}^s + l_r \mathbf{i}_{rdq}^s \quad (5.4)$$

$$T_e = -2l_{sr} \text{Im}(\mathbf{i}_{sdq}^{s*} \mathbf{i}_{rdq}^s) = 2l_{sr} \text{Im}(\mathbf{i}_{sdq}^s \mathbf{i}_{rdq}^{s*}) = pl_{sr} (i_{sq}^s i_{rd}^s - i_{rq}^s i_{sd}^s) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{v}_{sho} = r_s \mathbf{i}_{sho} + l_{so} \frac{d\mathbf{i}_{sho}}{dt} \quad (5.6)$$

$$\mathbf{v}_{rho} = r_r \mathbf{i}_{rho} + l_{ro} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rho} \quad (5.7)$$

A relação das variáveis estatóricas $dqho$ com as variáveis de fase da máquina será dada por,

$$\mathbf{x}_{s1234} = A_{s4} \mathbf{x}_{sdqho} \quad (5.8)$$

Onde, $A_{s4} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$ é a matriz \bar{P}_{s4} no referencial estatórico.

5.3 Configurações com a Máquina de Cinco Fases

5.3.1 Modelo dos sistemas de conversão

Configuração com dez chaves

A primeira configuração proposta neste trabalho utiliza a máquina de cinco fases, um conversor com cinco braços (dez chaves de potência) e um banco de capacitores que compõe o barramento CC , conforme figura 5.1(a).

As tensões de pólos do conversor são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1}^s + e_{g1} + v_{g0} = (2q_1 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.9)$$

$$v_{30} = v_{s3}^s + e_{g1} + v_{g0} = (2q_3 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.10)$$

$$v_{20} = v_{s2}^s + e_{g2} + v_{g0} = (2q_2 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.11)$$

$$v_{40} = v_{s4}^s + e_{g2} + v_{g0} = (2q_4 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.12)$$

$$v_{50} = v_{s5}^s + e_{g3} + v_{g0} = (2q_5 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.13)$$

onde e_{gi} ($i = 1$ a 3) são as tensões na fonte trifásica de alimentação e v_{g0} é a tensão entre o neutro da fonte trifásica ' g ' e o ponto central do banco de capacitores ' 0 '.

As tensões de fase da máquina podem ser obtidas a partir de (5.9)-(5.13), resultando em

$$v_{s1}^s = v_{10} - e_{g1} - v_{g0} \quad (5.14)$$

$$v_{s3}^s = v_{30} - e_{g1} - v_{g0} \quad (5.15)$$

$$v_{s2}^s = v_{20} - e_{g2} - v_{g0} \quad (5.16)$$

$$v_{s4}^s = v_{40} - e_{g2} - v_{g0} \quad (5.17)$$

$$v_{s5}^s = v_{50} - e_{g3} - v_{g0} \quad (5.18)$$

Pela conexão da máquina tem-se que $\sum_{j=1}^5 i_{sj} = 0$ e portanto $\sum_{i=1}^5 v_{si}^s = 0$. Logo, a tensão v_{g0} pode ser encontrada

$$v_{g0} = \frac{1}{5} \sum_{j=1}^5 v_{j0} - \frac{1}{5} (2e_{g1} + 2e_{g2} + e_{g3}) \quad (5.19)$$

Aplicando a matriz de transformação às Eqs. (5.14)-(5.18) as tensões $dqxy$ podem ser encontradas como sendo:

$$v_{sd} = k [(v_{10} + c_2v_{20} + c_4v_{30} + c_6v_{40} + c_8v_{50}) - (e_{g1} + c_2e_{g2} + c_4e_{g1} + c_6e_{g2} + c_8e_{g3})] \quad (5.20)$$

$$v_{sq} = k [(s_2v_{20} + s_4v_{30} + s_6v_{40} + s_8v_{50}) - (s_2e_{g2} + s_4e_{g1} + s_6e_{g2} + s_8e_{g3})] \quad (5.21)$$

$$v_{sx} = k [(v_{10} + c_4v_{20} + c_8v_{30} + c_{12}v_{40} + c_{16}v_{50}) - (e_{g1} + c_4e_{g2} + c_8e_{g1} + c_{12}e_{g2} + c_{16}e_{g3})] \quad (5.22)$$

$$v_{sy} = k [(s_4v_{20} + s_8v_{30} + s_{12}v_{40} + s_{16}v_{50}) - (s_4e_{g2} + s_8e_{g1} + s_{12}e_{g2} + s_{16}e_{g3})] \quad (5.23)$$

As variáveis dq e xy dependem das tensões na fonte trifásica e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} . Para que seja possível trabalhar com tensões dq e xy que dependam apenas das tensões de pólos, novas tensões $d'q'$ e $x'y'$ são introduzidas de modo que

$$\mathbf{v}'_{sdq} = \mathbf{v}_{sdq} + \mathbf{e}_{sgdq}, \quad (5.24)$$

onde $\mathbf{v}'_{sdq} = v'_{sd} + jv'_{sq}$ e $\mathbf{e}_{sgdq} = e_{sgd} + je_{sgq}$ com $e_{sgd} = k(e_{g1} + c_2e_{g2} + c_4e_{g1} + c_6e_{g2} + c_8e_{g3})$ e $e_{sgq} = k(s_2e_{g2} + s_4e_{g1} + s_6e_{g2} + s_8e_{g3})$, e

$$\mathbf{v}'_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} + \mathbf{e}_{sgxy} \quad (5.25)$$

onde $\mathbf{v}'_{sxy} = v'_{sx} + v'_{sy}$ e $\mathbf{e}_{sgxy} = e_{sgx} + je_{sgy}$ com $e_{sgx} = k(v_{10} + c_4v_{20} + c_8v_{30} + c_{12}v_{40} + c_{16}v_{50})$ e $e_{sgy} = k(s_4e_{g2} + s_8e_{g1} + s_{12}e_{g2} + s_{16}e_{g3})$.

Assumindo que i_{sj}^s ($j = 1$ a 5) são as correntes de fase da máquina. Seja i_{sdqj} ($j = 1$ a 5) a parte da corrente de fase j que depende apenas das correntes dq (obtidas a partir da Eq. (3.10) com $i_{sx} = i_{sy} = i_{so} = 0$) e i_{sxyj} ($j = 1$ a 5) a parte da corrente na fase j que depende apenas das correntes xy (obtidas a partir da Eq. (3.10) com $i_{sd}^s = i_{sq}^s = i_{so} = 0$), a seguinte relação pode ser definida

$$i_{sj}^s = i_{sdqj} + i_{sxyj}; \quad j = 1 \text{ a } 5.$$

onde,

$$i_{sdq1} = k i_{sd}^s \quad (5.26)$$

$$i_{sdq2} = k (c_2 i_{sd}^s + s_2 i_{sq}^s) \quad (5.27)$$

$$i_{sdq3} = k (c_4 i_{sd}^s + s_4 i_{sq}^s) \quad (5.28)$$

$$i_{sdq4} = k (c_6 i_{sd}^s + s_6 i_{sq}^s) \quad (5.29)$$

$$i_{sdq5} = k (c_8 i_{sd}^s + s_8 i_{sq}^s) \quad (5.30)$$

e

$$i_{sxy1} = k i_{sx} \quad (5.31)$$

$$i_{sxy2} = k (c_4 i_{sx} + s_4 i_{sy}) \quad (5.32)$$

$$i_{sxy3} = k (c_8 i_{sx} + s_8 i_{sy}) \quad (5.33)$$

$$i_{sxy4} = k (c_{12} i_{sx} + s_{12} i_{sy}) \quad (5.34)$$

$$i_{sxy5} = k (c_{16} i_{sx} + s_{16} i_{sy}) \quad (5.35)$$

Uma vez que $i_{s1} + i_{s3} = -i_{g1}$ e $i_{s2} + i_{s4} = -i_{g2}$ segue-se que

$$i_{g1} = -(i_{sdq1} + i_{sdq3} + i_{sxy1} + i_{sxy3}) \quad (5.36)$$

$$i_{g2} = -(i_{sdq2} + i_{sdq4} + i_{sxy2} + i_{sxy4}) \quad (5.37)$$

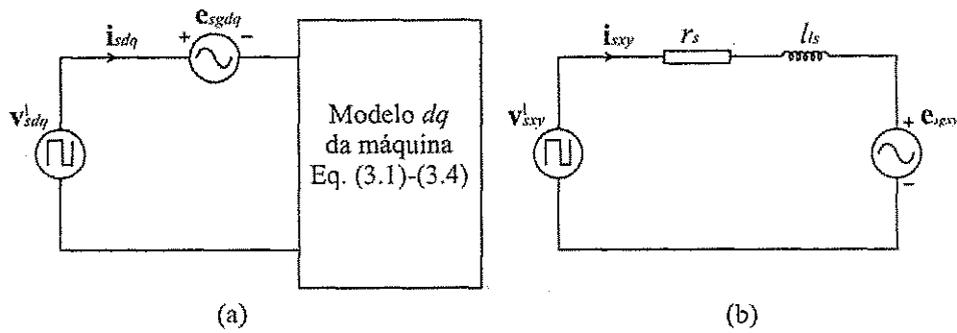
A partir das Eqs. (5.36) e (5.37) as correntes xy podem ser expressas em função das correntes dq e das correntes na fonte trifásica como:

$$i_{sx} = [(s_4 + s_{12}) i_{sga} - s_8 i_{sgb}] / k_{xy} \quad (5.38)$$

$$i_{sy} = [(1 + c_8) i_{sgb} - (c_4 + c_{12}) i_{sga}] / k_{xy} \quad (5.39)$$

onde $k_{xy} = k[(s_4 + s_{12})(1 + c_8) - s_8(c_4 + c_{12})]$, $i_{sga} = -i_{g1} - i_{sdq1} - i_{sdq3}$ e $i_{sgb} = -i_{g2} - i_{sdq2} - i_{sdq4}$.

A partir das Eqs. (5.24), (5.25) e do modelo da máquina um diagrama para o modelo da máquina nas variáveis $d'q'$ e $x'y'$ pode ser definido como ilustrado na figura 5.3. A variável o é nula uma vez que $\sum_{j=1}^5 i_{sj} = 0$. Observe que o modelo dq e xy está acoplado com as tensões da fonte trifásica. A potência fornecida pela fonte trifásica balanceada (e_{g1} , e_{g2} e e_{g3}) é constante desde que, i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , também sejam trifásicas balanceadas. A potência recebida pela parte dq da máquina é contínua. Entretanto, i_{sx} e i_{sy} não são correntes bifásicas balanceadas. Logo, uma parcela de potência alternada é requerida por xy e quem suprirá esta potência será o banco de capacitores. Isto provocará pequenas oscilações na tensão do capacitor.


 Figura 5.3: Circuitos equivalentes $d'q'$ e $x'y'$ para a máquina de cinco fases

Configuração com oito chaves

A segunda configuração proposta com a máquina de cinco fases é ilustrada na figura 5.1(b). Esta usa um conversor apenas com quatro braços ou oito chaves de potência com uma fase conectada ao centro do barramento CC .

As equações das tensões de pólos para esta configuração são as mesmas para o caso da configuração de dez chaves, Eqs. (5.9)-(5.13), exceto para a tensão v_{50} , que é dada por $v_{50} = 0$. Da mesma forma a tensão v_{90} e as tensões de fase são dadas pelas expressões (5.19) e (5.14)-(5.18), respectivamente, com $v_{50} = 0$. As tensões $dqxy$ também são dadas pelas Eqs. (5.20)-(5.23) com $v_{50} = 0$.

As relações (5.24) a (5.38) também são válidas para esta configuração. Os diagramas dos modelos dq e xy também são os mesmos da figura 5.3. Entretanto, neste caso, além da pequena corrente CA fluindo pelo banco de capacitores devido o desbalanceamento das correntes xy , existe uma corrente CA extra igual a $i_{s5}^s/2$ atravessando cada capacitor do banco CC devido a conexão da fase 5 com o ponto central do barramento CC .

5.3.2 Estratégia de controle

O controle de conjugado da máquina, que também inclui o controle de fluxo, define as correntes dq que devem ser impostas a máquina (como controle orientado pelo campo) ou as tensões dq (como o controle *Volts/Hertz*). O controle de fator de potência da entrada do sistema define as correntes na fonte trifásica.

Considere, inicialmente, que ambos os controles, de conjugado e de fator de potência sejam realizados controlando apenas as correntes das fases da máquina. As correntes dq são controladas diretamente pelas tensões dq como usual. As correntes na fonte trifásica são controladas pelas correntes xy que por sua vez são controladas por meio das tensões xy . Note que as correntes xy dependem das correntes dq . Então i_{g1}^* e i_{g2}^*

são controladas por i_{sx}^* e i_{sy}^* (dadas i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*}) usando as Eqs. (5.38) e (5.39). A corrente i_{g3}^* é controlada indiretamente uma vez que $i_{g3} = -i_{g1} - i_{g2}$.

Nas figuras 5.4(a) e 5.4(b) são ilustrados os diagramas de controle da tensão no capacitor e do torque baseados no controle das correntes de fase diretamente e no controle das correntes dq e xy , respectivamente.

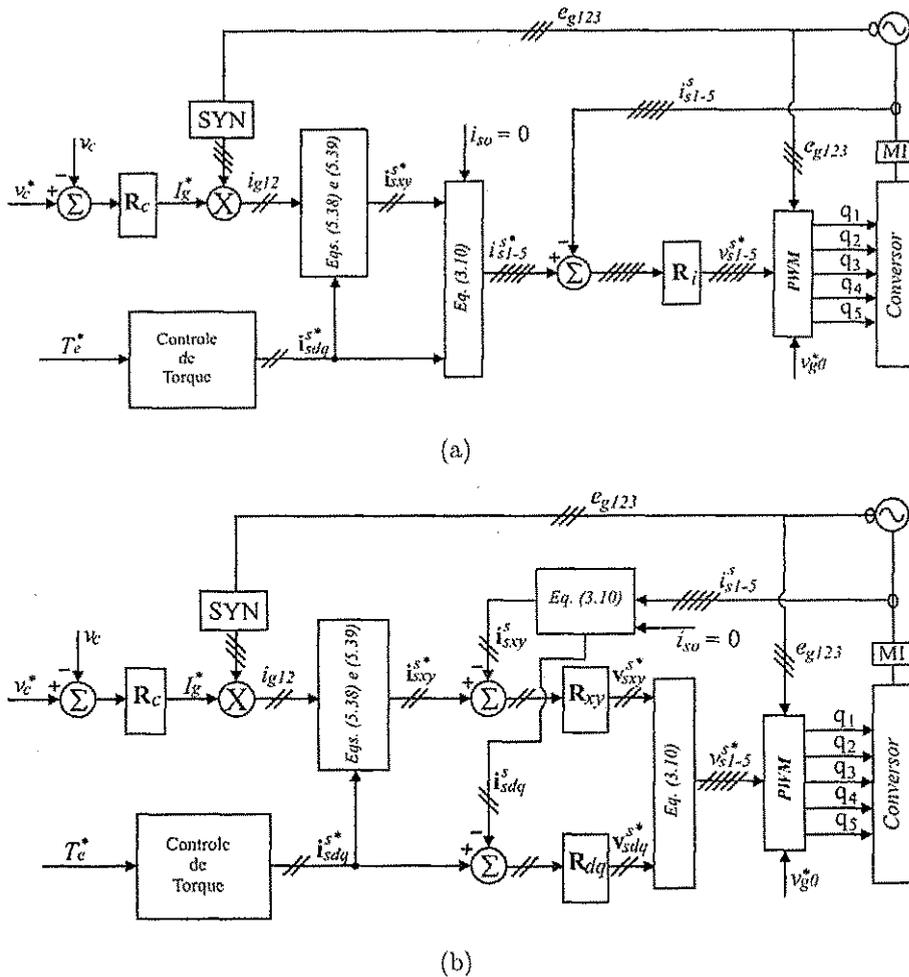


Figura 5.4: Diagramas de controle do conversor que utiliza a máquina de cinco fases: a) baseado nas correntes de fase b) baseado nas correntes dq

A tensão do capacitor v_c (tensão do barramento CC) é ajustada usando o regulador R_c . Este regulador define a amplitude das correntes na fonte trifásica I_g^* . Para obter fator de potência próximo da unidade, as correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} devem ser sincronizadas com e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} (e_{g123}). Isto é obtido por meio do bloco SYN. Na figura 5.4(a) o regulador R_i tem como função controlar as correntes nas fases da máquina. Na figura 5.4(b) os controladores R_{xy} e R_{dq} têm como função controlar as correntes xy e dq , respectivamente.

Quando o controle de conjugado fornece as tensões v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} o diagrama na figura 5.4(b) pode ser facilmente adaptado. Neste caso o regulador R_{dq} é eliminado e a medida das correntes dq é utilizada para calcular as correntes i_{sx}^* e i_{sy}^* .

Estas estratégias de controle são válidas para ambas as configurações.

5.3.3 Controle PWM

Se as tensões de fase desejadas na máquina são v_{si}^{s*} ($i = 1$ a 5), dadas as tensões na fonte trifásica e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} então as tensões de pólo de referência serão dadas por

$$v_{10}^* = v_{s1}^{s*} + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (5.40)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^{s*} + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (5.41)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^{s*} + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (5.42)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^{s*} + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (5.43)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^{s*} + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (5.44)$$

A menos que a tensão v_{g0}^* seja especificada as equações acima não podem ser resolvidas.

Configuração com dez chaves

A tensão v_{g0}^* pode ser calculada como função do fator de distribuição μ como já considerado no capítulo 2, desta forma:

$$v_{g0}^* = E_d \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu) v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (5.45)$$

Onde, $E_d = v_c$ é a tensão do barramento CC , $v_{sM}^* = \max \{ \mathbf{v} \}$ e $v_{sm}^* = \min \{ \mathbf{v} \}$ com $\mathbf{v} = \{ v_{s1}^{s*} + e_{g1}, v_{s2}^{s*} + e_{g2}, v_{s3}^{s*} + e_{g1}, v_{s4}^{s*} + e_{g2} \text{ e } v_{s5}^{s*} + e_{g3} \}$.

Uma vez que $v_{sM}^* - v_{sm}^* < E_d$ a tensão do barramento CC necessária para a configuração de dez chaves deve satisfazer a seguinte restrição:

$$E_d \geq (KV_{dq} + U_g + U_{xy}), \quad (5.46)$$

onde, V_{dq} e U_g são as amplitudes da tensão dq e da tensão de linha da fonte trifásica, respectivamente; U_{xy} é a amplitude da composição $\frac{k}{4} \left[(5 - \sqrt{5}) v_{sx} - \sqrt{2} \sqrt{5 + \sqrt{5}} v_{sy} \right]$ e $K = 2k \cos \left(\frac{\pi}{10} \right)$. As tensões v_{sx} e v_{sy} são de amplitude pequena uma vez que as impedâncias correspondentes são pequenas. Assim, $U_{xy} = |0.43702v_{sx} - 0.6015v_{sy}|$ será um valor pequeno se comparado com V_{dq} e U_g .

A partir das expressões (5.40)-(5.44) as larguras de pulso podem ser determinadas pela expressão já apresentada anteriormente e rerepresentada na Eq. (5.47).

$$\tau_i = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{si}^{s*}}{E_d} \right) \tau, \quad i = 1 \text{ a } 5 \quad (5.47)$$

onde τ_i é a largura de pulso e τ é o período de amostragem.

Configuração com oito chaves

Para esta configuração a tensão v_{g0}^* é dada por

$$v_{g0}^* = -v_{s5}^{s*} - e_{g3}. \quad (5.48)$$

Uma vez que $v_{j0} \leq E_d/2$ ($j = 1$ a 4) a tensão do barramento CC para esta configuração deve satisfazer a seguinte restrição

$$E_d \geq 2(KV_{dq} + U_g + U_{xy}). \quad (5.49)$$

Neste caso a tensão do barramento deve ser o dobro que no caso de dez chaves.

5.4 Configurações com a Máquina de Quatro Fases

5.4.1 Modelo dos sistemas de conversão

Configuração com dez chaves

Na figura 5.2(a) está apresentada a configuração do sistema de conversão que utiliza a máquina de quatro fases e um conversor com cinco braços. Neste sistema as tensões de pólo do conversor são dadas por

$$v_{10} = v_{s1}^s + e_{g1} + v_{g0} = (2q_1 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.50)$$

$$v_{30} = v_{s3}^s + e_{g1} + v_{g0} = (2q_3 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.51)$$

$$v_{20} = v_{s2}^s + e_{g2} + v_{g0} = (2q_2 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.52)$$

$$v_{40} = v_{s4}^s + e_{g2} + v_{g0} = (2q_4 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.53)$$

$$v_{50} = e_{g3} + v_{g0} = (2q_5 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.54)$$

onde $v_{s_j}^s$ ($j = 1$ a 5) são as tensões de fases da máquina, e_{g_i} ($i = 1$ a 3) são as tensões na fonte trifásica, v_c é a tensão do barramento CC e v_{g0} é a tensão entre o neutro da fonte trifásica e o ponto central do barramento CC .

A partir da Eq. (5.54) pode se escrever

$$v_{g0} = v_{50} - e_{g3}. \quad (5.55)$$

Substituindo a Eq. (5.55) nas Eqs. (5.50)-(5.53) as tensões de fase podem ser obtidas como

$$v_{s1}^s = v_{10} - v_{50} - e_{g13} \quad (5.56)$$

$$v_{s3}^s = v_{30} - v_{50} - e_{g13} \quad (5.57)$$

$$v_{s2}^s = v_{20} - v_{50} - e_{g23} \quad (5.58)$$

$$v_{s4}^s = v_{40} - v_{50} - e_{g23} \quad (5.59)$$

onde $e_{g13} = e_{g1} - e_{g3}$ e $e_{g23} = e_{g2} - e_{g3}$.

Aplicando a Eq. (5.8) nas Eqs. (5.56)-(5.59) as tensões $dqho$ podem ser derivadas em

$$v_{sd}^s = \frac{\sqrt{2}}{2} (v_{10} - v_{30}) \quad (5.60)$$

$$v_{sq}^s = \frac{\sqrt{2}}{2} (v_{20} - v_{40})$$

$$v_{sh} = \frac{1}{2} (v_{10} - v_{20} + v_{30} - v_{40}) - e_{g12}$$

$$v_{so} = \frac{1}{2} (v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40}) - 2v_{50} + 3e_{g3}. \quad (5.61)$$

Apenas as tensões ho dependem das tensões da fonte trifásica. Para trabalhar com novas tensões $'h'$ e $'o'$ que não dependam das tensões na fonte trifásica, novas variáveis são definidas $h'o'$, tais que $v_{sh'} = v_{sh} + e_{g12}$ e $v_{so'} = v_{so} - 3e_{g3}$. O modelo ho da máquina dado na Eq. (5.6) nas novas variáveis $h'o'$ torna-se

$$v_{sh'o'} = r_s i_{sho} + l_{so} \frac{d}{dt} i_{sho} + e_{gs} \quad (5.62)$$

Onde,

$$e_{gs} = e_{gsh} + j e_{gso} = e_{g12} - j 3 e_{g3}. \quad (5.63)$$

Neste caso, assim como no caso anterior de cinco fases, as correntes na máquina possuem uma parcela referente a dq e outra a ho .

$$i_{sj}^s = i_{sdqj} + i_{shoj}, \quad j = 1 \text{ a } 4, \quad (5.64)$$

Onde, $i_{sdq1} = -i_{sdq3} = i_{sd}^s / \sqrt{2}$ e $i_{sdq2} = -i_{sdq4} = i_{sq}^s / \sqrt{2}$ que são obtidas da Eq. (5.8) com $i_{sh} = i_{so} = 0$; também, $i_{sho1} = i_{sho3} = i_{sh} / 2 + i_{so} / 2$ e $i_{sho2} = i_{sho4} = -i_{sh} / 2 + i_{so} / 2$ que são obtidas da Eq. (5.8) com $i_{sd}^s = i_{sq}^s = 0$.

Uma vez que $i_{s1}^s + i_{s3}^s = -i_{g1}$, $i_{s2} + i_{s4} = -i_{g2}$ segue-se que:

$$i_{g1} = -i_{sh} - i_{so}$$

$$i_{g2} = i_{sh} - i_{so}$$

ou

$$i_{sh} = \frac{i_{g2} - i_{g1}}{2} \tag{5.65}$$

$$i_{so} = -\frac{i_{g1} + i_{g2}}{2} \tag{5.66}$$

Pelas Eqs. (5.65) e (5.66) e as expressões para i_{sdq1} a i_{sho4} e i_{sho1} a i_{sho4} , as expressões (5.64) são reescritas como

$$i_{s1}^s = i_{sd}^s/\sqrt{2} - i_{g1}/2 \tag{5.67}$$

$$i_{s2}^s = i_{sq}^s/\sqrt{2} - i_{g2}/2 \tag{5.68}$$

$$i_{s3}^s = -i_{sd}^s/\sqrt{2} - i_{g1}/2 \tag{5.69}$$

$$i_{s4}^s = -i_{sq}^s/\sqrt{2} - i_{g2}/2 \tag{5.70}$$

Na figura 5.5 é ilustrado o diagrama do modelo para as variáveis dq e $h'o'$. Note que ao contrário do que houve com a máquina de cinco fases os modelos são desacoplados um do outro e apenas as variáveis ho são acopladas com as tensões da fonte trifásica.

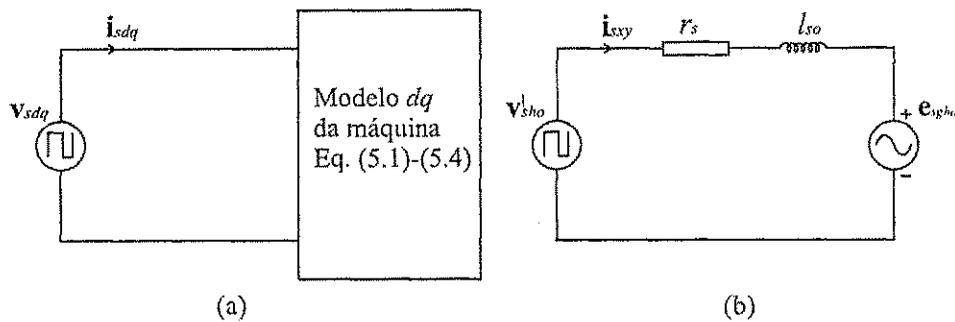


Figura 5.5: Circuitos equivalentes dq e $h'o'$ para a máquina de quatro fases

A partir das Eq. (5.63), (5.65) e (5.66) percebe-se que as variáveis ho não contituem um sistema bifásico balanceado. As variáveis ho são ortogonais mas com amplitudes diferentes. A potência recebida pelas variáveis ho é contínua mas com amplitudes diferentes: $I_{sh} = \sqrt{3}I_{so}$ e $E_{gso} = \sqrt{3}E_{gsh}$, onde I_{sh} , I_{so} , E_{gsh} e E_{gso} são as amplitudes das correntes e das tensões h e o , respectivamente. Entretanto, a potência recebida por $v_{sh'o'}$, adicionada das perdas no circuito ho é contínua e idêntica a potência fornecida pela fonte trifásica.

Configuração com oito chaves

A segunda configuração proposta com a máquina de quatro fases é ilustrada na figura 5.2(b). Esta usa um conversor com apenas quatro braços ou oito chaves de potência com a fase três da fonte trifásica conectada diretamente ao centro do barramento CC .

As equações das tensões de pólo para esta configuração são as mesmas para o caso da configuração de dez chaves, Eqs. (5.50)-(5.9), exceto para a tensão v_{50} , que é dada por $v_{50} = 0$ (a chave q_5 não existe). Da mesma forma, a tensão v_{g0} e as tensões de fase são dadas pelas mesmas expressões anteriores (5.55) e (5.56)-(5.59) respectivamente, com $v_{50} = 0$. As tensões $dqho$ também são dadas pelas Eqs. (5.60)-(5.61) com $v_{50} = 0$.

As relações (5.62) a (5.66) também são válidas para esta configuração. Os diagramas dos modelos dq e ho também são os mesmos da figura 5.5. Entretanto, neste caso, ao contrário da configuração com dez chaves uma corrente CA igual a $i_{g3}/2$ atravessa cada capacitor do banco CC devido a conexão direta da fase três da fonte de alimentação com o centro do banco capacitivo.

5.4.2 Estratégias de controle

Assim como no caso anterior da máquina de cinco fases o controle de torque da máquina (inclui também o controle de fluxo), define as correntes dq (como controle orientado pelo campo) ou as tensões dq (como o controle *Volts/Hertz*) que devem ser aplicadas a máquina. As correntes na fonte trifásica são definidas pelo controle de fator de potência.

As correntes dq são controladas pelas tensões dq . As correntes na fonte trifásica são controladas pelas correntes ho que por sua vez são controladas por meio das tensões ho . Então i_{g1}^* e i_{g2}^* são controladas por i_{sh}^* e i_{so}^* usando as Eqs. (5.65) e (5.66). A corrente i_{g3}^* é controlada indiretamente uma vez que $i_{g3} = -i_{g1} - i_{g2}$.

O diagrama de controle da tensão no capacitor e do torque baseados no controle das correntes dq e ho está apresentado na figura 5.6.

A tensão do capacitor v_c (tensão do barramento CC) é ajustada por meio do regulador R_c . Este regulador define a amplitude das correntes na fonte trifásica I_g^* . Para obter fator de potência próximo da unidade, as correntes i_{g1}^* , i_{g2}^* e i_{g3}^* devem ser sincronizadas com e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} (e_{g123}). Isto é obtido pelo bloco SYN. No diagrama da figura 5.6(a) o controlador R_i controla diretamente as correntes de fase, já no da figura 5.6(b) os controladores R_{ho} e R_{dq} controlam as correntes ho e dq , respectivamente.

Quando o controle de torque fornece as tensões v_{sd}^{**} e v_{sq}^{**} o diagrama na figura 5.6(b) pode ser facilmente adaptado. Neste caso o regulador R_{dq} é eliminado.

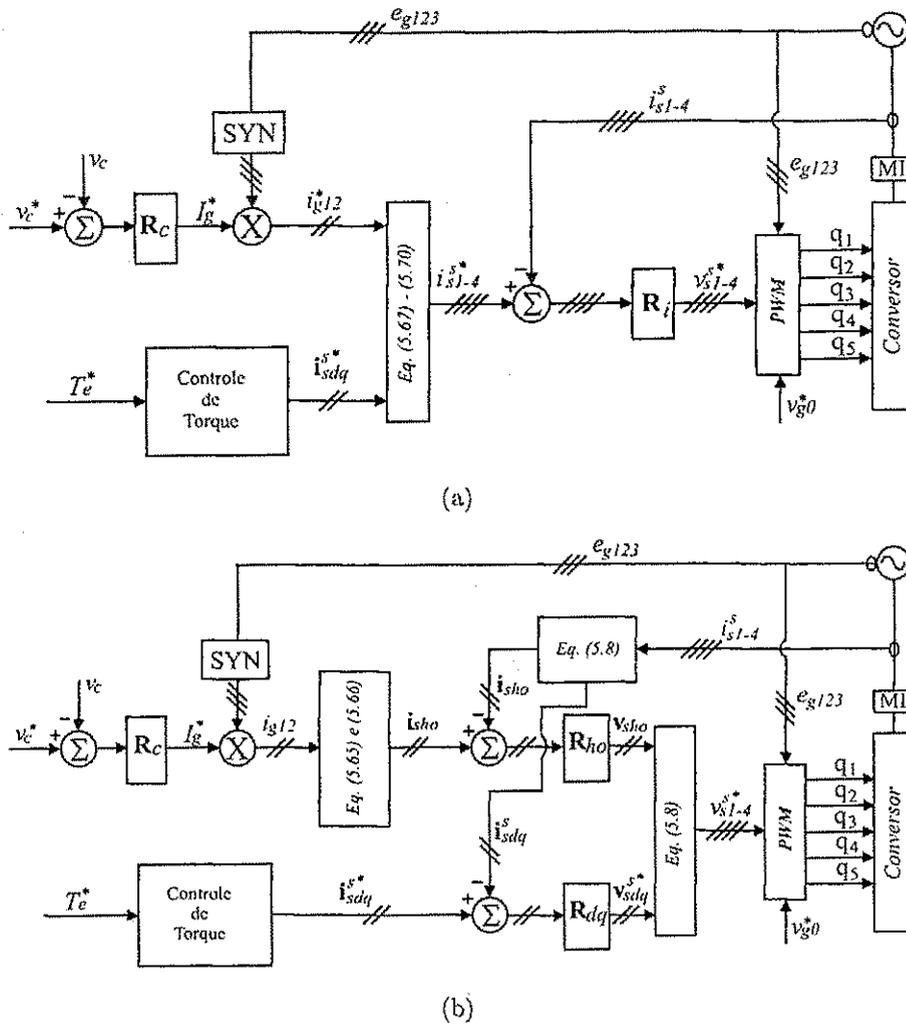


Figura 5.6: Diagramas de controle do conversor CA/CA usando a máquina de quatro fases: a) controle baseado nas correntes de fase b) controle baseado nas correntes dq

Estas estratégias de controle são válidas para ambas as configurações.

5.4.3 Controle PWM

As tensões de pólo de referência podem ser dadas a partir das tensões de fase de referência por:

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \tag{5.71}$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \tag{5.72}$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g2} + v_{g0}^* \tag{5.73}$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^* + e_{g2} + v_{g0}^* \tag{5.74}$$

$$v_{50}^* = e_{g3} + v_{g0}^* \tag{5.75}$$

Da mesma forma que no caso da máquina de cinco fases as equações acima não podem ser resolvidas a menos que a tensão v_{g0}^* seja especificada.

Configuração com dez chaves

A tensão v_{g0}^* para esta configuração pode ser especificada da mesma forma que se fez para a configuração com dez chaves da máquina de cinco fases, por meio da Eq. (5.45) onde da mesma forma $v_{sM}^* = \max \{\mathbf{v}\}$ e $v_{sm}^* = \min \{\mathbf{v}\}$, mas para este caso o vetor \mathbf{v} é dado por $\mathbf{v} = \{v_{s1}^{s*} + e_{g1}, v_{s2}^{s*} + e_{g2}, v_{s3}^{s*} + e_{g1}, v_{s4}^{s*} + e_{g2}, e_{g3}\}$.

As larguras de pulso são calculadas de v_{10}^* a v_{50}^* pela Eq. (5.47).

Uma vez que $v_{sM}^* - v_{sm}^* \leq E_d$ a tensão do barramento CC ($v_c = E_d$) deve satisfazer as seguintes restrições

$$E_d \geq \sqrt{2}V_{dq} \quad \text{se } V_{dq} \geq \frac{\sqrt{3}V_g + \Delta_h}{\sqrt{2} - 1} \quad (5.76)$$

$$E_d \geq V_{dq} + \sqrt{3}V_g + \Delta_h \quad \text{se } V_{dq} < \frac{\sqrt{3}V_g + \Delta_h}{\sqrt{2} - 1} \quad (5.77)$$

Onde, V_{dq} e V_g são as amplitudes das tensões dq e das tensões da fonte trifásica, respectivamente e Δ_h é a amplitude da tensão v_{sh} , que é de amplitude baixa devido a impedância de eixo h ser pequena.

Configuração com oito chaves

Na configuração de oito chaves $v_{50} = 0$. Logo,

$$v_{g0}^* = -e_{g3} \quad (5.78)$$

Assim, as tensões de pólos de referências são dadas pelas Eqs. (5.71)-(5.74) substituindo v_{g0}^* conforme Eq. (5.78).

Neste caso, existe uma ligação com o ponto central do banco capacitivo. Logo, a tensão do barramento CC deve satisfazer a seguinte restrição:

$$E_d \geq \sqrt{2}V_{dq} + 2\sqrt{3}V_g + \sqrt{(\Delta_h)^2 + (\Delta_o)^2} \quad (5.79)$$

Onde o novo termo que aqui aparece, Δ_o , é a amplitude da tensão v_{so} . Esta tensão é de pequena amplitude uma vez que a impedância de eixo o é pequena.

5.5 Resultados de Simulação e Experimentais

A simulação digital dos sistemas propostos foi realizada em um programa implementado em linguagem *C*. Os resultados foram obtidos com controle de corrente tanto do lado da fonte trifásica como do lado da máquina.

Os resultados serão separados por seção como forma de serem melhor apresentados.

5.5.1 Configurações com a máquina de cinco fases

Nos gráficos da figura 5.7 estão mostradas duas curvas de corrente de fase da máquina obtidas via simulação com a configuração de dez chaves. Observe que estas apresentam duas componentes em frequência, a componente das correntes dq e a componente das correntes na fonte trifásica. Todavia, as correntes dq são balanceadas conforme ilustrado na figura 5.8. Ainda para a configuração com dez chaves, é ilustrada na figura 5.9 a curva da tensão no capacitor, de onde é possível perceber as oscilações causadas pela potência CA consumida nas bobinas xy ; e na figura 5.10 é ilustrada a corrente na fase 1 da fonte trifásica e a tensão e_{g1} ilustrando a correção do fator de potência.

Na figura 5.11 são mostradas duas curvas de corrente de fase obtidas via simulação da máquina quando na configuração de oito chaves. Análise semelhante ao caso anterior é feita verificando que nas correntes de fase estão presentes duas componentes de frequências. As correntes dq , que são balanceadas, estão ilustradas na figura 5.12. Na figura 5.13 estão apresentadas as tensões nos dois capacitores que compõem o banco. A tensão total do banco é a soma destas duas, assim observa-se que a tensão no banco é o dobro do caso anterior (figura 5.14) com a configuração de dez chaves. Uma maior oscilação ocorre nestas tensões uma vez que a corrente da fase 5 está fluindo através dos capacitores além da oscilação já provocada pelo desbalanceamento do par xy . A curva da corrente de entrada, i_{g1} , e sua respectiva tensão de entrada, e_{g1} , estão mostradas na figura 5.15 para ilustrar a correção do fator de potência.

5.5.2 Configurações com a máquina de quatro fases

As duas configurações usando a máquina de quatro fases também foi implementada via simulação através de um programa em linguagem *C* e experimentalmente usando a mesma plataforma experimental anteriormente citada neste trabalho.

As correntes das fases 1 e 2 da máquina obtidas via simulação usando a configuração com dez chaves estão mostradas na figura 5.16. Observe que as duas componentes em

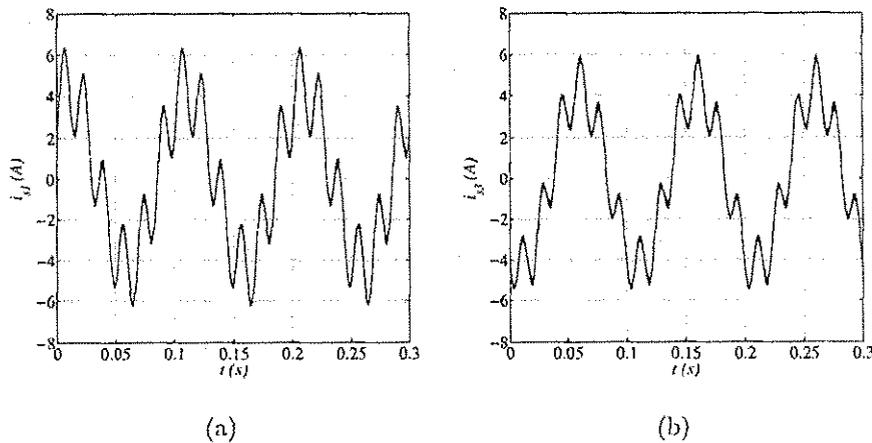


Figura 5.7: Correntes de fase da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços a) i_{s1}^s b) i_{s3}^s

frequência estão presentes nestas correntes. Na figura 5.17 são ilustradas as correntes dq obtidas via simulação. Veja que as correntes dq são balanceadas embora as correntes de fase sejam distorcidas. Um resultado de simulação mostrando que a correção de fator de potência é alcançada está na figura 5.19 onde são mostradas uma corrente de fase da fonte trifásica e sua tensão correspondente. A tensão do barramento CC obtida via simulação está ilustrada na figura 5.18. Observe que não há oscilação de baixa frequência na tensão do capacitor como acontece com a estrutura de cinco fases. Isto ocorre devido a potência consumida pelas componentes homopolares não possuir componente CA .

Usando a configuração com oito chaves as correntes nas fases 1 e 2 obtidas via simulação são ilustradas na figura 5.20. As correntes dq para este caso são ilustradas na figura 5.21. A figura 5.24 ressalta o controle do fator de potência mostrando uma tensão e uma corrente de entrada. As tensões nos capacitores v_{c1} e v_{c2} estão ilustradas na figura 5.22 e a tensão total no barramento CC para este caso é ilustrada na figura 5.23. Da mesma forma que para a configuração de cinco braços, na tensão total do banco não há oscilação. Existe oscilação de baixa frequência nas tensões de cada capacitor individualmente devido a conexão da fase $e_{\eta 3}$ com o centro do banco de capacitores.

A estrutura de cinco braços também foi implementada experimentalmente. As curvas das correntes dq obtidas neste ensaio são mostradas no gráfico da figura 5.25. Na figura 5.26 são ilustradas duas correntes de fase e na figura 5.27 uma corrente e uma tensão de fase da fonte trifásica da entrada são mostradas para ressaltar a correção do fator de potência. Na figura 5.28 é ilustrado o gráfico da tensão no capacitor.

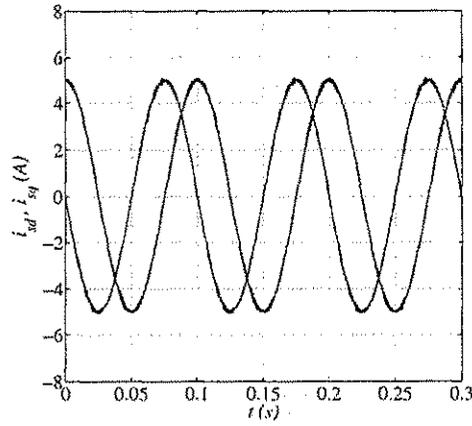


Figura 5.8: Correntes dq da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços

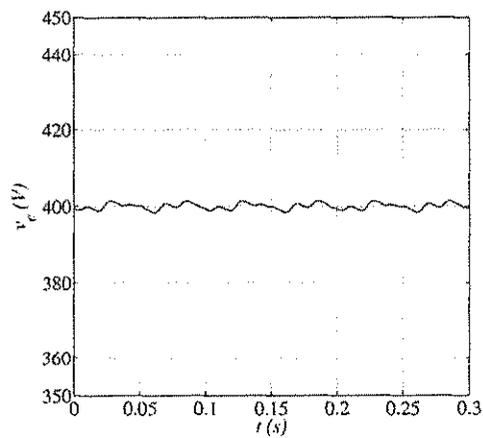


Figura 5.9: Tensão no capacitor v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de cinco fases e o conversor de cinco braços

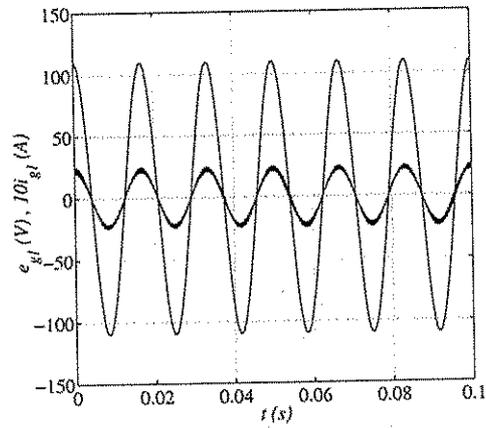


Figura 5.10: Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{g1} obtidas via simulação usando a máquina de cinco fases e o conversor de cinco braços

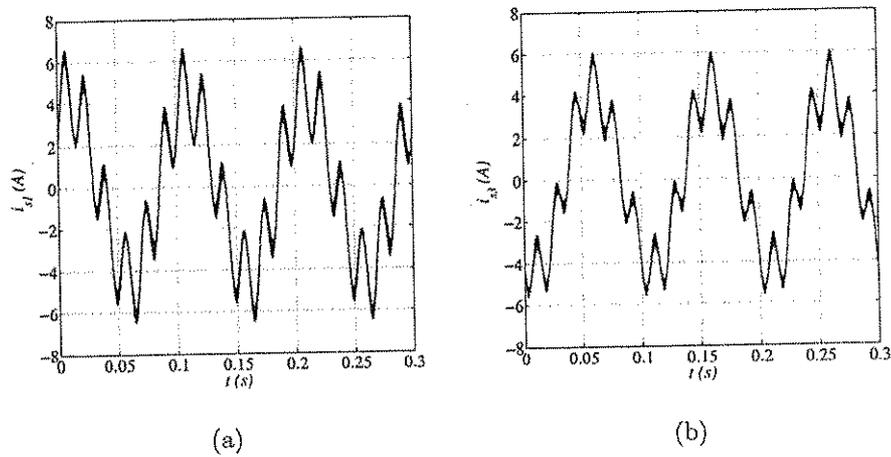


Figura 5.11: Correntes de fase da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços a) i_{s1}^s b) i_{s3}^s

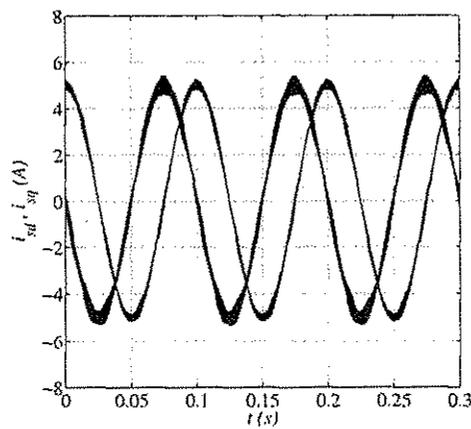


Figura 5.12: Correntes dq da máquina de cinco fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços

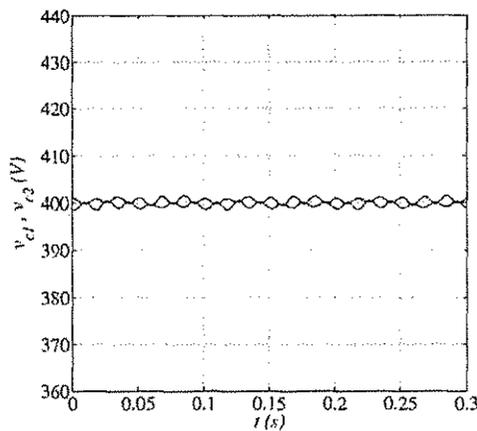


Figura 5.13: Tensão nos capacitores v_{c1} e v_{c2} obtidas via simulação na configuração utilizando a máquina de cinco fases e o conversor de quatro braços

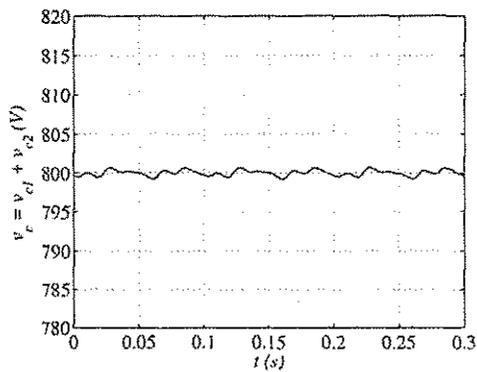


Figura 5.14: Tensão total no banco de capacitores v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de cinco fases e o conversor de quatro braços

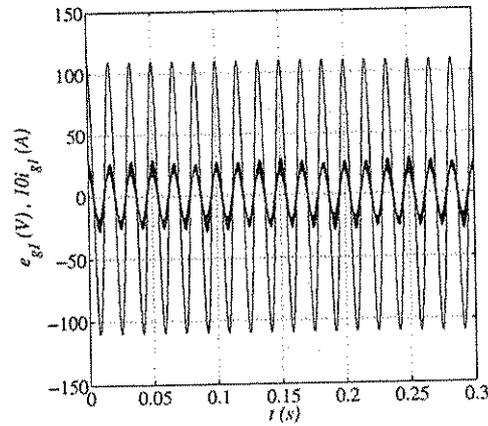


Figura 5.15: Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{g1} obtidas via simulação usando a máquina de cinco fases e o conversor de quatro braços

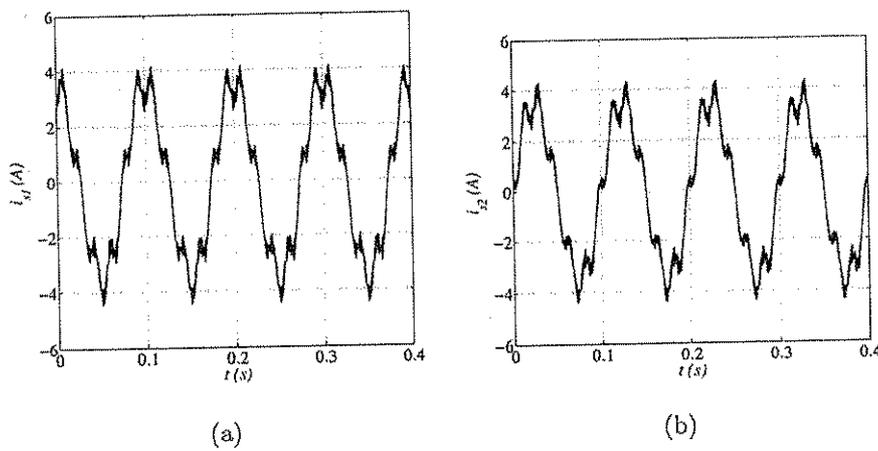


Figura 5.16: Correntes de fase da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços a) i_{s1}^s b) i_{s2}^s

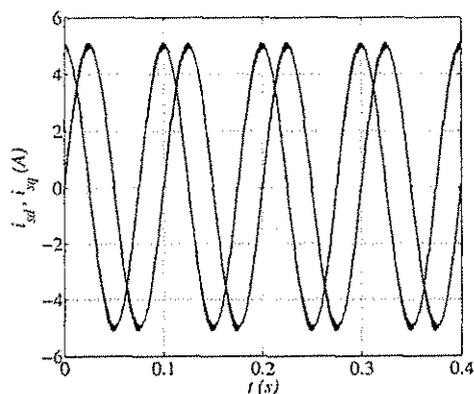


Figura 5.17: Correntes dq da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de cinco braços

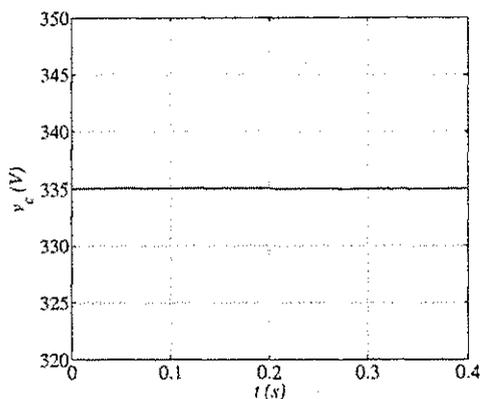


Figura 5.18: Tensão no capacitor v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços

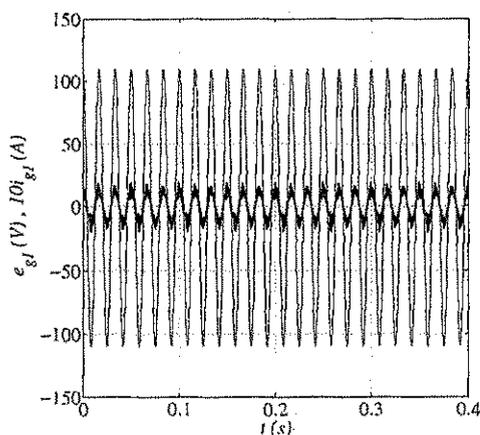


Figura 5.19: Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{g1} obtidas via simulação usando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços

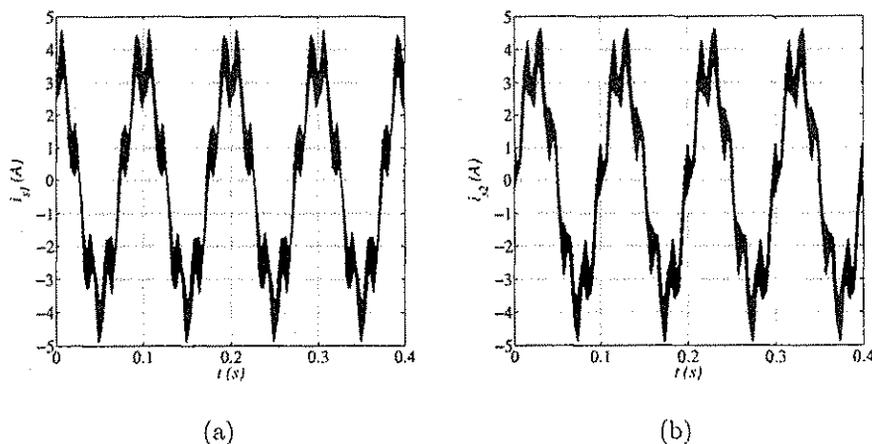


Figura 5.20: Correntes de fase da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços a) i_{s1}^s b) i_{s2}^s

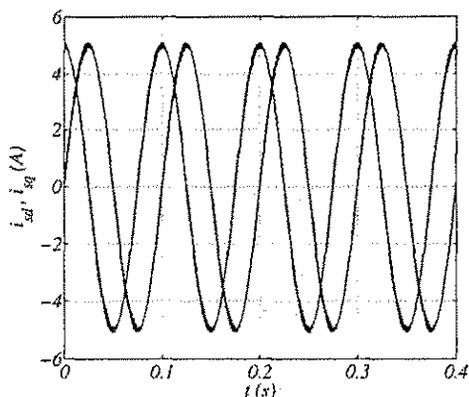


Figura 5.21: Correntes dq da máquina de quatro fases obtidas via simulação com a configuração de quatro braços

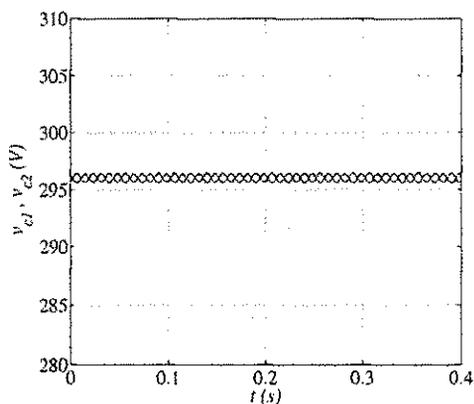


Figura 5.22: Tensão nos capacitores v_{c1} e v_{c2} obtidas via simulação na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de quatro braços

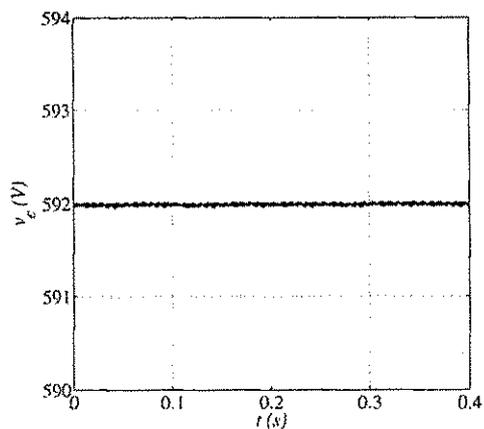


Figura 5.23: Tensão total no banco de capacitores v_c obtida via simulação na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de quatro braços

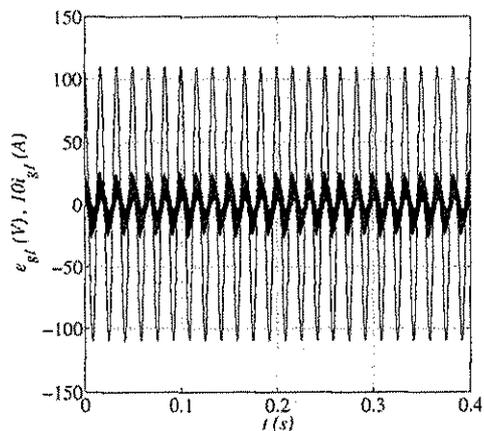


Figura 5.24: Corrente na fase-1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{g1} obtidas via simulação usando a máquina de quatro fases e o conversor de quatro braços

5.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas quatro estruturas de conversão CA/CA usando as máquinas de quatro e de cinco fases. As estruturas implementam as funções de retificador controlado e de inversor sem a utilização dos indutores de filtro na entrada. É implementado o controle de fator de potência da entrada a partir das variáveis homopolares (xy na máquina de cinco fases e ho na máquina de quatro fases), estas variáveis são definidas em função das correntes desejadas na fonte trifásica que por

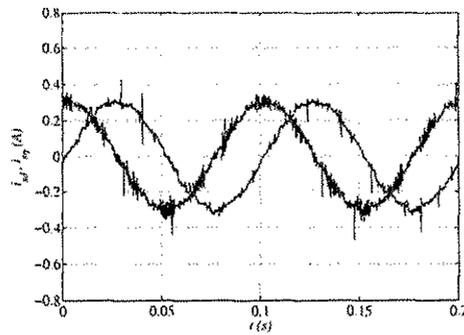


Figura 5.25: Correntes dq da máquina de quatro fases obtidas experimentalmente com a configuração de cinco braços

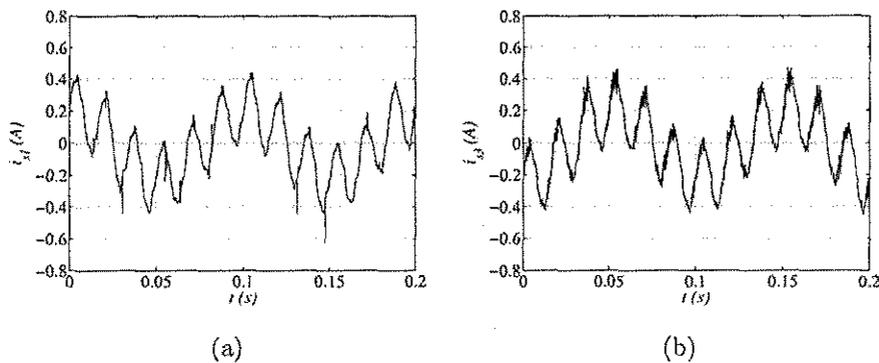


Figura 5.26: Correntes de fase da máquina de quatro fases obtidas experimentalmente com a configuração de cinco braços a) i_{s1}^s b) i_{s3}^s

sua vez são escolhidas em função do fator de potência. Cada topologia foi apresentada juntamente com seu princípio de operação. Resultados experimentais e de simulação demonstraram a validade dos sistemas propostos.

As estruturas que utilizam a máquina de cinco fase apresentam acoplamento das tensões dq e xy com as tensões da fonte trifásica. Na máquina de quatro fases este acoplamento só existe com as tensões homopolares, ho . Por outro lado na configuração com cinco braços usando a máquina de cinco fases uma pequena potência CA é requerida pelas componentes homopolares causando oscilação do barramento CC enquanto que na máquina de quatro fases esta oscilação não existe uma vez que a potência consumida por ho é contínua assim como a consumida por dq . Desta forma, a máquina de quatro fases apresenta-se mais adequada para este tipo de topologia que a máquina de cinco fases.

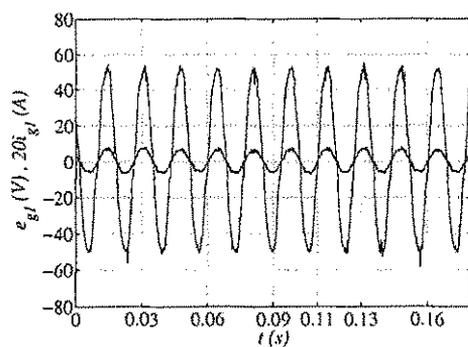


Figura 5.27: Corrente na fase 1 da fonte trifásica e sua respectiva tensão e_{g1} obtidas experimentalmente usando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços

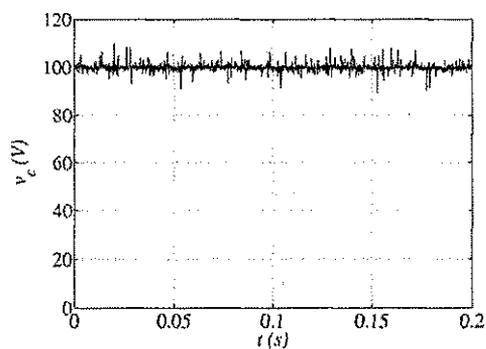


Figura 5.28: Tensão no capacitor v_c obtida experimentalmente na configuração utilizando a máquina de quatro fases e o conversor de cinco braços

Capítulo 6

Conclusões Gerais

Neste trabalho foram estudadas as características do acionamento de motores de indução com número de fases superior a três. O trabalho teve como ponto principal o motor de indução de cinco fases, para o qual foram realizados estudos sobre estratégias de modulação *PWM*, tolerância a falha e redução de componentes. As características no acionamento da máquina de quatro fases com redução de componentes também foram investigadas.

Um levantamento bibliográfico sobre modulação *PWM* vetorial e escalar permitiu uma generalização desta análise para o caso de cinco fases. A máquina de cinco fases permite gerar quatro vezes o número de vetores que a máquina trifásica é capaz de gerar, dando-lhe maior grau de liberdade nas possibilidades de como seguir uma determinada tensão de referência. Assim, partindo da análise vetorial, três estratégias de modulação foram propostas e avaliadas (métodos *I*, *II* e *III*). O uso do método *I* permitiu operação do sistema com menor número de chaveamentos por período de amostragem e menor distorção harmônica nas variáveis da máquina. O uso do método *III* por outro lado permitiu um maior aproveitamento da tensão do barramento *CC*, contudo, causando distorção harmônica de baixa frequência nas variáveis da máquina de forma significativa. Esperava-se que o método *II* causasse menor distorção harmônica nas variáveis da máquina que o método *I*, quando esta estivesse operando com baixos índices de modulação. Entretanto, a necessidade de elevar o período de chaveamento quando o método *II* foi usado resultou em uma distorção harmônica maior que a causada pelo método *I*. Logo, o método *II* não apresentou vantagens quando comparado com os métodos *I* e *III*.

A máquina de cinco fases permite operar com uma ou duas fases abertas sem a necessidade de conexões auxiliares. As estratégias de controle de corrente e de tensão da máquina quando operando com uma ou duas fases abertas foram apresentadas. Resulta-

tados de simulação e experimentais demonstraram a validade das estratégias propostas.

A implementação de sistemas de acionamento com número de componentes reduzido é um tema de extrema importância, uma vez que é sinônimo de redução de custos. Neste trabalho foram propostos e estudados quatro sistemas de acionamento usando as máquinas de cinco e quatro fases que dispensam a presença dos indutores de filtro (*boost inductor*) em que o conversor realiza ambas as funções de retificador controlado e inversor de frequência. Os resultados experimentais e de simulação demonstraram a validade dos sistemas e estratégias de controle propostas.

6.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

1. Algumas estratégias de modulação que não foram consideradas aqui para a máquina de cinco fases por não permitir anular as componentes xy e não apresentarem nenhuma outra vantagem aparente podem ser interessantes para outros propósitos. Por exemplo, usar apenas os vetores pequenos pode permitir baixíssima distorção harmônica das variáveis dq (embora altíssima nas fases), para baixos índices de modulação, conseqüentemente um conjugado extremamente suave;
2. Para as modulações aqui propostas, o levantamento da distorção harmônica não levou em consideração o grampeamento das chaves quando $\mu = 0$ ou $\mu = 1$. Nestes casos é possível reduzir o tempo de amostragem do *PWM* sem elevar a frequência de chaveamento. Logo, uma análise destes casos é um estudo que viria a complementar os estudos do capítulo 3.
3. A máquina de quatro fases, assim como a de cinco, teve pouca exploração nas suas possibilidades de estratégias de modulação. Uma análise semelhante ao que se fez para a máquina de cinco fases seria interessante como forma de aproveitar melhor as possibilidades que esta oferece;
4. No estudo de tolerância a falha a principal vantagem no acionamento com alto número de fases a primeira vista é não necessitar de conexões auxiliares. Entretanto, existe a possibilidade de reconfigurações. O estudo de reconfigurações na máquina de cinco fases ou com outro número de fases superior a três, configura um estudo importante não só no campo de tolerância a falha como também no que diz respeito a estruturas com número reduzido de componentes;
5. No controle de tensão proposto no capítulo 4, a leitura da tensão nas fases abertas

é primordial para um bom funcionamento do esquema. Neste caso é necessário que a fundamental de tensão presente na(s) fase(s) abertas sejam lidas sem atraso e sem erro de amplitude. O estudo de algoritmos que permitam o tratamento da tensão chaveada lida de forma que esta fundamental seja extraída precisamente é algo que virá a consolidar a estrutura proposta;

6. O estudo das máximas tensões que o inversor pode aplicar à máquina de cinco fase no caso de uma ou duas fases abertas depende da tensão da fase que está aberta que por sua vez é uma variável de saída da máquina e portanto depende dos seus parâmetros, da sua velocidade e escorregamento. O desenvolvimento de modelos específicos para condição de falta da máquina que realcionem de forma simples as tensões nas fases abertas com tais parâmetros elétricos e mecânicos da máquina pode permitir um levantamento destas máximas tensões em função do ponto de operação da máquina.

Bibliografia

- [1] T. Sawa and T. Kume, "Motor drive technology - history and visions for the future," in *in Proc. of PESC*, pp. 2–9, June 2004.
- [2] P. C. Sen, C. S. Namuduri, and P. K. Nandam, "Evolution of control techniques for industrial drives," in *Proc. of PEDES*, vol. 2, pp. 869–875, Jan. 1996.
- [3] P. C. Sen, "Electric motor drives and control-past, present, and future," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 562–575, Dec. 1990.
- [4] T. Sawa and T. Kume, "Motor drive technology - history and visions for the future," in *in Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 2–9, June 2004.
- [5] S. Tadakuma and M. Ehara, "Historical and predicted trends of industrial ac drives," in *in Proc. of IECON*, vol. 2, pp. 655–661, Nov 1993.
- [6] T. A. Lipo, "Recent progress in the development in solid-state ac motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 3, pp. 105–117, April 1988.
- [7] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating torque and losses in multiphase induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 986–993, July/Aug. 2003.
- [8] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. motor design and performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, pp. 679–692, Dec. 1991.
- [9] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas, "Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp. 351–359, May 2001.

- [10] V. Blasko, "A hybrid pwm strategy combining modified space vector and triangle comparison methods," in *in Proc. of PESC*, pp. 1872–1878, June 1996.
- [11] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, C. R. da Silva, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Vector and scalar modulation for six-phase voltage source inverters," in *in Proc. of PESC*, pp. 562–567, June 2003.
- [12] Z. Yifan and T. A. Lipo, "Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, pp. 1100–1109, Sept./Oct. 1995.
- [13] C. C. de Azevedo, R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. B. Fl., and T. M. Oliveira, "Eliminating the common-mode voltage in ac drive systems using a four-phase machine," in *in Conf. Rec. IAS*, pp. 859 – 866, Sept. 2001.
- [14] H. A. Toliyat, M. M. Rahimian, and T. A. Lipo, "Analysis and modeling of five phase converters for adjustable speed drive applications," in *in Proc. of EPE*, pp. 194–199, Sept. 1993.
- [15] P. S. N. da Silva, J. E. Fletcher, and B. W. Williams, "Development of space vector modulation strategies for five phase voltage source inverters," in *in Proc. of PEMD*, vol. 2, pp. 650–655, April 2004.
- [16] H. A. Toliyat and H. Xu, "A novel direct torque control (dte) method for five-phase induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1, pp. 162–168, Feb. 2000.
- [17] X. Huangsheng, H. A. Toliyat, and L. J. Petersen, "Five-phase induction motor drives with dsp-based control system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, pp. 524–533, July 2002.
- [18] F. Jen-Ren and T. A. Lipo, "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 1267–1274, Sept./Oct. 1994.
- [19] H. A. Toliyat, "Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 748–756, July 1998.
- [20] X. Huangsheng, H. A. Toliyat, and L. J. Petersen, "Resilient current control of five-phase induction motor under asymmetrical fault conditions," in *in Proc. of APEC*, pp. 64–71, March 2002.

- [21] H. W. V. der Broeck and J. D. V. Wyk, "A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, pp. 309–320, March/April 1984.
- [22] C. B. Jacobina, T. M. Oliveira, M. B. de R. Correa, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Component minimized drive systems for multi-machine applications," in *Proc. of PESC*, vol. 3, pp. 1445–1450, June 2002.
- [23] C. B. Jacobina, T. M. Oliveira, M. B. de R. Correa, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Vector and scalar control of a four switch three phase inverter," in *Conf. Rec. IAS*, vol. 3, pp. 2422–2429, Oct. 1995.
- [24] F. B., S. Freysson, H.-H. Hansen, and S. Hansen, "A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, pp. 704–714, July 1997.
- [25] G.-T. Kim and T. A. Lipo, "Dc link voltage control of reduced switch vsi-pwm rectifier/inverter system," in *Proc. of IECON*, vol. 2, pp. 833–838, Nov. 1997.
- [26] E. Ledezma, A. Munoz-Garcia, and T. A. Lipo, "A dual three-phase drive system with a reduced switch count," in *Conf. Rec. IAS*, vol. 1, pp. 781–788, Oct. 1998.
- [27] E. Ledezma, B. McGrath, A. Muños, and T. A. Lipo, "Dual ac-drive system with a reduced switch count," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1325–1333, Sept./Oct. 2001.
- [28] M. Chomat and T. A. Lipo, "Adjustable-speed single-phase im drive with reduced number of switches," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 819–825, May/June 2003.
- [29] F. D. Kieferndorf, M. Förster, and T. A. Lipo, "Reduction of dc-bus capacitor ripple current with pam/pwm converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, pp. 607–614, March/April 2004.
- [30] C. C. de Azêvedo, *Sistemas de Acionamento de Máquina de Indução: Controle Indireto Orientado pelo Campo Independente da Velocidade e da Constante de Tempo Rotórica e Eliminação da Tensão de Modo Comum*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba - UFPB, 2001.

- [31] I. S. Freitas, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and T. M. Oliveira, "Controle pwm para o acionamento de um motor ca de cinco fases," in *Anais XV CBA*, Sept. 2004.
- [32] C. B. Jacobina, I. S. Freitas, T. M. Oliveira, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault tolerant control of five-phase ac motor drive," in *in Proc. of PESC*, pp. 3486–3492, June 2004.
- [33] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, C. R. da Silva, T. M. Oliveira, I. S. Freitas, and E. R. C. da Silva, "Reduced switch count multiple phase ac motor drive systems without boost inductor filter," in *in Proc. of PESC*, pp. 3390–3396, June 2004.
- [34] C. B. Jacobina, I. S. Freitas, M. B. de R. Correa, T. M. Oliveira, and E. R. C. da Silva, "Five-phase ac motor drive systems without boost inductor filter," in *in Proc. of APEC*, March 2005.
- [35] D. C. White and H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*. New York: New York John Wiley Sons, 1959.
- [36] C. B. Jacobina, *Máquinas Elétricas*. Campina Grande - PB - BR: DEE - CCT - Universidade Federal da Paraíba, 1984.
- [37] H. W. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, pp. 142–150, Jan./Feb. 1988.
- [38] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Pwm space vector based in digital scalar modulation," in *in Proc. of PESC*, pp. 606–611, June 1997.
- [39] T. M. Janhs, "Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 16, pp. 321–331, May/June 1980.
- [40] D. Kastha and B. K. Bose, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 1028–1038, July/Aug. 1994.
- [41] K. Debebe, V. Rajagopalan, and T. S. Sankar, "Expert systems for fault diagnosis of vsi fed ac drives," in *in Conf. Rec. IAS*, vol. 1, pp. 368–373, Sept./Oct. 1991.
- [42] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, and P. Thøgersen, "Single current sensor technique in the dc link of three-phase pwm-vs inverters: a review and a novel

- solution," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 1241–1253, Sept./Oct. 1997.
- [43] K. S. Smith, L. Ran, and J. Penman, "Real-time detection of intermittent misfiring in a voltage-fed pwm inverter induction-motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, pp. 468–476, Aug. 1997.
- [44] R. Peugeot, S. Courtine, and J.-P. Rognon, "Fault detection and isolation on a pwm inverter by knowledge-based model," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 1318–1326, Nov./Dec. 1998.
- [45] A. M. S. Mendes and A. J. M. Cardoso, "Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed ac drives, by the average current park's vector approach," in *in Proc. of IEMD*, vol. 1, pp. 704–706, May 1999.
- [46] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault detection in voltage-fed pwm motor drive systems," in *in Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 242–247, June 2000.
- [47] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault detection of open-switch damage in voltage-fed pwm motor drive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 18, pp. 587–593, March 2003.
- [48] J.-R. Fu and T. A. Lipo, "A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive," in *in Conf. Rec. IAS*, vol. 2, pp. 1015–1020, Oct. 1993.
- [49] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a pmsm drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 1134–1141, Oct. 2000.
- [50] R. Spee and A. K. Wallace, "Remedial strategies for brushless dc drive failures," in *in Conf. Rec. IAS*, vol. 1, pp. 493–499, Oct. 1988.
- [51] T.-H. Liu, J.-R. Fu, and T. A. Lipo, "A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, pp. 910–918, Sept./Oct. 1993.
- [52] D. Kastha and B. K. Bose, "On-line search based pulsating torque compensation of a fault mode single-phase variable frequency induction motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, pp. 802–811, July/Aug. 1995.

- [53] J. Itoh and K. Fujita, "Novel unity power factor circuits using zero-vector control for single-phase input systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 36-43, Jan. 2000.
- [54] M. D. Bellar, B. K. Lee, B. Fahimi, and M. Ehsani, "An ac motor drive with power factor control for low cost applications," in *in Proc. of APEC*, vol. 1, pp. 601-607, March 2001.
- [55] M. H. Rashid, *Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. Makron Books, 1999.
- [56] H. Kohlmeier, O. Niermeyer, and D. F. Scroder, "Highly dynamic four-quadrant ac motor drive with improved power factor and on-line optimized pulse pattern with prome," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 23, pp. 1001-1009, Nov./Dec. 1997.
- [57] G.-T. Kim and T. A. Lipo, "Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, pp. 1331-1337, Nov./Dec. 1996.