

Sistemas de Acionamento Estático com Número Reduzido de Componentes

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior

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 Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Dr.
Orientadores

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, Março de 2005



FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCC

S237S Santos Júnior, Euzeli Cipriano dos
Sistemas de acionamento estático com número reduzido de componentes /
Euzeli Cipriano dos Santos Júnior. — Campina Grande : UFCC, 2005.
182f. : il.

Inclui bibliografia.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Ciências e Tecnologia.

Orientadores: Cursino Brandão Jacobina e Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa.

1— Acionamento de máquinas elétricas 2—Acionamento com número reduzido de componentes 3— Acionamento sem indutores filtro 1— Título

CDU 621.313.33

SISTEMAS DE ACIONAMENTO ESTÁTICO COM NÚMERO REDUZIDO DE COMPONENTES

EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR

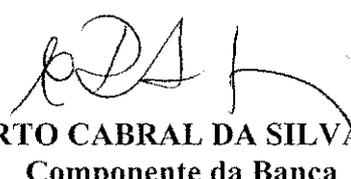
Dissertação Aprovada em 03.03.2005



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Orientador



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



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



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

CAMPINA GRANDE - PB
Março - 2005

Sistemas de Acionamento Estático com Número Reduzido de Componentes

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior

Dissertação de Mestrado apresentada em Março de 2005

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Dr.
Orientadores

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing.
Componente da Banca
Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.
Componente da Banca
Ricardo Lúcio Araújo Ribeiro, Dr.
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Março de 2005

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais (Euzeli e Aurinha), que de forma direta contribuíram para a realização desta dissertação, não apenas pelo apoio constante, mas por tê-los como referência. Aos meus irmãos Einstein, Darlan e Douglas pelo incentivo contínuo e de forma toda especial ao meu filho (Euzeli Neto) e a minha esposa (Havorraíne), esta por sua dedicação, paciência, amor e por ser esta pessoa tão especial que tive a felicidade de escolher como esposa e aquele por ser mais uma fonte de motivação e orgulho para mim.

Agradecimentos

Agradeço ao professor Cursino Brandão Jacobina pela orientação técnica imprescindível no desenvolvimento deste trabalho, mais que isto, agradeço pela confiança depositada em mim e pela excelente convivência entre nós no desenvolvimento desta dissertação.

Agradeço ao professor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa pela incansável orientação e colaboração e por estar sempre acessível nos momentos de dúvidas.

Aos demais professores integrantes do LEIAM, Edison Roberto, Talvanes e Antônio Marcus.

Aos amigos Isaac e Eisenhower pela companhia incansável e pelo aprendizado obtido por mim nestes dias de convívio, aos colegas do LEIAM: Antônio, Eduardo, Clayton, Alberto, Reginaldo, Welflen, Patrickson, Wellington, Osglay e Aluísio. Ao amigo Hudson Ellen pela colaboração na correção deste trabalho.

A minha família e aos meus amigos, por entenderem tantos momentos de ausência.

Resumo

Os sistemas de acionamento de máquinas elétricas com número reduzido de componentes vêm se tornando cada vez mais importantes no universo que forma a eletrônica industrial e o acionamento de máquinas elétricas, devido a fatores relacionados com o custo e o tamanho do sistema.

Apesar dos sistemas de acionamento com número reduzido de componentes semicondutores serem bem conhecidos da literatura, estes sistemas apresentam algumas desvantagens em aplicações específicas como, por exemplo, quando há necessidade de se diminuir o tamanho do sistema de acionamento ou quando existe uma exigência ainda maior pela subtração nos custos.

Uma estratégia bastante usual na utilização dos sistemas com número reduzido de componentes é o compartilhamento de um braço do conversor entre a unidade retificadora e a unidade inversora, desta forma consegue-se eliminar duas chaves no sistema de acionamento, no entanto este expediente implica em restrições relacionadas com a capacidade de tensão do conversor.

A diminuição no número de componentes pode se tornar indispensável, principalmente em aplicações com múltiplas máquinas, já que existe uma relação direta entre o aumento no número de máquinas e a necessidade de aumentar o número de componentes para acioná-las.

Para acometer cada ponto mencionado anteriormente, este trabalho estuda os sistemas de acionamento com número reduzido de componentes de uma forma geral. A redução mencionada acima é referente a diminuição tanto dos dispositivos semicondutores quanto dos indutores de filtro, de forma que a diminuição destes terá um impacto maior sobre o tamanho do sistema, enquanto que a redução daqueles refletirá em um aumento da economia. Este trabalho propõe dez diferentes configurações para o acionamento de máquinas com diminuição ou eliminação dos indutores de filtro.

Para a questão referente à capacidade de tensão dos conversores que utilizam braço compartilhado, é proposta uma estratégia de acionamento que permite que tais topologias operem com os mesmos níveis de tensão de um conversor ponte completa, sob o ônus de restringir o uso deste conversor (com braço dividido) às aplicações específicas.

Abstract

Reduced components electrical machine, become more and more important in the universe that forms industrial electronics and electrical machine drive due to factors related with cost and size of the system.

Despite of drive systems with reduced number of semiconductors devices being well known in the literature, these systems introduce some drawbacks in specific applications, example when there exists need of size decreasing of the drive system or when demand for cost reduction.

A very usual strategy for reduced components drive systems is sharing of one converter's leg among the rectifier unity and the inverter unity, in this way one can get eliminate two switches of the drive system, however, this method (technique) lead to constraints related with voltage capability converter.

The decreasing in the number components can become indispensable, especially in applications with multiple machines because exists a direct relation between the increasing the amount of machines and the need increase the number of components to drive them.

To discuss each point previously mentioned, this work addresses reduced components drive systems in a general way. The mentioned reduction is referred to the decreasing of number of semiconductors devices as well as boost inductors filters so that the reduction of the first will have a greater impact in the size of the system while the reduction of semiconductors will result economy. This work presents ten different topologies for drive systems machine with reduced number of boost inductors filters.

Is proposed a machine drive strategy which allows these topologies operate with the same voltage levels of a similar full-bridge converter, however there is the drawback of restrain it to specific applications.

Conteúdo

1	Introdução Geral	1
1.1	Revisão Bibliográfica	4
1.1.1	Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas: um panorama geral de suas aplicações	4
1.1.2	Redução no Número de Dispositivos Semicondutores	7
1.1.3	Eliminação ou Redução no Número de Indutores de Filtro	9
1.1.4	Sistemas de Acionamento com Múltiplas Máquinas	10
1.2	Contribuições do Trabalho	12
1.3	Organização do Trabalho	13
2	Sistemas de Acionamento sem Indutor de Filtro com Fonte Primária Monofásica	16
2.1	Introdução	16
2.2	Configuração do Sistema	19
2.2.1	Modelo Dinâmico da Máquina Assíncrona Trifásica	19
2.2.2	Configuração do Conversor - Topologia com Quatro Braços	20
2.2.3	Configuração do Conversor - Topologia com Três Braços	21
2.3	Estratégia de Controle	22
2.3.1	Controle do Fator de Potência - Controle de Corrente	22
2.4	Controle de Tensão <i>PWM</i>	24
2.4.1	Topologia com Quatro Braços	24
2.4.2	Topologia com Três Braços	27
2.5	Controlador de Corrente	29
2.6	Comparação entre as Topologias - Características de Desempenho	33
2.6.1	Impacto das indutâncias da máquina no fator de potência	33
2.6.2	Impacto da tensão desbalanceada dos capacitores no fator de potência	34

2.6.3	Impacto do projeto dos capacitores na flutuação de tensão do barramento	35
2.6.4	Impacto sobre as perdas no cobre causada pela circulação de corrente da fonte nas fases da máquina	37
2.6.5	Impacto da circulação da corrente da fonte sobre o fluxo de entreferro e nas perdas no ferro	38
2.7	Corrente no Capacitor	40
2.7.1	Conversor de quatro braços	40
2.7.2	Conversor de três braços	40
2.8	Compensação do Tempo Morto	41
2.9	Resultados de Simulação e Experimental	42
2.10	Conclusões	52
3	Acionamento com Número Reduzido de Indutores com Fonte Primária	
	Trifásica	54
3.1	Introdução	54
3.2	Configuração do Sistema - <i>caso I</i>	57
3.2.1	Conversor de dez chaves - <i>dois indutores de filtro</i>	57
3.2.2	Conversor de oito chaves - <i>dois indutores de filtro</i>	60
3.3	Configuração do Sistema - <i>caso II</i>	60
3.3.1	Conversor de dez chaves - <i>um indutor de filtro</i>	60
3.3.2	Conversor de oito chaves - <i>um indutor de filtro</i>	62
3.4	Estratégia de Controle	63
3.5	Controle de Tensão <i>PWM</i> - <i>caso I</i>	65
3.5.1	Conversor de dez chaves - <i>dois indutores de filtro</i>	65
3.5.2	Conversor de oito chaves - <i>dois indutor de filtro</i>	68
3.6	Controle de Tensão <i>PWM</i> - <i>caso II</i>	70
3.6.1	Conversor de dez chaves - <i>um indutor de filtro</i>	70
3.6.2	Conversor de oito chaves - <i>um indutor de filtro</i>	72
3.7	Resultados de simulação e experimental	74
3.8	Conclusões	83
4	Acionamento de Dois Motores Trifásicos sem Indutor de Filtro	85
4.1	Introdução	85
4.2	Configuração do Sistema - <i>caso I</i>	88
4.2.1	Conversor de sete braços - <i>sem indutor de filtro</i>	88
4.2.2	Conversor de seis braços - <i>sem indutor de filtro</i>	90

4.3	Configuração do Sistema - <i>caso II</i>	91
4.3.1	Conversor de sete braços - <i>um indutor de filtro</i>	91
4.3.2	Conversor de seis braços - <i>um indutor de filtro</i>	94
4.4	Estratégia de Controle	95
4.5	Controle de Tensão <i>PWM</i> - <i>caso I</i>	96
4.5.1	Conversor de sete braços - <i>sem indutor de filtro</i>	96
4.5.2	Conversor de seis braços - <i>sem indutor de filtro</i>	101
4.6	Controle de Tensão <i>PWM</i> - <i>caso II</i>	104
4.6.1	Conversor de sete braços - <i>um indutor de filtro</i>	104
4.6.2	Conversor de seis braços - <i>um indutor de filtro</i>	109
4.7	Resultados de simulação e experimental	112
4.8	Conclusões	120
5	Acionamento de Três Motores Trifásicos sem Indutor de Filtro	121
5.1	Introdução	121
5.2	Configuração do Sistema	123
5.2.1	Conversor de Nove Braços	123
5.2.2	Conversor de Oito Braços	126
5.3	Estratégia de Controle	126
5.4	Controle de Tensão <i>PWM</i>	127
5.4.1	Conversor de Nove Braços	127
5.4.2	Conversor de Oito Braços	131
5.5	Corrente no Capacitor	134
5.5.1	Conversor de Nove Braços	134
5.5.2	Conversor de Oito Braços	135
5.6	Resultados de simulação	135
5.7	Conclusão	137
6	Sistemas de Acionamento com Número Reduzido de Semicondutores	142
6.1	Introdução	142
6.2	Modelo Dinâmico da Máquina Assíncrona Bifásica	146
6.3	Controle de Tensão <i>PWM</i>	146
6.3.1	Controle de tensão <i>PWM</i> - Configuração A	146
6.3.2	Controle de tensão <i>PWM</i> - Configuração B	149
6.3.3	Controle de tensão <i>PWM</i> - Configuração C	150
6.4	Sincronização	150
6.4.1	Máquina trifásica - Configuração A	150

CONTEÚDO

x

6.4.2	Máquina bifásica - Configuração B	154
6.4.3	Máquina bifásica - Configuração C	157
6.5	Sistema de Controle Geral	160
6.6	Resultados de simulação e experimental	161
6.7	Conclusões	168
7	Conclusões e Trabalhos Futuros	169
7.1	Conclusões Gerais	169
7.2	Proposta de futuros estudos	171
A	Plataforma de Desenvolvimento Experimental	173

Simbologia

A Matriz de transformação

B_{\max} Indução máxima

C Capacitância do barramento de tensão CC, $C = C_1 + C_2$.

C_1 Capacitância 1 do barramento de tensão CC

C_2 Capacitância 2 do barramento de tensão CC

e Referencial síncrono

E Tensão do barramento DC

e^s Erro do controlador no referencial estacionário

e_d^{-e} Erro do controlador no eixo d no referencial síncrono de seqüência negativa

e_d^s Erro do controlador no eixo d no referencial estacionário

e_g Tensão da fonte primária monofásica

e_{gi} Tensão da fonte primária trifásica, $i = 1, 2$ e 3

e_{gs} Tensão da fonte primária monofásica para o modelo homopolar do estator

e_q^{-e} Erro do controlador no eixo q no referencial síncrono de seqüência negativa

e_q^s Erro do controlador no eixo q no referencial estacionário

f Frequência

$F(\theta, t)$ Força magnetomotriz resultante no entreferro

f_1 Indutor de filtro 1

f_2 Indutor de filtro 2

- f_g Frequência da fonte primária de tensão
- f_c Frequência de chaveamento do inversor
- f_s Frequência da alimentação
- i_{c1} Corrente no capacitor C_1
- i_{c2} Corrente no capacitor C_2
- I_g Valor *rms* da corrente da fonte primária de tensão
- I_g^* Amplitude da corrente de referência da fonte de tensão primária
- i_g^* Corrente de referência da fonte de tensão primária monofásica
- I_g' Relação entre a corrente da máquina e n_1
- i_{gi} Corrente da fonte primária trifásica, $i = 1, 2$ e 3
- i_{1d} Corrente de eixo d da máquina 3
- i_{1d}^* Corrente de eixo d de referência da máquina 3
- i_{1dq} Parte da corrente de fase da máquina 3 associado com as corrente dq , $i = 123$
- i_{1dq}^* Parte da corrente de fase de referência da máquina 3 associado com as corrente dq , $i = 123$
- i_{1i} Corrente de fase da máquina 3, $i = 123$
- i_{1i}^* Corrente de fase de referência da máquina 3, $i = 123$
- i_{1o} Corrente homopolar da máquina 3
- i_{1o}^* Corrente homopolar de referência da máquina 3
- i_{1q} Corrente de eixo q de referência da máquina 3
- i_{1q}^* Corrente de eixo q de referência da máquina 3
- i_{md} Corrente de eixo d da máquina 2
- i_{md}^* Corrente de eixo d de referência da máquina 2
- i_{mdqi} Parte da corrente de fase da máquina 2 associado com as corrente dq , $i = 123$

- i_{mdqi}^* Parte da corrente de fase de referência da máquina 2 associado com as corrente dq , $i = 123$
- i_{mi} Corrente de fase da máquina 2, $i = 123$
- i_{mi}^* Corrente de fase de referência da máquina 2, $i = 123$
- i_{mo} Corrente homopolar da máquina 2
- i_{mo}^* Corrente homopolar de referência da máquina 2
- i_{mq} Corrente de eixo q da máquina 2
- i_{mq}^* Corrente de eixo q de referência da máquina 2
- i_{rd} Corrente d do rotor da máquina 1
- I_{rms} Corrente rms
- i_{ro} Corrente homopolar do rotor
- i_{rq} Corrente q do rotor da máquina 1
- I_s Valor rms da corrente de fase da máquina
- i_{su} Corrente estatórica do enrolamento auxiliar
- i_{sd} Corrente d do estator da máquina 1
- I_{sd} Amplitude da corrente estatórica de eixo d
- i_{sd}^* Corrente de eixo d de referência da máquina 1
- i_{sdqi}^* Parte da corrente de fase de referência da máquina 1 associado com as corrente dq , $i = 123$
- i_{si} Corrente de fase estatórica da máquina
- i_{si} Corrente de fase da máquina; $i = 1, 2, 3$
- i_{si}^* Corrente de referência de fase da máquina; $i = 1, 2, 3$
- i_{si}^* Corrente de fase de referência da máquina 1, $i = 123$
- I_{sm} Amplitude da corrente de fase
- i_{sm} Corrente estatórica do enrolamento principal

- i_{so} Corrente homopolar do estator
- I_{so} Amplitude da corrente homopolar
- i_{so}^* Corrente homopolar de referência da máquina 1
- i_{sq} Corrente q do estator da máquina 1
- I_{sq} Amplitude da corrente estatórica de eixo q
- i_{sq}^* Corrente de eixo q de referência da máquina 1
- i_{rdq} Vetor de corrente dq do rotor
- i_{sdq} Vetor de corrente dq do estator
- j Unidade imaginária, $(\sqrt{-1})$
- K_f Constante de proporcionalidade cujo o valor depende das unidades usadas, do volume do ferro, e da resistividade do ferro da máquina
- K_i Ganho integral do controlador PI convencional
- K_p Ganho proporcional do controlador PI convencional
- L Indutância em uma fase da máquina
- l_f Resistência do indutor de filtro
- l_{tr} Indutância de dispersão do rotor
- l_{ts} Indutância de dispersão do estator
- l_r Indutância própria do rotor
- l_s Indutância própria do estator
- l_{sa} Indutância própria do enrolamento estatórico, auxiliar
- l_{sm} Indutância própria do enrolamento estatórico, principal
- l_{sr} Indutância Mútua
- l_s Indutância própria do enrolamento estatórico
- m Índice de modulação

- m_{sr} Indutância mútua entre os enrolamentos estático e rotórico
- n_1 Relação entre as correntes da máquina e a corrente da fonte
- n_2 Relação entre as frequências da máquina e a corrente da fonte
- P Número de par de pólos da máquina
- P Número de pares de pólos da máquina
- P_f Perdas por correntes de Foucault
- q_i Chave do conversor, $i = 1, 2, 3, \dots, 9, g, s1, s2$
- \bar{q}_i Chave complementar do conversor, $i = 1, 2, 3, \dots, 9, g, s1, s2$
- R_c Controlador de tensão do barramento capacitivo
- R_{dq} Controlador das correntes dq da máquina
- R_f Controlador da corrente i_{g2} da fonte primária trifásica
- r_f Resistência do indutor de filtro
- R_t Controlador das correntes de fase da máquina 3
- R_{tdq} Controlador das correntes dq da máquina 3
- R_{to} Controlador das correntes o da máquina 3
- R_m Controlador das correntes de fase da máquina 2
- R_{mdq} Controlador das correntes dq da máquina 2
- R_{mo} Controlador das correntes o da máquina 2
- R_o Controlador das correntes o da máquina
- R_s Controlador das correntes de fase da máquina 1
- r_s Resistência do estator
- R_{sdq} Controlador das correntes dq da máquina 1
- R_{so} Controlador das correntes o da máquina 1
- r_r Resistência do enrolamento rotórico

r_s Resistência do enrolamento estatórico

T Período do *PWM*

T_e Torque eletromagnético

t_o Período em que as tensões de pólo são iguais

THD Distorção harmônica total

U_g Tensão entre fases da fonte primária trifásica

v_μ^* Tensão de componente zero de referência

v_c Tensão do barramento capacitivo

V_{ci} Mínima tensão do barramento para a condição i , $i = 1, 2, 3...7$

V_{dq} Amplitude da tensão *dq* da máquina

v_{f1} Tensão no indutor de filtro 1

v'_{f1} Tensão do indutor 1 de filtro dependente apenas das tensões de pólo

v_{f2} Tensão no indutor de filtro 2

v'_{f2} Tensão do indutor 2 de filtro dependente apenas das tensões de pólo

v_{fk}^* Tensão de referência no indutores de filtro, $k = 1$ e 2

v_{g0} Tensão entre o neutro da máquina e ponto central do barramento capacitivo

v_{g0}^* Tensão de componente zero de referência

v_{i0} Tensão de pólo do conversor $i = 1, 2, 3, \dots, 9, g, s1, s2$

v_{i0}^* Tensão de pólo de referência, $i = 1, 2, 3...9, g, s1, s2$

v_{ld} Tensão de eixo *d* da máquina 3

v_{li} Tensão de fase da máquina 3, $i = 1, 2, 3$

v_{lq} Tensão de eixo *q* da máquina 3

v_{md} Tensão de eixo *d* da máquina 2

v_{mi} Tensão de fase da máquina 2, $i = 1, 2, 3$

- v_{mq} Tensão de eixo q da máquina 2
- v_{No} Tensão entre o neutro da máquina e o neutro capacitivo
- V_o Amplitude da tensão homopolar da máquina
- v_{ripple} Ondulação da tensão do barramento
- V_{RMS} Tensão eficaz
- v_{sd} Tensão de eixo d da máquina 1
- V_{sd} Amplitude da tensão estatórica de eixo d
- v_{si} Tensão de fase da máquina 1, $i = 1, 2, 3$
- v_{si}^* Tensão de referência de fase da máquina 1; $i = 1, 2, 3$
- v_{si}^* Tensão de fase de referência da máquina 1, $i = 1, 2, 3$
- V_{sm} Amplitude da tensão de fase
- v_{sm}^* Mínima tensão do vetor V
- v_{sM}^* Máxima tensão do vetor V
- V_{so} Amplitude da tensão homopolar
- v_{so}' Tensão homopolar da máquina 1 dependente apenas das tensões de pólo
- v_{sq} Tensão de eixo q da máquina 1
- v_{rdq} Vetor de tensão dq do rotor
- v_{sdq} Vetor de tensão dq do estator
- v_{so} Vetor de tensão da componente homopolar
- ω_d Frequência angular do eixo d
- ω_e Frequência angular do referencial síncrono
- ω_r Frequência angular do rotor
- ω_g Frequência angular da fonte de tensão
- w_{123} Vetor (tensão, corrente e fluxo) das variáveis 123

w_{odq} Vetor (tensão, corrente e fluxo) das variáveis odq

x Variável de estado do controlador PI convencional

x^s Variável (tensão ou corrente) no referencial estacionário

x_d^e Variável (tensão ou corrente) de eixo d no referencial síncrono

x_d^s Variável d (tensão ou corrente) no referencial estacionário

x_d^s Variável (tensão ou corrente) de eixo d no referencial estatórico

x_q^{-e} Variável q (tensão ou corrente) no referencial síncrono de seqüência negativa

x_q^e Variável (tensão ou corrente) de eixo q no r

δ Ângulo entre o eixo d e o estator

$\Delta V_{C,g}$ Variação de tensão nos capacitores devido a corrente da fonte primária monofásica

$\Delta V_{C,s}$ Variação de tensão nos capacitores devido a corrente de fase da máquina

ΔV_c Variação de tensão nos capacitores do barramento CC

δ_e Defasagem entre as variáveis no referencial síncrono e estacionário

μ Fator de distribuição de roda livre

ϕ_{rdq} Vetor de fluxo dq do rotor

ϕ_{sdq} Vetor de fluxo dq do estator

τ Espessura das chapas da máquina

τ_i Intervalo de condução das chaves do braço do conversor, $i = 1, 2, 3 \dots 9, g, s1, s2$

Lista de Tabelas

2.1	Limites da tensão do barramento	29
3.1	Limites da tensão do barramento - Configuração de dez chaves e dois indutores de filtro	68
3.2	Limites da tensão do barramento - Configuração de oito chaves e dois indutores de filtro	70
4.1	Limites da tensão do barramento - Configuração com sete braços sem indutor de filtro	101
4.2	Limites da tensão do barramento - Configuração com seis braços sem indutor de filtro	104
4.3	Limites da tensão do barramento - Configuração com sete braços e um indutor de filtro	109
4.4	Limites da tensão do barramento - Configuração com seis braços e um indutor de filtro	112
5.1	Limites da tensão do barramento - Conversor com nove braços.	131
5.2	Limites da tensão do barramento - Conversor com oito braços.	133

Lista de Figuras

1.1	Estrutura típica de um sistema de acionamento.	2
1.2	Conversor com quatro braços - braço compartilhado.	13
2.1	Sistema de acionamento sem indutor de filtro.(a) conversor com quatro braços (b) conversor com três braços.	17
2.2	Sistemas de acionamento para uma máquina trifásica - configurações usuais	18
2.3	Circuitos equivalentes.	21
2.4	Diagrama de blocos do sistema de controle - controle das correntes 123 da máquina.	23
2.5	Diagrama de blocos do sistema de controle - controle das correntes odq da máquina.	24
2.6	Determinação da mínima tensão do barramento - topologia com quatro braços: (a) <i>Condição I</i> e (b) <i>Condição II</i>	26
2.7	Determinação da mínima tensão do barramento - topologia com três braços: (a) <i>Condição I</i> e (b) <i>Condição II</i>	28
2.8	Diagrama vetorial instantâneo para as variáveis no referencial síncrono e estático do controlador PI	30
2.9	Diagrama vetorial instantâneo para as variáveis no referencial síncrono - onde é mostrado os componentes de seqüência positiva e negativa do controlador PI	32
2.10	Diagrama de blocos do controlador PI modificado de seqüência positiva, negativa e zero.	33
2.11	Relação entre a ondulação de tensão do capacitor, valor da capacitância e a freqüência da carga.	36
2.12	Simulação das correntes dq (sem controle das correntes dq): (a) sem compensação do tempo morto, (b) com compensação do tempo morto - freqüência de chaveamento fixa, (c) com compensação do tempo morto - freqüência de chaveamento variável.	43

2.13	Simulação das correntes dq (com controle das correntes dq): (a) sem compensação do tempo morto, (b) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento fixa, (c) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento variável.	44
2.14	Resultado Experimental: correntes dq : (a) sem compensação, (b) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento fixa e com controle das correntes dq	45
2.15	Resultado experimental: tensão e corrente da fonte - alto fator de potência	46
2.16	Resultado experimental para a tensão no barramento capacitivo - tensão controlada	47
2.17	Resultado experimental: correntes dq de referência e correntes dq lida na máquina - 20Hz	48
2.18	Resultado experimental: correntes de fase de referência e correntes de fase lida na máquina - 20Hz	49
2.19	Resultado experimental: correntes dq de referência e correntes dq lida na máquina - 5Hz	50
2.20	Resultado experimental: correntes de fase de referência e correntes de fase lida na máquina - 5Hz	51
3.1	Sistema de acionamento - motor trifásico: (a) configuração de dez chaves e (b) configuração de oito chaves. <i>Caso I</i> , dois indutores, $f1$ e $f2$	55
3.2	Sistema de acionamento - motor trifásico: (a) configuração de dez chaves e (b) configuração de oito chaves. <i>Caso II</i> , um indutor, $f1$	56
3.3	Topologia clássica em sistemas de acionamento trifásico.	57
3.4	Circuitos equivalentes: (a) para o modelo dq , (b) para as variáveis $f1$ e $f2$, (c) para a variável o	58
3.5	Circuitos equivalentes: (a) para o modelo dq , (b) para variável $f1$, (c) para a variável o	62
3.6	Diagrama de blocos do sistema de controle baseado nas correntes de fase.	64
3.7	Diagrama de blocos do sistema de controle baseado nas variáveis $dq-o-f$.	64
3.8	Determinação da mínima tensão do barramento - Topologia com cinco braços e dois indutores de filtro.	67
3.9	Tensão do barramento capacitivo - conversor com oito chaves e dois indutores de filtro.	70
3.10	Tensão do barramento capacitivo - conversor com dez chaves e um indutor de filtro.	72

3.11	Tensão do barramento capacitivo - conversor com oito chaves e um indutor de filtro.	74
3.12	Resultado de simulação para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - tensão do barramento capacitivo: v_c	75
3.13	Resultado experimental para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - tensão do barramento capacitivo: v_c	76
3.14	Resultado de simulação para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - correntes de fase da máquina: i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}	77
3.15	Resultado experimental para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - correntes de fase da máquina: i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}	78
3.16	Resultado de simulação para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - corrente e tensão da fonte: v_{g1} e $20i_{g1}$	79
3.17	Resultado experimental para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - corrente e tensão da fonte: v_{g1} e $20i_{g1}$	80
3.18	Resultado de simulação para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - correntes dq da máquina: i_{sd} e i_{sq}	81
3.19	Resultado experimental para o conversor de dez braços (<i>caso II</i>) - correntes dq da máquina: i_{sd} e i_{sq}	82
4.1	Topologia padrão em sistemas de acionamento com duas máquinas trifásicas.	86
4.2	Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia com sete braços.	86
4.3	Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia com seis braços	87
4.4	Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia de sete braços e um indutor de filtro	87
4.5	Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia de seis braços e um indutor de filtro	87
4.6	Circuitos equivalentes: (a) modelo dq - máquinas 1 e 2 e (b) variáveis so e mo	91
4.7	Circuitos equivalentes: (a) modelo dq - máquina 1 e 2, (b) variáveis so e mo (c) variável f	94
4.8	Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes nas fases das duas máquinas com correção do fator de potência e controle direto de i_{g2}	96

4.9	Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes odq nas duas máquinas com correção do fator de potência e controle direto de i_{g2}	97
4.10	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição I</i> : Topologia com sete braços sem indutor de filtro.	99
4.11	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição II</i> : Topologia com sete braços sem indutor de filtro.	100
4.12	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição III</i> : Topologia com sete braços sem indutor de filtro.	100
4.13	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição I</i> : Topologia com seis braços sem indutor de filtro.	103
4.14	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição II</i> : Topologia com seis braços sem indutor de filtro.	103
4.15	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição III</i> : Topologia com seis braços sem indutor de filtro.	104
4.16	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição I</i> : Topologia com sete braços com indutor de filtro.	107
4.17	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição II</i> : Topologia com sete braços com indutor de filtro.	108
4.18	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição III</i> : Topologia com sete braços com indutor de filtro.	108
4.19	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição IV</i> : Topologia com sete braços com indutor de filtro.	108
4.20	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição I</i> : Topologia com seis braços com indutor de filtro.	111
4.21	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição II</i> : Topologia com seis braços com indutor de filtro.	111
4.22	Determinação da mínima tensão do barramento - <i>condição III</i> : Topologia com seis braços com indutor de filtro.	112
4.23	Resultado de simulação: conversor de seis braços (<i>caso II</i>): correntes dq da máquina 1 e da máquina 2.	113
4.24	Resultado experimental: conversor de seis braços (<i>caso II</i>): correntes dq da máquina 1 e da máquina 2.	114
4.25	Resultado experimental: conversor de seis braços (<i>caso II</i>) - correntes 123 da máquina 1.	115

4.26	Resultado experimental: conversor de seis braços (<i>caso II</i>) - correntes 123 da máquina 2.	116
4.27	Resultado experimental: tensão e corrente da fonte trifásica (fase 1) - alto fator de potência.	117
4.28	Resultado de simulação para o conversor de seis braços (<i>caso I</i>): tensão e corrente da fonte primária trifásica - corrente i_{g2} com maior <i>ripple</i> . . .	118
4.29	Resultado experimental: tensão do barramento CC controlada.	119
5.1	Sistema de acionamento de três máquinas de indução trifásicas em série.	122
5.2	Sistema de acionamento de três máquinas de indução trifásicas em série, com uso do ponto central do barramento.	122
5.3	Circuitos equivalentes: (a) modelo <i>dq</i> - máquinas 1, 2 e 3 e (b) variáveis <i>so</i> , <i>mo</i> e <i>lo</i>	126
5.4	Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes nas fases das três máquinas com correção do fator de potência.	128
5.5	Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes <i>odq</i> nas três máquinas com correção do fator de potência.	129
5.6	Resultado de simulação: correntes de fase i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} (20Hz), tensão e corrente da fonte: e_{g1} e i_{g1}	136
5.7	Resultado de simulação: correntes de fase i_{m1} , i_{m2} , i_{m3} (10Hz), tensão e corrente da fonte: e_{g2} e i_{g2}	137
5.8	Resultado de simulação: correntes de fase i_{l1} , i_{l2} , i_{l3} (35Hz), tensão e corrente da fonte: e_{g3} e i_{g3}	138
5.9	Resultado de simulação: correntes <i>dq</i> - i_{sd} e i_{sq} (20Hz).	139
5.10	Resultado de simulação: correntes <i>dq</i> - i_{md} e i_{mq} (10Hz).	139
5.11	Resultado de simulação: correntes <i>dq</i> - i_{ld} e i_{lq} (35Hz).	140
5.12	Tensão do barramento capacitivo.	140
6.1	Sistemas de acionamento - topologia com: (a) cinco braços, (b) três braços e (c) quatro braços	143
6.2	Sistemas de acionamento com motor CA (a) Configuração A - motor trifásico, (b) Configuração B - motor bifásico, (c) Configuração C - motor bifásico,	145
6.3	Diagrama Fasorial: (a) máquina trifásica - configuração A, (b) máquina bifásica - configuração B e (c) máquina bifásica - configuração C	151

6.4	Sincronização para a configuração A - <i>condição I</i> (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{32}	152
6.5	Sincronização para a configuração A - <i>condição II</i> (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{31}	152
6.6	Sincronização para a configuração B - <i>condição I</i> (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{sd}	155
6.7	Sincronização para a configuração B - <i>condição II</i> (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{sq}	156
6.8	Sincronização para a configuração C - <i>condição I</i> (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{dq}	158
6.9	Sincronização para a configuração C - <i>condição II</i> (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e $-V_{sq}$	158
6.10	Diagrama de blocos - esquema de controle: <i>modo I</i>	160
6.11	Diagrama de blocos - esquema de controle: <i>modo II</i>	161
6.12	Variação da frequência do motor da máquina de lavar - Configuração A: sincronismo com defasagem de 25°	162
6.13	Variação da frequência do motor da máquina de lavar - Configuração A: sincronismo com defasagem de 0°	163
6.14	Resultado experimental: Tensão do barramento - configuração A.	164
6.15	Resultado experimental: Correntes 123 - configuração A.	165
6.16	Resultado experimental: Tensão na entrada e na saída do conversor - configuração A.	166
6.17	Resultado experimental: Controle do Fator de Potência - configuração A.	167
A.1	Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental	175
A.2	Plataforma de desenvolvimento experimental	175

Capítulo 1

Introdução Geral

Em várias aplicações industriais, o controle de conjugado, velocidade ou posição são necessários. Sendo assim, historicamente as máquinas de corrente contínua representaram uma possibilidade factível para o acionamento de máquinas, onde era necessário o controle de velocidade e/ou posição. Pois, a partir de uma máquina CC, é possível com excitação independente, controlar o fluxo de magnetização e a corrente de armadura independentemente.

No entanto, a presença de comutadores, escovas, faiscamento e a necessidade de uma manutenção constante, são fatores que restringem a utilização das máquinas de corrente contínua, principalmente se pensarmos em locais com presença de gases inflamáveis, de difícil manutenção ou onde o custo é um fator importante.

Em contrapartida, o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores, bem como o avanço da eletrônica de potência viabilizaram conversores estáticos mais confiáveis. Soma-se a isto, o fato das máquinas de indução serem mais robustas, mais baratas e necessitarem de pouca manutenção. Desta forma, no ano 2000 os sistemas de acionamento com conversor estático e máquina assíncrona constituíam aproximadamente 70% nos sistemas de acionamentos industriais [1]. No universo que forma o acionamento de máquinas de indução, as técnicas modernas que vem sendo utilizadas na aplicação de conversores estáticos, vem sendo sustentadas pelo uso racional da energia.

Estudos revelam que boa parte da energia desperdiçada é proveniente de máquinas elétricas que necessitam de um controle de velocidade, por serem operados de forma incerta, levando o sistema a atuar com baixo rendimento [2], pode-se citar este fator como preponderante na escolha de sistemas de acionamento CA de baixo custo com alto rendimento.

Uma estrutura típica de um sistema de acionamento de uma máquina assíncrona emprega uma fonte de tensão CC, um inversor de frequência, uma máquina de cor-

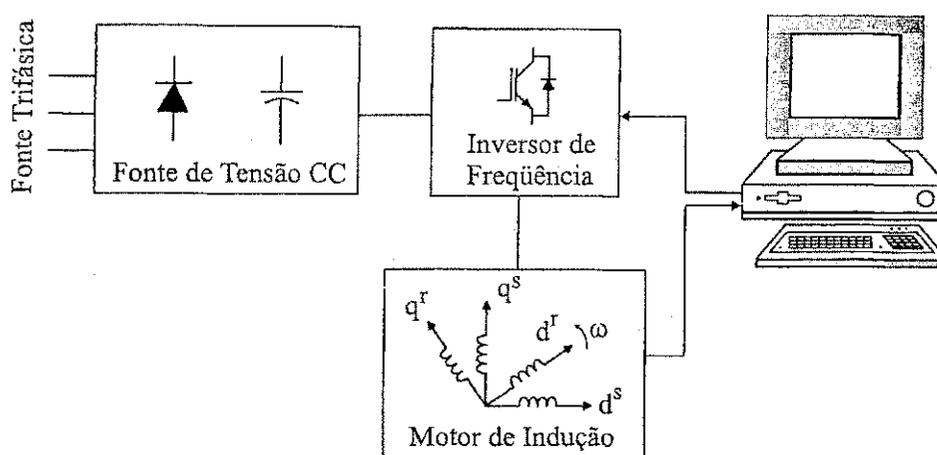


Figura 1.1: Estrutura típica de um sistema de acionamento.

rente alternada e um microcomputador formando o sistema de controle, como pode ser observado na Fig. 1.1. Em esquemas convencionais a fonte de tensão contínua é implementada usando um retificador não controlado e um banco de capacitor.

Entende-se por esquema convencional, neste contexto, toda topologia onde o número de componentes para a realização do acionamento obedece basicamente ao critério funcional da estrutura, sem levar em consideração fatores como o custo.

A utilização de uma fonte de tensão CC como descrita anteriormente, produz distorção harmônica e baixo fator de potência do lado da fonte de tensão. Outra desvantagem desta estrutura é o fato de não permitir um fluxo de potência bidirecional entre a carga e a fonte de tensão, dificultando assim a frenagem regenerativa no acionamento de máquinas [3].

Para superar estas limitações, Kohlmeir *et al.* [4] sugeriram o uso de dois conversores, cada um composto por três braços, um funcionando como unidade retificadora e outra como unidade inversora, ambas conectadas ao banco capacitivo de tensão.

Contudo, o conversor sugerido em [4] tem um número relativamente grande de dispositivos de potência. Em geral, o uso de muitas chaves de potência eleva o custo e diminui a confiabilidade do sistema de conversão de potência [5].

Neste sentido, em recentes anos, vários esforços de pesquisa têm sido direcionados para o desenvolvimento de novos conversores de potência com baixas perdas e baixo custo. Entre estes circuitos, o inversor fonte de tensão (VSI) trifásico com apenas dois braços é uma solução alternativa [6], [7], [8], [5] e [9].

Em comparação com o inversor fonte de tensão trifásico usual, que é implementado com três braços [4], as principais características do inversor com dois braços são:

- Redução no número de chaves e diodos de potência;

- Redução potencial do preço devido a redução de componentes semicondutores;
- Redução no número de *drives* incluindo suas fontes;
- Redução das perdas de condução dependendo dos dispositivos semicondutores;

Apesar destas vantagens, as principais desvantagens destas topologias são:

- Variação na tensão do barramento capacitivo devido a circulação da corrente de fase;
- Redução no nível de tensão aplicada a carga;
- Aumento nas perdas no capacitor devido a circulação de corrente de fase;
- Aumento das perdas de comutação de cada chave.

Estas desvantagens são as principais razões da pouca utilização destes conversores com número reduzido de componentes, se comparado com os conversores convencionais [7].

Desta forma, o estudo destas configurações se torna fundamental, no sentido de rever as estratégias de controle, para assim, tentar reduzir ao máximo as desvantagens apresentadas acima e tornar as topologias com número reduzido de componentes mais atrativas.

Portanto, a redução no número de componentes, seja pela redução das chaves de potência, seja pela eliminação de componentes básicos em topologias ditas convencionais, tais como indutor de filtro (*boost inductor*), é um importante tópico em eletrônica de potência, já que provê uma solução alternativa para a redução do custo no processo de conversão de energia, mantendo assim um padrão básico de qualidade de energia.

Neste trabalho são considerados diferentes sistemas de acionamento alternativos com capacidade de operar de forma eficiente, em se tratando do processo de conversão eletromecânica. Além da investigação de topologias com número reduzido de componentes, tem-se como meta neste trabalho, analisar configurações de conversores já propostas e estudadas na literatura, com o interesse de melhorar o desempenho do sistema.

1.1 Revisão Bibliográfica

A revisão bibliográfica deste trabalho mostra como os autores têm abordado as várias possibilidades de se implementar um sistema de acionamento com número reduzido de componentes, bem como, apresenta uma visão geral dos sistemas de acionamento sob o ponto de vista das aplicações.

Nesta parte do trabalho, além de expor de forma cronológica como estudos apresentados na literatura tem tratado o tema aqui abordado, apresenta a evolução das estruturas reduzidas do ponto de vista das configurações e do ponto de vista operacional.

A redução no número de componentes discutida, se dá tanto com a redução do número de dispositivos semicondutores como com a eliminação ou redução no número de indutores de filtro. Além da redução em sistemas de acionamento de múltiplas máquinas.

Desta forma, no primeiro momento mostra-se os sistemas de acionamento, sob o ponto de vista geral, fornecendo um panorama geral de suas aplicações. Depois trata-se dos sistemas com redução de componentes semicondutores, onde será mencionado a conversão de um sistema monofásico (fonte de tensão) em trifásico (carga) e da conversão de um sistema trifásico (fonte de tensão) em trifásico (carga). As estratégias de acionamento utilizadas em cada sistema de também será mencionada.

Em seguida apresenta-se as topologias relacionadas na literatura para os sistemas de acionamento com diminuição no número de indutores de filtro, elemento essencial em configurações padrões.

E finalmente, apresenta-se um estudo a respeito dos sistemas compostos por múltiplas máquinas.

1.1.1 Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas: um panorama geral de suas aplicações

Estudo realizado em [10] sugere que há basicamente quatro pilares que suporta toda estrutura que engloba os sistemas de acionamento de máquinas e a eletrônica industrial, sendo eles:

- Aplicações industriais;
- Aplicações comerciais;
- Aplicações automotivas e de tração;
- Aplicações aeroespaciais e de defesa.

Na base destes pilares estão as aplicações domésticas, enquanto que no topo dos pilares estão as aplicações de alta potência. No estudo apresentado em [10], propõe-se uma analogia entre os sistemas de acionamento e uma estrutura composta por muros, piso e teto, que são respectivamente, os pilares. a base e o topo mencionados anteriormente.

Aplicações domésticas

Este setor abrange praticamente todas as aplicações de baixa potência, com a utilização de motores monofásicos. Estima-se que o número de motores monofásicos operando nos Estados Unidos supere os 70 milhões [10], pois seu preço é reduzido se comparado com outras categorias de máquinas, principalmente em aplicações de baixo custo.

As aplicações domésticas, abrangem: bombas de baixa potência, ventiladores, fornos, refrigeradores, lavadora de louça, lavadora de roupas, secadoras, dentre outros.

Todas estas aplicações se beneficiam da utilização da velocidade variável, introduzindo a possibilidade de melhoria da eficiência, menores perdas e maior conforto, na medida que se conseguir atenuar a vibração e o ruído acústico.

Contudo, atualmente praticamente todas as aplicações, citadas anteriormente, operam com a frequência fixa da fonte de tensão monofásica.

Aplicações industriais

Este é o setor mais sólido nos sistemas de acionamento de máquinas e em eletrônica industrial, no sentido de possuir uma tecnologia dominante em praticamente todos os setores da indústria, que utilizam os sistemas de acionamento de máquinas assíncronas. Este setor se inclui numa faixa de potência entre 1kW e 1MW.

As aplicações industriais, abrangem: bombeamento (com possibilidade de manter a pressão constante na tubulação), sistema de extração de fumaça, sistema de ventilação - exaustor de extração, central de aquecimento, condicionadores de ar, sistema de separação de bagagens, máquinas de embalagens, aplicação em elevadores, em linha de engarrafamento, em máquinas de frisar, em máquinas de lavar industrial, em elevação e movimentação de cargas (esteiras), moinhos, fulões, aplicações em mineração e siderurgia, na indústria naval, de fumo, têxtil, de alimentos, entre outras.

Aplicações comerciais

Apesar das aplicações comerciais serem de potência consideravelmente menor comparado com as aplicações industriais, [10] afirma que o potencial de mercado está

praticamente inexplorado. Assim, se contabilizarmos, o número de refrigeradores de ar ou de motores monofásicos que operam em supermercados, restaurantes ou em shopping centers no mundo, teremos uma idéia da dimensão deste setor.

Desta forma, vantagens como, operação em alta eficiência, baixas perdas e melhor regulação do processo de refrigeração são vantagens desejáveis também nesta aplicação.

Aplicações aeroespaciais e de defesa

Em contraste ao que acontece em aplicações indústrias e comerciais, a indústria aeroespacial e de defesa, focaliza seus esforços na diminuição do tamanho e do peso dos sistemas de acionamento.

A indústria aeroespacial e de defesa, principalmente nos Estados Unidos, tem sido tradicionalmente o principal movedor no desenvolvimento de alta tecnologia e continua sendo atualmente a indústria que mais recursos tem aplicado em dispositivos semi-condutores. Entretanto, as aplicações para acionamentos de máquinas, funcionando como atuadores e como turbina operando com velocidade variável não têm sido exploradas de forma adequada [10].

Aplicações automotivas e de tração

As aplicações automotivas e de tração têm historicamente habilitado o desenvolvimento da tecnologia dos conversores de potência [10] principalmente na Europa. Contudo, tração elétrica para locomotivas está ainda em um estado relativamente primitivo, com um fabricante principal que continua usando tração com motores de corrente contínua e adotando outras tecnologias relativamente rudimentares, tais como, tiristores para variar a velocidade de seus motores de indução.

Enquanto bons resultados têm sido encontrados na tração elétrica, tanto para veículos elétricos, quanto para veículos híbridos, outro fator de importância fundamental no desenvolvimento deste setor, é a exigência cada vez mais presente atualmente de combustíveis mais limpos e baratos, encorajando o desenvolvimento de veículos elétricos e híbridos e desta forma, incentivando o desenvolvimento da eletrônica de potência e dos sistemas de acionamento de máquinas.

Dado a importância deste setor para as aplicações em eletrônica industrial e nos sistemas de acionamento de máquinas, [10] afirma que o setor das aplicações automotivas e de tração está apenas em sua infância, no sentido de que tem um grande potencial a ser desenvolvido.

Aplicações de alta potência

Esta porção das aplicações é formada essencialmente pelas aplicações industriais onde “o céu é o limite” em termos de solicitação de potência.

Nas aplicações de multi-megawatt, a tecnologia utilizada para o acionamento de motores emprega tiristores. Contudo há limitações no desligamento dos tiristores [3], além de se utilizar filtros volumosos, o que atrai problemas relacionados com a ressonância. No entanto, o desenvolvimento de chaves de potência para estas aplicações tem de certa forma minimizado estes problemas.

1.1.2 Redução no Número de Dispositivos Semicondutores

Estudos desenvolvidos por Van Der Broeck e Wan Wyk [11], McMurray [12], [13], [14] e [15] demonstram que é possível implementar um sistema de acionamento de motor trifásico CA empregando apenas quatro chaves (dois braços) de um conversor estático, utilizando o ponto central do barramento capacitivo. Com exceção de [15], todos os trabalhos citados anteriormente não apresentam nenhuma novidade, no que diz respeito ao controle de tensão *PWM* implementado na tentativa de atenuar a ondulação do torque, no entanto [15] implementa um controle de tensão *PWM* que minimiza a ondulação do torque para um inversor de quatro chaves. Além disto [15] realiza um estudo comparativo entre o inversor convencional, composto por seis chaves, e aquele proposto em [11] e [12], composto por quatro chaves.

Este conversor também estudado em [16] e [17] possui uma variedade de nomes relativamente grande, é chamado de inversor com número reduzido de chaves, sistemas com componentes minimizados, inversor B4, inversor com conexão no ponto central do barramento capacitivo, ou ainda, inversor trifásico de quatro chaves. Independentemente do nome utilizado pelos autores, este conversor é composto por um retificador e um inversor trifásico composto por oito chaves, de forma que apresenta como maior vantagem, a redução do número de chaves e diodos de potência. O controle do fator de potência é realizado via controle de corrente por histerese. Ainda em [16] e [17] é apresentado um modelo matemático para o sistema de controle da tensão do barramento.

Uma topologia semelhante a estudada em [16] e [17], foi mostrada em [18], introduzindo um novo sistema de acionamento que minimiza o fluxo de corrente através dos capacitores do barramento de tensão CC, esta nova técnica utilizada é denominada sistema de acionamento CA dual. Algumas vantagens são evidentes na utilização desta técnica, tal como eliminação da variação de tensão dos capacitores, evitando perdas

extras. O conversor estudado em [18] é composto por dois inversores de quatro chaves cada, alimentando dois motores que operam na mesma frequência fundamental e com nível de corrente similar. Para verificar o desempenho do sistema de acionamento dual [18] utilizou uma aplicação de tração de um veículo elétrico.

Para eliminar a corrente que circula entre os capacitores do barramento de tensão CC, [18] impõe que a fase da corrente de uma das máquinas que está conectada ao ponto central dos capacitores tenha uma defasagem de 180 graus em relação a corrente da outra máquina que está também conectada ao ponto central do barramento, utilizando um controle vetorial. Além da aplicação de tração de um veículo elétrico, estende-se a aplicação aos sistemas de automação industrial, onde requer o acionamento de várias máquinas simultaneamente.

Os conversores CA/CC *PWM* oferecem inúmeras vantagens sobre o retificador não controlado a diodos, já que fornecem fator de potência unitário, capacidade de fluxo bidirecional de potência, baixo conteúdo de harmônico na corrente, baixa ondulação da tensão de saída e conseqüentemente menores filtros, tanto no lado da fonte quanto do lado do barramento capacitivo [19].

Assim, da mesma forma que foi feito para a unidade inversora, é possível também implementar a unidade retificadora, com o objetivo de corrigir fator de potência da fonte de tensão trifásica, utilizando também apenas quatro chaves, compartilhando o ponto central do barramento [20].

Similarmente, vários estudos foram realizados com a utilização do conversor CA/CA com a fonte de tensão monofásica e carga trifásica [9], [21], [22], [23] e [24].

Em [9] é proposto um sistema de acionamento de um motor assíncrono trifásico, a partir de uma fonte de tensão monofásica, utilizando um conversor de seis chaves. Comparativamente, utilizando uma topologia convencional, seria necessário um conversor de dez chaves, no acionamento proposto em [9], com este conversor realiza-se a retificação da tensão da fonte monofásica com um retificador controlado de meia ponte, o que permite o controle do fator de potência da rede a partir do controle da tensão do barramento capacitivo. Bem como, provê excelente regulação contra flutuações na fonte de tensão, além de permitir a frenagem regenerativa no acionamento do motor.

Da mesma forma, em [5] são estudadas algumas topologias de conversores na utilização do acionamento de uma máquina trifásica, sendo que duas destas topologias apresentam números reduzidos de componentes.

Diferentemente da correção do fator de potência realizada em [9], [5] implementa o controle do fator de potência através do controle da corrente da fonte de tensão.

O conversor estático mencionado em [6] realiza o acionamento de uma máquina

trifásica a partir de um fonte de tensão monofásica, da mesma forma que em [9] e [5]. No entanto [6], propõe uma estratégia de controle deste conversor para reduzir o tamanho dos capacitores que constituem o barramento capacitivo, de modo que o controle da tensão *PWM* da unidade inversora do conversor estático compensa a variação de tensão do barramento CC.

Estudos realizados por [25], mostra que capacitores eletrolíticos são usados em praticamente todos sistemas de acionamento com velocidade variável, sendo estes componentes mais propícios a falhas [25].

Todos os mecanismos de degradação dos capacitores são aumentados sob a presença de componentes de alta frequência. Em [25] investiga-se um método para reduzir o ripple da corrente com aplicação de um Volts/Hertz constante PAM e PWM e desta forma aumentar a vida útil de componentes como capacitores. A redução da amplitude da tensão do barramento capacitivo é investigado também em [25].

Muitos esquemas de conversores *PWM CA/CC* têm sido proposto para resolver o problema do excesso de harmônicos na corrente da fonte de tensão [26], [27] e [28].

Nas topologias tratadas em [6], [7], [8] e [5], o sistema de acionamento apresenta desvantagens, principalmente sobre o ponto de vista do barramento capacitivo de tensão, ou seja, a circulação de corrente de baixo harmônico nos capacitores e a variação de potência.

Estes problemas são tratados em [29], [30], [11], [31] e [15] sob a ótica do controle do conversor, enquanto que em [7] é implementado um algoritmo para autocompensar a variação do barramento capacitivo.

Ainda referindo-se aos sistemas que apresentam redução no número de dispositivos semicondutores, pode-se citar o estudo apresentado por [32], onde um novo sistema de acionamento de baixo custo foi proposto, para o acionamento de uma máquina de indução monofásica.

1.1.3 Eliminação ou Redução no Número de Indutores de Filtro

Em [22] são propostos dois circuitos no acionamento de uma máquina trifásica sem a utilização do indutor de filtro, a partir de uma fonte monofásica com implementação do controle do fator de potência da fonte de tensão monofásica.

O conversor ponte completa tratado em [22] pode ser construído usando o mesmo número de chaves de potência que o conversor de meia ponte proposto em [9], porém o conversor proposto em [22] apresenta inúmeras vantagens frente ao conversor tratado

em [9], tais como, o fato do barramento de tensão capacitivo não precisar ter o ponto central do barramento acessível, mas principalmente o fato desta topologia não necessitar do indutor de filtro.

Em [22] é proposto um controle de tensão *PWM* não otimizado, sem o controle da corrente de carga e sem a compensação do tempo morto. Enquanto que em [23] é realizado um estudo detalhado do conversor proposto em [22], onde é discutido o impacto do desbalanceamento da tensão dos capacitores na obtenção do fator de potência e o impacto das perdas causadas pela circulação da corrente da fonte nas fases da máquina.

Em [24] da mesma forma que [23], realiza-se um estudo detalhado da topologia proposta em [22], de modo que [24] sugere um controle de tensão *PWM* otimizado, bem como o controle das correntes de fase da máquina e compensação do tempo morto.

No trabalho realizado por [33] é proposto um sistema de acionamento sem indutor de filtro alimentando um motor de indução hexafásico e um motor tetrafásico, sendo que além da eliminação dos indutores de filtro, o estudo realizado em [33] implementa o acionamento com número reduzido de componentes semicondutores.

1.1.4 Sistemas de Acionamento com Múltiplas Máquinas

Em várias aplicações é necessário o acionamento de várias máquinas, como por exemplo, na indústria têxtil, em aplicações com robôs, tração, veículos elétricos, manipuladores industriais [34], etc.

Em certas aplicações, como por exemplo, em tração é preciso usar um sistema de múltiplas máquinas que consiste em m máquinas trifásicas conectadas em paralelo e alimentada por um conversor *PWM* fonte de tensão [35], [36] e [37]. Devido à conexão em paralelo não é possível o controle independente dos motores, o que pode se tornar um inconveniente em muitas aplicações.

No acionamento de múltiplas máquinas, a solução direta consiste em reproduzir cada configuração padrão utilizada para acionar uma única máquina. Uma das alternativas para se reduzir os custos neste caso é a utilização do ponto central do barramento capacitivo para todos os conversores instalados na planta. Uma segunda alternativa para reduzir ainda mais os custos das instalações é usar topologias de conversores com número reduzido de componentes de potência, tais como chaves e diodos [38].

Em aplicações tradicionais de máquinas elétricas, a máquina trifásica é a que apresenta maior presença nas indústrias e nos estudos encontrados na literatura, desde que a fonte trifásica é prontamente disponível. Contudo, quando uma máquina CA é alimentada por um inversor, à necessidade de se utilizar um número pré-definido de fases, como o trifásico, desaparece e outras máquinas com diferentes números de fases

podem ser escolhidas.

O controle do torque de uma máquina de indução CA pode ser realizado através do controle das correntes dq do estator [39]. Isto significa que com o controle de uma máquina com número de fases maior que três, há um grau de liberdade maior e desta forma, este grau de liberdade a mais, pode ser usado para a implementação do controle de outras máquinas de forma independente, como por exemplo, em sistemas de acionamento de múltiplas máquinas.

Neste sentido, [39] apresenta o acionamento em série de três máquinas de sete fases. A principal vantagem da configuração de acionamento proposto sobre o acionamento padrão utilizando máquinas trifásicas é a redução no número de braços do inversor de nove para sete.

Em [40] detalha-se o acionamento de dois motores de cinco fases conectados em série. Da mesma forma, [41] examina a possibilidade de usar o controle de corrente no referencial síncrono para desacoplar o controle vetorial do sistema de acionamento em aplicações de múltiplas máquinas polifásicas. As considerações tratadas em [41] embora restrita aos sistemas de acionamento que empregam a conexão de duas máquinas de cinco fases em série, pode ser estendido para máquinas com outro número de fases.

Em [42] implementa-se o acionamento de quatro máquinas de indução, três delas de nove fases e uma trifásica, todas em série e utilizando um inversor nove braços, enquanto que [43] implementa o acionamento de uma máquina de indução hexafásica em série com uma máquina trifásica, além de implementar o acionamento de duas máquinas de oito fases em série com uma máquina trifásica e de duas máquinas de dez fases em série com duas máquinas de cinco fases.

Da mesma forma, [44] e [45] implementam o acionamento de uma máquina de indução hexafásica em série com uma máquina de indução trifásica, ambas com controle de torque independente.

Em [34] e [46] apresenta-se as vantagens e desvantagens de se aplicar máquinas polifásicas frente às máquinas trifásicas na aplicação que exige o acionamento de múltiplas máquinas. As principais vantagens na aplicação de múltiplas máquinas polifásicas deve-se a economia no número de braços do inversor, bem como, a utilização direta da energia da frenagem desenvolvida por algumas das máquinas do grupo, significando que a energia da frenagem não tenha que ser devolvida para o barramento e portanto não circula pelo inversor.

Como desvantagens [34] menciona o aumento das perdas no enrolamento do estator, e um conseqüente pequeno aumento das perdas no ferro, devido ao fluxo de correntes provenientes de todas as máquinas. Isto inevitavelmente diminuirá a eficiência individ-

ual de cada máquina, e no sistema de múltiplas máquinas renderá uma redução global, se comparada com o equivalente trifásico. Conclui-se em [34] que o número de máquinas que podem ser conectadas em série, depende do número de fases do enrolamento do estator e das propriedades do número de fases.

No trabalho proposto por [47] e [48], apresenta-se duas máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversor de quatro braços. A primeira configuração apresenta um braço compartilhado pelas duas máquinas, enquanto que na segunda configuração utiliza-se o ponto central do barramento capacitivo. Em [47] desenvolve-se um controle específico que permite obter dois sistemas de tensão trifásico independente, de modo que este sistema possa ser utilizado em aplicações de robôs móveis para gerar trajetórias. Em [49] e [50] apresentam duas máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversor de cinco braços.

Em [51] estuda duas diferentes estruturas o qual permite a redução no número de componentes de potência, comparando estas topologias com a configuração clássica. Em [52] propõe-se um simples e genérico método de controle aplicado a um sistema com conversor fonte de tensão de múltiplos braços, podendo ser aplicado a estrutura de múltiplas máquinas.

Em [53] investiga-se duas configurações de conversores CA/CA com número reduzido de componentes alimentando múltiplas cargas monofásicas de forma independente, a partir de uma fonte de tensão monofásica. A primeira configuração utiliza múltiplos conversores com unidades de um braço cada, todos com conexão ao ponto central do barramento capacitivo. A segunda configuração também utiliza conversores de um braço, mas neste caso, o outro terminal da carga monofásica é conectado a um braço compartilhado extra. Para os dois casos tratados em [53], implementa-se o controle do fator de potência da fonte de tensão monofásica.

1.2 Contribuições do Trabalho

Baseado na discussão anterior a respeito dos sistemas de acionamento que buscam a redução no número de componentes, pode-se enumerar os seguintes pontos que são fundamentais para tornar os sistemas de acionamento mais atrativos, tanto do ponto de vista do custo e do tamanho do sistema quanto do ponto de vista do desempenho:

- Acionamento sem indutor de filtro;
- Níveis de tensão do conversor;

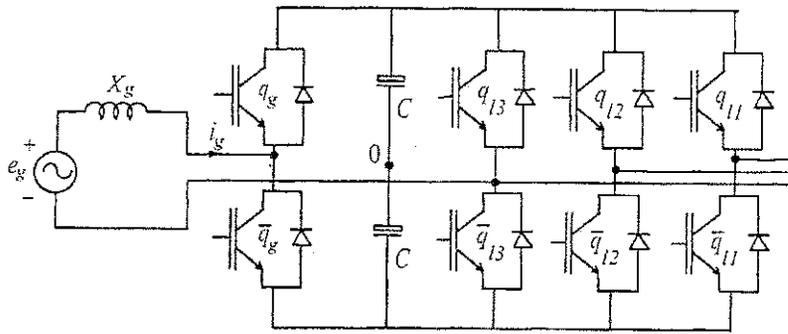


Figura 1.2: Conversor com quatro braços - braço compartilhado.

As contribuições apresentadas neste trabalho estão resumidas a seguir e se referem aos dois pontos indicados anteriormente.

1. Acionamento sem indutor de filtro: São analisados os sistemas de acionamento propostos na literatura que não utilizam indutor de filtro e cuja topologia apresenta redução no número de chaves. A partir das análises realizadas, são propostas dez novas configurações para o acionamento com eliminação ou redução no número de indutores de filtro e com diminuição no número de chaves a partir de uma fonte de tensão trifásica, para uma, duas e três máquinas.
2. Níveis de tensão do conversor: A configuração mostrada na Fig. 1.2, composta por quatro braços utilizada para acionar uma máquina trifásica, bem como corrigir o fator de potência de uma fonte monofásica (com braço dividido), apresenta limitações nos níveis de tensão. Dado esta limitação da topologia citada acima, é proposto uma nova estratégia de controle *PWM* a partir da qual se obtêm níveis de tensão mais elevados para o conversor de oito chaves com braço dividido. Desta forma o conversor pode operar com a mesma capacidade de tensão de um conversor ponte completa, o que permite uma redução da potência em cada chave, pois a tensão do barramento será menor.

1.3 Organização do Trabalho

A seguir, será apresentado um breve resumo da estrutura e do conteúdo deste trabalho. Neste capítulo foi feita uma revisão bibliográfica dos sistemas de acionamento de máquinas de indução, mais especificamente sobre sistemas que empregam número

reduzido de componentes, bem como dos sistemas de acionamento com múltiplas máquinas.

No capítulo 2, intitulado Sistemas de Acionamento sem Indutor de Filtro com Fonte Monofásica, são apresentadas duas topologias no acionamento de uma máquina de indução trifásica a partir de uma fonte de tensão monofásica sem utilização do indutor de filtro, uma topologia emprega um conversor estático composto por oito chaves, enquanto que a outra topologia emprega apenas seis chaves com a utilização do ponto central do barramento capacitivo. Para as duas configurações é realizado o controle do fator de potência, o controle de corrente na máquina, além do controle de tensão do barramento capacitivo. Na sequência é apresentado o controlador de corrente utilizado ao longo deste trabalho, de forma que os sistemas de acionamento referenciados em capítulos seguintes utilizarão este controlador. Ainda no capítulo 2 é realizado um estudo comparativo entre as topologias apresentadas, abordando as características de desempenho de cada configuração. Para concluir, é realizado um estudo referente ao efeito e compensação do tempo morto. Este estudo resultou num artigo publicado no congresso INDUSCON (*IEEE - International Conference on Industrial Applications, Outubro 12-15, 2004*) [24].

O capítulo 3, intitulado Acionamento com Número Reduzido de Indutores de Filtro, trata de quatro topologias propostas para o acionamento de uma máquina de indução trifásica a partir de uma fonte de tensão trifásica, as configurações propostas são uma evolução das topologias apresentadas no capítulo 2. São apresentados os diagramas de blocos para o sistema de controle geral, incluindo o controle do fator de potência, o controle de corrente na máquina, além do controle de tensão do barramento capacitivo. Este estudo resultou num artigo publicado no congresso: APEC (*Applied Power Electronics Conference and Exposition, Março 6-10, 2005*) [54].

O capítulo 4, intitulado Acionamento de Dois Motores Trifásicos sem Indutor de Filtro, apresenta quatro topologias propostas para o acionamento de duas máquinas de indução trifásicas a partir de uma fonte de tensão trifásica, sendo implementado o controle do fator de potência através da regulação da corrente da fonte de tensão, além dos controles das correntes nas máquinas, e desta forma controle do torque das máquinas, e a regulação da tensão do barramento capacitivo CC.

O capítulo 5, intitulado Acionamento de Três Motores Trifásicos sem Indutor de Filtro, apresenta duas topologias propostas para o acionamento de três máquinas de indução trifásicas a partir de uma fonte de tensão trifásica, sendo implementado o controle do fator de potência através da regulação da corrente da fonte de tensão, além dos controles das correntes nas máquinas, e desta forma controle do torque das

máquinas, além da regulação da tensão do barramento capacitivo CC.

O capítulo 6, intitulado Sistemas de Acionamento com Número Reduzido de Semicondutores, investiga uma topologia de conversor estático utilizada para acionar uma máquina de indução trifásica ou bifásica a partir de uma fonte de tensão monofásica, com uso de um braço dividido entre as unidades retificadora e inversora do conversor. Neste capítulo é proposto uma estratégia de acionamento a partir da qual se consegue níveis de tensão mais elevados na entrada e na saída do conversor discutido acima, uma vez que este conversor operando em condições normais apresentam limitações relacionadas a capacidade de tensão. Este estudo resultou num artigo aceito no congresso PESC (*IEEE Power Electronics Specialists Conference, Junho 12-16, 2005*) [55].

No capítulo 7, intitulado Conclusões e Trabalhos Futuros, trata-se em fazer uma apresentação concisa do conteúdo apresentado neste trabalho, além de mostrar as contribuições do mesmo e indicar as propostas de continuidade das pesquisas iniciadas nesta dissertação.

No apêndice A é feito uma descrição detalhada da plataforma de desenvolvimento experimental, a partir da qual foi possível obter todos os resultados experimentais mostrados ao longo deste trabalho.

Capítulo 2

Sistemas de Acionamento sem Indutor de Filtro com Fonte Primária Monofásica

2.1 Introdução

A utilização de um conversor estático no acionamento de uma máquina de indução trifásica, a partir de uma fonte de tensão monofásica, com implementação do controle do fator de potência, é uma estratégia de acionamento bastante utilizada e estudada pela literatura. No entanto, o número de chaves utilizadas e o uso de indutores de filtro podem restringir sua utilização.

Desta forma, este capítulo tem como objetivo, investigar e desenvolver estratégias de acionamento na utilização de duas topologias de conversores estáticos, alimentando uma máquina de indução trifásica. Ambas configurações com número reduzido de componentes [ver Fig. 2.1(a) e 2.1(b)].

A redução de componentes mencionada anteriormente é verificada tanto na diminuição do número de chaves que compõem o conversor, quanto com a eliminação do indutor de filtro, essencial em topologias ditas clássicas. O indutor de filtro pode se tornar um problema quando o tamanho do sistema é um fator crítico [22].

Entende-se por topologia clássica, nesse contexto, configurações como a mostrada na Fig. 2.2(a), onde o número de componentes para a realização do acionamento obedece basicamente ao critério funcional da estrutura sem levar em consideração fatores como custo.

As duas topologias de conversores mostradas nas Figs. 2.1(a) e 2.1(b), são usadas para acionar uma máquina de indução trifásica com o número reduzido de componentes

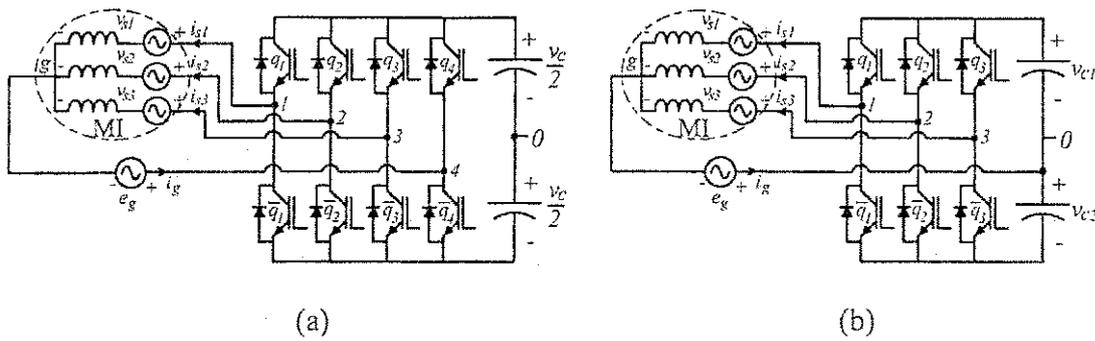


Figura 2.1: Sistema de acionamento sem indutor de filtro. (a) conversor com quatro braços (b) conversor com três braços.

semicondutores e sem o indutor de filtro, bem como utilizada para corrigir o fator de potência, de forma a enquadrá-lo nos padrões exigidos por lei e evitar com isso o pagamento da energia reativa [56].

O princípio funcional das estruturas tratadas na Fig. 2.1 é verificado em detalhe, bem como é apresentada a análise e a estratégia de controle do sistema de acionamento, incluindo controle de corrente e o controle de tensão PWM (Pulse Width Modulation) otimizado. Outra análise apresentada neste capítulo é o efeito e a compensação do tempo morto [24] para as configurações mostradas nas Figs. 2.1(a) e 2.1(b).

As duas configurações estudadas aqui (ver Fig. 2.1) são estruturas do tipo: conversor com uma unidade retificadora monofásica e uma unidade inversora trifásica, permitindo assim um fluxo de potência bidirecional entre a fonte de tensão monofásica e o motor de indução, o que permite ou facilita a frenagem regenerativa [3] no acionamento do motor CA, outra vantagem desta estrutura que utiliza o conversor como retificador, é a diminuição da distorção harmônica da corrente da fonte.

O conversor com quatro chaves na unidade retificadora e com seis chaves na unidade inversora, mostrado na Fig. 2.2(a) é utilizado como referência sempre que necessário, haja vista sua utilização já está consolidada na literatura sob o ponto de vista operacional e sob o ponto de vista de alguns índices, que torna a sua utilização favorável, tais como: baixa distorção harmônica da corrente da fonte e alto nível de tensão nas unidades retificadora e inversora do conversor [2], [6] e [5]. Sistemas de acionamento com número reduzido de componentes podem ser diretamente derivados da configuração mostrada na Fig. 2.2(a), como por exemplo as topologias mostradas nas Figuras 2.2(b), (c) e (d), porém em todas estas topologias o indutor de filtro é essencial para o funcionamento adequado, o que pode acarretar problemas quando o custo e o tamanho do sistema devem ser reduzidos.

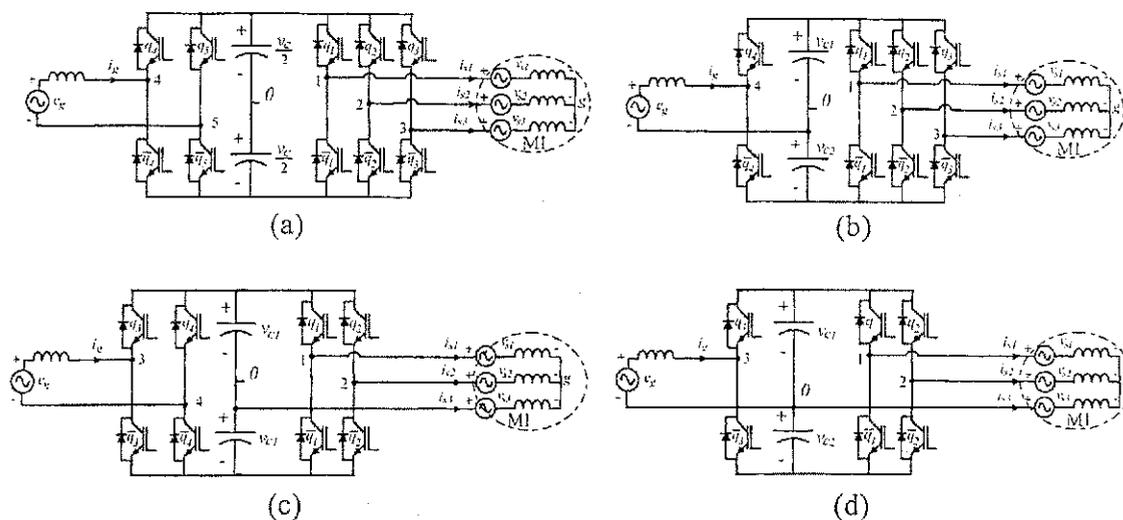


Figura 2.2: Sistemas de acionamento para uma máquina trifásica - configurações usuais

Assim, conversores com número reduzido de componentes como os mencionados anteriormente e mostrados nas Figs. 2.1(a) e 2.1(b) constituem um importante tópico tanto em eletrônica de potência quanto em acionamento de máquinas, e de uma forma geral em eletrônica industrial, pois fornece uma solução alternativa para a redução do custo no processo de conversão de energia enquanto preserva a qualidade da energia [22] e [23].

O capítulo é organizado segundo a seqüência descrita abaixo:

1. Introdução
2. Configuração do Sistema
3. Estratégias de Controle
4. Controle de Tensão *PWM*
5. Controlador de Corrente
6. Comparação entre as Topologias - Características de Desempenho
7. Corrente no Barramento Capacitivo
8. Compensação do Tempo Morto
9. Resultados de Simulação e Experimental
10. Conclusões

Em Configuração do Sistema, trata-se dos conversores que compreendem quatro e três braços [Figs. 2.1(a) e 2.1(b), respectivamente], bem como do modelo dinâmico

da máquina de indução trifásica no referencial estatórico. Em Estratégias de Controle mostra-se o controle de corrente nos referenciais odq e 123, além do controle da tensão do barramento CC, apresentando para cada configuração o diagrama de blocos do sistema de controle. No ítem de Controle de Tensão PWM mostra-se as equações que definem a modulação por largura de pulso, além de determinar os limites para a tensão do barramento, enquanto que no ítem Controlador de Corrente é indicado o controlador usado neste trabalho, com o desenvolvimento das equações que compõem o controlador de corrente. Em seguida, é realizado uma comparação entre as topologias mostradas nas Figs. 2.1(a) e (b), indicando vantagens e desvantagens das mesmas. No ítem, corrente no barramento capacitivo, é exposto o desenvolvimento utilizado para a determinação da corrente no barramento capacitivo, tanto para a topologia de quatro braços quanto para a topologia de três braços. O efeito e a compensação do tempo morto são apresentados na seção 2.7, de modo que são realizadas duas estratégias para a compensação do tempo morto, com e sem variação da frequência de chaveamento. Na seção 2.8 os Resultados de Simulação e Experimental são apresentados. Por fim, disserta-se sobre as Conclusões obtidas neste capítulo.

2.2 Configuração do Sistema

2.2.1 Modelo Dinâmico da Máquina Assíncrona Trifásica

A máquina utilizada neste trabalho é uma máquina de indução trifásico padrão. O modelo odq que descreve o comportamento dinâmico da máquina no referencial estatórico pode ser encontrado em [57] e é dado por:

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \phi_{sdq} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \phi_{rdq} - j\omega_r \phi_{rdq} \quad (2.2)$$

$$\phi_{sdq} = l_s \mathbf{i}_{sdq} + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (2.3)$$

$$\phi_{rdq} = l_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + l_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (2.4)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (2.5)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (2.6)$$

$$T_e = Pl_{sr}(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.7)$$

onde $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$, e $\phi_{sdq} = \phi_{sd} + j\phi_{sq}$ são vetores de tensão, corrente e fluxo dq do estator respectivamente; v_{so} e i_{so} são as tensões e correntes

homopolares do estator respectivamente (as variáveis do rotor são obtidas trocando o subscrito s por r); T_e é o torque eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e do rotor; l_s , l_{ls} , l_r e l_{lr} são as indutâncias próprias e de dispersão do estator e do rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua e P é o número de par de pólos da máquina.

Este modelo odq é derivado do modelo trifásico por meio de uma transformação de base dada por [58]:

$$\mathbf{w}_{123} = \mathbf{A} \mathbf{w}_{dqo}. \quad (2.8)$$

Com $\mathbf{w}_{123} = [w_1 \ w_2 \ w_3]^T$, $\mathbf{w}_{dqo} = [w_d \ w_q \ w_o]^T$ e

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}.$$

Os vetores \mathbf{w}_{123} e \mathbf{w}_{dqo} podem ser tensão, corrente ou fluxo, e $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^T$.

2.2.2 Configuração do Conversor - Topologia com Quatro Braços

A topologia mostrada na Fig. 2.1(a) é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4$ e \bar{q}_4 e por um banco de capacitores que constituem o barramento CC. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 4): $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ representa chave fechada, de modo que os pares (q_1, \bar{q}_1) , (q_2, \bar{q}_2) , (q_3, \bar{q}_3) e (q_4, \bar{q}_4) são complementares. As tensões de pólo para a topologia de quatro braços [ver Fig. 2.1(a)] são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1} + v_{go} \quad (2.9)$$

$$v_{20} = v_{s2} + v_{go} \quad (2.10)$$

$$v_{30} = v_{s3} + v_{go} \quad (2.11)$$

$$v_{40} = e_g + v_{go}. \quad (2.12)$$

Utilizando a matriz de transformação \mathbf{A} [mostrado na Eq. (2.8)], bem como as equações (2.9) - (2.12), obtém-se as seguintes expressões:

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2} v_{20} - \frac{1}{2} v_{30} \right) \quad (2.13)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (2.14)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{10} + v_{20} + v_{30} - 3v_{40} + 3e_g). \quad (2.15)$$

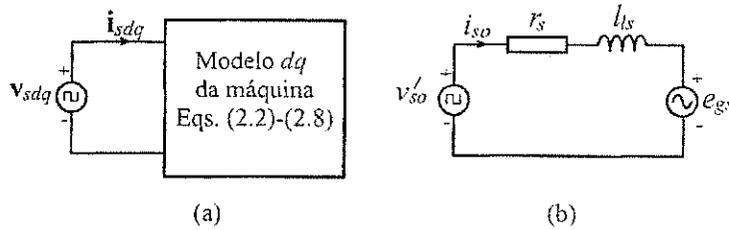


Figura 2.3: Circuitos equivalentes.

Nota-se a partir das equações (2.13) - (2.15) que apenas a variável o depende da tensão de alimentação e_g . Para explicitar esta dependência, uma nova variável o' foi introduzida, de modo que $v'_{so} = v_{so} - \sqrt{3}e_g$. Neste caso, os termos dependentes da tensão da rede são incorporados dentro do modelo o do estator, o qual se torna:

$$v'_{so} = r_s i_{so} + l_s \frac{d}{dt} i_{so} + e_{gs} \quad (2.16)$$

onde $e_{gs} = -\sqrt{3}e_g$.

Considerando a máquina trifásica padrão utilizada neste trabalho (descrita na seção 2.1), bem como a equação (2.16), pode-se representar as variáveis odq como descrito na Fig. 2.3. Observa-se que os modelos são desacoplados um do outro, e que o modelo o é acoplado com a tensão do grid.

2.2.3 Configuração do Conversor - Topologia com Três Braços

A topologia mostrada na Fig. 2.1(b) é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3$ e \bar{q}_3 e pelo barramento capacitivo. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 3): $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ representa chave fechada, de modo que os pares (q_1, \bar{q}_1) , (q_2, \bar{q}_2) e (q_3, \bar{q}_3) são complementares. As tensões de pólo para a topologia de três braços [ver Fig. 2.1(b)] são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1} + v_{go} \quad (2.17)$$

$$v_{20} = v_{s2} + v_{go} \quad (2.18)$$

$$v_{30} = v_{s3} + v_{go} \quad (2.19)$$

onde $v_{go} = -e_g$.

Utilizando a matriz de transformação A [mostrado na Eq. (2.8)], bem como as

equações (2.17) - (2.19), obtém-se as seguintes expressões:

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2}v_{20} - \frac{1}{2}v_{30} \right) \quad (2.20)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (2.21)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{10} + v_{20} + v_{30} + 3e_g). \quad (2.22)$$

Nota-se a partir das equações (2.20) - (2.22) que apenas a variável o depende da tensão de alimentação e_g . De forma similar ao que foi feito para a topologia com quatro braços, uma nova variável o' foi introduzida. Então, a equação (2.16), bem como as Figs. 2.3(a) e (b), descritas para a topologia de quatro braços são válidas para a topologia de três braços.

2.3 Estratégia de Controle

O desacoplamento das variáveis o e dq , obtido na seção anterior é interessante para o sistema de controle, pois desta forma é possível implementar o controle destas variáveis de forma independente uma da outra. Nesse sentido, estratégias de controle necessitam ser adequadamente definidas para evitar acoplamento desnecessários na realimentação de controle.

O controle de torque da máquina, o qual inclui controle de fluxo, pode ser realizado pelo controle das correntes dq (controle de campo orientado) ou pelo controle das tensões dq (controle volts/hertz). Ao longo deste trabalho é utilizado o controle das correntes dq .

O controle do fator de potência da fonte monofásica é obtido com uma malha de controle da corrente. Em seguida é descrito como este controle do fator de potência é implementado.

2.3.1 Controle do Fator de Potência - Controle de Corrente

Considera-se inicialmente que tanto o torque quanto o fator de potência devem ser impostos pelo controle das correntes de fase da máquina.

Assim assume-se que i_{si}^* ($i = 1$ a 3) são as correntes de fase da máquina, que i_{sdqi}^* ($i = 1$ a 3) são as partes das correntes de fase da máquina apenas associado com as correntes dq (definido pelo controle de torque e dado por (2.8) assumindo que $i_{so}^* = 0$, i.e., $i_{sdq1}^* = \sqrt{2/3}i_{sd}^*$, $i_{sdq2}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* + \sqrt{1/2}i_{sq}^*$ e $i_{sdq3}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* - \sqrt{1/2}i_{sq}^*$) e que

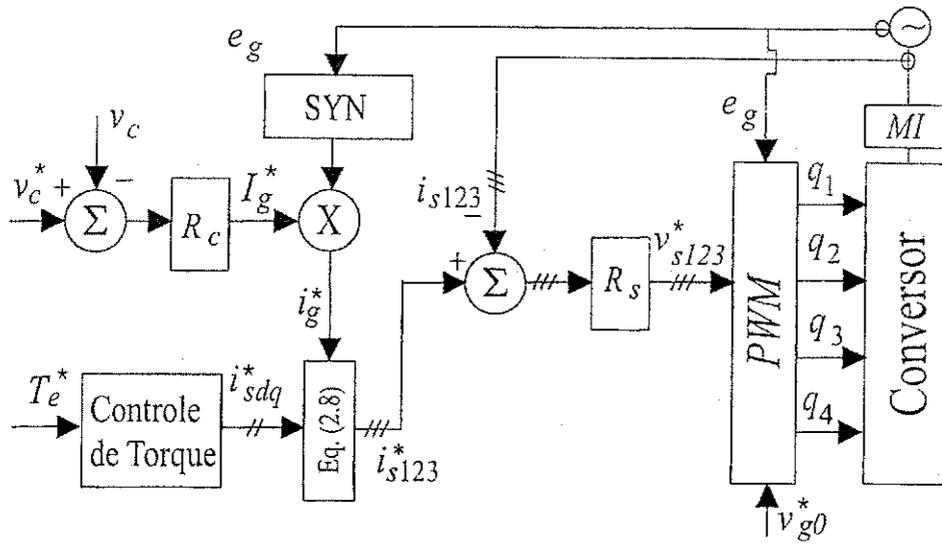


Figura 2.4: Diagrama de blocos do sistema de controle - controle das correntes 123 da máquina.

i_{so}^* é a corrente de referência 0 (associada a corrente da fonte de tensão monofásica), a relação seguinte pode ser estabelecida para as correntes de fase de referência:

$$i_{s1}^* = i_{sdq1}^* + i_{so}^*/\sqrt{3} \quad (2.23)$$

$$i_{s2}^* = i_{sdq2}^* + i_{so}^*/\sqrt{3} \quad (2.24)$$

$$i_{s3}^* = i_{sdq3}^* + i_{so}^*/\sqrt{3} \quad (2.25)$$

como $i_{so}^* = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s1}^* + i_{s2}^* + i_{s3}^*)$ e $i_g^* = i_{s1}^* + i_{s2}^* + i_{s3}^*$, a corrente i_{so}^* é dada por

$$i_{so}^* = \frac{i_g^*}{\sqrt{3}}. \quad (2.26)$$

Então a corrente i_g é controlada pela tensão homopolar v_{so}^* . Usando (2.26) e as expressões anteriores para i_{sdq1}^* , i_{sdq2}^* e i_{sdq3}^* , as equações (2.23)-(2.25) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$i_{s1}^* = \sqrt{2/3}i_{sd}^* + i_g^*/3 \quad (2.27)$$

$$i_{s2}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* + \sqrt{1/2}i_{sq}^* + i_g^*/3 \quad (2.28)$$

$$i_{s3}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* - \sqrt{1/2}i_{sq}^* + i_g^*/3. \quad (2.29)$$

As Figs. 2.4 e 2.5 apresentam os diagramas de blocos de controle para a corrente de fase (correntes 123) e o diagrama de blocos para o controle das correntes odq , respectivamente.

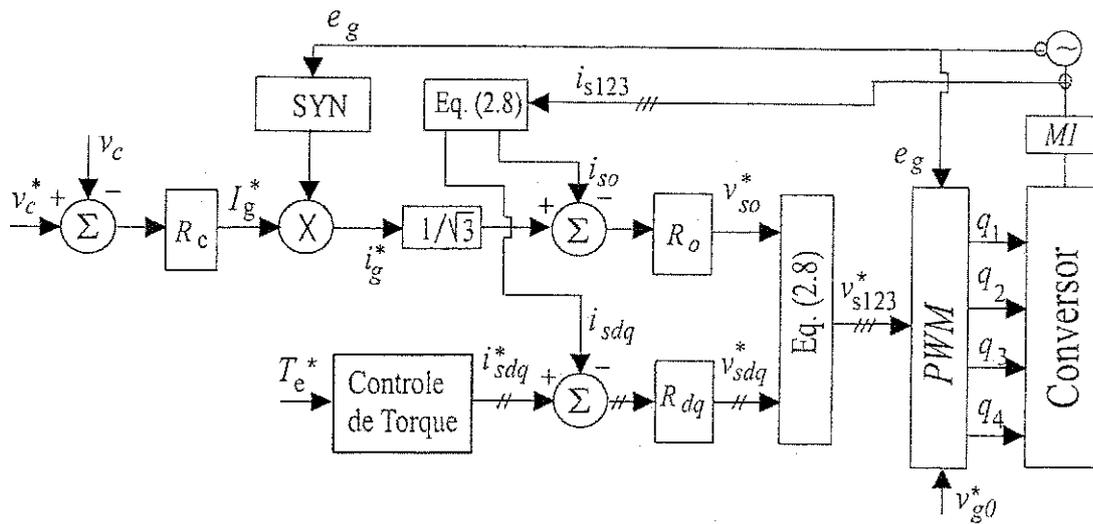


Figura 2.5: Diagrama de blocos do sistema de controle - controle das correntes odq da máquina.

Nas Figs. 2.4 e 2.5 a tensão no capacitor v_c (tensão CC do barramento capacitivo) é ajustada para o valor de referência pelo uso de um controlador proporcional integral R_c . Este controlador define a amplitude I_g^* da corrente da fonte monofásica. Para obter um fator de potência unitário, a corrente de referência instantânea i_g^* deve ser sincronizada com a tensão da fonte monofásica e_g , isto é obtido pelo uso do bloco SYN, a forma como este sincronismo é realizado pode ser encontrado no capítulo 6. Na Fig. 2.4, o bloco R_s implementa o controle das correntes i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} . Na Fig. 2.5, os blocos R_{dq} e R_o implementam o controle das correntes dq e o , respectivamente.

Os diagramas de blocos mostrados nas figuras 2.4 e 2.5 são referentes a topologia de quatro braços [ver Fig. 2.1(a)], porém esses diagramas podem ser facilmente adaptados para a configuração de três braços [ver Fig. 2.1 (b)] fazendo $q_4 = 0$.

2.4 Controle de Tensão PWM

2.4.1 Topologia com Quatro Braços

Se as tensões desejadas nas fases da máquina são especificadas por v_{si}^* , ($i = 1$ até 3), e a tensão da fonte monofásica e_g é conhecida, então de (2.9)-(2.12), pode-se obter as tensões de pólo de referência em relação ao ponto central dos capacitores, como

mostrado abaixo:

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + v_{g0}^* \quad (2.30)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + v_{g0}^* \quad (2.31)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + v_{g0}^* \quad (2.32)$$

$$v_{40}^* = e_g + v_{g0}^*. \quad (2.33)$$

Nota-se a partir das equações (2.30) - (2.33) que não se pode resolvê-las sem que antes v_{g0}^* seja especificado.

Assim a tensão v_{g0}^* pode ser obtida em função do fator de distribuição de roda livre μ ($0 \leq \mu \leq 1$) como considerado para um conversor trifásico [59], v_{g0}^* é mostrado na equação (2.34). A determinação das tensões de pólo (v_{i0}^* , $i = 1$ até 4) em função da tensão v_{g0}^* como é mostrado nas equações (2.30) - (2.33) é uma forma interessante de implementar o controle de tensão *PWM*, pois como discutido em [3], é possível desta forma diminuir a *THD* (Taxa de Distorção Harmônica) na corrente de carga.

$$v_{g0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu\right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^*. \quad (2.34)$$

onde $v_{sM}^* = \max\{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, e_g\}$ e $v_{sm}^* = \min\{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, e_g\}$ são os valores máximos e mínimos entre v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{s3}^* e e_g , respectivamente.

A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual a E . Desta forma, em seguida são enumeradas, de forma compacta, todas as condições para a diferença entre duas tensões de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (2.35)$$

$$|v_{i0} - v_{40}| \leq E \quad (2.36)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$.

Das equações (2.9)-(2.12), pode-se determinar

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (2.37)$$

$$|v_{i0} - v_{40}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + E_g \quad (2.38)$$

onde V_{dq} é a amplitude da tensão dq , V_o é a amplitude da tensão devido a circulação da corrente da fonte na impedância o e E_g é a amplitude da tensão da fonte monofásica.

Comparando (2.37) com (2.35) e (2.38) com (2.36), obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas em (2.35) e (2.36), respectivamente.

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (2.39)$$

$$V_{c2} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + E_g. \quad (2.40)$$

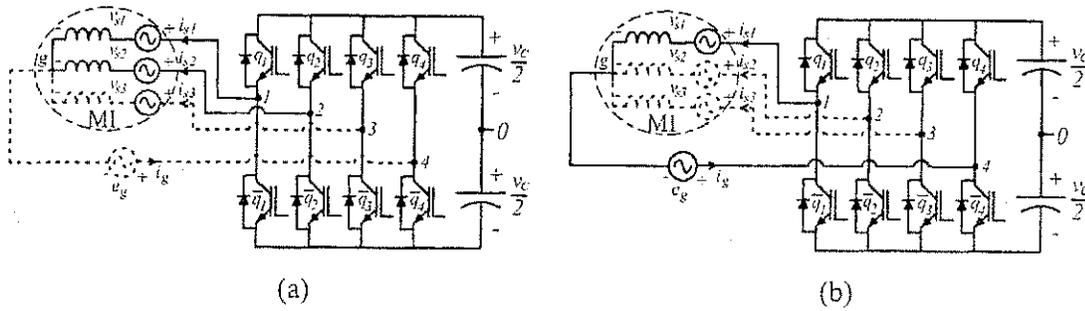


Figura 2.6: Determinação da mínima tensão do barramento - topologia com quatro braços: (a) *Condição I* e (b) *Condição II*

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento:

Condição I

Caso V_{c1} seja maior ou igual que V_{c2} , ou seja, se $\sqrt{2}V_{dq} \geq \sqrt{2/3}V_{dq} + V_o + E_g$, como a mínima tensão do barramento capacitivo deve obedecer ao pior caso, então $E \geq \sqrt{2}V_{dq}$.

Na Fig. 2.6(a) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (2.35) para $i = 1$ e $j = 2$. A Figura 2.6(a) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição I*.

Condição II

Caso V_{c2} seja maior ou igual que V_{c1} , ou seja, se $\sqrt{2/3}V_{dq} + V_o + E_g \geq \sqrt{2}V_{dq}$, como a mínima tensão do barramento capacitivo deve obedecer ao pior caso, então $E \geq \sqrt{2/3}V_{dq} + V_o + E_g$.

Na Fig. 2.6(b) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (2.36) para $i = 1$ e $j = 4$. A Figura 2.6(b) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição II*.

De forma resumida, para a configuração de quatro braços, a mínima tensão do barramento capacitivo deve satisfazer as seguintes restrições:

$$E \geq \sqrt{2}V_{dq} \quad \text{quando} \quad V_{dq} \geq \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{6} - \sqrt{2}}(E_g + V_o) \quad (2.41)$$

$$E \geq \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + E_g \quad \text{quando} \quad V_{dq} < \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{6} - \sqrt{2}}(E_g + V_o). \quad (2.42)$$

As larguras de pulso são determinadas a partir das tensões pólo v_{10}^* até v_{40}^* [ver

equações (2.30) e (2.33)], como é mostrado abaixo:

$$\tau_1 = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{10}^*}{E}\right)T \quad (2.43)$$

$$\tau_2 = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{20}^*}{E}\right)T \quad (2.44)$$

$$\tau_3 = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{30}^*}{E}\right)T \quad (2.45)$$

$$\tau_4 = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{40}^*}{E}\right)T. \quad (2.46)$$

2.4.2 Topologia com Três Braços

As tensões de pólo de referência, para a configuração de três braços, podem ser expressas pelas equações (2.30) - (2.33), com exceção da equação (2.33), $v_{40}^* = 0$ [ver Fig.2.1(b)].

Da mesma forma que para a topologia do conversor com quatro braços, para configuração de três braços não é possível determinar as tensões de referência de pólo sem se especificar a tensão v_{g0}^* . Diferentemente do que foi feito anteriormente, a tensão v_{g0}^* está definida a partir da equação (2.33) fazendo-se $v_{40}^* = 0$, ou seja, $v_{g0}^* = -e_g$.

A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual a E , e qualquer tensão de pólo deve ser menor ou igual a $E/2$. Desta forma, em seguida são enumeradas, de forma compacta, todas as condições para a diferença entre duas tensões de pólo e para qualquer tensão de pólo, respectivamente:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (2.47)$$

$$|v_{i0}| \leq \frac{E}{2} \quad (2.48)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$.

Das equações (2.9)-(2.11), pode-se determinar

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (2.49)$$

$$|v_{i0}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + E_g \right). \quad (2.50)$$

Comparando (2.49) com (2.47) e (2.50) com (2.48), obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas em (2.47) e (2.48), respectivamente.

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (2.51)$$

$$V_{c2} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + E_g \right). \quad (2.52)$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento:

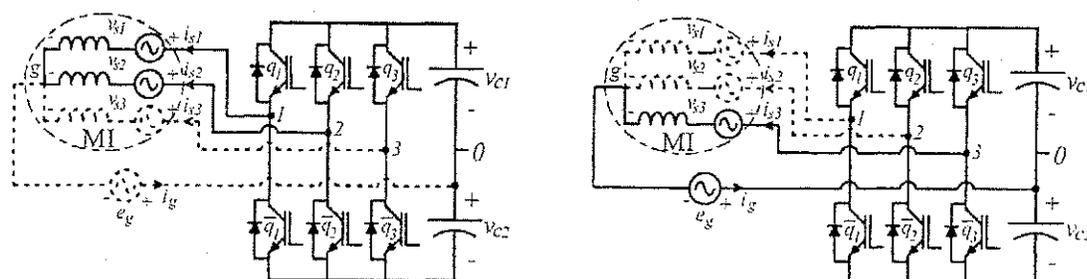


Figura 2.7: Determinação da mínima tensão do barramento - topologia com três braços: (a) *Condição I* e (b) *Condição II*.

Condição I

Caso V_{c1} seja maior ou igual que V_{c2} , ou seja, se $\sqrt{2}V_{dq} \geq 2 \left(\sqrt{2/3}V_{dq} + V_o + E_g \right)$, como a mínima tensão do barramento capacitivo deve obedecer ao pior caso, então $E \geq \sqrt{2}V_{dq}$.

Na Fig. 2.7(a) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (2.47) para $i = 1$ e $j = 2$. A Figura 2.7(a) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição I*.

Condição II

Caso V_{c2} seja maior ou igual que V_{c1} , ou seja, se $2 \left(\sqrt{2/3}V_{dq} + V_o + E_g \right) \geq \sqrt{2}V_{dq}$, como a mínima tensão do barramento capacitivo deve obedecer ao pior caso, então $E \geq 2 \left(\sqrt{2/3}V_{dq} + V_o + E_g \right)$.

Na Fig. 2.7(b) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (2.48) para $i = 3$. A Figura 2.7(b) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição II*.

De forma resumida, para a configuração de três braços, a máxima tensão do barramento capacitivo deve satisfazer as seguintes restrições:

$$E \geq \sqrt{2}V_{dq} \quad \text{quando} \quad V_{dq} \geq \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{3}-2}(E_g + V_o) \quad (2.53)$$

$$E \geq 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + E_g \right) \quad \text{quando} \quad V_{dq} < \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{3}-2}(E_g + V_o). \quad (2.54)$$

Uma vez encontrada a tensão do barramento, as larguras de pulso são determinadas a partir das tensões pólo v_{10}^* até v_{30}^* , como pode ser visto nas equações (2.43)-(2.45).

Nota-se que para a condição descrita pela equação (2.54), a tensão deve ser o dobro da tensão que o barramento exigiria do conversor para a configuração de quatro braços.

Tabela 2.1: Limites da tensão do barramento

	Relação entre as tensões	Tensão do barramento
Conf. 4 braços	$V_s \geq \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{6}-\sqrt{2}}(V_g + V_o)$	$E \geq \sqrt{2}V_{dq}$
	$V_s < \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{6}-\sqrt{2}}(V_g + V_o)$	$E \geq \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g$
Conf. 3 braços	$V_s \geq \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{3}-2}(V_g + V_o)$	$E \geq \sqrt{2}V_{dq}$
	$V_s < \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{3}-2}(V_g + V_o)$	$E \geq 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g \right)$

Portanto além de se introduzir uma componente de corrente alternada no barramento capacitivo, a configuração de três braços, tem a desvantagem em certas condições, de exigir uma tensão do barramento duas vezes maior, comparada com a configuração de quatro braços, caso os dois conversores operem sob as mesmas condições de tensão, como pode ser visto na Tabela 2.1.

2.5 Controlador de Corrente

Para assegurar que o erro de regime permanente de um determinado sistema, cuja função de transferência é de primeira ordem, seja zero numa resposta ao degrau, é preciso assegurar que a função de transferência em malha fechada do sistema possua pelo menos um pólo em zero, ou seja, possua ao menos um integrador. A verificação desta afirmativa pode ser conseguida utilizando o teorema do valor final na equação de malha fechada do sistema [60]. Logo, se a planta não possui pólo em zero, o controlador tem que satisfazer tal condição.

O controlador *PI* convencional, na sua representação em espaço de estados, é mostrado a seguir

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= K_i e \\ y &= x + K_p e \end{aligned} \quad (2.55)$$

onde K_p , K_i , x , y e e são os ganhos proporcional e integral, a variável de estado, a saída do controlador e o erro de corrente, respectivamente.

Sabe-se que o controlador *PI* convencional não garante erro nulo para variáveis alternadas, apesar de ser possível o aumento dos ganhos do controlador de modo a aumentar a banda de passagem do mesmo, favorecendo a sua aplicação em sistemas de corrente alternada [60].

Quando se trabalha com variáveis alternadas, como no caso a qual se propõe o sistema de aacionamento deste trabalho, é preciso utilizar um outro controlador que possa garantir erro nulo na frequência de operação.

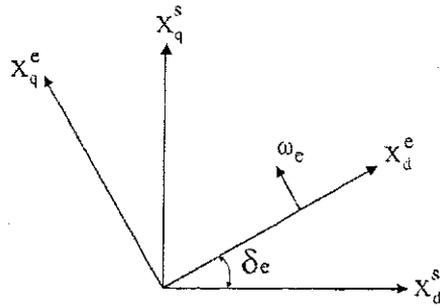


Figura 2.8: Diagrama vetorial instantâneo para as variáveis no referencial síncrono e estático do controlador PI

Sendo assim, um controlador PI no referencial síncrono é utilizado no controle da corrente, este controlador é obtido pela projeção das variáveis do controlador PI convencional no referencial do campo girante, aqui denominado de referencial síncrono. Neste referencial as grandezas, sob o ponto de vista do controlador, se comportam como constantes, já que estão submetidos à mesma velocidade.

A partir da Fig. 2.8 pode-se observar o diagrama vetorial instantâneo para as variáveis do controlador no referencial síncrono e no referencial estático, sendo o primeiro denominado controlador PI síncrono e o segundo de controlador PI convencional, uma vez que suas variáveis estão no referencial síncrono e estático, respectivamente.

Na Figura 2.8 os expoentes e e s são utilizados para representar grandezas no referencial síncrono e no referencial estático, respectivamente. As variáveis x_d^s , x_q^s , x_d^e e x_q^e são utilizadas para representar correntes ou tensões nos eixos d e q para o referencial estacionário e para o referencial síncrono, respectivamente. Enquanto que δ_e é a defasagem entre as variáveis dos eixos x_d^e e x_d^s , e por fim ω_e é a velocidade síncrona.

A transformação de uma variável x (corrente ou tensão), do referencial estacionário para o referencial de campo girante pode ser obtido como segue:

$$\begin{bmatrix} x_d^e \\ x_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_e) & \sin(\delta_e) \\ -\sin(\delta_e) & \cos(\delta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

uma maneira econômica de representação desta transformação é mostrado em seguida

$$x^e = e^{-j\delta_e} x^s \quad (2.57)$$

onde

$$x^e = x_d^e + jx_q^e \quad (2.58)$$

$$x^s = x_d^s + jx_q^s \quad (2.59)$$

substituindo (2.57) em (2.55), obtém-se:

$$\frac{d}{dt} (e^{-j\delta_e} x^s) = K_i (e^{-j\delta_e} e^s) \implies \frac{dx^s}{dt} - j\omega_e x^s = K_i e^s \quad (2.60)$$

$$e^{-j\delta_e} y^s = e^{-j\delta_e} x^s + K_p e^{-j\delta_e} e^s \implies y^s = x^s + K_p e^s \quad (2.61)$$

reorganizando as equações encontradas acima, obtém-se a representação em espaço de estados para o controlador *PI* projetado no referencial síncrono e rebatido sobre o referencial estatórico, como mostrado em (2.62).

$$\begin{aligned} \frac{dx^s}{dt} &= K_i e^s + j\omega_e x^s \\ y^s &= x^s + K_p e^s. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Decompondo a equação (2.62) nos eixos *d* e *q*, pode-se representar o controlador *PI* descrito em equações de espaço de estados para os eixos *d* e *q* separadamente, como mostrado nas equações (2.63) e (2.64), respectivamente.

$$\begin{aligned} \frac{dx_d^s}{dt} &= K_i e_d^s - \omega_e x_q^s \\ y_d^s &= x_d^s + K_p e_d^s \end{aligned} \quad (2.63)$$

$$\begin{aligned} \frac{dx_q^s}{dt} &= K_i e_q^s + \omega_e x_d^s \\ y_q^s &= x_q^s + K_p e_q^s \end{aligned} \quad (2.64)$$

pode-se ainda representar o controlador *PI* descrito pelas equações (2.63) e (2.64) em uma forma matricial, como mostrado em (2.65).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} + K_i \begin{bmatrix} e_d^s \\ e_q^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} y_d^s \\ y_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} + K_p \begin{bmatrix} e_d^s \\ e_q^s \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.65)$$

O controlador *PI* estudado anteriormente, garante erro nulo para variáveis alternadas, porém quando se quer que o controlador siga uma referência desbalanceada, o controlador estudado não é capaz de seguir tal referência, basicamente porque este tipo de controlador só pode seguir referências de seqüência positiva, como discutido em [57].

Como conhecido da teoria de componentes simétricos, em regime permanente, sistemas trifásicos desbalanceados podem ser estudados por meio de sua decomposição em componentes de seqüência positiva, negativa e zero. Assim, seria preciso um controlador *PI* para seguir as referências de seqüência positiva, negativa e zero.

A partir da Fig. 2.9 pode-se observar o diagrama vetorial instantâneo para as variáveis dos controladores no referencial síncrono de seqüência positivo e negativo. E assim como foi feito para o controlador *PI* de seqüência positiva, o desenvolvimento

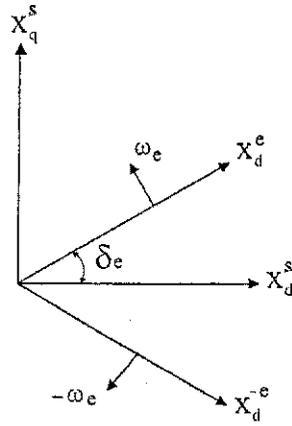


Figura 2.9: Diagrama vetorial instantâneo para as variáveis no referencial síncrono - onde é mostrado os componentes de seqüência positiva e negativa do controlador PI

para obtenção do controlador PI de seqüência negativa é mostrado nas equações (2.66), (2.67) e (2.68).

$$\begin{aligned} \frac{dx^{-e}}{dt} &= K_i e^{-e} \\ y^{-e} &= x^{-e} + K_p e^{-e} \end{aligned} \quad (2.66)$$

$$\begin{bmatrix} x_d^{-e} \\ x_q^{-e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_e) & -\sin(\delta_e) \\ \sin(\delta_e) & \cos(\delta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$x^{-e} = e^{j\delta_e} x^s \quad (2.68)$$

substituindo (2.68) em (2.66), obtém-se o controlador PI síncrono de seqüência negativa no referencial estacionário na representação em espaços de estados.

$$\begin{aligned} \frac{dx^s}{dt} &= K_i e^s - j\omega_e x^s \\ y^s &= x^s + K_p e^s \end{aligned} \quad (2.69)$$

decompondo (2.69) nos eixos d e q , podemos representar o controlador PI em equações de espaço de estados para os eixos d e q separadamente, como mostrado nas equações (2.70) e (2.71), respectivamente.

$$\begin{aligned} \frac{dx_d^s}{dt} &= K_i e_d^s + \omega_e x_q^s \\ y_d^s &= x_d^s + K_p e_d^s \end{aligned} \quad (2.70)$$

$$\begin{aligned} \frac{dx_q^s}{dt} &= K_i e_q^s - \omega_e x_d^s \\ y_q^s &= x_q^s + K_p e_q^s \end{aligned} \quad (2.71)$$

Assim em (2.70) e (2.71) é mostrado o controlador PI no referencial síncrono negativo rebatido, e a partir destas equações pode-se encontrar uma forma matricial, como

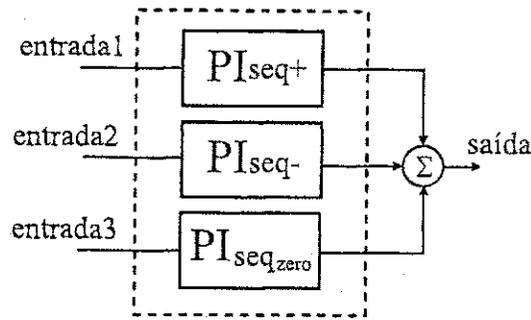


Figura 2.10: Diagrama de blocos do controlador PI modificado de seqüência positiva, negativa e zero.

mostrado nas equações (2.72) e (2.73).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} + K_i \begin{bmatrix} e_d^s \\ e_q^s \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$$\begin{bmatrix} y_d^s \\ y_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} + K_p \begin{bmatrix} e_d^s \\ e_q^s \end{bmatrix}. \quad (2.73)$$

Logo, com um controlador *PI* para a componente homopolar (controlador *PI* convencional) e com o controlador *PI* de seqüência positiva e negativa, anteriormente apresentado é possível controlar variáveis desbalanceadas.

Portanto, o controlador utilizado neste trabalho é uma composição de cada um dos controladores mencionados acima, como observado na Fig. 2.10, onde entrada1, entrada2 e entrada3 é o erro de corrente de seqüência positiva, seqüência negativa e seqüência zero, respectivamente, enquanto que a saída do controlador é o valor de tensão entregue ao controle *PWM*.

2.6 Comparação entre as Topologias - Características de Desempenho

2.6.1 Impacto das indutâncias da máquina no fator de potência

Tanto para o conversor de quatro braços quanto para o conversor de três braços (veja Fig. 2.1) a taxa de variação da corrente da fonte di_g/dt tem que ser suficiente para que a corrente i_g consiga estar sincronizada com a tensão da fonte sem que haja distorções nas formas de onda [23], para assim garantir o fator de potência unitário, ou seja, a taxa de variação da corrente da fonte tem que ser tal que, i_g possa assumir uma forma senoidal.

Assim, para a estrutura que pode ser observada na Figura 2.1(a), o valor em magnitude da taxa de variação da corrente da fonte é igual a:

$$\frac{di_g}{dt} = \sum_{j=1}^3 \left(\frac{v_{j4} + 3e_g}{L} \right) \quad (2.74)$$

onde $v_{j4} = v_{j0} - v_{40}$ ($j = 1, 2$ e 3) é a diferença entre as tensões de pólos; e_g é a tensão da fonte monofásica; L é a indutância em uma fase da máquina.

A partir da equação (2.74) observa-se que se L é grande, para que a taxa de variação di_g/dt possa assumir valores desejáveis, e assim impor o controle do fator de potência é preciso aumentar v_{j4} . No entanto, sabe-se que v_{j4} pode assumir os seguintes valores: $[-E, 0, E]$, onde E é a tensão do barramento capacitivo. Desta forma se E é elevado, pode-se eliminar o efeito de L ser grande, e assim conseguir a taxa de variação de corrente desejada.

Por outro lado, para a topologia mostrada na Fig. 2.1(b), onde o conversor é composto por seis chaves (três braços), a ação de chaveamento produz um valor de taxa de variação da corrente da fonte diferente da mostrada em (2.74), como pode ser visto na equação (2.75).

$$\frac{di_g}{dt} = \sum_{j=1}^3 \left(\frac{v_{j0} + 3e_g}{L} \right). \quad (2.75)$$

De forma análoga ao que foi feito anteriormente, para se obter determinados valores para di_g/dt quando L assume valores grandes é preciso aumentar a tensão do barramento. No entanto para esta topologia [ver Fig.2.1(b)], a tensão de pólo v_{j0} pode assumir os seguintes valores $[E/2, -E/2]$.

Portanto, para a topologia de três braços, como o maior valor que se pode obter para v_{j0} é $E/2$, pode ser que este nível de tensão não seja suficientemente elevado, caso L seja grande, para garantir o di_g/dt desejado. Então o valor da tensão no barramento, para a topologia de três braços [Fig. 2.1(b)] deve ser pelo menos duas vezes maior que a tensão imposta ao barramento na topologia de quatro braços [Fig. 2.1(a)], para que ambas topologias possuam a mesma taxa de variação de corrente di_g/dt , e com isso poder realizar a correção do fator de potência com a mesma eficiência e sem distorções.

2.6.2 Impacto da tensão desbalanceada dos capacitores no fator de potência

Caso os capacitores que compõem o barramento CC não estejam devidamente balanceados, isto pode ocasionar distorção harmônica na corrente, além disto a distorção

harmônica é aumentada, quando a máquina é acionada em baixa velocidade (será mostrado adiante).

Na topologia de quatro braços [Fig. 2.1(a)], como a corrente que flui por ambos os capacitores é a mesma, o desbalanceamento de tensão muda apenas com os valores das capacitâncias, podendo assim ser desconsiderado, pois as capacitâncias C_1 e C_2 podem assumir valores praticamente iguais.

Por outro lado, na topologia de três braços [Fig. 2.1(b)] há uma diferença nas correntes dos capacitores, acarretando um desbalanceamento que merece uma investigação mais detalhada. Observa-se a partir das equações (2.76) e (2.77) que as correntes nos capacitores C_1 e C_2 (i_{c1} e i_{c2} respectivamente) são dependentes das correntes de fase da máquina i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , e da corrente da fonte de tensão i_g .

$$i_{c1} = -q_1 i_{s1} - q_2 i_{s2} - q_3 i_{s3} \quad (2.76)$$

$$i_{c2} = i_{c1} + i_g. \quad (2.77)$$

Logo, a flutuação de tensão em cada capacitor tem componentes que são dependentes da corrente da fonte e das correntes de fase do motor ($\Delta V_c = \Delta V_{C,g} + \Delta V_{C,s}$). Os componentes de pico a pico da ondulação de tensão mais significativos são fornecidos em [23] e podem ser escritos da seguinte forma:

$$\Delta V_{C,g} = \frac{\sqrt{2}I_g}{\omega_g C} \quad (2.78)$$

$$\Delta V_{C,s} = \frac{\sqrt{2}I_s}{\omega_s C} \quad (2.79)$$

onde I_g e I_s são os valores *rms* da corrente da fonte e da corrente de fase da máquina, respectivamente.

Pode ser observado a partir da equação (2.79) que a flutuação da tensão no capacitor aumenta quando a velocidade da máquina diminui. Esta flutuação de tensão causa um carregamento desigual dos capacitores, mesmo para o caso de $I_g = I_s$.

Deste modo, a tensão dos capacitores desbalanceada aumenta a distorção harmônica na corrente, deteriorando assim o fator de potência da fonte, contudo este problema pode ser resolvido aumentando a frequência de chaveamento, como feito em [23].

2.6.3 Impacto do projeto dos capacitores na flutuação de tensão do barramento

O capacitor eletrolítico é um componente dominante quando se utiliza conversores *PWM* fonte de tensão no acionamento de máquinas assíncronas. Sendo este dispositivo, um dos componentes mais susceptível a falha [25].

As principais falhas nos capacitores eletrolíticos incluem as perdas de eletrólito por vazamento de gás e mudanças químicas para a camada de óxido de eletrólito [25].

Assim, a menos que uma nova tecnologia desenvolva um outro tipo de dispositivo que possa substituir o capacitor eletrolítico neste tipo de aplicação, é preciso conviver com este componente.

Então, tentativas para se minimizar o tamanho do capacitor do barramento CC, pode diminuir o custo do sistema e o espaço físico da estrutura, além de melhorar o comportamento do sistema em regime permanente, pois a capacitância do barramento pode afetar o desempenho de regime permanente, bem como a resposta transitória [7].

Assim como visto em (2.78) e em (2.79) as flutuações de tensão em cada capacitor tem dois componentes significantes, uma componente referente a corrente da fonte e outra componente referente as correntes de carga. Desta forma, se a frequência fundamental de ω_s é baixa, a flutuação de tensão da configuração de três braços é crítica, se comparada com a topologia que emprega quatro braços. O pior caso de variação da tensão dos capacitores é quando o pico do *ripple* das duas contribuições (da corrente de carga e da corrente da fonte) se somam no mesmo instante de tempo, ou seja, $v_{ripple} = \Delta V_{C,g} + \Delta V_{C,s}$.

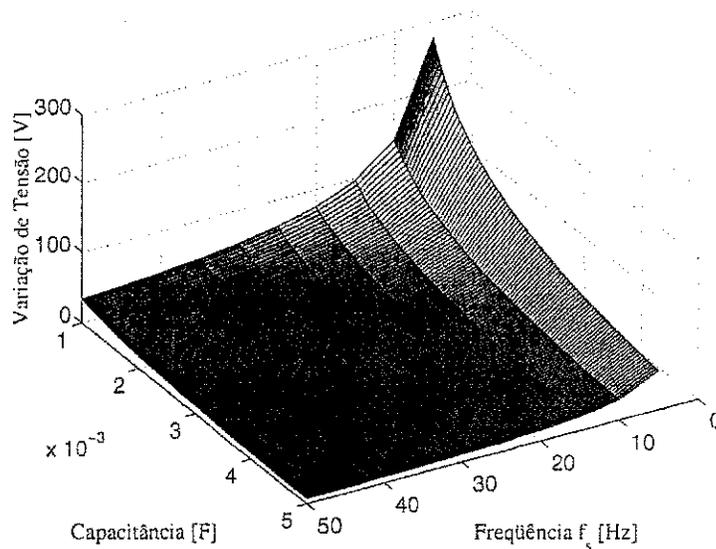


Figura 2.11: Relação entre a ondulação de tensão do capacitor, valor da capacitância e a frequência da carga.

A partir da Fig. 2.11, observa-se a variação de tensão em função da capacitância e da frequência da corrente de carga. Para o resultado de simulação, mostrado na Figura 2.11, a amplitude da corrente de carga utilizada foi $I_s = 6A$, enquanto que $I_g = I_s/3$ e $f_g = 60Hz$.

O capacitor pode ser dimensionado seguindo o critério do mínimo ripple de tensão, pois como mencionado anteriormente, esta variação de tensão pode conduzir a um elevado *THD* de corrente que será entregue a carga.

A partir da Fig. 2.11, pode ser visto que para baixas frequências, para que a ondulação de tensão no barramento seja pequena é necessário que o valor de capacitância seja aumentado. Normalmente a topologia mostrada na Fig. 2.1(b), utiliza um capacitor de capacitância grande comparado com a potência de saída, na tentativa de se diminuir a variação da tensão de saída [6].

Se a variação de tensão dos capacitores se torna alta, alguns problemas são verificados, tais como:

- Alta tensão do barramento CC tem como consequência um sobredimensionamento dos dispositivos de potência;
- Baixa tensão do barramento CC tem como consequência a perda de controle no retificador boost [6];
- Variação de tensão pode ter como consequência uma corrente de saída assimétrica e resultar em uma maior perda no motor de indução.

Duas importantes possibilidades de controle, para tentar resolver a questão da variação da tensão dos capacitores são mencionadas a seguir:

- Controle da tensão do barramento CC, como proposto nas Figs. 2.5 e 2.4.
- Realizar uma estratégia de modulação adaptativa da tensão de saída, no intuito de diminuir as perdas no motor de indução, como proposto em [6].

2.6.4 Impacto sobre as perdas no cobre causada pela circulação de corrente da fonte nas fases da máquina

Sabe-se que as perdas no cobre na máquina são consequência da corrente *rms* que circula em cada fase da máquina [61] e [58], para as configurações tratadas neste capítulo, além das correntes de fase, deve-se somar a fração da corrente da fonte no cálculo das perdas no cobre [ver as equações (2.27)-(2.29)]. Desta forma, a corrente *rms* em cada fase da máquina é dada por:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[I_s \sin(\omega_s t) + \frac{I_s}{n_1} \sin(n_2 \omega_s t) \right]^2 d\omega_s t} \quad (2.80)$$

onde I_s , n_1 e n_2 são, respectivamente, a amplitude da corrente de fase da máquina, a relação entre a corrente da fonte e a corrente da máquina ($n_1 = I_s/I_g$), a relação

entre a frequência da fonte e a frequência da máquina $n_2 = \omega_g/\omega_s$. Os resultados de simulação e experimental foram obtidos com $n_1 = 3$ e $n_2 = 3$.

Reescrevendo a equação (2.80), obtém-se uma expressão mais simplificada para a corrente de fase *rms*, como mostrado abaixo:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{I_s^2}{2} + \frac{I_g'^2}{2}} \quad (2.81)$$

onde $I_g' = I_s/n_1$.

Desenvolvendo a equação (2.81), encontra-se:

$$I_{rms} = \left[\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{1}{n_1^2}\right)} \right] I_s. \quad (2.82)$$

Logo, a parcela $1/n_1^2$ que se soma na eq.(2.82) é referente a contribuição da corrente da fonte, que circula em cada fase da máquina. Desta forma, as perdas no cobre (RI_{rms}^2) para as topologias mostradas na Fig. 2.1 são maiores quando comparadas com a topologia padrão, mostrada na Fig. 2.2, pois o acionamento da máquina com esta configuração padrão não utiliza o neutro da máquina, e desta forma, o termo adicional $1/n_1^2$ é nulo.

2.6.5 Impacto da circulação da corrente da fonte sobre o fluxo de entreferro e nas perdas no ferro

As perdas no ferro consistem das perdas por histerese e correntes de Foucault que se originam da variação de densidades de fluxo no ferro da máquina. Em máquinas de indução as perdas no ferro são confinadas quase totalmente no ferro do estator.

Em [61] mostra-se que as perdas por correntes de Foucault dependem do quadrado da densidade de fluxo, da frequência, e da espessura das chapas. Nas condições nominais da máquina, estas perdas podem ser expressas, com boa aproximação, por

$$P_f = K_f (B_{max} f \tau)^2 \quad (2.83)$$

onde τ é a espessura das chapas, B_{max} é a indução máxima, f é a frequência, e K_f é uma constante de proporcionalidade cujo o valor depende das unidades usadas, do volume do ferro, e da resistividade do ferro.

Para a configuração na qual a máquina é submetida neste trabalho, ou seja, com a ligação da máquina em *Y* (ligação em estrela) e com a utilização do neutro da máquina, há uma parcela da corrente da fonte que se soma em cada fase da máquina, corrente homopolar, como discutido anteriormente.

Assim, além da indutância máxima e da frequência referentes as correntes de fase da máquina, há também uma indutância máxima e uma frequência referente a parcela da corrente da fonte de tensão que devem ser acrescidas em (2.83), desta forma a expressão para a perda total no ferro é dada em [23] e pode ser escrita da seguinte forma

$$P_f \propto K_f (B_{\max s}^2 f_s^2 + B_{\max g}^2 f_g^2) \quad (2.84)$$

Por outro lado, como discutido em [23], a força magnetomotriz resultante no entreferro é dado por

$$\begin{aligned} F(\theta, t) = & N(I_s \cos \omega_s t + I_g' \cos \omega_g t) \cos \theta + \\ & N \left[I_s \cos (\omega_s t - 120^\circ) + I_g' \cos \omega_g t \right] \cos (\theta - 120^\circ) + \\ & N \left[I_s \cos (\omega_s t + 120^\circ) + I_g' \cos \omega_g t \right] \cos (\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.85)$$

desenvolvendo (2.85) obtém-se

$$\begin{aligned} F(\theta, t) = & NI_s \left[\frac{1}{2} \cos (\omega_s t - \theta) + \frac{1}{2} \cos (\omega_s t + \theta) \right] + \\ & NI_g \left[\frac{1}{2} \cos (\omega_g t - \theta) + \frac{1}{2} \cos (\omega_g t + \theta) \right] + \\ & NI_s \left[\frac{1}{2} \cos (\omega_s t - \theta) + \frac{1}{2} \cos (\omega_s t + \theta - 240^\circ) \right] + \\ & NI_g \left[\frac{1}{2} \cos (\omega_g t - \theta + 120^\circ) + \frac{1}{2} \cos (\omega_g t + \theta - 120^\circ) \right] + \\ & NI_s \left[\frac{1}{2} \cos (\omega_s t - \theta) + \frac{1}{2} \cos (\omega_s t + \theta + 240^\circ) \right] + \\ & NI_g \left[\frac{1}{2} \cos (\omega_g t - \theta - 120^\circ) + \frac{1}{2} \cos (\omega_g t + \theta + 120^\circ) \right] \end{aligned} \quad (2.86)$$

simplicando (2.86) obtém-se

$$F(\theta, t) = NI_s \left[\frac{3}{2} \cos (\omega_s t - \theta) \right] \quad (2.87)$$

Logo, observa-se pela equação (2.87) que a corrente da fonte não tem influência na Força Magnetomotriz (FMM) de entreferro, conseqüentemente a corrente da fonte não contribui nem para o fluxo nem para o torque da máquina.

Portanto, sob o ponto de vista de fluxo de entreferro, as estruturas mostradas na Fig. 2.1 e na Fig. 2.2 são equivalentes. No entanto, no que diz respeito as perdas no ferro, observa-se uma maior perda para as configurações mostradas na Fig. 2.1, frente as topologias padrões.

2.7 Corrente no Capacitor

A corrente que circula no barramento capacitivo é uma variável de fundamental importância, principalmente no projeto dos capacitores. Desta forma, a seguir será mostrado as equações de determinam a corrente i_c .

2.7.1 Conversor de quatro braços

A corrente que circula pelos capacitores do barramento de tensão CC, para a topologia mostrada na Fig. 2.1 (a), é função das correntes de fase da máquina e da corrente da fonte primária monofásica, como pode ser visto abaixo:

$$i_c = - \sum_{i=1}^3 q_i i_{si} + q_4 i_g \quad (2.88)$$

A corrente média no barramento capacitivo \bar{i}_c (em um período de chaveamento) pode ser determinada levando em consideração os valores das larguras de pulso. Desta forma, a corrente média \bar{i}_c pode ser dada por:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{\tau_i}{T} \bar{i}_{si} + \frac{\tau_4}{T} \bar{i}_g \quad (2.89)$$

onde T é o período de chaveamento. Substituindo (2.43)-(2.46) em (2.89), obtém-se:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{v_{i0}^*}{E} \bar{i}_{si} - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si} + \frac{v_{40}^*}{E} \bar{i}_g + \frac{1}{2} \bar{i}_g \quad (2.90)$$

Assumindo $\sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si} = 0$ e dado que $\bar{i}_g = \sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si}$, a (2.90) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\bar{i}_c = - \frac{1}{E} \left(\sum_{i=1}^3 p_i^* + p_g^* \right) \quad (2.91)$$

onde $\sum_{i=1}^3 p_i^*$ é a potência entregue do barramento capacitivo à máquina, enquanto que p_g^* é a potência entregue da fonte primária monofásica para os capacitores do barramento CC.

Portanto, para a configuração mostrada na Fig. 2.1 (a), a corrente que circula nos capacitores do barramento de tensão é contínua.

2.7.2 Conversor de três braços

A corrente que circula pelos capacitores do barramento de tensão CC, para a topologia mostrada na Fig. 2.1 (b), é função das correntes de fase da máquina e da corrente da

fonte primária monofásica, como pode ser visto abaixo:

$$i_c = - \sum_{i=1}^3 q_i i_{si} + i_g \quad (2.92)$$

A corrente média no barramento capacitivo \bar{i}_c (em um período de chaveamento) pode ser determinada levando em consideração os valores das larguras de pulso. Desta forma, a corrente média \bar{i}_c pode ser dada por:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{T_i}{T} \bar{i}_{si} + \bar{i}_g \quad (2.93)$$

onde T é o período de chaveamento. Substituindo (2.43)-(2.45) em (2.93), obtém-se:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{v_{i0}^*}{E} \bar{i}_{si} - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si} + \bar{i}_g \quad (2.94)$$

Assumindo $\sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si} = 0$ e dado que $\bar{i}_g = \sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si}$, a equação (2.94) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\bar{i}_c = - \frac{1}{E} \sum_{i=1}^3 p_i^* + \frac{\bar{i}_g}{2} \quad (2.95)$$

onde $\sum_{i=1}^3 p_i^*$ é a potência entregue do barramento capacitivo à máquina.

Portanto, para a configuração mostrada na Fig. 2.1 (b), a corrente que circula nos capacitores do barramento de tensão tem uma componente alternada $\bar{i}_g/2$.

2.8 Compensação do Tempo Morto

O circuito de acionamento das chaves de potência usualmente emprega o sinal complementar de *gate*, e conseqüentemente o tempo morto deve ser incluído para evitar o curto-circuito do barramento de tensão CC. No entanto o tempo morto modifica a tensão gerada pelo conversor quando comparado com a tensão de referência usada para calcular as larguras dos pulsos [62], [63], [64], [65] e [66].

Logo, a compensação do tempo morto é necessária já que sem o contrabalanço deste, o erro da tensão de saída pode assumir valores fora do limite aceitável, principalmente em certas condições, como será mostrado a posteriori.

A compensação do tempo morto tratado neste trabalho é feita a cada pulso do sinal que deve ser entregue as chaves de potência, tornando assim a ação de compensação bastante rápida [66], se comparada com outros métodos de compensação.

Duas técnicas de compensação do tempo morto foram implementadas, na primeira técnica a compensação é realizada com a frequência de chaveamento fixa, enquanto

que na segunda, a compensação é realizada com a frequência de chaveamento variável como proposto em [66].

A ação de compensação das duas técnicas é realizada aumentando ou diminuindo a largura do pulso do sinal de *gate* enviado para as chaves de potência, baseado na polaridade da corrente.

A seguir será mostrado os resultados de simulação e experimental, de modo que as técnicas de compensação do tempo morto mencionadas anteriormente foram levadas em consideração.

2.9 Resultados de Simulação e Experimental

As topologias apresentadas na Fig. 2.1, foram estudadas por simulação e experimentalmente. Além de avaliar a viabilidade das topologias incluindo estratégia de controle, as simulações provêm uma boa estimativa a respeito da compensação do tempo morto, bem como de outros aspectos operacionais importantes na validação do estudo das topologias.

O tempo morto adotado tanto para a simulação quanto para a obtenção dos resultados experimentais foi $t = 7\mu s$. A partir das Figs. 2.12 e 2.13 observa-se as correntes dq da máquina para a topologia de quatro braços [ver Figura 2.1 (a)] com e sem controle de corrente dq , respectivamente, para três casos diferentes: 1) sem compensação de tempo morto; 2) com compensação de tempo morto usando frequência de chaveamento fixa ; e 3) com compensação de tempo morto usando frequência de chaveamento variável.

O efeito do tempo morto se torna evidente quando não se implementa a compensação como pode ser visto nas Figs. 2.12(a) e 2.13(a), sendo que seu efeito é mais danoso, sob o ponto de vista do equilíbrio, quando não se implementa o controle de corrente, como pode ser visto na comparação entre as Figs. 2.12(a) e 2.13(b).

Quando aplica-se a compensação de tempo morto com frequência de chaveamento fixa, observa-se que as correntes dq se tornam mais balanceadas, se comparadas com o caso anterior (sem compensação [ver Figs. 2.12(a) e 2.13(a)]), como ilustrado nas figuras 2.12(b) e 2.13(b). Mas o melhor caso é mostrado nas Figs. 2.12(c) e 2.13(c), o qual usa o método de compensação do tempo morto com frequência de chaveamento variável.

Se torna claro, a partir da observação das figuras 2.13(b) e 2.13(c), que quando há o controle das correntes dq , o comportamento das correntes utilizando o método de compensação do tempo morto com frequência de chaveamento fixa é praticamente o mesmo,

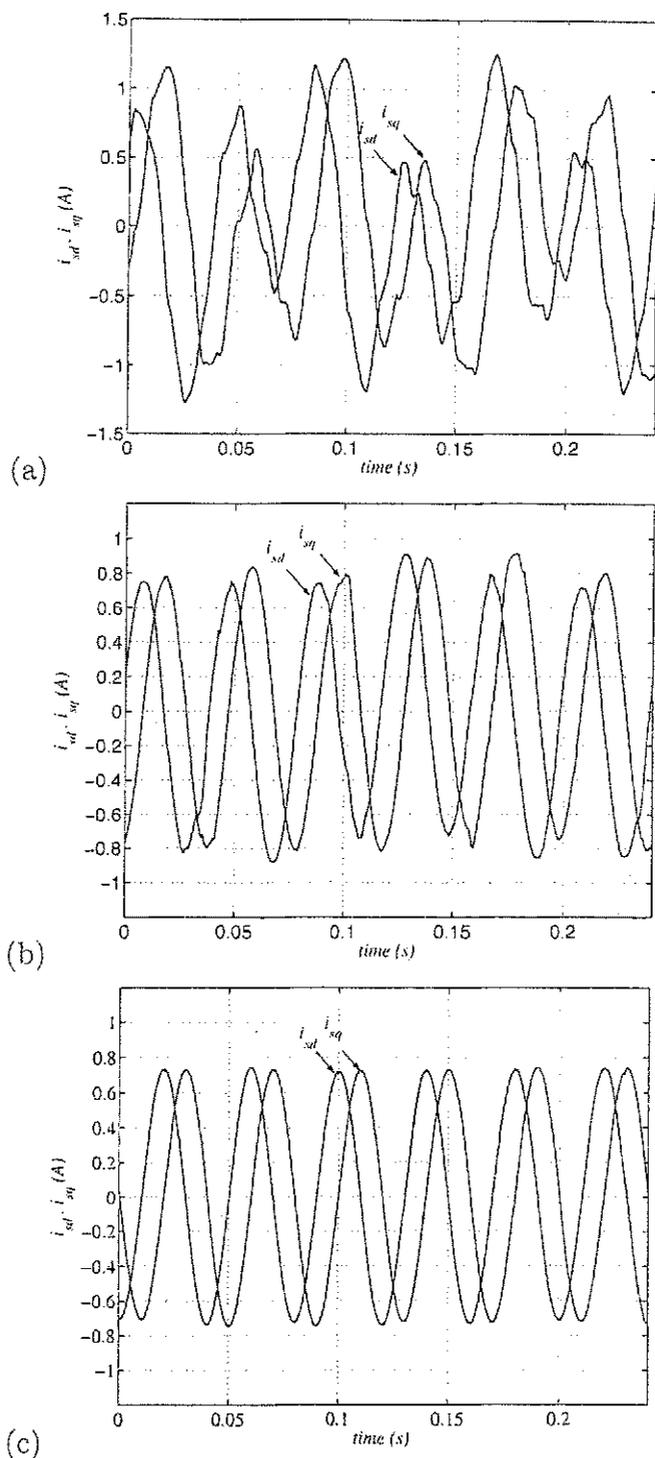


Figura 2.12: Simulação das correntes dq (sem controle das correntes dq): (a) sem compensação do tempo morto, (b) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento fixa, (c) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento variável.

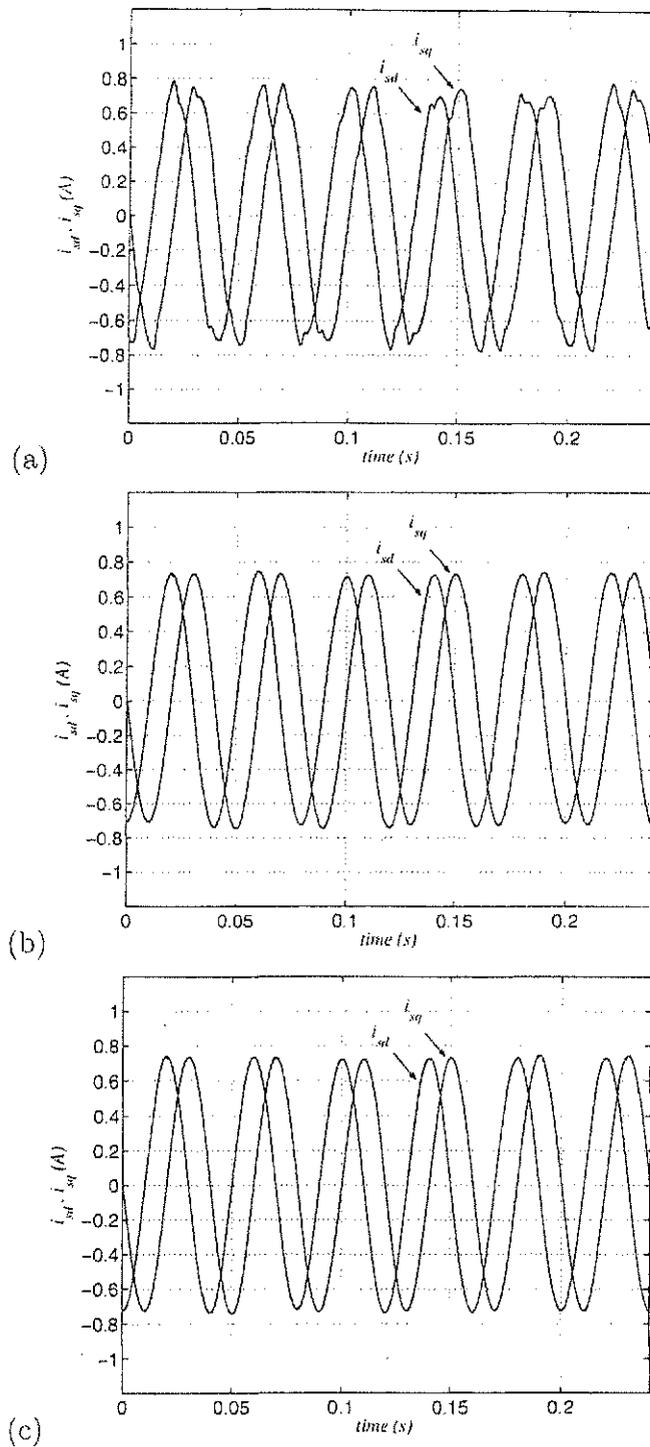


Figura 2.13: Simulação das correntes dq (com controle das correntes dq): (a) sem compensação do tempo morto, (b) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento fixa, (c) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento variável.

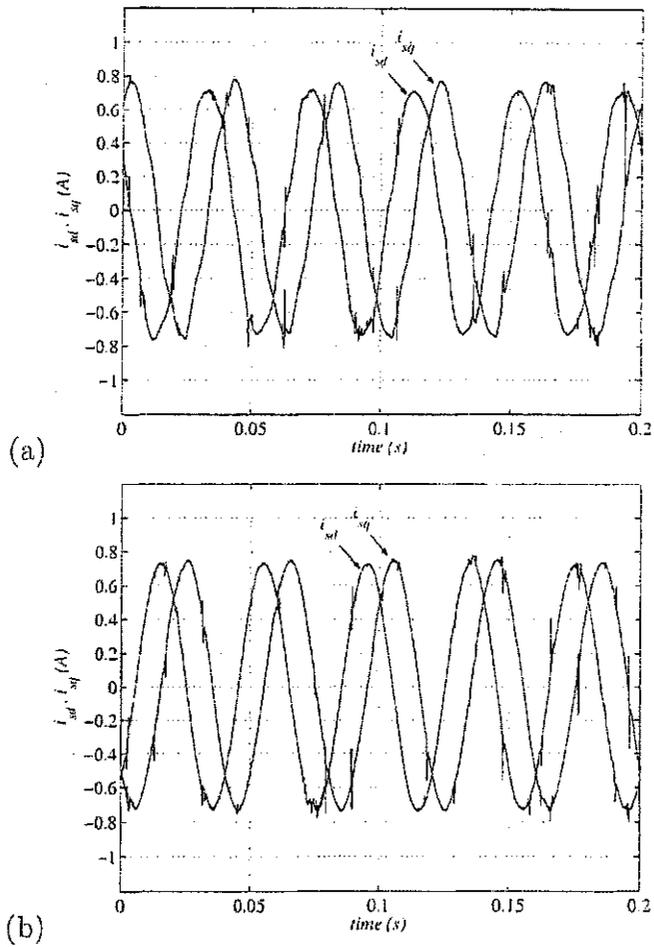


Figura 2.14: Resultado Experimental: correntes dq : (a) sem compensação, (b) com compensação do tempo morto - frequência de chaveamento fixa e com controle das correntes dq .

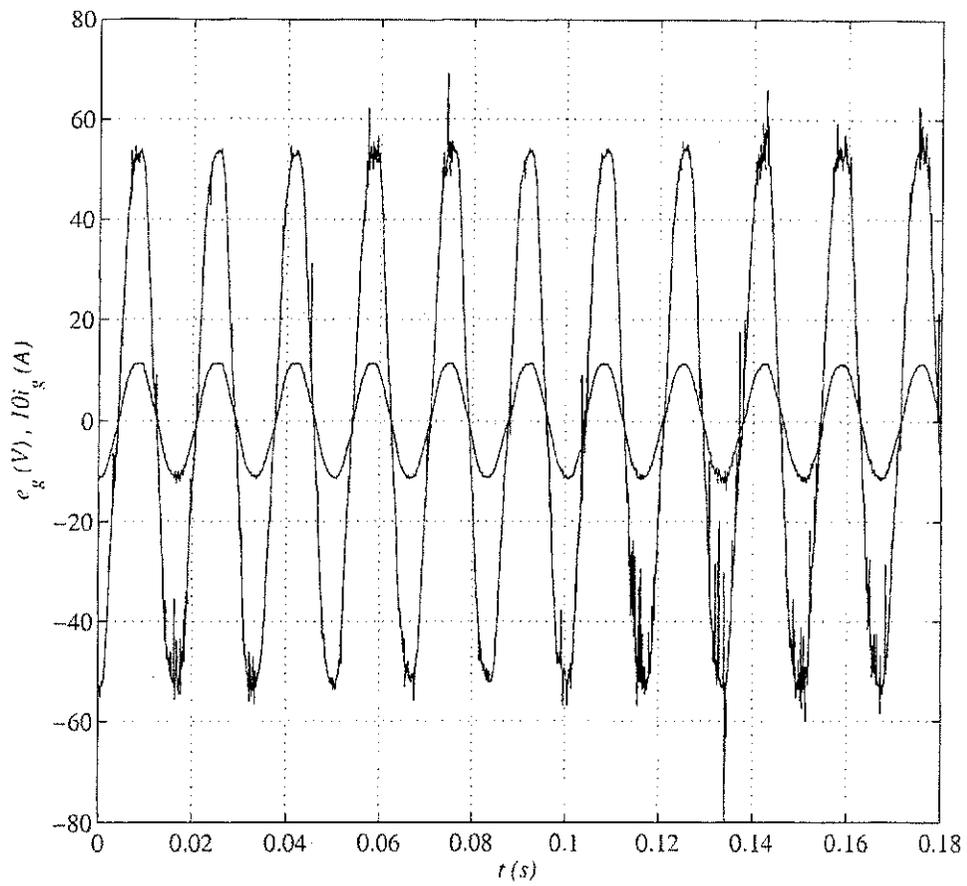


Figura 2.15: Resultado experimental: tensão e corrente da fonte - alto fator de potência

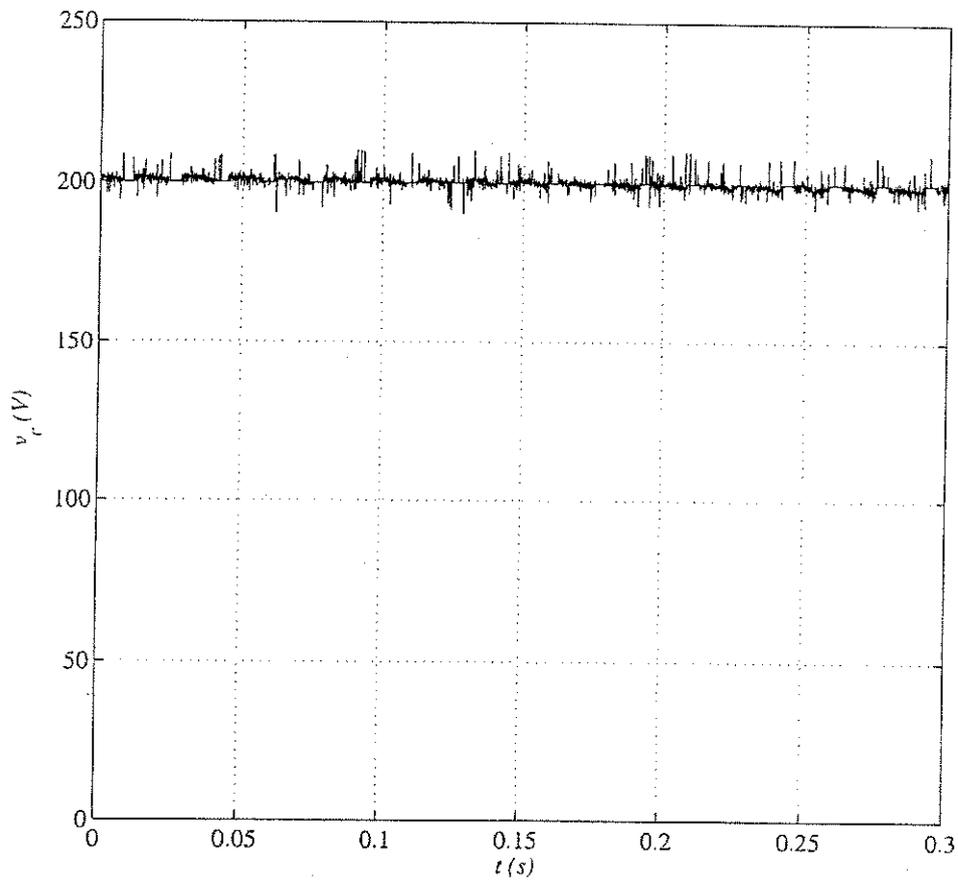


Figura 2.16: Resultado experimental para a tensão no barramento capacitivo - tensão controlada

se comparado com o método que aplica a variação da frequência de chaveamento.

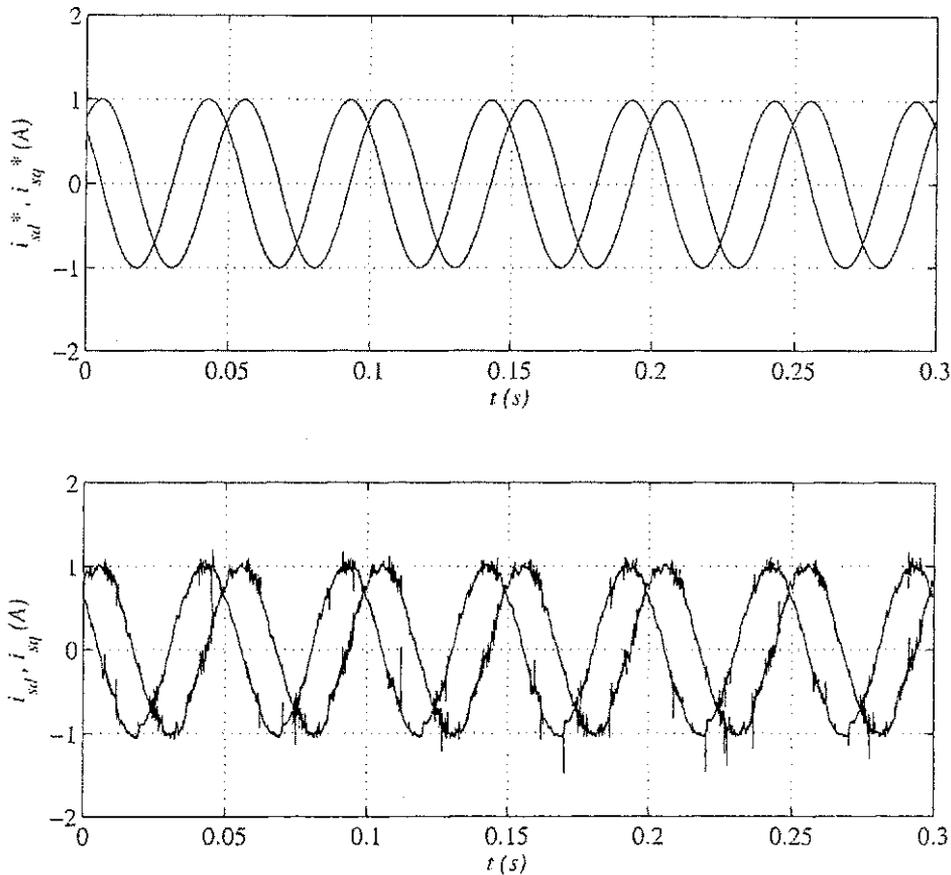


Figura 2.17: Resultado experimental: correntes dq de referência e correntes dq lida na máquina - 20Hz

A partir dos resultados de simulação, mostrados nas Figs. 2.13(a) e 2.13(b), percebe-se que a compensação do tempo morto com frequência de chaveamento fixa melhora o desempenho do controlador de corrente. Esta afirmativa é validada pelos resultados experimentais obtidos, mostrados nas Figs. 2.14(a) e 2.14(b).

O sistema de controle geral, como aquele mostrado no diagrama de blocos da Fig. 2.5, que inclui o controle da tensão dos capacitores do barramento, controle das correntes dq da máquina, bem como o controle do fator de potência da rede monofásica, através do controle da corrente i_g , foi implementado experimentalmente.

Desta forma, a tensão controlada do barramento é mostrada na Fig. 2.16, enquanto que as correntes dq da máquina para as frequências de 20Hz e 5Hz são mostradas nas Figs. 2.17 e 2.19, respectivamente, bem como suas correntes de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* .

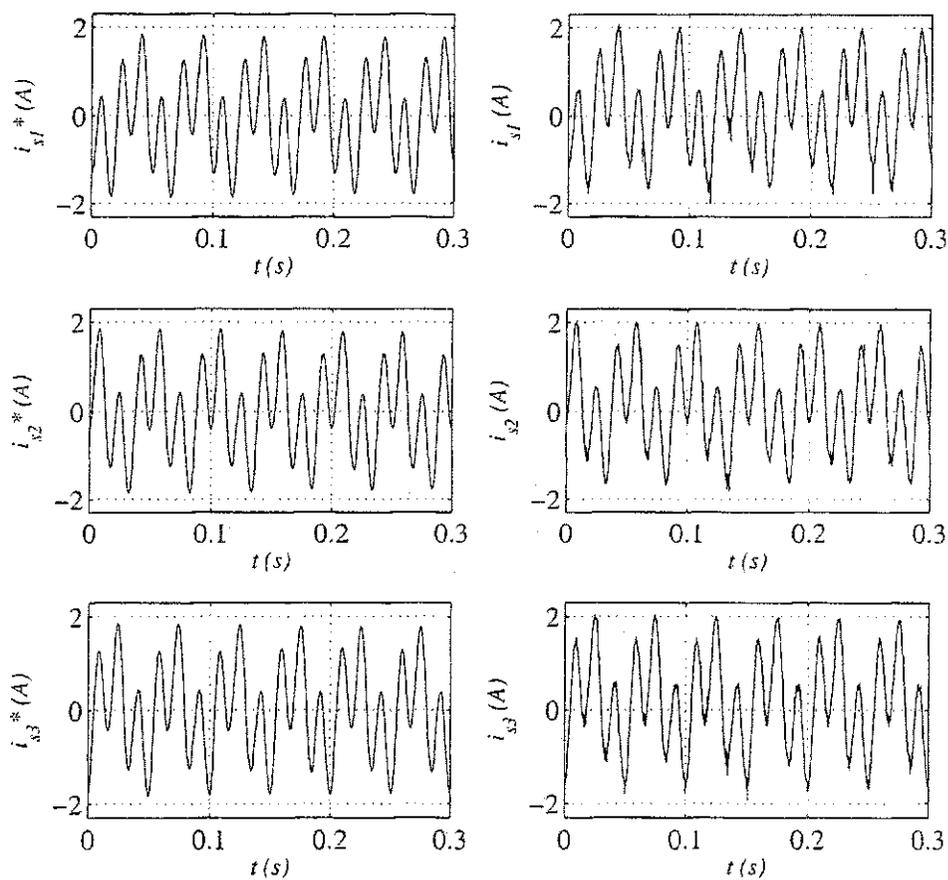


Figura 2.18: Resultado experimental: correntes de fase de referência e correntes de fase lida na máquina - 20Hz

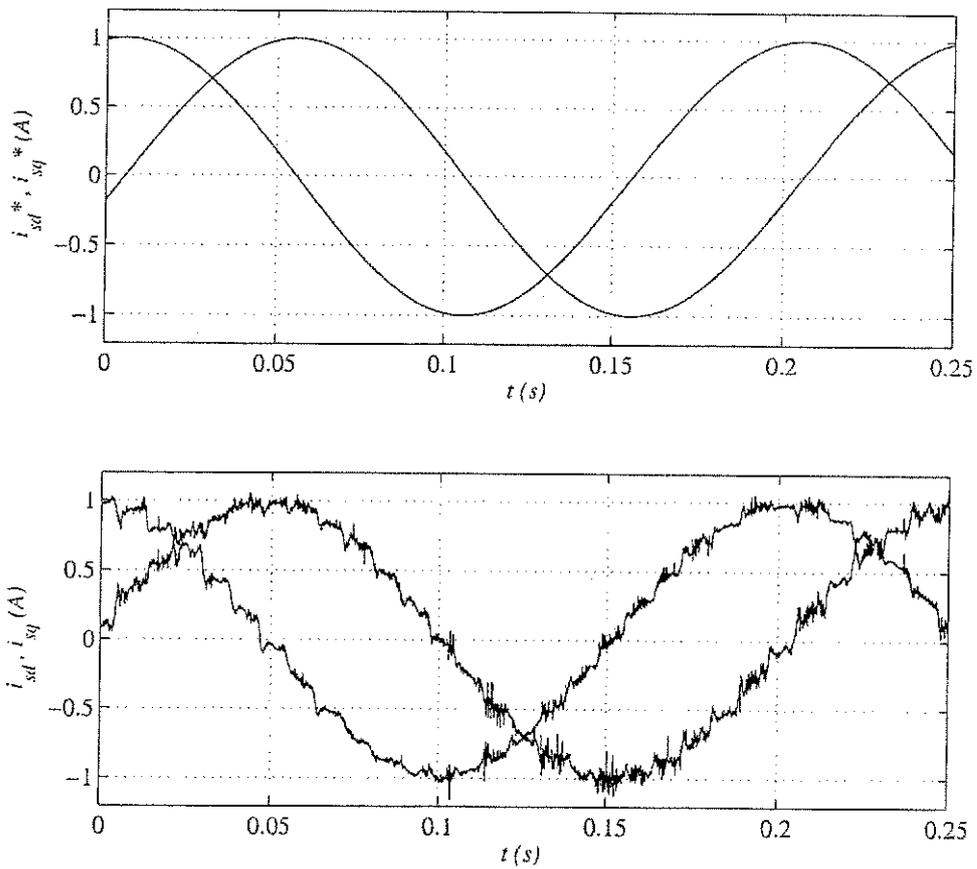


Figura 2.19: Resultado experimental: correntes dq de referência e correntes dq lida na máquina - 5Hz

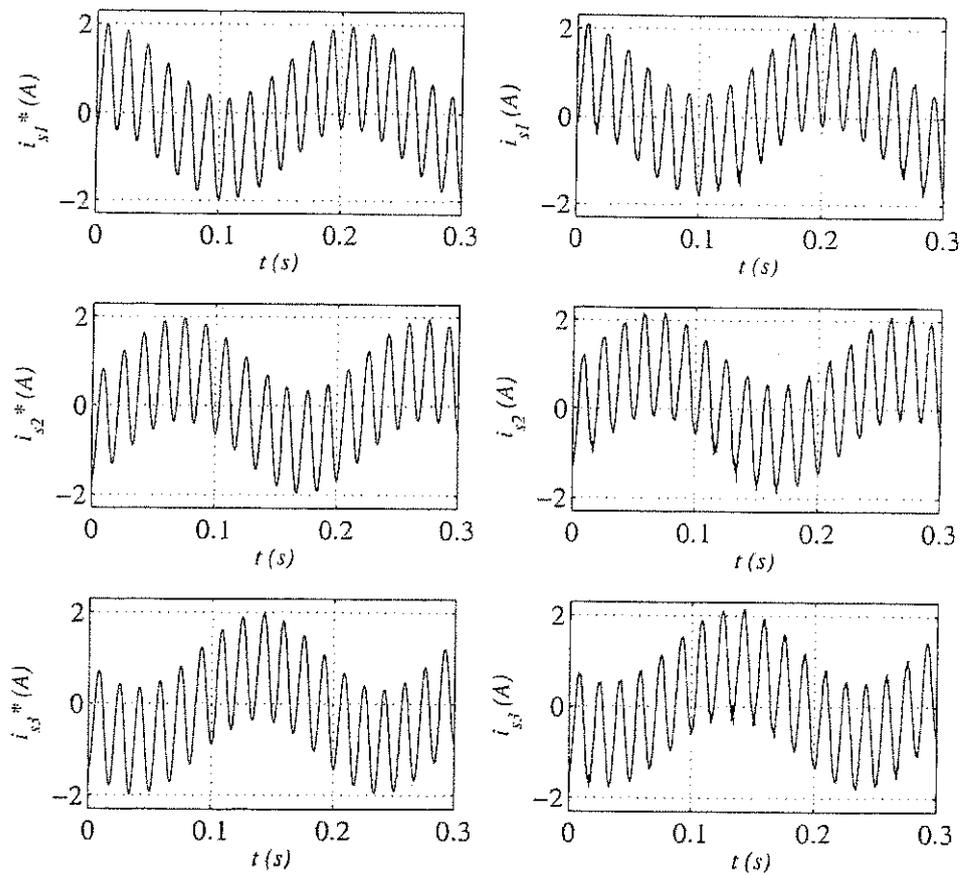


Figura 2.20: Resultado experimental: correntes de fase de referência e correntes de fase lida na máquina - 5Hz

A correção do fator de potência pode ser verificada na Fig. 2.15, onde observa-se a corrente da fonte monofásica em fase com a tensão da rede, ambas com $60Hz$.

O resultado experimental que mostra as correntes de fase para a frequência de $5Hz$ e $20Hz$ pode ser observado nas Figs. 2.20 e 2.18, respectivamente. Estes resultados mostram a eficiência do controlador de corrente utilizado, uma vez que estas estão seguindo a referência imposta. Nestes resultados experimentais, observa-se uma componente de $60Hz$ na corrente de fase da máquina, que é consequência da componente homopolar que circula em cada fase da máquina.

As informações referentes a plataforma de desenvolvimento experimental são fornecidas no apêndice A.

2.10 Conclusões

Este capítulo investigou duas topologias de conversores com número reduzido de dispositivos semicondutores e sem o indutor de filtro, de modo que foi desenvolvida estratégias de acionamento na utilização das duas configurações, bem como seus princípios operacionais foram analisados. Os conversores implementam uma unidade retificadora monofásica e uma unidade inversora trifásica [ver Fig. 2.1(a) e 2.1(b)].

Uma discussão no impacto causado pela circulação da corrente da fonte sobre as fases da máquina, que incluem, as perdas no cobre da máquina, sobre o fluxo de entreferro e sobre as perdas no ferro foi apresentado.

A partir dos resultados de simulação e experimental, percebeu-se que o desempenho geral destas topologias são adequadas, no sentido de que se pode impor correntes dq independentemente da corrente da rede monofásica, além de se conseguir controle da tensão do barramento capacitivo.

Todos os resultados mostrados nesta parte do trabalho, foram obtidos pela implementação do sistema de controle geral mostrado no diagrama de blocos da Fig. 2.5, onde é realizado o controle das variáveis odq .

Da mesma forma, o controle do fator de potência é realizado com êxito, através do controle da corrente da fonte de tensão monofásica. O resultado experimental mostrado na Fig. 2.15, além de ilustrar a obtenção do alto fator de potência, mostra a eficiência tanto do controlador de corrente quanto do bloco responsável pelo sincronismo entre a tensão e a corrente da fonte monofásica, pois como pode ser observado neste resultado (ver Fig. 2.15), a tensão da fonte está sob influência de componentes de alta frequência, o que dificulta a ação do sincronismo.

As componentes de alta frequência que aparecem na tensão da rede monofásica,

provavelmente estão associadas ao funcionamento de outros conversores estáticos presentes no ambiente onde foram obtidos os resultados experimentais deste trabalho, já que tais conversores podem ser uma fonte de interferência irradiada e de interferência conduzida [67].

Portanto, os resultados tanto de simulação quanto experimentais têm demonstrado a viabilidade das configurações propostas.

Capítulo 3

Acionamento com Número Reduzido de Indutores com Fonte Primária Trifásica

3.1 Introdução

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 [3], bem como sua realização com número reduzido de dispositivos semicondutores que compõem o conversor [11], [12], [13], [15], [16], [18], [32] e [25].

Nas diversas topologias que são utilizadas para o acionamento descrito anteriormente, o conversor é dividido em duas unidades, uma funciona como retificador e a outra unidade do conversor funciona como inversor, esta é responsável pelo acionamento da máquina enquanto que aquela é responsável pela correção do fator de potência.

As topologias dos sistemas de acionamento proposto neste capítulo são mostradas nas Figs. 3.1 e 3.2. A primeira configuração, mostrada nas Figs. 3.1(a) e 3.2(a), compreende uma fonte de tensão trifásica, conversor com dez chaves (cinco braços), barramento capacitivo de tensão CC e máquina de indução trifásica. A segunda configuração, mostrada nas Figs. 3.1(b) 3.2(b), compreende um conversor simplificado composto por oito chaves (quatro braços) e o barramento capacitivo de tensão CC com conexão no ponto central, além do motor e da fonte trifásica. Para cada configuração é considerado dois casos a respeito do número de indutores de filtro usados: *caso I* [Figs. 3.1(a) e (b)] dois indutores de filtro ($f1$ e $f2$) e *caso II* [Figs. 3.2(a) e (b)] apenas um indutor de filtro ($f1$).

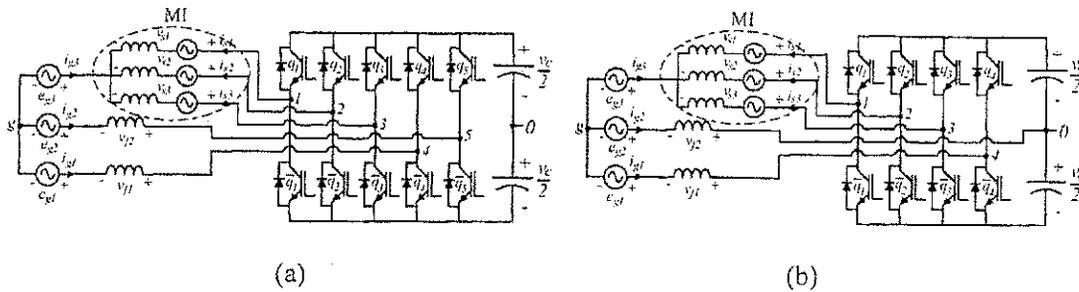


Figura 3.1: Sistema de acionamento - motor trifásico: (a) configuração de dez chaves e (b) configuração de oito chaves. *Caso I*, dois indutores, f1 e f2.

A redução de componentes apresentadas nas topologias das Figs. 3.1 (a), 3.1 (b), 3.2 (a) e 3.2 (b) é referente a redução no número de chaves e diodos de potência que compõem o conversor, bem como a diminuição no número de indutores de filtro, essencial em topologias clássicas. Essas topologias são uma evolução direta das topologias tratadas no *Capítulo 2*, de modo que a tensão da fonte monofásica mostrada na Figura 2.1 é substituída por uma fonte trifásica [ver Fig. 3.1 (a), 3.1 (b), 3.2 (a) e 3.2 (b)].

Desta forma, pode-se utilizar as vantagens de um sistema de trifásico frente ao sistema monofásico, tais como: a potência instantânea em um sistema trifásico pode ser constante (não pulsante), resultando em uma transmissão de potência uniforme com menos vibração em máquinas e para a mesma quantidade de potência, o sistema trifásico é mais econômico que o monofásico [56].

Como mencionado no *Capítulo 2*, o indutor de filtro é um problema quando o tamanho do sistema é um fator crítico [22]. Uma topologia dita clássica no acionamento de uma máquina trifásica a partir de um conversor CA/CA trifásico é mostrado na Fig. 3.3, onde o número de componentes para a realização do acionamento obedece basicamente ao critério funcional da estrutura sem levar em consideração fatores como custo.

Assim, o conversor com seis chaves na unidade retificadora e com seis chaves na unidade inversora, mostrado na Fig. 3.3 é utilizado como referência sempre que necessário, haja vista sua utilização já está consolidada na literatura de sistemas de acionamento [2] e [5].

O princípio funcional das estruturas tratadas nas Figs. 3.1 e 3.2 é verificado em detalhe neste capítulo, bem como é apresentada a análise e a estratégia de controle do sistema de acionamento, incluindo controle de corrente e o controle de tensão *PWM*.

Além de usar número reduzido de indutores de filtro, as configurações de cinco braços, Fig. 3.1(a) e 3.2(a) usam menos chaves que o conversor padrão trifásico, que utiliza seis braços [ver Figura 3.3]. Enquanto que as configurações de quatro braços,

Fig. 3.1(b) e 3.2(b) usam o mesmo número de chaves que o conversor de quatro braços com número reduzido de componentes, como apresentado em [8].

O capítulo é organizado segundo a seqüência descrita abaixo:

1. Introdução
2. Configuração do Sistema - *caso I*
3. Configuração do Sistema - *caso II*
4. Estratégia de Controle
5. Controle de Tensão *PWM* - *caso I*
6. Controle de Tensão *PWM* - *caso II*
7. Resultados de Simulação e Experimental
8. Conclusão

Em configuração do sistema - *caso I* mostra-se as configurações para o conversor com dez e oito chaves, ambas com dois indutores de filtro, onde são mostradas as tensões de pólo, bem como as equações de tensão e corrente que regem o comportamento da máquina e do sistema de uma forma geral. Em configuração do sistema - *caso II* mostra-se as configurações para o conversor com dez e oito chaves, ambas com um indutor de filtro, onde são mostradas as tensões de pólo, bem como as equações de tensão e corrente que regem o comportamento da máquina e do sistema para a configuração de um indutor de filtro. Em estratégia de controle, mostra-se o controle de corrente das variáveis *odq*, bem como das variáveis 123, e também o controle da tensão do barramento CC. No ítem de controle de tensão *PWM* - *caso I*, mostra-se as equações que definem a modulação por largura de pulso para as topologias com dois indutores de filtro, enquanto que no ítem controle de tensão *PWM* - *caso II*, mostra-se as equações que definem a modulação por largura de pulso para as topologias com um

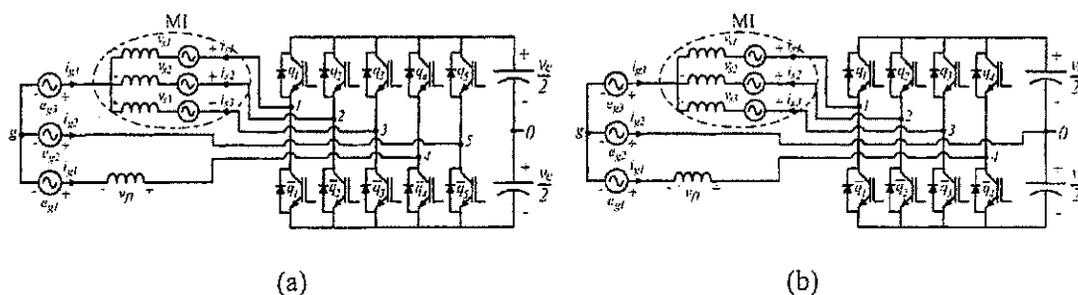


Figura 3.2: Sistema de acionamento - motor trifásico: (a) configuração de dez chaves e (b) configuração de oito chaves. *Caso II*, um indutor, fl.

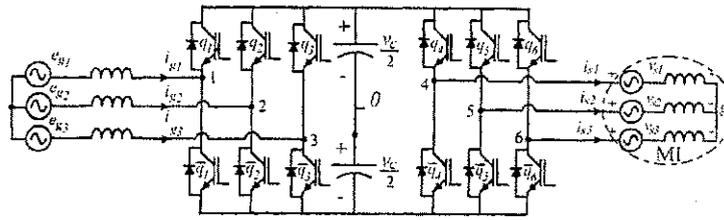


Figura 3.3: Topologia clássica em sistemas de acionamento trifásico.

indutor de filtro, tanto para o conversor de dez chaves quanto para o conversor de oito chaves. Por fim, os resultados de simulação, os resultados experimentais e as conclusões são apresentados.

3.2 Configuração do Sistema - caso I

3.2.1 Conversor de dez chaves - dois indutores de filtro

A topologia mostrada na Fig. 3.1(a) é composta 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 , por um banco de capacitores que constituem o barramento CC e emprega dois indutores de filtro (f_1 e f_2). O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 5): $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ representa chave fechada, de modo que 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

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.1)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.2)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.3)$$

$$v_{40} = v_{f1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (3.4)$$

$$v_{50} = v_{f2} + e_{g2} + v_{g0} \quad (3.5)$$

onde

$$v_{f1} = -r_f i_{g1} - l_f \frac{d}{dt} i_{g1} \quad (3.6)$$

$$v_{f2} = -r_f i_{g2} - l_f \frac{d}{dt} i_{g2} \quad (3.7)$$

são as tensões nos indutores de filtro f_1 e f_2 devido a circulação das correntes i_{g1} e i_{g2} , respectivamente. (r_f e l_f é a resistência e indutância dos filtros, respectivamente). v_{si} ($i = 1$ até 3) são as tensões de fase da máquina, e_{gj} ($j = 1$ até 3) são as tensões

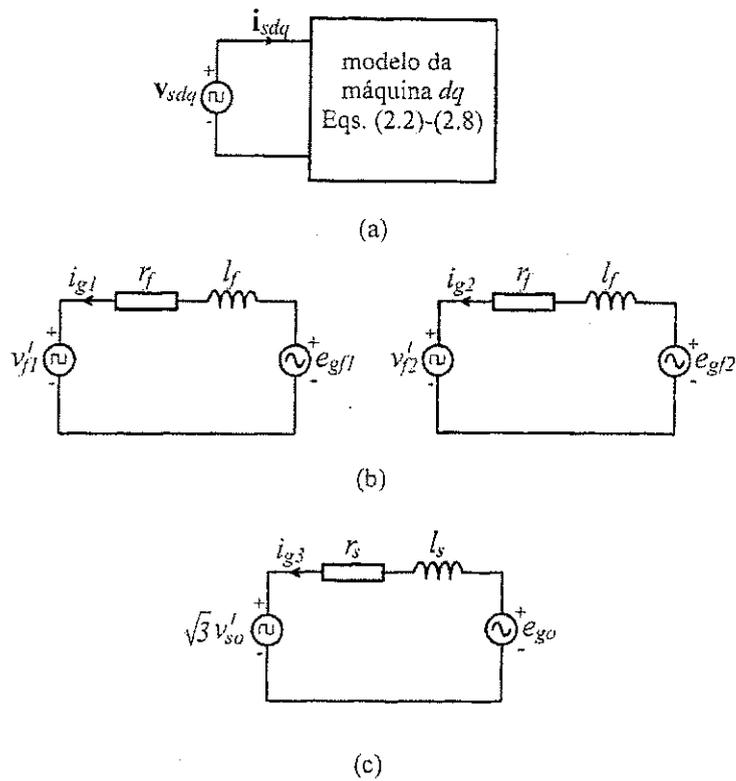


Figura 3.4: Circuitos equivalentes: (a) para o modelo dq , (b) para as variáveis $f1$ e $f2$, (c) para a variável o .

da rede de tensão trifásica e v_{g0} é a tensão do neutro da fonte trifásica em relação ao ponto central do barramento de tensão capacitivo '0'.

As tensões de fase e as tensões nos indutores podem ser obtidas de (3.1)-(3.5) como mostrado abaixo

$$v_{s1} = v_{10} - e_{g3} - v_{g0} \quad (3.8)$$

$$v_{s2} = v_{20} - e_{g3} - v_{g0} \quad (3.9)$$

$$v_{s3} = v_{30} - e_{g3} - v_{g0} \quad (3.10)$$

$$v_{f1} = v_{40} - e_{g1} - v_{g0} \quad (3.11)$$

$$v_{f2} = v_{50} - e_{g2} - v_{g0}. \quad (3.12)$$

Desde que $\sqrt{3}v_{s0} + v_{f1} + v_{f2} = 0$ (será mostrado adiante) e assumindo que $e_{g1} + e_{g2} + e_{g3} = 0$, obtém-se de (3.8)-(3.12) que

$$v_{g0} = \frac{1}{5} \left(\sum_{j=1}^5 v_{j0} - 2e_{g3} \right). \quad (3.13)$$

A partir das equações (3.8)-(3.10) e da transformação de variáveis (123 para odq)

obtida em (2.8) pode-se escrever

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{10} - \frac{1}{2}v_{20} - \frac{1}{2}v_{30}) \quad (3.14)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}}(v_{20} - v_{30}) \quad (3.15)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{10} + v_{20} + v_{30} - 3e_{g3} - 3v_{g0}). \quad (3.16)$$

Substituindo v_{g0} da equação (3.13) em (3.11), (3.12) e (3.16) obtém-se

$$v_{f1} = v_{40} - \frac{1}{5} \sum_{j=1}^5 v_{j0} - e_{g1} + \frac{2}{5}e_{g3} \quad (3.17)$$

$$v_{f2} = v_{50} - \frac{1}{5} \sum_{j=1}^5 v_{j0} - e_{g2} + \frac{2}{5}e_{g3} \quad (3.18)$$

$$\sqrt{3}v_{so} = \sum_{j=1}^3 v_{j0} - \frac{3}{5} \sum_{j=1}^5 v_{j0} - \frac{9}{5}e_{g3}. \quad (3.19)$$

Assumindo que i_{sj} ($j = 1, 2$ e 3) são as correntes de fase da máquina, i_{sdqj} ($j = 1, 2$ e 3) são as correntes de fase da máquina apenas associadas com as correntes dq [dado por (2.8) assumindo $i_{so} = 0$, i.e., $i_{sdq1} = \sqrt{2/3}i_{sd}$, $i_{sdq2} = -\sqrt{1/6}i_{sd} + \sqrt{1/2}i_{sq}$ e $i_{sdq3} = -\sqrt{1/6}i_{sd} - \sqrt{1/2}i_{sq}$] e i_{so} é a corrente o (associado com a corrente da fonte i_{g3}), assim a seguinte relação pode ser definida

$$i_{s1} = i_{sdq1} + i_{so}/\sqrt{3} \quad (3.20)$$

$$i_{s2} = i_{sdq2} + i_{so}/\sqrt{3} \quad (3.21)$$

$$i_{s3} = i_{sdq3} + i_{so}/\sqrt{3}. \quad (3.22)$$

Desde que $i_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s1} + i_{s2} + i_{s3})$ e $i_{g3} = -i_{s1} - i_{s2} - i_{s3}$, a corrente i_{so} é dada por

$$i_{so} = -\frac{i_{g3}}{\sqrt{3}}. \quad (3.23)$$

Em (3.17), (3.18) e (3.19) as variáveis f e o dependem de e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} . Para tornar evidente a dependência das variáveis f e o com as tensões da fonte, novas variáveis de tensão f' e o' (apenas dependendo das tensões de pólo) são introduzidas, que é, $v'_{f1} = v_{40} - \frac{1}{5} \sum_{j=1}^5 v_{j0}$, $v'_{f2} = v_{50} - \frac{1}{5} \sum_{j=1}^5 v_{j0}$ e $\sqrt{3}v'_{so} = \sum_{j=1}^3 v_{j0} - \frac{3}{5} \sum_{j=1}^5 v_{j0}$. Considerando (3.23), os modelos das variáveis f e o , dados por (3.6), (3.7) e (2.5) se tornam

$$v'_{f1} = -r_f i_{g1} - l_f \frac{d}{dt} i_{g1} + e_{g1} - e'_{g3} \quad (3.24)$$

$$v'_{f2} = -r_f i_{g2} - l_f \frac{d}{dt} i_{g2} + e_{g2} - e'_{g3} \quad (3.25)$$

$$\sqrt{3}v'_{so} = -r_s i_{g3} - l_s \frac{d}{dt} i_{g3} + 3e_{g3} - 3e'_{g3}. \quad (3.26)$$

Considerando as equações (3.14), (3.15), (3.24) - (3.26), o circuito equivalente para as variáveis dq , o e f é descrito nas Figs. 3.4(a), (b) e (c), respectivamente. Apenas as variáveis f e o dependem das tensões da fonte de tensão trifásica (e_{g1} , e_{g2} e e_{g3}) e o modelo dq é desacoplado dos modelos o e f .

3.2.2 Conversor de oito chaves - dois indutores de filtro

A topologia mostrada na Fig. 3.1(b) é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4$ e \bar{q}_4 , por um banco de capacitores que constituem o barramento CC com conexão no ponto central e emprega dois indutores de filtro ($f1$ e $f2$). O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 4): $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ representa chave fechada, de modo que os pares (q_1, \bar{q}_1) , (q_2, \bar{q}_2) , (q_3, \bar{q}_3) , e (q_4, \bar{q}_4) são complementares.

As tensões de pólo do conversor são dadas por

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.27)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.28)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.29)$$

$$v_{40} = v_{f1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (3.30)$$

onde

$$v_{f1} = -r_f i_{g1} - l_f \frac{d}{dt} i_{g1} \quad (3.31)$$

$$v_{f2} = -r_f i_{g2} - l_f \frac{d}{dt} i_{g2}. \quad (3.32)$$

As tensões de fase, tensões nos indutores de filtro e tensões odq são dadas como na seção anterior com $v_{50} = 0$.

As relações (3.24) e (3.26) são válidas para esta configuração. O circuito equivalente para as variáveis dq , o , $f1$ e $f2$ são os mesmos descritos nas Figs. 3.4(a) e 3.4(b).

Contudo, neste caso há uma corrente CA , igual a $i_{g2}/2$, circulando pelo barramento de tensão capacitivo, devido a conexão da fase 2 da rede de tensão trifásica com o ponto central dos capacitores.

3.3 Configuração do Sistema - caso II

3.3.1 Conversor de dez chaves - um indutor de filtro

A topologia mostrada na Fig. 3.2(a) é composta 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 , por um banco de capacitores que constituem o barramento CC e emprega um

indutor de filtro ($f1$). O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 5): $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ representa chave fechada, de modo que 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

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.33)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.34)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.35)$$

$$v_{40} = v_{f1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (3.36)$$

$$v_{50} = e_{g2} + v_{g0}. \quad (3.37)$$

De (3.37) obtém-se

$$v_{g0} = v_{50} - e_{g2}. \quad (3.38)$$

As tensões de fase da máquina e a tensão no indutor podem ser obtidas de (3.33)-(3.36) como mostrado abaixo

$$v_{s1} = v_{10} - v_{50} - e_{g32} \quad (3.39)$$

$$v_{s2} = v_{20} - v_{50} - e_{g32} \quad (3.40)$$

$$v_{s3} = v_{30} - v_{50} - e_{g32} \quad (3.41)$$

$$v_{f1} = v_{40} - v_{50} - e_{g12}. \quad (3.42)$$

A partir das equações (3.39)-(3.42) e da transformação de variáveis (123 para odq) obtidas em (2.8) pode-se escrever

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{10} - \frac{1}{2}v_{20} - \frac{1}{2}v_{30}) \quad (3.43)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}}(v_{20} - v_{30}) \quad (3.44)$$

$$\sqrt{3}v_{so} = (v_{10} + v_{20} + v_{30} - 3v_{50} - 3e_{g32}). \quad (3.45)$$

As relações de corrente (3.20) até (3.23) continuam válidas para este caso.

Apenas as variáveis f e o dependem das tensões da fonte, para tornar evidente esta dependência novas variáveis de tensão f' e o' , que dependem apenas das tensões de pólo, são introduzidas, ou seja, $v'_{f1} = v_{40} - v_{50}$ e $\sqrt{3}v'_{so} = \sum_{j=1}^3 v_{j0} - 3v_{50}$.

Desta forma, o modelo das variáveis f e o dados por (3.6) e (2.5), se tornam

$$v'_{f1} = -r_f i_{g1} - l_f \frac{d}{dt} i_{g1} + e_{gf} \quad (3.46)$$

$$\sqrt{3}v'_{so} = -r_s i_{g3} - l_s \frac{d}{dt} i_{g3} + e_{go}. \quad (3.47)$$

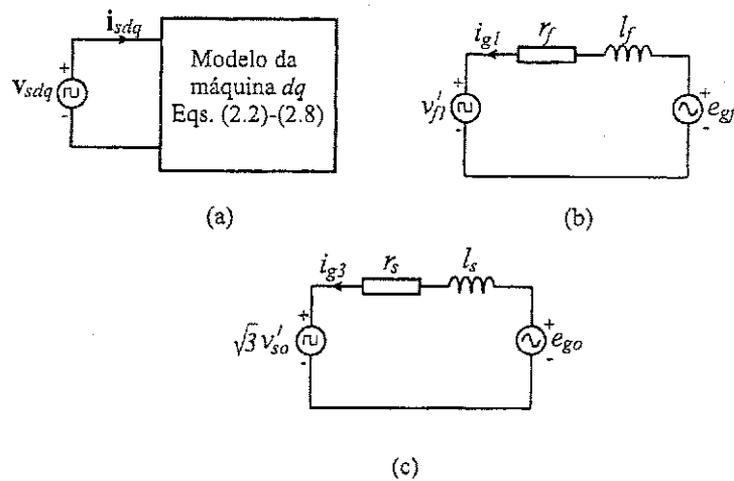


Figura 3.5: Circuitos equivalentes: (a) para o modelo dq , (b) para variável $f1$, (c) para a variável o .

onde $e_{gf} = e_{g12}$ e $e_{go} = 3e_{g32}$.

Considerando (2.1)-(2.5), (3.46) e (3.47), o circuito equivalente para as variáveis dq , o e f pode ser definido como descrito nas Figs. 3.5(a), (b) e (c). Da mesma forma, neste caso apenas as variáveis f e o dependem de e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} e o modelo dq é desacoplado dos modelos o e f .

3.3.2 Conversor de oito chaves - um indutor de filtro

A topologia mostrada na Fig. 3.2(b) é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4$ e \bar{q}_4 , por um banco de capacitores que constituem o barramento CC com conexão no ponto central e emprega um indutor de filtro ($f1$). O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 4): $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ representa chave fechada, de modo que os pares (q_1, \bar{q}_1) , (q_2, \bar{q}_2) , (q_3, \bar{q}_3) , e (q_4, \bar{q}_4) são complementares.

Da mesma forma da topologia tratada anteriormente, esta configuração emprega apenas um indutor de filtro $f1$, como mostrado na Fig. 3.2(b). As tensões de pólo do conversor e a tensão entre o neutro da fonte ($'g'$) e o ponto central do barramento

capacitivo ('0') são dadas por

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.48)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.49)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (3.50)$$

$$v_{40} = v_{f1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (3.51)$$

$$v_{g0} = -e_{g2}. \quad (3.52)$$

As relações de tensão (3.46) e (3.47) continuam válidas para esta configuração com excessão de v_{50} , que é $v_{50} = 0$. As relações de corrente (3.20) até (3.23) também continuam válidas. Os circuitos equivalentes das variáveis dq , o e $f1$ são os mesmos descritos nas Figs. 3.5(a), (b) e (c). Contudo, neste caso, apesar da corrente CA pequena devido ao desbalanceamento do filtro, há uma corrente extra, igual a $i_{g2}/2$, circulando pelo barramento de tensão capacitivo, devido a conexão da fase 2 da fonte de tensão trifásica com o ponto central do barramento.

3.4 Estratégia de Controle

O desacoplamento das variáveis dq , o e f , obtido na seção anterior é bastante interessante para o sistema de controle. Contudo, a estratégia do sistema de controle tem que ser adequadamente definida para evitar acoplamento desnecessário devido as definições das referências.

Inicialmente, considera-se que tanto o controle do torque quanto do fator de potência deve ser realizado pelo controle das correntes.

Quando o controle é baseado nas correntes de fase, tem-se as seguintes correntes de referência

$$i_{s1}^* = \sqrt{2/3}i_{sd}^* - i_{g3}^*/3 \quad (3.53)$$

$$i_{s2}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* + \sqrt{1/2}i_{sq}^* - i_{g3}^*/3 \quad (3.54)$$

$$i_{s3}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* - \sqrt{1/2}i_{sq}^* - i_{g3}^*/3. \quad (3.55)$$

Neste caso, o controle das correntes de fase da máquina define v_{s1}^* , v_{s2}^* e v_{s3}^* . Enquanto que i_{g1} é diretamente controlado por v_{f1}^* . Tanto para a configuração com um indutor de filtro (*caso II*), quanto para a configuração com dois indutores (*caso I*), a corrente i_{g2}^* pode ser indiretamente controlada, pois $i_{g2} = -i_{g3} - i_{g1}$ ou pode ser controlada por meio de v_{f2}^* , quando a topologia com dois indutores de filtro é usada (*caso I*).

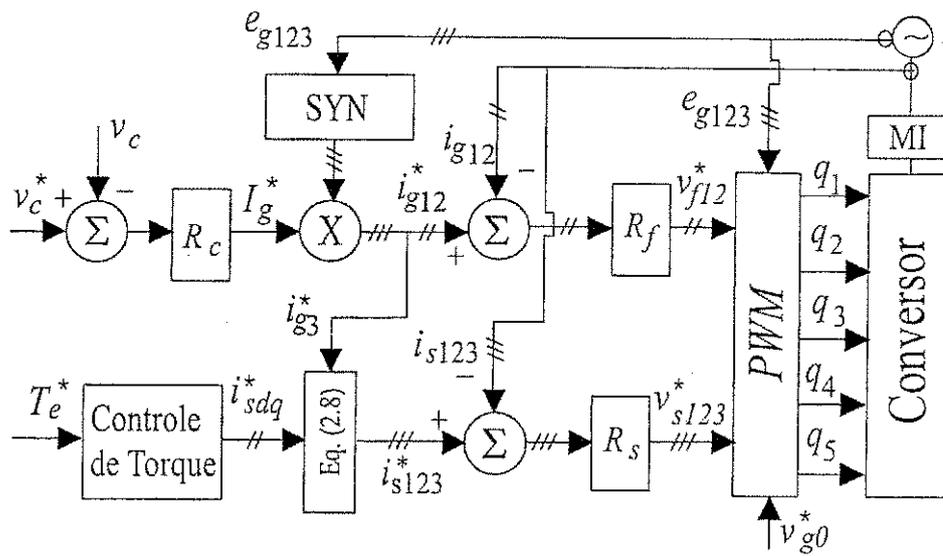


Figura 3.6: Diagrama de blocos do sistema de controle baseado nas correntes de fase.

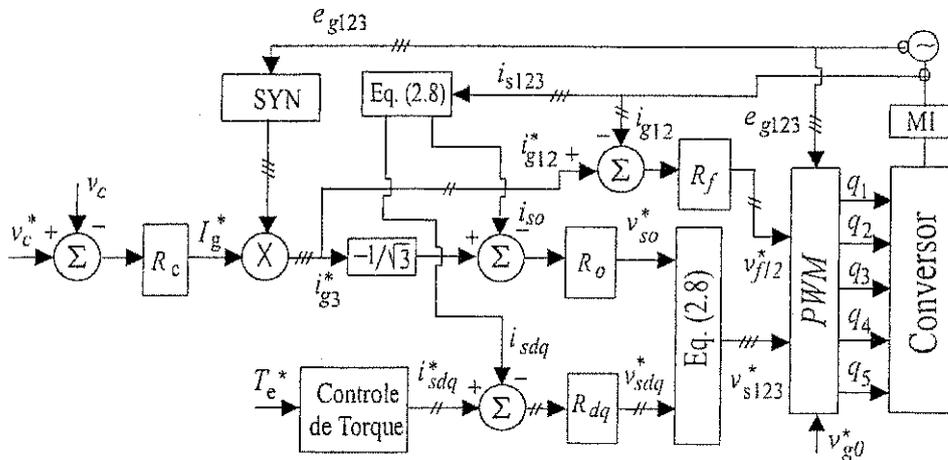


Figura 3.7: Diagrama de blocos do sistema de controle baseado nas variáveis $dq-o-f$.

Quando o controle baseado em $dq-o-f$ é usado, as correntes dq são controladas diretamente pelas tensões dq . A corrente de fase i_{g3} é controlado por v_{so}^* , enquanto que i_{g1} e i_{g2} são ajustadas com o controle baseado nas correntes de fase, através das tensões v_{f1} e v_{f2} .

Obseva-se a partir das Figs 3.6 e 3.7 o diagrama de blocos para o controle das correntes de fase e para o controle baseado em $dq-o-f$, respectivamente. A tensão do capacitor v_c (tensão do barramento CC) é ajustada para um valor de referência usando o controlador R_c . Este controlador define a amplitude I_g^* das três correntes da fonte de tensão trifásica. Para obter um fator de potência unitário, as correntes i_{g3} , i_{g2} e i_{g1} devem ser sincronizadas com as tensões da fonte e_{g3} , e_{g2} e e_{g1} (e_{g321}). Isto é

obtido usando o bloco SYN. Na Fig. 3.6, os blocos R_s e R_f implementam o controle das correntes $(i_{s1} - i_{s3})$ e $(i_{g1}$ e $i_{g2})$, respectivamente. Na Fig. 3.7, os blocos R_{dq} , R_o e R_f implementa o controle das correntes dq , o , $g1$ e $g2$, respectivamente.

Para as topologias que utilizam apenas um indutor de filtro (ver Fig. 3.2) os diagramas de blocos dos sistemas de controle das Figs. 3.6 e 3.7 podem ser diretamente adaptados fazendo $v_{f2}^* = 0$. Neste caso a corrente i_{g2} é controlada indiretamente, uma vez que $i_{g2} = -i_{g1} - i_{g3}$.

Quando o controle do torque é realizado pelo controle das tensões dq , o diagrama mostrado na Fig. 3.7 pode ser diretamente adaptado. Neste caso, a saída do controlador de torque são as tensões v_{sd}^* e v_{sq}^* (controlador R_{dq} é eliminado).

3.5 Controle de Tensão PWM - caso I

3.5.1 Conversor de dez chaves - dois indutores de filtro

Se as tensões de fase da máquina e a tensão nos indutores são especificadas por v_{si}^* , ($i = 1$ até 3) e v_{fk}^* ($k = 1$ e 2), respectivamente, e dado as tensões da rede de tensão e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , então de (3.1)-(3.5) as tensões de pólo de referência podem ser expressas como

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (3.56)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (3.57)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (3.58)$$

$$v_{40}^* = v_{f1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (3.59)$$

$$v_{50}^* = v_{f2}^* + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (3.60)$$

Note que estas equações não podem ser resolvidas sem antes especificar v_{g0}^* . Desta forma, a tensão v_{g0}^* pode ser calculada como uma função do fator de distribuição de roda livre μ , como considerado para o conversor trifásico [59]. Pode-se mostrar que v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu\right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (3.61)$$

onde $E = v_c$ é a tensão do barramento capacitivo CC , $v_{sM}^* = \max\{\mathbf{V}\}$ e $v_{sm}^* = \min\{\mathbf{V}\}$ com $\mathbf{V} = \{v_{s1}^* + e_{g3}, v_{s2}^* + e_{g3}, v_{s3}^* + e_{g3}, v_{f1}^* + e_{g1}, v_{f2}^* + e_{g2}\}$.

Desde que $v_{sM}^* - v_{sm}^* \leq E$, pode-se enumerar de forma compacta, todas as condições

para a diferença entre duas tensões de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (3.62)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (3.63)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (3.64)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$ e (k e $m = 4$ e 5) com $k \neq m$.

Das equações (3.1)-(3.5), pode-se determinar

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (3.65)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f \quad (3.66)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = \sqrt{3}V_f + U_g \quad (3.67)$$

onde V_{dq} é a amplitude da tensão dq , V_o é a amplitude da tensão devido a circulação da corrente da fonte na impedância σ da máquina, U_g é a tensão de linha da fonte de tensão trifásica e finalmente V_f é a tensão nas indutâncias de filtro $f1$ e $f2$ devido a circulação das correntes i_{g1} e i_{g2} , respectivamente.

Comparando (3.65)-(3.67) com (3.62)-(3.64), obtêm-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas equações (3.62)-(3.64), respectivamente:

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (3.68)$$

$$V_{c2} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f \quad (3.69)$$

$$V_{c3} = \sqrt{3}V_f + U_g \quad (3.70)$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento:

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja simultaneamente maior que V_{c2} e V_{c3} , ou seja, se ($V_{c1} \geq V_{c2}$ e $V_{c1} \geq V_{c3}$) pode-se assim determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}) \text{ e } (V_{c1} \geq V_{c3}) \quad (3.71)$$

Na Fig. 3.8(a) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.62) para $i = 1$ e $j = 2$. A Figura 3.8(a) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição I*.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c3} , ou seja, se $(V_{c2} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c2} \geq V_{c3})$ pode-se assim determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c2} \geq V_{c3}) \quad (3.72)$$

Na Fig. 3.8(b) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.63) para $i = 1$ e $k = 4$. A Figura 3.8(b) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição II*.

Condição III

Caso a tensão V_{c3} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c2} , ou seja, se $(V_{c3} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c3} \geq V_{c2})$ pode-se assim determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c3} \text{ se } (V_{c3} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c3} \geq V_{c2}) \quad (3.73)$$

Na Fig. 3.8(c) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.64) para $k = 4$ e $m = 5$. A Figura 3.8(c) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição III*.

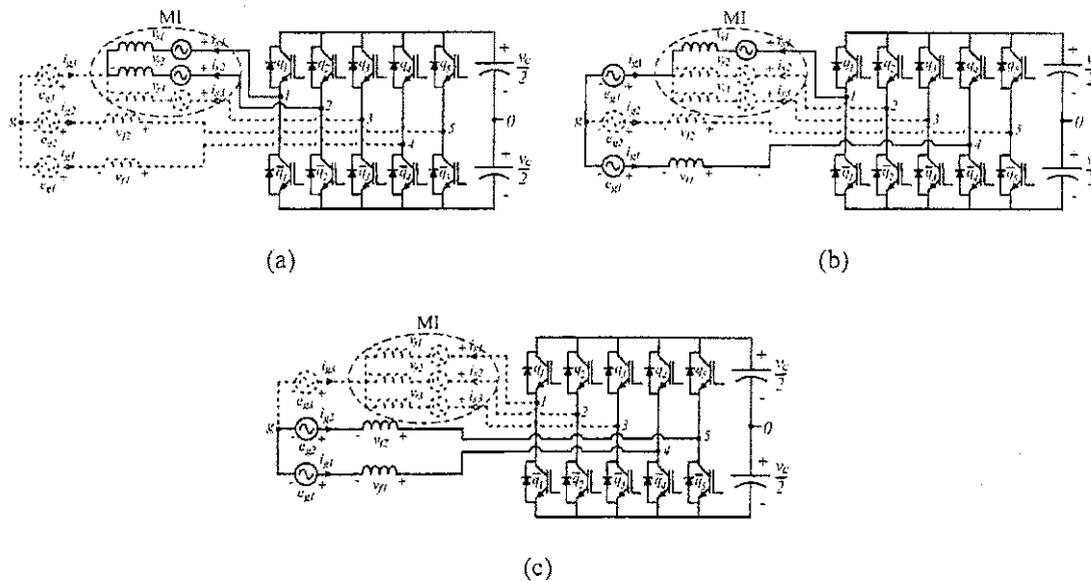


Figura 3.8: Determinação da mínima tensão do barramento - Topologia com cinco braços e dois indutores de filtro.

De forma resumida, para a configuração de cinco braços e dois indutores, a mínima tensão do barramento capacitivo deve satisfazer as restrições mostradas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Limites da tensão do barramento - Configuração de dez chaves e dois indutores de filtro

$E \geq V_{c1}$	se $(V_{c1} \geq V_{c2})$	$(V_{c1} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c2}$	se $(V_{c2} > V_{c1})$	$(V_{c2} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c3}$	se $(V_{c3} > V_{c1})$	$(V_{c3} > V_{c2})$

As larguras de pulso são determinadas a partir das tensões v_{10}^* até v_{50}^* , dado por (3.56)-(3.60), como

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E}\right)T \quad j = 1 \text{ até } 5. \quad (3.74)$$

3.5.2 Conversor de oito chaves - dois indutor de filtro

As tensões de pólo de referência para esta configuração [ver Fig. 3.1(b)] podem ser encontradas diretamente de (3.56)-(3.60) fazendo $v_{50}^* = 0$.

Para esta configuração, v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = -e_{g2} - v_{f2}^*. \quad (3.75)$$

Desde que $v_{sM}^* - v_{sm}^* \leq E$ e $v_{sM}^* \leq E/2$, pode-se enumerar, de forma compacta, todas as condições para a diferença entre duas tensões de pólo e para qualquer tensão de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (3.76)$$

$$|v_{i0} - v_{40}| \leq E \quad (3.77)$$

$$|v_{i0}| \leq \frac{E}{2} \quad (3.78)$$

$$|v_{40}| \leq \frac{E}{2} \quad (3.79)$$

onde $(i \text{ e } j = 1, 2 \text{ e } 3)$ com $i \neq j$.

Das equações (3.1)-(3.5), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (3.80)$$

$$|v_{i0} - v_{40}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f \quad (3.81)$$

$$|v_{i0}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f \right) \quad (3.82)$$

$$|v_{40}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{3}V_f + U_g \right). \quad (3.83)$$

Observa-se a partir das equações (3.80)-(3.83) que as condições mostradas nas equações (3.80) e (3.81) estão incluídas na equação (3.82), uma vez que se deseja

encontrar as tensões mais elevadas do sistema (“fonte de tensão + máquina”) para então determinar a tensão do barramento. Desta forma, as condições mostradas nas equações (3.80) e (3.81) são excluídas da análise feita para a determinação mínima tensão do barramento.

Comparando (3.82) e (3.83) com (3.78) e (3.79) obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas equações (3.78) e (3.79).

$$\begin{aligned} V_{c1} &= 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dq} + V_o + U_g + V_f \right) \\ V_{c2} &= 2 \left(\sqrt{3} V_f + U_g \right). \end{aligned}$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento:

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja maior que V_{c2} ($V_{c1} \geq V_{c2}$) pode-se assim determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}). \quad (3.84)$$

Na Fig. 3.9(a) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.82) para $i = 2$. A Figura 3.9(a) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição I*.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja maior que V_{c1} ($V_{c2} \geq V_{c1}$) pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}). \quad (3.85)$$

Na Fig. 3.9(b) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.83).

Para este caso a tensão do barramento é o dobro da tensão para a configuração de dez chaves. De forma resumida, para a configuração de cinco braços e dois indutores, a mínima tensão do barramento capacitivo deve satisfazer as restrições mostradas na Tabela 3.2.

As larguras de pulso são determinadas a partir de v_{10}^* até v_{40}^* , usando (3.74).

Tabela 3.2: Limites da tensão do barramento - Configuração de oito chaves e dois indutores de filtro

$E \geq V_{c1}$	se $(V_{c1} \geq V_{c2})$
$E \geq V_{c2}$	se $(V_{c2} \geq V_{c1})$

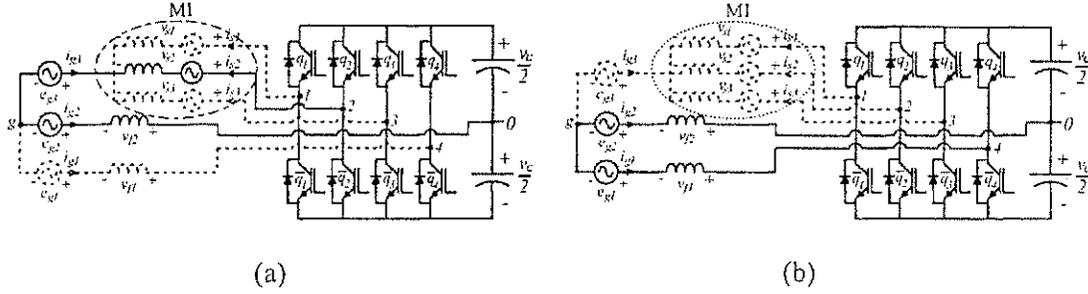


Figura 3.9: Tensão do barramento capacitivo - conversor com oito chaves e dois indutores de filtro.

3.6 Controle de Tensão PWM - caso II

3.6.1 Conversor de dez chaves - um indutor de filtro

Para este caso as tensões de pólo podem ser expressas como descrito abaixo

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (3.86)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (3.87)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (3.88)$$

$$v_{40}^* = v_{f1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (3.89)$$

$$v_{50}^* = e_{g2} + v_{g0}^* \quad (3.90)$$

e v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu\right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (3.91)$$

onde $v_{sM}^* = \max\{\mathbf{V}\}$ e $v_{sm}^* = \min\{\mathbf{V}\}$ com $\mathbf{V} = \{v_{s1}^* + e_{g3}, v_{s2}^* + e_{g3}, v_{s3}^* + e_{g3}, v_{f1}^* + e_{g1}, e_{g2}\}$.

A diferença entre duas tensões de pólo, para qualquer combinação, necessariamente será menor ou igual que E [ver Fig.3.2(a)].

Em seguida são enumeradas, de forma compacta, todas as possibilidades para a

diferença entre duas tensões de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (3.92)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (3.93)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (3.94)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$ e (k e $m = 4$ e 5) com $k \neq m$.

Das equações (3.1)-(3.5), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (3.95)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f \quad (3.96)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = V_f + U_g. \quad (3.97)$$

Observa-se a partir das equações (3.95)-(3.97) que a condição mostrada na equação (3.97) está incluída na equação (3.96), uma vez que se deseja encontrar as tensões mais elevadas do sistema ("fonte de tensão + máquina") para então determinar a tensão do barramento. Desta forma, a condição mostrada na equação (3.97) será excluída das condições utilizadas para a determinação da mínima tensão do barramento.

Comparando (3.95)-(3.97) com (3.92)-(3.94) obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas equações (3.92) e (3.93)

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (3.98)$$

$$V_{c2} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f. \quad (3.99)$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento.

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja maior que V_{c2} ($V_{c1} \geq V_{c2}$) pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}) \quad (3.100)$$

Na Fig. 3.10(a) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.92) para $i = 1$ e $j = 2$. A Figura 3.10(a) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição I*.

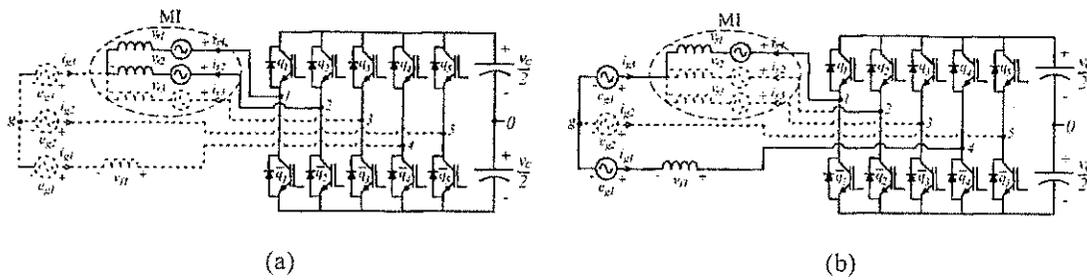


Figura 3.10: Tensão do barramento capacitivo - conversor com dez chaves e um indutor de filtro.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja maior que V_{c1} ($V_{c2} \geq V_{c1}$) pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}) \quad (3.101)$$

Na Fig. 3.10(b) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.93) para $i = 1$ e $k = 4$. A Figura 3.10(b) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição II*.

As larguras de pulsos são determinadas a partir de v_{10}^* até v_{30}^* , usando (3.74).

3.6.2 Conversor de oito chaves - um indutor de filtro

Para esta configuração, v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = -e_{g2}. \quad (3.102)$$

Em seguida são enumeradas, de forma compacta, todas as condições para a diferença entre duas tensões de pólo e para qualquer tensão de pólo, da topologia mostrada na Fig. 3.2:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (3.103)$$

$$|v_{i0} - v_{40}| \leq E \quad (3.104)$$

$$|v_{i0}| \leq \frac{E}{2} \quad (3.105)$$

$$|v_{40}| \leq \frac{E}{2} \quad (3.106)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$.

Das equações (3.1)-(3.5), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{dq} \quad (3.107)$$

$$|v_{i0} - v_{40}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f \quad (3.108)$$

$$|v_{i0}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g \right) \quad (3.109)$$

$$|v_{40}|_{\max} = 2(V_f + U_g) \quad (3.110)$$

Observa-se a partir das equações (3.107)-(3.110) que a condição mostrada na equação (3.107) está incluída na equação (3.109), uma vez que se deseja encontrar as tensões mais elevadas do sistema ("fonte de tensão + máquina") para então determinar a tensão do barramento. Desta forma, a condição mostrada na equação (3.107) será excluída das condições utilizadas para a determinação da mínima tensão do barramento.

Comparando (3.108)-(3.110) com (3.104)-(3.106) obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas equações (3.104)-(3.106)

$$V_{c1} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g + V_f \quad (3.111)$$

$$V_{c2} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dq} + V_o + U_g \right) \quad (3.112)$$

$$V_{c3} = 2(V_f + U_g) \quad (3.113)$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento.

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja simultaneamente maior que V_{c2} e V_{c3} , ou seja, se ($V_{c1} \geq V_{c2}$ e $V_{c1} \geq V_{c3}$) pode-se assim determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}) \text{ e } (V_{c1} \geq V_{c3}) \quad (3.114)$$

Na Fig. 3.11(a) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.104) para $i = 2$. A Figura 3.11(a) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição I*.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c3} , ou seja, se ($V_{c2} \geq V_{c1}$ e $V_{c2} \geq V_{c3}$) pode-se assim determinar a mínima tensão do barramento para esta

condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c2} \geq V_{c3}) \quad (3.115)$$

Na Fig. 3.11(b) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.105) para $i = 2$. A Figura 3.11(b) ilustra uma combinação possível da situação mostrada na *Condição II*.

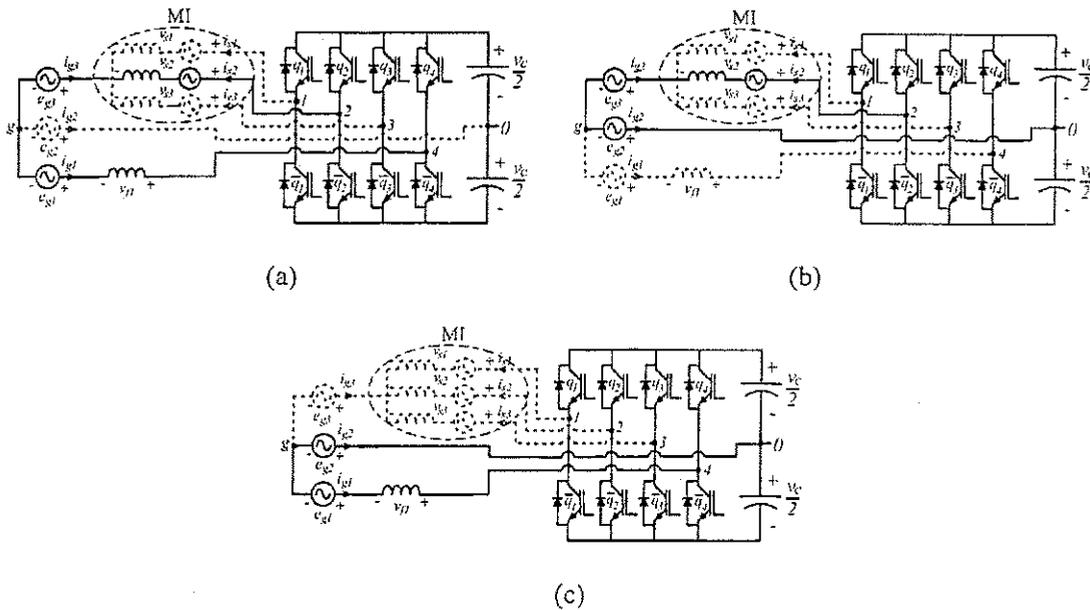


Figura 3.11: Tensão do barramento capacitivo - conversor com oito chaves e um indutor de filtro.

Condição III

Caso a tensão V_{c3} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c2} , ou seja, se $(V_{c3} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c3} \geq V_{c2})$ pode-se assim determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c3} \text{ se } (V_{c3} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c3} \geq V_{c2}) \quad (3.116)$$

Na Fig. 3.11(c) encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (3.106). A Figura 3.11(c) ilustra a situação mostrada na *Condição III*.

As larguras de pulso são determinadas a partir de v_{10}^* até v_{40}^* usando (3.74).

3.7 Resultados de simulação e experimental

Os sistemas apresentados nas Figs. 3.1 e 3.2 foram estudados por simulação e experimentalmente. Os testes para obtenção dos resultados experimentais foram realizados com

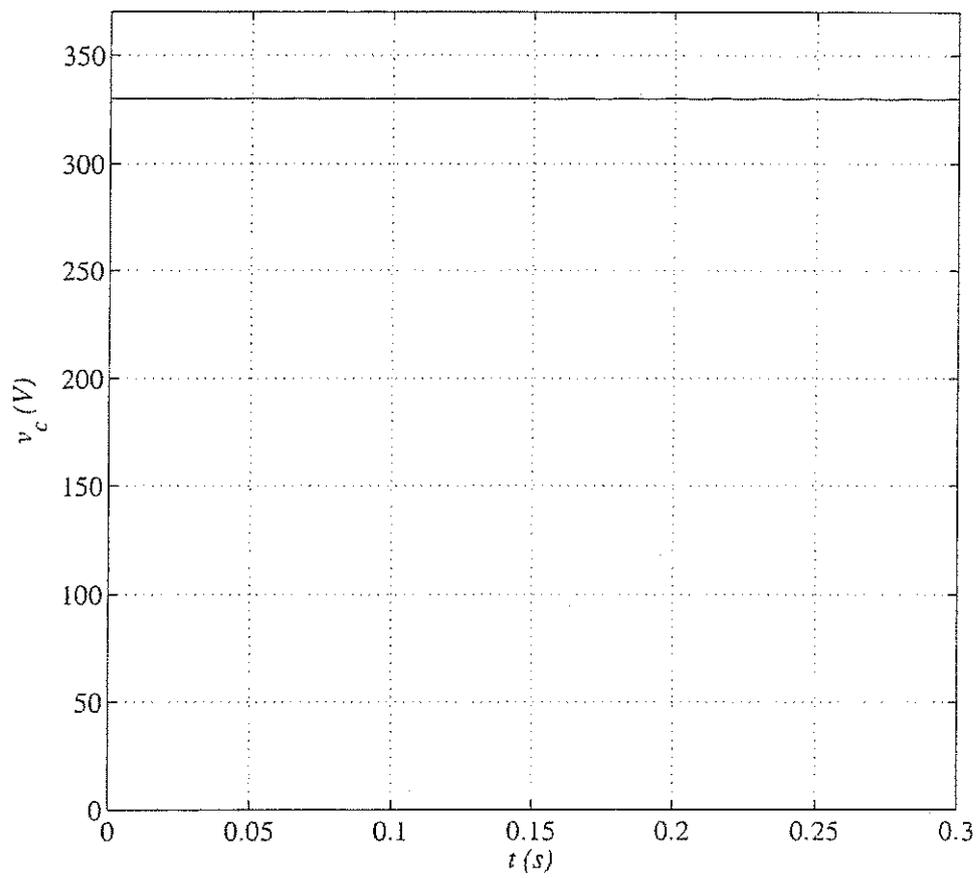


Figura 3.12: Resultado de simulação para o conversor de dez braços (*caso II*) - tensão do barramento capacitivo: v_c .

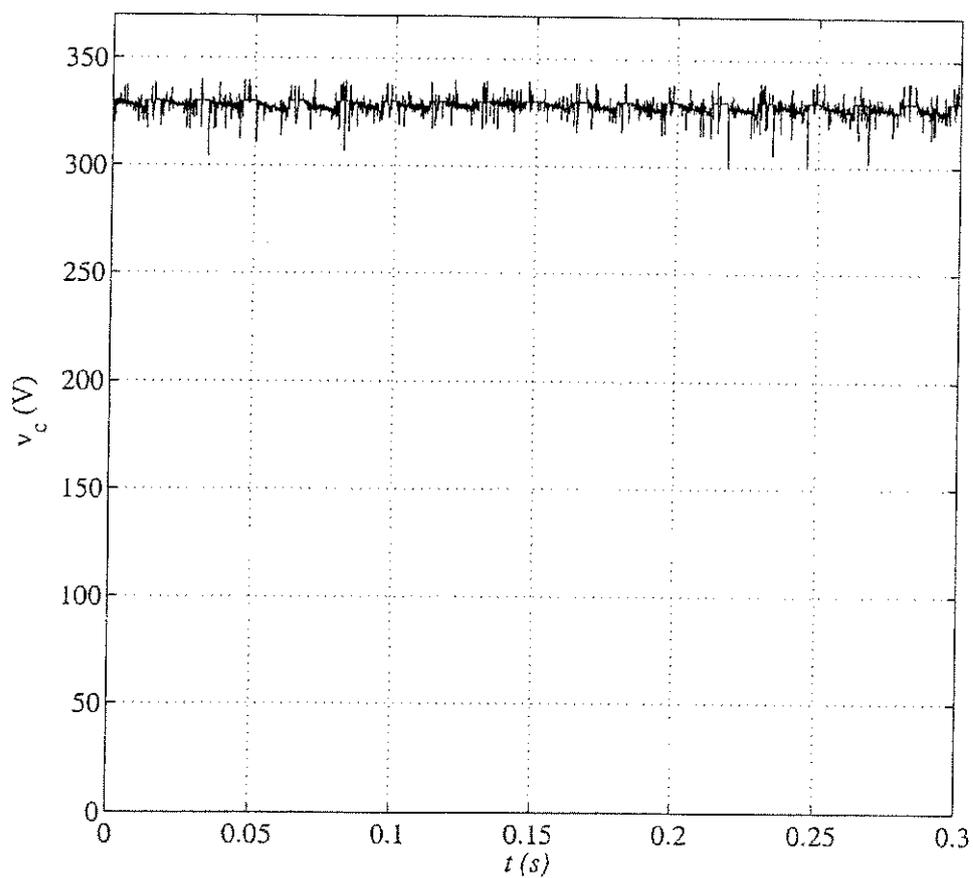


Figura 3.13: Resultado experimental para o conversor de dez braços (*caso II*) - tensão do barramento capacitivo: v_c .

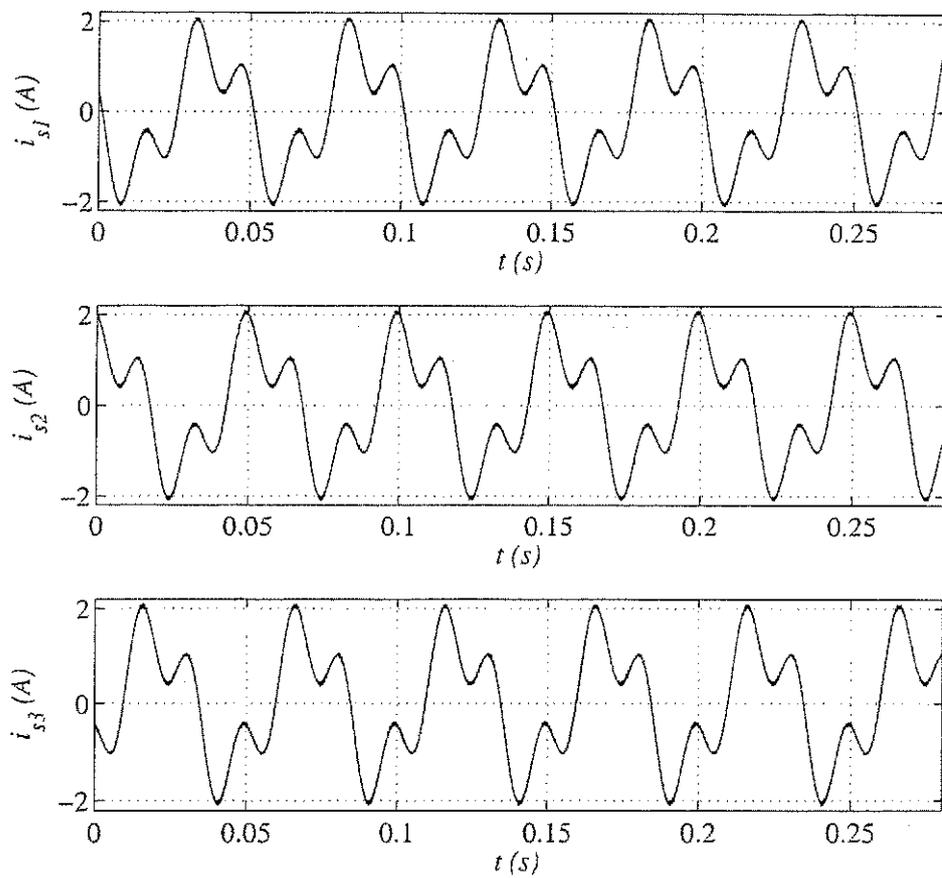


Figura 3.14: Resultado de simulação para o conversor de dez braços (*caso II*) - correntes de fase da máquina: i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} .

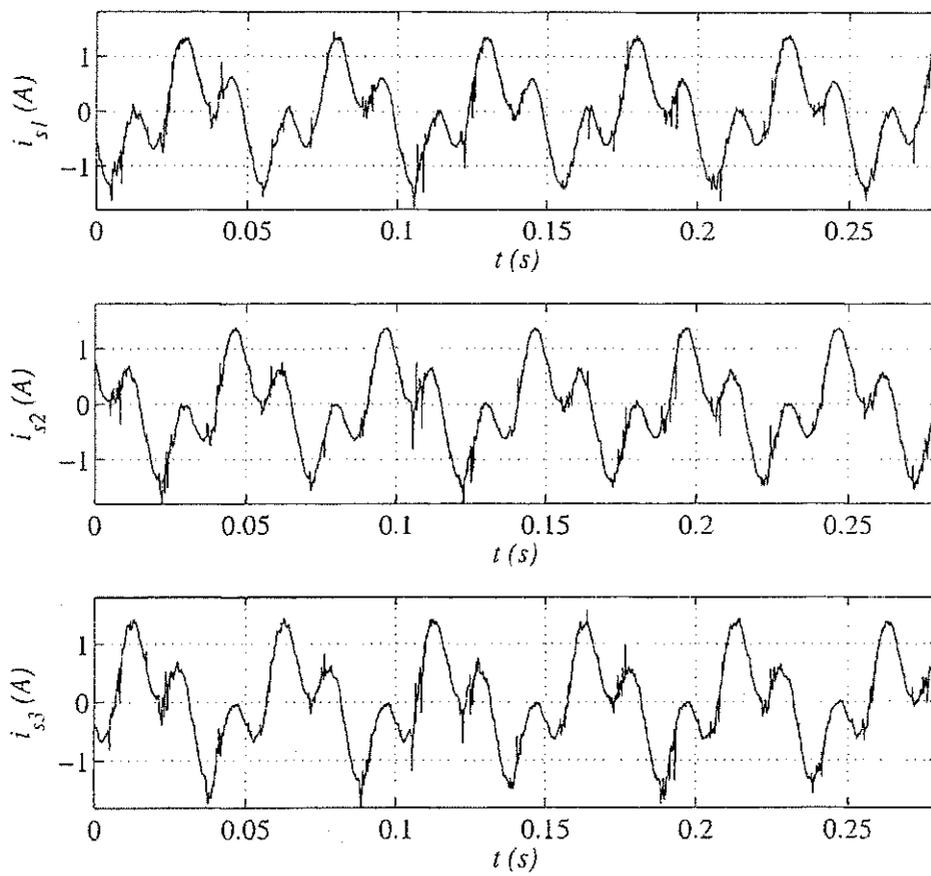


Figura 3.15: Resultado experimental para o conversor de dez braços (*caso II*) - correntes de fase da máquina: i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} .

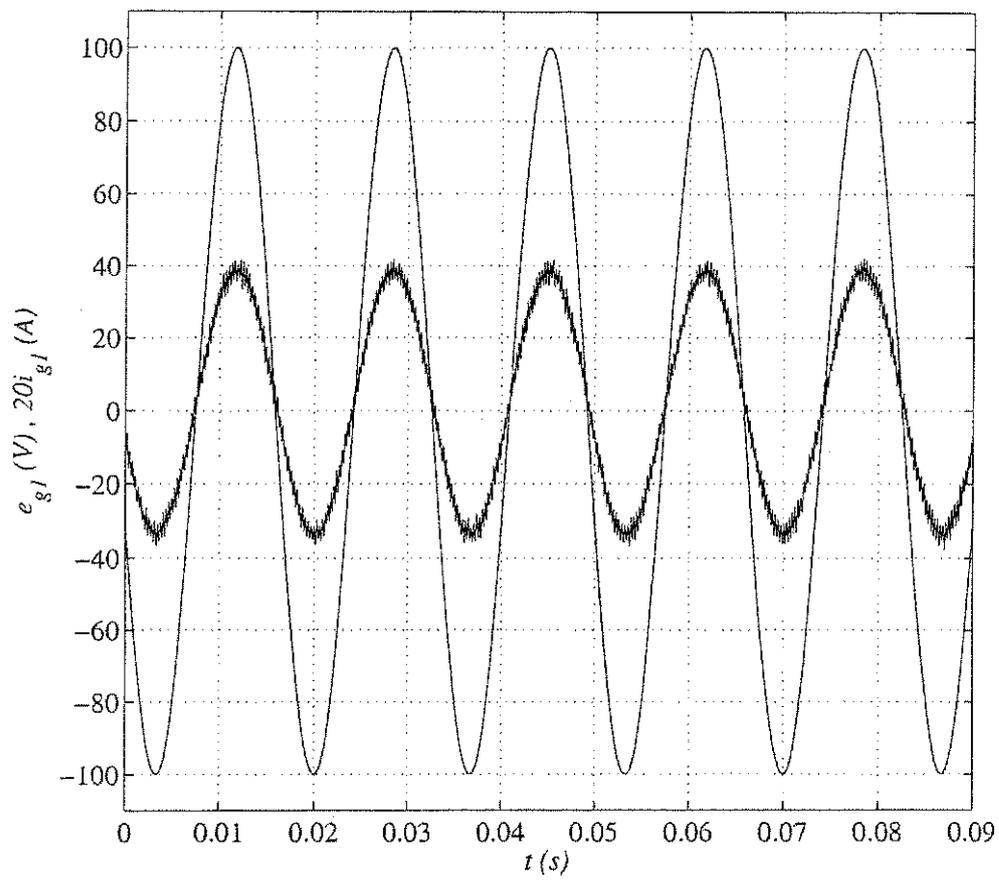


Figura 3.16: Resultado de simulação para o conversor de dez braços (*caso II*) - corrente e tensão da fonte: v_{g1} e $20i_{g1}$.

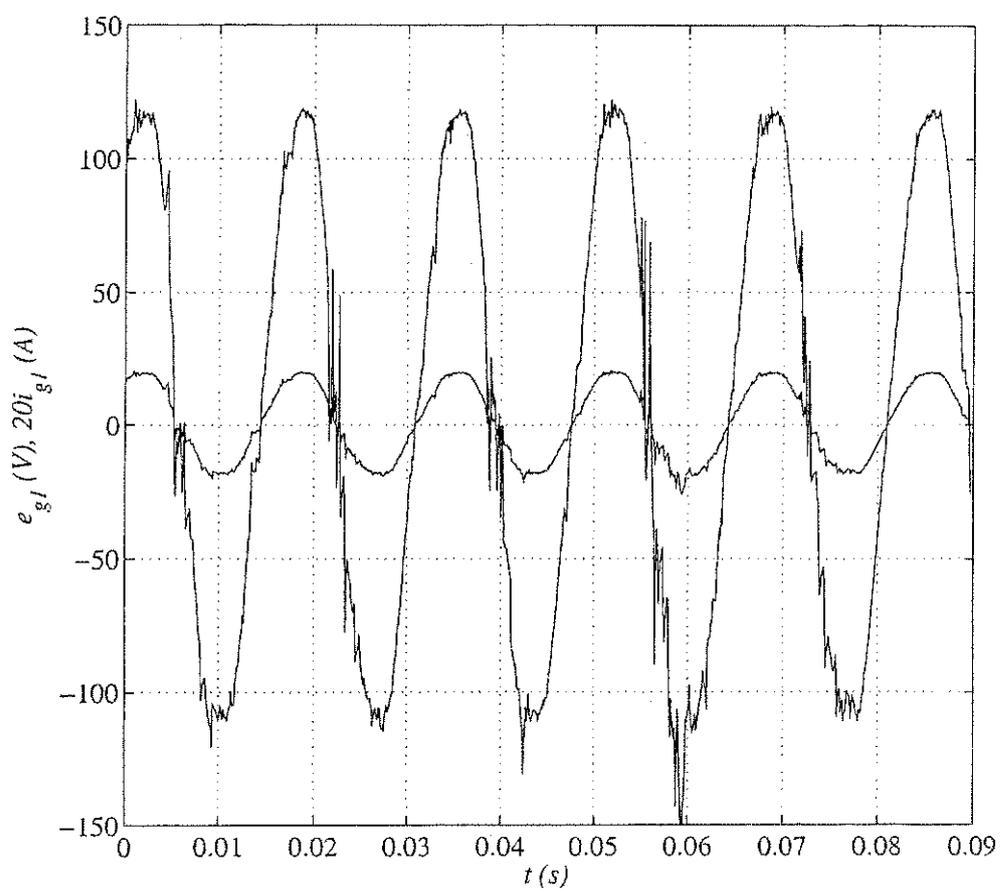


Figura 3.17: Resultado experimental para o conversor de dez braços (*caso II*) - corrente e tensão da fonte: v_{g1} e $20i_{g1}$.

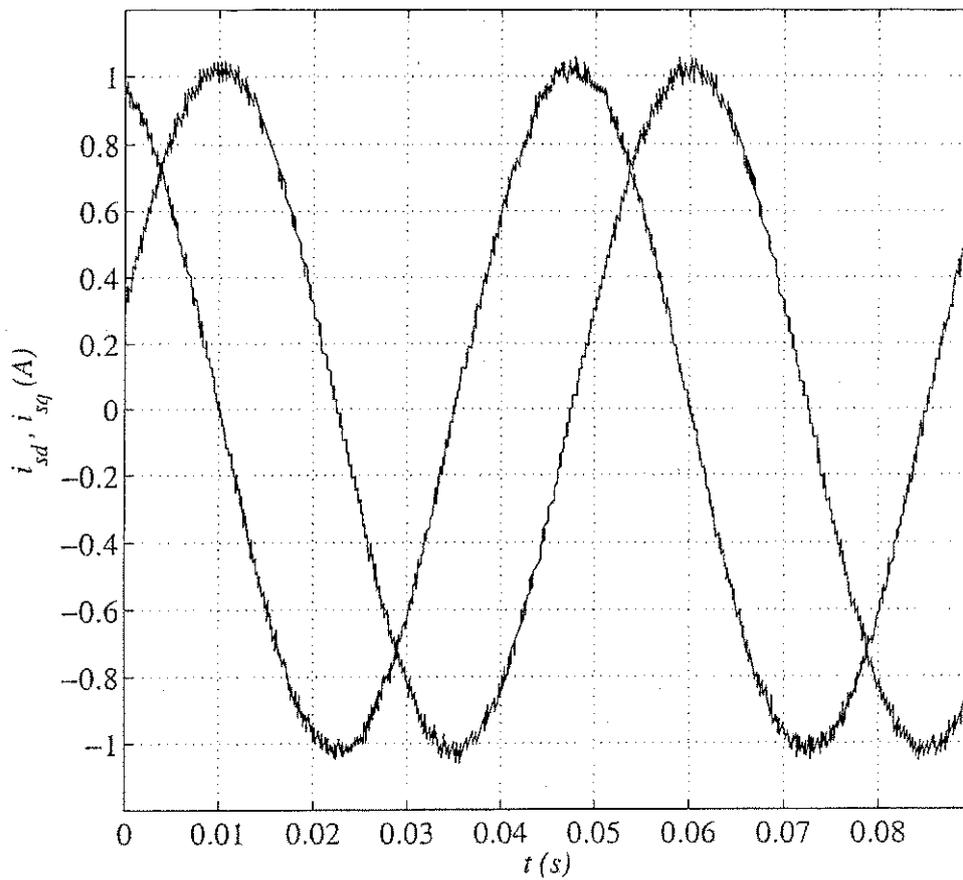


Figura 3.18: Resultado de simulação para o conversor de dez braços (*caso II*) - correntes dq da máquina: i_{sd} e i_{sq} .

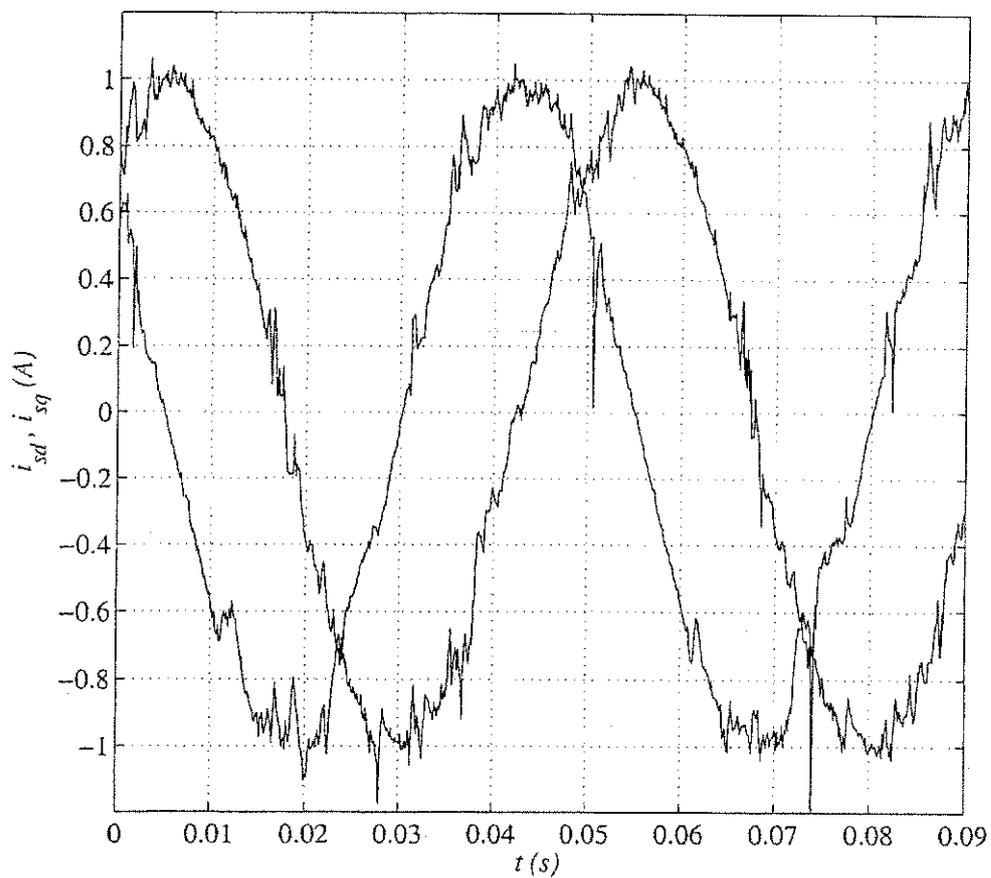


Figura 3.19: Resultado experimental para o conversor de dez braços (*caso II*) - correntes dq da máquina: i_{sd} e i_{sq} .

freqüência de $10kHz$. A plataforma usada para obtenção dos resultados experimentais é baseada em um microcomputador (PC-Pentium) equipado com placas e sensores adequados. Uma descrição mais criteriosa a respeito da plataforma experimental é apresentada no apêndice A.

Este estudo tem mostrado que o comportamento dos sistemas apresentados são adequados.

Observa-se a partir das Figs. 3.12 e 3.13 os resultados, respectivamente de simulação e experimental para a tensão do barramento capacitivo v_c , para a configuração de dez chaves - *case II*. Assim, percebe-se que o ajuste de tensão dos capacitores do barramento foi realizado com êxito, este controle é realizado pelo bloco R_c na Fig. 3.7.

São mostrados nas Figs. 3.14 e 3.15 os resultados de simulação, bem como os resultados experimentais para as correntes de fase da máquina (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). Tanto nos resultados de simulação quanto nos resultados experimentais fica evidente a presença da componente de corrente em $60Hz$ da fonte de tensão, como esperado, já que nas topologias propostas o neutro da máquina é ligado à fonte de tensão (ver Figs. 3.1 e 3.2).

Nas Figs. 3.16 e 3.17, observa-se o controle do fator de potência, já que a corrente i_{q1} está em fase com a tensão da fonte e_{p1} , tanto no resultado obtido por simulação quanto no resultado experimental. Observa-se na Fig. 3.17, que mesmo na presença da distorção apresentada na tensão da rede, o sistema de controle se comporta bem, conduzindo o sistema a operar com fator de potência unitário. Esta distorção observada na tensão da fonte está associada as mesmas questões mencionadas no Capítulo 2.

Por fim, são mostrados nas Figs. 3.18 e 3.19 os resultados de simulação, bem como os resultados experimentais para as correntes dq da máquina.

3.8 Conclusões

Neste capítulo foram propostos quatro sistemas de acionamento com número reduzido de chaves e de indutores filtro alimentando um motor trifásico.

O controle geral do sistema é efetivo, no sentido de que diagrama de controle geral está operacional, até mesmo na presença das distorções da rede trifásica de tensão. O diagrama de blocos, do sistema de controle utilizado nesta parte do trabalho é mostrado na Fig. 3.7. A escolha deste sistema de controle frente ao mostrado na Fig. 3.6 está relacionado ao fato de que com o controle das variáveis odq , controla-se variáveis com uma única freqüência, enquanto que o controle das variáveis 123, proposto no diagrama de blocos da Fig. 3.6, controla-se variáveis com mais de uma freqüência, pois nas

componentes 123 está presente a componente homopolar com frequência diferente.

No resultado experimental mostrado na Fig. 3.19, percebe-se que apesar das correntes dq da máquina estarem equilibradas (defasamento de 90° e mesma amplitude) há uma certa distorção nas correntes. Possivelmente, esta componente de alta frequência responsável pela distorção nas correntes é proveniente do sistema de aquisição da plataforma experimental.

A análise e a estratégia de acionamento do motor, incluindo controle de corrente e controle de tensão *PWM* foi realizado. O princípio operacional das topologias foi apresentado, tem sido mostrado que o desempenho geral das topologias são adequados. Os resultados de simulação tem mostrado a viabilidade das configurações propostas, validado pelos resultados experimentais.

Capítulo 4

Acionamento de Dois Motores Trifásicos sem Indutor de Filtro

4.1 Introdução

A utilização de conversores estáticos no acionamento de duas máquinas de indução, com correção do fator de potência, empregando número reduzido de componentes têm sido proposto e estudado em vários trabalhos na literatura, como por exemplo em [18], [38], [50], [52], [47], [51], [48], [49], [44], [41], [43] e [45].

Em diversas topologias utilizadas para o acionamento descrito anteriormente, a exemplo dos conversores tratados no capítulos anteriores, o conversor é dividido em duas unidades, unidade retificadora e inversora, esta responsável pela alimentação das máquinas, enquanto que aquela é responsável pela correção do fator de potência.

Num sistema de acionamento padrão, emprega-se nove braços para a implementação deste sistema de acionamento, o que representa um número elevado de componentes, além de se utilizar três indutores de filtro, como é mostrado na Fig. 4.1.

Neste capítulo são propostas quatro topologias para o acionamento de duas máquinas. A primeira configuração, mostrada nas Figs. 4.2 e 4.4, compreende uma fonte de tensão trifásica, conversor com sete braços, barramento capacitivo de tensão CC e duas máquinas de indução trifásica. A segunda configuração, mostrada nas Figs. 4.3 e 4.5, compreende um conversor simplificado, composto por seis braços, barramento capacitivo de tensão CC com conexão no ponto central, além de duas máquinas de indução e da fonte trifásica. Para cada configuração são considerados dois casos em função do número de indutores de filtro: *caso I* (Figs. 4.2 e 4.3) no qual nenhum indutor de filtro é utilizado e *caso II* (Figs. 4.4 e 4.5) no qual um indutor de filtro é utilizado.

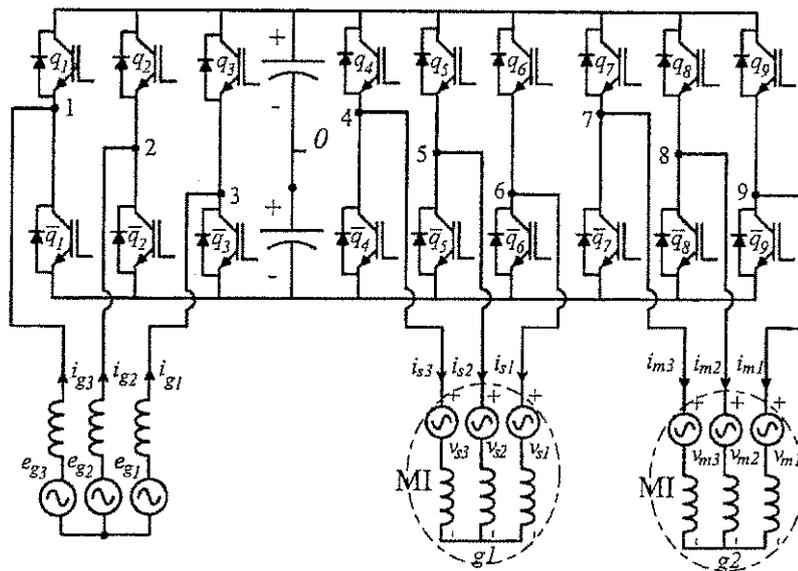


Figura 4.1: Topologia padrão em sistemas de acionamento com duas máquinas trifásicas.

Como pode ser observado nas Figs. 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5, a redução de componentes é referente a eliminação ou diminuição no número de indutores de filtro, bem como referente a redução das chaves e diodos de potência do conversor.

As topologias propostas neste capítulo, são uma evolução das configurações estudadas no Capítulo 3. O princípio funcional destas estruturas é verificado em detalhe neste capítulo, bem como é apresentado a análise e a estratégia de controle do sistema de acionamento, incluindo controle de corrente e controle de tensão *PWM*.

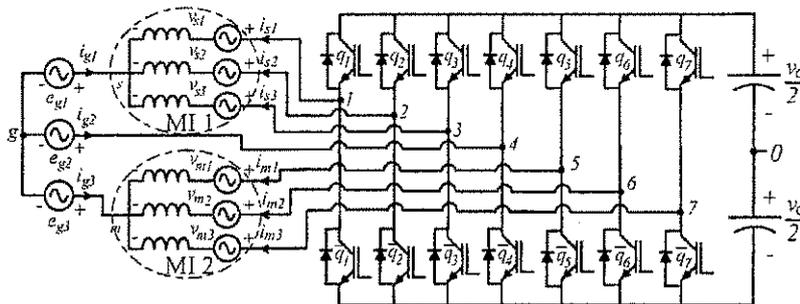


Figura 4.2: Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia com sete braços.

O capítulo é organizado segundo a seqüência descrita abaixo:

1. Introdução
2. Configuração do Sistema - caso I

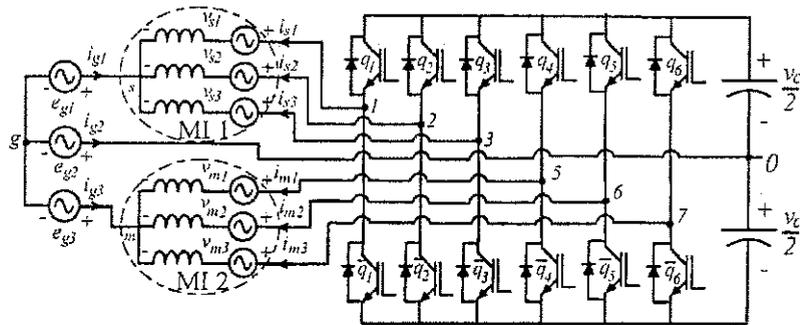


Figura 4.3: Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia com seis braços

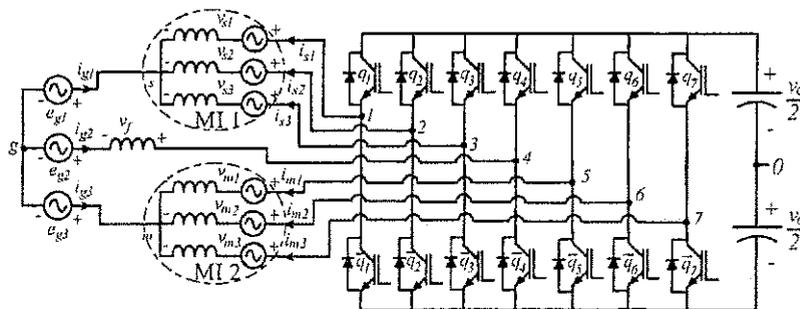


Figura 4.4: Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia de sete braços e um indutor de filtro

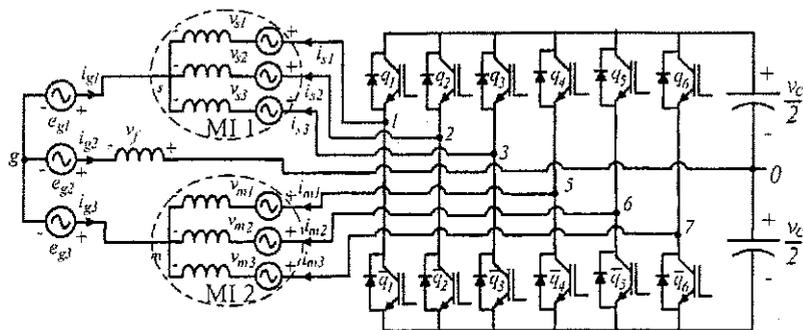


Figura 4.5: Acionamento de dois motores de indução com correção do fator de potência - topologia de seis braços e um indutor de filtro

3. Configuração do Sistema - *caso II*
4. Estratégia de Controle
5. Controle de Tensão *PWM* - *caso I*
6. Controle de Tensão *PWM* - *caso II*
7. Resultados de Simulação e Experimental
8. Conclusões

Em configuração do sistema - *caso I*, mostra-se as configurações para o conversor com sete e seis braços, ambas sem indutores de filtro, onde são mostradas as tensões de pólo, bem como as equações de tensão e corrente que regem o comportamento da máquina e do sistema de uma forma geral. Em configuração do sistema - *caso II*, mostra-se as configurações para o conversor com sete e seis braços, ambas com um indutor de filtro, onde são mostradas as tensões de pólo, bem como as equações de tensão e corrente que regem o comportamento da máquina e do sistema para as topologias com um indutor de filtro. Em estratégia de controle, mostra-se o controle de corrente nos referencias 123, bem como no referencial *odq*. Mostra-se também os diagramas de blocos de controle geral dos sistemas de acionamento apresentados. No item controle de tensão *PWM* - *caso I*, mostra-se as equações que definem a modulação por largura de pulso para as topologias sem indutores de filtro, enquanto que no item controle de tensão *PWM* - *caso II*, mostra-se as equações que definem a modulação por largura de pulso para as topologias com um indutor de filtro, tanto para o conversor de sete braços quanto para o conversor de seis braços. Por fim, os resultados de simulação, os resultados experimentais e as conclusões são apresentados.

4.2 Configuração do Sistema - *caso I*

4.2.1 Conversor de sete braços - *sem indutor de filtro*

O conversor cuja topologia é mostrada na Fig. 4.2 é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7$ e \bar{q}_7 , por um banco de capacitores que constituem o barramento de tensão CC. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 7): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, e $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta, de modo que os pares $(q_1\bar{q}_1), (q_2\bar{q}_2), (q_3\bar{q}_3), (q_4\bar{q}_4), (q_5\bar{q}_5), (q_6\bar{q}_6)$ e $(q_7\bar{q}_7)$ são complementares.

As tensões de pólo do conversor são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (4.1)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g1} + v_{g0} \quad (4.2)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g1} + v_{g0} \quad (4.3)$$

$$v_{40} = e_{g2} + v_{g0} \quad (4.4)$$

$$v_{50} = v_{m1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (4.5)$$

$$v_{60} = v_{m2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (4.6)$$

$$v_{70} = v_{m3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (4.7)$$

onde v_{si} e v_{mi} ($i = 1, 2$ e 3) são as tensões de fase da máquina 1 e da máquina 2, respectivamente, v_{g0} é a tensão entre o neutro da fonte de tensão trifásica e o ponto central do barramento CC '0'.

As tensões de fase das máquinas podem ser obtidas de (4.1)-(4.7), como mostrado abaixo

$$v_{s1} = v_{10} - e_{g1} - v_{g0} \quad (4.8)$$

$$v_{s2} = v_{20} - e_{g1} - v_{g0} \quad (4.9)$$

$$v_{s3} = v_{30} - e_{g1} - v_{g0} \quad (4.10)$$

$$v_{m1} = v_{50} - e_{g3} - v_{g0} \quad (4.11)$$

$$v_{m2} = v_{60} - e_{g3} - v_{g0} \quad (4.12)$$

$$v_{m3} = v_{70} - e_{g3} - v_{g0} \quad (4.13)$$

De (4.4) obtém-se

$$v_{g0} = v_{40} - e_{g2} \quad (4.14)$$

Utilizando a matriz de transformação A obtida em (2.8), bem como as equações (4.8)-(4.13), e (4.14) encontra-se as tensões das máquinas no referencial odq

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2}v_{20} - \frac{1}{2}v_{30} \right) \quad (4.15)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (4.16)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{10} + v_{20} + v_{30} - 3v_{40} + 3e_{g21}) \quad (4.17)$$

$$v_{md} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{50} - \frac{1}{2}v_{60} - \frac{1}{2}v_{70} \right) \quad (4.18)$$

$$v_{mq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{60} - v_{70}) \quad (4.19)$$

$$v_{mo} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{50} + v_{60} + v_{70} - 3v_{40} + 3e_{g23}) \quad (4.20)$$

onde $e_{g21} = e_{g2} - e_{g1}$ e $e_{g23} = e_{g2} - e_{g3}$.

Assumindo que i_{si} e i_{mi} ($i = 1, 2$ e 3) são as correntes de fase da máquina 1 e 2, respectivamente, enquanto que i_{sdqi} e i_{mdqi} ($i = 1$ até 3) são as correntes de fase da máquina 1 e 2 apenas associado com as correntes dq [dado por (2.8) com $i_{so} = 0$ e $i_{mo} = 0$, i.e. $i_{kdq1} = \sqrt{2/3}i_{kd}$, $i_{kdq2} = -\sqrt{1/6}i_{kd} + \sqrt{1/2}i_{kq}$ e $i_{kdq3} = -\sqrt{1/6}i_{kd} - \sqrt{1/2}i_{kq}$, onde $k = s$ e m] e i_{so} e i_{mo} são as correntes o (associado com as correntes da fonte i_{g1} e i_{g3} , respectivamente), assim a seguinte a relação pode ser encontrada

$$i_{si} = i_{sdqi} + i_{so} \quad (4.21)$$

$$i_{mi} = i_{mdqi} + i_{mo} \quad (4.22)$$

com $i = 1, 2$ e 3 . Desde que $i_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s1} + i_{s2} + i_{s3})$ e $i_{mo} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{m1} + i_{m2} + i_{m3})$, as correntes i_{so} e i_{mo} são dadas por

$$i_{so} = -\frac{i_{g1}}{\sqrt{3}} \text{ e } i_{mo} = -\frac{i_{g3}}{\sqrt{3}}. \quad (4.23)$$

Nota-se a partir das equações (4.15)-(4.20) que apenas as variáveis o dependem da tensão da rede e_{g21} e e_{g23} . Para tornar evidente esta dependência, duas novas variáveis o'_s e o'_m (apenas dependendo das tensões de pólo) são introduzidas, ou seja

$$\sqrt{3}v'_{s0} = v_{10} + v_{20} + v_{30} - 3v_{40} \quad (4.24)$$

$$\sqrt{3}v'_{m0} = v_{50} + v_{60} + v_{70} - 3v_{40}. \quad (4.25)$$

Desta forma, considerando (4.23) e o modelo o das máquinas, dado por (2.5), obtêm-se

$$\sqrt{3}v'_{so} = -r_s i_{g1} - l_s \frac{d}{dt} i_{g1} + 3e_{g12} \quad (4.26)$$

$$\sqrt{3}v'_{mo} = -r_m i_{g3} - l_m \frac{d}{dt} i_{g3} + 3e_{g32}. \quad (4.27)$$

Considerando a máquina trifásica padrão utilizada neste trabalho (descrita na seção 2.1), bem como as equações (4.26)-(4.27), pode-se representar as variáveis odq a partir do circuito equivalente, mostrado na Fig.4.6. Observa-se que os modelos de cada máquina são desacoplados um do outro, e que o modelo o é acoplado com a tensão da fonte.

4.2.2 Conversor de seis braços - sem indutor de filtro

O conversor cuja topologia é mostrada na Fig. 4.3 é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6$ e \bar{q}_6 e por um banco de capacitores que constituem o

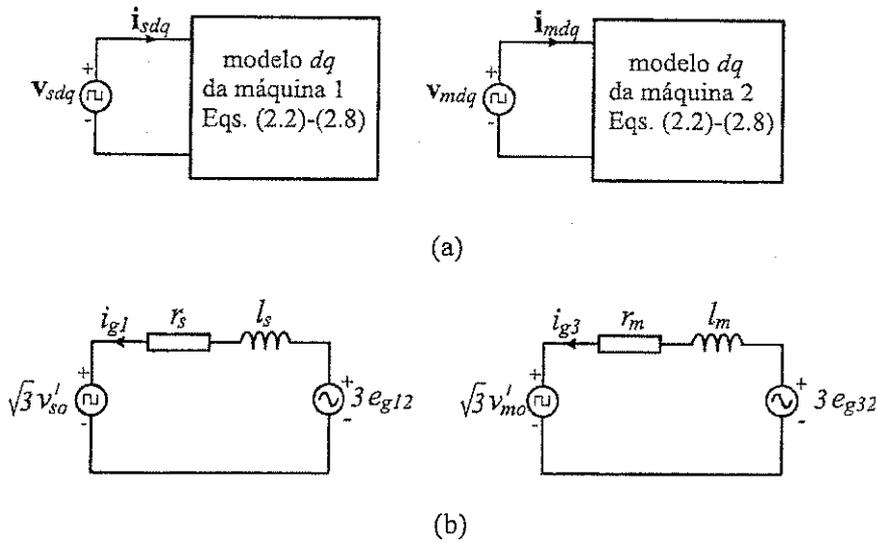


Figura 4.6: Circuitos equivalentes: (a) modelo dq - máquinas 1 e 2 e (b) variáveis so e mo .

barramento de tensão CC, com acesso ao ponto central. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ até 6): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, e $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta, de modo que os pares $(q_1\bar{q}_1)$, $(q_2\bar{q}_2)$, $(q_3\bar{q}_3)$, $(q_4\bar{q}_4)$, $(q_5\bar{q}_5)$ e $(q_6\bar{q}_6)$ são complementares.

As tensões de pólo para a configuração de sete braços continuam válidas [ver equações (4.1)-(4.7)], com exceção da tensão $v_{40} = 0$. Assim todas as demais equações (4.15)-(4.27) encontradas para a configuração de sete braços (sem indutor de filtro) continuam válidas, inclusive o circuito equivalente mostrado na Fig. 4.6.

4.3 Configuração do Sistema - caso II

4.3.1 Conversor de sete braços - um indutor de filtro

O conversor cuja topologia é mostrada na Fig. 4.4 é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7$ e \bar{q}_7 , por um banco de capacitores que constituem o barramento de tensão CC e por um indutor de filtro f . O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 7): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, e $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta, de modo que os pares $(q_1\bar{q}_1)$, $(q_2\bar{q}_2)$, $(q_3\bar{q}_3)$, $(q_4\bar{q}_4)$, $(q_5\bar{q}_5)$, $(q_6\bar{q}_6)$ e $(q_7\bar{q}_7)$ são complementares. As

tensões de pólo do conversor são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (4.28)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g1} + v_{g0} \quad (4.29)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g1} + v_{g0} \quad (4.30)$$

$$v_{40} = v_f + e_{g2} + v_{g0} \quad (4.31)$$

$$v_{50} = v_{m1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (4.32)$$

$$v_{60} = v_{m2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (4.33)$$

$$v_{70} = v_{m3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (4.34)$$

onde

$$v_f = -r_f i_{g2} - l_f \frac{d}{dt} i_{g2} \quad (4.35)$$

v_f é a tensão no indutor de filtro devido a circulação da corrente i_{g2} (r_f e l_f é a resistência e indutância do filtro, respectivamente).

As tensões de fase das máquinas e a tensão no indutor de filtro podem ser obtidas de (4.28)-(4.34), como mostrado abaixo

$$v_{s1} = v_{10} - e_{g1} - v_{g0} \quad (4.36)$$

$$v_{s2} = v_{20} - e_{g1} - v_{g0} \quad (4.37)$$

$$v_{s3} = v_{30} - e_{g1} - v_{g0} \quad (4.38)$$

$$v_f = v_{40} - e_{g2} - v_{g0} \quad (4.39)$$

$$v_{m1} = v_{50} - e_{g3} - v_{g0} \quad (4.40)$$

$$v_{m2} = v_{60} - e_{g3} - v_{g0} \quad (4.41)$$

$$v_{m3} = v_{70} - e_{g3} - v_{g0} \quad (4.42)$$

Assumindo que $\sqrt{3}v_{so} + v_f + \sqrt{3}v_{mo} = 0$, $e_{g1} + e_{g2} + e_{g3} = 0$ e a partir das equações (4.28)-(4.34), obtém-se

$$v_{g0} = \frac{1}{7} \sum_{j=1}^7 v_{j0} + \frac{2}{7} e_{g2}. \quad (4.43)$$

Utilizando a matriz de transformação A obtida em (2.8), bem como as equações (4.36)-(4.42), e (4.43) obtêm-se as tensões das máquinas no referencial odq e a tensão

na indutância de filtro

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2}v_{20} - \frac{1}{2}v_{30} \right) \quad (4.44)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (4.45)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_{i=1}^3 v_{i0} - \frac{3}{7} \sum_{j=1}^7 v_{j0} + e_{gos} \right) \quad (4.46)$$

$$v_f = v_{40} - \sum_{j=1}^7 v_{j0} + e_{gf} \quad (4.47)$$

$$v_{md} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{50} - \frac{1}{2}v_{60} - \frac{1}{2}v_{70} \right) \quad (4.48)$$

$$v_{mq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{60} - v_{70}) \quad (4.49)$$

$$v_{mo} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_{i=5}^7 v_{i0} - \frac{3}{7} \sum_{j=1}^7 v_{j0} + e_{mos} \right) \quad (4.50)$$

onde $e_{gos} = -3e_{g1} - 6/7e_{g2}$, $e_{gf} = -5/7e_{g2}$ e $e_{gom} = -6/7e_{g2} - 3e_{g3}$.

Nota-se a partir das equações (4.44)-(4.50) que apenas as variáveis o e f dependem da tensão da rede e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} . Para tornar evidente esta dependência, três novas variáveis o'_s , o'_m e f' (apenas dependendo das tensões de pólo), são introduzidas, de modo que

$$\sqrt{3}v'_{so} = \sum_{i=1}^3 v_{i0} - \frac{3}{7} \sum_{j=1}^7 v_{j0} \quad (4.51)$$

$$\sqrt{3}v'_{mo} = \sum_{i=5}^7 v_{i0} - \frac{3}{7} \sum_{j=1}^7 v_{j0} \quad (4.52)$$

$$v'_f = v_{40} - \sum_{j=1}^7 v_{j0}. \quad (4.53)$$

Desta forma, considerando (4.23) e os modelos f e o das máquinas, dado respectivamente por (4.35) e (2.5), obtêm-se

$$v'_f = -r_f i_{g2} - l_f \frac{d}{dt} i_{g2} - e_{gf} \quad (4.54)$$

$$\sqrt{3}v'_{so} = -r_s i_{g1} - l_{ls} \frac{d}{dt} i_{g1} - e_{gos} \quad (4.55)$$

$$\sqrt{3}v'_{mo} = -r_m i_{g3} - l_{lm} \frac{d}{dt} i_{g3} - e_{gom}. \quad (4.56)$$

Considerando (4.44)-(4.50) e (4.54)-(4.56), os circuitos equivalentes para as variáveis dq , o e f são descritos nas Figs. 4.7(a), (b) e (c).

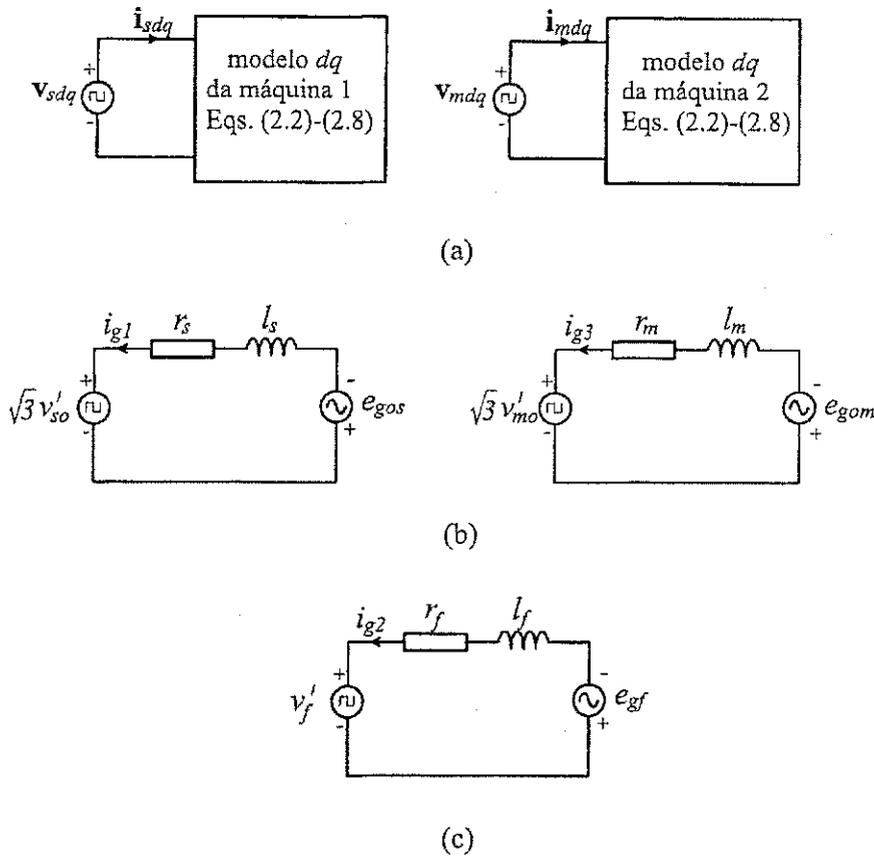


Figura 4.7: Circuitos equivalentes: (a) modelo dq - máquina 1 e 2, (b) variáveis so e mo (c) variável f

4.3.2 Conversor de seis braços - um indutor de filtro

O conversor cuja topologia é mostrada na Fig. 4.5 é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6$, por um banco de capacitores que constituem o barramento de tensão CC, com acesso ao ponto central e pelo indutor de filtro f . O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ até 6): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, e $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta, de modo que os pares $(q_1\bar{q}_1), (q_2\bar{q}_2), (q_3\bar{q}_3), (q_4\bar{q}_4), (q_5\bar{q}_5)$ e $(q_6\bar{q}_6)$ são complementares.

As tensões de pólo para a configuração de sete braços continuam válidas [ver equações (4.28)-(4.34)], com exceção da tensão $v_{40} = 0 \Rightarrow v_{g0} = -v_f - e_{g2}$.

Assim todas as demais equações (4.36)-(4.56) encontradas para a configuração de sete braços (com um indutor de filtro) continuam válidas, inclusive os circuitos equivalentes mostrado nas Figs. 4.7(a), (b) e (c).

4.4 Estratégia de Controle

O desacoplamento das variáveis dq , o e f , obtido na seção anterior é bastante interessante para o sistema de controle. Contudo, a estratégia do sistema de controle tem que ser adequadamente definida para evitar acoplamento desnecessário devido as definições das referências.

Considera-se que o controle tanto do torque quanto do fator de potência deve ser realizado pelo controle das correntes de fase das máquinas, desta forma as correntes de referência de fase das máquinas são dadas por

$$i_{s1}^* = \sqrt{2/3}i_{sd}^* - i_{g1}^*/3 \quad (4.57)$$

$$i_{s2}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* + \sqrt{1/2}i_{sq}^* - i_{g1}^*/3 \quad (4.58)$$

$$i_{s3}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* - \sqrt{1/2}i_{sq}^* - i_{g1}^*/3 \quad (4.59)$$

$$i_{m1}^* = \sqrt{2/3}i_{md}^* - i_{g3}^*/3 \quad (4.60)$$

$$i_{m2}^* = -\sqrt{1/6}i_{md}^* + \sqrt{1/2}i_{mq}^* - i_{g3}^*/3 \quad (4.61)$$

$$i_{m3}^* = -\sqrt{1/6}i_{md}^* - \sqrt{1/2}i_{mq}^* - i_{g3}^*/3. \quad (4.62)$$

Neste caso, o controle das correntes de fase das máquinas definem as tensões v_{si}^* e v_{mi}^* com $i = 1, 2$ e 3 , como pode ser observado na Fig. 4.8, de modo que i_{g1} e i_{g3} são diretamente controladas. A corrente i_{g2} é indiretamente controlada para o *caso I*, já que $i_{g2} = -i_{g1} - i_{g3}$, enquanto que para o *caso II* o controle da corrente i_{g2} define a tensão v_f (controle direto).

O sistema de controle mostrado na Fig. 4.8, com regulação direta da corrente i_{g2} , pode ser diretamente adaptado para o *caso I* (sem indutor de filtro) retirando o bloco R_f que implementa o controle de i_{g2} .

O controle das correntes o e dq das máquinas definem as tensões v_{so}^* , v_{sdq}^* , v_{mo}^* e v_{mdq}^* , como pode ser observado na Fig. 4.9, de modo que i_{g1} e i_{g3} são diretamente controladas pelas correntes i_{so} e i_{mo} , respectivamente. Da mesma forma, a corrente i_{g2} é indiretamente controlada para o *caso I*, já que $i_{g2} = -i_{g1} - i_{g3}$, enquanto que para o *caso II* o controle da corrente i_{g2} define a tensão v_f (controle direto), como pode ser observado na Fig. 4.9.

O sistema de controle mostrado na Fig. 4.9, com regulação direta da corrente i_{g2} , pode ser diretamente adaptado para o *caso I* (sem indutor de filtro) retirando o bloco R_f que implementa o controle de i_{g2} .

A tensão do capacitor v_c (tensão do barramento CC) é ajustada para um valor de referência usando o controlador R_c . Este controlador define a amplitude I_g^* das três correntes da fonte de tensão trifásica. Para obter um fator de potência unitário,

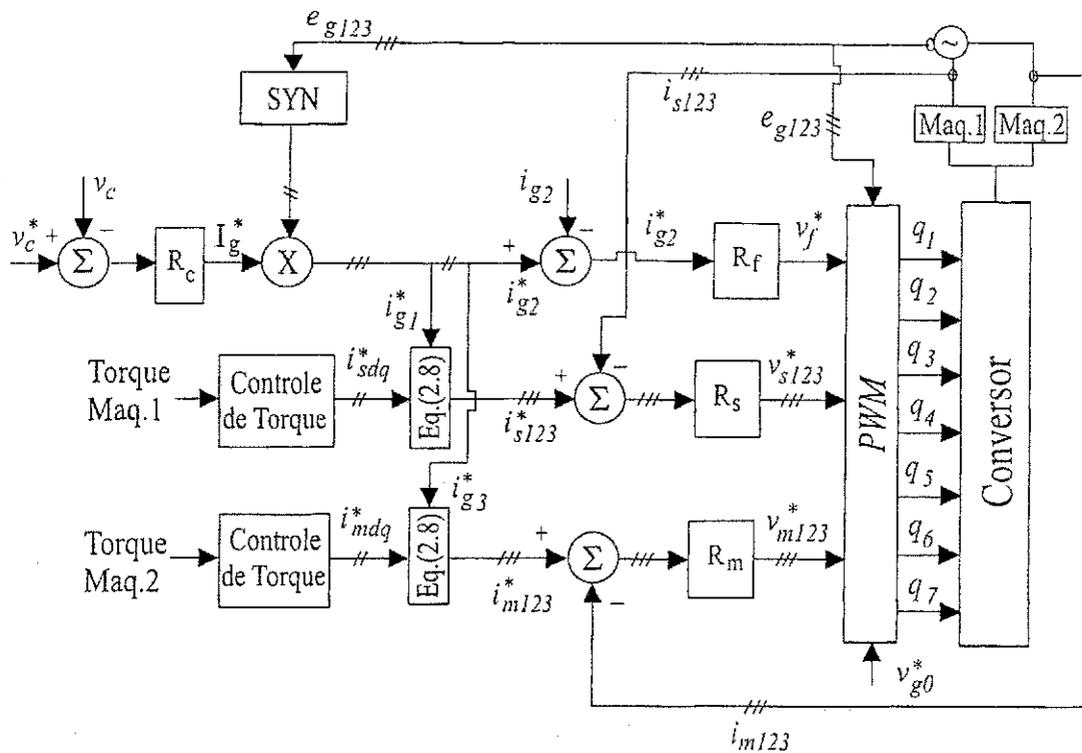


Figura 4.8: Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes nas fases das duas máquinas com correção do fator de potência e controle direto de i_{g2} .

as correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} devem ser sincronizadas com as tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , respectivamente. Isto é obtido pelo bloco SYN. Na Fig. 4.8, os blocos R_s e R_m implementam o controle das correntes i_{s123} e i_{m123} , respectivamente. Enquanto que na Fig. 4.9 os blocos R_{so} , R_{sdq} , R_{mo} e R_{mdq} implementam o controle das correntes o e dq para as máquinas 1 e 2, respectivamente. O bloco R_f implementa o controle da corrente i_{g2} .

Quando o controle de torque é realizado pelo controle das tensões dq , o diagrama de blocos mostrado na Fig. 4.9 podem ser diretamente adaptados. Neste caso, a saída do controlador de torque são as tensões v_{sd}^* e v_{sq}^* (controlador R_{dq} é eliminado).

4.5 Controle de Tensão PWM - caso I

4.5.1 Conversor de sete braços - sem indutor de filtro

Se as tensões de fase de referência desejadas nas máquinas 1 e 2, são especificadas por v_{si}^* e v_{mi}^* ($i = 1, 2$ e 3), respectivamente, e dado as tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , então

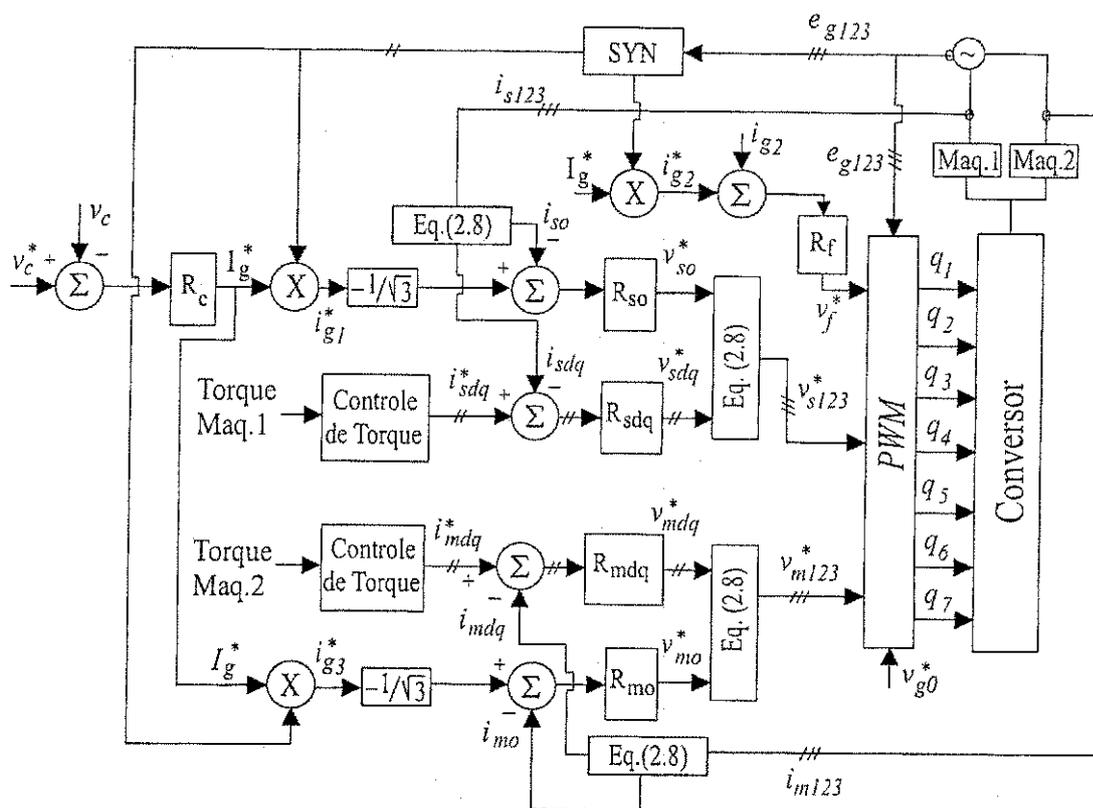


Figura 4.9: Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes odq nas duas máquinas com correção do fator de potência e controle direto de i_{g2} .

de (4.1)-(4.7) obtêm-se as tensões de pólo de referência

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (4.63)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (4.64)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (4.65)$$

$$v_{40}^* = e_{g2} + v_{g0}^* \quad (4.66)$$

$$v_{50}^* = v_{m1}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (4.67)$$

$$v_{60}^* = v_{m2}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (4.68)$$

$$v_{70}^* = v_{m3}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (4.69)$$

Note que estas equações não podem ser resolvidas sem antes especificar v_{g0}^* .

A tensão v_{g0}^* pode ser calculada em função do fator de distribuição de roda livre μ , como considerado para o conversor trifásico [59]. Pode-se mostrar que v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = E \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu) v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (4.70)$$

onde E é a tensão CC do barramento capacitivo, $v_{sM}^* = \max \{V\}$ e $v_{sm}^* = \min \{V\}$ com $V = \{v_{s1}^* + e_{g1}, v_{s2}^* + e_{g1}, v_{s3}^* + e_{g1}, e_{g2}, v_{m1}^* + e_{g3}, v_{m2}^* + e_{g3}, v_{m3}^* + e_{g3}\}$.

A diferença entre duas tensões de pólo, para qualquer combinação, necessariamente será menor ou igual que E (ver Fig.4.2). Desta forma, em seguida são enumeradas de forma compacta, todas as possibilidades para a diferença entre duas tensões de pólos:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (4.71)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (4.72)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (4.73)$$

$$|v_{i0} - v_{40}| \leq E \quad (4.74)$$

$$|v_{k0} - v_{40}| \leq E \quad (4.75)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$ e (k e $m = 5, 6$ e 7) com $k \neq m$.

Das equações (4.1)-(4.7), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2} V_{sdq} \quad (4.76)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = \sqrt{2} V_{mdq} \quad (4.77)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (4.78)$$

$$|v_{i0} - v_{40}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{sdq} + V_{so} + U_g \quad (4.79)$$

$$|v_{k0} - v_{40}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{mdq} + V_{mo} + U_g \quad (4.80)$$

onde V_{sdq} e V_{mdq} são as amplitudes das tensões dq das máquinas 1 e 2, respectivamente; V_{so} e V_{mo} são as amplitudes das tensões homopolares da máquina 1 e 2, respectivamente; U_g é a tensão entre fases da fonte primária trifásica.

Observa-se a partir das equações (4.76)-(4.80) que as condições (4.79) e (4.80) estão incluídas na condição mostrada na equação (4.78), uma vez que se deseja encontrar as tensões mais elevadas do sistema (“fonte de tensão + máquinas”) para então determinar a tensão do barramento. Assim, as condições (4.79) e (4.80) serão excluídas do processo de determinação da mínima tensão do barramento.

Comparando (4.76)-(4.78) com (4.71)-(4.73) obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas Eqs. (4.71)-(4.73):

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{sdq} \tag{4.81}$$

$$V_{c2} = \sqrt{2}V_{mdq} \tag{4.82}$$

$$V_{c3} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g. \tag{4.83}$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento:

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja simultaneamente maior que V_{c2} e V_{c3} , ou seja, se ($V_{c1} \geq V_{c2}$ e $V_{c1} \geq V_{c3}$), pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}) \text{ e } (V_{c1} \geq V_{c3}). \tag{4.84}$$

Na Fig.4.10 encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.71) para $i = 1$ e $j = 3$.

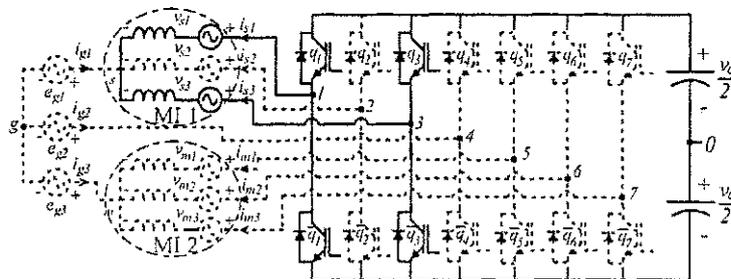


Figura 4.10: Determinação da mínima tensão do barramento - condição I: Topologia com sete braços sem indutor de filtro.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c3} , ou seja, se $(V_{c2} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c2} \geq V_{c3})$, pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c2} \geq V_{c3}). \tag{4.85}$$

Na Fig.4.11 encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.72) para $k = 5$ e $m = 6$.

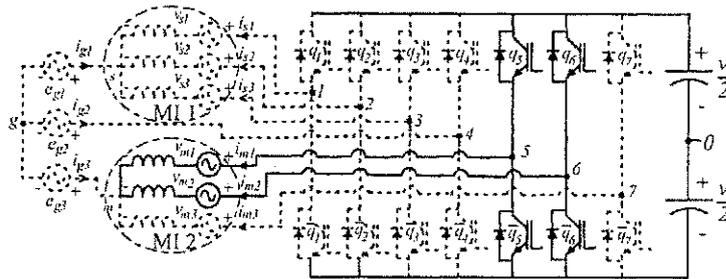


Figura 4.11: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição II*: Topologia com sete braços sem indutor de filtro.

Condição III

Caso a tensão V_{c3} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c2} , ou seja, se $(V_{c3} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c3} \geq V_{c2})$, pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c3} \text{ se } (V_{c3} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c3} \geq V_{c2}). \tag{4.86}$$

Na Fig.4.12 encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.73) para $i = 2$ e $k = 5$.

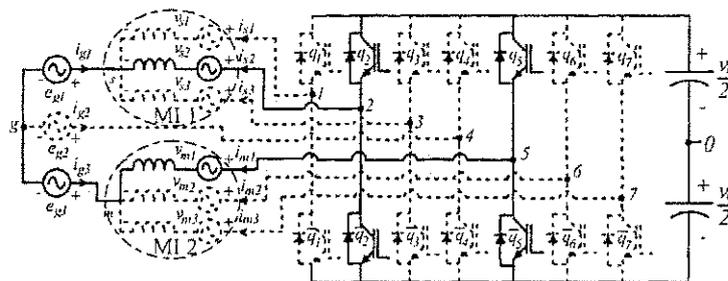


Figura 4.12: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição III*: Topologia com sete braços sem indutor de filtro.

De forma resumida, para a configuração mostrada na Fig. 4.2, a mínima tensão CC do barramento deve satisfazer as restrições mostrada na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Limites da tensão do barramento - Configuração com sete braços sem indutor de filtro

$E \geq V_{c1}$	se $(V_{c1} \geq V_{c2})$	$(V_{c1} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c2}$	se $(V_{c2} > V_{c1})$	$(V_{c2} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c3}$	se $(V_{c3} > V_{c1})$	$(V_{c3} > V_{c2})$.

As larguras de pulso são dadas a partir das tensões v_{10}^* até v_{70}^* dado por (4.63)-(4.69), como é mostrado abaixo:

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E} \right) T \quad j = 1 \text{ até } 7. \quad (4.87)$$

4.5.2 Conversor de seis braços - sem indutor de filtro

As tensões de pólo de referência para a configuração mostrada na Fig. 4.3 podem ser expressas pelas equações (4.63)-(4.69), com $v_{40}^* = 0$. Para esta configuração, v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = -e_{g2}. \quad (4.88)$$

A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual a E e qualquer tensão de pólo deve ser menor ou igual a $E/2$.

Em seguida são enumeradas, de forma compacta, todas as possibilidades para a diferença entre duas tensões de pólo e para qualquer tensão de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (4.89)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (4.90)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (4.91)$$

$$|v_{i0}| \leq \frac{E}{2} \quad (4.92)$$

$$|v_{k0}| \leq \frac{E}{2} \quad (4.93)$$

onde $(i \text{ e } j = 1, 2 \text{ e } 3)$ com $i \neq j$ e onde $(k \text{ e } m = 5, 6 \text{ e } 7)$ com $k \neq m$.

Das equações (4.1)-(4.7), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{sdq} \quad (4.94)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{mdq} \quad (4.95)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (4.96)$$

$$|v_{i0}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{sdq} + V_{so} + U_g \right) \quad (4.97)$$

$$|v_{k0}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{mdq} + V_{mo} + U_g \right) \quad (4.98)$$

Observa-se a partir das equações (4.94)-(4.98) que as condições (4.94) e (4.95) estão incluídas nas condições mostradas nas equações (4.97) e (4.98), respectivamente, uma vez que se deseja encontrar as tensões mais elevadas do sistema ("fonte de tensão + máquinas") para então determinar a tensão do barramento. Assim, as condições (4.94) e (4.95) serão excluídas do processo de determinação da mínima tensão do barramento.

Comparando (4.96)-(4.98) com (4.91)-(4.93), obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas Eqs. (4.91)-(4.93).

$$V_{c1} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (4.99)$$

$$V_{c2} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{sdq} + V_{so} + U_g \right) \quad (4.100)$$

$$V_{c3} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{mdq} + V_{mo} + U_g \right). \quad (4.101)$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento:

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja simultaneamente maior que V_{c2} e V_{c3} , ou seja, se ($V_{c1} \geq V_{c2}$ e $V_{c1} \geq V_{c3}$), pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}) \text{ e } (V_{c1} \geq V_{c3}). \quad (4.102)$$

Na Fig. 4.13, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.91) para $i = 3$ e $k = 7$.

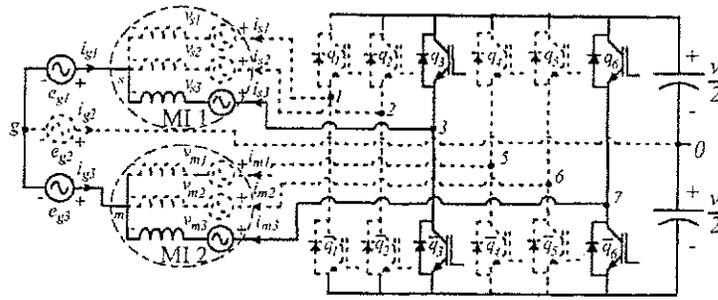


Figura 4.13: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição I*: Topologia com seis braços sem indutor de filtro.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c3} , ou seja, se $(V_{c2} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c2} \geq V_{c3})$, pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c2} \geq V_{c3}). \quad (4.103)$$

Na Fig. 4.14, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.92) para $i = 2$.

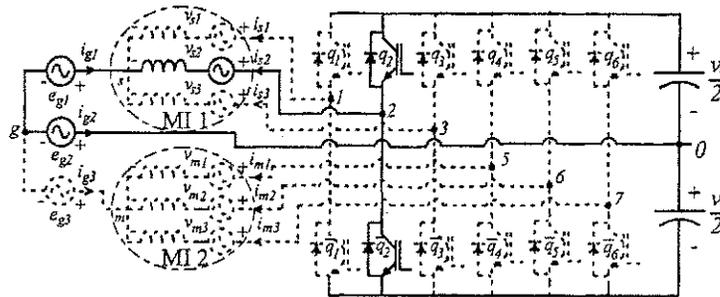


Figura 4.14: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição II*: Topologia com seis braços sem indutor de filtro.

Condição III

Caso a tensão V_{c3} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c2} , ou seja, se $(V_{c3} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c3} \geq V_{c2})$, pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c3} \text{ se } (V_{c3} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c3} \geq V_{c2}). \quad (4.104)$$

Na Fig. 4.15, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.93) para $k = 5$.

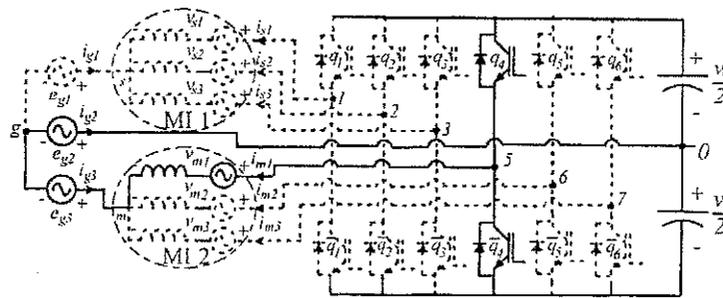


Figura 4.15: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição III*: Topologia com seis braços sem indutor de filtro.

Tabela 4.2: Limites da tensão do barramento - Configuração com seis braços sem indutor de filtro

$E \geq V_{c1}$	se $(V_{c1} \geq V_{c2})$	$(V_{c1} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c2}$	se $(V_{c2} > V_{c1})$	$(V_{c2} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c3}$	se $(V_{c3} > V_{c1})$	$(V_{c3} > V_{c2})$

De forma resumida, para a configuração mostrada na Fig. 4.3, a mínima tensão do barramento de tensão CC deve satisfazer as restrições mostrada na Tabela 4.2.

As larguras de pulso são dadas a partir das tensões de pólo de referência, v_{10}^* até v_{70}^* dado por (4.63)-(4.69), como mostrado abaixo

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E} \right) T \quad j = 1 \text{ até } 7 \text{ com } v_{40}^* = 0. \quad (4.105)$$

4.6 Controle de Tensão PWM - *caso II*

4.6.1 Conversor de sete braços - *um indutor de filtro*

Se as tensões de fase de referência desejadas nas máquinas 1 e 2, são especificadas por v_{si}^* e v_{mi}^* ($i = 1$ até 3), respectivamente, dado as tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} e a tensão de saída do controlador R_f , ou seja v_f , então de (4.28)-(4.34) as tensões de pólo

de referência podem ser expressas da seguinte forma

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (4.106)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (4.107)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (4.108)$$

$$v_{40}^* = v_f^* + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (4.109)$$

$$v_{50}^* = v_{m1}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (4.110)$$

$$v_{60}^* = v_{m2}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (4.111)$$

$$v_{70}^* = v_{m3}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (4.112)$$

Como anteriormente, estas equações não podem ser resolvidas sem antes especificar v_{g0}^* .

A tensão v_{g0}^* pode ser calculada como um função do fator de distribuição de roda livre μ , como considerado para o conversor trifásico [59]. Pode-se mostrar que v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = E \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu) v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (4.113)$$

onde E é a tensão do barramento capacitivo CC, $v_{sM}^* = \max\{V\}$ e $v_{sm}^* = \min\{V\}$ com $V = \{v_{s1}^* + e_{g1}, v_{s2}^* + e_{g1}, v_{s3}^* + e_{g1}, v_f^* + e_{g2}, v_{m1}^* + e_{g3}, v_{m2}^* + e_{g3}, v_{m3}^* + e_{g3}\}$.

A diferença entre duas tensões de pólo, para qualquer combinação, necessariamente será menor ou igual que E . Desta forma, em seguida são enumeradas de forma compacta, todas as possibilidades para a diferença entre duas tensões de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (4.114)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (4.115)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (4.116)$$

$$|v_{i0} - v_{40}| \leq E \quad (4.117)$$

$$|v_{k0} - v_{40}| \leq E \quad (4.118)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$ e (k e $m = 5, 6$ e 7) com $k \neq m$.

Das equações (4.28)-(4.34), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{sdq} \quad (4.119)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{mdq} \quad (4.120)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (4.121)$$

$$|v_{i0} - v_{40}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{sdq} + V_{so} + U_g + V_f \quad (4.122)$$

$$|v_{k0} - v_{40}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{mdq} + V_{mo} + U_g + V_f \quad (4.123)$$

onde V_{sdq} e V_{mdq} são as amplitudes das tensões dq das máquinas 1 e 2, respectivamente; V_{so} e V_{mo} são as amplitudes das tensões devido a circulação das correntes da fonte nas impedâncias o das máquina 1 e 2, respectivamente; U_g é a tensão entre fases da fonte primária trifásica, enquanto que V_f é a amplitude da tensão no indutor de filtro devido a circulação da corrente i_{g2} .

No primeiro momento, admite-se que $V_f \leq \sqrt{2/3}V_{sdq} + V_{so}$ e $V_f \leq \sqrt{2/3}V_{mdq} + V_{mo}$, desta forma, observa-se a partir das equações (4.119)-(4.123) que as condições mostradas em (4.122) e (4.123) estão incluídas na condição (4.121). Consequentemente, a análise feita para a *caso I* do conversor de sete braços sem indutor de filtro (ver Fig. 4.2) continuam válidas.

No entanto, se $V_f \geq \sqrt{2/3}V_{sdq} + V_{so}$ ou $V_f \geq \sqrt{2/3}V_{mdq} + V_{mo}$, a condição mostrada em (4.121) está incluída ou na Eq. (4.122) ou na Eq. (4.123), respectivamente. Logo, outras condições para a determinação da tensão do barramento capacitivo devem ser encontradas. A condição (4.121) será excluída do processo de determinação da mínima tensão do barramento.

Comparando (4.119), (4.120), (4.122) e (4.123) com (4.114), (4.115), (4.117) e (4.118), respectivamente, obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas Eq. (4.114), (4.115), (4.117) e (4.118):

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{sdq} \quad (4.124)$$

$$V_{c2} = \sqrt{2}V_{mdq} \quad (4.125)$$

$$V_{c3} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{sdq} + V_{so} + U_g + V_f \quad (4.126)$$

$$V_{c4} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{mdq} + V_{mo} + U_g + V_f. \quad (4.127)$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento.

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja simultaneamente maior que V_{c2} , V_{c3} e V_{c4} , ou seja, se ($V_{c1} \geq V_{c2}$, $V_{c1} \geq V_{c3}$ e $V_{c1} \geq V_{c4}$), pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}), (V_{c1} \geq V_{c3}) \text{ e } (V_{c1} \geq V_{c4}). \quad (4.128)$$

Na Fig.4.16, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.119) para $i = 1$ e $j = 2$.

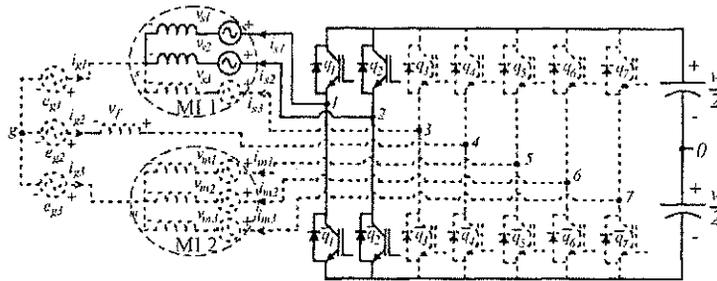


Figura 4.16: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição I*: Topologia com sete braços com indutor de filtro.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja simultaneamente maior que V_{c1} , V_{c3} e V_{c4} , ou seja, se ($V_{c2} \geq V_{c1}$, $V_{c2} \geq V_{c3}$ e $V_{c2} \geq V_{c4}$), pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}), (V_{c2} \geq V_{c3}) \text{ e } (V_{c2} \geq V_{c4}). \quad (4.129)$$

Na Fig.4.17, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.120) para $k = 5$ e $m = 6$.

Condição III

Caso a tensão V_{c3} seja simultaneamente maior que V_{c1} , V_{c2} e V_{c4} , ou seja, se ($V_{c3} \geq V_{c1}$, $V_{c3} \geq V_{c2}$ e $V_{c3} \geq V_{c4}$), pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c3} \text{ se } (V_{c3} \geq V_{c1}), (V_{c3} \geq V_{c2}) \text{ e } (V_{c3} \geq V_{c4}). \quad (4.130)$$

Na Fig.4.18, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.122) para $i = 3$.

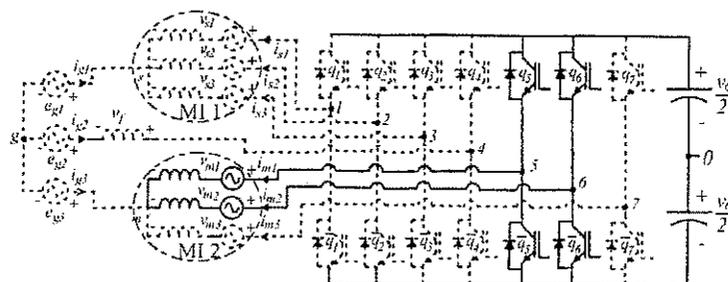


Figura 4.17: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição II*: Topologia com sete braços com indutor de filtro.

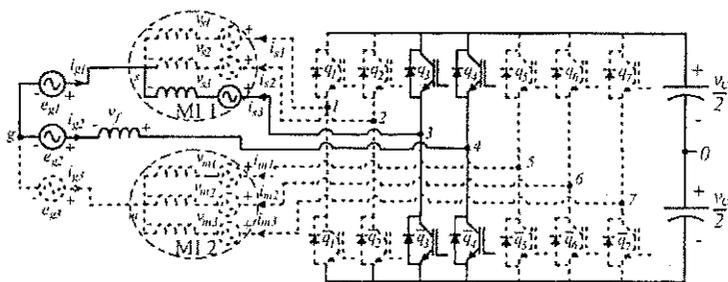


Figura 4.18: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição III*: Topologia com sete braços com indutor de filtro.

Condição IV

Caso a tensão V_{c4} seja simultaneamente maior que V_{c1} , V_{c2} e V_{c3} , ou seja, se ($V_{c4} \geq V_{c1}$, $V_{c4} \geq V_{c2}$ e $V_{c4} \geq V_{c3}$), pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c4} \text{ se } (V_{c4} \geq V_{c1}), (V_{c4} \geq V_{c2}) \text{ e } (V_{c4} \geq V_{c3}) \tag{4.131}$$

Na Fig.4.19, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.123) para $k = 6$.

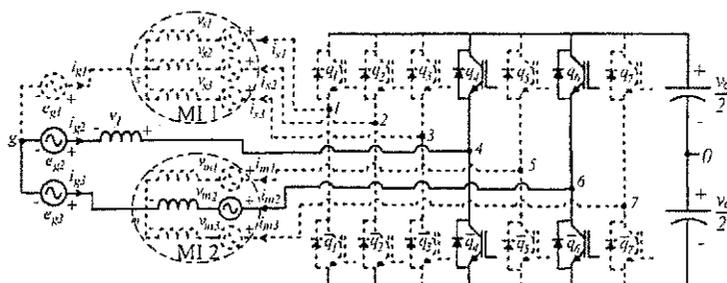


Figura 4.19: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição IV*: Topologia com sete braços com indutor de filtro.

Tabela 4.3: Limites da tensão do barramento - Configuração com sete braços e um indutor de filtro

$E \geq V_{c1}$	se $(V_{c1} \geq V_{c2})$	$(V_{c1} \geq V_c)$	$(V_{c1} \geq V_{c4})$
$E \geq V_{c2}$	se $(V_{c2} > V_{c1})$	$(V_{c2} \geq V_{c3})$	$(V_{c2} \geq V_{c4})$
$E \geq V_{c3}$	se $(V_{c3} > V_{c1})$	$(V_{c3} > V_{c2})$	$(V_c \geq V_{c4})$
$E \geq V_{c4}$	se $(V_{c4} > V_{c1})$	$(V_{c4} > V_{c2})$	$(V_{c4} > V_{c3})$.

De forma resumida, para a configuração mostrada na Fig.4.4, a mínima tensão do barramento de tensão CC deve satisfazer as restrições mostrada na Tabela 4.3.

As larguras de pulso são dadas a partir das tensões de pólo de referência, v_{10}^* até v_{70}^* dado por (4.106)-(4.112), como mostrado abaixo

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E} \right) T \quad j = 1 \text{ até } 7 \quad (4.132)$$

4.6.2 Conversor de seis braços - um indutor de filtro

As tensões de pólo de referência podem ser expressas pelas Eqs. (4.106)-(4.112) com exceção da tensão $v_{40}^* = 0$. Para esta configuração, v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = -e_{g2} - v_f^* \quad (4.133)$$

A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual a E e qualquer tensão de pólo deve ser menor ou igual a $E/2$. Desta forma, em seguida são enumeradas de forma compacta, todas as possibilidades para a diferença entre duas tensões de pólo e para qualquer tensão de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (4.134)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (4.135)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (4.136)$$

$$|v_{i0}| \leq E \quad (4.137)$$

$$|v_{k0}| \leq E \quad (4.138)$$

onde $(i \text{ e } j = 1, 2 \text{ e } 3)$ com $i \neq j$ e $(k \text{ e } m = 5, 6 \text{ e } 7)$ com $k \neq m$.

Das equações (4.28)-(4.34), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{sdq} \quad (4.139)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{mdq} \quad (4.140)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (4.141)$$

$$|v_{i0}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{sdq} + V_{so} + U_g + V_f \right) \quad (4.142)$$

$$|v_{k0}|_{\max} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{mdq} + V_{mo} + U_g + V_f \right) \quad (4.143)$$

Observa-se a partir das equações (4.139)-(4.143) que as condições (4.139) e (4.140) estão incluídas nas condições mostradas nas equações (4.142) e (4.143), respectivamente, uma vez que se deseja encontrar as tensões mais elevadas do sistema ("fonte de tensão + máquinas ") para então determinar a tensão do barramento. Assim as condições (4.139) e (4.140) serão excluídas do processo de determinação da mínima tensão do barramento capacitivo.

Comparando (4.141)-(4.143) com (4.136)-(4.138), obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas equações (4.136)-(4.138).

$$V_{c1} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (4.144)$$

$$V_{c2} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{sdq} + V_{so} + U_g + V_f \right) \quad (4.145)$$

$$V_{c3} = 2 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{mdq} + V_{mo} + U_g + V_f \right). \quad (4.146)$$

A seguir será mostrado as condições usadas para determinar a expressão generalizada para a mínima tensão do barramento:

Condição I

Caso a tensão V_{c1} seja simultaneamente maior que V_{c2} e V_{c3} , ou seja, se $(V_{c1} \geq V_{c2} \text{ e } V_{c1} \geq V_{c3})$, pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c1} \text{ se } (V_{c1} \geq V_{c2}) \text{ e } (V_{c1} \geq V_{c3}). \quad (4.147)$$

Na Fig.4.20, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.141) para $i = 2$ e $k = 6$.

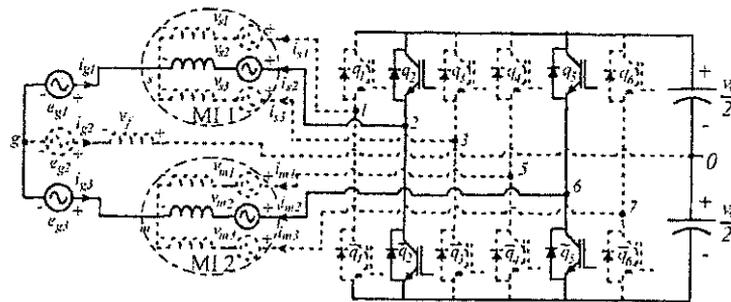


Figura 4.20: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição I*: Topologia com seis braços com indutor de filtro.

Condição II

Caso a tensão V_{c2} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c3} , ou seja, se $(V_{c2} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c2} \geq V_{c3})$, pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c2} \text{ se } (V_{c2} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c2} \geq V_{c3}). \tag{4.148}$$

Na Fig.4.21, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.142) para $i = 3$.

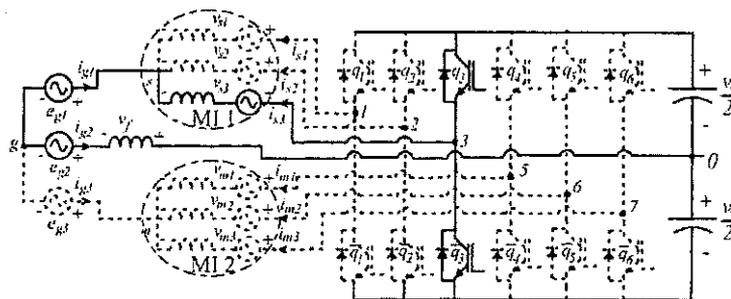


Figura 4.21: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição II*: Topologia com seis braços com indutor de filtro.

Condição III

Caso a tensão V_{c3} seja simultaneamente maior que V_{c1} e V_{c2} , ou seja, se $(V_{c3} \geq V_{c1} \text{ e } V_{c3} \geq V_{c2})$, pode-se determinar a mínima tensão do barramento para esta condição, logo

$$E \geq V_{c3} \text{ se } (V_{c3} \geq V_{c1}) \text{ e } (V_{c3} \geq V_{c2}). \tag{4.149}$$

Na Fig.4.22, encontra-se em destaque a malha de tensão cuja equação é dada em (4.143) para $k = 5$.

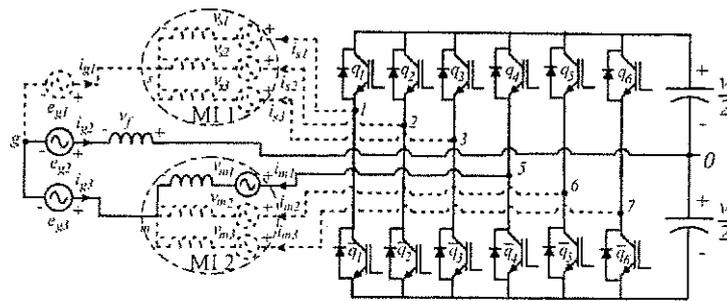


Figura 4.22: Determinação da mínima tensão do barramento - *condição III*: Topologia com seis braços com indutor de filtro.

Tabela 4.4: Limites da tensão do barramento - Configuração com seis braços e um indutor de filtro

$E \geq V_{c1}$	se $(V_{c1} \geq V_{c2})$	$(V_{c1} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c2}$	se $(V_{c2} > V_{c1})$	$(V_{c2} \geq V_{c3})$
$E \geq V_{c3}$	se $(V_{c3} > V_{c1})$	$(V_{c3} > V_{c2})$

De forma resumida, para a configuração mostrada na Fig. 4.5, a mínima tensão do barramento de tensão CC deve satisfazer as restrições mostrada na Tabela 4.4.

As larguras de pulso são dadas a partir das tensões de pólo de referência, v_{10}^* até v_{70}^* dado por (4.106)-(4.112), como mostrado abaixo

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E} \right) T \quad j = 1 \text{ até } 7 \text{ com } v_{40}^* = 0. \quad (4.150)$$

4.7 Resultados de simulação e experimental

Os sistemas apresentados nas Figs. 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5 foram estudados por simulação e experimentalmente, de forma que o estudo tem mostrado que o comportamento dos sistemas apresentados são adequados.

Os resultados foram obtidos usando controle de corrente da fonte (controle do fator de potência), controle de corrente nas máquinas, além do controle da tensão do barramento capacitivo, como mostrado na Fig 4.9.

Os resultados de simulação têm mostrado a viabilidade das configurações propostas. Desta forma, mostra-se na Fig. 4.23 os resultados de simulação para as correntes dq da máquina 1 e da máquina 2. Nota-se que a imposição de corrente é independente para ambas as máquinas, no sentido que se pode impor correntes com frequências diferentes.

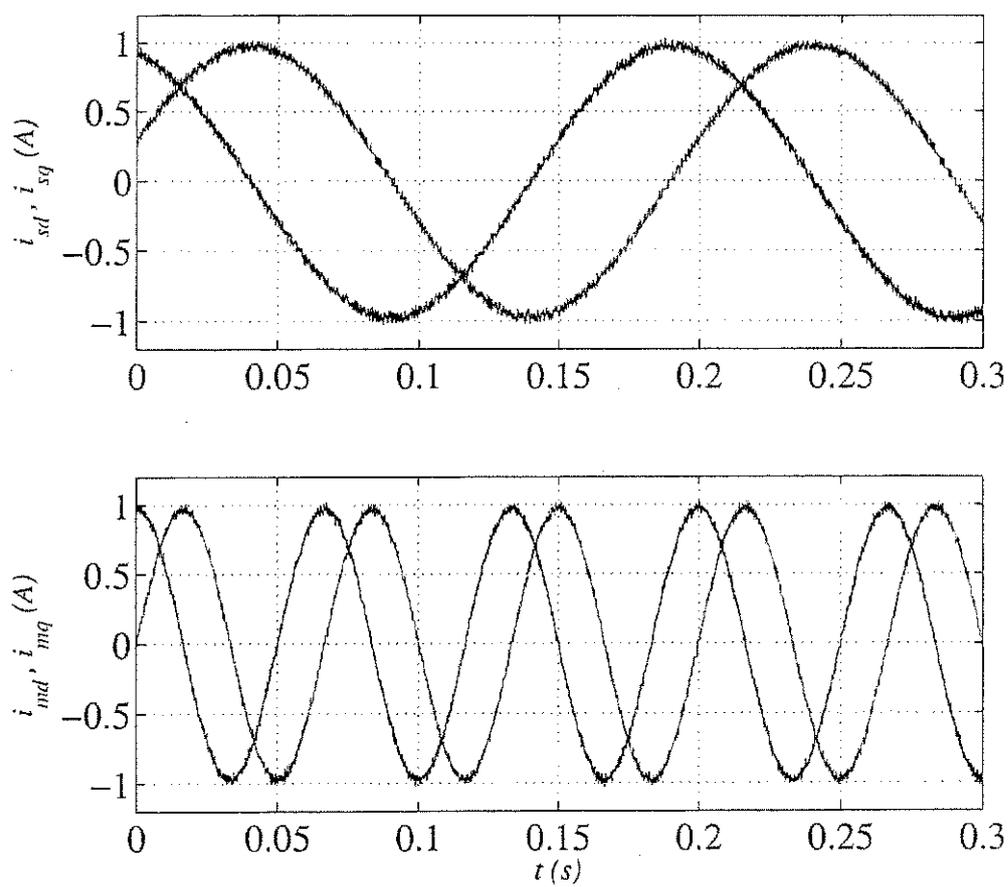


Figura 4.23: Resultado de simulação: conversor de seis braços (*caso II*): correntes dq da máquina 1 e da máquina 2.

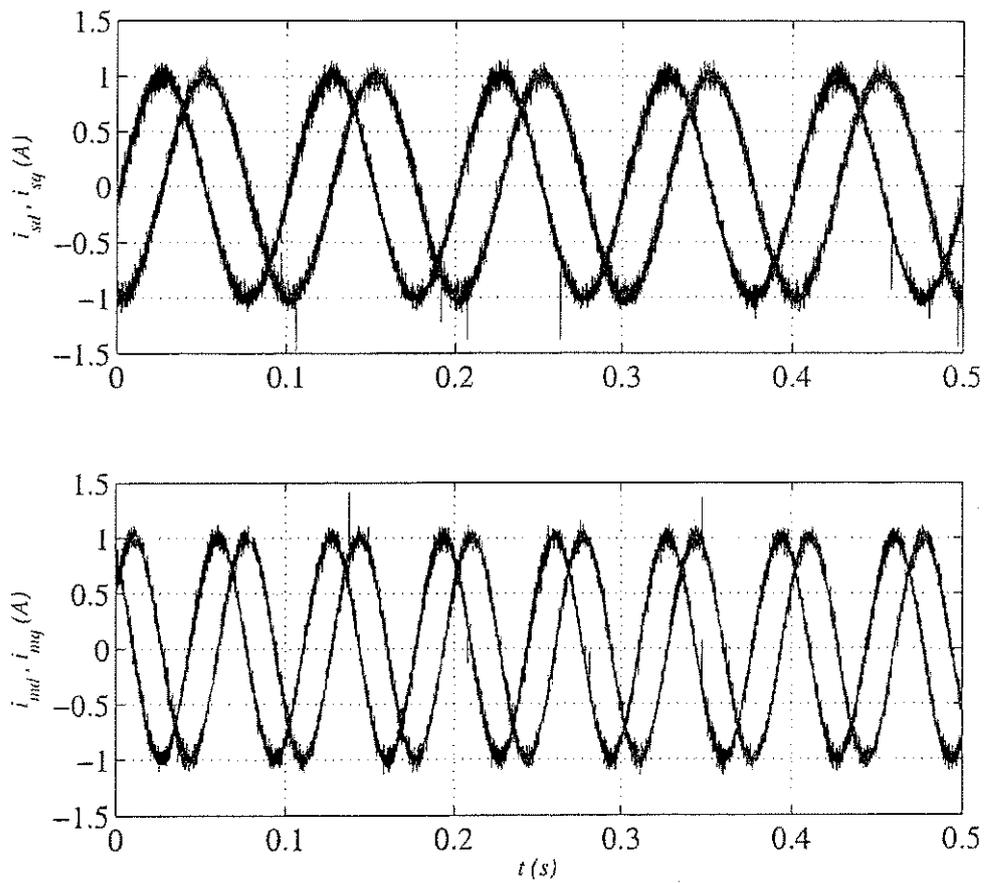


Figura 4.24: Resultado experimental: conversor de seis braços (*caso II*): correntes dq da máquina 1 e da máquina 2.

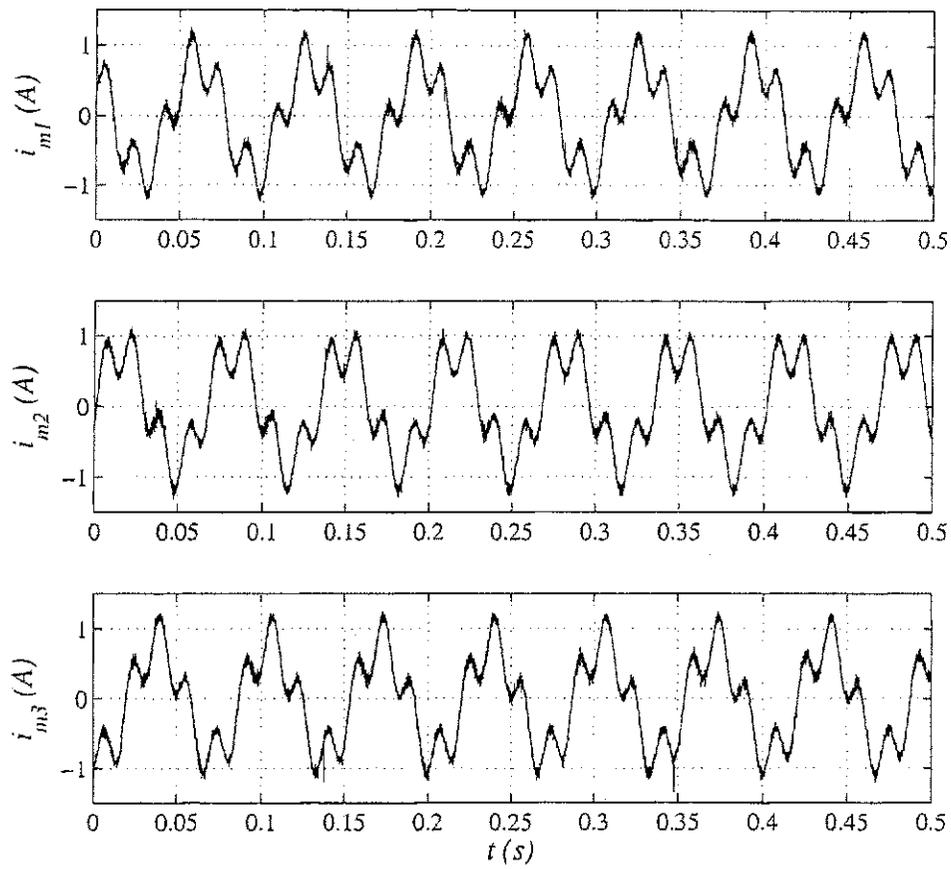


Figura 4.25: Resultado experimental: conversor de seis braços (*caso II*) - correntes 123 da máquina 1.

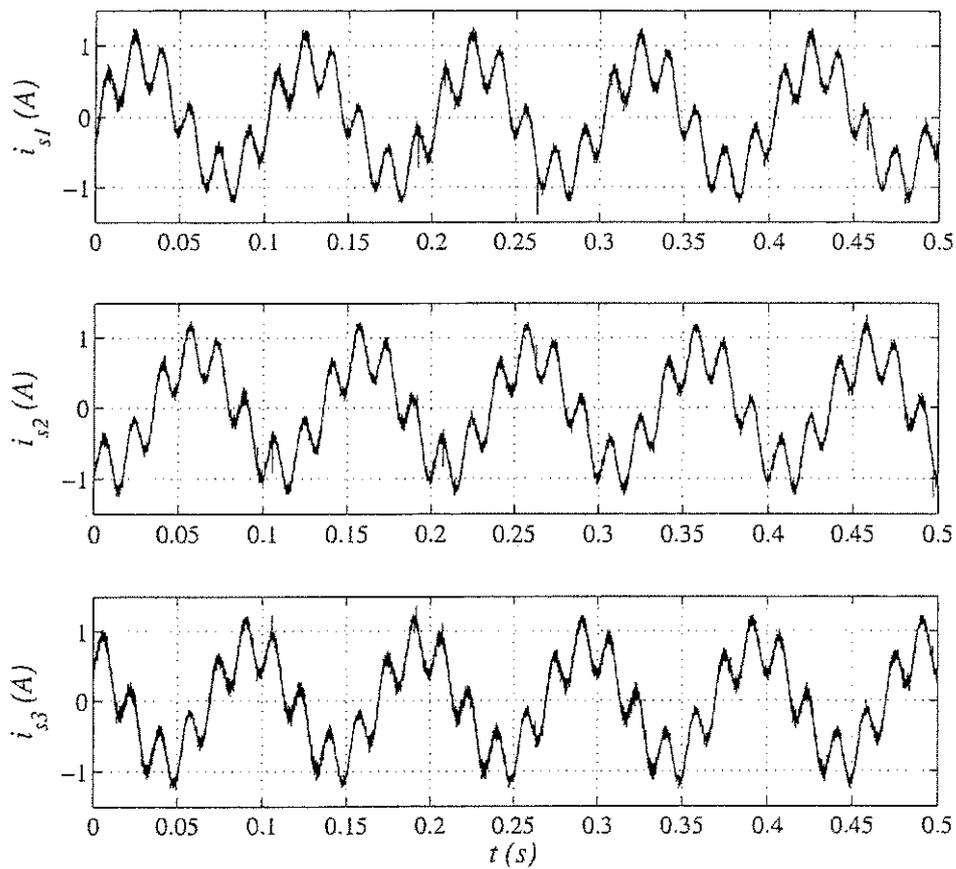


Figura 4.26: Resultado experimental: conversor de seis braços (*caso II*) - correntes 123 da máquina 2.

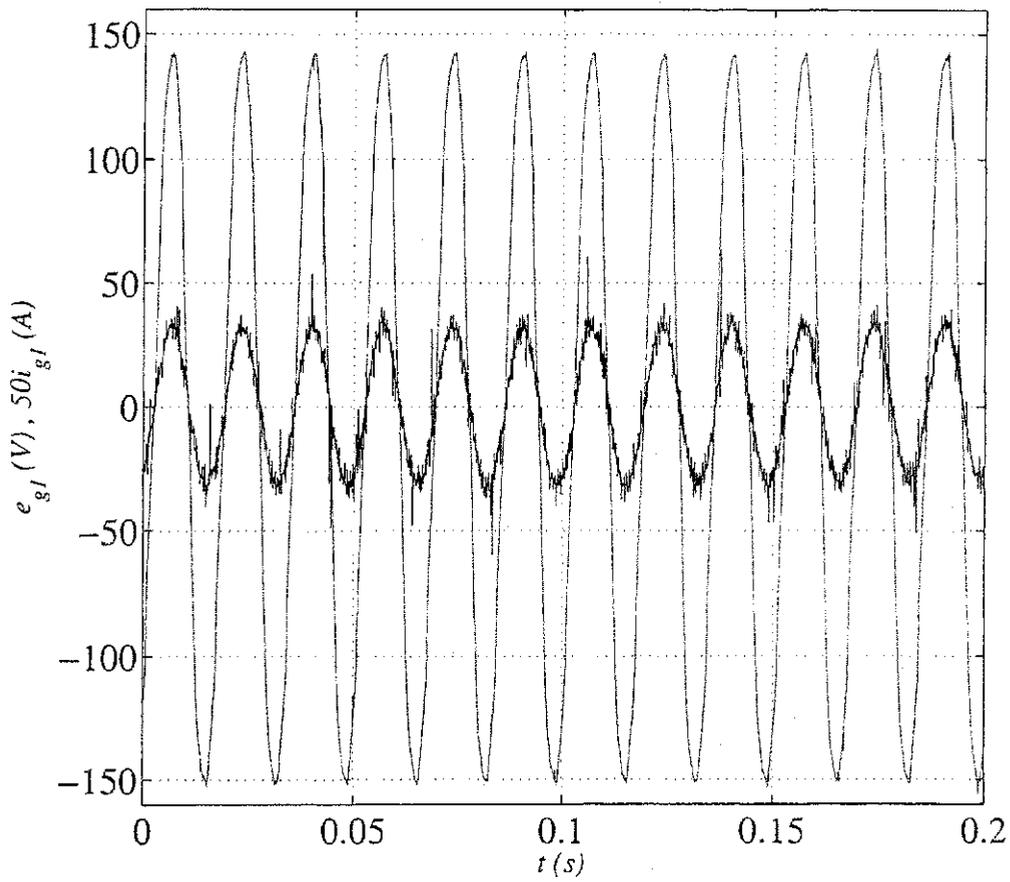


Figura 4.27: Resultado experimental: tensão e corrente da fonte trifásica (fase 1) - alto fator de potência.

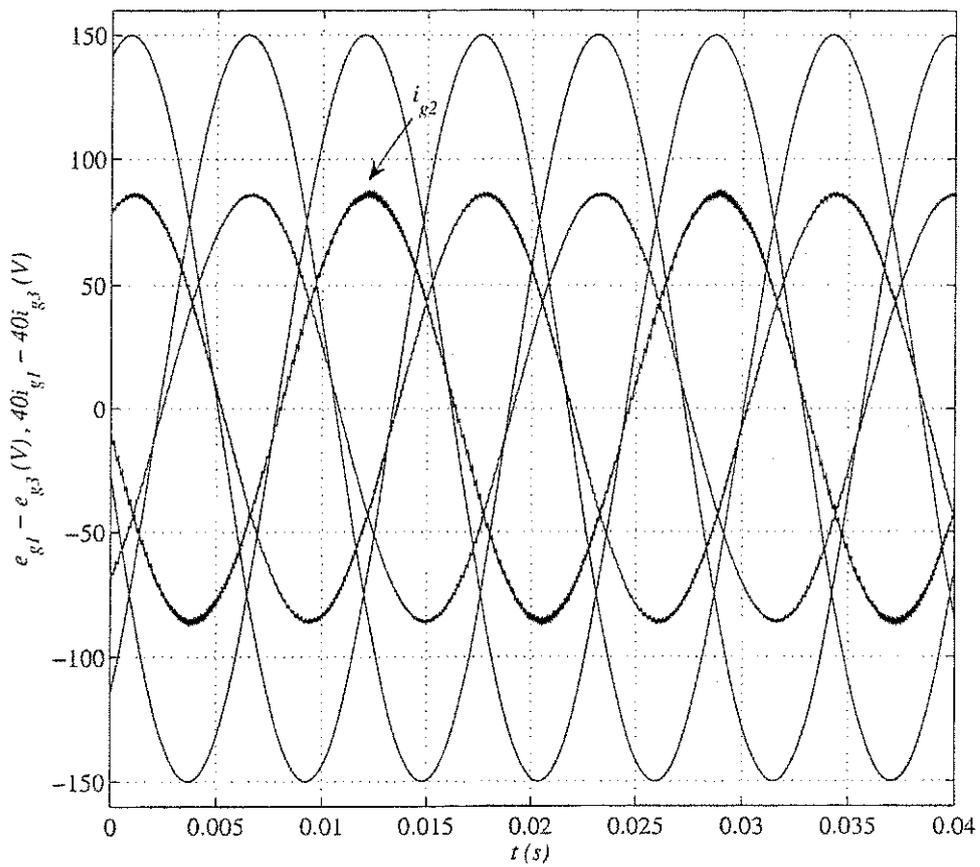


Figura 4.28: Resultado de simulação para o conversor de seis braços (*caso 1*): tensão e corrente da fonte primária trifásica - corrente i_{g2} com maior *ripple*.

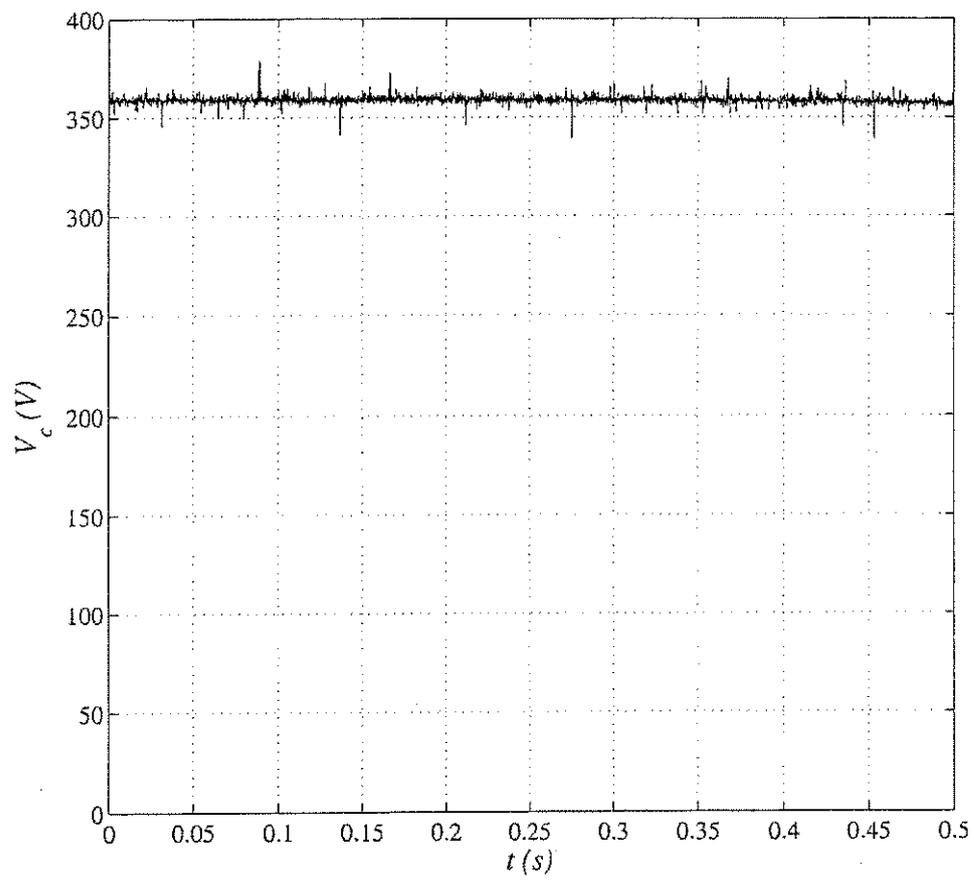


Figura 4.29: Resultado experimental: tensão do barramento CC controlada.

O resultado experimental mostrado na Fig. 4.24 valida a afirmação anterior.

A exemplo dos resultados obtidos nos capítulos anteriores, as correntes de fase das duas máquinas apresentam-se distorcidas pela componente de 60Hz da corrente da fonte primária trifásica, como pode ser visto nos resultados experimentais mostrados nas Figs. 4.25 e 4.26, para as máquinas 1 e 2, respectivamente.

O controle do fator de potência é mostrado no resultado experimental da Fig. 4.27 e no resultado de simulação mostrado na Fig. 4.28, onde percebe-se que a corrente está em fase com a tensão da fonte trifásica. Como pode ser observado na Fig. 4.28, a corrente i_{g2} apresenta um *ripple* maior que nas outras fases, devido a ausência do indutor de filtro. Percebe-se, a partir da Fig. 4.29, que o controle da tensão do barramento capacitivo está sendo realizado com êxito.

4.8 Conclusões

Neste capítulo foi proposto quatro sistemas de acionamento com número reduzido de componentes, duas topologias sem o uso de nenhum indutor de filtro e duas com uso de apenas um indutor de filtro, ambas alimentando duas máquinas de indução trifásica.

As configurações propostas apresentam restrições relacionadas aos níveis de tensão do barramento capacitivo, principalmente as topologias que utilizam o ponto central dos capacitores, pois desta forma é necessário um aumento da tensão do barramento CC, e conseqüentemente um sobredimensionamento dos capacitores, para que o sistema funcione adequadamente. No entanto, o benefício de se ter configurações com número reduzido de chaves e diodos de potência, além da redução no número de indutores de filtro, parece ser fundamental na escolha destas topologias (ver Figs. 4.2, 4.4, 4.3 e 4.5), já que se consegue impor controle de corrente independente para ambas as máquinas, além do controle do fator de potência.

A utilização do indutor de filtro nas topologias mostradas nas Figs. 4.4 e 4.5, apesar de apresentar a desvantagem relacionada ao aumento da tensão do barramento capacitivo, tem como vantagem a redução no *ripple* da corrente da fonte i_{g2} , se comparada com as topologias mostradas nas Figs. 4.2 e 4.3 que não utilizam o indutor de filtro.

A análise e a estratégia de acionamento dos motores, incluindo controle de corrente e controle de tensão *PWM* foi realizado. O princípio operacional das topologias foi apresentado, foi mostrado que o desempenho geral das topologias são adequados. Os resultados de simulação tem mostrado a viabilidade das configurações propostas, validado pelos resultados experimentais.

Capítulo 5

Acionamento de Três Motores Trifásicos sem Indutor de Filtro

5.1 Introdução

Vários estudos têm abordado o acionamento de três máquinas de indução em série, a partir da utilização de um conversor estático [39] e [40]. Desta forma, como as máquinas são alimentadas por um inversor de frequência, a necessidade de se utilizar uma máquina com um número pré-definido de fases, como o trifásico, desaparece e máquinas com outros números de fases podem ser escolhidos, como estudado em [41], [42], [43] e [34].

No entanto, como em aplicações tradicionais de máquinas elétricas, a máquina trifásica é a que apresenta maior presença nas indústrias e nos estudos encontrados na literatura, esforços de pesquisa na direção de estudar os sistemas de acionamento de máquinas elétricas, mais especificamente o acionamento de três máquinas trifásicas em série é um importante tópico para algumas aplicações em eletrônica industrial e acionamento de máquinas.

Neste capítulo são propostas duas topologias para o acionamento de três máquinas de indução trifásicas. A primeira configuração, mostrada na Fig. 5.1, compreende uma fonte de tensão trifásica, conversor com nove braços, barramento capacitivo de tensão CC e três máquinas de indução trifásica. A segunda configuração, mostrada na Figs. 5.2, compreende um conversor simplificado, composto por oito braços, barramento capacitivo de tensão CC com conexão no ponto central, além de três máquinas de indução e da fonte trifásica.

Como pode ser observado nas Figs. 5.1 e 5.2 a redução de componentes é referente a eliminação dos indutores de filtro, bem como referente a redução das chaves e diodos

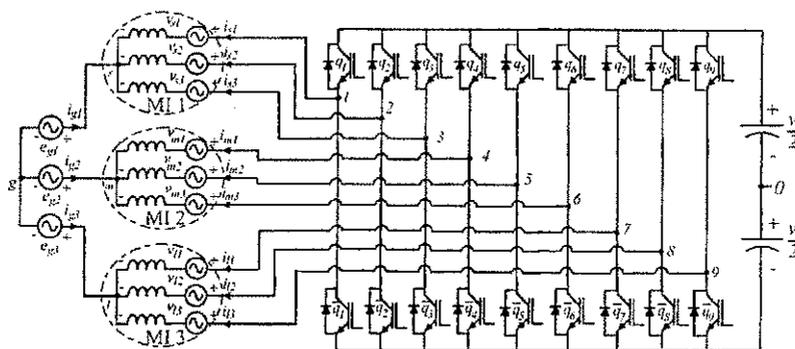


Figura 5.1: Sistema de acionamento de três máquinas de indução trifásicas em série.

de potência do conversor, já que em uma configuração padrão seria necessário um conversor com doze braços.

As topologias propostas neste capítulo, são uma evolução das configurações estudadas no Capítulo 4. No entanto, o princípio funcional das estruturas tratadas nas Figs. 5.1 e 5.2 é verificado em detalhe neste capítulo, bem como é apresentado a análise e a estratégia de controle do sistema de acionamento, incluindo controle de corrente e controle de tensão *PWM*.

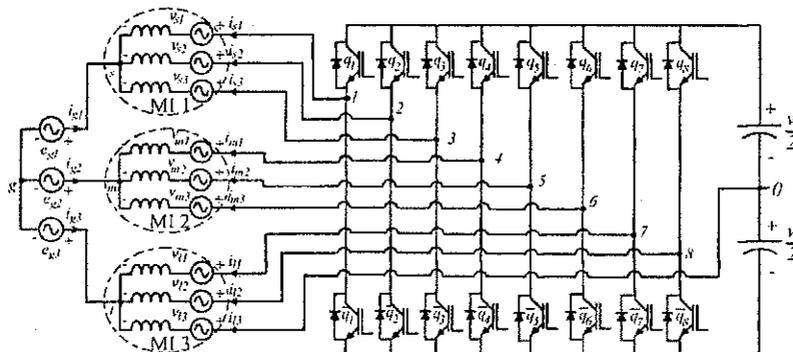


Figura 5.2: Sistema de acionamento de três máquinas de indução trifásicas em série, com uso do ponto central do barramento.

O capítulo é organizado segundo a seqüência descrita abaixo:

1. Introdução
2. Configuração do Sistema
3. Estratégia de Controle
4. Controle de Tensão *PWM*
5. Corrente no Barramento Capacitivo

6. Resultados de Simulação

7. Conclusões

Na seção denominada, configuração do sistema, mostra-se as configurações para o conversor com nove e oito braços, ambas sem indutores de filtro, onde são mostradas as tensões de pólo, bem como as equações de tensão e corrente que regem o comportamento das máquinas e do sistema de uma forma geral. Em estratégia de controle, mostra-se o controle de corrente nos referencias 123, bem como no referencial odq . Mostra-se também os diagramas de blocos de controle geral dos sistemas de acionamento apresentados. No ítem de controle de tensão PWM , mostra-se as equações que definem a modulação por largura de pulso para as topologias. No ítem, corrente no barramento capacitivo, é exposto o desenvolvimento utilizado para a determinação da corrente no barramento capacitivo, tanto para a topologia de nove braços quanto para a topologia de oito braços. Por fim, os resultados de simulação e as conclusões são apresentados.

5.2 Configuração do Sistema

5.2.1 Conversor de Nove Braços

O conversor cuja topologia é mostrada na Fig. 5.1 é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7, \bar{q}_7, q_8, \bar{q}_8, q_9$ e \bar{q}_9 , por um banco de capacitores que constituem o barramento de tensão CC. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 9): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, e $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta, de modo que os pares $(q_1\bar{q}_1), (q_2\bar{q}_2), (q_3\bar{q}_3), (q_4\bar{q}_4), (q_5\bar{q}_5), (q_6\bar{q}_6), (q_7\bar{q}_7), (q_8\bar{q}_8)$ e $(q_9\bar{q}_9)$ são complementares.

As tensões de pólo do conversor são dadas por:

$$v_{i0} = v_{si} + e_{g1} + v_{g0} \quad (5.1)$$

$$v_{j0} = v_{mi} + e_{g2} + v_{g0} \quad (5.2)$$

$$v_{k0} = v_{li} + e_{g3} + v_{g0} \quad (5.3)$$

onde ($i = 1, 2$ e 3), ($j = 4, 5$ e 6), ($k = 7, 8$ e 9). v_{si} , v_{mi} e v_{li} são as tensões de fase da máquina 1, 2 e da máquina 3, respectivamente. v_{g0} é a tensão entre o neutro da fonte de tensão trifásica e o ponto central '0' do barramento CC.

As tensões de fase das máquinas podem ser obtidas de (5.1)-(5.3), como mostrado

abaixo

$$v_{si} = v_{i0} - e_{g1} - v_{g0} \quad (5.4)$$

$$v_{mi} = v_{j0} - e_{g2} - v_{g0} \quad (5.5)$$

$$v_{ti} = v_{k0} - e_{g3} - v_{g0}. \quad (5.6)$$

De (5.4)-(5.6) obtém-se

$$v_{g0} = \frac{1}{9} \sum_{i=1}^9 v_{i0} \quad (5.7)$$

Utilizando a matriz de transformação A obtida em (2.8), bem como as equações (5.4)-(5.6), e (5.7) encontra-se as tensões das máquinas no referencial odq

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2}v_{20} - \frac{1}{2}v_{30} \right) \quad (5.8)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (5.9)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_{j=1}^3 v_{j0} - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^9 v_{i0} - 3e_{g1} \right) \quad (5.10)$$

$$v_{md} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{40} - \frac{1}{2}v_{50} - \frac{1}{2}v_{60} \right) \quad (5.11)$$

$$v_{mq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{50} - v_{60}) \quad (5.12)$$

$$v_{mo} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_{j=4}^6 v_{j0} - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^9 v_{i0} - 3e_{g2} \right) \quad (5.13)$$

$$v_{ld} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{70} - \frac{1}{2}v_{80} - \frac{1}{2}v_{90} \right) \quad (5.14)$$

$$v_{lq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{80} - v_{90}) \quad (5.15)$$

$$v_{lo} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_{j=7}^9 v_{j0} - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^9 v_{i0} - 3e_{g3} \right). \quad (5.16)$$

Assumindo que i_{si} , i_{mj} e i_{lk} ($i = 1, 2$ e 3), ($j = 4, 5$ e 6) e ($l = 7, 8$ e 9) são as correntes de fase das máquinas 1, 2 e 3, respectivamente, enquanto que i_{sdqi} , i_{mdqj} e i_{ldqk} são as correntes de fase da máquina 1, 2 e 3 apenas associado com as correntes dq [dado por (2.8) com $i_{so} = 0$, $i_{mo} = 0$ e $i_{lo} = 0$, i.e., $i_{kdq1} = \sqrt{2/3}i_{kd}$, $i_{kdq2} = -\sqrt{1/6}i_{kd} + \sqrt{1/2}i_{kq}$ e $i_{kdq3} = -\sqrt{1/6}i_{kd} - \sqrt{1/2}i_{kq}$, onde $k = s, m$ e l] e i_{so} , i_{mo} e i_{lo} são as correntes o (associado com as correntes da fonte i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , respectivamente), assim as seguintes

relações podem ser encontradas

$$i_{si} = i_{sdqi} + i_{so} \quad (5.17)$$

$$i_{mi} = i_{mdqi} + i_{mo} \quad (5.18)$$

$$i_{ti} = i_{tdqi} + i_{to} \quad (5.19)$$

com $i = 1, 2$ e 3 . Desde que $i_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s1} + i_{s2} + i_{s3})$, $i_{mo} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{m1} + i_{m2} + i_{m3})$ e $i_{to} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{t1} + i_{t2} + i_{t3})$, as correntes i_{so} , i_{mo} e i_{to} são dadas por

$$i_{so} = -\frac{i_{g1}}{\sqrt{3}}, \quad i_{mo} = -\frac{i_{g2}}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad i_{to} = -\frac{i_{g3}}{\sqrt{3}}. \quad (5.20)$$

Nota-se a partir das equações (5.8)-(5.16) que apenas as variáveis o dependem da tensão da rede e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} . Para tornar evidente esta dependência, três novas variáveis o'_s , o'_m e o'_l (apenas dependendo das tensões de pólo) são introduzidas, ou seja

$$\sqrt{3}v'_{s0} = \sum_{j=1}^3 v_{j0} - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^9 v_{i0} \quad (5.21)$$

$$\sqrt{3}v'_{m0} = \sum_{j=4}^6 v_{j0} - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^9 v_{i0} \quad (5.22)$$

$$\sqrt{3}v'_{l0} = \sum_{j=7}^9 v_{j0} - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^9 v_{i0}. \quad (5.23)$$

Desta forma, considerando (5.20) e o modelo o das máquinas, dado por (2.5), obtêm-se

$$\sqrt{3}v'_{s0} = -r_s i_{g1} - l_{ls} \frac{d}{dt} i_{g1} + 3e_{g1} \quad (5.24)$$

$$\sqrt{3}v'_{m0} = -r_m i_{g2} - l_{lm} \frac{d}{dt} i_{g2} + 3e_{g2} \quad (5.25)$$

$$\sqrt{3}v'_{l0} = -r_l i_{g3} - l_{ll} \frac{d}{dt} i_{g3} + 3e_{g3} \quad (5.26)$$

Considerando a máquina trifásica padrão utilizada neste trabalho (descrita na seção 2.1), bem como as equações (5.24)-(5.26), pode-se representar as variáveis odq a partir do circuito equivalente, mostrado na Fig.5.3. Observa-se que os modelos de cada máquina são desacoplados um do outro, e que o modelo o é acoplado com a tensão da fonte.

É assumido que o modelo homopolar das três máquinas são idênticos, ou seja, $r_s = r_m = r_l$ e $l_{ls} = l_{lm} = l_{ll}$. Desta forma, a potência em regime permanente recebida pelas máquinas é contínua, já assumindo que as correntes da fonte são controladas balanceadas.

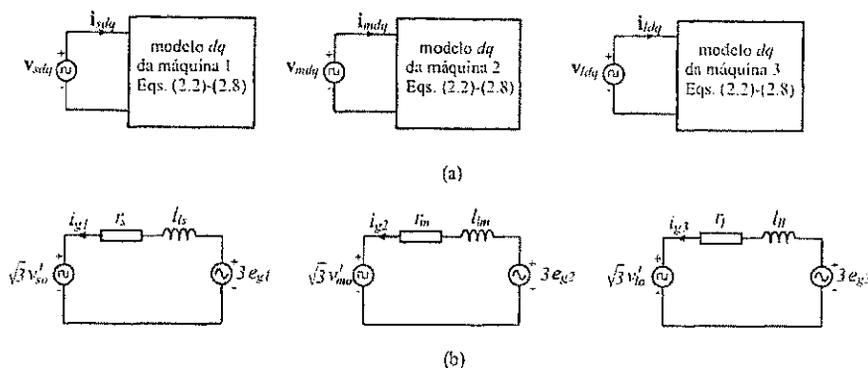


Figura 5.3: Circuitos equivalentes: (a) modelo dq - máquinas 1, 2 e 3 e (b) variáveis so , mo e lo .

5.2.2 Conversor de Oito Braços

O conversor cuja topologia é mostrada na Fig. 5.2 é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7, \bar{q}_7, q_8$ e \bar{q}_8 e por um banco de capacitores que constituem o barramento de tensão CC, com acesso ao ponto central. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ até 8): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, e $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta, de modo que os pares $(q_1\bar{q}_1), (q_2\bar{q}_2), (q_3\bar{q}_3), (q_4\bar{q}_4), (q_5\bar{q}_5), (q_6\bar{q}_6), (q_7\bar{q}_7)$ e $(q_8\bar{q}_8)$ são complementares.

As tensões de pólo para a configuração de oito braços continuam válidas [ver equações (5.1)-(5.3)], com exceção da tensão $v_{90} = 0$. Assim todas as demais equações (5.8)-(5.26) encontradas para a configuração de nove braços continuam válidas, inclusive o circuito equivalente mostrado na Fig. 5.3.

5.3 Estratégia de Controle

O desacoplamento das variáveis dq e o , obtido na seção anterior é bastante interessante para o sistema de controle. Contudo, a estratégia do sistema de controle tem que ser adequadamente definida para evitar acoplamento desnecessário devido as definições das referências.

Considera-se que o controle tanto do torque quanto do fator de potência deve ser realizado pelo controle das correntes de fase das máquinas, desta forma as correntes de

referência de fase das máquinas são dadas por

$$i_{s1}^* = \sqrt{2/3}i_{sd}^* - i_{g1}^*/3 \quad (5.27)$$

$$i_{s2}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* + \sqrt{1/2}i_{sq}^* - i_{g1}^*/3 \quad (5.28)$$

$$i_{s3}^* = -\sqrt{1/6}i_{sd}^* - \sqrt{1/2}i_{sq}^* - i_{g1}^*/3 \quad (5.29)$$

$$i_{m1}^* = \sqrt{2/3}i_{md}^* - i_{g2}^*/3 \quad (5.30)$$

$$i_{m2}^* = -\sqrt{1/6}i_{md}^* + \sqrt{1/2}i_{mq}^* - i_{g2}^*/3 \quad (5.31)$$

$$i_{m3}^* = -\sqrt{1/6}i_{md}^* - \sqrt{1/2}i_{mq}^* - i_{g2}^*/3 \quad (5.32)$$

$$i_{l1}^* = \sqrt{2/3}i_{ld}^* - i_{g3}^*/3 \quad (5.33)$$

$$i_{s2}^* = -\sqrt{1/6}i_{ld}^* + \sqrt{1/2}i_{lq}^* - i_{g3}^*/3 \quad (5.34)$$

$$i_{s3}^* = -\sqrt{1/6}i_{ld}^* - \sqrt{1/2}i_{lq}^* - i_{g3}^*/3 \quad (5.35)$$

Neste caso, o controle das correntes de fase das máquinas definem as tensões v_{si}^* , v_{mi}^* e v_{li}^* com $i = 1, 2$ e 3 , como pode ser observado na Fig. 5.4, de modo que i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} são diretamente controladas.

O controle das correntes o e dq das máquinas definem as tensões v_{so}^* , v_{sdq}^* , v_{mo}^* , v_{mdq}^* e v_{lo}^* , v_{ldq}^* como pode ser observado na Fig. 5.5, de modo que i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} são diretamente controladas pelas correntes i_{so} , i_{mo} e i_{lo} , respectivamente.

A tensão do capacitor v_c (tensão do barramento CC) é ajustada para um valor de referência usando o controlador R_c . Este controlador define a amplitude I_g^* das três correntes da fonte de tensão trifásica. Para obter um fator de potência unitário, as correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} devem ser sincronizadas com as tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , respectivamente. Isto é obtido pelo bloco SYN. Na Fig. 5.4, os blocos R_s , R_m e R_l implementam o controle das correntes i_{s123} , i_{m123} e i_{l123} , respectivamente. Enquanto que na Fig. 5.5 os blocos R_{so} , R_{sdq} , R_{mo} , R_{mdq} , R_{lo} e R_{ldq} implementam o controle das correntes o e dq das máquinas 1, 2 e 3 respectivamente.

5.4 Controle de Tensão PWM

5.4.1 Conversor de Nove Braços

Se as tensões de fase de referência desejadas nas máquinas 1, 2 e 3 são especificadas por v_{si}^* , v_{mi}^* e v_{li}^* ($i = 1, 2$ e 3), respectivamente, e dado as tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e

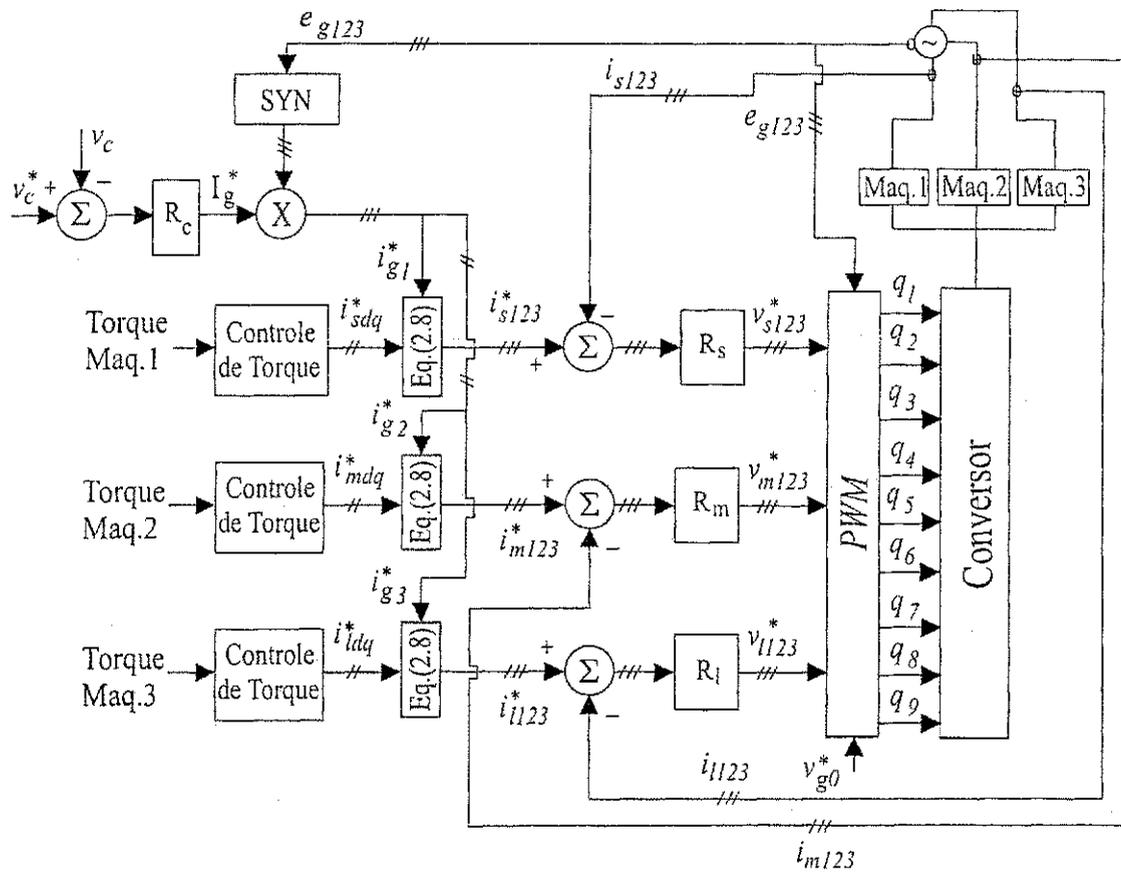


Figura 5.4: Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes nas fases das três máquinas com correção do fator de potência.

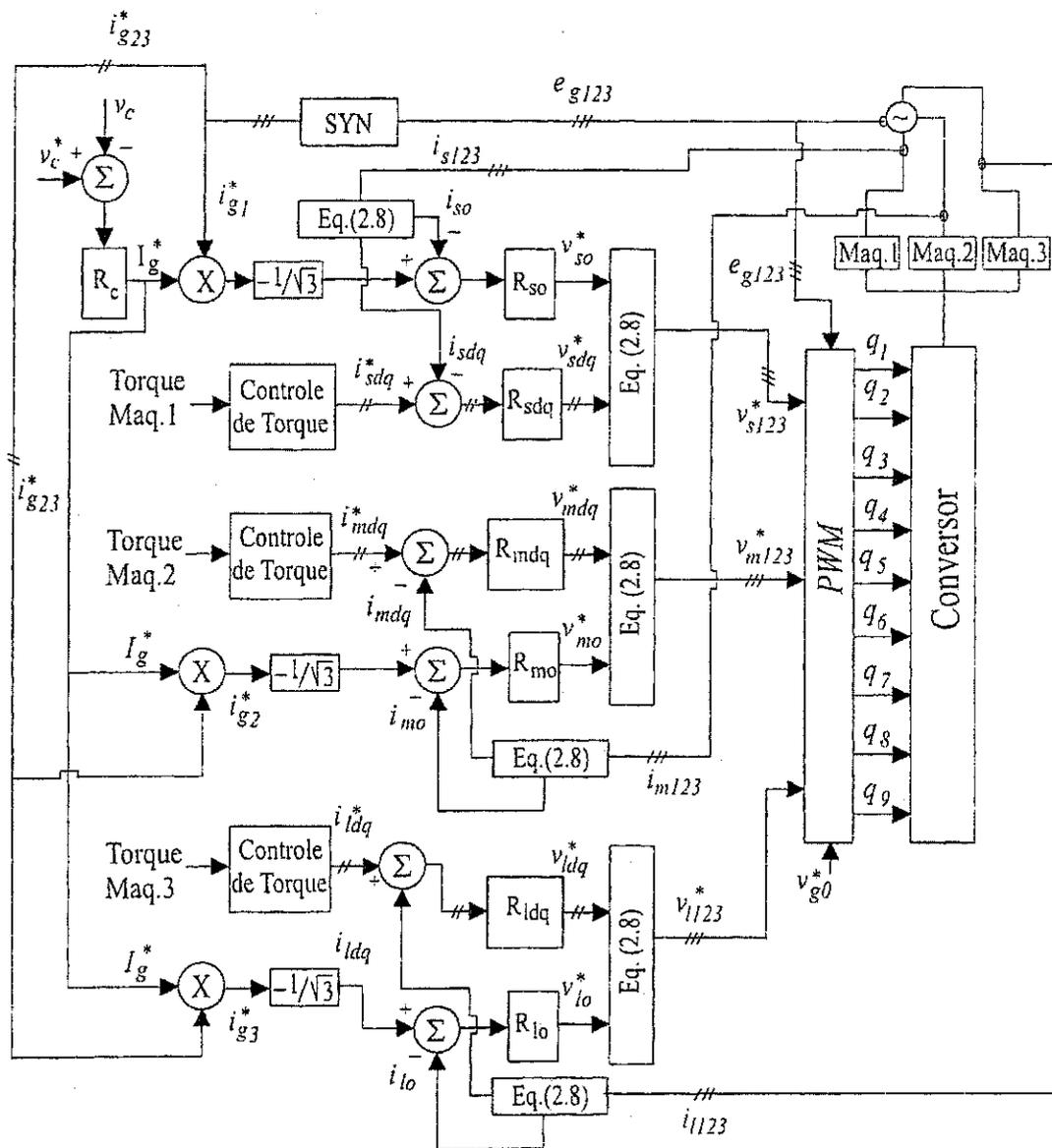


Figura 5.5: Diagrama de blocos - Controle da tensão CC do barramento e controle das correntes *odq* nas três máquinas com correção do fator de potência.

e_{g3} , então de (5.1)-(5.3) obtêm-se as tensões de pólo de referência

$$v_{i0}^* = v_{si}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (5.36)$$

$$v_{j0}^* = v_{mj}^* + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (5.37)$$

$$v_{k0}^* = v_{ki}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (5.38)$$

com $i = 1, 2$ e 3 .

Note que estas equações não podem ser resolvidas sem antes especificar v_{g0}^* .

A tensão v_{g0}^* pode ser calculada como um função do fator de distribuição de roda livre μ , como considerado para o conversor trifásico [59]. Pode-se mostrar que v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = E \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu) v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (5.39)$$

onde E é a tensão CC do barramento capacitivo, $v_{sM}^* = \max \{V\}$ e $v_{sm}^* = \min \{V\}$ com $V = \{v_{s1}^* + e_{g1}, v_{s2}^* + e_{g1}, v_{s3}^* + e_{g1}, v_{m1}^* + e_{g2}, v_{m2}^* + e_{g2}, v_{m3}^* + e_{g2}, v_{l1}^* + e_{g3}, v_{l2}^* + e_{g3}, v_{l3}^* + e_{g3}\}$.

A diferença entre duas tensões de pólo, para qualquer combinação, necessariamente será menor ou igual que E . Desta forma, em seguida são enumeradas, de forma compacta, todas as possibilidades para a diferença entre duas tensões de pólos:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (5.40)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (5.41)$$

$$|v_{t0} - v_{u0}| \leq E \quad (5.42)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (5.43)$$

$$|v_{i0} - v_{t0}| \leq E \quad (5.44)$$

$$|v_{k0} - v_{t0}| \leq E \quad (5.45)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$, (k e $m = 4, 5$ e 6) com $k \neq m$ e (t e $u = 7, 8$ e 9) com $t \neq u$.

Das equações (5.1)-(5.3), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2} V_{sdq} \quad (5.46)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = \sqrt{2} V_{mdq} \quad (5.47)$$

$$|v_{t0} - v_{u0}|_{\max} = \sqrt{2} V_{ldq} \quad (5.48)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (5.49)$$

$$|v_{i0} - v_{t0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{sdq} + V_{ldq}) + V_{so} + V_{lo} + U_g \quad (5.50)$$

$$|v_{k0} - v_{t0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{mdq} + V_{ldq}) + V_{mo} + V_{lo} + U_g \quad (5.51)$$

Tabela 5.1: Limites da tensão do barramento - Conversor com nove braços.

$E \geq V_{c4}$	se $(V_{c4} \geq V_{c5})$	$(V_{c4} \geq V_{c6})$
$E \geq V_{c5}$	se $(V_{c5} > V_{c4})$	$(V_{c5} \geq V_{c6})$
$E \geq V_{c6}$	se $(V_{c6} > V_{c4})$	$(V_{c6} > V_{c5})$.

onde V_{sdq} , V_{mdq} e V_{ldq} é a amplitude da tensão dq das máquinas 1, 2 e 3, respectivamente; V_{so} , V_{mo} e V_{lo} são as amplitudes das tensões devido a circulação das correntes da fonte nas impedâncias σ das máquinas 1, 2 e 3, respectivamente; U_g é a amplitude da tensão entre fases da fonte primária trifásica.

Comparando (5.46)-(5.51) com (5.40)-(5.45), obtém-se a mínima tensão do barramento para as condições mostradas nas Eqs. (5.46)-(5.51):

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{sdq} \quad (5.52)$$

$$V_{c2} = \sqrt{2}V_{mdq} \quad (5.53)$$

$$V_{c3} = \sqrt{2}V_{ldq} \quad (5.54)$$

$$V_{c4} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (5.55)$$

$$V_{c5} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{ldq}) + V_{so} + V_{lo} + U_g \quad (5.56)$$

$$V_{c6} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{mdq} + V_{ldq}) + V_{mo} + V_{lo} + U_g. \quad (5.57)$$

Admite-se a seguinte aproximação: $V_{ca} \geq V_{cb}$, onde $a = 4, 5$ e 6 e $b = 1, 2$ e 3 .

Para a obtenção da expressão generalizada que determina a tensão do barramento capacitivo, segue os procedimentos adotados nos capítulos precedentes. Desta forma, a mínima tensão CC que o barramento deve satisfazer, é mostrado na Tabela 5.1.

As larguras de pulso são dadas a partir das tensões de pólo de referência v_{10}^* até v_{90}^* dado por (5.36)-(5.38), como mostrado abaixo

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E} \right) T \quad j = 1 \text{ até } 9. \quad (5.58)$$

5.4.2 Conversor de Oito Braços

As tensões de pólo de referência para a configuração mostrada na Fig. 5.2 podem ser expressas pelas equações (5.36)-(5.38), com $v_{90}^* = 0$. Para esta configuração, v_{g0}^* é dado por

$$v_{g0}^* = -e_{g3} - v_{l3}^*. \quad (5.59)$$

A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual a E

($v_{sAl}^* - v_{sm}^* \leq E$), e qualquer tensão de pólo deve ser menor ou igual a $E/2$ ($v_{sM}^* \leq E/2$), já que nesta configuração se utiliza do ponto central do barramento.

Em seguida são enumeradas, de forma compacta, todas as possibilidades para a diferença entre duas tensões de pólo e para qualquer tensão de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (5.60)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}| \leq E \quad (5.61)$$

$$|v_{t0} - v_{u0}| \leq E \quad (5.62)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}| \leq E \quad (5.63)$$

$$|v_{i0} - v_{t0}| \leq E \quad (5.64)$$

$$|v_{k0} - v_{t0}| \leq E \quad (5.65)$$

$$|v_{i0}| \leq \frac{E}{2} \quad (5.66)$$

$$|v_{k0}| \leq \frac{E}{2} \quad (5.67)$$

$$|v_{t0}| \leq \frac{E}{2} \quad (5.68)$$

onde (i e $j = 1, 2$ e 3) com $i \neq j$, (k e $m = 4, 5$ e 6) com $k \neq m$ e (t e $u = 7$ e 8) com $t \neq u$.

Das equações (5.1)-(5.3), pode-se determinar:

$$|v_{i0} - v_{j0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{sdq} \quad (5.69)$$

$$|v_{k0} - v_{m0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{mdq} \quad (5.70)$$

$$|v_{t0} - v_{u0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{ldq} \quad (5.71)$$

$$|v_{i0} - v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (5.72)$$

$$|v_{i0} - v_{t0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{ldq}) + V_{so} + V_{to} + U_g \quad (5.73)$$

$$|v_{k0} - v_{t0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{mdq} + V_{ldq}) + V_{mo} + V_{to} + U_g \quad (5.74)$$

$$|v_{i0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{ldq}) + V_{so} + V_{to} + U_g \quad (5.75)$$

$$|v_{k0}|_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{mdq} + V_{ldq}) + V_{mo} + V_{to} + U_g \quad (5.76)$$

$$|v_{t0}|_{\max} = \sqrt{2}V_{ldq}. \quad (5.77)$$

Desta forma, substituindo (5.69)-(5.77) em (5.60)-(5.68) obtém-se a mínima tensão

Tabela 5.2: Limites da tensão do barramento - Conversor com oito braços.

$E \geq V_{c4}$	se $(V_{c4} \geq V_{c7})$	$(V_{c4} \geq V_{c8})$	$(V_{c4} \geq V_{c9})$
$E \geq V_{c7}$	se $(V_{c7} > V_{c4})$	$(V_{c7} \geq V_{c8})$	$(V_{c7} \geq V_{c9})$
$E \geq V_{c8}$	se $(V_{c8} > V_{c4})$	$(V_{c8} > V_{c7})$	$(V_{c8} \geq V_{c9})$
$E \geq V_{c9}$	se $(V_{c9} > V_{c4})$	$(V_{c9} > V_{c7})$	$(V_{c9} > V_{c8})$

do barramento para as condições mostradas nas Eqs. (5.69)-(5.77):

$$V_{c1} = \sqrt{2}V_{sdq} \quad (5.78)$$

$$V_{c2} = \sqrt{2}V_{mdq} \quad (5.79)$$

$$V_{c3} = \sqrt{2}V_{ldq} \quad (5.80)$$

$$V_{c4} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g \quad (5.81)$$

$$V_{c5} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{ldq}) + V_{so} + V_{lo} + U_g \quad (5.82)$$

$$V_{c6} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{mdq} + V_{ldq}) + V_{mo} + V_{lo} + U_g \quad (5.83)$$

$$V_{c7} = 2 \left[\sqrt{\frac{2}{3}}(V_{sdq} + V_{ldq}) + V_{so} + V_{lo} + U_g \right] \quad (5.84)$$

$$V_{c8} = 2 \left[\sqrt{\frac{2}{3}}(V_{mdq} + V_{ldq}) + V_{mo} + V_{lo} + U_g \right] \quad (5.85)$$

$$V_{c9} = 2 \left[\sqrt{2}V_{ldq} \right] \quad (5.86)$$

Considerando-se a mesma aproximação admitida para o conversor de nove braços [$V_{ca} > V_{cb}$, onde $a = 4, 5, 6$ e $b = 1, 2, 3$] e observando que as condições mostradas nas equações (5.82) e (5.83) estão incluídas nas condições (5.84) e (5.85), respectivamente, pode-se obter a expressão generalizada que determina a tensão do barramento capacitivo. Desta forma, a mínima tensão CC que o barramento deve satisfazer, é mostrado na Tabela 5.2.

Observa-se a partir das Tabelas 5.1 e 5.2 que a tensão do barramento capacitivo para a configuração de oito braços, praticamente para todas as condições mostradas nas Tabelas, é o dobro da tensão que o conversor de nove braços exigiria.

As larguras de pulso são dadas a partir das tensões de pólo de referência v_{j0}^* até v_{80}^* dado por (5.36)-(5.38), como é mostrado a seguir

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E} \right) T \quad j = 1 \text{ até } 8 \quad (5.87)$$

5.5 Corrente no Capacitor

A corrente que circula no barramento capacitivo é uma variável de fundamental importância, principalmente no projeto dos capacitores. Desta forma, a seguir será mostrado as equações de determinam a corrente i_c .

5.5.1 Conversor de Nove Braços

A corrente que circula pelos capacitores do barramento de tensão CC, para a topologia mostrada na Fig. 5.1, é função das correntes de fase de cada máquina, como pode ser visto na equação seguinte:

$$i_c = - \sum_{i=1}^3 q_{si} i_{si} - \sum_{j=1}^3 q_{mj} i_{mj} - \sum_{k=1}^3 q_{lk} i_{lk} \quad (5.88)$$

onde $q_{s1} = q_1$, $q_{s2} = q_2$, $q_{s3} = q_3$, $q_{m1} = q_4$, $q_{m2} = q_5$, $q_{m3} = q_6$, $q_{l1} = q_7$, $q_{l2} = q_8$ e $q_{l3} = q_9$. As correntes de fase das máquinas 1, 2 e 3 são dadas, respectivamente, por: i_{st} , i_{mt} e i_{lt} , com $t = 1, 2$ e 3 .

A corrente média no barramento capacitivo \bar{i}_c (em um período de chaveamento) pode ser determinado levando em consideração os valores das larguras de pulso. Desta forma, a corrente média \bar{i}_c pode ser dada por:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{\tau_{si}}{T} \bar{i}_{si} - \sum_{j=1}^3 \frac{\tau_{mj}}{T} \bar{i}_{mj} - \sum_{k=1}^3 \frac{\tau_{lk}}{T} \bar{i}_{lk} \quad (5.89)$$

onde T é o período de chaveamento. Substituindo (5.58) em (5.89), obtém-se:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{v_{si0}^*}{E} \bar{i}_{si} - \sum_{j=1}^3 \frac{v_{mj0}^*}{E} \bar{i}_{mj} - \sum_{k=1}^3 \frac{v_{lk0}^*}{E} \bar{i}_{lk} - \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si} + \sum_{j=1}^3 \bar{i}_{mj} + \sum_{k=1}^3 \bar{i}_{lk} \right) \quad (5.90)$$

onde v_{si0}^* , v_{mj0}^* e v_{lk0}^* são as tensões de pólo de referência ($v_{s10}^* = v_{10}^*$, $v_{s20}^* = v_{20}^*$, $v_{s30}^* = v_{30}^*$, $v_{m10}^* = v_{40}^*$, $v_{m20}^* = v_{50}^*$, $v_{m30}^* = v_{60}^*$, $v_{l10}^* = v_{70}^*$, $v_{l20}^* = v_{80}^*$ e $v_{l30}^* = v_{90}^*$). Assumindo que $\sum_{i=1}^3 \bar{i}_{ai} = 0$, com $a = s, m$ e l . A equação (5.90) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\bar{i}_c = - \frac{1}{E} \left(\sum_{i=1}^3 p_{si}^* + \sum_{j=1}^3 p_{mj}^* + \sum_{k=1}^3 p_{lk}^* \right) \quad (5.91)$$

onde $\sum_{i=1}^3 p_{ai}^*$, com $a = s, m$ e l , é a potência entregue do barramento capacitivo às máquinas 1, 2 e 3, respectivamente.

Portanto a corrente que circula nos capacitores do barramento de tensão é contínua, já que o ponto central do barramento não é utilizado.

5.5.2 Conversor de Oito Braços

A corrente que circula pelo capacitor inferior do barramento de tensão CC, para a topologia mostrada na Fig. 5.2, é função das correntes de fase de cada máquina, como pode ser visto na equação seguinte:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 q_{si} \bar{i}_{si} - \sum_{j=1}^3 q_{mj} \bar{i}_{mj} - \sum_{k=1}^2 q_{lk} \bar{i}_{lk} - \bar{i}_{l3} \quad (5.92)$$

onde $q_{s1} = q_1$, $q_{s2} = q_2$, $q_{s3} = q_3$, $q_{m1} = q_4$, $q_{m2} = q_5$, $q_{m3} = q_6$, $q_{l1} = q_7$ e $q_{l2} = q_8$. As correntes de fase das máquinas 1, 2 e 3 são dadas, respectivamente, por: i_{st} , i_{mt} e i_{lt} , com $t = 1, 2$ e 3 .

A corrente média no barramento capacitivo \bar{i}_c (em um período de chaveamento) pode ser determinado levando em consideração os valores das larguras de pulso. Desta forma, a corrente média \bar{i}_c pode ser dada por:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{\tau_{si}}{T} \bar{i}_{si} - \sum_{j=1}^3 \frac{\tau_{mj}}{T} \bar{i}_{mj} - \sum_{k=1}^2 \frac{\tau_{lk}}{T} \bar{i}_{lk} - \bar{i}_{l3} \quad (5.93)$$

onde T é o período de chaveamento. Substituindo (5.87) em (5.93), obtém-se:

$$\bar{i}_c = - \sum_{i=1}^3 \frac{v_{si}^*}{E} \bar{i}_{si} - \sum_{j=1}^3 \frac{v_{mj}^*}{E} \bar{i}_{mj} - \sum_{k=1}^2 \frac{v_{lk}^*}{E} \bar{i}_{lk} - \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si} + \sum_{j=1}^3 \bar{i}_{mj} + \sum_{k=1}^2 \bar{i}_{l2} \right) - \bar{i}_{l3} \quad (5.94)$$

Assumindo que $\sum_{i=1}^3 \bar{i}_{ai} = 0$, com $a = s$ e m . A equação (5.94) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\bar{i}_c = - \frac{1}{E} \left(\sum_{i=1}^3 p_{si}^* + \sum_{j=1}^3 p_{mj}^* + p_{l1}^* + p_{l2}^* \right) - \frac{1}{2} (\bar{i}_{l1} + \bar{i}_{l2} + 2\bar{i}_{l3}) \quad (5.95)$$

$$\bar{i}_c = - \frac{1}{E} \left(\sum_{i=1}^3 p_{si}^* + \sum_{j=1}^3 p_{mj}^* + p_{l1}^* + p_{l2}^* \right) - \frac{1}{2} \bar{i}_{l3} \quad (5.96)$$

onde $\sum_{i=1}^3 p_{ai}^*$, com $a = s$ e m , é a potência entregue do barramento capacitivo às máquinas 1, 2 e 3; p_{l1}^* , p_{l2}^* é a potência entregue do barramento capacitivo as fases 1 e 2 da máquina 3, respectivamente.

Portanto a corrente alternada que circula nos capacitores do barramento de tensão é dada por $(1/2)\bar{i}_{l3}$, já que o ponto central do barramento é utilizado.

5.6 Resultados de simulação

A respeito do número de braços do conversor da plataforma de desenvolvimento experimental (6 braços), não foi possível a obtenção dos resultados experimentais para

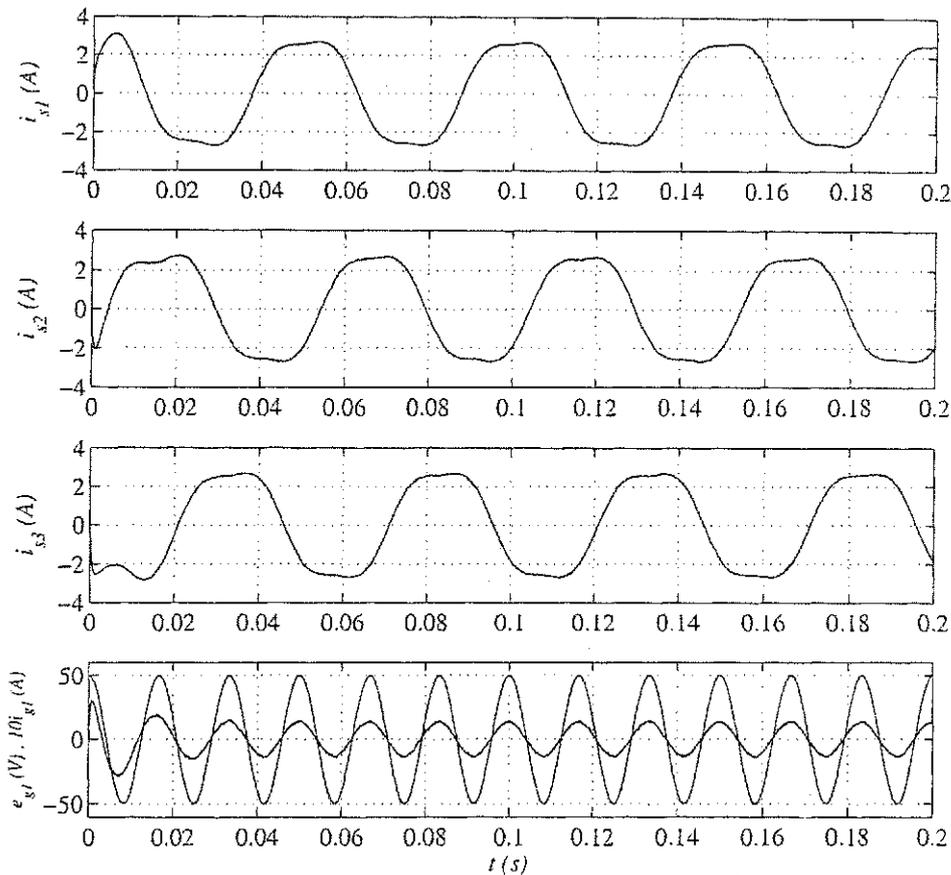


Figura 5.6: Resultado de simulação: correntes de fase i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} (20Hz), tensão e corrente da fonte: e_{g1} e i_{g1} .

as topologias propostas neste capítulo, já que seria necessário um conversor com pelo menos oito braços. Desta forma, serão apresentados apenas os resultados de simulação.

São mostrados nos resultados de simulação das Figs. 5.6, 5.7 e 5.8 as correntes de fase das máquinas 1, 2 e 3, respectivamente. Para cada máquina, a frequência e a amplitude das correntes de fase são dadas, respectivamente, por: $f_s = 20Hz$, $I_s = 3A$, $f_m = 10Hz$, $I_m = 0,8A$ e $f_l = 35Hz$, $I_l = 0,2A$. Enquanto que nas Figs. 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12 são mostradas as correntes dq para cada máquina e a tensão do barramento capacitivo, respectivamente.

Como pode ser observado nos resultados mostrados nas Figs. 5.6, 5.7 e 5.8, o sistema de controle geral é realizado com êxito, pois pode ser imposto de forma independente, frequências e amplitudes diferentes para cada máquina, ou seja, as máquinas são controladas independentemente.

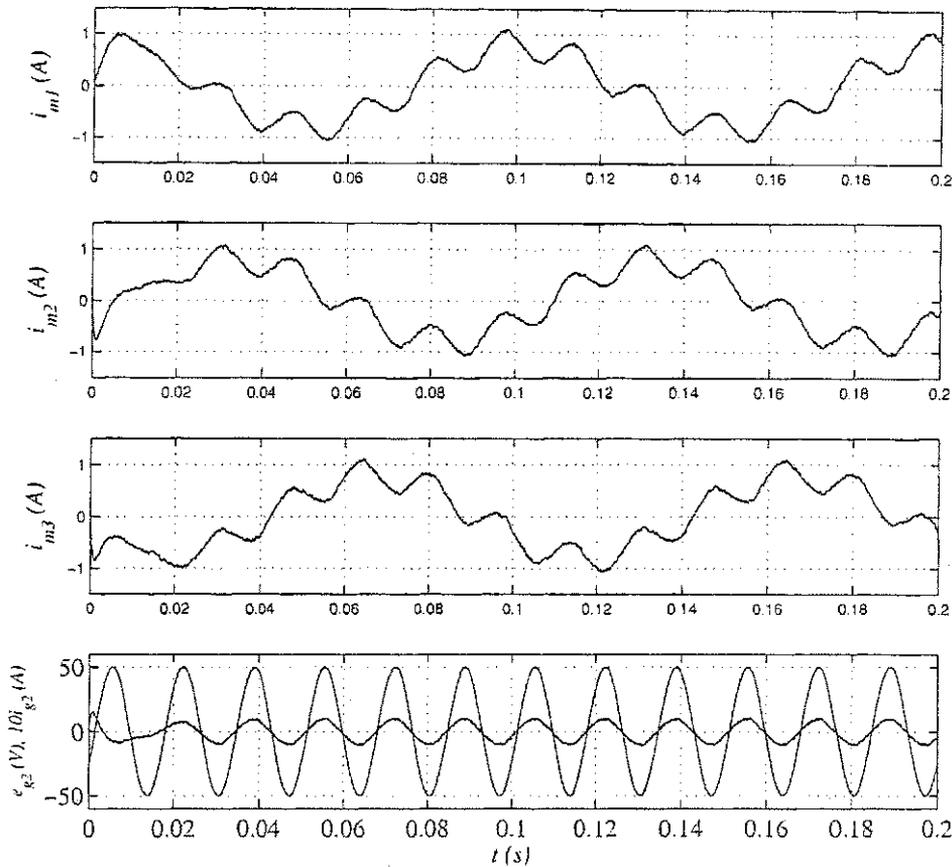


Figura 5.7: Resultado de simulação: correntes de fase i_{m1} , i_{m2} , i_{m3} (10Hz), tensão e corrente da fonte: e_{g2} e i_{g2} .

Apesar da distorção apresentada nas correntes de fase das três máquinas, devido a presença da corrente da fonte de tensão, percebe-se a partir dos resultados mostrados nas Figs. 5.9, 5.10 e 5.11, que as correntes dq para cada máquina são equilibradas.

5.7 Conclusão

Este capítulo apresentou dois sistemas de acionamento com número reduzido de componentes, sem o uso de nenhum indutor de filtro, alimentando três máquinas de indução trifásicas.

As configurações propostas apresentam restrições relacionadas aos níveis de tensão do barramento capacitivo, tendo como consequência o sobredimensionamento dos capacitores, já que a tensão do barramento assume valores elevados. No entanto, o

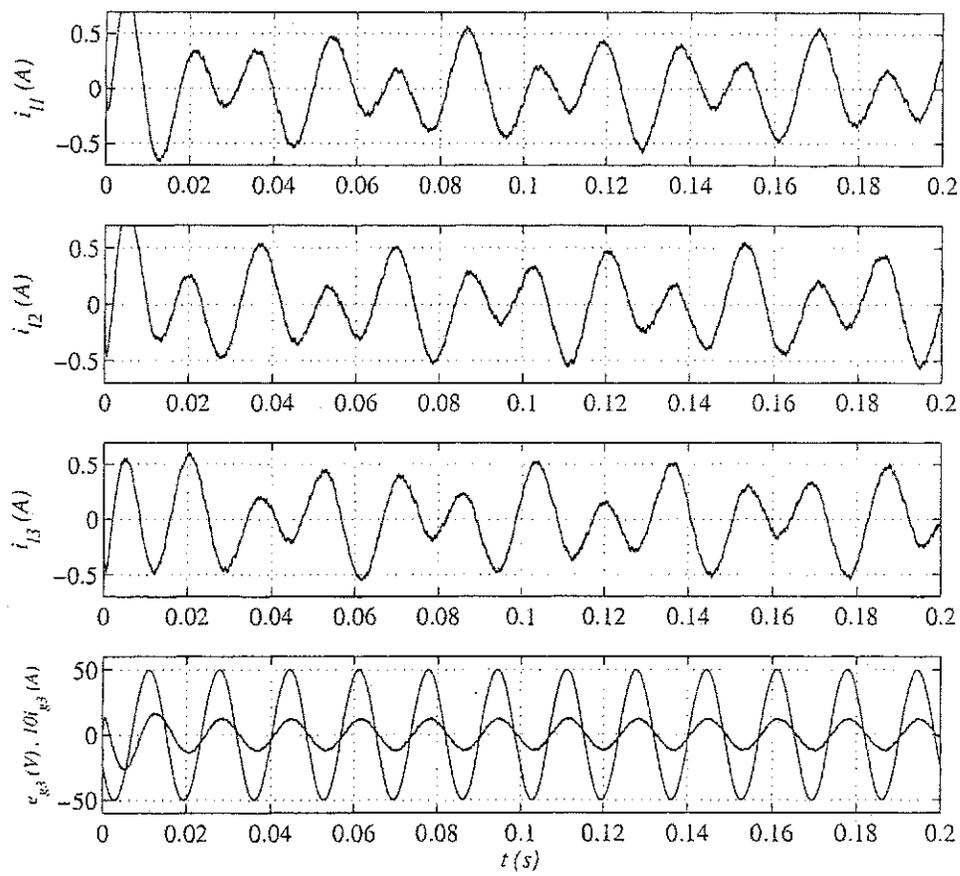


Figura 5.8: Resultado de simulação: correntes de fase i_{l1} , i_{l2} , i_{l3} (35Hz), tensão e corrente da fonte: e_{g3} e i_{g3} .

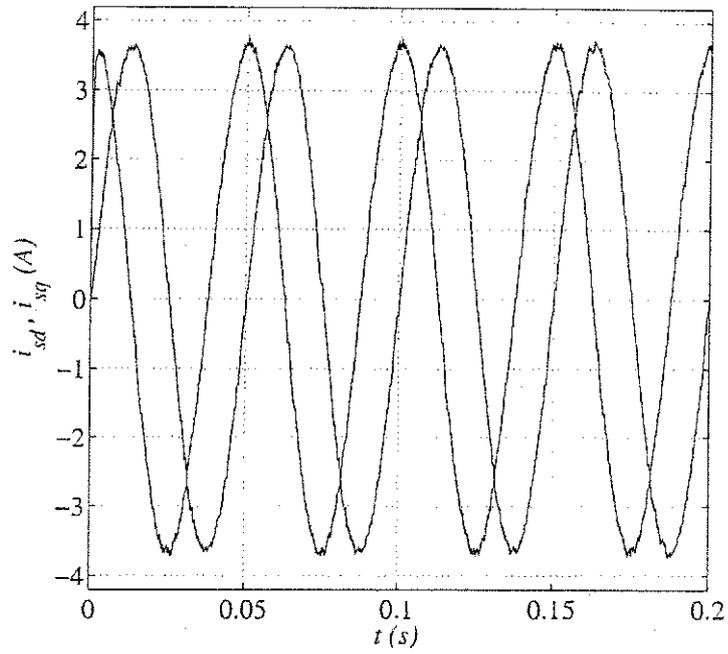


Figura 5.9: Resultado de simulação: correntes dq - i_{sd} e i_{sq} (20Hz).

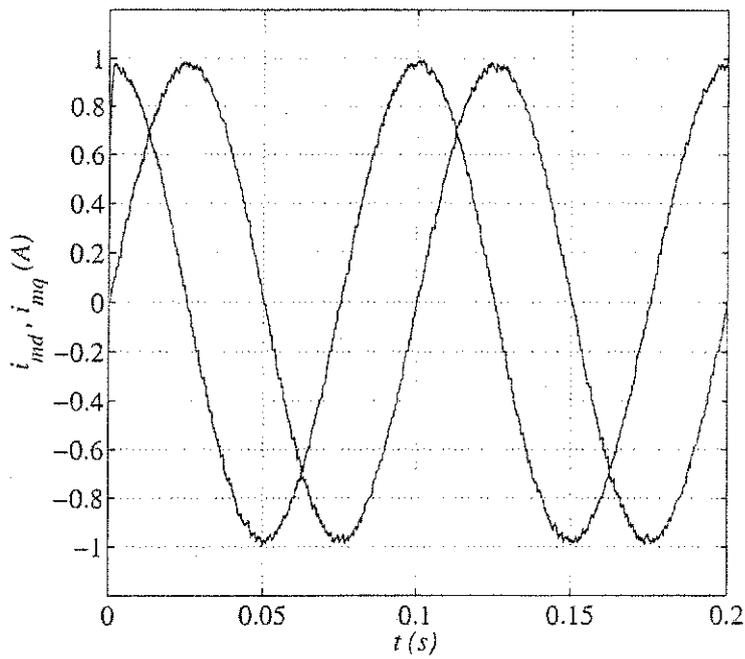


Figura 5.10: Resultado de simulação: correntes dq - i_{md} e i_{mq} (10Hz).

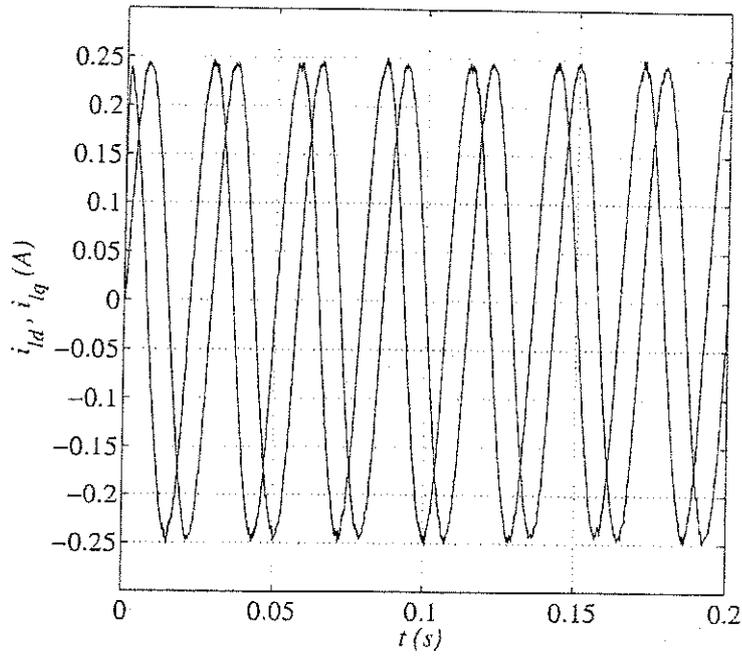


Figura 5.11: Resultado de simulação: correntes dq - i_{id} e i_{iq} (35Hz).

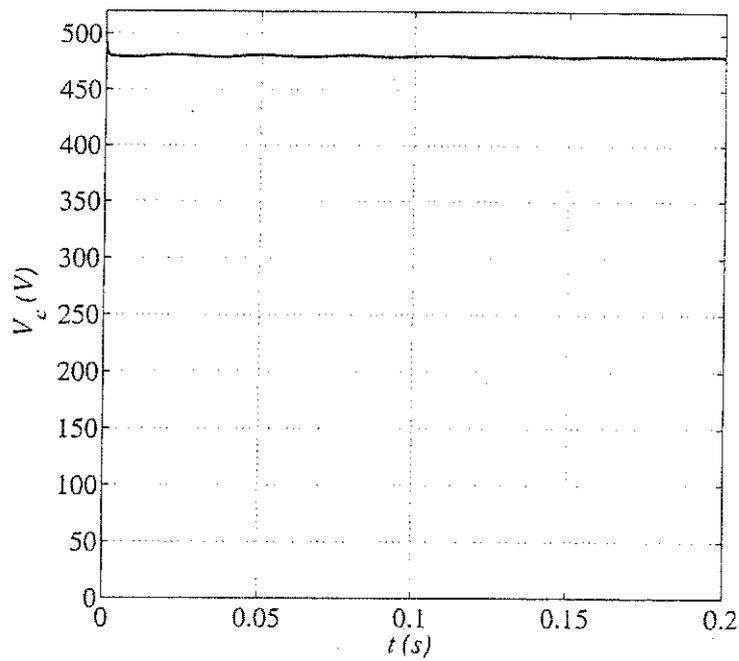


Figura 5.12: Tensão do barramento capacitivo.

benefício de se ter configurações com número reduzido de chaves e diodos de potência, além da eliminação dos indutores de filtro, parece ser fundamental na escolha destas topologias (ver Figs. 5.1 e 5.2), já que se consegue impor controle de corrente independente para as três máquinas, além do controle do fator de potência.

A partir da equação (5.96), percebe-se que a componente alternada da corrente que circula nos capacitores é função de i_{l3} ($\tilde{i}_c = \frac{1}{2}\overline{i_{l3}}$). Assim, em uma determinada aplicação, onde uma das máquinas deve ser acionada com corrente baixa, esta máquina deve ser escolhida, de modo que um de suas fases seja ligada ao ponto central do barramento, para desta forma se ter uma mínima componente alternada de corrente sobre os capacitores, caso a configuração de oito braços seja escolhida (Fig. 5.2).

A análise e a estratégia de acionamento do motor, incluindo controle de corrente e controle de tensão *PWM* foi realizado. O princípio operacional das topologias foi apresentado, foi mostrado que o desempenho geral das topologias são adequados. Os resultados de simulação têm mostrado a viabilidade das configurações propostas.

Capítulo 6

Sistemas de Acionamento com Número Reduzido de Semicondutores

6.1 Introdução

Esta parte do trabalho tem como objetivo não apenas a tentativa de se compendiar ao máximo o número de componentes, como chaves e diodos de potência, mas apresenta topologias já estudadas na literatura com o fim de impor, em certas condições, limites de operação para que o conversor possa ser utilizado em algumas aplicações particulares.

Em muitas aplicações industriais é necessária a conversão de energia a partir de uma fonte monofásica de tensão, para acionar uma máquina bifásica ou trifásica [2], [17], [5] e [14].

Em particular, quando é preciso a conversão de um sistema monofásico para um sistema trifásico [ver Fig. 6.1(a)], um conversor ponte completa de cinco braços permite obter esta conversão com controle do fator de potência e controle de torque da máquina. No entanto, este conversor possui dez chaves, o que pode se tornar crítico em determinadas aplicações, onde o custo do sistema é determinante.

Quando o sistema de acionamento mencionado acima (fonte monofásica + carga trifásica) é implementado com um conversor de meia ponte, como pode ser visto na Fig. 6.1(b), utiliza-se menos chaves e diodos de potência e as mesmas características são obtidas, tais como controle de torque e controle do fator de potência, mas a faixa de tensão de operação é a metade da faixa de tensão para o conversor de ponte completa (admitindo uma mesma tensão do barramento capacitivo), além de usar o ponto central dos capacitores [ver Fig. 6.1(a)].

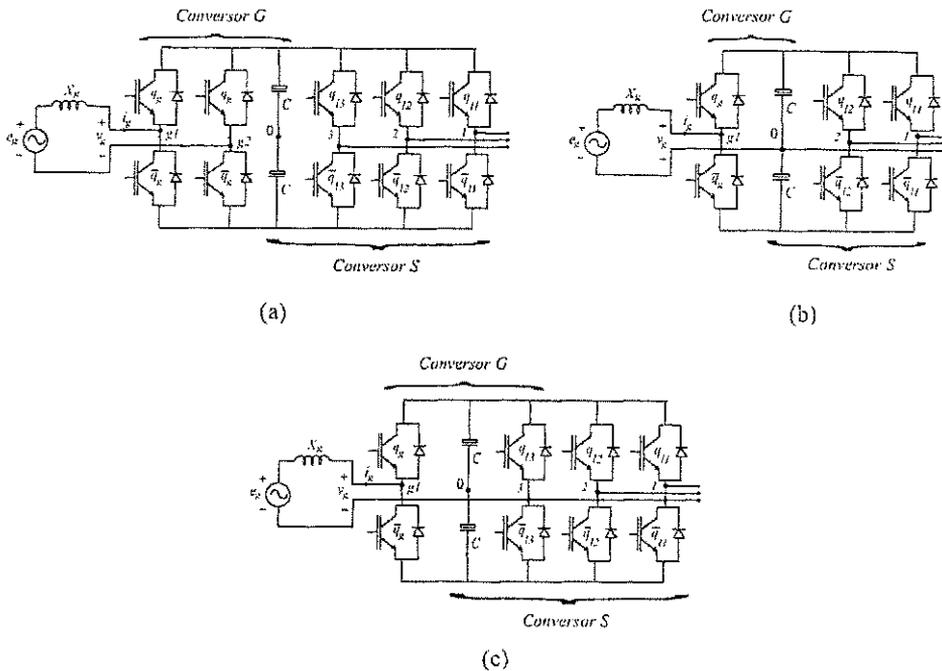


Figura 6.1: Sistemas de acionamento - topologia com: (a) cinco braços, (b) três braços e (c) quatro braços

Um conversor alternativo para este acionamento pode ser visto na Fig. 6.1(c). Desta forma, este conversor, utiliza menos chaves se comparado com o conversor ponte completa, e usa um braço a mais, se comparado com o conversor de meia ponte.

Logo, pode-se dizer que o conversor mostrado na Fig.6.1(c) é uma topologia intermediária, entre as configurações mostradas nas Figs.6.1(a) e 6.1(b), sob o ponto de vista do número de componentes semicondutores utilizados e sob o ponto de vista dos níveis de tensão dos conversores, pois como mostrado em [2], o conversor da Fig. 6.1(c), varia entre os níveis de tensão de um conversor ponte completa e de um conversor de meia ponte.

Neste capítulo é proposta uma estratégia de controle, que permita obter a mesma faixa de tensão de operação de um conversor de cinco braços ponte completa, utilizando um conversor de apenas quatro braços, como o da Fig. 6.1(c), com um ônus sob o ponto de vista da aplicação, pois o acionamento com a estratégia proposta e utilizando o conversor de quatro braços é factível apenas quando a frequência da carga é constante, ou seja, o acionamento se dá à frequência fixa, por razões operacionais que serão discutidas em seguida (seção que trata do sincronismo).

Uma aplicação interessante, da estratégia de acionamento proposto neste capítulo, é sua utilização em sistemas cujos motores operam basicamente em duas velocidades,

como por exemplo, em uma máquina de lavar. Nesta aplicação em particular, a máquina opera a uma velocidade baixa, utilizada para lavar e em uma velocidade alta utilizada para enxaguar. Em [68], [69] e [70] mostra-se que a velocidade utilizada para lavar é de até 500 *rpm* e a velocidade utilizada para enxaguar é de até 2000 *rpm*.

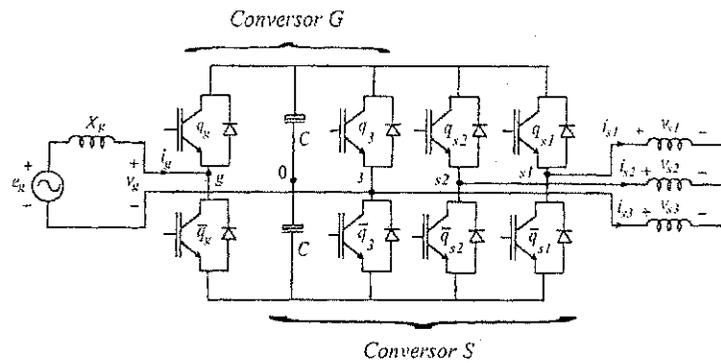
Assim, é apresentado três diferentes sistemas de acionamento, todos com quatro braços, alimentando tanto um motor trifásico quanto um motor bifásico: configuração *A* (Fig. 6.2 (a)), configuração *B* (Fig. 6.2 (b)) e configuração *C* (Fig. 6.2 (c)). Estas configurações usam menos chaves de potência que as configurações de cinco braços e apresenta desempenho superior quando comparado com a configuração do conversor de três braços.

A estratégia proposta neste capítulo pode ser usada para alimentar um motor monofásico, quando tanto o enrolamento principal quanto o enrolamento secundário são alimentados pelo inversor. Porém, este capítulo é dedicado ao acionamento de máquinas bifásicas e trifásicas, e especificamente, utilizando as topologias mostradas nas Figs. 6.2(a), 6.2(b), 6.2(c).

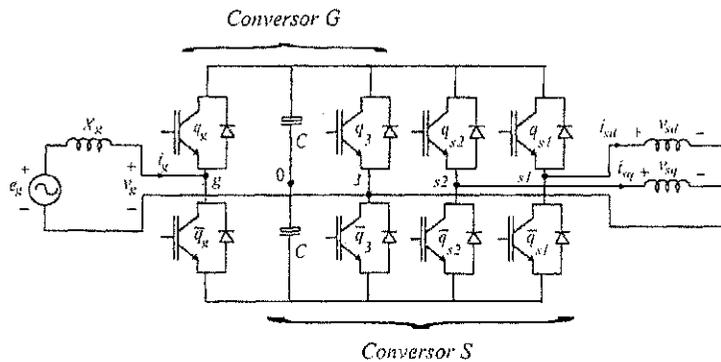
O capítulo é descrito segundo a seqüência abaixo:

1. Introdução
2. Modelo dinâmico da máquina assíncrona bifásica
3. Controle de tensão *PWM*
4. Sincronização
5. Sistema de controle geral
6. Resultados de simulações e experimentais
7. Conclusões

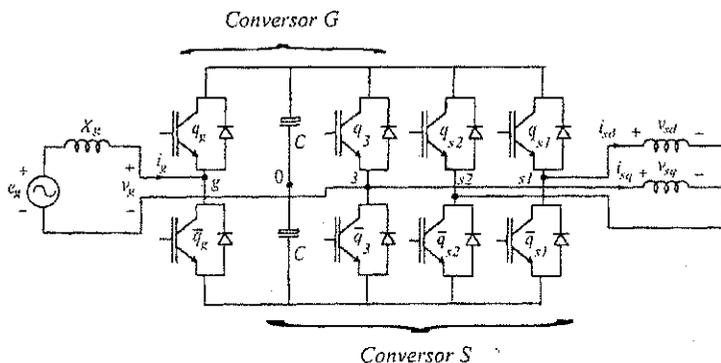
Em modelo dinâmico da máquina bifásica, disserta-se a respeito do modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico da máquina de indução bifásica no referencial estatórico. Em controle de tensão *PWM*, mostra-se as equações que definem a modulação por largura de pulso, para as três configurações mencionadas anteriormente, de modo que é descrito para cada configuração, dois métodos para a obtenção do fator de distribuição de roda livre. Em sincronização, expõe-se para cada configuração condições operacionais que leve cada configuração a trabalhar com níveis de tensão mais elevados. Em sistema de controle geral são apresentados dois métodos de sincronização da tensão da carga com a tensão de entrada do conversor. E por fim mostra-se os resultados de simulação, os resultados experimentais e as conclusões.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.2: Sistemas de acionamento com motor CA (a) Configuração A - motor trifásico, (b) Configuração B - motor bifásico, (c) Configuração C - motor bifásico,

6.2 Modelo Dinâmico da Máquina Assíncrona Bifásica

É bastante comum a utilização de transformações de variáveis que permitem obter relações mais simples do que aquelas existentes entre as variáveis reais de um sistema trifásico, este procedimento foi adotado na *seção 2.2* desta dissertação. Desta forma, a máquina originalmente trifásica é representada como uma máquina bifásica.

Logo, em [2] mostra-se que as equações que descrevem a máquina bifásica, em um referencial genérico, são as mesmas obtidas para uma máquina trifásica após a transformação (2.8). Assim a máquina representada pelas equações (2.1) - (2.7) podem ser utilizadas para a máquina bifásica utilizada neste capítulo.

6.3 Controle de Tensão PWM

As configurações *A*, *B* e *C*, mostrada nas Figs. 6.2(a), 6.2(b) e 6.2(c), respectivamente, são formadas pelo conversor de quatro braços, por um barramento capacitivo de tensão, por uma fonte de tensão monofásica, por uma máquina trifásica para a Fig. 6.2(a) e por uma máquina bifásica para as configurações 6.2(b) e 6.2(c).

Estas topologias são compostas pelas chaves $q_g, \bar{q}_g, q_{s1}, \bar{q}_{s1}, q_{s2}, \bar{q}_{s2}, q_3$ e \bar{q}_3 . O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i (onde $i = g, s1, s2$ e 3): $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ representa chave fechada, de modo que os pares (q_g, \bar{q}_g) , (q_{s1}, \bar{q}_{s1}) , (q_{s2}, \bar{q}_{s2}) e (q_3, \bar{q}_3) são complementares.

6.3.1 Controle de tensão PWM - Configuração A

A tensão no lado da fonte (na unidade retificadora do conversor), e as tensões no lado da carga (na unidade inversora do conversor) são dadas por

$$v_g = v_{g0} - v_{30} = [(2q_g - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.1)$$

$$v_{s13} = v_{s10} - v_{30} = [(2q_{s1} - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.2)$$

$$v_{s23} = v_{s20} - v_{30} = [(2q_{s2} - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.3)$$

onde v_{g0} e v_{s10} - v_{s20} são as tensões de pólo do lado da fonte de tensão e do lado da carga, respectivamente. Enquanto que v_{30} é a tensão de pólo do braço dividido entre a fonte de tensão e a carga.

Se as tensões de referência são dadas por v_g^* , v_{13}^* e v_{23}^* , então as tensões de pólo de

referência, podem ser expressas como

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_\mu^* \quad (6.4)$$

$$v_{s10}^* = v_{13}^* + v_\mu^* \quad (6.5)$$

$$v_{s20}^* = v_{23}^* + v_\mu^* \quad (6.6)$$

$$v_{30}^* = v_\mu^*. \quad (6.7)$$

O conjunto das tensões de referência é composto por v_g^* , v_{13}^* , v_{23}^* e 0. A tensão v_μ^* é introduzida para escolher a mínima distorção da tensão [?].

Dois métodos serão discutidos para definir o controle *PWM* de tensão, mais especificamente, os métodos a seguir, irão discutir duas maneiras de obtenção de v_μ^* .

Método A - fator de distribuição de roda livre geral

A tensão v_μ^* pode ser calculada levando em consideração o fator de distribuição de roda livre geral μ , da forma escrita abaixo

$$v_\mu^* = E \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (6.8)$$

onde $v_{\max} = \max(V)$ e $v_{\min} = \min(V)$ onde $V = \{v_g^*, v_{13}^*, v_{23}^*, 0\}$. Esta expressão foi derivada usando as mesmas considerações para obter o controle de tensão *PWM* equivalente trifásico [59].

O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por

$$\mu = \frac{t_{oi}}{t_o} \quad (6.9)$$

e indica a distribuição do período de roda livre geral t_o (período no qual as tensões v_{g0} , v_{s10} , v_{s20} e v_{s30} são iguais) entre o início ($t_{oi} = \mu t_o$) e o fim ($t_{of} = (1 - \mu) t_o$) do período de chaveamento [59].

O fator de distribuição de roda livre pode ser mudado em função do índice de modulação, para reduzir o *THD* tanto da tensão de entrada (v_g) quanto da tensão de saída (v_{si3} , onde $i = 1$ e 2) do conversor. [59]

Neste caso, é proposto o seguinte algoritmo:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição de roda livre μ e calcule a partir de (6.8) v_μ^* .

Passo 2. Determine v_{g0}^* , v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{30}^* a partir de (6.4) - (6.7).

Passo 3. Finalmente, uma vez que as tensões de pólo tenham sido determinadas, calcule as larguras dos pulsos τ_g , τ_{s1} , τ_{s2} , τ_3 usando

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{j0}^*$$

para $j = g, s1, s2$ ou 3.

O cálculo dos tempos é realizada via programação, como mostrado anteriormente, ou pela comparação do sinal de referência $v_{g0}^*, v_{s10}^*, v_{s20}^*$ e v_{s30}^* com uma onda triangular de alta frequência. Neste trabalho, o cálculo dos tempos foi realizado via programação.

Método B - fator de distribuição de roda livre local

A tensão v_μ^* pode ser calculada levando em consideração o fator de distribuição de roda livre local μ_l , da forma descrita abaixo:

i) para a fonte de tensão $\mu_l = \mu_g$, dividindo o período t_{og} (no qual as tensões v_{g0} e v_{30} são iguais) no início ($t_{oig} = \mu_g t_{og}$) e no fim ($t_{ofg} = (1 - \mu_g) t_{og}$) do período de chaveamento.

ii) para a carga $\mu_l = \mu_s$, dividindo o período t_{os} (no qual as tensões v_{s10} , v_{s20} e v_{30} são iguais) no início ($t_{ois} = \mu_s t_{os}$) e no fim ($t_{ofs} = (1 - \mu_s) t_{os}$) do período de chaveamento.

Assim, o fator de distribuição de roda livre local pode ser expresso da seguinte forma:

$$v_\mu^* = E \left(\mu_l - \frac{1}{2} \right) - \mu_l v_{l\max}^* + (\mu_l - 1) v_{l\min}^* \quad (6.10)$$

onde $v_{l\max}^* = \max V_g$ e $v_{l\min}^* = \min V_g$ se $l = g$ ou $v_{l\max}^* = \max V_s$ e $v_{l\min}^* = \min V_s$ se $l = s$, onde $V_g = \{v_{g0}^*, 0\}$ e $V_s = \{v_{13}^*, v_{23}^*, 0\}$.

A partir de (6.10), a tensão v_μ^* deve também obedecer o outro lado do conversor.

Então as tensões de pólo (6.5) e (6.6), os limites de v_μ^* para $l = g$ são dados por

$$v_{\mu\max}^* = \frac{E}{2} - \min U_s^* \quad (\text{se } l = g) \quad (6.11)$$

$$v_{\mu\min}^* = -\frac{E}{2} - \max U_s^* \quad (6.12)$$

onde $U_s = \{v_{13}^*, v_{23}^*\}$.

Por outro lado, a partir das tensões de pólo (6.4) e (6.7), os limites de v_μ^* para $l = s$ são dados por:

$$v_{\mu\max}^* = \frac{E}{2} - v_g^* \quad (\text{se } l = s) \quad (6.13)$$

$$v_{\mu\min}^* = -\frac{E}{2} - v_g^* \quad (6.14)$$

Neste caso, é possível controlar como a distorção harmônica é dividida entre os conversores G e S . O algoritmo proposto é mostrado em seguida:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição μ_l de modo que THD do lado da rede ou o lado da carga seja otimizado, e então calcule v_μ^* a partir de (6.10).

Passo 2. Determine os limites de v_μ^* : $v_{\mu\max}^*$ e $v_{\mu\min}^*$ a partir de (6.11) e (6.12) ou (6.13) e (6.14). Limitar v_μ^* para $v_{\mu\max}^*$ se $v_\mu^* > v_{\mu\max}^*$ e v_μ^* para $v_{\mu\min}^*$ se $v_\mu^* < v_{\mu\min}^*$.

Passo 3. Determine v_{g0}^* , v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{30}^* de (6.4) - (6.7) usando o cálculo anterior de v_μ^* .

Passo 4. Utilizar o *Passo 3* do *Método A*.

6.3.2 Controle de tensão PWM - Configuração B

A tensão no lado da fonte (na unidade retificadora do conversor), e as tensões no lado da carga (na unidade inversora do conversor) são dadas por

$$v_g = v_{g0} - v_{30} = [(2q_g - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.15)$$

$$v_{sd} = v_{s10} - v_{30} = [(2q_{s1} - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.16)$$

$$v_{sq} = v_{s20} - v_{30} = [(2q_{s2} - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.17)$$

onde v_{g0} e v_{s10} - v_{s20} são as tensões de pólo do lado da fonte e do lado da carga, respectivamente. Enquanto que v_{30} é a tensão de pólo do braço dividido entre a rede e a carga.

Se as tensões de fase de referência desejadas são dadas por v_g^* , v_{sd}^* e v_{sq}^* , então as tensões referentes ao ponto central do barramento pode ser expressa como

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_\mu^* \quad (6.18)$$

$$v_{s10}^* = v_d^* + v_\mu^* \quad (6.19)$$

$$v_{s20}^* = v_q^* + v_\mu^* \quad (6.20)$$

$$v_{30}^* = v_\mu^* \quad (6.21)$$

O conjunto das tensões de referência é composto por v_g^* , v_{sd}^* , v_{sq}^* e 0. A tensão v_μ^* é introduzida para escolher a mínima distorção da tensão [59].

De forma análoga ao que foi feito para a *configuração A*, na obtenção de dois métodos distintos para o cálculo do fator de distribuição μ , para a *configuração B* a mesma seqüência será seguida e os algoritmos tanto do método A quanto do método B podem ser diretamente adaptados, fazendo $v_{13}^* = v_d^*$ e $v_{23}^* = v_q^*$.

6.3.3 Controle de tensão PWM - Configuração C

A tensão no lado da fonte (na unidade retificadora do conversor), e as tensões no lado da carga (na unidade inversora do conversor) são dadas por

$$v_g = v_{g0} - v_{30} = [(2q_g - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.22)$$

$$v_{sq} = -(v_{s20} - v_{30}) = -[(2q_{s2} - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.23)$$

$$v_{sdq} = v_{s10} - v_{30} = [(2q_{s1} - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (6.24)$$

onde v_{g0} e v_{s10} - v_{s20} são as tensões de pólo do lado da fonte e do lado da carga, respectivamente. Equanto que v_{30} é a tensão de pólo do braço dividido entre a rede e a carga e $v_{sdq} = v_{sd} - v_{sq}$.

Se as tensões de fase desejadas são dadas por v_g^* , v_{sd}^* e v_{sq}^* , então as tensões referentes ao ponto central do barramento (tensões de pólo) podem ser expressas como

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_{sq}^* + v_{\mu}^* \quad (6.25)$$

$$v_{s10}^* = v_{sd}^* + v_{\mu}^* \quad (6.26)$$

$$v_{30}^* = v_{sq}^* + v_{\mu}^* \quad (6.27)$$

$$v_{s20}^* = v_{\mu}^* \quad (6.28)$$

O conjunto das tensões de referência é composto por $v_g^* + v_{sq}^*$, v_{sd}^* , v_{sq}^* e 0. A tensão v_{μ}^* é introduzida para escolher a mínima distorção da tensão [59].

Seguindo o mesmo procedimento adotado para a *configuração B*, os algoritmos tanto do método A quanto do método B da *configuração A* podem ser diretamente adaptados, fazendo $v_g^* = v_g^* + v_{sq}^*$, $v_{13}^* = v_{sd}^*$ e $v_{23}^* = v_{sq}^*$.

6.4 Sincronização

6.4.1 Máquina trifásica - Configuração A

Se $v_{30} = 0$, a amplitude da tensão para o Conversor G [ver Fig.6.2(a)] é limitada por $V_g \leq E/2$ enquanto que $V_s \leq (E/\sqrt{3})/2$ para o Conversor S . Contudo, com o uso do controle de tensão *PWM* pode-se demonstrar que $V_g \leq (1 - k/2)E$ e $V_s \leq (k/2)E/\sqrt{3}$, onde o parâmetro k é restringido por $(0 \leq k \leq 2)$, como pode ser visto em [5]. Desta forma, caso se queira aumentar o nível de tensão no conversor G , isto implicará em um decréscimo de tensão no conversor S e de forma análoga, caso se queira aumentar o nível de tensão no conversor S , isto implicará em um decréscimo de tensão no conversor G .

Por exemplo, considerando três modos de operação. *i) modo I* ($k = 1$): $V_g = E$ e $V_s = (1/2)E/\sqrt{3}$ que corresponde a $v_{30}^* = 0$. *ii) modo II* ($0 < k < 1$): $V_g > V_s$ que aumenta a capacidade de tensão do Conversor G em direção da capacidade de tensão do conversor de cinco braços ($V_g \leq E$). *iii) modo III* ($1 < k < 2$): $V_s > V_g$ que aumenta a capacidade de tensão do Conversor S em direção da capacidade de tensão do conversor de cinco braços $V_s \leq E/\sqrt{3}$.

É possível aumentar mais a capacidade de tensão do conversor CA/CA de quatro braços usando o sincronismo da tensão de entrada (v_g) com a tensão de saída do conversor (v_{s3}), podendo ser usada sempre que a fonte de tensão apresentar baixa taxa de variação da frequência, pois para esta aplicação, a frequência de saída do conversor é fixa.

Desde que a máxima diferença entre duas tensões de pólo é E , então $V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{3}$ representam a máxima tensão que o Conversor G e o Conversor S podem assumir, respectivamente.

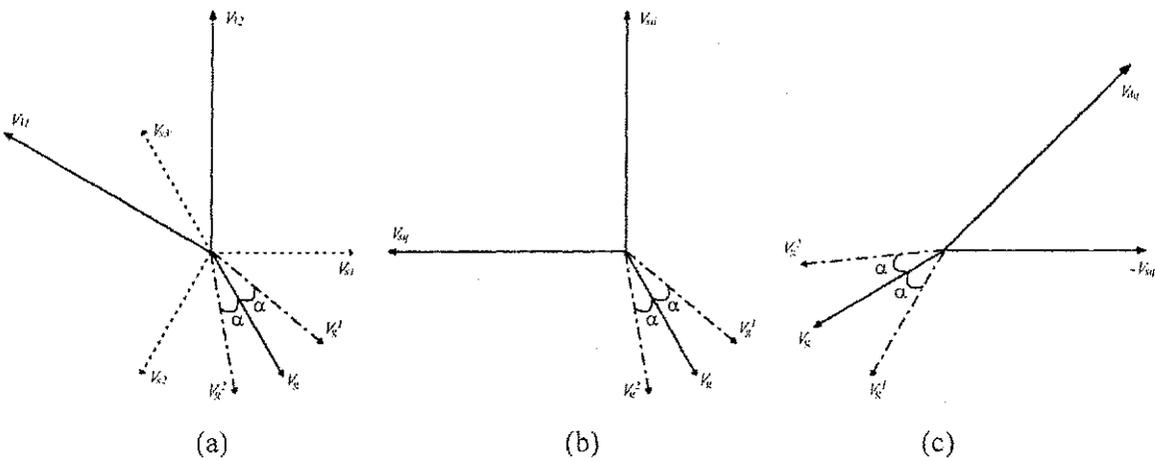


Figura 6.3: Diagrama Fasorial: (a) máquina trifásica - configuração A, (b) máquina bifásica - configuração B e (c) máquina bifásica - configuração C

Admite-se que $v_g = -V_g \cos(\omega t + \alpha)$ e $v_{s3} = V_t \cos(\omega t)$. Desta forma, observa-se a partir da Fig. 6.2(a) que:

$$|v_g + v_{s3}|_{\max} \leq E \quad (6.29)$$

$$|v_g + v_{s1}|_{\max} \leq E. \quad (6.30)$$

Assim, v_g é escolhido através do controle PWM , satisfazendo (6.29) e (6.30), de forma que tanto o conversor G quanto o conversor S possam operar sob tensão máxima, ou seja, $V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{3}$.

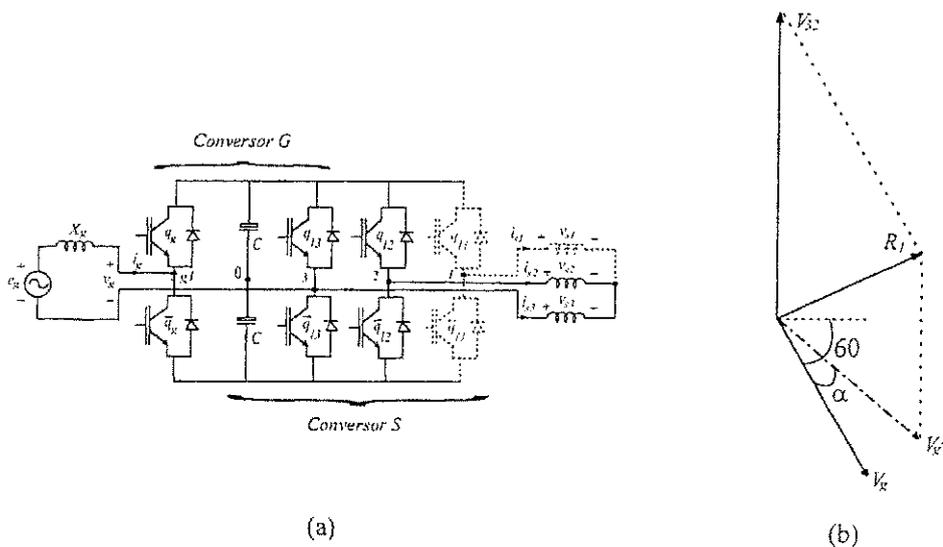


Figura 6.4: Sincronização para a configuração A - condição I (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{32}

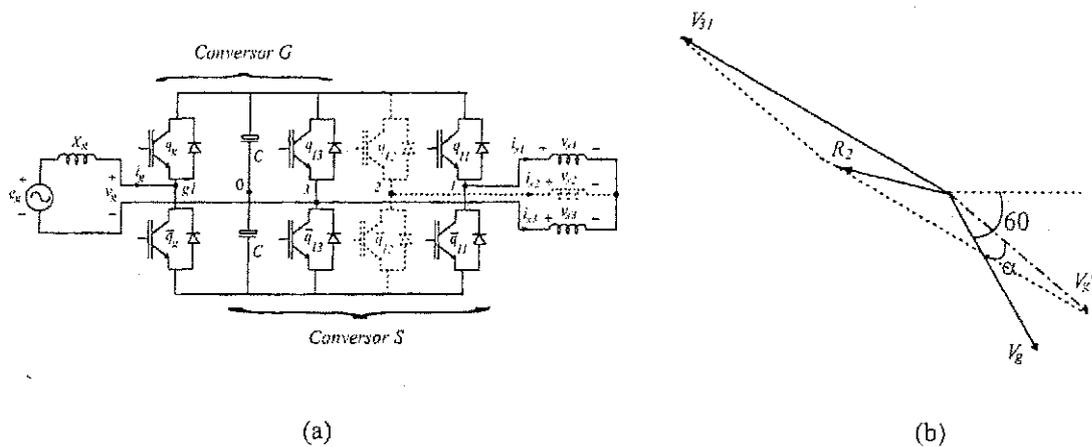


Figura 6.5: Sincronização para a configuração A - condição II (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{31}

A partir do diagrama fasorial mostrado na Fig. 6.3(a) observa-se em destaque, as tensões de linha (V_{31} e V_{32}) e a tensão V_g , bem como as tensões V_g^1 e V_g^2 , que representam os limites aceitáveis de variação da tensão V_g para que a condição de tensão máxima ($V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{3}$) possa ainda ser satisfeita.

Desta forma, (6.29) e (6.30) podem ser representados respectivamente pelas Figs. 6.4 e 6.5, onde é mostrado o circuito equivalente [ver Figs. 6.4(a) e 6.5(a)] e o diagrama fasorial [ver Figs. 6.4(b) e 6.5(b)] para cada caso. Assim, tanto em (6.29) [ver Fig. 6.4] quanto em (6.30) [ver Fig. 6.5] α tem que ser tal que $R_1 \leq E$ e $R_2 \leq E$. Logo as condições a seguir devem ser satisfeitas:

Condição I

De (6.29), obtêm-se

$$V_g + V_{32} = R_1 \Rightarrow R_1 \leq E \quad (6.31)$$

assim, usando a lei dos cossenos, pode-se encontrar a seguinte desigualdade

$$\sqrt{V_g^2 + (\sqrt{3}V_s)^2 + 2\sqrt{3}V_gV_s \cos(150^\circ - \alpha)} \leq E \quad (6.32)$$

$$\alpha \geq 150^\circ - \arccos\left(\frac{E^2}{2\sqrt{3}V_gV_s} - \frac{\sqrt{3}V_s}{2V_g} - \frac{V_g}{2\sqrt{3}V_s}\right) \quad (6.33)$$

Condição II

De (6.30), obtêm-se

$$V_g + V_{31} = R_2 \Rightarrow R_2 \leq E \quad (6.34)$$

assim, usando a lei dos cossenos, pode-se encontrar a seguinte desigualdade

$$\sqrt{V_g^2 + (\sqrt{3}V_s)^2 + 2\sqrt{3}V_gV_s \cos(210^\circ - \alpha)} \leq E \quad (6.35)$$

$$\alpha \geq 210^\circ - \arccos\left(\frac{E^2}{2\sqrt{3}V_gV_s} - \frac{\sqrt{3}V_s}{2V_g} - \frac{V_g}{2\sqrt{3}V_s}\right) \quad (6.36)$$

Para o máximo valor de tensão de V_g e V_s ($V_g = E$ e $V_s = E/\sqrt{3}$), ou seja, para que o conversor de quatro braços [ver Fig. 6.1(c)] possa operar com as mesmas condições de tensão que um conversor ponte completa de cinco braços [ver Fig. 6.1(a)], as condições encontradas em (6.33) e (6.36) devem satisfazer a seguinte desigualdade

$$-30^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ \quad (6.37)$$

Portanto, para que o conversor da Fig. 6.2(a) possa operar, do ponto de vista dos limites de tensão, como um conversor de cinco braços ponte completa, é necessário que a tensão v_{s3} esteja em sincronismo com a tensão v_g , com uma margem de tolerância de 60° .

Pela simetria que pode ser observado na Fig.6.3(a), os valores de α , caso se utilize no estudo anterior a tensão V_g^2 , são os mesmos obtidos anteriormente, ou seja, $-30^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$.

Analisando o circuito do conversor de entrada (conversor G), a potência fornecida de $e_g = E_g \cos(\omega t)$ para $v_g = V_g \cos(\omega t - \theta)$ é dado por

$$P = \frac{E_g V_g}{X_g} \sin(\theta) \quad (6.38)$$

Como um exemplo, usando o mesmo valor considerado para a configuração trifásica de meia ponte [9], que é $V_g = E_g = 1pu$, $X_g = 0.2pu$ e $P = \pm 1pu$, então θ pode ser limitado por

$$-11.54^\circ \leq \theta \leq 11.54^\circ \quad (6.39)$$

Logo, se v_{s3} é sincronizada com $e_g = E_g \cos(\omega t)$ a variação da potência P pode ser absorvida, sem que se perca a condição de máxima tensão ($V_g = E$ e $V_l = E/\sqrt{3}$), pois para o sincronismo, os limites são maiores, como observado em (6.37).

6.4.2 Máquina bifásica - Configuração B

Se $v_{30} = 0$, a amplitude da tensão para o Conversor G [ver Fig.6.2(b)] é limitada por $V_g \leq E/2$ enquanto que $V_s \leq (E/\sqrt{2})/2$ para o Conversor S . Da mesma forma que foi feito para a configuração A , é possível aumentar mais a capacidade de tensão do conversor CA/CA de quatro braços da Fig. 6.2(b), usando o sincronismo da tensão de entrada com a tensão de saída do conversor, podendo ser usada sempre que a fonte de tensão apresentar baixa taxa de variação da frequência, pois para esta aplicação, a frequência de saída do conversor é fixa.

Desde que a máxima diferença entre duas tensões de pólo é E , então $V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{2}$ representam a máxima tensão que o Conversor G e o Conversor S podem assumir, respectivamente.

Admite-se que $v_g = -V_g \cos(\omega t - 45^\circ + \alpha)$, $v_{sd} = V_s \cos(\omega t)$ e $v_{sq} = V_s \sin(\omega t)$. Desta forma, observa-se a partir da Fig.6.2(b) que:

$$|v_g + v_{sd}|_{\max} \leq E \quad (6.40)$$

$$|v_g + v_{sq}|_{\max} \leq E \quad (6.41)$$

Assim, v_g é escolhido através do controle *PWM*, satisfazendo (6.40) e (6.41), de forma que tanto o Conversor *G* quanto o Conversor *S* possam operar sob tensão máxima, ou seja, $V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{2}$.

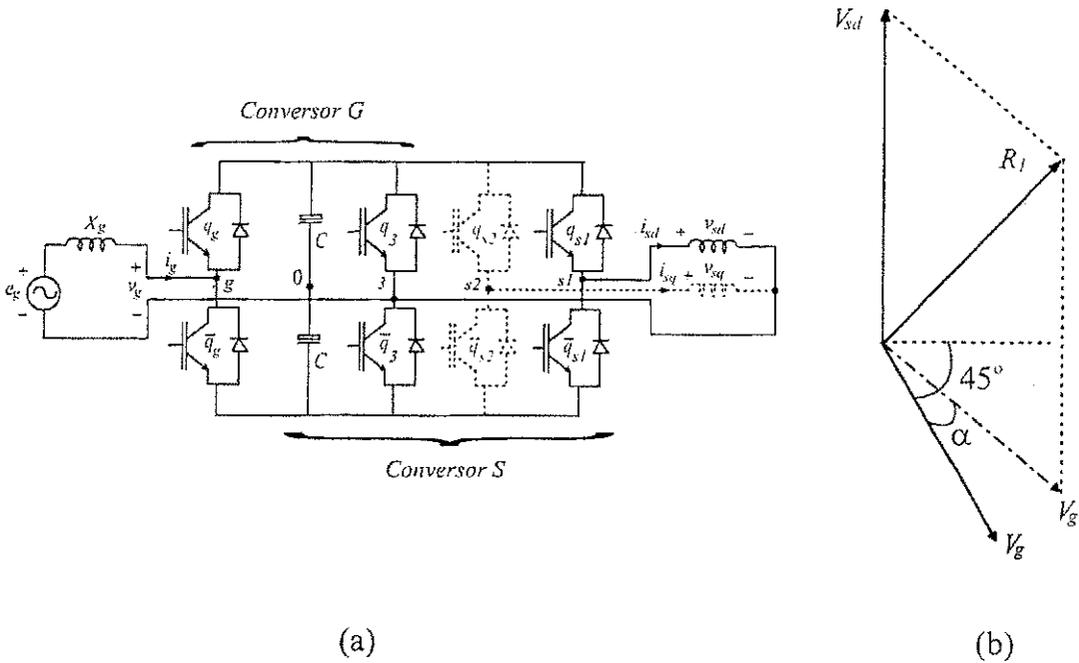


Figura 6.6: Sincronização para a configuração B - condição I (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{sd}

A partir do diagrama fasorial mostrado na Fig.6.3(b) observa-se em destaque, as tensões (V_{sd} e V_{sq}) e a tensão V_g , bem como as tensões V_g^1 e V_g^2 , que representam os limites aceitáveis de variação da tensão V_g para que a condição de tensão máxima ($V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{2}$) possa ainda ser satisfeita.

Desta forma, (6.40) e (6.41) podem ser representados respectivamente pelas Figs. 6.6 e 6.7, onde é mostrado o circuito equivalente [ver Figs. 6.6(a) e 6.7(a)] e o diagrama fasorial [ver Figs. 6.6(b) e 6.7(b)] para cada caso. Assim, tanto em (6.40) [ver Fig. 6.6] quanto em (6.41) [ver Fig. 6.7] α tem que ser tal que $R_1 \leq E$ e $R_2 \leq E$. Logo as condições a seguir devem ser satisfeitas:

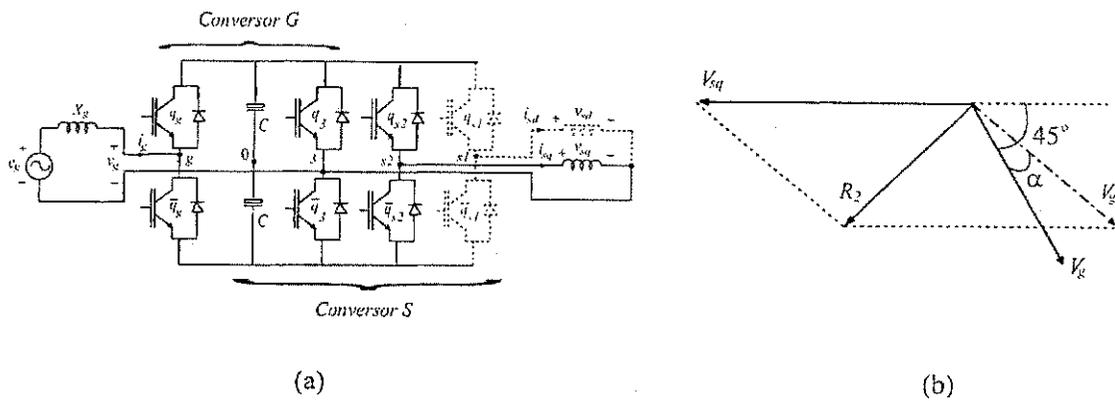


Figura 6.7: Sincronização para a configuração B - condição II (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{sq}

Condição I

De (6.40), obtêm-se

$$V_g + V_{sd} = R_1 \Rightarrow R_1 \leq E \quad (6.42)$$

assim, usando a lei dos cossenos, pode-se encontrar a seguinte desigualdade

$$\sqrt{V_g^2 + V_s^2 + 2V_gV_s \cos(135^\circ - \alpha)} \leq E \quad (6.43)$$

$$\alpha \geq 135^\circ - \arccos\left(\frac{E^2}{2V_gV_s} - \frac{V_s}{2V_g} - \frac{V_g}{2V_s}\right) \quad (6.44)$$

Condição II

De (6.41), obtêm-se

$$V_g + V_{sq} = R_2 \Rightarrow R_2 \leq E \quad (6.45)$$

assim, usando a lei dos cossenos, pode-se encontrar a seguinte desigualdade

$$\sqrt{V_g^2 + V_s^2 + 2V_gV_s \cos(225^\circ - \alpha)} \leq E \quad (6.46)$$

$$\alpha \leq 225^\circ - \arccos\left(\frac{E^2}{2V_gV_s} - \frac{V_s}{2V_g} - \frac{V_g}{2V_s}\right) \quad (6.47)$$

Para o máximo valor de tensão de V_g e V_s ($V_g = E$ e $V_s = E/\sqrt{2}$), ou seja, para que o conversor de quatro braços [ver Fig. 6.2(b)] possa operar com as mesmas condições

de tensão que um conversor ponte completa de cinco braços, as condições encontradas em (6.44) e (6.47) devem satisfazer a seguinte desigualdade

$$-24.29^\circ \leq \alpha \leq 24.29^\circ. \quad (6.48)$$

Portanto, para que o conversor da Fig. 6.2(b) possa operar, do ponto de vista dos limites de tensão, como um conversor de cinco braços ponte completa, é necessário que a tensão $v_{sd} = V_l \cos(\omega t)$ esteja em sincronismo com a tensão $v_g = -V_g \cos(\omega t - 45^\circ)$, com uma margem de tolerância de 48.58° .

Pela simetria que pode ser observado na Fig. 6.3(b), os valores de α , caso se utilize no estudo anterior a tensão V_g^2 , são os mesmos obtidos anteriormente, ou seja, $-24.29^\circ \leq \alpha \leq 24.29^\circ$.

6.4.3 Máquina bifásica - Configuração C

Se $v_{30} = 0$, a amplitude da tensão para o Conversor G [ver Fig.6.2(c)] é limitada por $V_g \leq E/2$ enquanto que $V_s \leq (E/\sqrt{2})/2$ para o Conversor S . Da mesma forma que foi feito para as configurações A e B , é possível aumentar mais a capacidade de tensão do conversor CA/CA de quatro braços da Fig. 6.2(c), usando o sincronismo da tensão de entrada com a tensão de saída do conversor, podendo ser usada sempre que a fonte de tensão apresentar baixa taxa de variação da frequência, pois para esta aplicação, a exemplo das configurações tratadas anteriormente, a frequência de saída do conversor é fixa.

Admite-se que $v_g = V_g \cos(\omega t - 142.85^\circ + \alpha)$, $v_{sd} = V_l \cos(\omega t)$ e $v_{sq} = V_l \sin(\omega t)$. Desta forma, observa-se a partir da Fig.6.2(c) que:

$$|v_g + v_{dq}|_{\max} \leq E \quad (6.49)$$

$$|v_g + v_{sq}|_{\max} \leq E. \quad (6.50)$$

Assim, v_g é escolhido através do controle PWM , satisfazendo (6.49) e (6.50), de forma que tanto o Conversor G quanto o Conversor S possam operar sob tensão máxima, ou seja, $V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{2}$.

A partir do diagrama fasorial mostrado na Fig.6.3(c) observa-se em destaque, as tensões (V_{sdq} e $-V_{sq}$) e a tensão V_g , bem como as tensões V_g^1 e V_g^2 , que representam os limites aceitáveis de variação da tensão V_g para que a condição de tensão máxima ($V_g \leq E$ e $V_s \leq E/\sqrt{2}$) possa ainda ser satisfeita.

Desta forma, (6.49) e (6.50) podem ser representados respectivamente pelas Figs.6.8 e 6.9, onde é mostrado o circuito equivalente [ver Figs. 6.8(a) e 6.9(a)] e o diagrama

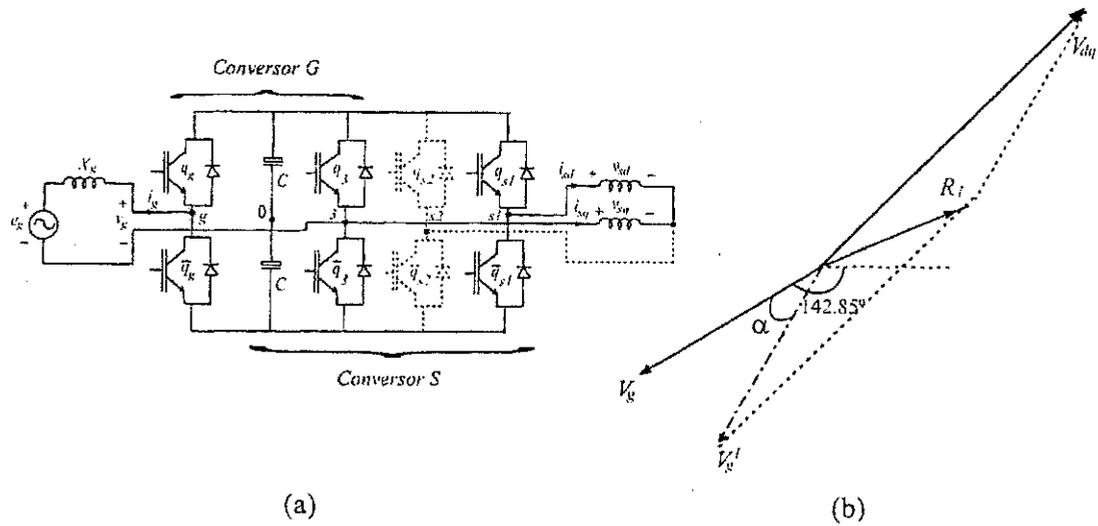


Figura 6.8: Sincronização para a configuração C - condição I (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e V_{dq}

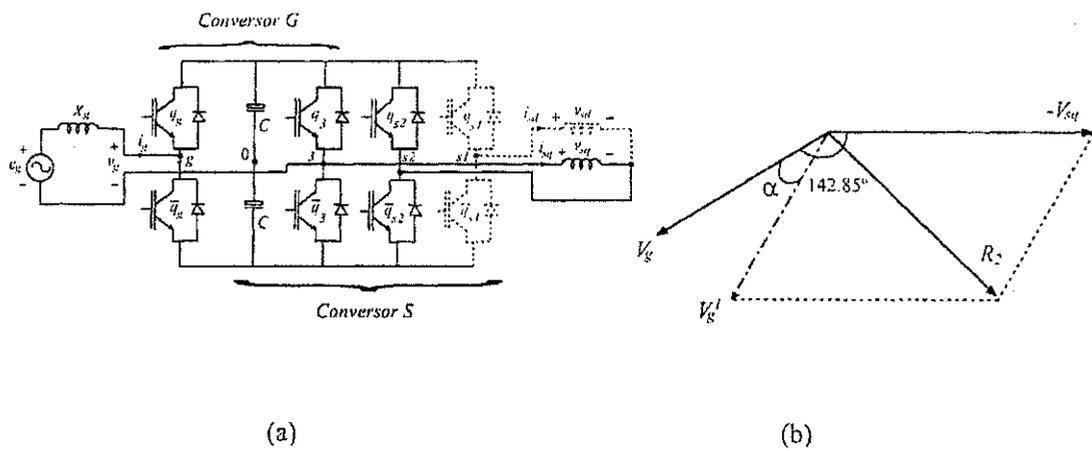


Figura 6.9: Sincronização para a configuração C - condição II (a) topologia com quatro braços e (b) diagrama fasorial - V_g e $-V_{sq}$

fasorial [ver Figs.6.8(b) e 6.9(b)] para cada caso. Assim, tanto em (6.49) [ver Fig.6.8] quanto em (6.50) [ver Fig.6.9] α tem que ser tal que $R_1 \leq E$ e $R_2 \leq E$. Logo as condições a seguir devem ser satisfeitas:

Condição I

De (6.49), obtêm-se

$$V_g + V_{dq} = R_1 \Rightarrow R_1 \leq E \quad (6.51)$$

assim, usando a lei dos cossenos, pode-se encontrar a seguinte desigualdade

$$\sqrt{V_g^2 + (\sqrt{2}V_s)^2 + 2\sqrt{2}V_gV_s \cos(187.85^\circ - \alpha)} \leq E \quad (6.52)$$

$$\alpha \geq 187.85^\circ - \arccos\left(\frac{E^2}{2\sqrt{2}V_gV_s} - \frac{V_s}{\sqrt{2}V_g} - \frac{V_g}{2\sqrt{2}V_s}\right). \quad (6.53)$$

Condição II

De (6.50), obtêm-se

$$V_g + V_{sq} = R_2 \Rightarrow R_2 \leq E \quad (6.54)$$

assim, usando a lei dos cossenos, pode-se encontrar a seguinte desigualdade

$$\sqrt{V_g^2 + V_s^2 + 2V_gV_s \cos(142.85^\circ - \alpha)} \leq E \quad (6.55)$$

$$\alpha \geq 142.85^\circ - \arccos\left(\frac{E^2}{2V_gV_s} - \frac{V_s}{2V_g} - \frac{V_g}{2V_s}\right). \quad (6.56)$$

Para o máximo valor de tensão de V_g e V_s ($V_g = E$ e $V_s = E/\sqrt{2}$), ou seja, para que o conversor de quatro braços [ver Fig. 6.2(c)] possa operar com as mesmas condições de tensão que um conversor ponte completa de cinco braços, as condições encontradas em (6.53) e (6.56) devem satisfazer a seguinte desigualdade

$$-42.14^\circ \leq \alpha \leq 42.14^\circ \quad (6.57)$$

Portanto, para que o conversor da Fig. 6.2(c) possa operar, do ponto de vista dos limites de tensão, como um conversor de cinco braços ponte completa, é necessário que a tensão $v_{sd} = V_l \cos(\omega t)$ esteja em sincronismo com a tensão $v_g = V_g \cos(\omega t - 142.85^\circ + \alpha)$, com uma margem de tolerância de 84.28° .

Pela simetria que pode ser observado na Fig. 6.3(c), os valores de α , caso se utilize no estudo anterior a tensão V_g^2 , são os mesmos obtidos anteriormente, ou seja, $-42.14^\circ \leq \alpha \leq 42.14^\circ$.

6.5 Sistema de Controle Geral

Dois modos de sincronização de v_s são concebidos. *Modo I*: v_s é sincronizado com e_g ou *Modo II*: v_s é sincronizado com v_g . O primeiro caso é interessante quando a variação da frequência da fonte ($\Delta\omega_g$) é menor que a variação da frequência da carga ($\Delta\omega_s$), ou seja, $\Delta\omega_g \leq \Delta\omega_s$. O segundo caso permite melhorar a compensação de variação da frequência de entrada quando $\Delta\omega_s \leq \Delta\omega_g$.

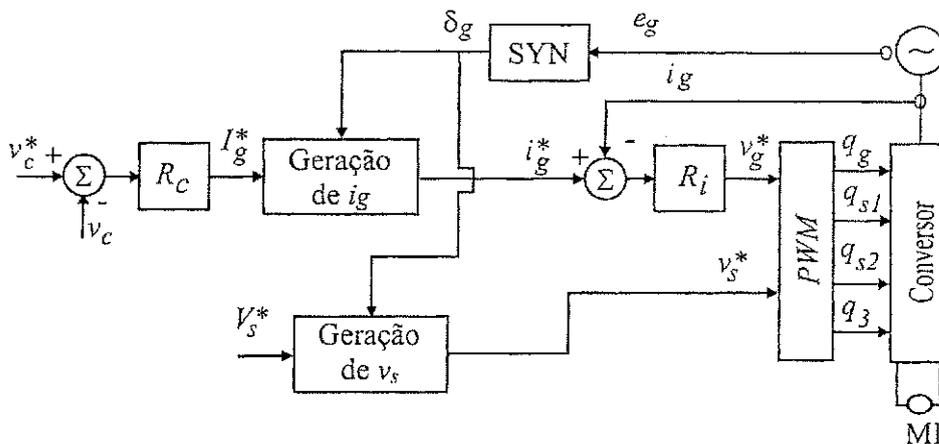


Figura 6.10: Diagrama de blocos - esquema de controle: *modo I*

Apresenta-se nas Figs. 6.10 e 6.11 os diagramas de blocos para o conversor operando no *modo I* e no *modo II*, respectivamente.

Nos dois modos de operação, a tensão do barramento é ajustada para o valor de referência usando o controlador R_c . Este controlador fornece a amplitude da corrente de referência I_g^* .

Para obter fator de potência unitário, o valor da corrente de referência instantâneo i_g^* deve ser sincronizada com a tensão e_g . Isto é obtido com o bloco SYN.

O controle da corrente é implementado usando o controlador indicado pelo bloco R_i , enquanto que o controle de tensão PWM é implementado usando os métodos apresentados anteriormente.

No *modo I* a sincronização da tensão v_s usa a saída do detector de fase utilizado para sincronizar i_g . No *modo II* a tensão v_s é sincronizada com v_g e é incluído uma limitação da variação de ω_s ($\pm\Delta\omega_{s\max}$).

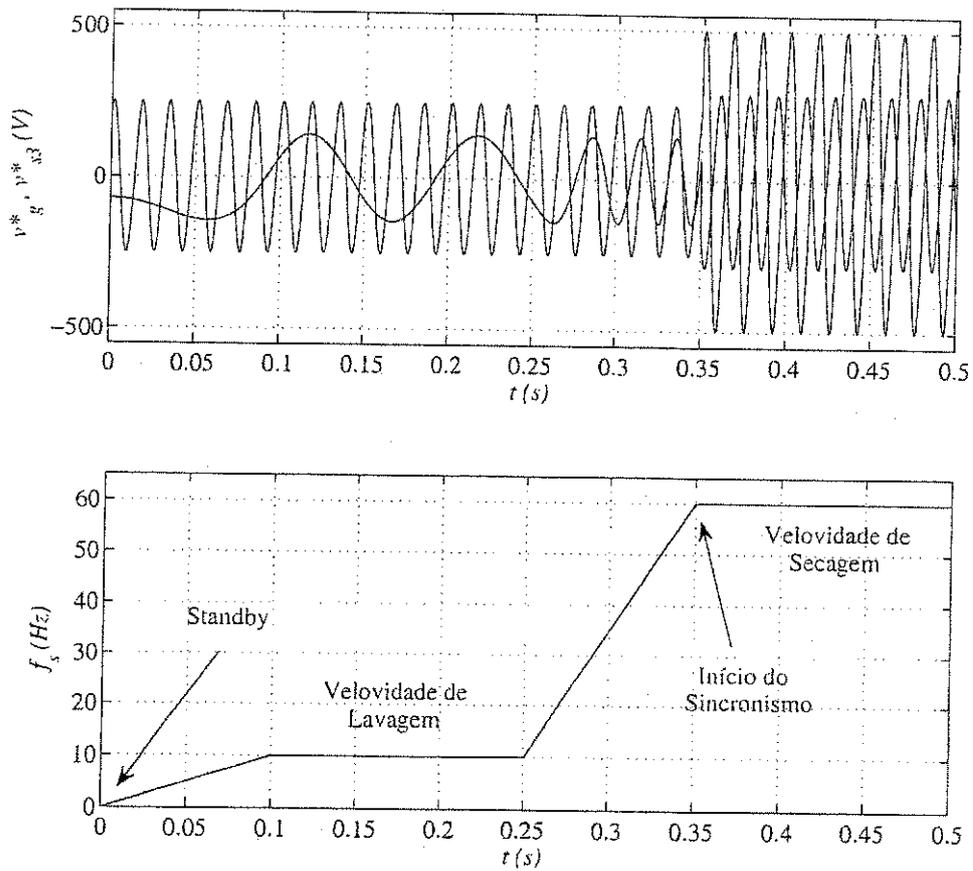


Figura 6.12: Variação da frequência do motor da máquina de lavar - Configuração A: sincronismo com defasagem de 25° .

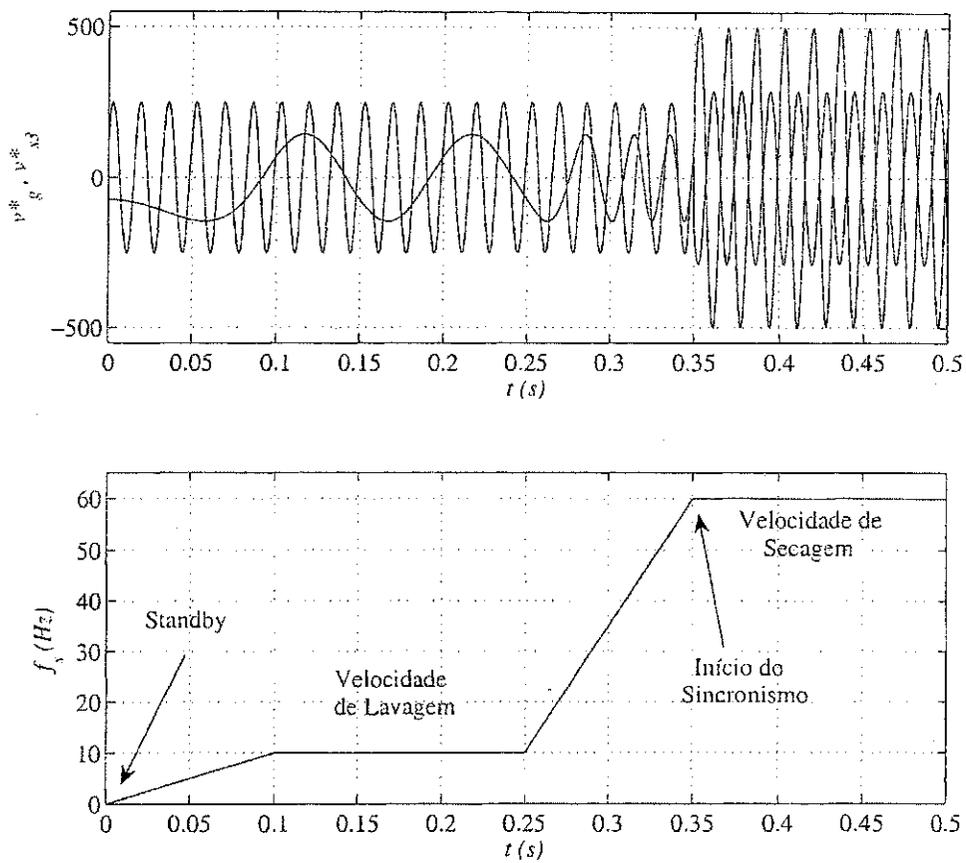


Figura 6.13: Variação da frequência do motor da máquina de lavar - Configuração A: sincronismo com defasagem de 0° .

A etapa transitória entre a baixa e a alta velocidade, denominada de distribuição de rampa, é fundamental que seja realizada por uma transição suave, tipo rampa, para eliminar a instabilidade causada pela distribuição desigual de roupas, principalmente quando o motor começa a operar à velocidade de secagem [68].

Os resultados de simulação, que implementam as quatro etapas mencionadas anteriormente, são mostrados nas Figs. 6.12 e 6.13. Estes resultados foram obtidos para a máquina trifásica (configuração A), de modo que na Fig. 6.12 observa-se as tensões v_g^* e v_{s3}^* (com defasagem de 25°) e a frequência f_s , desde o estágio de *standby* até a velocidade de secagem, a partir da qual se impõe o sincronismo, e conseqüentemente maior capacidade de tensão nos conversores G e L .

Da mesma forma, na Fig.6.13 observa-se as tensões v_g^* e v_{s3}^* (com defasagem de 0°) e a frequência f_s , desde o estágio de *standby* até a velocidade de secagem.

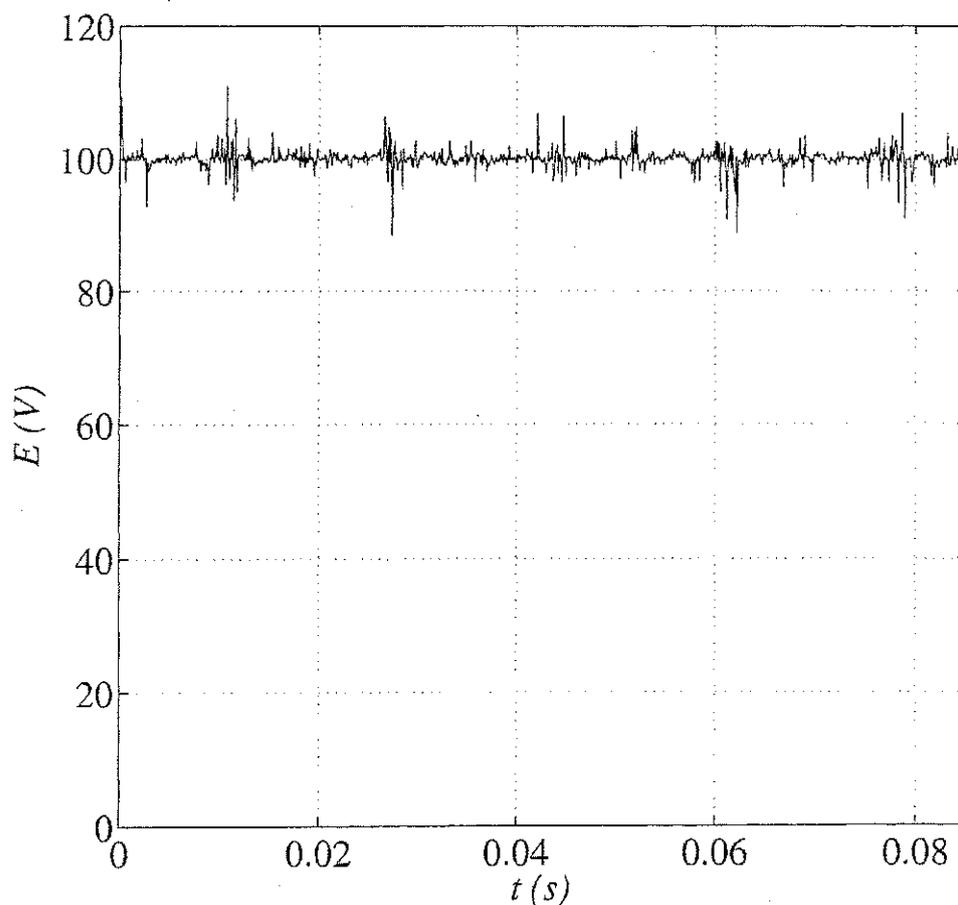


Figura 6.14: Resultado experimental: Tensão do barramento - configuração A.

Para a configuração A, mostra-se nos resultados experimentais apresentados nas

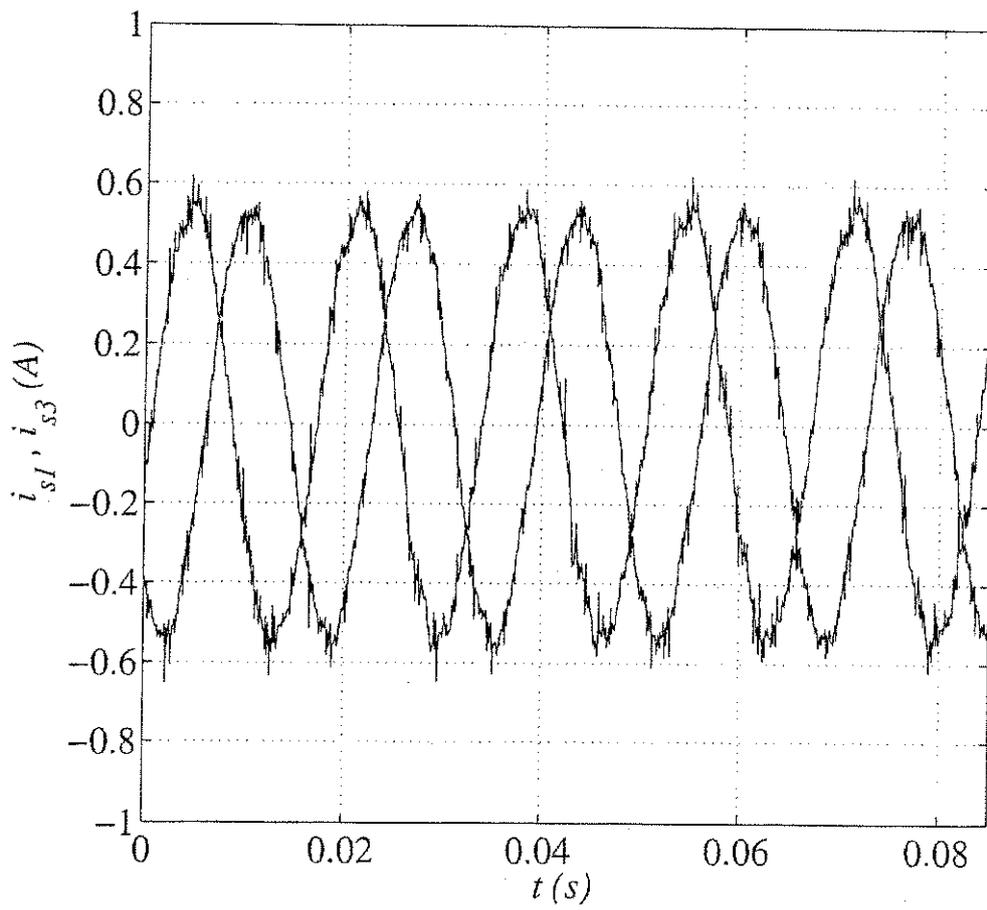


Figura 6.15: Resultado experimental: Correntes 123 - configuração A.

Figs.6.14 e 6.15, a tensão do barramento capacitivo e as correntes nas fases 1 e 3 da máquina, respectivamente.

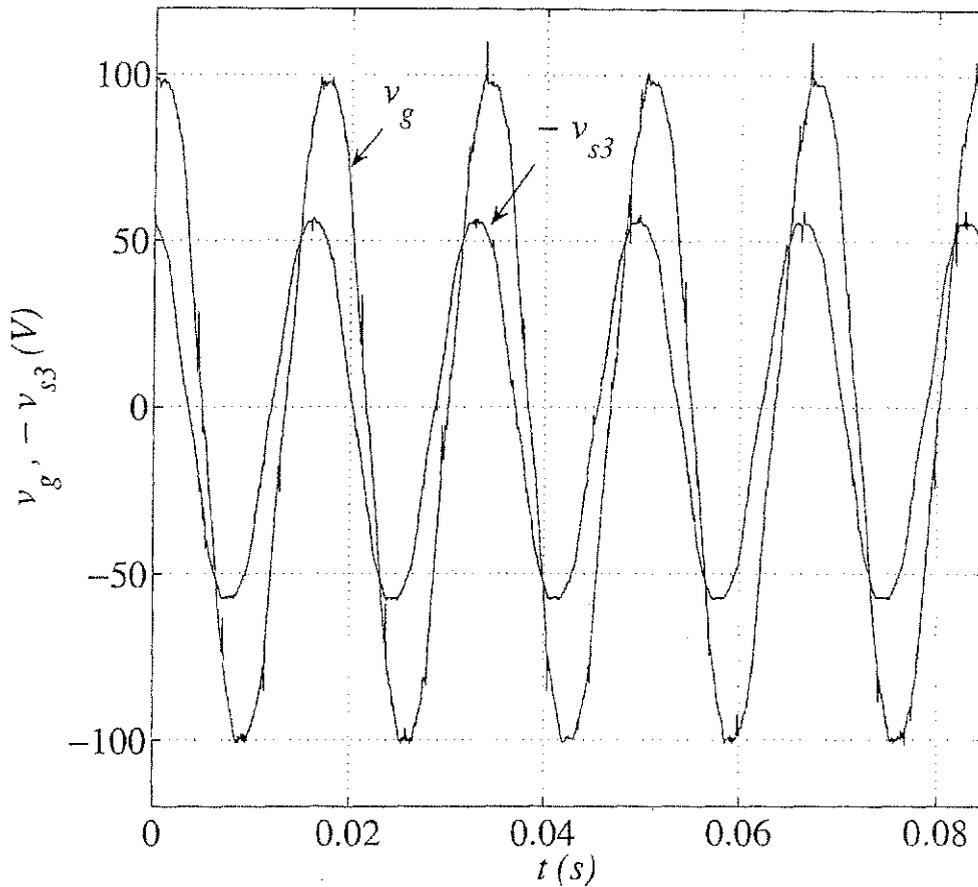


Figura 6.16: Resultado experimental: Tensão na entrada e na saída do conversor - configuração A.

Na Fig. 6.16 mostra-se as tensões de entrada e de saída do conversor (*configuração A*), mas percebe-se pelos valores de amplitude das tensões que o conversor está operando na condição de máxima tensão, obtida a partir do sincronismo, já que a defasagem entre v_g e $-v_{s3}$ está dentro do limite $-30^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$.

Observa-se no resultado experimental mostrado na Fig. 6.17, que o controle do fator de potência é realizado com êxito, mesmo na presença de componentes de alta frequência na tensão da fonte primária monofásica.

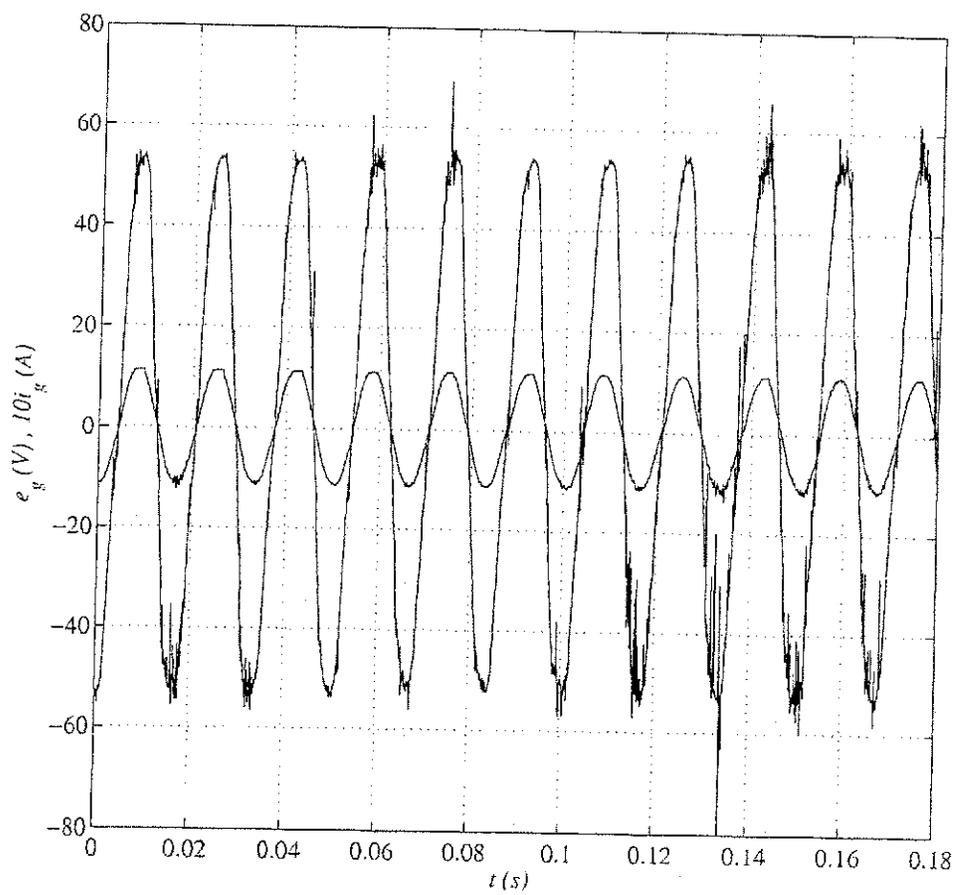


Figura 6.17: Resultado experimental: Controle do Fator de Potência - configuração A.

6.7 Conclusões

Para a configuração, cujo conversor compreende quatro braços, com um braço compartilhado entre as unidades retificadora e inversora, apresentada na Fig. 6.2(c) foi proposta uma estratégia de controle, que permitiu obter a mesma faixa de tensão de operação de um conversor de cinco braços ponte completa. O ônus de se trabalhar com frequência de chaveamento fixa não se tornou importante frente ao bônus de se conseguir uma capacidade de tensão igual a configuração de ponte completa, principalmente em aplicações onde se opera basicamente em duas velocidades, como por exemplo em máquinas de lavar.

Foi apresentado dois métodos para obtenção do fator de distribuição de roda livre, método A e método B, este método determina o fator de distribuição de roda livre local, enquanto que aquele determina o fator de distribuição de roda livre geral. Para o método A, obtém-se v_{μ}^* geral, de forma a diminuir o percentual da *THD* (taxa de distorção harmônica) na corrente de entrada e de saída simultaneamente, enquanto que no método B, v_{μ}^* é determinado de modo que se pode relaxar a *THD* na corrente de carga de forma a melhorar a *THD* na corrente da entrada do conversor, e da mesma forma é possível relaxar a *THD* da corrente da entrada de forma a melhorar a *THD* na corrente da carga.

Os resultados de simulação e experimentais mostraram a viabilidade do estudo apresentado, no sentido de que se pode obter níveis de tensão equivalentes a um conversor ponte completa de cinco braços utilizando apenas oito chaves (quatro braços).

Capítulo 7

Conclusões e Trabalhos Futuros

7.1 Conclusões Gerais

Ao longo deste trabalho foram discutidos temas relacionados ao acionamento de máquinas com redução no número de componentes, seja com a minimização no número de chaves de potência, seja na diminuição ou eliminação de indutores de filtro. Além da discussão referente as topologias com número reduzido de componentes utilizando braço compartilhado foi exposto um estudo comparativo a respeito dos sistemas de acionamento com aplicação de múltiplas máquinas.

As discussões tratadas no decorrer desta dissertação foram centradas em três temas principais:

- Acionamento sem indutor de filtro
- Capacidade de tensão do conversor com braço compartilhado

Antecedendo a discussão sobre os temas acima mencionados, foi feito um levantamento bibliográfico, de forma que foi abordado os sistemas de acionamento sob o ponto de vista não específico, fornecendo um panorama geral de suas aplicações, além de abordar os seguintes itens: a redução no número de dispositivos semicondutores, eliminação ou redução no número de indutores de filtro e sistemas de acionamento com múltiplas máquinas.

Ao longo da revisão bibliográfica apresentada, percebe-se a importância e a ênfase dada pela literatura aos sistemas que tratam do acionamento com número reduzido de componentes, principalmente pelo impacto da economia que tais sistemas apresentam, se comparado com sistemas de acionamento padrão. No entanto, verificou-se que a utilização dos sistemas de acionamento com número reduzido de componentes apresentam

algumas desvantagens, tais como, variação da tensão dos capacitores, acarretando um sobredimensionamento do barramento de tensão CC, além do aumento da *THD* de corrente de carga.

Outro aspecto importante tratado na revisão bibliográfica foi o fato dos sistemas de acionamento que utilizam braço compartilhado apresentarem restrições no que se refere a capacidade de tensão do conversor, neste sentido, quando se deseja aumentar o nível de tensão na entrada do conversor, ou seja, em sua unidade retificadora é preciso diminuir o nível de tensão na saída (unidade inversora) e da mesma forma, quando se deseja aumentar os níveis de tensão na saída é preciso diminuir os níveis de tensão na entrada, o que pode acarretar problemas quando se deseja impor fator de potência unitário com eficiência e ao mesmo tempo se deseja impor determinados níveis de tensão a carga.

No estudo referente aos sistemas de acionamento de múltiplas máquinas, abordado no capítulo 1, foi apresentado as diversas possibilidades de se implementar o acionamento com várias máquinas, empregando desde máquinas polifásicas até as máquinas trifásicas padrão. A partir da revisão bibliográfica, se tornou convincente as vantagens e desvantagens na escolha de uma máquina polifásica ou de uma máquina trifásica nos sistemas que impregam múltiplas máquinas, como principal vantagem do sistema que emprega máquinas trifásicas foi citado o melhor rendimento se comparada com máquinas polifásicas.

Além do estudo referente a revisão bibliográfica, este trabalho investigou duas topologias de conversores com número reduzido de dispositivos semicondutores e sem o indutor de filtro, no acionamento de uma máquina de indução trifásica (ver Fig. 2.1(a) e 2.1(b)), proposto por [22]. De modo que foi desenvolvidas estratégias de acionamento na utilização das duas configurações, bem como seus princípios operacionais foram analisados.

A partir dos resultados de simulação e experimental, percebeu-se que o desempenho geral destas topologias são adequadas, no sentido de que se pode impor correntes dq independentemente da corrente da rede monofásica.

Da mesma forma o controle do fator de potência é realizado com êxito, através do controle da corrente da fonte de tensão monofásica.

Uma discussão no impacto causado pela circulação da corrente da fonte sobre as fases da máquina, que incluem, as perdas no cobre da máquina, sobre o fluxo de entreferro e sobre as perdas no ferro foi apresentado.

Em seguida foi proposto uma evolução das configurações apresentadas no capítulo 2, com a substituição da fonte de tensão monofásica por uma trifásica, no primeiro

momento alimentando uma máquina e em seguida alimentando duas e três máquinas de indução trifásicas. Assim foram propostas dez novas topologias no acionamento com diminuição ou eliminação no número de indutores de filtro, além da diminuição das chaves. A exemplo dos resultados apresentados para as topologias do capítulo 2, tanto os resultados de simulação quanto os experimentais têm mostrado que apesar da presença da corrente da fonte de tensão aplicada ao neutro de uma, de duas ou de três máquinas foi possível impor correntes dq equilibradas, além de se conseguir fator de potência unitário e o controle da tensão do barramento capacitivo.

Para cada sistema de acionamento analisado e proposto, foi realizado um levantamento criterioso referente a obtenção da mínima tensão do barramento, necessária para que cada topologia opere de forma adequada.

Finalmente, foi realizado um estudo referente a configuração, cujo conversor compreende quatro braços, com um braço compartilhado entre as unidades retificada e inversora, apresentada na Fig. 6.2(c) foi proposta uma estratégia de controle, que permitiu obter a mesma faixa de tensão de operação de um conversor de cinco braços ponte completa. O ônus de se trabalhar com frequência de chaveamento fixa não se tornou importante frente ao bônus de se conseguir uma capacidade de tensão igual a configuração de ponte completa, principalmente em aplicações onde se opera basicamente em duas velocidades, como por exemplo em máquinas de lavar. Os resultados de simulação e experimentais mostraram a viabilidade do estudo apresentado.

7.2 Proposta de futuros estudos

Os estudos apreciados ao longo desta dissertação tornam possível a realização de outras análises, além das que foram apresentadas no trabalho. A seguir são enumerados alguns temas que poderão ser investigados em futuros trabalhos:

1. Para cada configuração proposta e estudada, realizar um estudo comparativo de custo e do ganho com a diminuição do tamanho no sistema, se comparada com a configuração padrão;
2. Estudo comparativo das perdas e da Distorção Harmônica Total (*THD*) para as configurações sem indutor de filtro frente as topologias apresentadas na literatura;
3. Implementação de técnicas de controle de tensão *PWM* que minimizem a ondulação de tensão no barramento capacitivo para as topologias sem indutor de filtro, que utilizam o ponto central dos capacitores que formam o barramento de tensão CC;

4. Estender os estudos apresentados para as configurações apresentadas no capítulo 5, com a implementação da técnica de sincronismo, para obtenção de níveis de tensão elevados, para outras topologias que utilizam braço compartilhado;

Apêndice A

Plataforma de Desenvolvimento Experimental

A plataforma de desenvolvimento experimental utilizada para a obtenção dos resultados experimentais apresentados ao longo deste texto foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM-DEE-UFCG).

A montagem é constituída pelos seguintes itens:

- Um microcomputador equipado com placas dedicadas, afim de se gerar os sinais de controle;
- Doze sensores, sendo seis de corrente e seis sensores de tensão;
- Placa de aquisição de dados;
- Dois conversores estáticos de três braços cada um;
- Placas de interface entre o microcomputador e os *drives*;
- Dois motores de indução trifásicos de 0.75HP cada;
- Um variador de tensão de 4.5KVA.

O esquema elétrico visto na Fig. A.1 mostra as ligações entre as partes que formam a plataforma desenvolvida para o trabalho proposto.

A descrição detalhada de cada item mencionado acima é enumerado em seguida:

1. As placas utilizadas para a geração dos sinais de controle são denominadas placas multi-função, e além de possuir três A/D's, compreende dois temporizadores (CI: 8254) e duas PPI's - *Interface Paralela Programável* (CI: 8255).

2. Tanto a medição de corrente quanto a medição de tensão são realizados utilizando sensores de efeito Hall (LA 25-P). A medição da tensão é realizada com o uso de um resistor de potência utilizado para limitar a corrente na entrada do sensor. Os sensores usados neste trabalho, além de fornecer medições precisas, têm a capacidade de medir sinais em uma ampla faixa de frequência, indo de corrente ou tensão CC até sinais de 300KHz. O sensor possui isolamento galvânica entre os circuitos de alta e baixa potência.
3. A placa de aquisição de dados é composta por doze conversores A/D (AD 1674), com palavra de dados de 12 BIT's. O tempo de conversão utilizado foi de $8\mu s$. Configurou-se as placas de aquisição de dados para operar com sinal bipolar de $\pm 10V$.
4. São utilizados dois conversores estáticos compostos por seis chaves do tipo IGBT e três *drives* (SKHI23 - Semikron) cada um, além de quatro capacitores de $2200\mu F$ que constituem o barramento capacitivo. Os *drives* recebem os sinais de comando das chaves, a partir das placas de interface, como será mencionado em seguida. Com o *drive* é possível selecionar, através de resistores, o tempo morto desejado, para os resultados obtidos neste trabalho utilizou-se um tempo morto de $1,3\mu s$.
5. As placas de interface entre o microcomputador e os *drives* foram desenvolvidas especificamente para esta plataforma. A placa de interface recebe os sinais *PWM* da placa multi-função, a partir do qual se implementa o sinal *PWM* simétrico (pulso-centrado) através de uma lógica utilizando FLIP-FLOP's (74LS74). Além da geração do sinal com pulso-centrado, a placa de interface realiza outras funções, como está descrito abaixo:
 - Elevação da tensão de $5V$ para $15V$;
 - Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* sob a presença do sinal de erro gerado pelo *drive*, proveniente de: curto-circuito entre chaves;
 - Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* através de chave;
 - Pode desabilitar qualquer chave de forma independente, através de sinais da PPI.

Na foto mostrada na Fig. A.2, tem-se uma visão geral da plataforma de desenvolvimento experimental.

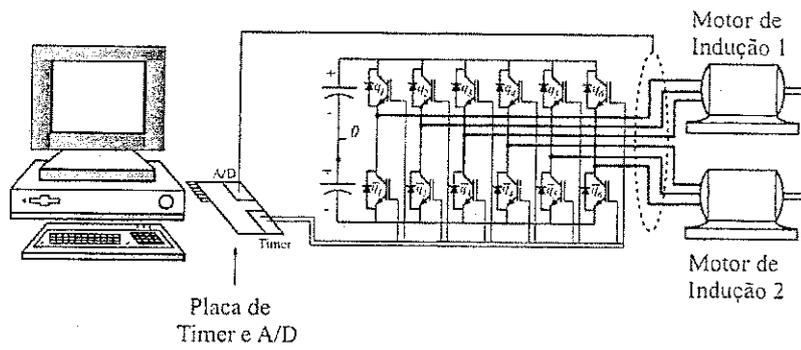


Figura A.1: Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental

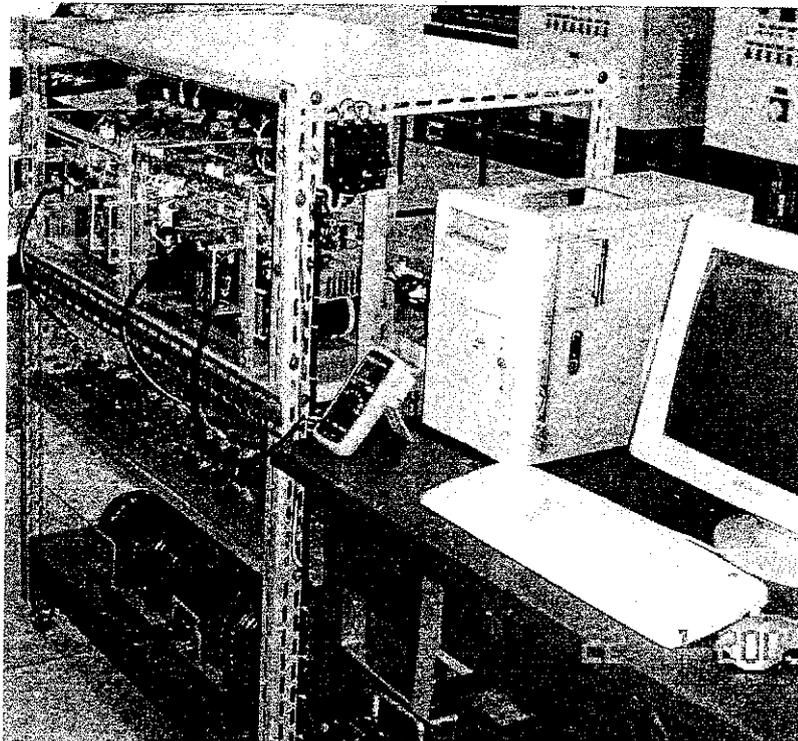


Figura A.2: Plataforma de desenvolvimento experimental

Bibliografia

- [1] I. Boldea and S. A. Nasar. *Electric Drives*. CRC Press, Florida, USA, 1998.
- [2] Maurício B. de Rossiter Corrêa. *Sistemas de Acionamento de Baixo Custo para Motores de indução*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 1997.
- [3] Muhammad H. Rashid. *Eletrônica de Potência*. MAKRON Books do Brasil Editora Ltda., 1999.
- [4] 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 promc. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, 23(6):1001–1009, November/December 1987.
- [5] C.B. Jacobina, M.B. de R. Correa, R.L.A. Ribeiro, T.M. Oliveira, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Ac/ac converters with a reduced number of switch. *Industry Applications Conference*, 3:1755–1762, 2001.
- [6] J. Sander-Larsen, K. Jespersen, M.R. Pedersen, F. Blaabjerg, and J.K. Pedersen. Control of a complete digital-based component-minimized single-phase to three-phase ac/dc/ac converter. *Industrial Electronics Society, IECON*, 2:618–624, 1998.
- [7] F. Blaabjerg, D.O. Neacsu, and J.K. Pedersen. Adaptative svm to compensate dc-link voltage ripple for four switch three-phase voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4):743–752, July 1999.
- [8] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Ac/ac converters with four switch three phase structures. *Power Electronics Specialists Conference*, 1:134–139, 1996.
- [9] P.N. Enjeti and A. Rahman. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 29(4):806–813, July/August 1993.

- [10] T.A. Lipo. Electric drives technology - part way to where? *International Conference IEMD*, pages 1-3, May 1999.
- [11] H.W. Van der Broeck and J.D. Van Wyk. A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 20(2):309-320, March/April 1984.
- [12] W. McMurray. Modulation of the chopping frequency in dc choppers and pwm inverters having current-hysteresis controllers. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 20(4):763-768, July/August 1984.
- [13] C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, and R.L.A. Ribeiro. Vector and scalar control of a four switch three phase inverter. *IEEE IAS Annual Meeting*, 3:2422 - 2429, 1995.
- [14] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. A new approach to generate pwm patterns for four-switch three-phase inverters. *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99.*, 2:941 - 946, 1999.
- [15] F. Blaabjerg, S. Freysson, H. Hansen, and S. Hansen. A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(4):704-714, July 1997.
- [16] G. Kim and T.A. Lipo. Dc link voltage control of reduced switch vsi-pwm rectifier/inverter system. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON. 23rd International Conference*, 2:833 - 838, November 1997.
- [17] G. Kim and T.A. Lipo. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(6):1331-1337, November/December 1996 1996.
- [18] E. Ledezma, B. McGrath, A. Mu nos, and T.A. Lipo. Dual ac-drive system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(5):1325-1333, September/October 2001.
- [19] L. Chen and F. Blaabjerg. A three-phase predictive pwm ac/dc converter with phase compensation and space vector control. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2(0):863-869, March 1995.

- [20] C.B. Jacobina, R.L.A. Ribeiro, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, and T.M. Oliveira. A reduced switch count three-phase ac motor drive. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1:378 – 384, 2001.
- [21] P.N. Enjeti, A. Rahman, and R. Jakkli. Economic single phase to three phase converter topologies for fixed frequency output. *IEEE Trans. On Power Electronics*, 8(3):329–335, July/August 1993.
- [22] J. Itoh and K. Fujita. Novel unity power factor circuits using zero-vector control for single-phase input system. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 15(1):36–43, January 2000.
- [23] M.D. Bellar, B.K. Lee, B. Fahimi, and M. Ehsani. An ac motor drive with power factor control for low cost applications. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1:601–607, 2001.
- [24] E.C. dos Santos Jr, C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, E.R.C. da Silva, A.C. Oliveira, and E.B. de Souza Fl. Control of ac motor drive systems without boost inductor. *International Conference on Industrial Applications, INDUSCON*, 20(1):309–320, October 2004.
- [25] F.D. Kieferndorf, M. Frster, and T.A. Lipo. Reduction of dc-bus capacitor ripple current with pam/pwm converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(2):607–614, March/April 2004.
- [26] H. Kohlmeier and D. Schrder. Control of a double voltage inverter system coupling a three phase mains with an ac drive. *IEEE IAS Ann. Meet. Conf. Rec.*, 1987.
- [27] C. Wong, N. Mohan, and J. He. Adaptive phase control for three phase pwm ac-to-dc converters with constant switching frequency. *Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the 19-21 April 1993*, 1993.
- [28] L. Chen, F. Blaabjerg, and P.S. Frederiksen. An improved predicative control for three-phase pwm ac/dc converter with low sampling frequency. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1:399–404, 1994.
- [29] J.C. Salmon. Techniques for minimizing the input current distortion on current-controlled single-phase boost rectifier. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 8(4):509–520, 1993.
- [30] J.C. Salmon. Circuit topologies for single-phase voltage-doubler boost rectifier. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 8(4):521–529, 1993.

- [31] H.W. van der Broeck and H.-Ch. Skudelny. Analytical analysis of the harmonic effects of a pwm ac drive. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 3(2):216–223, 1988.
- [32] M. Chomat and T.A. Lipo. Adjustable-speed single-phase im drive with reduced number of switches. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(3):819–825, May/June 2003.
- [33] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, 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. *Power Electronics Specialists Conference*, 5:3390 – 3396, 2004.
- [34] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, and H.A. Toliyat. A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(2):320–335, march 2004.
- [35] Y. Kuono, H. Kawai, S. Yokomizo, and K. Matsuse. A speed sensorless vector control method of parallel connected dual induction motor fed by a single inverter. *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting IAS*, 2001.
- [36] Y. Matsumoto, S. Ozaki, and A. Kawamura. A novel vector control of single-inverter multiple-induction motors drives for shinkansen tracion system. In *Proc. IEEE Applied Power Elec. Conf. APEC*, pages 608–614, Anaheim, CA. 2001.
- [37] P. Eguiluz, M.P.-David, and B. de Fornel. Comparison of several control strategies for parallel connected dual induction motors. In *Proc. Power Elec. and Motion Control Conf. EPE-PEMC*, Cavtat, Croatia, 2002.
- [38] C.B. Jacobina, T.M. Oliveira, M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Component minimized drive systems for multi-machine applications. *Power Electronics Specialists Conference*, 3:1445–1450, 2002.
- [39] M. Jones, E. Levi, S.N. Vukosavic, and H.A. Toliyat. Independent vector control of a seven-phase three-motor drive system supplied from a single voltage source inverter. *IEEE Annual Conference on Power Electronics Specialist*, 4:1865–1870, 2003.
- [40] E. Levi, A. Iqbal, S.N. Vukosavic, and H.A. Toliyat. Modeling and control of a five-phase series-connected two-motor drive. *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1:208–213, 2003.

- [41] M. Jones, E. Levi, and A. Iqbal. A five-phase series connected two-motor drive with current control in the rotating reference frame. In *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 3278 – 3284, Aachen, Germany, 2004.
- [42] M. Jones, E. Levi, S.N. Vukosavic, and H.A. Toliyat. A novel nine-phase four-motor drive system with completely decoupled dynamic control. *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1:637–642, 2003.
- [43] E. Levi, M. Jones, and S.N. Vukosavic. Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings. *IEE Electric Power Applications*, 150(5):580–590, September 2003.
- [44] M. Jones, S.N. Vukosavic, E. Levi, and A. Iqbal. A novel six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control. *Industry Applications Conference*, 1:646, 2004.
- [45] M. Jones, S.N. Vukosavic, and E. Levi. Independent vector control of a six-phase series-connected two-motor drive. *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2:879–884, 2004.
- [46] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, and H.A. Toliyat. Operating principles of a novel multiphase multimotor vector-controlled drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(3):508–516, September 2004.
- [47] A. Bouscayrol, S. Siala, M.P.-David, and B. de Fornel. Four-legged pwm inverters feeding two induction motors for a vehicle drive application. *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. International Conference on 26-28 Oct 1994*, 1994.
- [48] A. Bouscayrol, B. Davat, B. deFornel, B. Franois, J.P. Hautier, F.M.-Tabar, and M.P.-David. Multi-machine multi-converter system for drives: analysis of coupling by a global modeling. *IEEE Industry Applications Conference*, 3:1474–1481, 2000.
- [49] B. Franois, P. Delarue, A. Bouscayrol, and J. Niiranem. Five-leg ac-ac power converter: structure, modeling and control. *IEEE Industry Applications Conference*, 3:1525–1535, 2000.
- [50] Ph. Delarue, A. Bouscayrol, and B. François. Control implementation of a five-leg voltage-source-inverter supplying two three-phase induction machines. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 3:1909–1915, 2003.

- [51] A. Bouscayrol, M.P.-David, and B. de Fornel. Comparative studies of inverter structures for a mobile robot asynchronous motorisation. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1:447–452, 1996.
- [52] P. Delarue, A. Bouscayrol, and E. Semail. Generic control method of multileg voltage-source-converters for fast practical implementation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(2):517–526, March 2003.
- [53] T.M. Oliveira, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Component minimized single-phase converters for multiple single-phase loads. *IEEE Industry Applications Conference*, 1:453 – 458, 2002.
- [54] C.B. Jacobina, E.C. dos Santos Jr, M.B.R. Corrêa, and E.R.C. da Silva. Ac motor drives with a reduced number of switches and boost inductors. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March 2005.
- [55] C.B. Jacobina, E.C. dos Santos Jr, and M.B.R. Corrêa. Ac/ac reduced switch count drive system. *Power Electronics Specialist Conference*, June 2005.
- [56] C.K. Alexander and M.N.O. Sadiku. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. Bookman, Florida - USA, 2003.
- [57] C.B. Jacobina and A.M.N. Lima. *Acionamentos de Máquinas Elétricas de Alto Desempenho*. Minicurso - XIV CBA, Natal - Brasil, 2002.
- [58] J. Chatelain. *Machines électriques*. ISBN Presses polytechniques romandes Vol. I-II. Dunod, France, 1983.
- [59] 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 Trans. Power Electron.*, 16(3):351–359, May 2001.
- [60] Katsuhiko Ogata. *Engenharia de Controle Moderna*. Livros Técnicos e Científicos Editora, Brasil, 2001.
- [61] A.E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr, and Alexander Kusko. *Máquinas Elétricas*. McGraw - Hill do Brasil, 1975.
- [62] D. Leggate and R.J. Kerkman. Pulse-based dead-time compensator for pwm voltage inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(2):191–197, April 1997.

- [63] V.M. Cardenas, S. Horta, and R. Echavarria. Elimination of dead time effects in three phase inverters. *Power Electronics Congress, CIEP*, pages 258 – 262, October 1996.
- [64] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and A.C. Oliveira. Enhanced pwm voltage waveform and dead time compensation for ac drive systems. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 2:694 – 697, 1997.
- [65] A.C. Oliveira, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Dead-time compensation in the zero-crossing current region. *Power Electronics Specialist Conference*, 4:1937 – 1942, June 2003.
- [66] A. C. Oliveira. *Acionamento de Máquinas a Relutância Variável*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 2003.
- [67] C. R. Paul. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. A Wiley-Interscience Publication, Georgia - USA, 1992.
- [68] C. Ferrer and J.M. Aguirre. Digital speed regulation for a washing machine motor. *Euro ASIC*, pages 340–343, May 1991.
- [69] T. Tanaka. Environment friendly revolution in home appliances. In *International Symposium on Power Semiconductor Devices ICs*, pages 91 – 95, Osaka, Japan, 2001.
- [70] D.G. Kokalj. Variable frequency drives for commercial laundry machines. *IEEE Industry Applications Magazine*, 3(3):27–33, May/June 1997.