

Sistemas de Acionamento de Máquinas de Indução:
Controle Indireto Orientado pelo Campo Independente
da Velocidade e da Constante de Tempo Rotórica e
Eliminação da Tensão de Modo Comum

Christian César de Azevedo

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da
Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Christian César de Azevedo, Outubro de 2001

Sistemas de Acionamento de Máquinas de Indução:
Controle Indireto Orientado pelo Campo Independente
da Velocidade e da Constante de Tempo Rotórica e
Eliminação da Tensão de Modo Comum

Christian César de Azevedo

Dissertação de Mestrado apresentada em Outubro de 2001

Cursino Brandão Jacobina, Dr.
Orientador

Cursino Brandão Jacobina, Dr.
Componente da Banca

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.
Componente da Banca

Eurico Bezerra de Souza Filho, D.Sc.
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Outubro de 2001



A994s Azevedo, Christian Cesar de
Sistemas de acionamento de maquinas de inducao :
controle indireto orientado pelo campo independente da
velocidade e da constante de tempo rotorica e eliminacao da
tensao de modo comum / Christian Cesar de Azevedo. -
Campina Grande, 2001.
114 f.

Dissertaca (Mestrado em Engenharia Eletrica) -
Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e
Tecnologia.

1. Controle Orientado pelo Campo 2. Maquina de Inducao
Tetrafasica 3. Tensao de Modo Comum 4. Dissertacao -
Engenharia Eletrica I. Jacobina, Cursino Brandao II.
Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB) III.
Titulo

CDU 621.313.33(043)

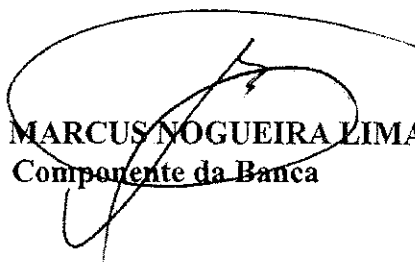
**SISTEMAS DE ACIONAMENTO DE MÁQUINA DE INDUÇÃO: CONTROLE
INDIRETO ORIENTADO PELO CAMPO INDEPENDENTE DA VELOCIDADE
E DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA E ELIMINAÇÃO
DA TENSÃO DE MODO COMUM**

CHRISTIAN CÉSAR DE AZEVEDO

Dissertação Aprovada em 15.10.2001



PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador



PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Componente da Banca



PROF. EURICO BEZERRA DE SOUZA FILHO, D.Sc., UFPE
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Outubro - 2001

Dedicatória

A meus pais Hamilton e Norma e a meus irmãos João Augusto e Arthur.

Agradecimentos

À Deus, por sempre me guiar e proteger durante toda minha vida.

Aos meus pais Hamilton e Norma, pelo apoio e incentivo irrestrito durante toda a minha vida.

Ao professor Cursino Brandão Jacobina, pela incansável orientação, colaboração e amizade sem as quais não seria possível realizar este trabalho.

Aos professores Antonio Marcus Nogueira Lima e Edson Roberto Cabral da Silva, pela amizade e apoio.

Aos amigos do LEIAM e LIEC, em especial Ricardo, Marcelo, Talvanes, Maurício, Alexandre, Reginaldo, Edgard, Levi, Flávio, Netto e Gustavo pela amizade e bons momentos.

A todos os funcionários da COPELE e do DEE, pelo apoio recebido.

A CAPES, Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, por viabilizar a realização deste trabalho.

A todos os que não constam nesta nota, mas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Resumo

Neste trabalho estudam-se dois tópicos principais em sistemas de acionamento de máquinas de indução: controle vetorial indireto de máquinas de indução independente da velocidade e da constante de tempo rotórica e a eliminação da tensão de modo comum.

O controle proposto da máquina de indução é baseado no controle indireto com orientação pelo campo (IFOC). Na estratégia utilizada o fluxo rotórico e o torque são controlados de forma desacoplada. A eliminação do sensor de velocidade é conseguida por meio da estimação da velocidade do campo rotórico utilizando vários modelos. Estas estratégias permitem também que o motor de indução seja controlado independentemente da constante de tempo rotórica.

Na estimação são utilizados quatro modelos distintos: modelo de tensão de eixo d, modelo de tensão de eixo q, modelo de potência ativa e modelo de potência reativa.

A tensão de modo comum comum em máquinas de indução resulta da utilização de inversores com modulação por largura de pulso (PWM) na sua alimentação. Esta tensão é reponsável por danos precoces nos rolamentos da máquina.

Para a redução ou até a eliminação da tensão de modo comum é utilizada uma máquina tetrafásica. Para isso, foi necessário a modelagem da máquina tetrafásica e a elaboração de novas estratégias de modulação.

Uma máquina de indução tetrafásica foi construída para a realização dos experimentos com as estratégias de modulação propostas.

Abstract

In this work two distinct subjects concerning induction motor drive systems are studied: indirect field oriented control independent of speed and rotor time constant and elimination of common mode voltage.

The proposed control of the induction motor is based on indirect field oriented control (IFOC) in which the rotor flux and torque are decoupled. The elimination of the speed sensor is achieved from the estimation of the rotor flux speed employing four models. These strategies also permit control the induction motor independently of rotor time constant.

For the estimation are employed four distinct models: d-axis voltage model, q-axis voltage, reactive power model and active power model.

The common mode voltage in induction motors results of using voltage-source PWM inverters for its feedind. This voltage is responsible for premature mechanical damage.

For reduction or even the elimination of the common mode voltage is employed a four-phase induction machine. Thus, it was necessary the modeling of the four-phase machine and development of new modulation strategies.

A four-phase induction machine was build for the experiments with the proposed modulation strategies.

Conteúdo

1	Introdução Geral	1
2	Modelagem de Máquinas de Indução	6
2.1	Introdução	6
2.2	Modelagem da Máquina de Indução Trifásica	7
2.2.1	Equações gerais da máquina de indução trifásica	7
2.2.2	Representação odq da máquina trifásica	10
2.2.3	Modelo bifásico equivalente	12
2.3	Modelagem da Máquina de Indução Tetrafásica	14
2.3.1	Equações gerais das máquinas tetrafásicas	15
2.3.2	Representação $odo'q$ da máquina tetrafásica	17
2.3.3	Representação em variáveis de estado	22
2.3.4	Modelo bifásico equivalente	24
2.4	Conclusão	24
3	Estratégias de Controle Fluxo-Conjugado	26
3.1	Introdução	26
3.2	Controle Escalar	27
3.2.1	Controle escalar Volts/Hertz	27
3.3	Controle Vetorial	28
3.3.1	Controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo estatórico	29
3.3.2	Controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo rotórico .	30
3.3.3	Controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo estatórico . .	32
3.3.4	Controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico . . .	33
3.3.5	Controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo estatórico .	34
3.3.6	Controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico . .	37
3.3.7	Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estatórico . . .	40

3.3.8	Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo rotórico	41
3.4	Controle de Corrente	42
3.5	Conclusão	44
4	Controle IFO Independente da Velocidade e de τ_r	45
4.1	Introdução	45
4.2	Estratégia Proposta	46
4.2.1	Modelo de tensão de eixo d	48
4.2.2	Modelo de tensão de eixo q	48
4.2.3	Modelo de potência reativa	49
4.2.4	Modelo de potência ativa	49
4.3	Resultados de Simulação	50
4.3.1	Cálculo da velocidade do vetor fluxo rotórico	50
4.3.2	Transitório de conjugado	51
4.3.3	Variação paramétrica	54
4.4	Resultados Experimentais	62
4.4.1	Transitório de conjugado	62
4.4.2	Variação paramétrica	64
4.5	Conclusão	72
5	Tensão de Modo Comum	73
5.1	Introdução	73
5.2	Tensão de modo comum em máquinas de indução	74
5.3	Circuito equivalente de modo comum	76
5.4	Desgaste nos mancais	78
5.5	Conclusão	79
6	Estratégias de Modulação para a Máquina de Indução Tetrafásica	81
6.1	Introdução	81
6.2	Tensões no Acionamento Tetrafásico	81
6.3	Modulação Vetorial	85
6.3.1	Eliminação da tensão de modo comum média (Casos 1 e 2)	85
6.3.2	Eliminação da tensão de modo comum instantânea utilizando vetores nulos (Casos 3 e 4)	88
6.3.3	Eliminação da tensão de modo comum instantânea sem utilização de vetores nulo (Caso 5)	92

6.4	Modulação Escalar	94
6.5	Comparação das Estratégias	96
6.6	Resultados de Simulação	96
6.7	Resultados Experimentais	100
6.8	Conclusão	106
7	Conclusão Geral	107
	Bibliografia	110

Lista de Símbolos e Abreviaturas

CA	: Corrente Alternada
CC	: Corrente Contínua
IFOC	: <i>Indirect Field Oriented Control</i> (Controle Indireto com Orientação pelo Campo)
E	: Tensão de entrada CC do inversor
PWM	: <i>Pulse-Width-Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
THD	: Total Harmonic Distortion - Distorção Harmônica Total
VSI	: Voltage Source Inverter (Inversor fonte de tensão)
MI	Motor de indução
A/D	Analógico / Digital
C_e	: Conjugado eletromagnético (Nm)
i_s	: Vetor corrente estatórica
i_r	: Vetor corrente rotórica
PI	: Controlador Proporcional Integrador
*	: Grandeza de referência
$\hat{}$: Grandeza estimada
j	$\sqrt{-1}$
i_{s123}	: Vetor corrente estatórica trifásica
i_{r123}	: Vetor corrente rotórica trifásica
v_{s123}	: Vetor tensão estatórica trifásica
v_{r123}	: Vetor tensão rotórica trifásica
ϕ_{s123}	: Vetor fluxo estatórico trifásico
ϕ_{r123}	: Vetor fluxo rotórico tetrafásico
i_{s1234}	: Vetor corrente estatórica tetrafásica
i_{r1234}	: Vetor corrente rotórica tetrafásica
v_{s1234}	: Vetor tensão estatórica tetrafásica
v_{r1234}	: Vetor tensão rotórica tetrafásica

ϕ_{s1234}	: Vetor fluxo estatórico trifásico
ϕ_{r1234}	: Vetor fluxo rotórico tetrafásico
v_{sodq}^g	: Vetor tensão estatórica em odq no referencial genérico g
v_{rodq}^g	: Vetor tensão rotórica em odq no referencial genérico g
i_{sodq}^g	: Vetor corrente estatórica em odq no referencial genérico g
i_{rodq}^g	: Vetor corrente rotórica em odq no referencial genérico g
ϕ_{sodq}^g	: Vetor fluxo estatórico em odq no referencial genérico g
ϕ_{rodq}^g	: Vetor fluxo rotórico em odq no referencial genérico g
$v_{sod'o'q}^g$: Vetor tensão estatórica em $odo'q$ no referencial genérico g
$v_{rod'o'q}^g$: Vetor tensão rotórica em $odo'q$ no referencial genérico g
$i_{sod'o'q}^g$: Vetor corrente estatórica em $odo'q$ no referencial genérico g
$i_{rod'o'q}^g$: Vetor corrente rotórica em $odo'q$ no referencial genérico g
$\phi_{sod'o'q}^g$: Vetor fluxo estatórico em $odo'q$ no referencial genérico g
$\phi_{rod'o'q}^g$: Vetor fluxo rotórico em $odo'q$ no referencial genérico g
$g = s, r, a, b$: Indica o posicionamento das grandezas sobre: o eixo fixo estatórico, o eixo rotórico, o vetor fluxo estatórico e o vetor fluxo rotórico
$i_s^g = i_{sd}^g + j i_{sq}^g$: Vetor corrente estatórica (referencial genérico g)
$i_r^g = i_{rd}^g + j i_{rq}^g$: Vetor corrente rotórica (referencial genérico g)
$v_s^g = v_{sd}^g + j v_{sq}^g$: Vetor tensão estatórica (referencial genérico g)
$v_r^g = v_{rd}^g + j v_{rq}^g$: Vetor tensão rotórica (referencial genérico g)
$\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j \phi_{sq}^g$: Vetor fluxo estatórico (referencial genérico g)
$\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j \phi_{rq}^g$: Vetor fluxo rotórico (referencial genérico g)
ϕ_s	: Magnitudes do vetor fluxo estatórico
ϕ_r	: Magnitude do vetor fluxo rotórico
δ_r	: Posição angular do rotor
δ_b	: Posição angular do vetor fluxo rotórico
δ_a	: Posição angular do vetor fluxo estatórico
δ_g	: Posição angular do eixo genérico
ω_a, ω_g	: Velocidade angular do vetor fluxo estatórico

ω_b	: Velocidade angular do vetor fluxo rotórico
ω_g	: Velocidade angular do eixo genérico
ω_r	: Velocidade rotórica elétrica (<i>rad.el./s</i>)
ω_m	: Velocidade mecânica (<i>rad.mec./s</i>)
σ	: Coeficiente de dispersão magnética
τ_s	: Constante de tempo estatórica
τ_r	: Constante de tempo rotórica
l_r, l_s, l_m	: Indutâncias: rotórica, estatórica e mútua
p	: Números de pares de pólos
J_m	: Constante de inércia
F_a	: Coeficiente de atrito
f	: Freqüência nominal
r_r, r_s	: Resistências: rotórica e estatórica
P	: Potência ativa
Q	: Potência reativa
ω_{sr}	: Velocidade de escorregamento (<i>rad/s</i>)
\bar{P}_s	: Matriz de transformação para o estator
\bar{P}_r	: Matriz de transformação para o rotor

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros da máquina	50
5.1	Estados do Inversor	76
6.1	Vetores disponíveis no plano dq	84
6.2	Teste para a determinação dos setores	86
6.3	Testes para a determinação dos setores	89
6.4	Setores agrupados por teste de t_{48}	93
6.5	Setores agrupados por teste de t_{26}	93
6.6	Comparação das estratégias para máquinas de mesma potência.	96

Lista de Figuras

1.1	Sistema de acionamento com máquinas de indução: a) trifásico e b) tetrafásico.	3
2.1	(a) Máquina simétrica trifásica. (b) Convenção utilizada para as grandezas da máquina em uma bobina.	8
2.2	Diagrama vetorial instantâneo da máquina.. . . .	14
3.1	Diagrama de blocos do controle volts/hertz autopilotado.	28
3.2	Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo estatórico - referencial estatórico.	30
3.3	Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo rotórico - referencial rotórico.	32
3.4	Diagrama de blocos do controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo estatórico.	33
3.5	Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico.	35
3.6	Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial estatórico.	35
3.7	Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estatórico - referencial estatórico $\omega_g = 0$	36
3.8	Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante - referencial no campo $\omega_g = \omega_a$	38
3.9	Diagrama de blocos de controle por escorregamento com fluxo rotórico.	39
3.10	Diagrama de blocos do esquema vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico no referencial rotórico.	40
3.11	Diagrama de blocos do controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estatórico.	41
3.12	Diagrama de blocos de controle a fluxo rotórico com controle de corrente no estator.	43

4.1	Diagrama de blocos do controle indireto orientado pelo campo.	47
4.2	Diagrama de blocos do controle indireto orientado pelo campo com estimacão de ω_b	48
4.3	Cálculo de ω_b : (a) utilizando velocidade medida; modelo de (b) tensão de eixo d; (c) tensão de eixo q; (d) potência reativa e (e) potência ativa. . . .	52
4.4	Características transitórias do IFOC padrão submetido a uma variao do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	53
4.5	Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo d submetido a uma variao do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	55
4.6	Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a uma variao do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	56
4.7	Características transitórias do IFOC com modelo de potência reativa submetido a uma variao do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	57
4.8	Características transitórias do IFOC padrão submetido a uma variao do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	59
4.9	Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo d submetido a uma variao do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	60
4.10	Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a uma variao do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	61
4.11	Características transitórias do IFOC com modelo de potência ativa submetido a uma variao do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.	63
4.12	Resultados experimentais do IFOC padrão submetido a um transitório de conjugado: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.	65
4.13	Resultados experimentais do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a um transitório de conjugado: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.	66

4.14	Resultados experimentais do IFOC com modelo de potência reativa submetido a um transitório de conjugado: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.	67
4.15	Resultados experimentais do IFOC padrão submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.	69
4.16	Resultados experimentais do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.	70
4.17	Resultados experimentais do IFOC com modelo de potência reativa submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.	71
5.1	Topologia do inversor trifásico	75
5.2	Acoplamento capacitivo no motor.	77
5.3	Modelo de mancais do motor.	78
5.4	Modelo inversor/motor.	78
5.5	Circuito equivalente de modo comum.	79
6.1	Topologia do inversor tetrafásico.	82
6.2	Vetores de tensão e setores no plano dq para o inversor tetrafásico.	85
6.3	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum média nula utilizando vetores de roda livre (Caso 1).	87
6.4	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum média nula utilizando vetores nulos sem roda livre (Caso 2).	88
6.5	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea utilizando dois vetores nulos por período (Caso 3).	90
6.6	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea utilizando um vetor nulo por período (Caso 4).	91
6.7	Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea nula sem a utilização de vetores nulos (Caso 5).	92
6.8	Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada quando um inversor trifásico alimenta uma máquina de indução trifásica (caso 0).	97
6.9	Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para caso 1.	98
6.10	Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para caso 2.	98
6.11	Resultados de simulação referente à distorção harmônica total (THD).	99

6.12	Resultado experimental da tensão de modo comum da máquina trifásica (caso 0).	101
6.15	Resultado experimental da tensão de modo comum v_{n0} da máquina tetrafásica (caso 1).	101
6.13	Resultado experimental da tensão de fase v_{s1} da máquina trifásica (caso 0).	102
6.16	Resultado experimental da tensão de fase v_{s1} da máquina tetrafásica (caso 1).	102
6.14	Resultado experimental da corrente de fase i_{s1} da máquina trifásica (caso 0).	103
6.17	Resultado experimental da corrente de fase i_{s1} da máquina tetrafásica (caso 1).	103
6.18	Resultado experimental da tensão de modo comum v_{n0} da máquina tetrafásica (caso 5).	104
6.19	Resultado experimental da tensão de fase v_{s1} da máquina tetrafásica (caso 5).	105
6.20	Resultado experimental da corrente de fase i_{s1} da máquina tetrafásica (caso 5).	105

Capítulo 1

Introdução Geral

O crescente avanço tecnológico em sistemas de acionamento de máquinas e eletrônica de potência tem sido motivado principalmente pela necessidade de aplicações industriais com alto desempenho, confiabilidade e custos mais baixos. Vários fatores têm contribuído para o desenvolvimento desta área dentre os quais destacam-se a utilização de tecnologia computacional e microeletrônica (microcomputadores, microprocessadores e microcontroladores) e a introdução de novos dispositivos de chaveamento mais eficientes (MOSFET, IGBT, MCT, GTO).

Durante um longo período as funções inerentes às técnicas de controle para sistemas de acionamento de máquinas foram implementadas a partir de dispositivos analógicos. No entanto, o desenvolvimento de microprocessadores promoveu um avanço no controle destes sistemas devido ao uso de tecnologia digital, que apresenta uma enorme vantagem: o alto grau de flexibilidade ligado à programabilidade do microprocessador. Além disso, as funções implementadas por software podem ser modificadas sem necessidade de mudança no hardware.

O aparecimento de dispositivos semicondutores de potência com chaveamento de alta velocidade, tais como os IGBT's, tornou possível o aumento da frequência de chaveamento em inversores com Modulação por Largura de Pulso (PWM), obtendo assim melhores características de operação. Por exemplo, a utilização de dispositivos modernos no acionamento de máquinas resultou no aumento de produtividade e eficiência na operação com velocidade ajustável de linhas de montagem, sistemas de ar condicionado, estações de tratamento de água, entre outros.

O acionamento estático com máquinas assíncronas tem sido alvo de amplos estudos, devido às máquinas assíncronas serem mais robustas, terem menor custo, dependerem de pouca manutenção, operarem em situações severas de trabalho e proporcionarem amplas

faixas de aplicações na indústria. Contudo, necessitam da produção de tensões e correntes aproximadamente senoidais de magnitude e frequência controlável e apresentam um modelo matemático complexo, dificultando o seu controle. Porém, o desenvolvimento da microeletrônica e da eletrônica de potência tem possibilitado implementação de estratégias de controle adequadas em tempo real.

Um sistema de acionamento estático pode ser definido como uma composição de subsistemas capazes de converter energia elétrica em mecânica e vice-versa, assegurando um completo controle das grandezas básicas do processo.

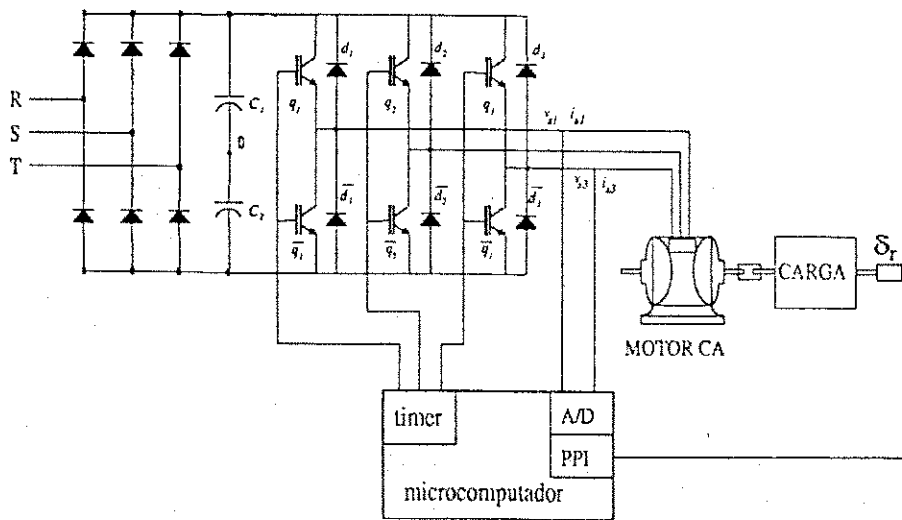
As dificuldades para obtenção deste fim são relativas à implementação de um sistema de alimentação capaz de reproduzir tensões de frequência e amplitude variáveis, comandado por um sistema de controle. A complexidade de implementação se deve ao fato de que, a ação de controle resultante em uma máquina assíncrona é decorrente da interação de várias grandezas que não estão desacopladas.

Na figura 1.1 são apresentados os diagramas de blocos simplificados dos sistemas de acionamento considerados neste trabalho, na sua versão trifásica (Fig. 1.1(a)) e tetrafásica (Fig. 1.1(b)). Trata-se de um sistema padrão para acionamento com máquina de corrente alternada composto de três subsistemas: subsistema eletromecânico, subsistema de controle e subsistema de alimentação. A alimentação da máquina é fornecida por um inversor trifásico a IGBT. O sinal de comando para o inversor é gerado utilizando-se uma técnica *PWM*. A aquisição das variáveis, o controle e o comando do sistema de acionamento são realizados por um microcomputador dotado de placas com conversores A/D e temporizadores programáveis ("timers").

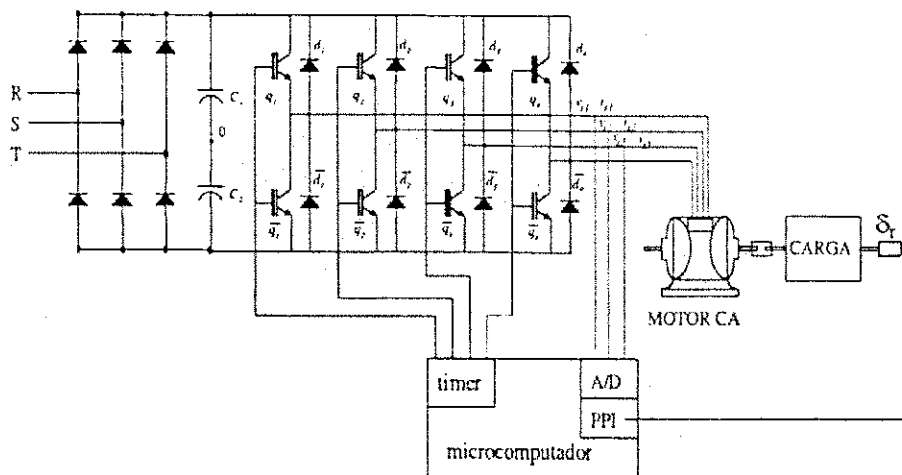
Subsistema eletromecânico É constituído basicamente pela máquina de indução que, atualmente, é o tipo de máquina mais utilizado nos processos industriais. Estas máquinas, também denominadas de motores assíncronos, são compostas por dois pares de armaduras, sendo uma fixa denominada de estator e uma armadura móvel, denominada de rotor, que normalmente é curto-circuitado.

Subsistema de controle A realização do controle efetivo de um processo requer a observação das grandezas que representam as condições de funcionamento do sistema, permitindo a realimentação para as correções dos erros pela ação de controle. Este procedimento é realizado a intervalos de tempo regulares definido pelo período de amostragem, sem que haja perda de informação do processo a ser controlado.

As variáveis medidas devem ser fiéis àquelas reais do processo. Para tal, o sistema de



(a)



(b)

Figura 1.1: Sistema de acionamento com máquinas de indução: a) trifásico e b) tetrafásico.

aquisição deve ser dotado de filtros capazes de retirar sinais espúrios indesejáveis resultantes do sistema de alimentação, evitando erros de controle no sistema.

Esse subsistema é constituído dos circuitos de aquisição e processamento dos sinais elétricos obtidos da máquina elétrica, do sistema microcomputador que implementa a estratégia de controle e dos circuitos de comando dos interruptores do inversor estático.

Subsistema de alimentação É constituído de um sistema conversor de potência que converte a tensão elétrica disponível das linhas de distribuição comerciais, normalmente trifásicas (380 V, 60 Hz), para a amplitude e a frequência necessárias à alimentação da máquina elétrica num dado ponto de operação. Esse conversor de potência é realizado em dois estágios:

1. Estágio de conversão ca/cc implementado através de uma ponte retificadora trifásica, seguido de um filtro capacitivo e um chaveador. Sendo este último um dispositivo de proteção, conectado paralelamente ao barramento CC, cuja função é evitar uma sobretensão nas chaves do sistema.
2. Estágio de conversão cc/ca que utiliza um inversor estático com semicondutores de potência que operam em regime de chaveamento. O ciclo de trabalho dos interruptores de potência e a frequência de chaveamento do inversor são ajustados para alimentar adequadamente a máquina elétrica.

Neste trabalho serão abordados todos os três subsistemas que compõem um sistema de acionamento estático.

O subsistema eletromecânico é abordado no capítulo 2, no qual são apresentadas as modelagens de máquinas de indução trifásicas e tetrafásicas.

Os capítulos 3 e 4 tratam do subsistema de controle, mais especificamente com relação a estratégias de controle de máquinas assíncronas. No capítulo 3 são apresentadas estratégias de controle fluxo-conjugado de motor de indução. No capítulo 4 é proposta uma estratégia para o controle independente da velocidade e da constante de tempo rotórica de máquinas de indução. Os resultados de simulação e experimentais para a estratégia proposta são apresentados.

Os capítulos 5 e 6 tratam do subsistema de alimentação. No capítulo 5 são apresentados a definição de tensão de modo comum e os efeitos causados pela utilização de inversores fonte de tensão em máquinas de indução. No capítulo 6 são propostas estratégias para a alimentação da máquina assíncrona tetrafásica visando a eliminação da tensão de modo

comum. Os resultados de simulação e experimentais com a máquina de indução tetrafásica utilizando as estratégias propostas são apresentados.

No capítulo 7 é apresentada a conclusão geral a respeito das estratégias propostas e dos resultados obtidos. Também são apresentadas perspectivas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Modelagem de Máquinas de Indução

2.1 Introdução

As máquinas de indução são compostas basicamente por um enrolamento estatórico primário alojado nas ranhuras, que é ligado à fonte de alimentação, e um secundário (rotor).

A estrutura do rotor pode seguir duas formas básicas: rotor bobinado e rotor formado por barras (gaiola de esquilo). O rotor bobinado é constituído por uma armadura semelhante ao estator, com terminais acessíveis através dos anéis coletores, que podem ser conectados externamente. O rotor constituído por barras (gaiola de esquilo) é composto por barras encrustadas no núcleo de ferro do rotor, curto-circuitadas por anéis condutores nas extremidades.

Os enrolamentos do estator são alimentados por tensões senoidais equilibradas, que produzem um vetor fluxo resultante girando na velocidade síncrona. O campo girante produzido no estator faz com que o motor funcione com uma velocidade inferior à síncrona. O resultado da interação do campo girante com a velocidade mecânica induz, nos enrolamentos rotóricos, correntes senoidais com frequência resultante da diferença entre as velocidades síncrona e mecânica.

As correntes induzidas no rotor produzem um vetor fluxo girante que tenta se alinhar ao campo produzido no estator, girando à mesma velocidade, resultando num conjugado eletromagnético responsável pela conversão eletromecânica de energia.

O modelo matemático destas máquinas é complexo e não linear, no entanto, uma considerável simplificação pode ser obtida a partir de uma mudança de variáveis nas equações de movimento [22]. As novas variáveis (corrente e tensão) são definidas em termos de um modelo idealizado de máquina de indução. Este modelo tem estator e rotor bifásico, cujas variáveis fornecem a simplificação das equações de movimento.

A importância do sistema bifásico está no fato de que, independente do número de fases que a máquina possua no estator e no rotor, as equações de movimento podem sempre ser reduzidas a sistemas bifásicos equivalentes para considerações de produção de torque.

Neste capítulo serão apresentadas as modelagens da máquina de indução trifásica e da máquina de indução tetrafásica e os respectivos sistemas bifásicos equivalentes.

2.2 Modelagem da Máquina de Indução Trifásica

Na modelagem da máquina de indução, algumas considerações adotadas resultam num sistema adequado para o tratamento matemático:

1. O entreferro é distribuído de modo uniforme e o efeito das ranhuras é desprezado. O comprimento do circuito magnético servindo para o cálculo da indutância é independente do ângulo de posição rotórica (θ), ou seja, a máquina é de pólos lisos;
2. A saturação do circuito magnético, o ciclo de histerese e as correntes de Foucault são desprezadas;
3. As resistências dos enrolamentos não variam com a temperatura e despreza-se o efeito pelicular;
4. Admite-se que cada f.m.m. criada por cada uma das fases das duas armaduras apresenta distribuição senoidal de fluxo magnético.

Estas hipóteses resultam em expressões simplificadas para as indutâncias mútuas e próprias dos enrolamentos.

2.2.1 Equações gerais da máquina de indução trifásica

Assumindo as considerações citadas, pode-se definir o modelo dinâmico da máquina de indução trifásica. As convenções, hipóteses e notações para a representação da máquina trifásica da figura 2.1 podem ser resumidas como:

1. Bobinas estatóricas s_1 , s_2 e s_3 são idênticas e bobinas rotóricas r_1 , r_2 e r_3 são idênticas;
2. Ângulos elétricos entre bobinas do estator ou do rotor com valores de $2\pi/3$ radianos elétricos;
3. Para máquinas bipolares: número de par de pólos $p = 1$, no caso multipolar $\delta_r = P\delta_m$.

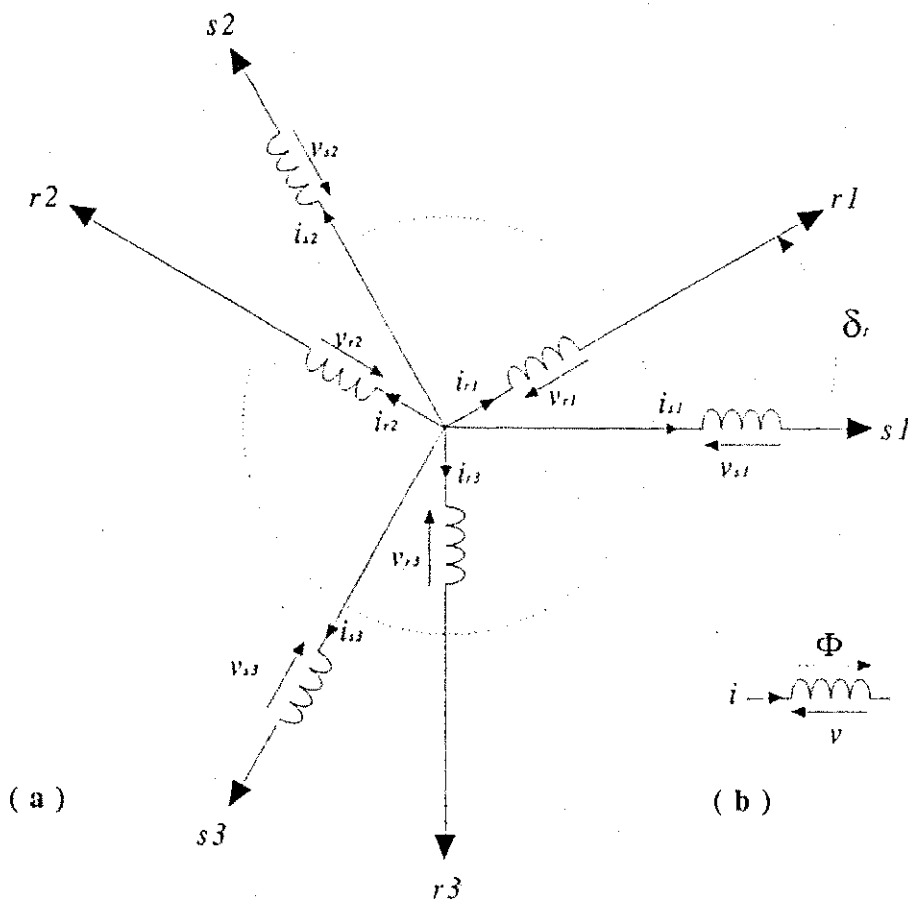


Figura 2.1: (a) Máquina simétrica trifásica. (b) Convenção utilizada para as grandezas da máquina em uma bobina.

4. v_s , v_r , i_s , i_r , ϕ_s e ϕ_r : tensões, correntes e fluxos nas bobinas de estator e rotor respectivamente;
5. Indutâncias próprias e mútuas entre enrolamentos de uma mesma armadura são constantes e iguais;
6. l_s e l_r : indutâncias próprias de uma bobina do estator e do rotor;
7. l_{ms} e l_{mr} : indutância mútuas entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor;
8. $l_{msr} \cos \delta_1$: indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor separadas por um ângulo δ_1 (repartição senoidal da indução eletromagnética no entreferro).;
9. r_s e r_r : resistência de uma bobina do estator e do rotor respectivamente;
10. δ_r e ω_r : ângulo elétrico de posição do rotor e velocidade angular elétrica do mesmo.

Expressões de fluxo, tensão, conjugado Expressão de fluxo magnético para os enrolamentos estático e rotórico:

$$\begin{aligned}\phi_{s123} &= L_{ss}i_{s123} + L_{sr}i_{r123} \\ \phi_{r123} &= L_{rs}i_{s123} + L_{rr}i_{r123}\end{aligned}\quad (2.1)$$

onde:

$$\phi_{s123} = \begin{bmatrix} \phi_{s1} & \phi_{s2} & \phi_{s3} \end{bmatrix}^T \quad \phi_{r123} = \begin{bmatrix} \phi_{r1} & \phi_{r2} & \phi_{r3} \end{bmatrix}^T$$

$$i_{s123} = \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & i_{s3} \end{bmatrix}^T \quad i_{r123} = \begin{bmatrix} i_{r1} & i_{r2} & i_{r3} \end{bmatrix}^T$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_s & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & L_s \end{bmatrix} \quad L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_r & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & L_r \end{bmatrix}$$

$$L_{sr} = L_{msr} \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix}$$

$$L_{rs} = L_{msr} \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix}$$

A partir das expressões de fluxo, pode-se escrever para as tensões

$$v_{s123} = r_s i_{s123} + \frac{d}{dt} \phi_{s123} \quad (2.2)$$

$$v_{r123} = r_r i_{r123} + \frac{d}{dt} \phi_{r123} \quad (2.3)$$

onde

$$v_{s123} = \begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & v_{s3} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{v}_{r123} = \begin{bmatrix} v_{r1} & v_{r2} & v_{r3} \end{bmatrix}^T$$

Expressão do conjugado eletromagnético:

$$C_e = p \mathbf{i}_{s123}^T \left[\frac{d}{d\delta_r} \mathbf{l}_{sr} \right] \mathbf{i}_{r123} \quad (2.4)$$

2.2.2 Representação odq da máquina trifásica

Do modelo apresentado da máquina trifásica para fluxo e tensão da máquina no referencial trifásico, verifica-se a presença de elementos que são constantes, variando com o ângulo de posição rotórica δ_r . Uma simplificação pode ser obtida definindo-se uma transformação que origina matrizes com elementos constantes. Obtém-se assim, um sistema de equações não lineares a coeficientes constantes num par de eixos de referência dq arbitrário girando a velocidade genérica ω_g . As matrizes de transformação são encontradas pela determinação dos enrolamentos no eixo dq que criem a mesma indução no entreferro que os enrolamentos originais nos eixos 1,2,3 (trifásico). Para o caso da existência de componentes comuns nos enrolamentos da máquina trifásica, deve-se considerar um enrolamento a mais para circulação da componente homopolar de corrente (i_{so}) ou seja, o enrolamento "o". Uma transformação de variáveis é definida pela operação:

$$\mathbf{x}_{123} = \bar{\mathbf{P}} \mathbf{x}_{odq}^g \quad (2.5)$$

Onde \mathbf{x}_{123} é a variável antiga a ser transformada e \mathbf{x}_{odq}^g é a variável nova. A matriz $\bar{\mathbf{P}}$ é denominada de matriz de transformação e deve ser regular (sua inversa, existe).

Generalizando a definição, para grandezas estatóricas ($\bar{\mathbf{P}}_s$) e rotóricas ($\bar{\mathbf{P}}_r$), teremos:

$$\mathbf{x}_{s123}^g = \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{x}_{sodq}^g \quad (2.6)$$

$$\mathbf{x}_{r123}^g = \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{x}_{rodq}^g \quad (2.7)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{sodq}^g = \begin{bmatrix} x_{so} & x_{sd}^g & x_{sq}^g \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{x}_{rodq}^g = \begin{bmatrix} x_{ro} & x_{rd} & x_{rq} \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{\mathbf{P}}_s = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_r = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

As equações de tensão apresentam formas diversas em função da localização dos eixos dq : eixos dq ligados ao estator fixo ($\omega_g = 0$), eixos dq ligados ao rotor ($\omega_g = \omega_r$) e eixos dq ligados ao campo girante ($\omega_g = \omega_s$), onde ω_s é a frequência de alimentação da máquina.

A partir das matrizes de transformação, obtém-se o modelo odq que pode ser representado pelas seguintes equações:

Fluxos

$$\Phi_{sodq}^g = \begin{bmatrix} L_s + 2L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_s - L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_s - L_{ms} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{sodq}^g + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{rodq}^g \quad (2.10)$$

$$\Phi_{rodq}^g = \begin{bmatrix} L_r + 2L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_r - L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & L_r - L_{mr} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{rodq}^g + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{sodq}^g \quad (2.11)$$

Nesta representação os fluxos estatóricos e rotóricos não dependem do ângulo δ_r .

Tensões

$$\mathbf{v}_{sodq}^g = r_s \mathbf{i}_{sodq}^g + \frac{d\Phi_{sodq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{sodq}^g \quad (2.12)$$

$$\mathbf{v}_{rodq}^g = r_r \mathbf{i}_{rodq}^g + \frac{d\phi_{rodq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rodq}^g \quad (2.13)$$

Conjugado

$$C_e = p \frac{l_m}{l_l} \phi_r \text{sen}(\delta_i - \delta_b) = pl_{msr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.14)$$

2.2.3 Modelo bifásico equivalente

Pode-se obter um modelo simplificado, a partir da representação *odq* da máquina de indução. A vantagem do uso deste modelo é que suas variáveis são as grandezas reais da máquina [26]. A representação complexa ou vetorial do modelo *dq* é obtido a partir de uma transformação linear dos componentes ativos da máquina. As equações que representam este sistema em um referencial genérico, indicado pelo expoente “*g*” [37], são as seguintes:

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (2.15)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2.16)$$

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (2.17)$$

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (2.18)$$

$$C_e = pl_{msr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.19)$$

A equação dinâmica de rotação da máquina é

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [p(C_e - C_r) - F_a \omega_r] \quad (2.20)$$

onde

$$\mathbf{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$$

$$\mathbf{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$$

$$\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$$

$$\mathbf{i}_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g$$

$$\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g$$

$$l_s = L_s - L_{ms}$$

$$l_r = L_r - L_{mr}$$

$$l_{msr} = 3/2L_{msr}$$

J = momento de inércia

ω_r = velocidade angular do rotor

C_r = conjugado de carga

F_a = coeficiente de atrito

Na figura 2.2 são apresentados os vetores instantâneos para as variáveis \mathbf{v}_s^g , \mathbf{i}_s^g , ϕ_s^g e ϕ_r^g , vetores tensão estática, corrente estática, fluxo estático e fluxo rotórico da máquina vistos do referencial estático (fase s_1), respectivamente. Também, neste diagrama são indicados o eixo magnético rotórico (fase r_1) e o eixo d .

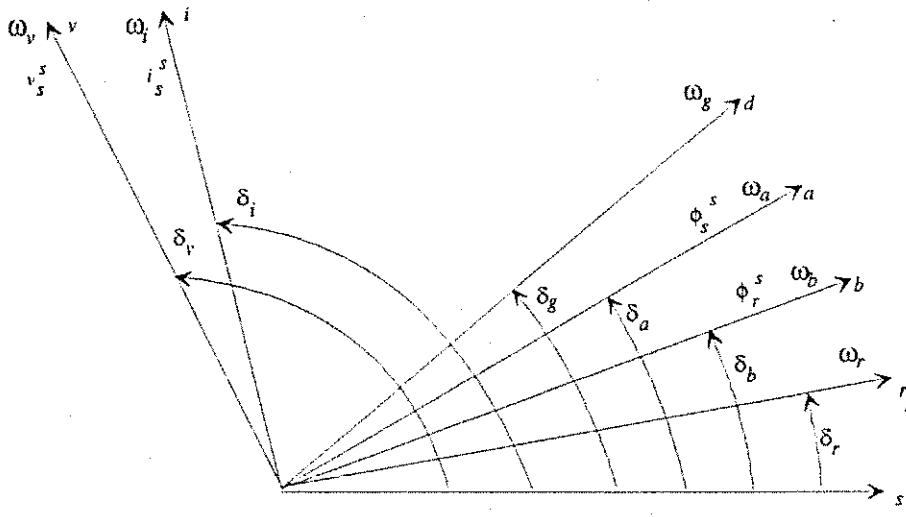


Figura 2.2: Diagrama vetorial instantâneo da máquina..

2.3 Modelagem da Máquina de Indução Tetrafásica

A máquina de indução tetrafásica não é uma máquina encontrada no comércio. Para a utilização deste tipo de máquina neste trabalho foi construída uma máquina de indução de quatro fases utilizando a carcaça e o rotor de uma máquina de indução trifásica. O estator foi rebobinado de forma que contivesse quatro fases.

A máquina tetrafásica apresenta número par de fases e, quando alimentada por tensões equilibradas, as tensões de fase são opostas duas a duas. Ou seja, considerando as tensões de fase $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$, $v_{s3}(t)$ e $v_{s4}(t)$, sendo estas equilibradas, tem-se:

$$v_{s1}(t) = -v_{s3}(t) \quad e \quad v_{s2}(t) = -v_{s4}(t) \quad (2.21)$$

Esta característica da máquina tetrafásica resulta em duas vantagens importantes:

- os fluxos gerados em quaisquer dos eixos das bobinas do estator têm sentido igual, dessa forma, sempre se somam;
- é possível que instantaneamente a soma das tensões de fase fornecidas pelo inversor seja zero.

Com isso, torna-se atraente o estudo das máquinas de quatro fases como forma de eliminar ou mesmo minimizar problemas observados nas máquinas trifásicas, que dominam em quantidade o setor industrial.

2.3.1 Equações gerais das máquinas tetrafásicas

Fluxos

Inicialmente, considerando que não haja saturação, o fluxo total em cada bobina do estator e do rotor é:

$$\begin{aligned} \phi_{s1} = & L_s i_{s1} + 0i_{s2} + M_s i_{s3} + 0i_{s4} + M_{sr} \cos(\delta_r) i_{r1} + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi/2) i_{r2} \\ & + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi) i_{r3} + M_{sr} \cos(\delta_r + 3\pi/2) i_{r4} \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \phi_{s2} = & 0i_{s1} + L_s i_{s2} + 0i_{s3} + M_s i_{s4} + M_{sr} \cos(\delta_r + 3\pi/2) i_{r1} + M_{sr} \cos(\delta_r) i_{r2} \\ & + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi/2) i_{r3} + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi) i_{r4} \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \phi_{s3} = & M_s i_{s1} + 0i_{s2} + L_s i_{s3} + 0i_{s4} + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi) i_{r1} + M_{sr} \cos(\delta_r + 3\pi/2) i_{r2} \\ & + M_{sr} \cos(\delta_r) i_{r3} + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi/2) i_{r4} \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} \phi_{s4} = & 0i_{s1} + M_s i_{s2} + 0i_{s3} + L_s i_{s4} + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi/2) i_{r1} + M_{sr} \cos(\delta_r + \pi) i_{r2} \\ & + M_{sr} \cos(\delta_r + 3\pi/2) i_{r3} + M_{sr} \cos(\delta_r) i_{r4} \end{aligned} \quad (2.25)$$

As equações acima podem ser simplificadas escrevendo-as na forma matricial

$$\phi_{s1234} = L_{ss} \mathbf{i}_{s1234} + L_{sr} \mathbf{i}_{r1234} \quad (2.26)$$

$$\phi_{r1234} = L_{rs} \mathbf{i}_{s1234} + L_{rr} \mathbf{i}_{r1234} \quad (2.27)$$

onde:

$$\phi_{s1234} = \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{s3} \\ \phi_{s4} \end{bmatrix} \quad \phi_{r1234} = \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \phi_{r3} \\ \phi_{r4} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{s1234} = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{s4} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{r1234} = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \\ i_{r4} \end{bmatrix}$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_s & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_s \\ M_s & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M_s & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & M_r & 0 \\ 0 & L_r & 0 & M_r \\ M_r & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_r & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$L_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \pi/2) & \cos(\delta_r + \pi) & \cos(\delta_r + 3\pi/2) \\ \cos(\delta_r + 3\pi/2) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \pi/2) & \cos(\delta_r + \pi) \\ \cos(\delta_r + \pi) & \cos(\delta_r + 3\pi/2) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \pi/2) \\ \cos(\delta_r + \pi/2) & \cos(\delta_r + \pi) & \cos(\delta_r + 3\pi/2) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix}$$

$$L_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & -\sin \delta_r & -\cos(\delta_r) & \sin \delta_r \\ \sin \delta_r & \cos(\delta_r) & -\sin \delta_r & -\cos(\delta_r) \\ -\cos(\delta_r) & \sin \delta_r & \cos(\delta_r) & -\sin \delta_r \\ -\sin \delta_r & -\cos(\delta_r) & \sin \delta_r & \cos(\delta_r) \end{bmatrix}$$

$$L_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \sin \delta_r & -\cos(\delta_r) & -\sin \delta_r \\ -\sin \delta_r & \cos(\delta_r) & \sin \delta_r & -\cos(\delta_r) \\ -\cos(\delta_r) & -\sin \delta_r & \cos(\delta_r) & \sin \delta_r \\ \sin \delta_r & -\cos(\delta_r) & -\sin \delta_r & \cos(\delta_r) \end{bmatrix}$$

Tensões

As equações para as tensões estatóricas e rotóricas são:

$$\mathbf{v}_{s1234} = R_{ss} \mathbf{i}_{s1234} + \frac{d\phi_{s1234}}{dt} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{v}_{r1234} = R_{rr} \mathbf{i}_{r1234} + \frac{d\phi_{r1234}}{dt} \quad (2.29)$$

onde $\mathbf{v}_{s1234} = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4}]^T$ e $\mathbf{v}_{r1234} = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3} \ v_{r4}]^T$.

Utilizando as equações para os fluxos estatóricos e rotóricos, pode-se obter a equação das tensões:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{s1234} = & R_{ss}\mathbf{i}_{s1234} + L_{ss}\frac{d\mathbf{i}_{s1234}}{dt} + L_{sr}\frac{d\mathbf{i}_{r1234}}{dt} + \\
 & +\omega_r \begin{bmatrix} -\sin\delta_r & -\cos\delta_r & \sin\delta_r & \cos\delta_r \\ \cos\delta_r & -\sin\delta_r & -\cos\delta_r & \sin\delta_r \\ \sin\delta_r & \cos\delta_r & -\sin\delta_r & -\cos\delta_r \\ -\cos\delta_r & \sin\delta_r & \cos\delta_r & -\sin\delta_r \end{bmatrix} \mathbf{i}_{r1234} \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{r1234} = & R_{rr}\mathbf{i}_{r1234} + L_{rr}\frac{d\mathbf{i}_{r1234}}{dt} + L_{rs}\frac{d\mathbf{i}_{s1234}}{dt} + \\
 & +\omega_r \begin{bmatrix} -\sin\delta_r & \cos\delta_r & \sin\delta_r & -\cos\delta_r \\ -\cos\delta_r & -\sin\delta_r & \cos\delta_r & \sin\delta_r \\ \sin\delta_r & -\cos\delta_r & -\sin\delta_r & \cos\delta_r \\ \cos\delta_r & \sin\delta_r & -\cos\delta_r & -\sin\delta_r \end{bmatrix} \mathbf{i}_{s1234} \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

Conjugado

A equação do conjugado é:

$$C_e = P\mathbf{i}_{s1234}^T M_{sr} \begin{bmatrix} -\sin\delta_r & -\cos\delta_r & \sin\delta_r & \cos\delta_r \\ \cos\delta_r & -\sin\delta_r & -\cos\delta_r & \sin\delta_r \\ \sin\delta_r & \cos\delta_r & -\sin\delta_r & -\cos\delta_r \\ -\cos\delta_r & \sin\delta_r & \cos\delta_r & -\sin\delta_r \end{bmatrix} \mathbf{i}_{r1234} \quad (2.32)$$

Potência

E, a potência instantânea é:

$$P = \mathbf{i}_{s1234}^T \mathbf{v}_{s1234} + \mathbf{i}_{r1234}^T \mathbf{v}_{r1234}$$

2.3.2 Representação $od'o'q$ da máquina tetrafásica

Para a máquina de indução tetrafásica também pode ser realizada uma transformação de variáveis de forma a originar matrizes com elementos constantes:

$$\mathbf{x}_{1234} = \bar{\mathbf{P}}\mathbf{x}_{od'o'q}^g \quad (2.33)$$

Generalizando a definição para grandezas estatóricas ($\bar{\mathbf{P}}_s$) e rotóricas ($\bar{\mathbf{P}}_r$), teremos:

$$\mathbf{x}_{s1234} = \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{x}_{sod'o'q}^g \quad (2.34)$$

$$\mathbf{x}_{r1234} = \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{x}_{rod'o'q}^g \quad (2.35)$$

As matrizes de transformação para estator e rotor considerando que a máquina possui quatro fases são [50] :

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

ou

$$\bar{\mathbf{P}}_s = \sqrt{1/2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \delta_g & \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(-\delta_g) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \delta_g & -\frac{\sqrt{2}}{2} \cos \delta_g \\ \frac{\sqrt{2}}{2} -\cos \delta_g & \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \delta_g \\ \frac{\sqrt{2}}{2} -\sin \delta_g & -\frac{\sqrt{2}}{2} -\cos \delta_g \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_r = \sqrt{1/2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\delta_g - \delta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} -\sin(\delta_g - \delta_r) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} -\sin(-\delta_g + \delta_r) & -\frac{\sqrt{2}}{2} \cos(-\delta_g + \delta_r) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} -\cos(-\delta_g + \delta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} -\sin(-\delta_g + \delta_r) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(-\delta_g + \delta_r) & -\frac{\sqrt{2}}{2} -\cos(-\delta_g + \delta_r) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Fluxos

As equações dos fluxos estatóricos são:

$$\bar{\mathbf{P}}_s \phi_{sod'o'q}^g = L_{ss} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{i}_{sod'o'q}^g + L_{sr} \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{i}_{rod'o'q}^g \quad (2.38)$$

multiplicando ambos os lados por $\bar{\mathbf{P}}_s^{-1}$, tem-se:

$$\phi_{sod'o'q}^g = \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} L_{ss} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{i}_{sod'o'q}^g + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} L_{sr} \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{i}_{rod'o'q}^g \quad (2.39)$$

ou

$$\phi_{sod'q}^g = L_{ssodq} i_{sod'q}^g + L_{srodq} i_{rod'q}^g \quad (2.40)$$

onde

$$L_{ssodq} = \begin{bmatrix} L_s + M_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s + M_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix}$$

e

$$L_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2M_{sr} \end{bmatrix}$$

As equações para os fluxos rotóricos são:

$$\bar{P}_r \phi_{rod'q}^g = L_{rs} \bar{P}_s i_{sod'q}^g + L_{rr} \bar{P}_r i_{rod'q}^g \quad (2.41)$$

multiplicando os dois lados da equação por \bar{P}_r^{-1} tem-se:

$$\phi_{rod'q}^g = \bar{P}_r^{-1} L_{rs} \bar{P}_s i_{sod'q}^g + \bar{P}_r^{-1} L_{rr} \bar{P}_r i_{rod'q}^g \quad (2.42)$$

ou

$$\phi_{rod'q}^g = L_{rsodq} i_{sod'q}^g + L_{rrodq} i_{rod'q}^g \quad (2.43)$$

onde:

$$L_{rsodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2M_{sr} \end{bmatrix}$$

$$L_{rrodq} = \begin{bmatrix} L_r + M_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_r + M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_r - M_r \end{bmatrix}$$

Tensões

As equações para as tensões estatóricas $od\sigma'q$ são:

$$\bar{P}_s v_{sod\sigma'q}^g = R_s \bar{P}_s i_{sod\sigma'q}^g + \frac{d}{dt} [\bar{P}_s \phi_{sod\sigma'q}^g] \quad (2.44)$$

multiplicando ambos os lados da equação por \bar{P}_s^{-1} , tem-se:

$$\bar{P}_s^{-1} \bar{P}_s v_{sod\sigma'q}^g = \bar{P}_s^{-1} R_s \bar{P}_s i_{sod\sigma'q}^g + \frac{d\phi_{sod\sigma'q}^g}{dt} + \bar{P}_s^{-1} \frac{d\bar{P}_s}{dt} \phi_{sod\sigma'q}^g \quad (2.45)$$

sabendo que

$$\frac{d\bar{P}_s}{dt} = \sqrt{1/2} \begin{bmatrix} 0 & -(\sin \delta_g) \omega_g & 0 & -(\cos \delta_g) \omega_g \\ 0 & (\cos \delta_g) \omega_g & 0 & -(\sin \delta_g) \omega_g \\ 0 & (\sin \delta_g) \omega_g & 0 & (\cos \delta_g) \omega_g \\ 0 & -(\cos \delta_g) \omega_g & 0 & (\sin \delta_g) \omega_g \end{bmatrix}$$

tem-se que

$$v_{sodq}^g = R_{ss} i_{sodq}^g + \frac{d\phi_{sodq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{sodq}^g \quad (2.46)$$

As equações das tensões rotóricas $od\sigma'q$ são:

$$\bar{P}_r v_{rdo\sigma'q}^g = R_r \bar{P}_r i_{rdo\sigma'q}^g + \frac{d}{dt} [\bar{P}_r \phi_{rdo\sigma'q}^g] \quad (2.47)$$

multiplicando ambos os lados da equação por \bar{P}_r^{-1} , tem-se:

$$\bar{P}_r^{-1} \bar{P}_r v_{rdo\sigma'q}^g = \bar{P}_r^{-1} R_r \bar{P}_r i_{rdo\sigma'q}^g + \frac{d\phi_{rdo\sigma'q}^g}{dt} + \bar{P}_r^{-1} \frac{d\bar{P}_r}{dt} \phi_{rdo\sigma'q}^g \quad (2.48)$$

sabendo que

$$\frac{d\bar{\mathbf{P}}_r}{dt} = \sqrt{1/2}(\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -\sin(\delta_g - \delta_r) & 0 & -\cos(\delta_g - \delta_r) \\ 0 & \cos(\delta_g - \delta_r) & 0 & -\sin(\delta_g - \delta_r) \\ 0 & \sin(\delta_g - \delta_r) & 0 & \cos(\delta_g - \delta_r) \\ 0 & -\cos(\delta_g - \delta_r) & 0 & \sin(\delta_g - \delta_r) \end{bmatrix}$$

tem-se que

$$\mathbf{v}_{rod'o'q}^g = R_{rr} \mathbf{i}_{rod'o'q}^g + \frac{d\phi_{rod'o'q}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rod'o'q}^g \quad (2.49)$$

Conjugado

A expressão para o conjugado eletromagnético na representação $odo'q$ torna-se:

$$C_e = p \mathbf{i}_{sod'o'q}^{gT} \bar{\mathbf{P}}_s^T \begin{bmatrix} -\sin \delta_r & -\cos \delta_r & \sin \delta_r & \cos \delta_r \\ \cos \delta_r & -\sin \delta_r & -\cos \delta_r & \sin \delta_r \\ \sin \delta_r & \cos \delta_r & -\sin \delta_r & -\cos \delta_r \\ -\cos \delta_r & \sin \delta_r & \cos \delta_r & -\sin \delta_r \end{bmatrix} \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{i}_{rod'o'q}^g \quad (2.50)$$

$$C_e = p \mathbf{i}_{sod'o'q}^{gT} M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{rod'o'q}^g$$

$$C_e = p \mathbf{i}_{sod'o'q}^{gT} M_{sr} \begin{bmatrix} 0 \\ -2i_{rq}^g \\ 0 \\ 2i_{rd}^g \end{bmatrix}$$

$$C_e = 2p M_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.51)$$

Potência

Utilizando a equação da potência instantânea, tem-se

$$P = i_{sod'q}^{gT} \bar{P}_s^T \bar{P}_s v_{sod'q}^g + i_{rod'q}^{gT} \bar{P}_r^T \bar{P}_r v_{rod'q}^g \quad (2.52)$$

sabendo que $\bar{P}_s^T = \bar{P}_s^{-1}$ e $\bar{P}_r^T = \bar{P}_r^{-1}$, a equação 2.52 torna-se:

$$P = i_{sod'q}^{gT} v_{sod'q}^g + i_{rod'q}^{gT} v_{rod'q}^g \quad (2.53)$$

2.3.3 Representação em variáveis de estado

Fazendo as expressões 2.46 e 2.49 em função das derivadas de $\phi_{rod'q}^g$ e $\phi_{sod'q}^g$, tem-se:

$$\frac{d\phi_{sod'q}^g}{dt} = v_{sod'q}^g - R_{ss} i_{sod'q}^g - \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{sod'q}^g \quad (2.54)$$

$$\frac{d\phi_{rod'q}^g}{dt} = v_{rod'q}^g - R_{rr} i_{rod'q}^g - (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rod'q}^g \quad (2.55)$$

As correntes $i_{sod'q}^g$ e $i_{rod'q}^g$ podem ser definidas através das expressões (2.40) e (2.43) para os fluxos. Logo, multiplicando a expressão (2.40) por L_{rrodq} e (2.43) por $-L_{srodq}$, o resultado será as seguintes equações:

$$L_{rrodq} \phi_{sod'q}^g = L_{rrodq} L_{ssodq} i_{sod'q}^g + L_{rrodq} L_{srodq} i_{rod'q}^g$$

$$-L_{srodq} \phi_{rod'q}^g = -L_{srodq} L_{rsodq} i_{sod'q}^g - L_{srodq} L_{rrodq} i_{rod'q}^g$$

Somando as duas equações, tem-se:

$$(L_{rr}L_{ss} - L_{sr}L_{rs})i_{sod'q}^g = L_{rr}L_{ss}\phi_{sod'q}^g - L_{sr}L_{rs}\phi_{rod'q}^g$$

e, com isso, chega-se a uma expressão das correntes estáticas:

$$i_{sod'q}^g = A\phi_{sod'q}^g - B\phi_{rod'q}^g \quad (2.56)$$

onde:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_{so}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{l_{so}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_r \end{bmatrix}$$

e

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m \end{bmatrix}$$

procedendo da mesma maneira para as correntes rotóricas obtém-se:

$$i_{rod'q}^g = C\phi_{sod'q}^g - D\phi_{rod'q}^g \quad (2.57)$$

onde:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m \end{bmatrix}$$

e

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{l_{ro}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{l_{ro}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_s \end{bmatrix}$$

Substituindo os valores de $i_{sod'o'q}^g$ e $i_{rod'o'q}^g$ nas expressões (2.54) e (2.55) chega-se a:

$$\frac{d\phi_{sod'o'q}^g}{dt} = v_{sod'o'q}^g - R_{ss} (A\phi_{sod'o'q}^g - B\phi_{rod'o'q}^g) - \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{sod'o'q}^g$$

$$\frac{d\phi_{rod'o'q}^g}{dt} = v_{rod'o'q}^g - R_{rr} (C\phi_{sod'o'q}^g - D\phi_{rod'o'q}^g) - (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rod'o'q}^g$$

considerando $\omega_g = 0$, $K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ e os vetores $\Phi^g = \begin{bmatrix} \phi_{sod'o'q}^g \\ \phi_{rod'o'q}^g \end{bmatrix}$, $V^g =$

$\begin{bmatrix} v_{sod'o'q}^g \\ v_{rod'o'q}^g \end{bmatrix}$, temos a seguinte representação em variáveis de estado:

$$\dot{\Phi}^g = \begin{bmatrix} -R_{ss}A & R_{ss}B \\ -R_{rr}C & R_{rr}D + \omega_r K \end{bmatrix} \Phi^g + V^g$$

2.3.4 Modelo bifásico equivalente

Utilizando a representação $odo'q$ para a máquina tetrafásica em um referencial genérico "g" e eliminando as componentes o e o' obtém-se um conjunto de equações iguais a (2.15)-(2.20), que representam o modelo bifásico da máquina tetrafásica, com excessão das constantes l_s , l_r e l_{msr} que para este caso, são:

$$l_s = L_s - M_s$$

$$l_r = L_r - M_r$$

$$l_{msr} = 2M_{sr}$$

2.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas separadamente as modelagens das máquinas de indução trifásicas e tetrafásicas.

O tratamento matemático utilizado para a modelagem das máquinas de indução foi desenvolvido a partir de uma transformação de base e de hipóteses simplificadoras, resultando em modelos bifásicos equivalentes a coeficientes constantes.

Para a máquina trifásica a transformação odq corresponde a representar cada armadura original do estator e rotor por uma armadura bifásica dq mais uma bobina isolada de índice o que representa a tensão homopolar, ou seja, a tensão comum a todas as fases. Para a máquina tetrafásica a transformação $odo'q$ tem a adição de uma bobina de índice o' que, como a componente o , não cria fluxo no entreferro da máquina e conjugado eletromagnético. Nos dois casos, pode-se representar a máquina ativa apenas considerando os eixos d e q .

Capítulo 3

Estratégias de Controle Fluxo-Conjugado

3.1 Introdução

As estratégias de controle de máquinas de indução podem ser classificadas genericamente como estratégias escalares ou vetoriais [27]. Nas estratégias escalares controlam-se simultaneamente a amplitude e a frequência das variáveis de estado elétricas da máquina (corrente e fluxo). No caso das estratégias vetoriais o controle é feito por meio dos valores da amplitude e da fase ou das componentes dq das variáveis de estado.

O conjugado eletromagnético de uma máquina de indução pode ser expresso como:

$$C_e = k_1 \phi_1^2 \omega_{1r} \quad (3.1)$$

Na equação (3.1) k_1 depende dos parâmetros da máquina, ϕ_1 é a amplitude do fluxo escolhido e $\omega_{1r} = \omega_1 - \omega_r$ é a frequência de escorregamento do vetor fluxo escolhido. Quando o fluxo utilizado é o fluxo rotórico, esta expressão é exata e vale também durante os regimes transitórios da máquina. Quando o fluxo utilizado é o fluxo estátorico ou o de entreferro, esta expressão é aproximada e é válida apenas em regime permanente. O controle por escorregamento é baseado na equação (3.1): controla-se a amplitude do fluxo ϕ_1 , normalmente num valor constante (exceto nos casos de enfraquecimento de campo e otimização da eficiência da máquina), e o escorregamento ω_{1r} é utilizado para o controle do conjugado.

O conjugado eletromagnético da máquina de indução pode ainda ser expresso genericamente pelo módulo do produto vetorial de duas grandezas de estado quaisquer da máquina

$(x_1^g$ e $x_2^g)$:

$$C_e = k_{12}x_1x_2\text{sen}(\delta_{21}) \quad (3.2)$$

Na equação (3.2) x_1 e x_2 são as amplitudes dos vetores x_1^g e x_2^g , δ_{21} é o ângulo entre os vetores e k_{12} é uma constante que depende dos parâmetros da máquina. As grandezas x_1^g e x_2^g podem ser escolhidas por exemplo como fluxo-fluxo ou fluxo-corrente. O controle em quadratura é baseado na equação (3.2). Supondo que x_1^g seja a variável de excitação magnética, x_1 será controlada em um valor normalmente constante, e o conjugado eletromagnético da máquina será controlado por meio de $x_2\text{sen}(\delta_{21})$, componente de x_2^g em quadratura com x_1^g .

3.2 Controle Escalar

Nos esquemas de controle do tipo escalar, trabalha-se apenas com a magnitude e a frequência da grandeza a ser controlada. Portanto, tem-se como sinais de comando e realimentação grandezas contínuas que são proporcionais às respectivas variáveis de controle. Isto contrasta com o controle vetorial onde ambas, magnitude e fase da variável sob controle, são controladas simultaneamente.

O desempenho obtido utilizando controle escalar é considerado suficientemente bom para uma gama bastante variada de aplicações. Entretanto, segundo Leonhard [37], devido ao controle escalar ser feito em malha aberta de fluxo é difícil operar o motor a plena carga em baixa velocidade. Isto exclui este tipo de controle, por exemplo, em acionamentos de servomecanismos onde repostas rápidas de posição são necessárias.

3.2.1 Controle escalar Volts/Hertz

Nesta estratégia de controle, as grandezas de comando são a frequência do campo girante ω_s e a tensão estatórica v_s . Se o controle for autopilotado haverá na formação de ω_s uma influência de ω_r ($\omega_s = \omega_r + \omega_{sr}$). A amplitude de tensão V_s necessária para a manutenção do fluxo de magnetização da máquina constante é calculada por uma função não linear dependente da frequência estatórica ou rotórica. Quando o controle é em malha aberta, ω_s é a grandeza de entrada e, no esquema em malha fechada (autopilotado), ω_{sr} é a grandeza de entrada.

O esquema é chamado volts/hertz devido ao comando da amplitude de tensão de alimentação ser gerado diretamente do sinal de frequência por meio de um ganho constante. As expressões de controle são obtidas em regime permanente.

Em regime permanente, o fluxo estático da máquina é diretamente relacionado ao valor da tensão e da frequência. Desta forma, mantendo a relação V_s/ω_s constante, o fluxo de entreferro permanece aproximadamente inalterado. A figura 3.1 apresenta o diagrama em blocos desta estratégia. ϕ_s^* é o nível do fluxo de referência da máquina (fluxo nominal), C_e^* é o conjugado de referência, ω_r é a frequência rotórica, ω_s^* é a frequência síncrona de referência e K é uma constante ($= l_s^2 \tau_r / p / l_m^2 / \phi_s^2$).

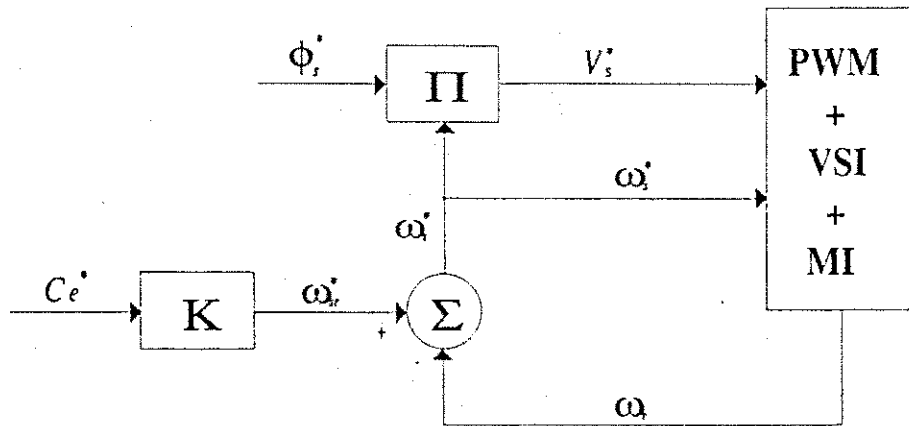


Figura 3.1: Diagrama de blocos do controle volts/hertz autopilotado.

Os principais problemas apresentados por esta estratégia são [4]:

1. Em baixas velocidades, como a frequência é baixa, a tensão estática tenderá a ser zero ou próxima de zero. Esta tensão residual, geralmente é insuficiente para a partida da máquina pois é absorvida pela resistência estática. Logo, para magnetizar e acelerar a máquina necessita-se aplicar uma tensão mínima;
2. Apresenta um desempenho dinâmico muito pobre, com "overshoot" e oscilações nas respostas transitórias de velocidade e fluxo.

3.3 Controle Vetorial

O acoplamento existente entre o fluxo magnético e o conjugado eletromagnético impossibilita um bom desempenho dinâmico, sendo um fator negativo no controle escalar. Em acionamentos de alto desempenho, é necessário que haja o desacoplamento de controle de fluxo e do controle de conjugado. Obtém-se assim uma resposta dinâmica rápida com um desempenho dinâmico comparável ao de uma máquina CC com excitação independente. Isso é conseguido nos esquemas de controle vetorial.

As estratégias de controle de fluxo e conjugado desacoplados podem ser classificadas de acordo com a componente escolhida para excitação magnética: fluxo estático, fluxo rotórico ou fluxo resultante do entreferro [6]. O conjugado eletromagnético pode ser controlado por meio da frequência de escorregamento da variável de controle de excitação da máquina, ou pela grandeza em quadratura com a variável de controle de excitação da máquina. Estas estratégias podem ser implementadas em malha fechada (controle direto) ou em malha aberta (controle indireto).

3.3.1 Controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo estático

Quando a excitação do motor de indução é controlada pelo fluxo estático, em malha aberta ou fechada, a expressão do conjugado eletromagnético é da forma:

$$C_e = \frac{p\omega_{ar}l_m^2\phi_s^2}{r_r l_s^2(1 + \omega_{ar}\tau_r)} \quad (3.3)$$

Considerando-se que $\omega_{ar}\tau_r \ll 1$, a expressão de conjugado em regime permanente, abaixo do valor de "pull-out" é aproximadamente da forma:

$$C_e = \frac{p\omega_{ar}l_m^2\phi_s^2}{r_r l_s^2} \quad (3.4)$$

onde $\omega_{ar} = \omega_a - \omega_r$ é a frequência de escorregamento do fluxo estático e ϕ_s é a magnitude do fluxo estático.

A estratégia de malha aberta com o fluxo estático pode ser obtida por meio da equação (2.15) considerando-se condições de regime permanente ($d\phi_s/dt = j\omega_a\phi_s^*$). Tomando como referência para o posicionamento do sistema bifásico dq , o estator, que evita o acoplamento entre os componentes do modelo bifásico, obtemos:

$$v_{sd}^{s*} = r_s i_{sd}^{s*} - (\omega_{ar}^* + \omega_r) \phi_s^* \text{sen}(\delta_a^*) \quad (3.5)$$

$$v_{sq}^{s*} = r_s i_{sq}^{s*} + (\omega_{ar}^* + \omega_r) \phi_s^* \text{cos}(\delta_a^*) \quad (3.6)$$

Com as correntes i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} obtidas de:

$$i_{sd}^{s*} = i_{sd}^{a*} \text{cos}(\delta_a^*) - i_{sq}^{a*} \text{sen}(\delta_a^*) \quad (3.7)$$

$$i_{sq}^{s*} = i_{sq}^{a*} \text{cos}(\delta_a^*) + i_{sd}^{a*} \text{sen}(\delta_a^*) \quad (3.8)$$

e onde:

$$i_{sd}^{a*} = \frac{(1 + \sigma \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}) \phi_s^*}{(1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}) l_s} \quad (3.9)$$

$$i_{sq}^{a*} = \frac{(1 - \sigma) \tau_r \omega_{ar}^* \phi_s^*}{(1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}) l_s} \quad (3.10)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (3.11)$$

A figura 3.2 representa o modelo de atuação desta estratégia de controle, onde K é uma constante ($= \frac{r_r i_s^2}{p l_m^2 \phi_s^{*2}}$), a frequência de escorregamento ω_{ar} é gerada a partir da referência de conjugado imposta C_e^* , as correntes i_{sd}^{s*} , i_{sq}^{s*} , i_{sd}^{a*} , i_{sq}^{a*} são fornecidas pelas equações (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10), respectivamente, e o ângulo de posição do fluxo estatórico (δ_a^*) é dado pela expressão (3.11).

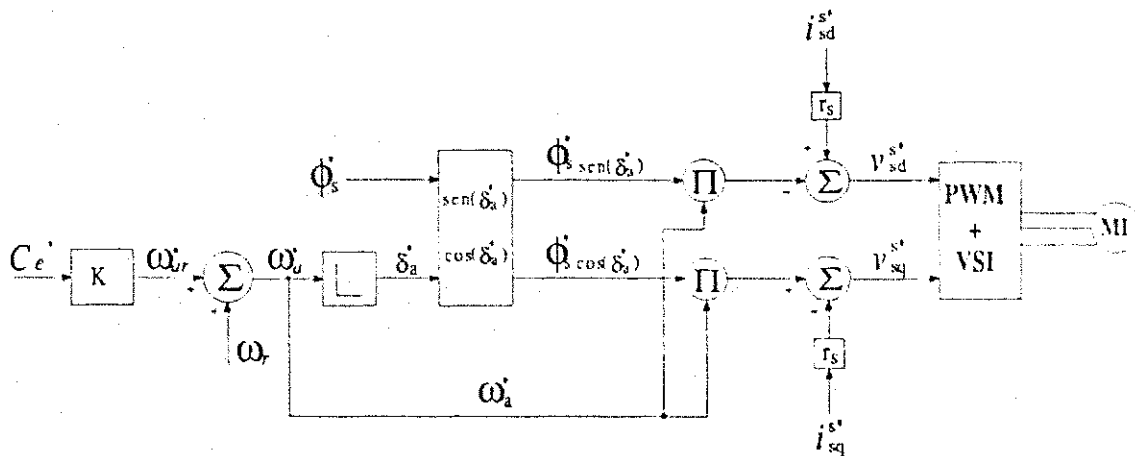


Figura 3.2: Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo estatórico - referencial estatórico.

Se as quedas de tensões resistivas $r_s i_{sd}^{s*}$ e $r_s i_{sq}^{s*}$ forem desprezadas este esquema é simplificado, obtendo-se o clássico esquema de controle escalar Volts/Hertz.

3.3.2 Controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo rotórico

A expressão do conjugado eletromagnético em função de grandezas representadas em referencial orientado segundo o vetor fluxo rotórico é dado por:

$$C_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (3.12)$$

onde ϕ_r é a amplitude do fluxo rotórico.

Combinando as equações (2.16) e (2.18) com o eixo d alinhado com o vetor fluxo rotórico ϕ_r^b ($\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$ e $\omega_g = \omega_b$), podemos obter a expressão do conjugado em termos da frequência de escorregamento do fluxo rotórico $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$, da forma abaixo:

$$C_e = \frac{p\phi_r^2\omega_{br}}{r_r} \quad (3.13)$$

Assumindo condições de regime permanente, ($\frac{d\phi_{rd}^r}{dt} = -\omega_{br}\phi_{rq}^r$ e $\frac{d\phi_{rq}^r}{dt} = \omega_{br}\phi_{rd}^r$), torna-se possível definir estratégias de controle com o vetor fluxo em malha aberta. De fato, pode-se controlar ϕ_r^r gerando correntes de referência, em coordenadas rotóricas, como se segue:

$$i_{sd}^{r*} = i_{sd}^{r*} \cos(\delta_r^*) - i_{sq}^{r*} \text{sen}(\delta_r^*) \quad (3.14)$$

$$i_{sq}^{r*} = i_{sq}^{r*} \cos(\delta_r^*) - i_{sd}^{r*} \text{sen}(\delta_r^*) \quad (3.15)$$

Onde tem-se:

$$i_{sd}^{r*} = \frac{\phi_{rd}^{r*}}{l_m} - \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rq}^{r*} \quad (3.16)$$

$$i_{sq}^{r*} = \frac{\phi_{rq}^{r*}}{l_m} - \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rd}^{r*} \quad (3.17)$$

$$\phi_{rd}^{r*} = \phi_r^* \cos(\delta_{br}^*) \quad (3.18)$$

$$\phi_{rq}^{r*} = \phi_r^* \text{sen}(\delta_{br}^*) \quad (3.19)$$

$$\delta_{br}^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau \quad (3.20)$$

A figura 3.3 representa o modelo de atuação desta estratégia de controle, onde K é uma constante ($= \frac{\tau_r}{p\phi_r^{*2}}$), a frequência de escorregamento é gerada a partir da referência de conjugado imposta C_e^* e o ângulo de posição do escorregamento (δ_{br}^*) é dado pela expressão 3.20.

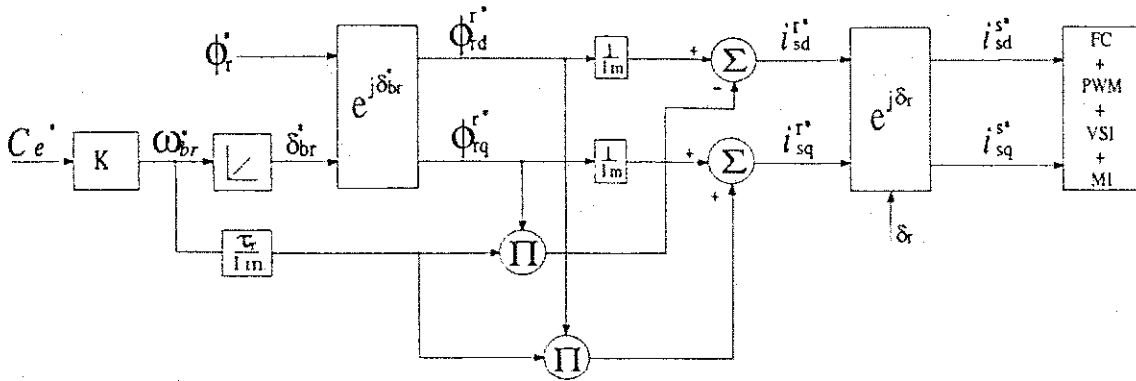


Figura 3.3: Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo rotórico - referencial rotórico.

3.3.3 Controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo estatórico

O controle do conjugado eletromagnético, em malha fechada ou aberta, nos termos do fluxo estatórico e da corrente estatórica, é obtido pela expressão:

$$C_e = p\phi_s i_{sq}^a \quad (3.21)$$

onde $i_{sq}^a = i_s \sin(\delta_i - \delta_a)$ é a componente do vetor corrente i_s^s em quadratura com o vetor ϕ_s^s .

O controle em malha aberta pode ser obtido posicionando a equação (2.15) no referencial de fluxo estatórico ($\omega_g = \omega_a$, $\phi_{sd}^a = \phi_s$ e $\phi_{sq}^a = 0$) e as equações no sistema dq em regime permanente ($\frac{d\phi_s}{dt} = 0$). Utilizando as equações (2.16)-(2.18) para determinar i_{sd}^a e ω_{ar} , obtêm-se as seguintes equações:

$$v_{sd}^{a*} = r_s i_{sd}^{a*} \quad (3.22)$$

$$v_{sq}^{a*} = r_s i_{sq}^{a*} + (\omega_{ar}^* + \omega_r) \phi_s^* \quad (3.23)$$

$$v_{sd}^{s*} = v_{sd}^{a*} \cos(\delta_a^*) - v_{sq}^{a*} \sin(\delta_a^*) \quad (3.24)$$

$$v_{sq}^{s*} = v_{sq}^{a*} \cos(\delta_a^*) + v_{sd}^{a*} \sin(\delta_a^*) \quad (3.25)$$

Onde i_{sd}^{a*} , ω_{ar}^* e δ_a^* são obtidas de:

$$\omega_{ar}^* = \frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^{a*}} \pm \left(\left(\frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^{a*}} \right)^2 - \frac{1}{\sigma^2 \tau_r^2} \right)^{1/2} \quad (3.26)$$

$$i_{sd}^{a*} = \frac{\phi_s^*}{l_s} + \omega_{ar}^* \sigma \tau_r i_{sq}^{a*} \quad (3.27)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r^*(\tau) d\tau \quad (3.28)$$

A figura 3.4 representa o modelo de atuação desta estratégia de controle, onde C_e^* e ϕ_s^* são as referências de conjugado eletromagnético e fluxo estatórico. As grandezas ω_{ar}^* , i_{sd}^{a*} e δ_a^* são expressas nas equações (3.26), (3.27) e (3.28).

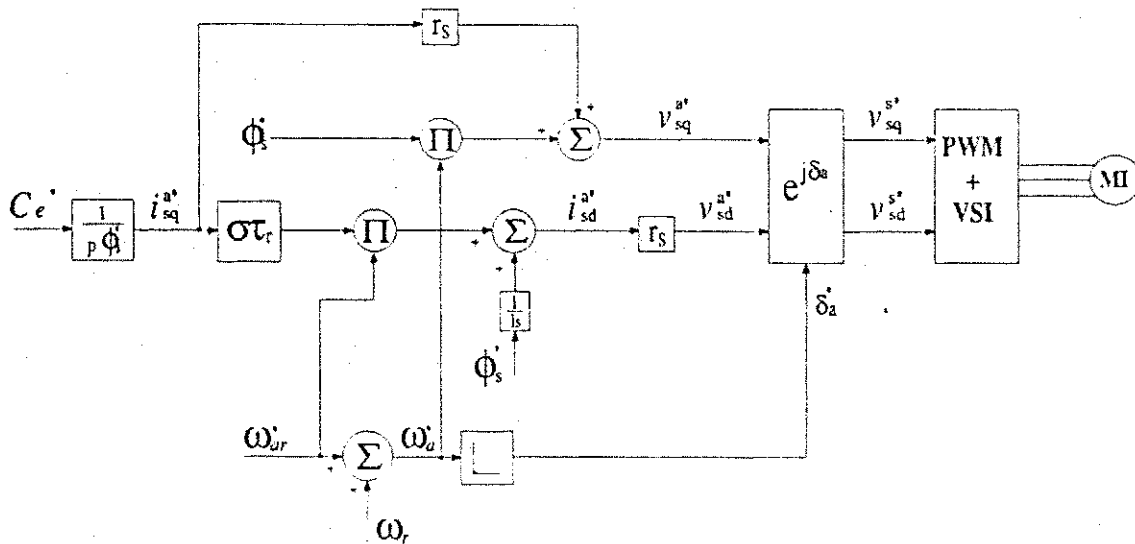


Figura 3.4: Diagrama de blocos do controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo estatórico.

3.3.4 Controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico

Esta estratégia apresenta resposta dinâmica melhor que a dos controladores escalares e a velocidade pode variar de zero até a velocidade nominal. A condição primordial para este tipo de controle é ter conhecimento da posição rotórica, já que o fluxo é controlado em malha aberta. Este tipo de controle depende dos parâmetros da máquina, e para um desacoplamento ideal, os parâmetros do controlador deverão estar ajustados aos parâmetros da máquina, o que é difícil de se obter. O parâmetro dominante a ser considerado é a resistência rotórica, que varia em função da temperatura.

Esta estratégia de controle é obtida a partir da equação dinâmica do fluxo rotórico em função da corrente estatórica, segundo o referencial orientado pelo campo rotórico. A partir

das equações (2.2) e (2.3), onde $\tau_r = \frac{l_r}{r_r}$ é a constante de tempo rotórica, tem-se:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (3.29)$$

Alinhando o eixo d segundo o vetor fluxo rotórico (referencial indicado pelo expoente b), onde $\omega_g = \omega_b$ e os componentes do fluxo são $\phi_{rd}^b = \phi_r$ e $\phi_{rq}^b = 0$, obtém-se em termos dos componentes dq :

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.30)$$

$$\omega_{br} \phi_r = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b \quad (3.31)$$

$$C_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (3.32)$$

onde, $i_{sq}^b = i_s \sin \delta_{ib}$ ($\delta_{ib} = \delta_i - \delta_b$) é a corrente em quadratura com ϕ_r^s e $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$ é o escorregamento.

O controle com orientação pelo campo baseia-se no comando do conjugado por meio da corrente de quadratura i_{sq}^b e manutenção do fluxo ϕ_r constante (fora da região de enfraquecimento de campo), por meio da corrente i_{sd}^b . Fazendo $\frac{d\phi_r}{dt} = 0$, tem-se

$$i_{sd}^{b*} = \phi_r^* / l_m \quad (3.33)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{b*}}{i_{sb}^{b*}} \quad (3.34)$$

Integrando-se o escorregamento ω_{br} obtido de (3.34), somado à velocidade angular elétrica, obtém-se o ângulo de posição do fluxo ϕ_r^s como mostrado nas figuras 3.5 e 3.6.

3.3.5 Controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo estatórico

O conjugado eletromagnético da máquina de indução é controlado nesta estratégia, utilizando a equação (3.4) em regime permanente.

O vetor fluxo estatórico pode ser expresso por:

$$\phi_s^{s*} = \phi_s^* e^{j\delta_s^*} \quad (3.35)$$

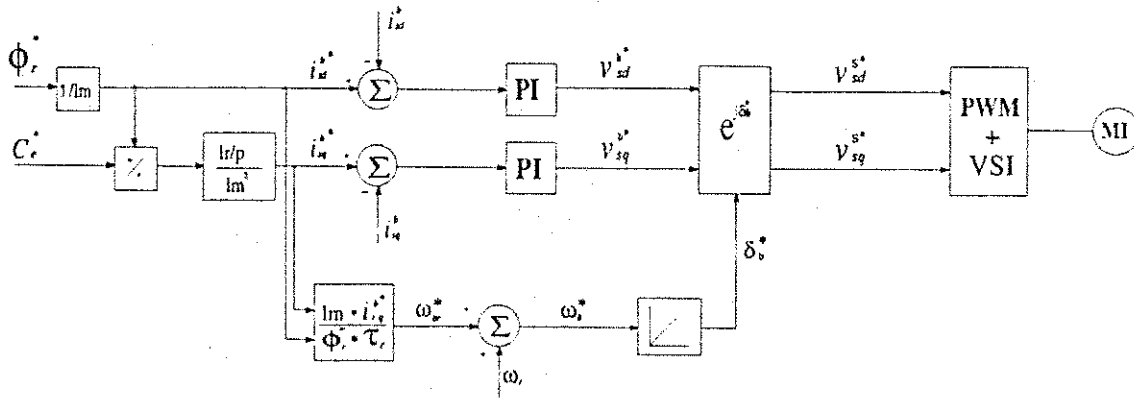


Figura 3.5: Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico.

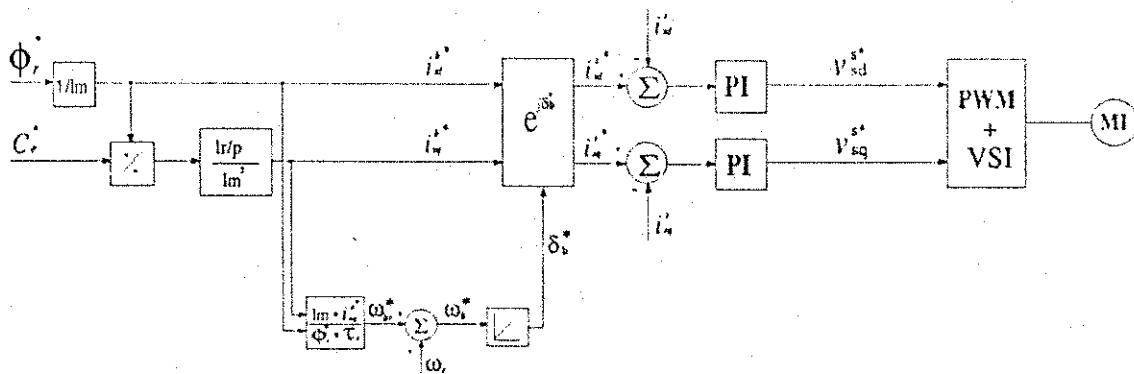


Figura 3.6: Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial estático.

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r^*(\tau) d\tau \quad (3.36)$$

O controle do vetor fluxo estátórico pode ser baseado diretamente na equação dinâmica da tensão estátórica relacionando fluxo e tensão em referencial genérico, indicado pelo índice g , obtida das equações gerais da máquina de indução.

$$v_s^g = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_r^g + j\omega_g \phi_s^g \quad (3.37)$$

onde $\tau_s = \frac{l_s}{r_s}$.

Esta expressão (3.37) indica duas alternativas principais para posicionamento dos eixos de referência para o modelo de atuação. Escolhendo-se o referencial estacionário ($\omega_g = 0$), elimina-se os termos de acoplamento de fluxo estátórico (ϕ_{sd}^s e ϕ_{sq}^s), restando apenas acoplamento das componentes de fluxo rotórico (ϕ_{rd}^s e ϕ_{rq}^s). Escolhendo-se o referencial síncrono ($\omega_g = \omega_a$), tem-se o acoplamento das componentes em quadratura de fluxo estátórico e das componentes de fluxo rotórico.

Posicionando-se o eixo de referência sobre o estator, tem-se:

$$v_s^s = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_s^s + \frac{d\phi_s^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_r^s \quad (3.38)$$

A figura 3.7 representa o esquema de controle por escorregamento a fluxo estátórico constante, com referencial posicionado sobre o estator, onde K_1 é uma constante ($= r_r l_s^2 / p l_m^2 \phi_s^2$), a frequência de escorregamento (ω_{ar}) é gerada a partir da referência de conjugado imposto (C_e^*) e o ângulo da posição do campo girante (δ_a^*) é obtido por meio de um integrador.

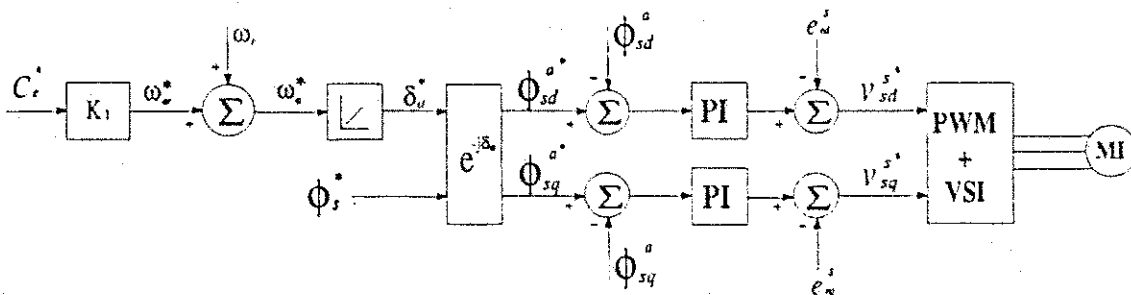


Figura 3.7: Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estátórico - referencial estátórico $\omega_g = 0$

Separando em partes real e imaginária, tem-se para o fluxo de magnetização e conjugado as expressões a seguir:

$$v_{sd}^s = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^s \quad (3.39)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^s \quad (3.40)$$

onde as fcems de perturbação são:

$$e_{rd}^s = \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^s \quad (3.41)$$

$$e_{rq}^s = \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^s \quad (3.42)$$

A outra possibilidade é posicionar o eixo de referência sobre o vetor fluxo estático ($\omega_g = \omega_a$). A expressão de controle é da forma:

$$v_s^a = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_s^a + \frac{d\phi_s^a}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_r^a + j\omega_a \phi_s^a \quad (3.43)$$

Separando em partes real e imaginária, tem-se as expressões a seguir:

$$v_{sd}^a = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sd}^a + \frac{d\phi_{sd}^a}{dt} - \left(\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^a + \omega_a \phi_{sq}^a \right) \quad (3.44)$$

$$v_{sq}^a = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sq}^a + \frac{d\phi_{sq}^a}{dt} + \left(-\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^a + \omega_a \phi_{sd}^a \right) \quad (3.45)$$

onde as fcems de perturbação são dadas por:

$$e_{sd}^a = -\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^a - \omega_a \phi_{sq}^a \quad (3.46)$$

$$e_{sq}^a = -\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^a + \omega_a \phi_{sd}^a \quad (3.47)$$

A figura 3.8 representa um esquema genérico do controle por escorregamento com referencial no campo girante, onde K_1 é uma constante ($= \tau_r l_s^2 / p l_m^2 \phi_s^2$), a frequência de escorregamento (ω_{ar}) é gerada a partir da referência de conjugado imposto (C_e^*) e o ângulo da posição do campo girante (δ_a^*) é obtido por meio de um integrador.

3.3.6 Controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico

Utilizando as equações (2.16) e (2.18), pode-se escrever a seguinte expressão dinâmica, relacionando o fluxo rotórico e a corrente estática:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (3.48)$$

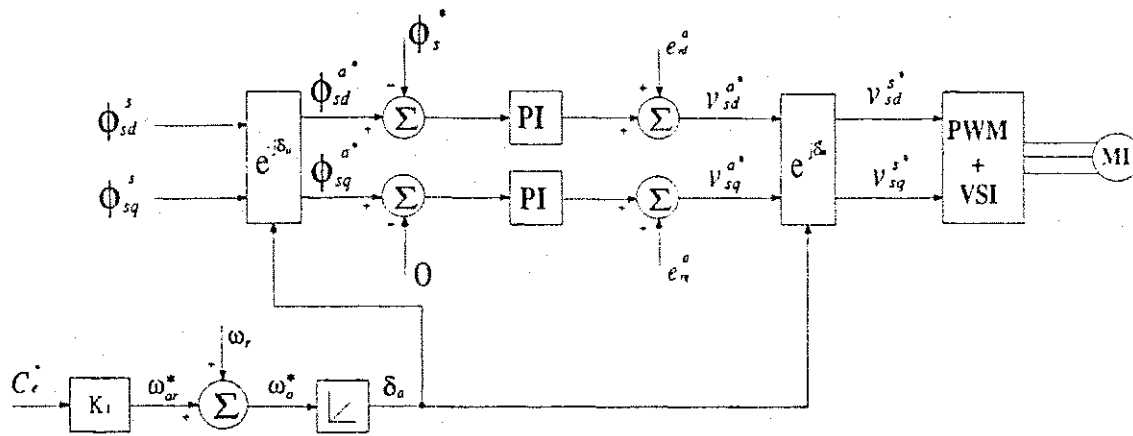


Figura 3.8: Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante - referencial no campo $\omega_g = \omega_a$

Considerando-se a equação (3.48) com o eixo d alinhado com o vetor fluxo rotórico ϕ_r^b e utilizando a equação (2.14), obtém-se a seguinte expressão (3.13), onde verifica-se que o conjugado eletromagnético pode ser controlado pelo escorregamento w_{br} quando o fluxo rotórico é mantido constante. Nesse caso, o controle pode ser realizado por meio do vetor fluxo rotórico, que é definido pelas expressões:

$$\phi_r^{b*} = \phi_r^* e^{j\delta_b^*} \tag{3.49}$$

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r^*(\tau) d\tau \tag{3.50}$$

Dada a equação (3.48), podemos observar que algumas simplificações podem ser obtidas pelo posicionamento do eixo de referência. Pode-se alinhar, por exemplo, o referencial com o vetor campo (referencial síncrono $\omega_g = \omega_b$) ou no referencial rotórico.

Definindo-se uma frequência de escorregamento de referência, somada à frequência angular elétrica, os fluxos rotóricos reais, de eixo d e q , serão da forma $\phi_{rd}^b = \phi_r$ e $\phi_{rq}^b = 0$.

Alinhando o eixo d segundo o vetor fluxo rotórico, referencial indicado pelo expoente b , temos:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^b - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^b + \frac{d\phi_r^b}{dt} + j(\omega_b - \omega_r) \phi_r^b \tag{3.51}$$

Separando em suas componentes de eixo d e q e considerando as componentes de fluxo rotórico nesse referencial, temos que as expressões para o controle são da forma:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b - \frac{1}{\tau_r} \phi_r \tag{3.52}$$

$$\frac{l_m i_{sq}^b}{\tau_r} = \omega_{br} \phi_r \quad (3.53)$$

A figura 3.9 representa um esquema genérico do controle por escorregamento com o fluxo rotórico no referencial síncrono, onde K_1 é uma constante ($= l_r / p \tau_r \phi_r^{*2}$), a frequência de escorregamento (ω_{br}) é gerada a partir da referência de conjugado imposto (C_e^*) e o ângulo da posição do fluxo rotórico (δ_b^*) é obtido por meio de um integrador.

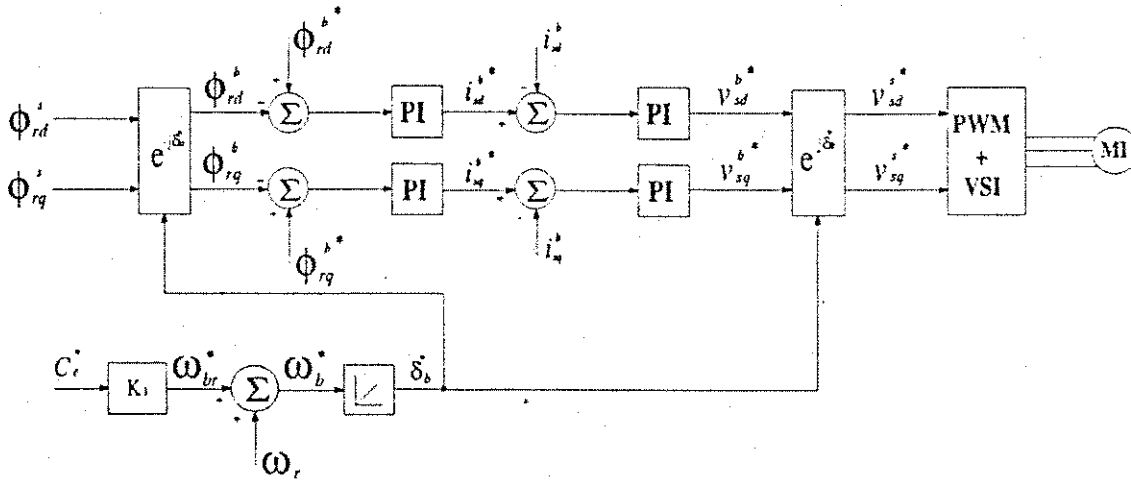


Figura 3.9: Diagrama de blocos de controle por escorregamento com fluxo rotórico.

A segunda alternativa para posicionamento do eixo de referência é alinhá-lo sobre o rotor ($\omega_g = \omega_r$) em (3.48). Esta opção simplifica o controle por evitar os termos de acoplamento entre as componentes de fluxo d e q :

$$\frac{l_m i_{sd}^r}{\tau_r} = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^r + \frac{d\phi_{rd}^r}{dt} \quad (3.54)$$

$$\frac{l_m i_{sq}^r}{\tau_r} = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^r + \frac{d\phi_{rq}^r}{dt} \quad (3.55)$$

Utilizando as equações (3.54) e (3.55), o controle de fluxo pode ser realizado por meio de dois controladores independentes, uma para cada componente dq . Os sinais de saída dos controladores de fluxo são as componentes da corrente de referência no referencial rotórico. A corrente de referência é obtida por meio de uma transformação de coordenadas.

O diagrama de blocos deste esquema de controle é mostrado na figura 3.10. Os blocos indicados por ϕ_r^* , PI_ϕ e $e^{j\delta_r}$ representam o gerador de referência dos fluxos dq , os controladores do fluxo rotórico e o transformador de coordenadas. O bloco estimador de fluxo permite a obtenção do fluxo rotórico a partir da medição das variáveis terminais da máquina.

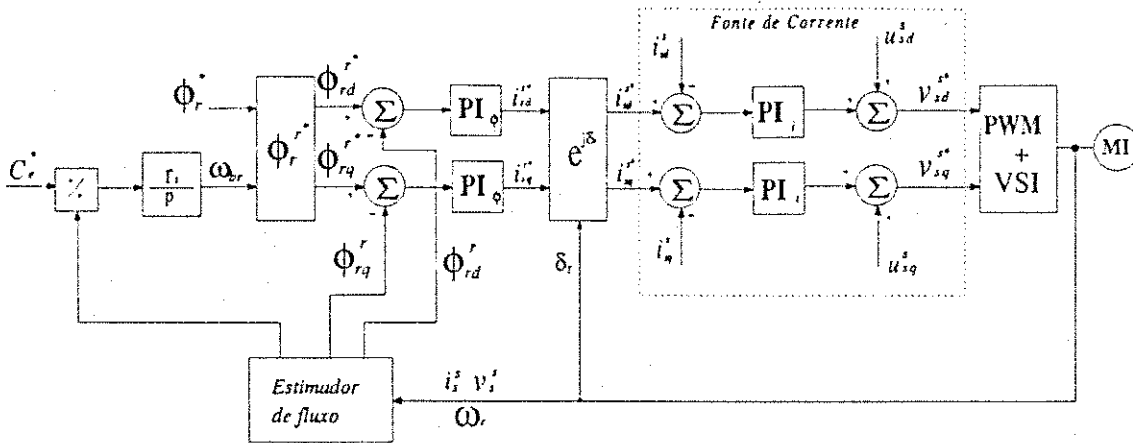


Figura 3.10: Diagrama de blocos do esquema vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico no referencial rotórico.

3.3.7 Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estático

Definida a expressão do conjugado eletromagnético (3.21) em termos do fluxo estático e da corrente estática, então, podemos escrever uma equação vetorial relacionando o fluxo estático e a corrente estática. Utilizando as equações (2.16)-(2.18) obtemos a seguinte expressão:

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \sigma l_s i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_s^g \quad (3.56)$$

A equação (3.56) no referencial fluxo estático, ou seja, $\phi_{sd}^a = \phi_s$, $\phi_{sq}^a = 0$ e $\omega_g = \omega_a$, se escreve em termos das componentes dq:

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sd}^a + \sigma l_s \frac{di_{sd}^a}{dt} - \omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a = \frac{1}{\tau_r} \phi_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (3.57)$$

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sq}^a + \sigma l_s \frac{di_{sq}^a}{dt} + \omega_{ar} \sigma l_s i_{sd}^a = \omega_{ar} \phi_s \quad (3.58)$$

onde $i_{sd}^a = i_s \cos(\delta_i - \delta_a)$.

Definindo-se o controle do fluxo estático por meio das correntes estáticas, analogamente ao deduzido para o controle com o fluxo rotórico, tem-se que o conjugado eletromagnético é controlado por meio de i_{sq}^a , equação (3.21), e o fluxo ϕ_s é controlado por meio de i_{sd}^a , equação (3.57). Neste caso, entretanto, o fluxo estático não é criado apenas pela componente de corrente i_{sd}^a , em fase com ele. Observa-se da equação (3.57), que a componente i_{sq}^a interfere, por meio do termo de acoplamento $\omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a$, no controle do fluxo estático.

Isto caracteriza um acoplamento nos controles de fluxo e conjugado. O desacoplamento pode ser obtido compensando-se $\omega_{ar}\sigma l_s i_{sq}^a$, com ω_{ar} calculado por meio da equação (3.58).

Considere-se o método descrito em [27] para a implementação desta estratégia, que se baseia no comando direto em tensão a partir de (2.15). A equação (2.15) no referencial de fluxo estático se escreve:

$$v_{sd}^a = r_s i_{sd}^a + \frac{d\phi}{dt} \quad (3.59)$$

$$v_{sq}^a = r_s i_{sq}^a + \omega_a \phi_s \quad (3.60)$$

O diagrama de blocos desta estratégia de controle é apresentado na figura 3.11. Neste diagrama, ϕ_s^* e i_{sq}^{a*} são as referências de fluxo estático e a corrente em quadratura. Os blocos assinalados com PI_ϕ e PI_i , representam os controladores de fluxo e de corrente estática, respectivamente. Os termos $u_{sd}^a = r_s i_{sd}^a$ e $u_{sq}^a = \omega_r \phi_s$ são perturbações a serem compensadas.

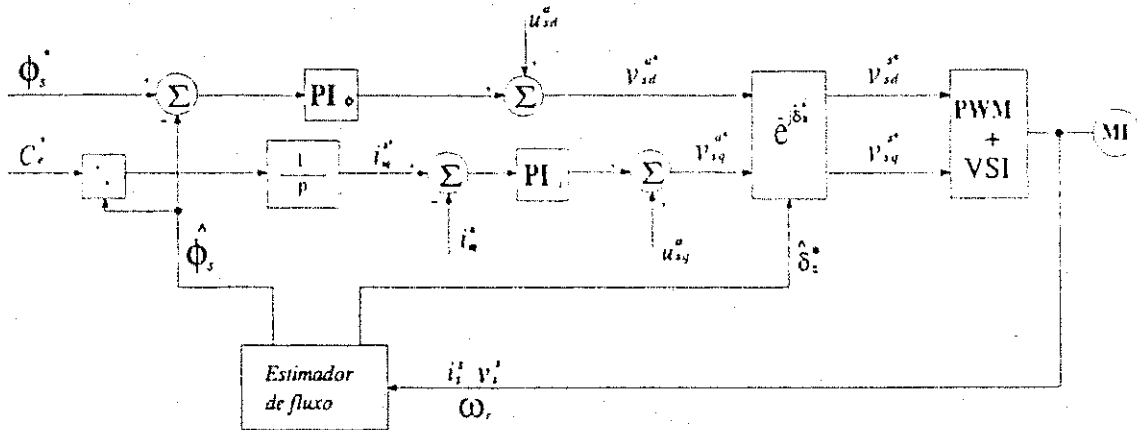


Figura 3.11: Diagrama de blocos do controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estático.

3.3.8 Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo rotórico

Este tipo de controle possibilita resposta transitória rápida e bem amortecida. Em função da realimentação esta estratégia é pouco sensível a variações paramétricas.

O modelo dinâmico que relaciona as correntes estáticas e o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico é obtido a partir da equação:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (3.61)$$

Fazendo $g = b$, teremos $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$ e $\omega_g = \omega_b$. Este modelo será expresso pelas seguintes equações:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.62)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (3.63)$$

onde $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ e $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$.

Partindo da equação de conjugado da máquina de indução e introduzindo i_{sq}^b , escreve-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$C_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (3.64)$$

A equação (3.64) mostra que o conjugado eletromagnético pode ser controlado por meio de i_{sq}^b . Por sua vez, da equação (3.62), observa-se que o fluxo ϕ_r pode ser controlado por meio de i_{sd}^b , independentemente de i_{sq}^b , o que caracteriza o desacoplamento perfeito no controle do fluxo face ao controle do conjugado. Na figura 3.12, que representa este tipo de controle, C_e^* , ϕ_r^* e i_{sq}^{b*} são os valores de referência de conjugado, fluxo rotórico e corrente em quadratura, respectivamente. Os blocos marcados como PI_ϕ , PI_i e $e^{j\delta_i}$ representam o controlador de fluxo, controlador de corrente e o transformador de coordenadas, respectivamente. Sendo que os termos:

$$u_{sd}^s = -\frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rd}^s - \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rq}^s \quad (3.65)$$

$$u_{sq}^s = -\frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rq}^s + \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rd}^s \quad (3.66)$$

são as fcems de perturbação compensadas na saída dos controladores de corrente, conforme figura 3.12.

3.4 Controle de Corrente

O controle de campo orientado pressupõe correntes estatóricas impostas segundo as referências i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} , obtidas transformando i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} , veja figura 3.6. Dessa forma, é essencial ter-se uma fonte de corrente estatórica com bom desempenho. A equação dinâmica para o controle da corrente estatórica é obtida das equações (2.15), (2.17) e (2.18) e utilizando-se a expressão da derivada do fluxo rotórico obtido na equação (3.29), é dada por:

$$v_s^g = \left(r_s + r_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right)^2 \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \phi_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g \quad (3.67)$$

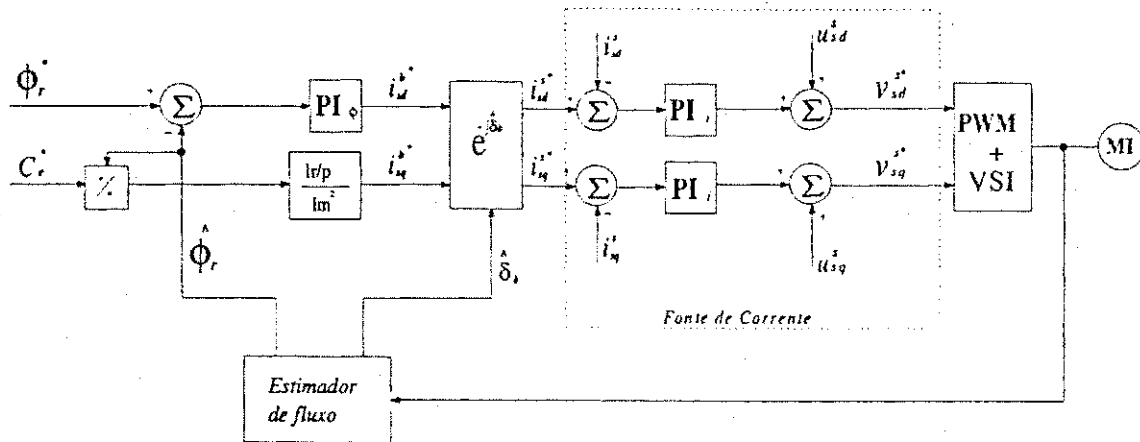


Figura 3.12: Diagrama de blocos de controle a fluxo rotórico com controle de corrente no estator.

Essa equação vetorial indica duas possibilidades principais para a definição do controlador, a primeira no referencial estacionário ($\omega_g = 0$), figura 3.6, e a segunda no referencial do fluxo rotórico ($\omega_g = \omega_b$), figura 3.5. A primeira solução não apresenta termo de acoplamento de corrente, termo em j , mas as variáveis são alternadas; a segunda apresenta acoplamento e as variáveis são contínuas. A equação dinâmica no referencial orientado pelo fluxo rotórico, em termos dos componentes dq , se escreve:

$$v_{sd}^b = \left(r_s + \tau_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right)^2 \right) i_{sd}^b + \sigma l_s \frac{di_{sd}^b}{dt} - \omega_r \sigma l_s i_{sq}^b + e_{sd}^b \quad (3.68)$$

$$v_{sq}^b = \left(r_s + \tau_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right)^2 \right) i_{sq}^b + \sigma l_s \frac{di_{sq}^b}{dt} + \omega_r \sigma l_s i_{sd}^b + e_{sq}^b \quad (3.69)$$

onde:

$$e_{sd}^b = - \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \frac{\phi_r}{\tau_r} \quad (3.70)$$

$$e_{sq}^b = \omega_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \phi_r \quad (3.71)$$

A equação dinâmica no referencial estacionário é obtida diretamente da equação (3.67) com $\omega_g = 0$. Uma simplificação pode ser feita considerando que a derivada do fluxo rotórico seja nula ($\frac{d\phi_r}{dt} = 0$), ou seja, desprezando-se a derivada do "ripple" do fluxo rotórico introduzido pelo inversor de tensão PWM. Nesse caso, obtêm-se, em termos dos componentes dq estáticas, as expressões:

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s + \sigma l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} + e_{sd}^s \quad (3.72)$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s + \sigma l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} + e_{sq}^s \quad (3.73)$$

onde:

$$e_{sd}^s = -l_m \omega_b \text{sen}(\delta_b) \frac{\phi_r}{l_r} \quad (3.74)$$

$$e_{sq}^s = l_m \omega_r \text{cos}(\delta_b) \frac{\phi_r}{l_r} \quad (3.75)$$

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas várias técnicas de controle fluxo-conjugado de máquinas de indução, divididas em controle escalar (Volts/Hertz) e controle vetorial desacoplado, que permitem aproximar o funcionamento de um motor de indução ao de uma máquina de corrente contínua com excitação independente.

Foram utilizados diagramas de blocos para a apresentação de todas as estratégias de controle neste capítulo. Em todos os diagramas de controle indireto há a presença do sinal da velocidade rotórica elétrica (ω_r) ou da posição do rotor (δ_r) que são fornecidos pelo encoder ou sensor de velocidade, cuja utilização provoca a diminuição de robustez, aumento de custo, maior necessidade de manutenção e uma maior sensibilidade a ruídos no sistema e enfraquece as vantagens da utilização das máquinas de indução em relação às máquinas de corrente contínua.

Outro fator importante é que as estratégias têm uma dependência dos parâmetros da máquina. Portanto, a variação destes parâmetros pode prejudicar o funcionamento do controle. No caso das estratégias com controle do fluxo rotórico indireto, a dependência principal é com a constante de tempo rotórica.

Capítulo 4

Controle IFO Independente da Velocidade e de τ_r

4.1 Introdução

Os sistemas de acionamento vetorial indireto com orientação pelo campo tratados neste trabalho têm como objetivo o controle de torque da máquina de indução. A aplicação destes sistemas são plantas que requerem um controle apurado do torque sem necessidade de um controle de velocidade. Nestes sistemas há necessidade da medição da velocidade ou posição do motor a partir da utilização de um sensor de velocidade ou encoder no eixo. No entanto, os sensores de velocidade e posição necessitam de uma montagem adicional no eixo da máquina e, além disso, reduzem a confiabilidade e a imunidade a ruídos e aumentam o custo total do sistema de acionamento, tornando paradoxal a idéia da utilização de máquinas de indução devido às suas vantagens em termos de robustez. Dessa forma, a eliminação do sensor de velocidade sem deterioração do desempenho do sistema de acionamento é um fator importante na utilização de máquinas de indução.

A primeira tentativa de controlar a máquina de indução sem sensor de velocidade foi divulgada em 1975 [2]. A estratégia é baseada no cálculo analógico da frequência de escorregamento.

Nos últimos anos vários métodos para estimação da velocidade ou posição utilizando as tensões e correntes na máquina foram propostos na literatura [17-20, 30] visando a eliminação dos sensores de velocidade e posição.

Vários dos métodos de estimação são utilizados no controle com orientação pelo campo de máquinas de indução [21,34,42,47,48,51], por exemplo, o controle indireto com orientação pelo campo (IFOC) para o controle sem sensor de velocidade [25, 39, 45, 49].

Outro fator importante a ser considerado é com relação às variações na constante de tempo rotórica da máquina, que podem ser causadas pela temperatura, frequência ou saturação magnética da máquina. Essas variações nos parâmetros da máquina causam alterações no acionamento do motor de indução nos estados de regime permanente e transitório [14].

Os sistemas de acionamento de alto desempenho sofrem com as variações dos valores nominais dos parâmetros da máquina que devem ser compensados. Um exemplo de técnica de compensação é dado em [15]. Neste caso o acionamento de máquinas de indução com controle indireto orientado pelo campo utilizando modelos de controle adaptativo baseado no modelo de referência (MRAC) para compensar as variações da constante de tempo rotórica.

No controle sem sensor de velocidade de máquinas de indução, as variações paramétricas podem apresentar pouca influência a partir da estimação ou adaptação de parâmetros [33, 35, 36, 44].

Neste capítulo serão apresentadas estratégias para eliminação do sensor de velocidade no controle indireto com orientação pelo campo para aplicações onde não é requerido malha de controle de velocidade ou acionamentos com malha de velocidade com sensor de velocidade operando independentemente da constante de tempo rotórica. Resultados de simulação e experimentais das estratégias propostas e do controle indireto com orientação pelo campo utilizando a velocidade medida serão apresentados.

4.2 Estratégia Proposta

O controle indireto com orientação pelo campo (IFOC) padrão utiliza a velocidade medida para o cálculo da velocidade do vetor fluxo rotórico. Este esquema é mostrado na Figura 4.1.

A partir da equação (3.34) obtém-se a frequência de escorregamento ω_{br}^* . De posse da frequência do rotor ω_r medida pelo sensor de velocidade, a frequência do vetor fluxo rotórico pode ser calculada como

$$\omega_b^* = \omega_{br}^* + \omega_r \quad (4.1)$$

enquanto a posição do vetor fluxo rotórico é dada por

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (4.2)$$

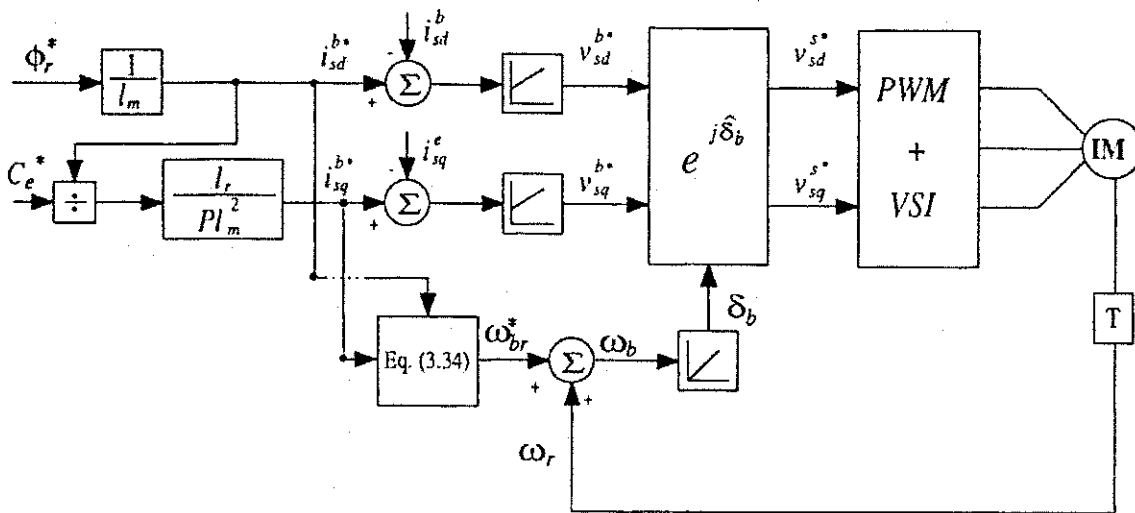


Figura 4.1: Diagrama de blocos do controle indireto orientado pelo campo.

Calculado o valor de δ_b^* , pode-se realizar uma transformação de coordenadas obtendo as seguintes equações estatóricas de referência:

$$v_{sd}^{s*} = v_{sd}^{b*} \cos(\delta_b^*) - v_{sq}^{b*} \text{sen}(\delta_b^*) \quad (4.3)$$

$$v_{sq}^{s*} = v_{sd}^{b*} \text{sen}(\delta_b^*) + v_{sq}^{b*} \cos(\delta_b^*) \quad (4.4)$$

Dessa forma, nota-se que no controle indireto com orientação pelo campo, a velocidade rotórica elétrica ω_r é fundamental para o cálculo da frequência do vetor fluxo rotórico. Também, a constante de tempo rotórica, parâmetro que varia de forma importante na operação contínua da máquina, é utilizada no cálculo do escorregamento ω_{br}^* .

A estratégia proposta baseia-se no cálculo da frequência do vetor fluxo rotórico ω_b a partir das tensões e correntes na máquina [29], eliminado assim a necessidade do sensor de velocidade, como mostrado na Figura 4.2. Nesta estratégia, quatro modelos são propostos para o cálculo de ω_b .

Na equação 3.34 o cálculo de ω_{br}^* depende da constante de tempo rotórica τ_r da máquina, portanto, a variação deste parâmetro resulta no cálculo errado da frequência do vetor fluxo rotórico e, conseqüentemente, no acoplamento entre fluxo e conjugado. Os modelos para estimação de ω_b , apresentados a seguir, não dependem da contante de tempo rotórica do motor, portanto, a utilização destes modelos, além de eliminar a necessidade do sensor de velocidade, elimina a influência da constante de tempo rotórica no controle da máquina.

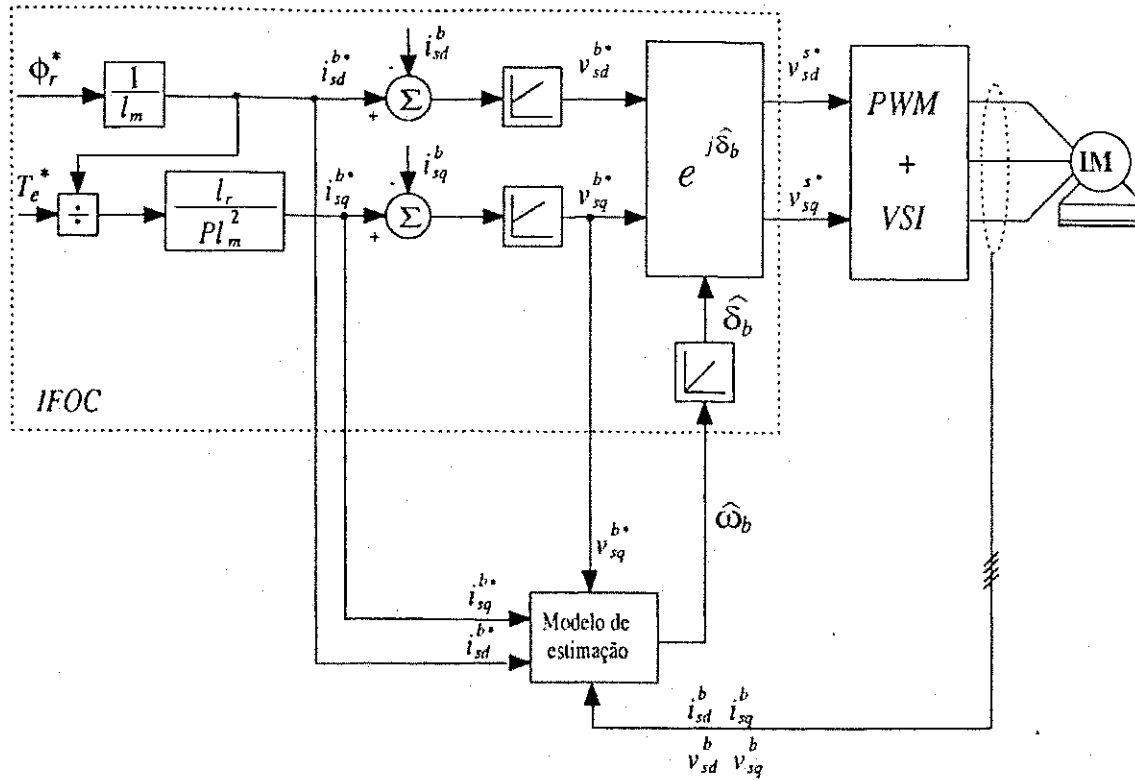


Figura 4.2: Diagrama de blocos do controle indireto orientado pelo campo com estimação de ω_b .

4.2.1 Modelo de tensão de eixo d

Neste modelo a tensão estatórica de eixo d é obtida utilizando as condições de regime permanente ($d\phi_r/dt = 0$) e a equação de tensão de eixo d . Desta forma, a equação do modelo de referência usado para v_{sd}^{b*} é dada por

$$v_{sd}^{b*} = r_s i_{sd}^{b*} - \omega_b \sigma l_s i_{sq}^{b*} \quad (4.5)$$

Utilizando a equação (4.5), o valor de $\hat{\omega}_b$ é dado por:

$$\hat{\omega}_b = \frac{r_s i_{sd}^{b*} - v_{sd}^{b*}}{\sigma l_s i_{sq}^{b*}} \quad (4.6)$$

onde $\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r)$ é o fator de dispersão.

4.2.2 Modelo de tensão de eixo q

Neste modelo a tensão estatórica de eixo q é obtida utilizando as condições de regime permanente e a equação de tensão de eixo q . Desta forma, a equação do modelo de referência

usado para v_{sq}^{b*} é dada por

$$v_{sq}^{b*} = r_s i_{sq}^{b*} + \omega_b l_s i_{sd}^{b*} \quad (4.7)$$

Utilizando a equação (4.7), o valor de $\hat{\omega}_b$ é dado por

$$\hat{\omega}_b = \frac{v_{sq}^{b*} - r_s i_{sq}^{b*}}{l_s i_{sd}^{b*}} \quad (4.8)$$

4.2.3 Modelo de potência reativa

A potência reativa em uma máquina de indução pode ser estimada por

$$Q = v_{sq}^b i_{sd}^b - v_{sd}^b i_{sq}^b \quad (4.9)$$

A variável de referência Q^* deste modelo é obtida utilizando v_{sq}^{b*} e v_{sd}^{b*} na equação (4.9), assim

$$Q^* = \omega_b (l_s i_{sd}^{b*2} + \sigma l_s i_{sq}^{b*2}) \quad (4.10)$$

Facilmente observa-se que

$$\hat{\omega}_b = \frac{v_{sq}^b i_{sd}^b - v_{sd}^b i_{sq}^b}{l_s i_{sd}^{b*2} + \sigma l_s i_{sq}^{b*2}} \quad (4.11)$$

Note que i_{sd}^b e i_{sq}^b são as correntes estatóricas medidas enquanto i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} são as correntes estatóricas de referência.

4.2.4 Modelo de potência ativa

A potência ativa consumida por uma máquina de indução pode ser estimada por

$$P = v_{sd}^b i_{sd}^b + v_{sq}^b i_{sq}^b \quad (4.12)$$

A variável de referência P^* deste modelo é obtida utilizando v_{sq}^{b*} e v_{sd}^{b*} na equação 4.12, com isso

Parâmetros da Máquina	
$r_s = 26,77\Omega$	$l_s = 0,5211H$
$r_r = 26,37\Omega$	$l_r = 0,5211H$
$J_m = 0,0014Kgm^2$	$l_m = 0,4977H$
$F_a = 0,000764$	$\phi_r^* = 0,58Wb$
$C_e = 0,15Nm$	

Tabela 4.1: Parâmetros da máquina

$$P^* = r_s(i_{sd}^{b*2} + i_{sq}^{b*2}) + \omega_b(l_s - \sigma l_s)i_{sd}^{b*}i_{sq}^{b*} \quad (4.13)$$

O valor de $\hat{\omega}_b$ é

$$\hat{\omega}_b = \frac{v_{sd}^b i_{sd}^b + v_{sq}^b i_{sq}^b - r_s(i_{sd}^{b*2} + i_{sq}^{b*2})}{(l_s - \sigma l_s)i_{sd}^{b*}i_{sq}^{b*}} \quad (4.14)$$

4.3 Resultados de Simulação

Na obtenção de resultados preliminares foi implementado um programa de simulação para o controle indireto com orientação pelo campo (controle de fluxo e conjugado) utilizando a velocidade "medida" e os modelos propostos para a estimação da frequência do vetor fluxo rotórico ω_b . Neste programa, a máquina de indução é simulada a partir de um modelo de Runge-Kutta de quarta ordem. Os parâmetros da máquina são mostrados na Tabela 4.1.

4.3.1 Cálculo da velocidade do vetor fluxo rotórico

Na Figura 4.3 são apresentados os resultados de simulação da estimação de ω_b para o IFOC utilizando a velocidade medida, como também ω_{b1} , ω_{b2} , ω_{b3} e ω_{b4} , valores de ω_b calculados a partir dos modelos de tensão de eixo d , tensão de eixo q , potência reativa e potência ativa, respectivamente. O cálculo da frequência do vetor fluxo rotórico é feito em uma máquina de indução sob IFOC submetida a um conjugado de referência $C_e^* = 0,15Nm$ e um fluxo rotórico de referência $\phi_r^* = 0,2Wb$.

As Figuras 4.3b-4.3e mostram que o cálculo de ω_b a partir dos modelos propostos é bastante satisfatório, tendo em vista a equivalência dessas curvas com a curva do valor real de ω_b , mostrado na figura 4.3a. Porém, neste caso, o valor de ω_b utilizado para

a transformação de coordenadas é o valor real, obtido a partir da velocidade medida e considerando exatos os parâmetros da máquina.

4.3.2 Transitório de conjugado

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o IFOC utilizando a velocidade medida (IFOC padrão) e o IFOC adaptado utilizando os modelos propostos sendo submetidos a um fluxo rotórico de referência $\phi_r^* = 0,2Wb$ e um transitório de conjugado de referência $Ce^* = 0,15Nm$ para $t \in [0; 1]$, $Ce^* = 0,075Nm$ para $t \in [1; 2]$ e $Ce^* = 0,15Nm$ para $t \in [2; 3]$.

IFOC padrão

A Figura 4.4 apresenta os resultados de simulação para o IFOC padrão, no qual a velocidade ω_b é calculada a partir da velocidade medida e da frequência de escorregamento de referência. Os cálculos são baseados nos valores de regime permanente das correntes no referencial fluxo rotórico, no entanto, o conjugado na máquina apresentou resultado satisfatório mesmo no transitório do conjugado de referência, como mostrado na figura 4.4(a). O fluxo rotórico apresenta um "overshoot" de aproximadamente 6% no início mas rapidamente atinge o valor de regime permanente, como mostrado na figura 4.4(b). Na figura 4.4(c) é mostrada a velocidade rotórica elétrica da máquina. Nota-se que a aceleração na máquina acompanha a variação do conjugado.

Modelo de tensão de eixo d

A Figura 4.5 apresenta os resultados de simulação para o IFOC utilizando o modelo de tensão de eixo d para o cálculo de ω_b . Neste caso, o conjugado da máquina apresentou um overshoot de aproximadamente 12% no início, como mostrado na figura 4.5(a). Porém o tempo de resposta e o valor de regime permanente foram satisfatórios tanto para o conjugado como o fluxo rotórico, figura 4.5(b), apresentando características de transitório para uma variação de conjugado equivalentes ao IFOC padrão. A variação da velocidade angular acompanhou os transitórios de conjugado, como mostrado na figura 4.5(c).

Neste caso, a utilização do ω_b a partir do modelo no instante inicial leva a uma instabilidade no sistema que foi solucionada a partir da substituição de ω_b pela frequência de escorregamento ω_{br} na partida, isto é, no intervalo de tempo $t \in [0; 0,1]$. Na simulação inicial sem tal substituição foi constatado que o valor estimado de ω_b , quando no sistema

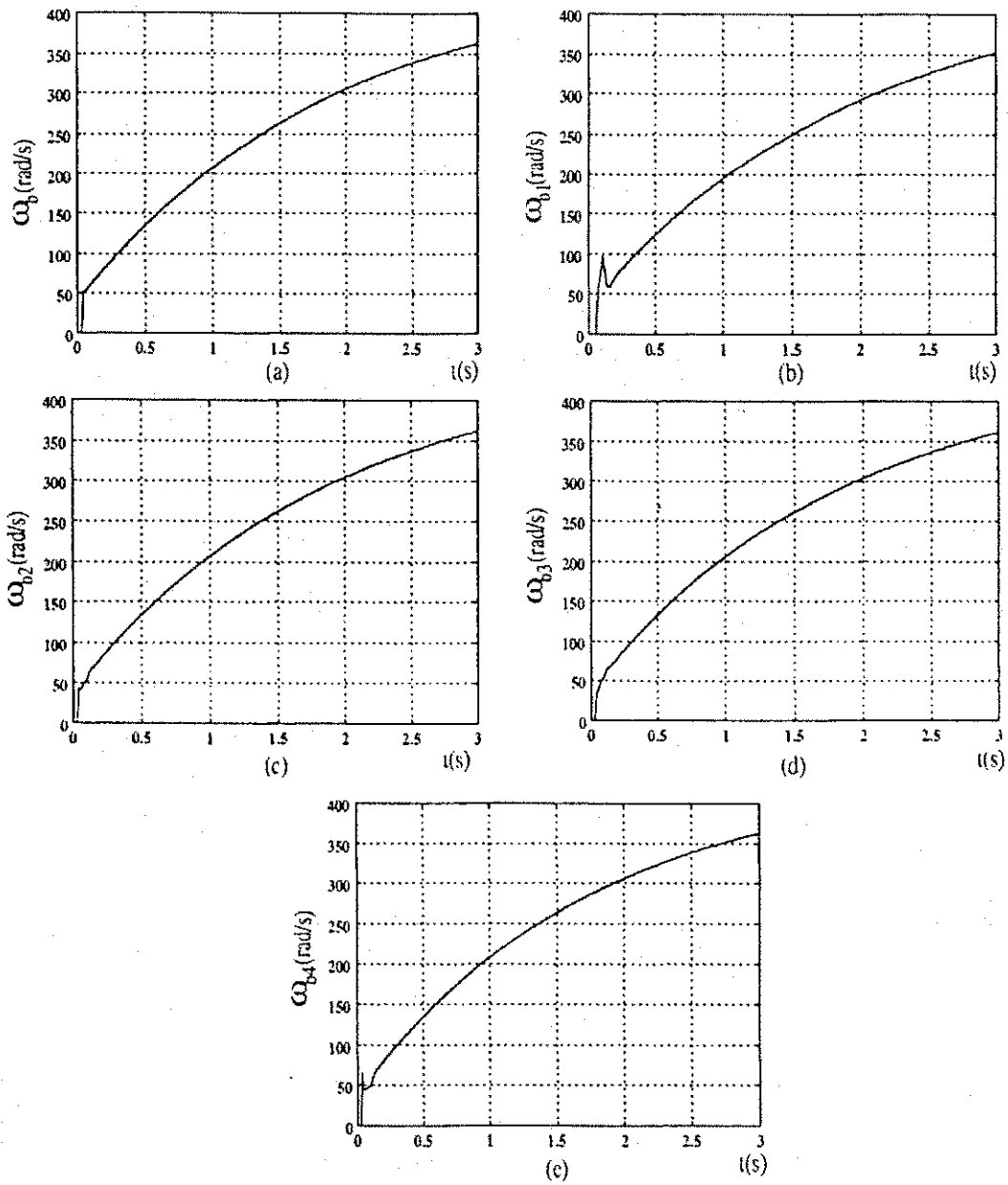
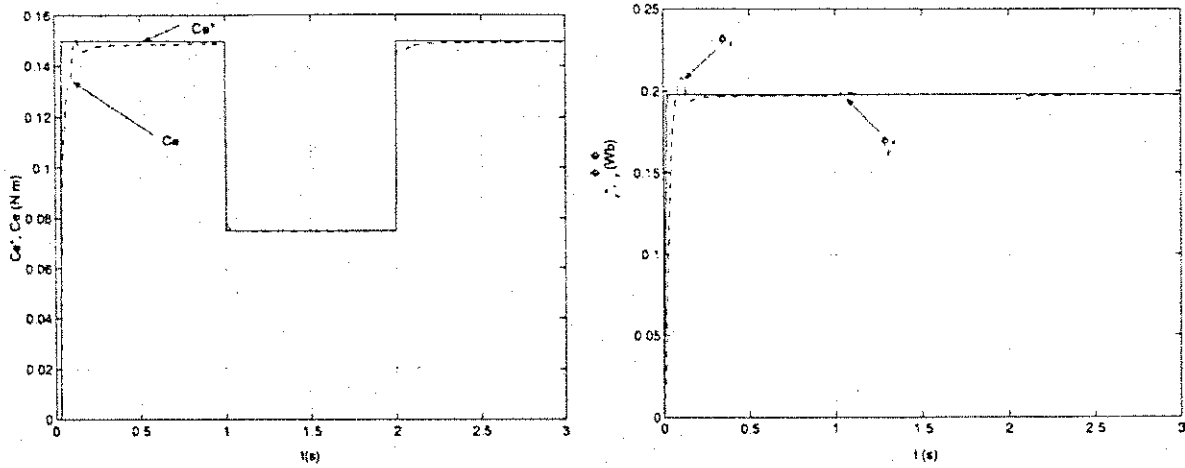
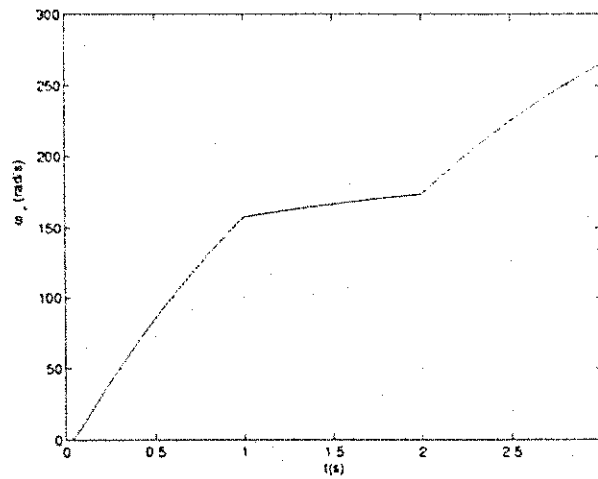


Figura 4.3: Cálculo de ω_b : (a) utilizando velocidade medida; modelo de (b) tensão de eixo d; (c) tensão de eixo q; (d) potência reativa e (e) potência ativa.



(a)

(b)



(c)

Figura 4.4: Características transitórias do IFOC padrão submetido a uma variação do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.

era imposto o fluxo de referência, era bastante alto devido ao valor de v_{sd}^{b*} no numerador da equação (4.6), causando a instabilidade.

Modelo de tensão de eixo q

A Figura 4.6 apresenta os resultados de simulação para o IFOC utilizando o modelo de tensão de eixo q para a estimação de ω_b . Neste caso, o tempo de resposta e o valor de regime permanente foram satisfatórios tanto para o conjugado, figura 4.6(a), como o fluxo rotótico, figura 4.6(b), apresentando características de transitório para uma variação de conjugado equivalentes ao IFOC padrão. A variação da velocidade angular acompanhou os transitórios de conjugado, como mostrado na figura 4.6(c).

Modelo de Potência reativa

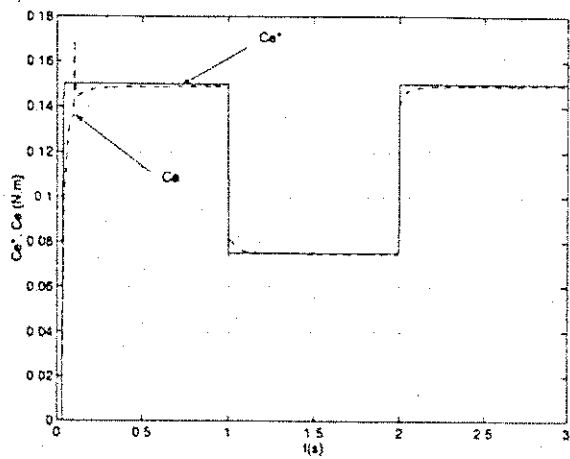
A Figura 4.7 apresenta os resultados de simulação para o IFOC utilizando o modelo de potência reativa para a estimação de ω_b . Neste caso, o tempo de resposta e o valor de regime permanente foram satisfatórios tanto para o conjugado, figura 4.7(a), como o fluxo rotótico, figura 4.7(b), apresentando características de transitório para uma variação de conjugado equivalentes ao IFOC padrão. A variação da velocidade angular acompanhou os transitórios de conjugado, como mostrado na figura 4.7(c).

Modelo de Potência ativa

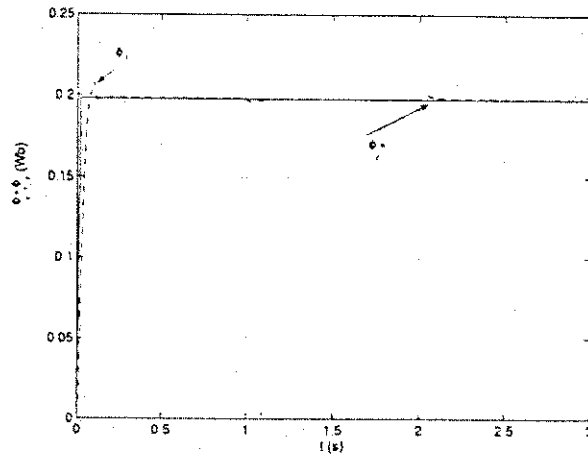
Apesar da estimação de ω_b a partir do modelo de potência ativa ser satisfatório (ver figura 4.3) quando o IFOC padrão é utilizado, o controle da máquina baseado neste modelo apresentou instabilidade na simulação. Neste caso o valor de ω_b estimado sempre tendia para zero.

4.3.3 Variação paramétrica

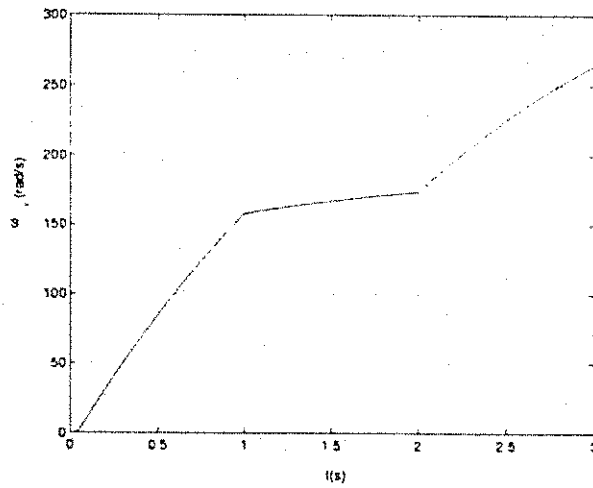
Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o IFOC utilizando a velocidade medida e os modelos propostos sendo submetidos a um fluxo rotótico de referência $\phi_r^* = 0,2Wb$, um conjugado de referência $Ce^* = 0,15Nm$ para $t \in [0; 3]$ e uma variação no valor da resistência rotórica r_r em $t = 1,5s$. Isto é, é considerado o valor nominal da resistência rotórica para $t \in [0; 1,5]$ e um valor 50% maior que o seu valor nominal para $t \in [1,5; 3]$ no parâmetro utilizado para o controle da máquina. Note que o parâmetro da máquina não é alterado, mas sim, o parâmetro utilizado para o controle da máquina. O



(a)

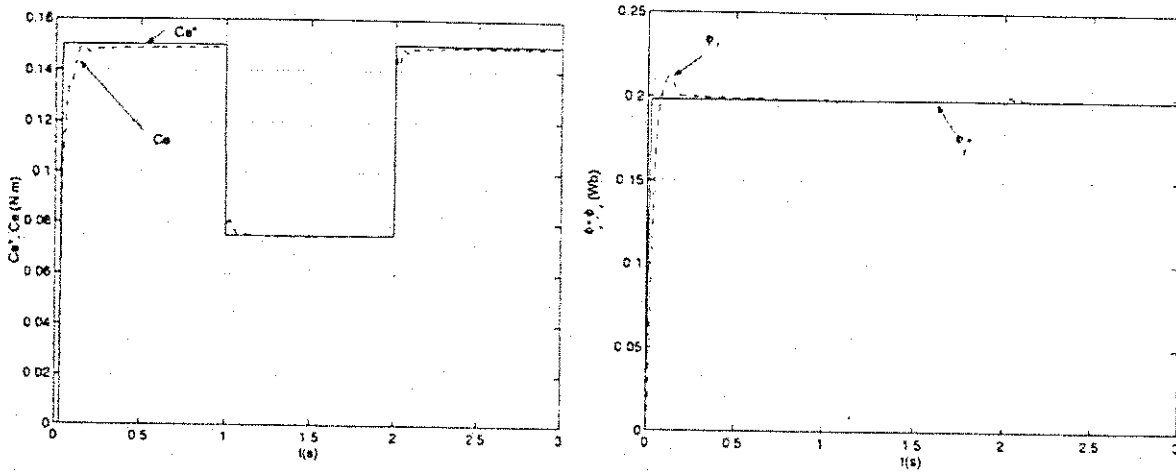


(b)



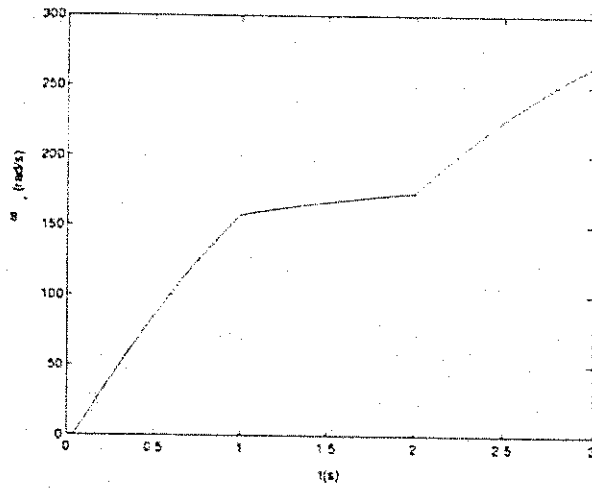
(c)

Figura 4.5: Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo d submetido a uma variação do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.



(a)

(b)



(c)

Figura 4.6: Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a uma variação do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.

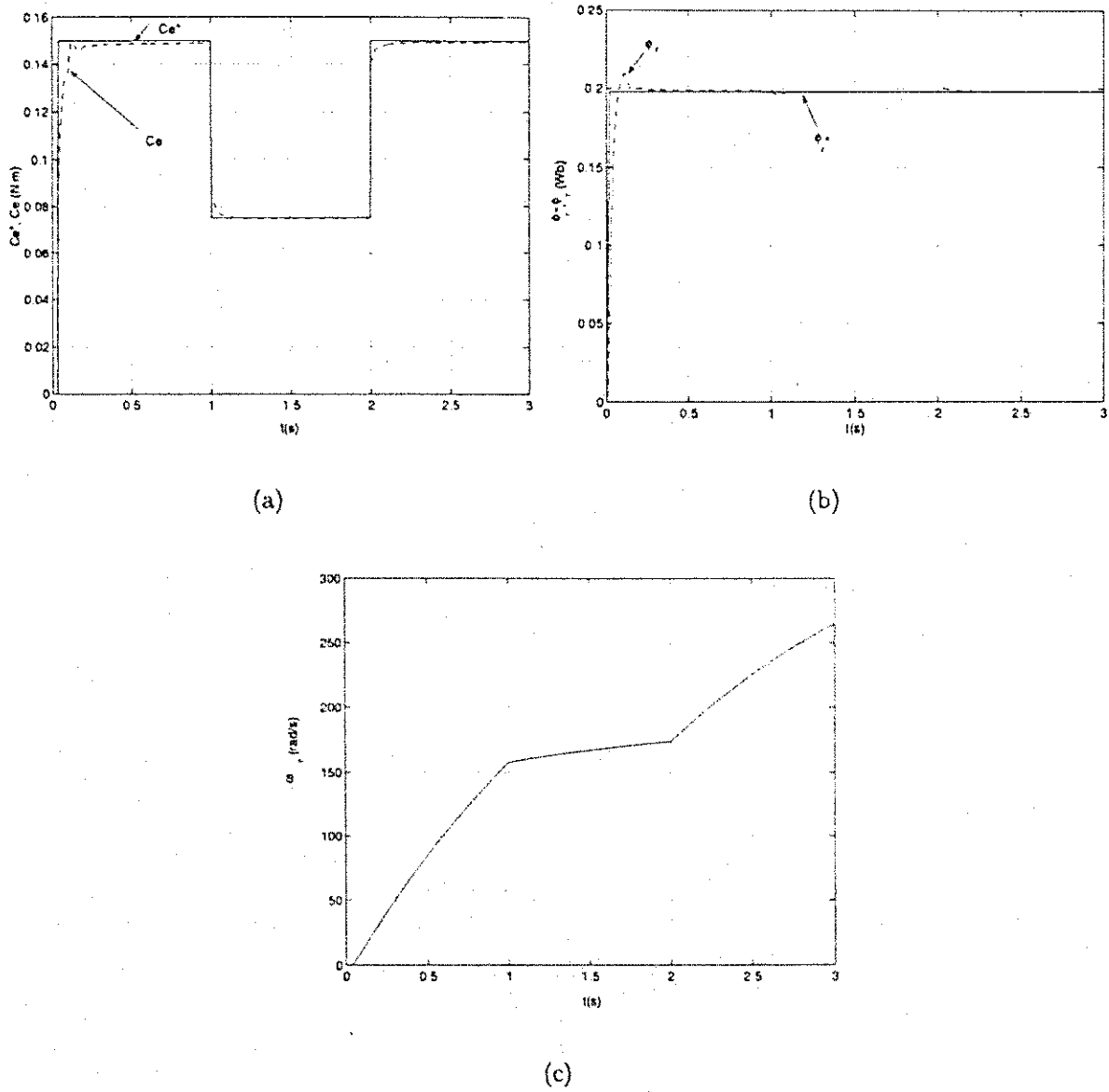


Figura 4.7: Características transitórias do IFOC com modelo de potência reativa submetido a uma variação do conjugado de referência: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.

IFOC com modelo de potência ativa foi instável quando submetido à variação da constante de tempo rotórica, portanto, não será apresentado.

IFOC padrão

A Figura 4.8 apresenta os resultados de simulação para o IFOC padrão. Neste caso, o cálculo da frequência de escorregamento depende do valor da resistência rotórica, portanto, a variação deste parâmetro resulta no cálculo errado da frequência do vetor fluxo rotórico e consequentemente, no acoplamento entre fluxo e conjugado. Dessa forma, o conjugado da máquina tende a ser menor que o conjugado de referência, como mostrado na figura 4.8(a). A variação de τ_r não alterou o módulo do fluxo rotórico na máquina, como mostrado na figura 4.8(b). A variação da velocidade angular acompanhou a diminuição de conjugado na máquina, ver figura 4.7(c).

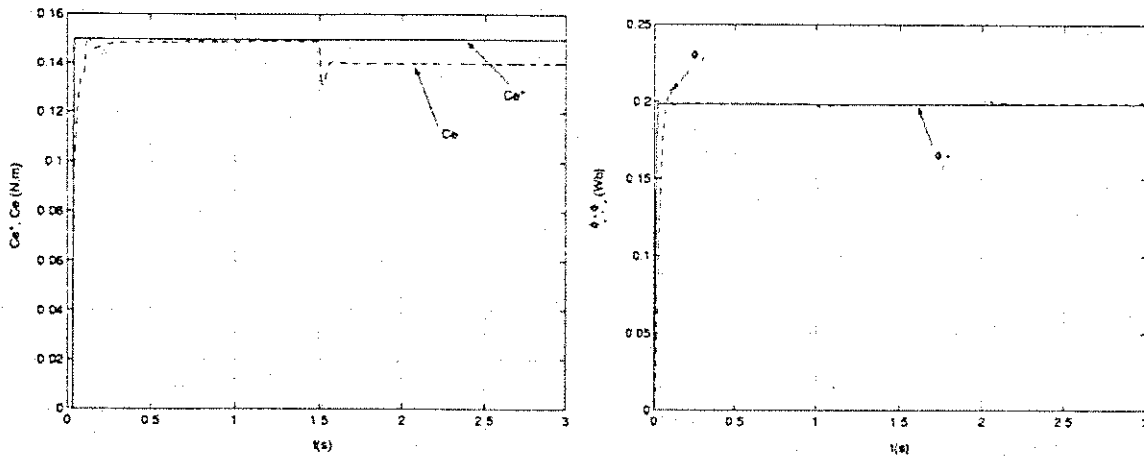
Modelo de tensão de eixo d

A Figura 4.9 apresenta os resultados de simulação para o IFOC com modelo de tensão de eixo d submetido a uma variação da resistência rotórica. Neste caso, o cálculo da frequência do vetor fluxo rotórico ω_b não depende da resistência rotórica, portanto uma variação neste parâmetro não afeta o conjugado nem tampouco o fluxo rotórico da máquina, como pode ser notado a partir das figuras 4.9(a) e 4.9(b). A velocidade rotórica elétrica da máquina também não é afetada pela variação paramétrica, como mostrado na figura 4.9(c).

Para o modelo de tensão de eixo d , a utilização do ω_b no instante inicial leva a uma instabilidade no sistema que foi solucionada a partir da substituição de ω_b pela frequência de escorregamento ω_{br} no início do controle, isto é, para $t \in [0; 0, 1]$.

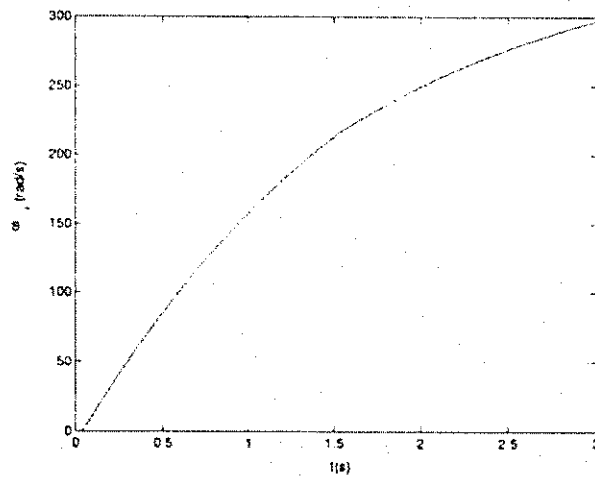
Modelo de tensão de eixo q

A Figura 4.10 apresenta os resultados de simulação para o IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a uma variação da resistência rotórica. Neste caso, o cálculo da frequência do vetor fluxo rotórico ω_b não depende da resistência rotórica, portanto uma variação neste parâmetro não afeta o controle da máquina, como pode ser notado a partir das curvas do conjugado, fluxo rotórico e velocidade rotórica elétrica da máquina, mostrados nas figuras 4.10(a), 4.10(b) e 4.10(c) respectivamente.



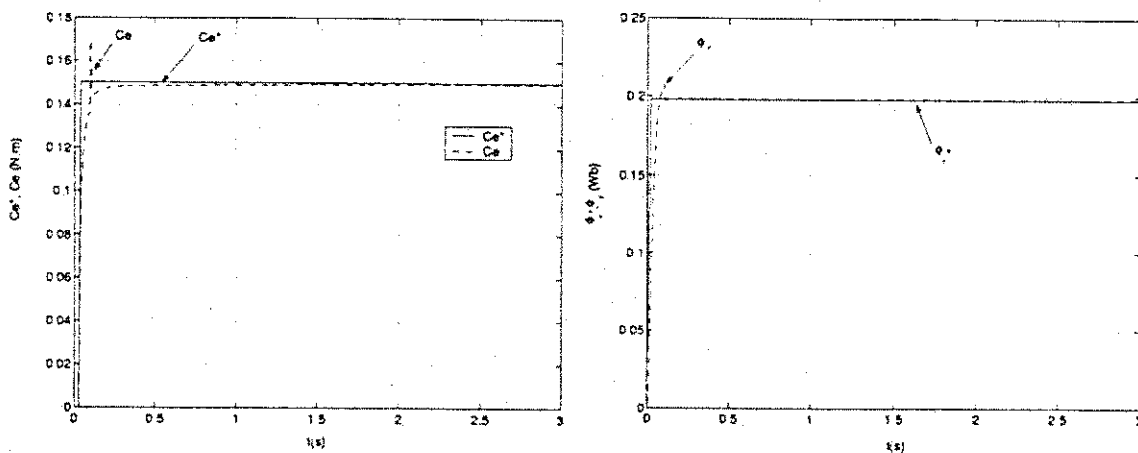
(a)

(b)



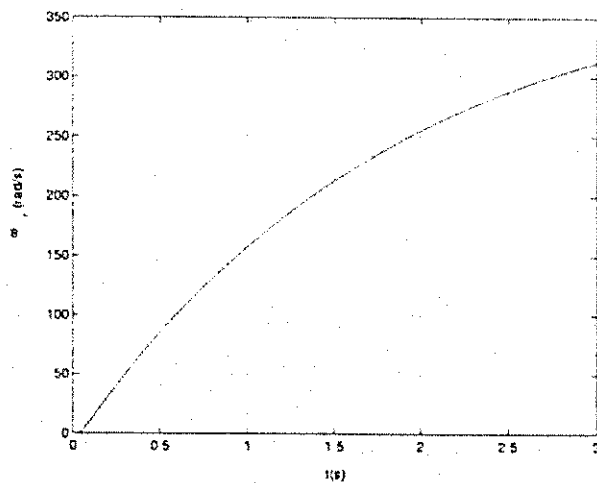
(c)

Figura 4.8: Características transitórias do IFOC padrão submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.



(a)

(b)



(c)

Figura 4.9: Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo d submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.

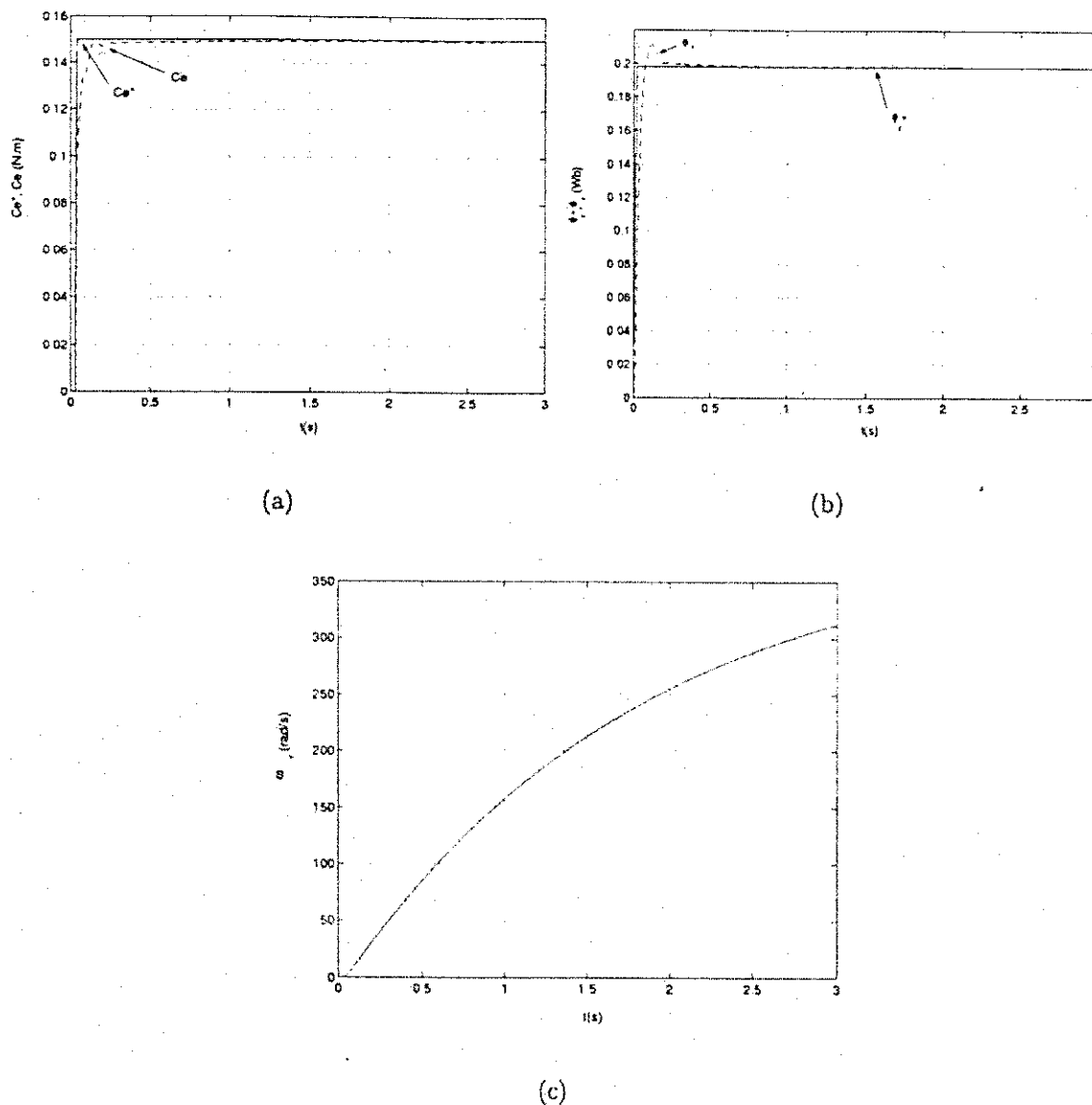


Figura 4.10: Características transitórias do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.

Modelo de potência reativa

A Figura 4.11 apresenta os resultados de simulação para o IFOC com modelo de potência reativa submetido a uma variação da resistência rotórica. Neste caso, o cálculo da frequência do vetor fluxo rotórico ω_b não depende da resistência rotórica, portanto uma variação neste parâmetro não afeta o controle da máquina, como pode ser notado a partir das curvas do conjugado, fluxo rotórico e velocidade rotórica elétrica da máquina, mostrados nas figuras 4.11(a), 4.11(b) e 4.11(c) respectivamente.

Modelo de potência ativa

O IFOC com o modelo de potência ativa submetido a uma variação de resistência rotórica apresentou instabilidade, portanto os resultados de simulação para este caso não são mostrados.

4.4 Resultados Experimentais

A estratégia para eliminação do sensor de velocidade e o IFOC padrão foram testados experimentalmente em laboratório, sendo submetidos a um transitório de conjugado e a uma variação da resistência rotórica. Nos testes realizados foram utilizados um microcomputador (PC-Pentium-266MHz) com uma placa de aquisição de dados, um motor de indução trifásico, cujo parâmetros são mostrados na Tabela 4.1, um inversor fonte de tensão trifásico a IGBT e um encoder óptico absoluto.

A utilização do IFOC com modelo de tensão de eixo d e potência ativa levou a uma instabilidade no sistema, portanto não serão apresentados. Os resultados experimentais são mostrados a seguir. Diferentemente dos resultados de simulação, são mostrados ao invés do conjugado e fluxo rotórico na máquina, as correntes dq estatóricas no referencial fluxo rotórico.

4.4.1 Transitório de conjugado

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais para o IFOC utilizando a velocidade medida e os modelos de tensão de eixo q e de potência reativa submetidos a um fluxo rotórico de referência $\phi_r^* = 0,2Wb$ e um transitório de conjugado de referência $Ce^* = 0,15Nm$ para $t \in [0; 3]$, $Ce^* = 0,075Nm$ para $t \in [3; 6]$ e $Ce^* = 0,15Nm$ para $t \in [6; 8]$. O instante $t = 0s$ mostrado nos resultados representa o instante inicial

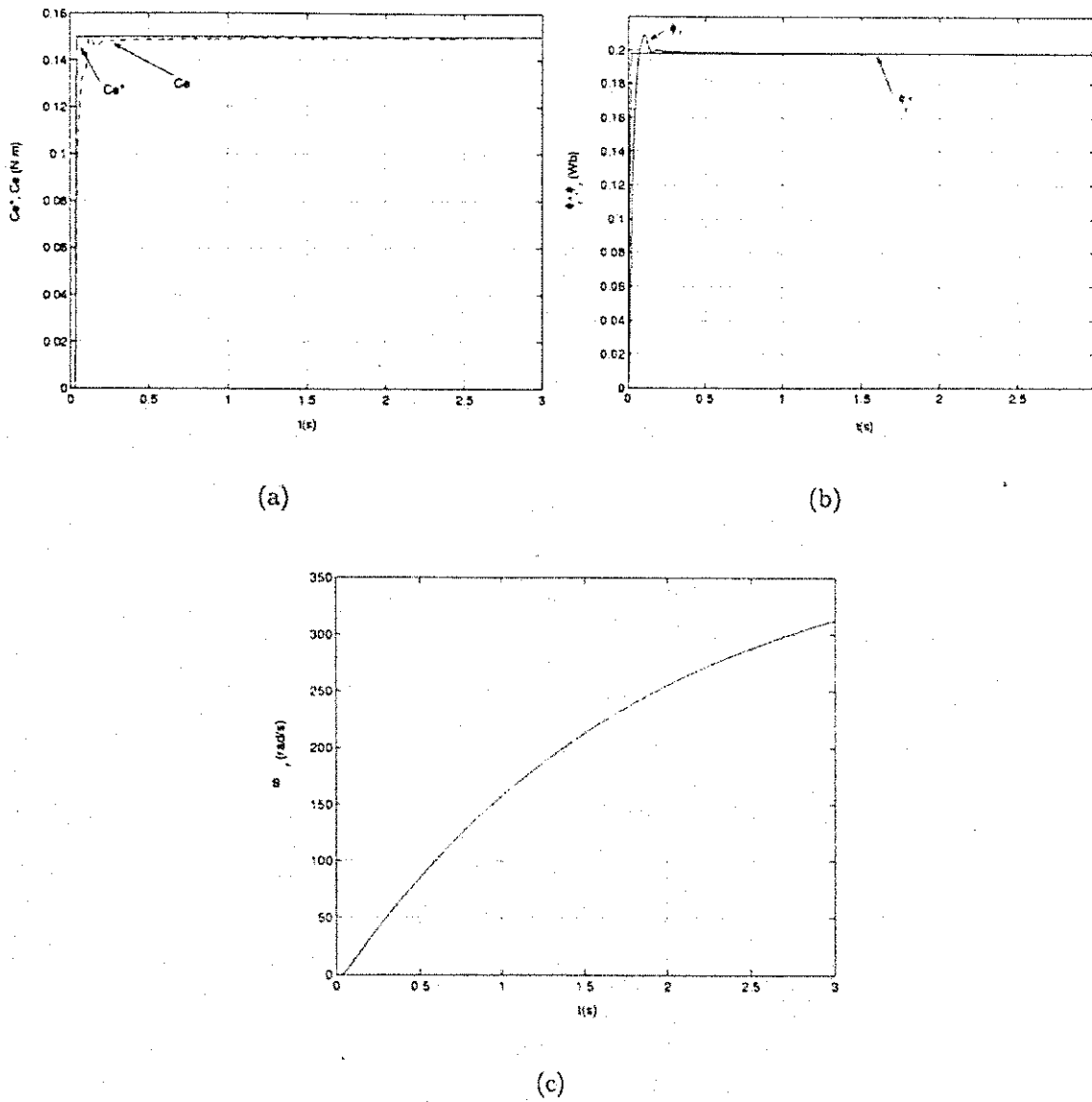


Figura 4.11: Características transitórias do IFOC com modelo de potência ativa submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) conjugado, (b) fluxo rotórico e (c) velocidade.

de aquisição e neste instante a máquina está em regime permanente para $\phi_r^* = 0,2Wb$ e $Ce^* = 0,15Nm$.

IFOC padrão

A Figura 4.12 apresenta os resultados experimentais para o IFOC padrão. A corrente estatórica de eixo d no referencial fluxo rotórico i_{sd}^b , mostrada na figura 4.12(a), se manteve constante conforme a referência de fluxo rotórico. A corrente estatórica de eixo q no referencial fluxo rotórico i_{sq}^b , mostrada na figura , seguiu a sua referência de corrente que é determinada pelo conjugado de referência. Nota-se que a aceleração na máquina acompanhou a variação do conjugado de referência, como mostrado na figura 4.12(c) da velocidade rotórica elétrica da máquina.

Modelo de tensão de eixo q

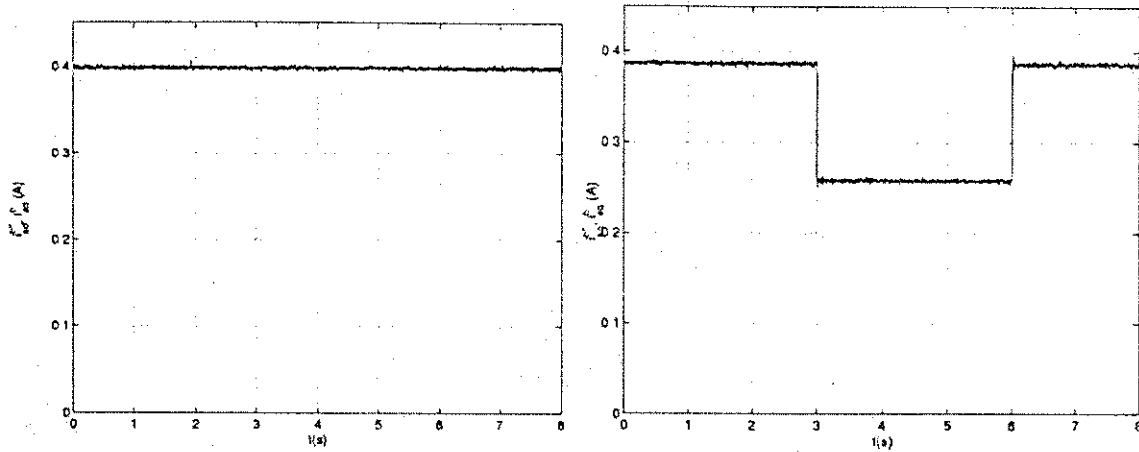
A Figura 4.13 apresenta os resultados experimentais para o IFOC com o modelo de tensão de eixo q . Mesmo com eliminação do sensor de velocidade os resultados foram equivalentes ao IFOC padrão, como pode ser observado a partir das correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b e da velocidade rotórica elétrica da máquina, mostrados nas figuras 4.13(a), 4.13(b) e 4.13(c), respectivamente.

Modelo de potência reativa

A Figura 4.14 apresenta os resultados experimentais para o IFOC com o modelo de potência reativa. Neste caso, as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b apresentaram respostas satisfatórias, como mostrado nas figuras 4.14(a) e 4.14(b). Porém, o conjugado da máquina no transitório entre $t = 3s$ e $t = 6s$ não seguiu perfeitamente a referência, tendo em vista uma maior variação da velocidade rotórica elétrica da máquina (ver figura 4.14(c)) em comparação com a resposta do IFOC padrão.

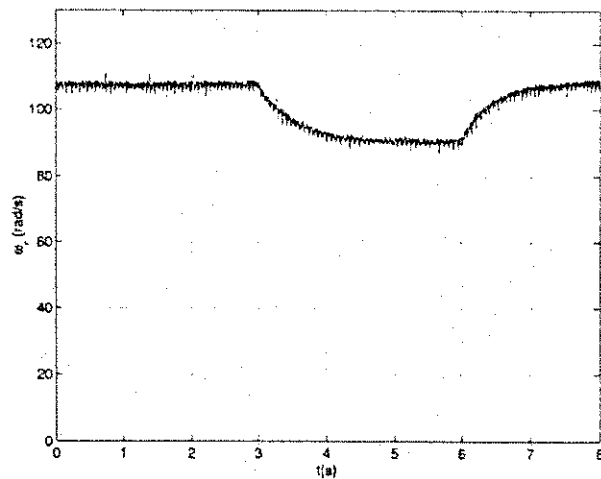
4.4.2 Variação paramétrica

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais para o IFOC utilizando a velocidade medida e os modelos de tensão de eixo q e de potência reativa sendo submetidos a um fluxo rotórico de referência $\phi_r^* = 0,2Wb$, um conjugado de referência $Ce^* = 0,15Nm$ para $t \in [0; 8]$ e uma variação no valor da resistência rotórica r_r em $t = 8,0s$. Neste caso, é considerado o valor nominal da resistência rotórica para $t \in [0; 4]$ e um valor 50% maior que o seu valor nominal para $t \in [4; 8]$ no parâmetro utilizado para o controle da máquina.



(a)

(b)



(c)

Figura 4.12: Resultados experimentais do IFOC padrão submetido a um transitório de conjugado: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.

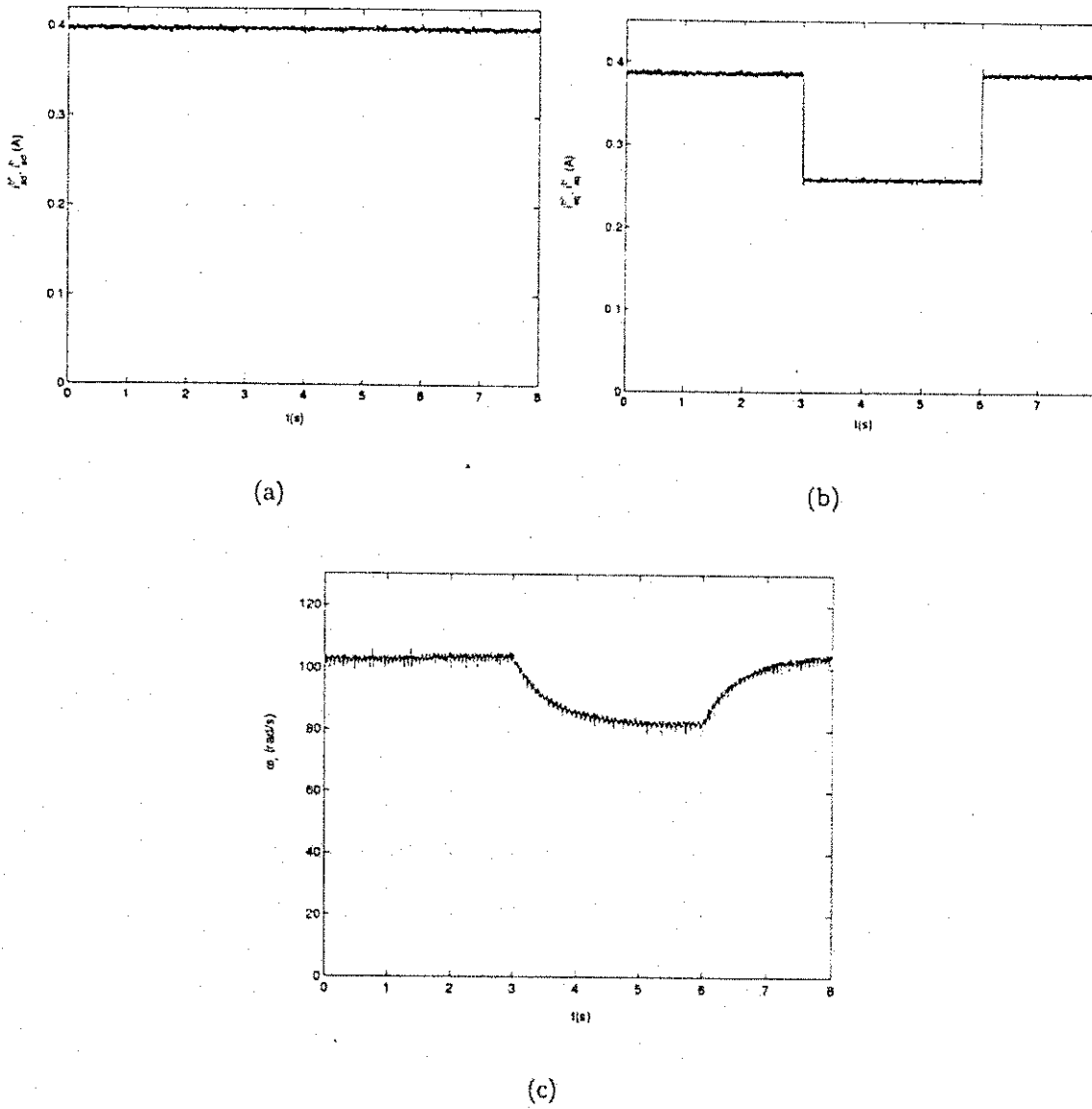


Figura 4.13: Resultados experimentais do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a um transitório de conjugado: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.

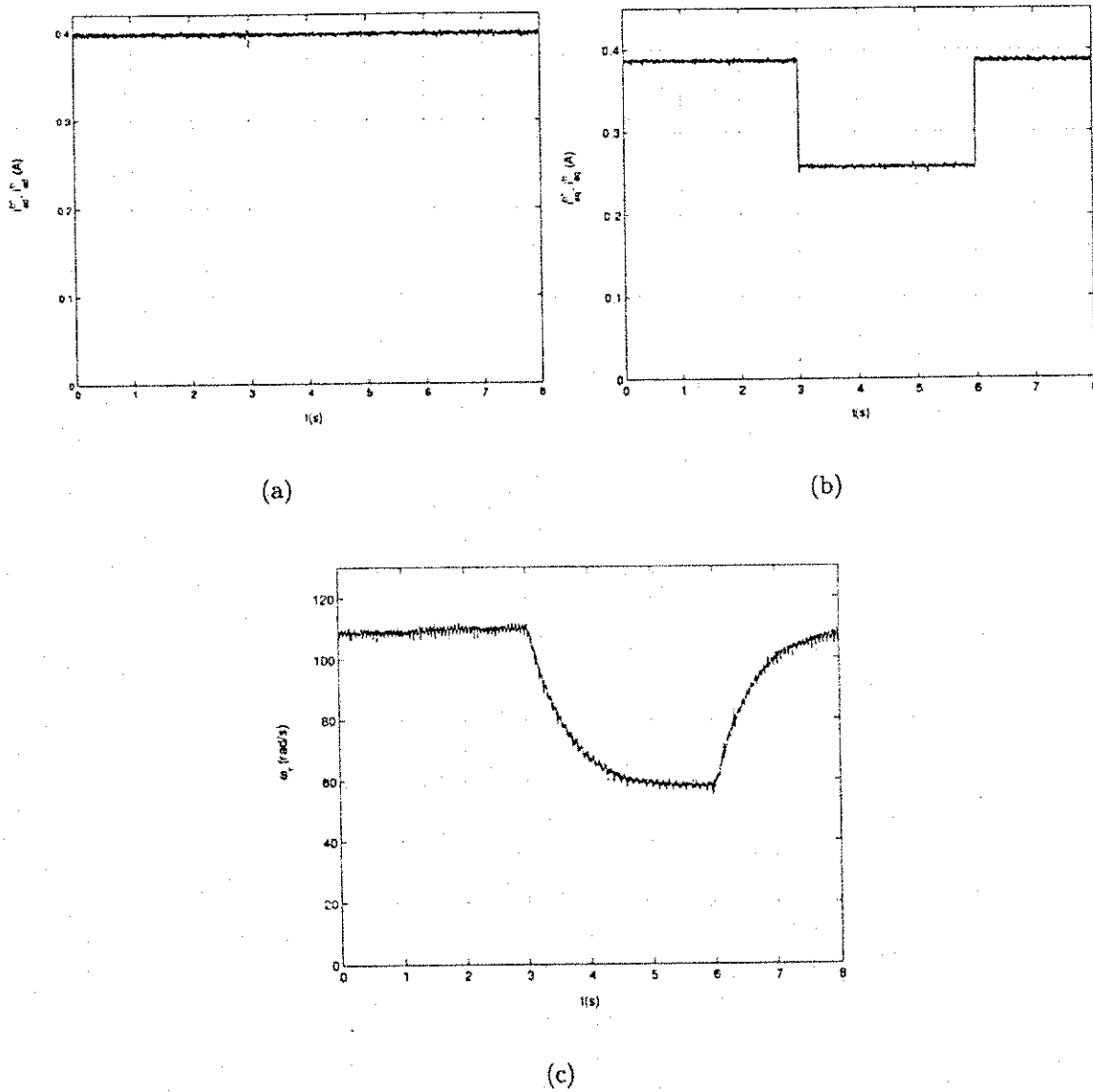


Figura 4.14: Resultados experimentais do IFOC com modelo de potência reativa submetido a um transitório de conjugado: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.

Dessa forma, a máquina não é alterada mas sim, o parâmetro utilizado para o controle da máquina. Novamente o instante $t = 0s$ representa o instante inicial de aquisição dos dados e um instante em que a máquina está em regime permanente para $\phi_r^* = 0,2Wb$ e $Ce^* = 0,15Nm$.

IFOC padrão

A Figura 4.15 apresenta os resultados experimentais para o IFOC padrão. O erro no valor calculado de ω_b , causado pela variação do valor da resistência rotórica no controle da máquina, resultou numa diminuição do conjugado na máquina, como pode ser observado a partir da variação da velocidade na máquina, mostrada na figura 4.15(c). Neste caso, as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b seguiram a referência, ver figuras 4.15(a) e 4.15(b), porém, como ocorre o acoplamento entre fluxo e conjugado, há diminuição do conjugado na máquina.

Modelo de tensão de eixo q

A Figura 4.16 apresenta os resultados experimentais para o IFOC com o modelo de tensão de eixo q. Neste caso, o valor da resistência rotórica não é utilizado para o cálculo de ω_b , portanto a variação deste parâmetro não afeta controle da máquina. Note que a velocidade rotórica elétrica da máquina não sofreu alteração após a variação de τ_r , como mostrado na figura 4.16(c). As correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b são mostradas nas figuras 4.16(a) e 4.16(b), respectivamente.

Modelo de potência reativa

A Figura 4.17 apresenta os resultados experimentais para o IFOC com o modelo de potência reativa. Da mesma forma que o IFOC com o modelo de tensão de eixo q, neste caso, o controle da máquina não sofreu alteração após a variação de τ_r . As correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b e a velocidade rotórica elétrica da máquina são mostradas nas figuras 4.17(a), 4.17(b) e 4.17(c), respectivamente.

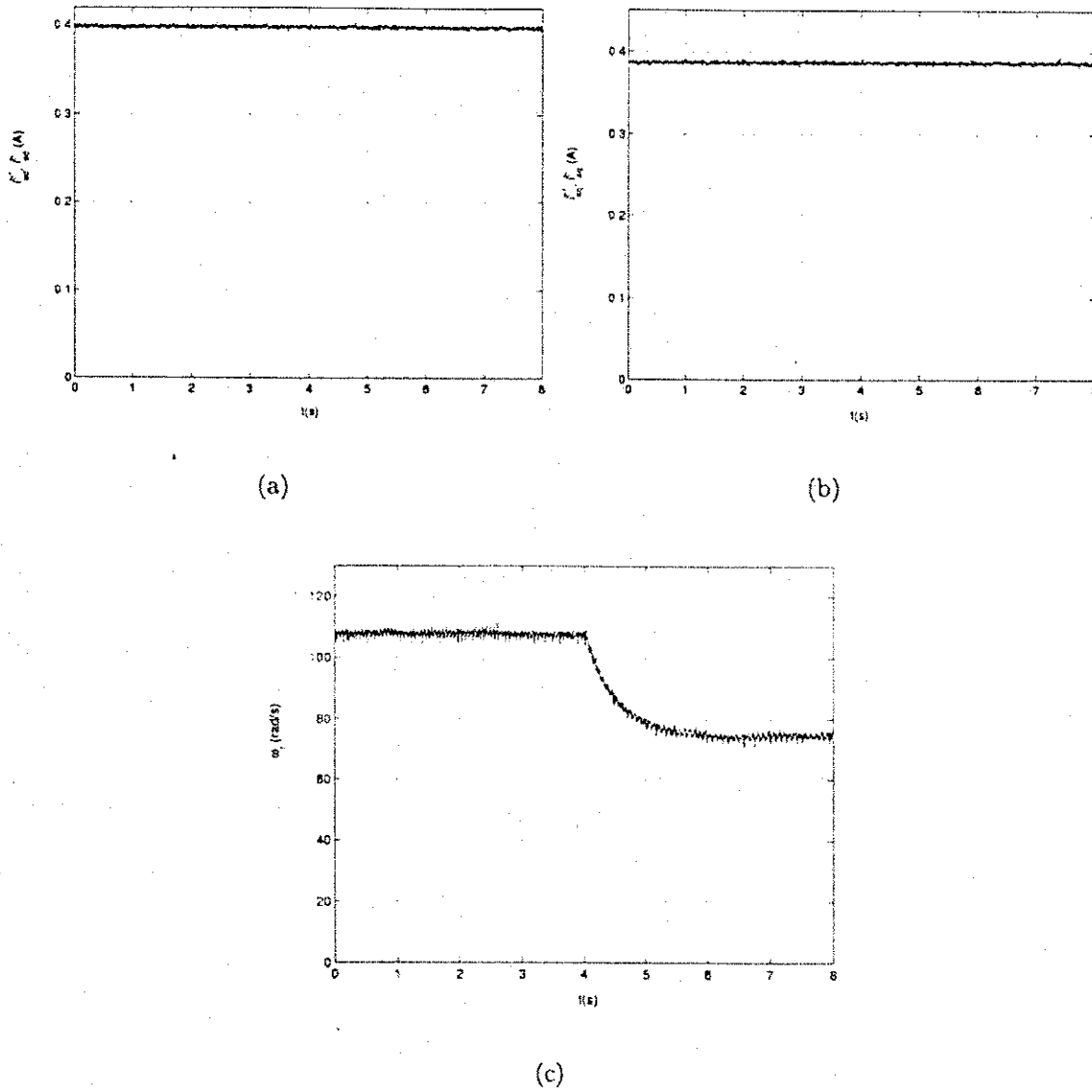


Figura 4.15: Resultados experimentais do IFOC padrão submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.

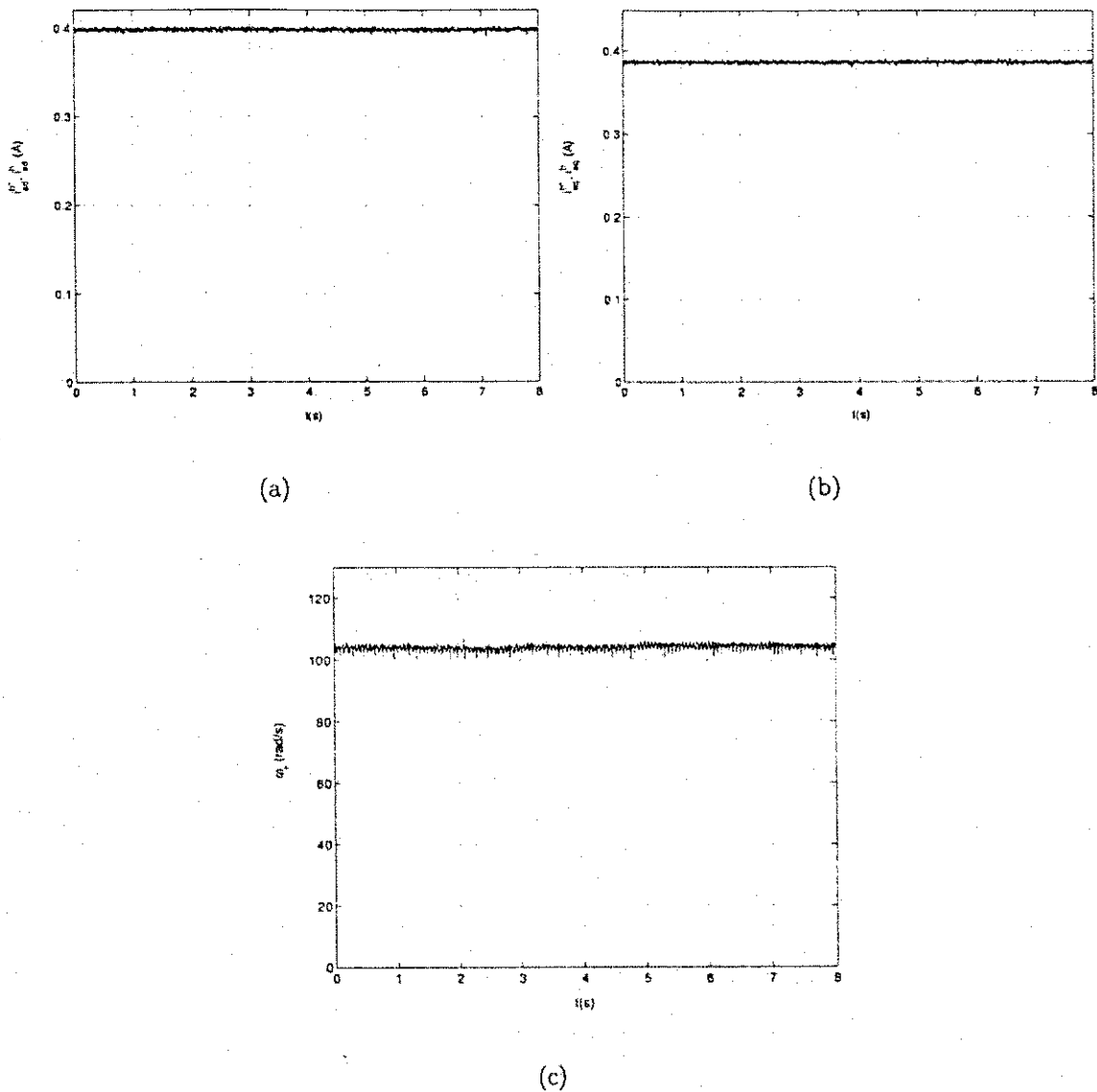


Figura 4.16: Resultados experimentais do IFOC com modelo de tensão de eixo q submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.

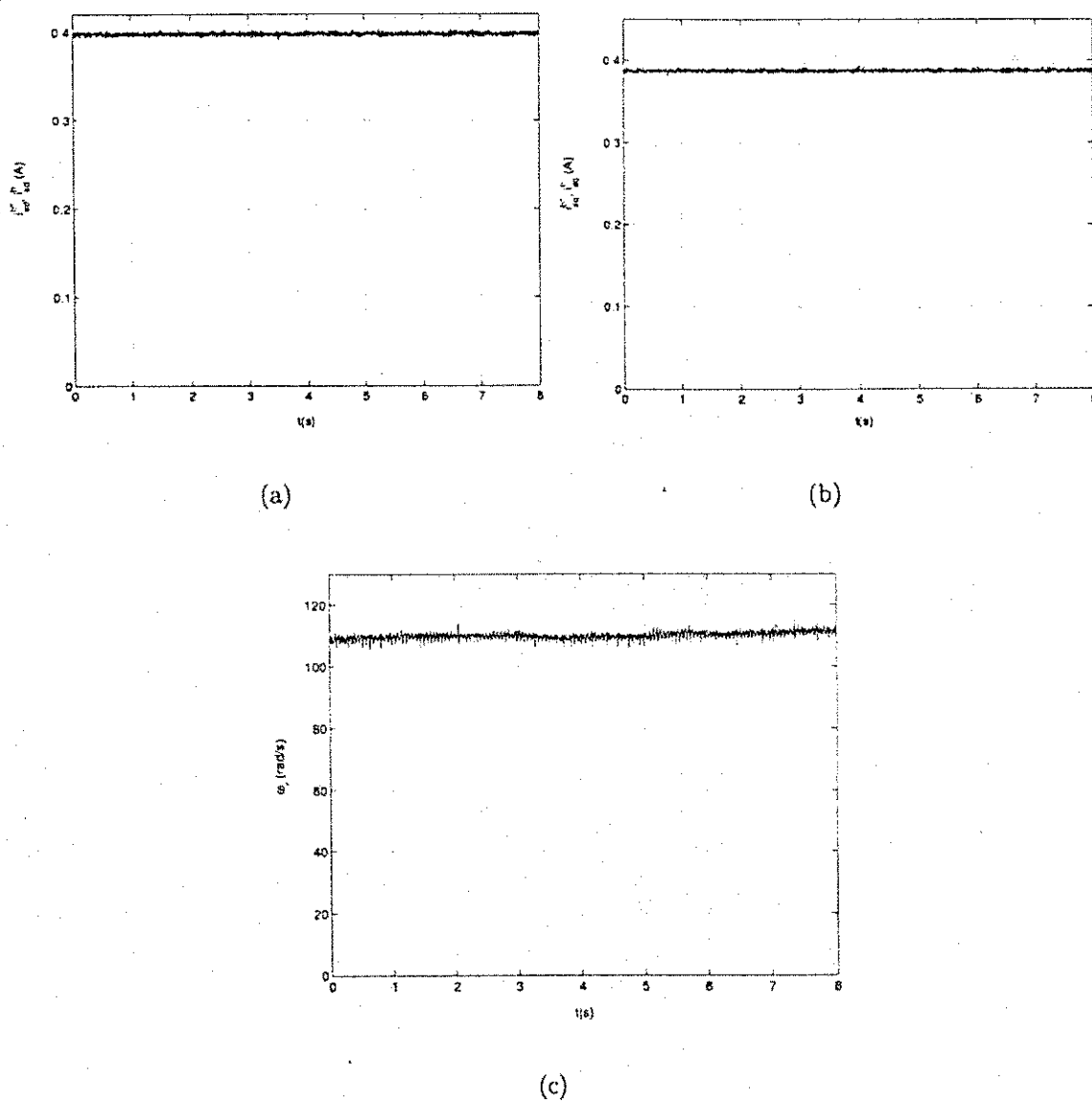


Figura 4.17: Resultados experimentais do IFOC com modelo de potência reativa submetido a uma variação do valor da resistência rotórica: (a) corrente de eixo d, (b) corrente de eixo q e (c) velocidade.

4.5 Conclusão

Neste capítulo foi proposta uma estratégia para eliminação da dependência da velocidade e da constante de tempo rotórica no controle indireto orientado pelo campo de máquinas de indução. A estratégia foi baseada na utilização de quatro modelos para o cálculo da frequência do vetor fluxo rotórico. Foram eles, o modelo de tensão de eixo d , de tensão de eixo q , de potência reativa e potência ativa.

Os resultados de simulação mostraram que todos os modelos estimaram corretamente a velocidade do vetor fluxo rotórico ω_{br} quando o controle da máquina foi realizado utilizando a velocidade medida pelo sensor para o cálculo de ω_{br} . No entanto, quando no controle foi utilizado a estimação de ω_{br} , o modelo de potência ativa levou a uma instabilidade no sistema. Os modelos de tensão de eixo d , de eixo q e de potência reativa apresentaram resultados satisfatórios quando submetidos a um transitório de conjugado e a uma variação do valor da resistência rotórica. Entretanto note que o modelo de tensão de eixo d teve que ser alterado na partida.

Nos resultados experimentais o modelo de potência ativa novamente levou o sistema a uma instabilidade, da mesma forma que na simulação. Porém, o modelo de tensão de eixo d que apresentou bons resultados na simulação, no experimento, também levou a uma instabilidade no sistema. Apenas os modelos de tensão de eixo d e de potência reativa apresentaram resultados satisfatórios acima das baixas velocidades, tendo o modelo de eixo q apresentado melhor desempenho pelo fato do sistema ter obtido resposta equivalente ao caso do IFOC padrão quando submetido a um transitório de conjugado e considerando a constante de tempo rotórica correta. Com a variação paramétrica, os modelos de tensão de eixo d e de potência reativa mantiveram a operação normal em regime permanente, enquanto no IFOC padrão houve uma diminuição do conjugado da máquina. Portanto, a utilização desta estratégia dispensa a utilização do sensor de velocidade (quando apenas o controle de fluxo e conjugado é necessário) e elimina a influência da variação da resistência rotórica.

Capítulo 5

Tensão de Modo Comum

5.1 Introdução

A disponibilidade de dispositivos de chaveamento com melhores características elétricas tem resultado em considerável aumento no desempenho de acionamento de máquinas com frequência variável [5], sobretudo, devido à possibilidade de geração de tensão com maior frequência de chaveamento.

Simultaneamente, foi constatado que o chaveamento em alta frequência pode originar sérios problemas em máquinas acionadas por inversores PWM [10]. O desgaste mecânico de mancais, por exemplo, tem sido frequentemente observado neste tipo de sistema.

Uma das consequências deste problema é o aparecimento de ruídos audíveis nos motores que são bastante indesejáveis em ambientes como "cleanrooms" [1]. Em casos mais graves, os mancais podem ser rompidos parализando o funcionamento da máquina.

O desgaste mecânico dos mancais é atribuído às correntes que fluem nos próprios mancais e à tensão no eixo da máquina [12]. Vários estudos têm demonstrado que a tensão de modo comum alternadas nos enrolamentos do rotor e estator geradas por inversores convencionais são a principal causa do aumento da tensão no eixo da máquina. Nesses estudos, foram apresentados modelos e fórmulas para os principais elementos do sistema que têm influência na tensão do eixo do rotor e corrente nos mancais em máquinas acionadas por inversor PWM [11, 40].

As soluções para o desgaste dos mancais têm se concentrado na diminuição da tensão de modo comum pelo fato de não precisarem de equipamento adicional nem tampouco de mudanças na estrutura da máquina. Novas estratégias de modulação foram propostas com esse objetivo, [38, 43]. Apesar de apresentarem bom desempenho quanto à diminuição da tensão de modo comum, os melhores resultados foram obtidos a partir de soluções que

apresentavam custo adicional.

Recentemente a Rockwell Automation fabricou uma nova linha de motores de indução com blindagem eletrostática que previnem o desgaste prematuro dos mancais da máquina [8]. Jouanne [31] apresentaram um inversor com ponte dupla para o acionamento de um motor de indução com circuito duplo. Outras soluções que necessitam de adição de equipamentos se baseiam na introdução de filtros de saída [32, 46] ou circuitos ativos [41] entre o inversor PWM e os pólos do motor.

Nesse contexto, a utilização de uma máquina com quatro fases surge como uma alternativa para a investigação da eliminação de tensão de modo comum em máquinas acionadas por inversor PWM.

5.2 Tensão de modo comum em máquinas de indução

Uma típica fonte de tensão senoidal trifásica é balanceada e simétrica sob condições normais. Ou seja, a soma vetorial das três fases é sempre igual a zero. Dessa forma, é normal que o neutro do circuito tenha uma tensão nula. No entanto, este não é o caso para fontes de tensão trifásicas chaveadas que utilizam PWM. Nessas fontes uma tensão cc é convertida em tensões trifásicas. Embora as componentes de frequência fundamental sejam simétricas e balanceadas, é impossível fazer a soma das três tensões de saída instantaneamente igual a zero com apenas dois níveis de tensão disponíveis. Portanto, a tensão resultante no neutro é não nula. Esta tensão pode ser definida como a tensão de modo comum. Esta é medida no ponto do neutro de qualquer carga, e.g., o ponto de estrela do circuito do motor. A tensão de modo comum (v_{n0}) em uma máquina de indução trifásica equilibrada é dada pela média aritmética das tensões nos seus pólos. Dessa forma,

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{10} + v_{20} + v_{30}) \quad (5.1)$$

Quando esta máquina é alimentada por tensões senoidais equilibradas, do tipo

$$\begin{aligned} v_{10} &= V \text{sen}(\omega t) \\ v_{20} &= V \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ v_{30} &= V \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{aligned}$$

a tensão de modo comum será dada por

$$v_{n0} = \frac{1}{3}V [\text{sen}(\omega t) + \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + \text{sen}(\omega t + 120^\circ)] = 0$$

Portanto, neste caso, a soma instantânea das tensões nos pólos da máquina é zero e, conseqüentemente, a tensão de modo comum é nula.

Para uma máquina de indução trifásica alimentada por um inversor fonte de tensão PWM, como mostrado na Figura 5.1, as tensões em cada pólo do motor podem instantaneamente ser $+\frac{E}{2}$ ou $-\frac{E}{2}$, conforme os estados das chaves semicondutoras q_1, q_2 e q_3 . Os estados destas chaves são associados aos valores binários '1' e '0'. O valor binário '1' corresponde ao estado de condução e '0' ao de bloqueio.

No estado '1', a tensão de saída no braço é $\frac{E}{2}$ enquanto que no estado '0' esta tensão é de $-\frac{E}{2}$. Sendo então dois o número de estados para cada um dos três braços, existem oito combinações diferentes de estados das chaves. Na tabela 5.1 são mostradas as oito combinações de estados com os valores das tensões em cada pólo da máquina e a tensão de modo comum resultante, calculada a partir da equação (5.1). Note que em nenhuma das oito combinações a tensão de modo comum é nula. Portanto, nesse sistema é impossível eliminar instantaneamente a tensão de modo comum.

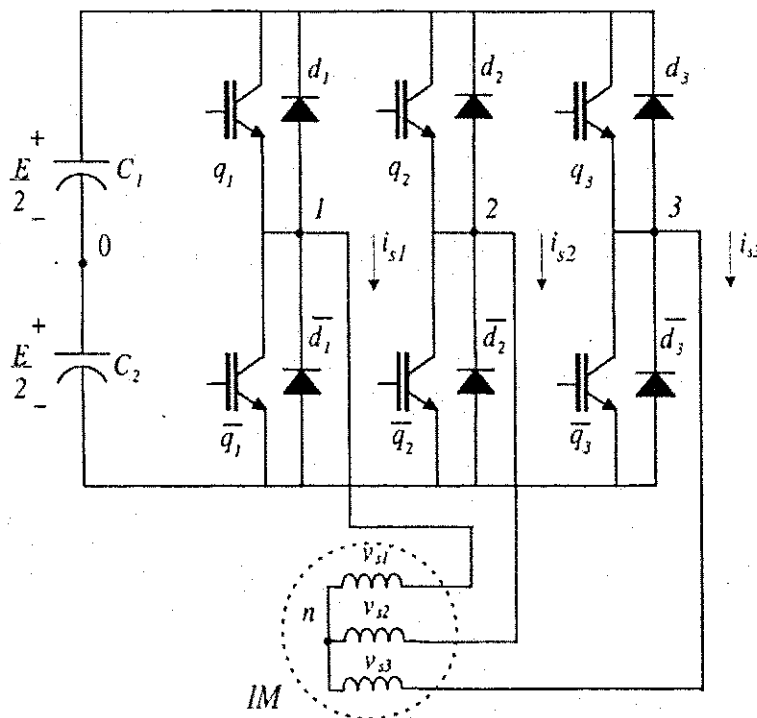


Figura 5.1: Topologia do inversor trifásico

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

Tabela 5.1: Estados do Inversor

5.3 Circuito equivalente de modo comum

Uma capacitância é criada sempre que dois componentes condutivos são separados por um isolante. As capacitâncias em um cabo e especialmente dentro de um motor são bastante pequenas. Uma pequena capacitância significa uma alta impedância para baixas frequências, dessa forma, bloqueando as correntes parasitas de baixa frequência. No entanto, pulsos rápidos produzidos por fontes de potência modernas contêm frequências bastante altas de forma que pequenas capacitâncias dentro do motor fornecem um caminho de baixa impedância para as correntes fluírem.

Na máquina de indução os circuitos do estator e do rotor juntamente com a carcaça apresentam capacitâncias de acoplamento entre si como mostrado na Figura 5.2 [9]. A capacitância do estator para a carcaça (C_{sf}) é um elemento distribuído representando o acoplamento capacitivo para a carcaça ao longo do comprimento dos condutores do estator. Para muitas investigações, o acoplamento magnético entre estator e rotor é suficiente. Porém, com o alto dv/dt apresentado com a utilização de dispositivos de chaveamento modernos, as considerações sobre o acoplamento capacitivo não podem ser ignoradas. Portanto, a capacitância entre estator e rotor (C_{sr}) e a capacitância entre rotor e carcaça (C_{rf}) devem fazer parte do modelo do motor.

Os mancais e a graxa isolante apresentam uma combinação de capacitâncias, resistências e uma impedância não-linear, ver Figura 5.3 [16]. A resistência dos aros internos e externos dos mancais resultam na resistência R_b . Além disso, cada esfera está imersa em um filme lubrificante, fazendo com que cada esfera apresente duas capacitâncias, entre o aro interno e o aro externo. Entre as esferas, os aros internos e externos são separados por lubrificante,

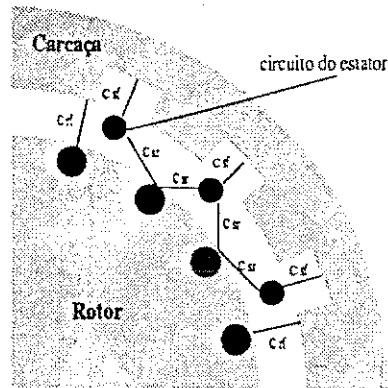


Figura 5.2: Acoplamento capacitivo no motor.

que formam uma barreira dielétrica. Portanto, é formada uma capacitância entre cada par de esfera. A impedância não-linear Z_l é resultado das anormalidades elétricas e mecânicas e a aleatoriedade dos mancais. Na representação da impedância das esferas dos mancais é apresentada uma combinação em paralelo de uma capacitância efetiva (C_b) e a impedância não-linear (Z_l). Finalmente, a graxa isolante adiciona uma capacitância em série (C_{graxa}).

A combinação do modelo dos mancais com um modelo simples inversor/motor resulta no modelo da Figura 5.4. O motor é representado como dois conjuntos de circuitos trifásicos, os circuitos do estator e rotor. O acoplamento capacitivo do estator para a carcaça está concentrado no neutro do circuito do estator enquanto que o acoplamento capacitivo entre estator e rotor conecta a rede de sequência zero do estator e rotor. Finalmente, a capacitância entre rotor e carcaça e os mancais fornecem os caminhos para o terra a partir do eixo do rotor, representado pelo neutro do rotor.

O circuito entre o neutro do estator e o neutro do rotor mostrado na figura 5.4 em série com o equivalente de modo comum do estator (r_0 e L_0) formam o circuito equivalente de modo comum do conjunto motor-inversor, como mostrado na figura 5.5. As impedâncias série (Z_{serie}) e paralela ($Z_{paralelo}$) representam os cabos e a tensão V_{sg} , a tensão MC fornecida pelo inversor.

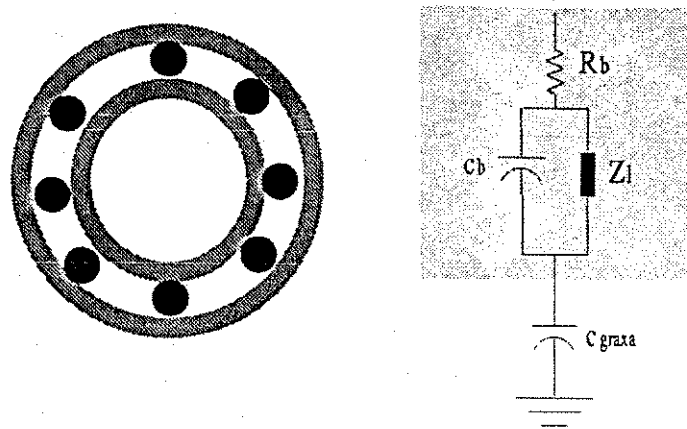


Figura 5.3: Modelo de mancais do motor.

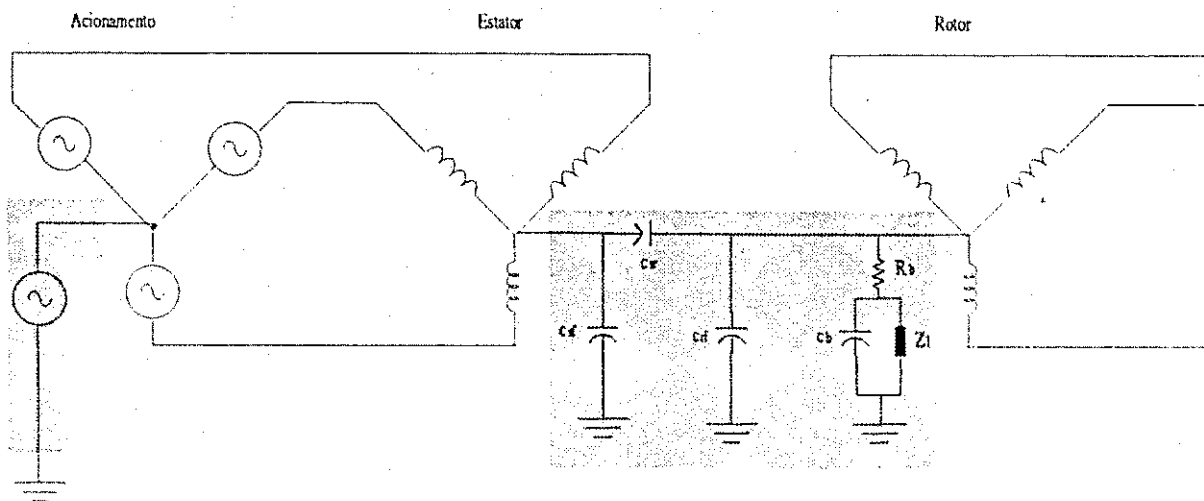


Figura 5.4: Modelo inversor/motor.

5.4 Desgaste nos mancais

As correntes nos mancais foram notadas desde o advento dos motores elétricos, no entanto, a incidência de desgaste nos mancais tem aumentado bastante nos últimos anos pelo fato da utilização de acionamento moderno a velocidade variável, com variações de tensão rápidas e altas frequências de chaveamento, apresentarem pulsos de corrente sobre os mancais, cuja descarga repetida pode danificar gradualmente a superfície dos mancais.

A fonte das correntes nos mancais é a tensão que é induzida sobre eles. A tensão de modo comum, a partir das capacitâncias parasitas internas, podem causar tensões no eixo do motor suficientemente grandes para gerar pulsos de corrente de alta frequência nos mancais.

A tensão no eixo da máquina representa a energia ou cargas elétricas armazenadas no

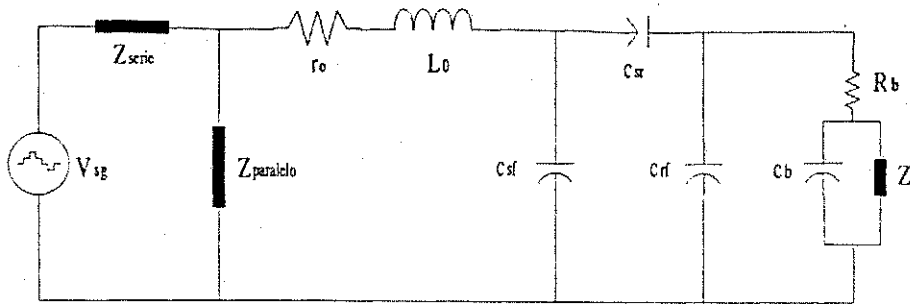


Figura 5.5: Circuito equivalente de modo comum.

entreferro capacitivo do motor. A tensão no eixo será descarregada sobre sua única carga - os mancais. Isto ocorre quando os mancais apresentam uma alta impedância durante um longo tempo e de repente se tornam um elemento de baixa impedância devido ao contato com os aros dos mancais. A descarga elétrica sobre os mancais é suficiente para formar crateras nos seus aros, desgastando-os gradativamente.

Várias soluções têm sido propostas para eliminar ou apenas diminuir o desgaste excessivo dos mancais em máquinas AC acionadas por inversores PWM. Dentre estas, algumas das soluções se baseiam em modificações na máquina. A utilização de mancais cerâmicos previnem o fluxo de corrente nos mancais. Porém, a tensão MC e a tensão no eixo do motor permanecem, podendo causar danos à carga ou a um tacômetro que esteja montado no mesmo eixo. A utilização de um lubrificante condutor impediria o aparecimento de tensão no eixo, mas, atualmente, tal lubrificante possui elementos que podem danificar os mancais. Outra solução são dispositivos que fornecem um caminho de baixa impedância entre o eixo do motor e a carcaça, que eliminam a tensão no eixo e as correntes nos mancais. Porém, a buxa do dispositivo está em contato direto com o eixo, necessitando de manutenção regular. A utilização de um motor de indução com blindagem eletrostática apresentou resultados satisfatórios quanto à diminuição da tensão no eixo e à corrente nos mancais [8].

Outras soluções são baseadas na adição de equipamento entre o inversor e a máquina tais como filtros de saída [32] e circuitos ativos [41].

Finalmente, tem-se como soluções, novas estratégias de modulação para redução de tensão MC em máquinas de indução trifásicas [43] [38].

5.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a definição para a tensão de modo comum e seus efeitos em máquinas de indução, especialmente o desgaste de mancais. Também foi apresentado um circuito equivalente de modo comum no qual estavam incluídas as capacitâncias parasitas

que fornecem caminhos de corrente no interior da máquina.

Na Tabela 5.1 foi mostrado que todos os vetores para a máquina trifásica apresentam tensão de modo comum não-nula. Dessa forma, qualquer estratégia de modulação é incapaz de eliminar instantaneamente a tensão de modo comum neste tipo de máquina sem utilização de equipamento adicional. No entanto, em uma máquina de indução com número par de pólos acionada por inversor PWM é possível eliminar completamente a tensão de modo comum, como será apresentado no capítulo 6.

Capítulo 6

Estratégias de Modulação para a Máquina de Indução Tetrafásica

6.1 Introdução

As estratégias de modulação podem ser classificadas em escalares e vetoriais [3, 24, 28]. Na modulação escalar as larguras de pulso são calculadas diretamente a partir das tensões de referência. Na modulação vetorial [7, 23] as larguras de pulso são definidas pelos tempos de aplicação de vetores que geram o vetor tensão de referência no plano dq .

A geração de tensão para a máquina assíncrona tetrafásica a partir de um inversor com quatro braços é baseado no fornecimento de tensões de pólo instantâneas de valor $(\frac{E}{2})$ ou $(-\frac{E}{2})$. Para este caso, devido à máquina possuir número par de fases, é possível eliminar instantaneamente a tensão de modo comum, diferentemente da máquina trifásica na qual é possível apenas eliminar a tensão de modo comum na média. No entanto, a eliminação da tensão de modo comum instantânea necessita da imposição de uma restrição para a elaboração de estratégias de modulação cuja equivalência para a máquina trifásica não existe.

Neste capítulo são apresentadas estratégias de modulação para eliminação da tensão de modo comum na média ou instantaneamente no acionamento com máquina tetrafásica [13]. Resultados de simulação e experimentais para estas modulações são apresentados.

6.2 Tensões no Acionamento Tetrafásico

Considerando o esquema da Figura 6.1 e assumindo que os estados de condução das chaves são associadas às variáveis binárias q_i ($i = 1, 2, 3, 4$), onde $q_i = 1$ indica que a chave está

fechada e $q_i = 0$ indica que a chave está aberta. As chaves de cada braço do inversor são complementares e, como consequência as tensões de fase na máquina podem ser dadas como

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

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

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

$$v_{s4} = v_{40} - v_{n0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (6.4)$$

onde v_{n0} é a tensão entre o neutro da máquina n e o ponto central do barramento DC "0", como indicado na figura 6.1.

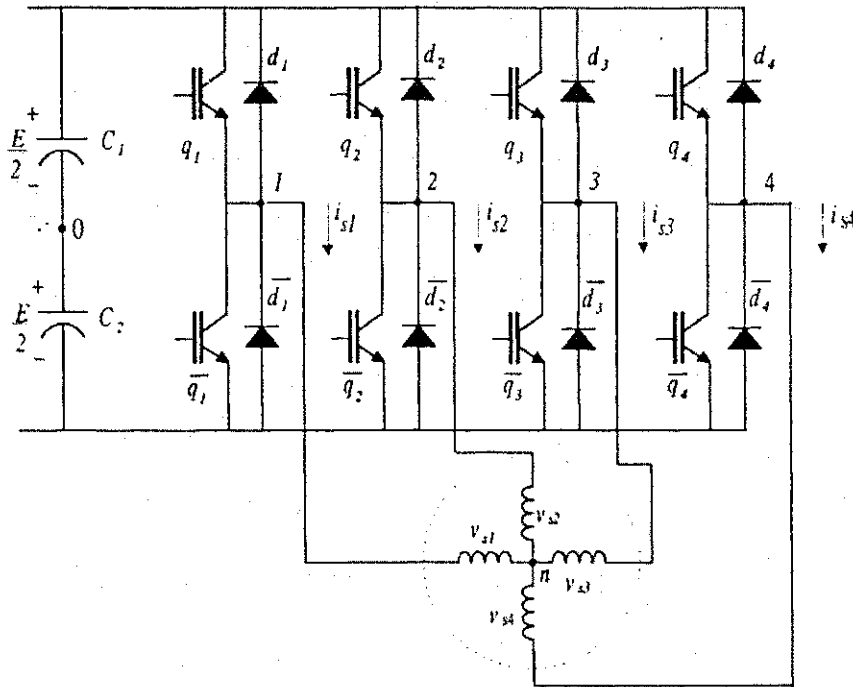


Figura 6.1: Topologia do inversor tetrafásico.

Para a geração de um campo magnético girante em uma máquina tetrafásica, as tensões de referência devem ser expressas por

$$v_{s1}^* = -v_{s3}^* = V_m \cos(\omega t) \quad (6.5)$$

$$v_{s2}^* = -v_{s4}^* = V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (6.6)$$

Em uma máquina de indução tetrafásica equilibrada, a soma das tensões de fase é nula. Dessa forma, utilizando as equações (6.1)-(6.4), tem-se que

$$v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} + v_{s4} = v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40} - 4v_{n0} = 0$$

daí, a tensão v_{n0} é dada por

$$v_{n0} = \frac{1}{4}(v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40}) \quad (6.7)$$

Neste caso, a tensão de modo comum é igual à tensão de modo comum que é a média aritmética das tensões de pólo.

Na máquina tetrafásica alimentada por inversor PWM é possível eliminar a tensão de modo comum. De fato, de forma a eliminar a tensão de modo comum (v_{n0}) na máquina serão apresentadas estratégias a modulação deve satisfazer a seguinte restrição

$$v_{n0} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40}}{4} = 0 \quad (6.8)$$

É importante notar que a equação (6.8) implica que duas chaves superiores e duas chaves inferiores têm que estar conduzindo simultaneamente.

Na técnica de modulação escalar, o problema da seleção da sequência de chaveamento apropriada pode ser entendido se as tensões de fase (\mathbf{v}_{s1234}) forem transformadas para as coordenadas $odo'q$ ($\mathbf{v}_{sodo'q}^s$) no referencial estacionário. Como já discutido anteriormente, esta transformação é feita por

$$\mathbf{v}_{s1234} = \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{v}_{sodo'q}^s \quad (6.9)$$

onde $\mathbf{v}_{s1234} = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4}]^T$, $\mathbf{v}_{sodo'q}^s = [v_{so} \ v_{sd}^s \ v_{so'} \ v_{sq}^s]^T$. Portanto, as tensões v_{sd}^s , v_{sq}^s , v_{so} e $v_{so'}$ podem ser expressas como

$$v_{sd}^s = \frac{\sqrt{2}}{2}(v_{10} - v_{30}) = \frac{\sqrt{2}}{2}(q_1 - q_3) E \quad (6.10)$$

$$v_{sq}^s = \frac{\sqrt{2}}{2}(v_{20} - v_{40}) = \frac{\sqrt{2}}{2}(q_2 - q_4) E \quad (6.11)$$

$$v_{so} = \frac{1}{2}(v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40}) = \frac{1}{2}(q_1 + q_2 + q_3 + q_4 - 2) E. \quad (6.12)$$

$$v_{so'} = \frac{1}{2}(v_{10} - v_{20} + v_{30} - v_{40}) = \frac{1}{2}(q_1 - q_2 + q_3 - q_4) E. \quad (6.13)$$

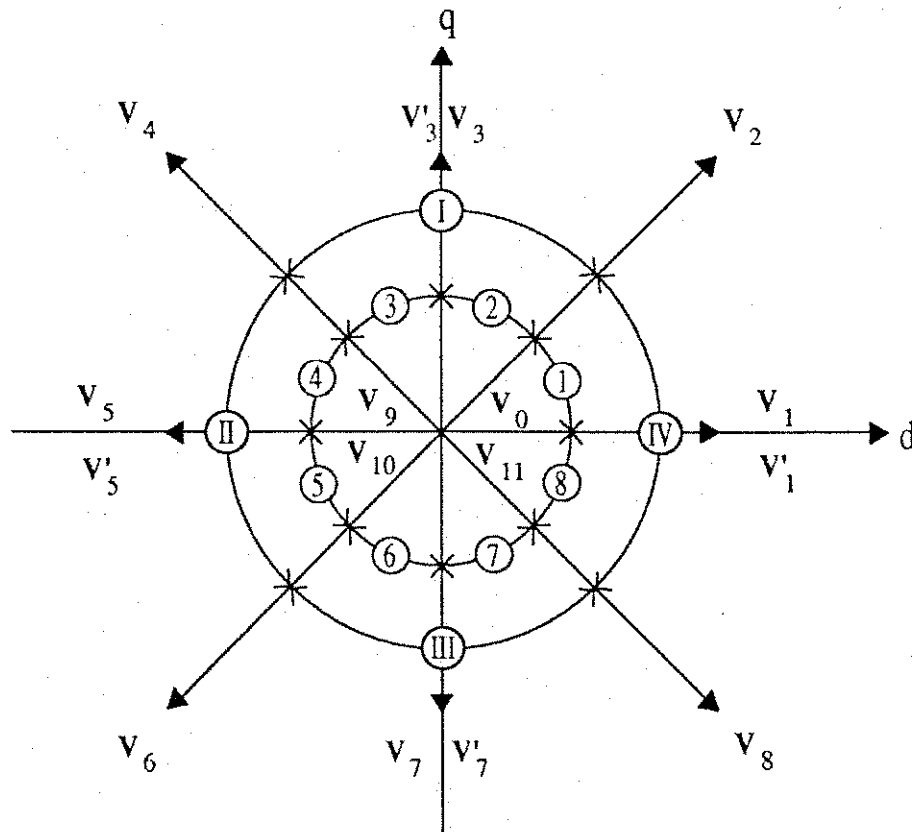
Tabela 6.1: Vetores disponíveis no plano dq

q_4	q_3	q_2	q_1	$\mathbf{V} = V_d + jV_q$	$v_{s\sigma'}$	v_{n0}
1	0	1	1	$\mathbf{V}_1 = \frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$
0	0	0	1	$\mathbf{V}'_1 = \frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$
0	0	1	1	$\mathbf{V}_2 = Ee^{j\pi/4}$	0	0
0	0	1	0	$\mathbf{V}_3 = \frac{E}{\sqrt{2}}e^{j\pi/2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$
0	1	1	1	$\mathbf{V}'_3 = \frac{E}{\sqrt{2}}e^{j\pi/2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$
0	1	1	0	$\mathbf{V}_4 = Ee^{j3\pi/4}$	0	0
1	1	1	0	$\mathbf{V}_5 = \frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$
0	1	0	0	$\mathbf{V}'_5 = -\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$
1	1	0	0	$\mathbf{V}_6 = Ee^{-j3\pi/4}$	0	0
1	0	0	0	$\mathbf{V}_7 = \frac{E}{\sqrt{2}}e^{-j\pi/2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{4}$
1	1	0	1	$\mathbf{V}'_7 = \frac{E}{\sqrt{2}}e^{-j\pi/2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{4}$
1	0	0	1	$\mathbf{V}_8 = Ee^{-j\pi/4}$	0	0
0	1	0	1	$\mathbf{V}_9 = 0$	$\frac{E}{2}$	0
1	0	1	0	$\mathbf{V}_{10} = 0$	$-\frac{E}{2}$	0
1	1	1	1	$\mathbf{V}_{11} = 0$	0	$\frac{E}{2}$
0	0	0	0	$\mathbf{V}_0 = 0$	0	$-\frac{E}{2}$

As componentes dq podem ser combinados em um único vetor complexo de tensão dado por $\mathbf{V} = V_d + jV_q$, onde V_d e V_q são as componentes dq do vetor gerado pelo conversor. A combinação de estados das chaves originam 16 vetores diferentes no plano dq como mostrado na Tabela 6.1. Dos 16 vetores, 12 são vetores ativos e 4 são vetores nulos. Dentre os vetores nulos dois são com roda livre (máquina em curto circuito) ($\mathbf{V}_0 = \mathbf{V}_{11} = 0$) e dois sem roda livre ($\mathbf{V}_9 = \mathbf{V}_{10} = 0$).

Na tabela 6.1 são apresentadas também as tensões $v_{s\sigma'}$ e v_{n0} . Note que apenas seis vetores permitem eliminar instantaneamente v_{n0} , i.e., os vetores ativos $\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_4, \mathbf{V}_6$ e \mathbf{V}_8 e o vetores nulos \mathbf{V}_9 e \mathbf{V}_{10} .

A Fig. 6.2 apresenta os vetores dispostos no plano dq . Estes vetores podem definir dois conjunto de setores: setores $z = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$ e setores $w = I, II, III, IV$.


 Figura 6.2: Vetores de tensão e setores no plano dq para o inversor tetrafásico.

6.3 Modulação Vetorial

O objetivo da modulação é determinar os comandos para as chaves de forma a obter as tensões de referência v_{sd}^{**} e v_{sq}^{**} solicitadas pelo controle da máquina. As tensões v_{so} e $v_{s0'}$ devem ser nulas de forma a evitar distorções nas tensões de fase.

6.3.1 Eliminação da tensão de modo comum média (Casos 1 e 2)

A princípio será apresentado a modulação PWM que permite eliminar a tensão de modo comum média no intervalo de amostragem T . Na modulação vetorial o vetor tensão de referência é implementado a partir dos tempos de aplicação de vetores adjacentes no intervalo T , ou seja, obedecer a equação 6.8 em termos médios no período de chaveamento. Neste caso, todos os 16 vetores mostrados na Fig. 6.2 podem ser utilizados e o plano dq pode ser dividido em oito setores z .

Considerando que o vetor de referência $\mathbf{v}_s^{**} = v_{sd}^{**} + jv_{sq}^{**}$ é constante durante o intervalo de tempo T e que os vetores adjacentes gerados pelo inversor são $\mathbf{V}_l = V_{dl} + jV_{ql}$ e $\mathbf{V}_k = V_{dk} + jV_{qk} = \mathbf{V}'_k = V'_{dk} + jV'_{qk}$ [$l = z + 1$ e $k = z$ se z é ímpar e $l = z$ e $k = z + 1$ se z é par

Tabela 6.2: Teste para a determinação dos setores

Setor (z)	Condições
1	$v_{sd}^{s*} \geq v_{sq}^{s*} \geq 0$
2	$v_{sq}^{s*} > v_{sd}^{s*} > 0$
3	$v_{sq}^{s*} \geq -v_{sd}^{s*} \geq 0$
4	$v_{sd}^{s*} < -v_{sq}^{s*} < 0$
5	$v_{sd}^{s*} \leq v_{sq}^{s*} \leq 0$
6	$v_{sq}^{s*} < v_{sd}^{s*} < 0$
7	$v_{sq}^{s*} \leq -v_{sd}^{s*} \leq 0$
8	$v_{sd}^{s*} > -v_{sq}^{s*} > 0$

(para $z = 8, k = 1$), pode-se escrever em termos médios no período de chaveamento, para um setor genérico z , que

$$\mathbf{v}_s^{s*} = \frac{t_l}{T} \mathbf{V}_l + \frac{t_k}{T} \mathbf{V}_k + \frac{t'_k}{T} \mathbf{V}'_k \quad (6.14)$$

onde t_k, t'_k e t_{k+1} são os intervalos de tempo durante os quais os vetores adjacentes $\mathbf{V}_k, \mathbf{V}'_k$ e \mathbf{V}_l são aplicados, respectivamente. Reescrevendo a equação (6.14) em termos das componentes dq , tem-se:

$$t_k + t'_k = \frac{(V_{ql}v_{sd}^{s*} - V_{dl}v_{sq}^{s*})T}{V_{dk}V_{ql} - V_{dl}V_{qk}} \quad (6.15)$$

$$t_l = \frac{(V_{dk}v_{sd}^{s*} - V_{qk}v_{sq}^{s*})T}{V_{dk}V_{ql} - V_{dl}V_{qk}} \quad (6.16)$$

A operação em frequência constante do conversor definido por um intervalo de amostragem T constante é obtida se os vetores nulos ($\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_{11}, \mathbf{V}_9$ e \mathbf{V}_{10}) forem aplicados no tempo restante do intervalo de amostragem, t_0 , que é

$$t_0 = t_{oi} + t_{of} = T - t_k - t'_k - t_l. \quad (6.17)$$

Nesta expressão, o intervalo de tempo t_0 , pode ser repartido e aplicado no início, t_{oi} , e no final t_{of} . Neste caso, o fator de repartição é definido por

$$\mu = \frac{t_{oi}}{t_{oi} + t_{of}} = \frac{t_{oi}}{t_0} \quad (6.18)$$

A localização do vetor tensão de referência nos setores z pode ser determinada a partir da comparação dos valores instantâneos das tensões como dado na tabela 6.2.

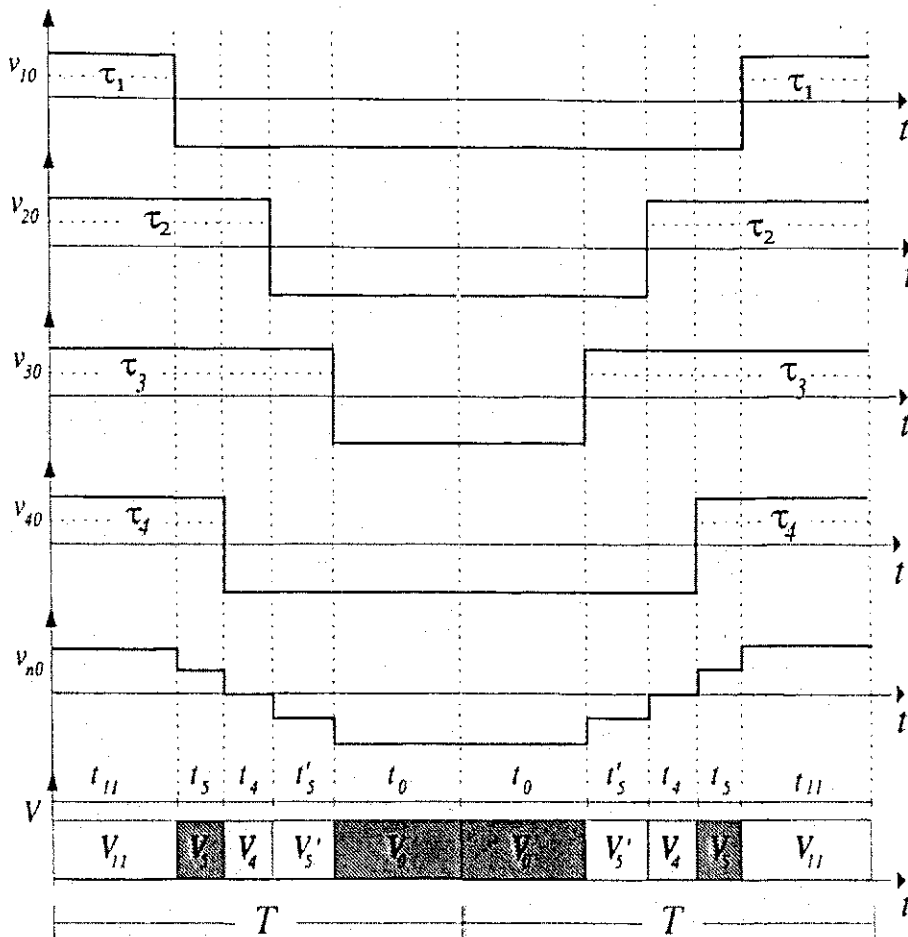


Figura 6.3: Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum média nula utilizando vetores de roda livre (Caso 1).

Valor médio nulo para v_{no} e $v_{so'}$ pode ser obtido usando $\mu = 0.5$ e $t_k = t'_k$. Os vetores nulos podem ser escolhidos entre V_0 , V_{11} , V_9 e V_{10} . Coordenando-se a utilização dos pares V_0 e V_{11} ou V_9 e V_{10} , definem-se os seguintes casos.

Caso 1: Utilizando vetores de roda livre

A Fig. 6.3 apresenta as tensões de pólo e a tensão v_{no} para o caso 1, onde os vetores de roda livre V_0 e V_{11} com $\mu = 0.5$ são usados.

Caso 2: Utilizando vetores nulos sem roda livre

Fig. 6.4 apresenta as mesmas variáveis para o caso 2, onde os vetores nulos V_9 e V_{10} com $\mu = 0.5$ são usados. Do ponto de vista da redução de v_{no} , é mais indicado a utilização do caso 2 pelo fato de apresentar v_{no} máximo igual $E/4$. Enquanto que o caso 1 apresenta v_{no} máximo igual $E/2$.

Algoritmo

Considerando o desenvolvimento anterior, o seguinte algoritmo pode ser usado para gerar

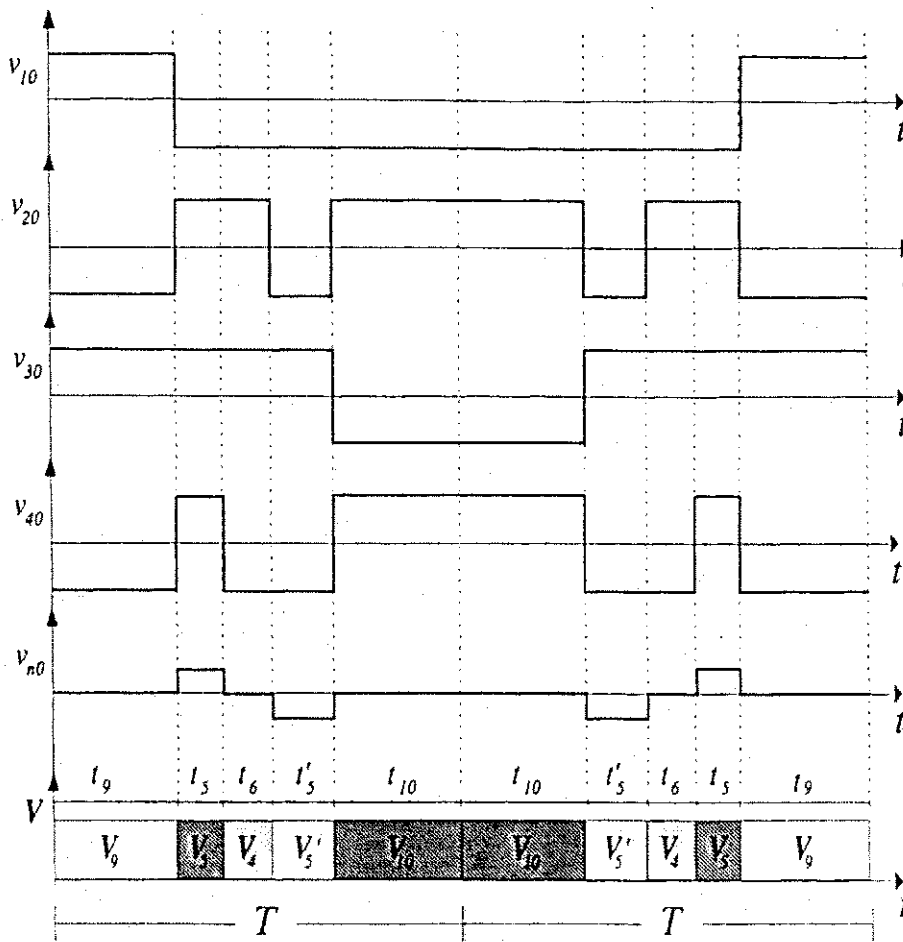


Figura 6.4: Formas de onda para técnica de modulação com tensão de modo comum média nula utilizando vetores nulos sem roda livre (Caso 2).

a modulação

Passo 1: Identifique o setor utilizando as condições da tabela 6.2.

Passo 2: Calcule os tempos $t_k = t'_k$ e t_l usando (6.15) e (6.16).

Passo 3: Determine o intervalo de tempo t_o de aplicação dos vetores nulos usando (6.17) e aplique V_0 e V_{11} , para o caso 1, ou aplique V_9 e V_{10} , para o caso 2, com $t_{oi} = t_{of} = t_o/2$.

Passo 4: Programe o modelo de chaveamento para as tensões de pólo.

6.3.2 Eliminação da tensão de modo comum instantânea utilizando vetores nulos (Casos 3 e 4)

Para eliminar a tensão de modo comum instantânea é necessário que a restrição expressa em (6.8) seja satisfeita instantaneamente. Esta restrição reduz para seis o número de possíveis combinações de q_1, q_2, q_3 e q_4 , que geram dois vetores nulos V_9 e V_{10} e quatro vetores

Tabela 6.3: Testes para a determinação dos setores

Setor (w)	Condições
<i>I</i>	$v_{sq}^{s*} \geq 0$ e $ v_{sq}^{s*} \geq v_{sd}^{s*} $
<i>II</i>	$v_{sd}^{s*} \leq 0$ e $ v_{sd}^{s*} > v_{sq}^{s*} $
<i>III</i>	$v_{sq}^{s*} < 0$ e $ v_{sq}^{s*} \geq v_{sd}^{s*} $
<i>IV</i>	$v_{sd}^{s*} > 0$ e $ v_{sd}^{s*} > v_{sq}^{s*} $

ativos V_2, V_4, V_6 e V_8 . Utilizando apenas estes seis vetores, o plano dq pode ser dividido em quatro setores $w = I, II, III, IV$, como mostrado na Fig. 6.2.

Considerando que o vetor de referência é representado por $v_s^{s*} = v_{sd}^{s*} + jv_{sq}^{s*}$ e é constante durante o intervalo de amostragem T e que os dois vetores adjacentes usados são $V_k = V_{dk} + jV_{qk}$ e $V_l = V_{dl} + jV_{ql}$ ($k = w; l = w + 1$ se $w \leq 3$; e $l = 1$ se $w = 4$), pode-se escrever em termos médios a seguinte igualdade para os vetores

$$v_s^{s*} = \frac{t_k}{T} V_k + \frac{t_l}{T} V_l \quad (6.19)$$

onde t_k and t_l são os intervalos de tempo durante os quais os vetores adjacentes V_k and V_l são aplicados, respectivamente. Reescrevendo a equação (6.19) em termos das componentes dq , tem-se:

$$t_k = \frac{V_{kd}v_{sd}^{s*} + V_{kq}v_{sq}^{s*}}{E^2} T \quad (6.20)$$

$$t_l = \frac{V_{ld}v_{sd}^{s*} + V_{lq}v_{sq}^{s*}}{E^2} T \quad (6.21)$$

Para a operação a frequência constante do inversor, os vetores nulos V_9 e V_{10} devem ser aplicados durante o tempo restante do intervalo de amostragem, que pode ser determinado como

$$t_o = t_9 + t_{10} = T - t_k - t_l \quad (6.22)$$

Neste caso, o fator de repartição é dado por

$$\mu = \frac{t_9}{t_9 + t_{10}} = \frac{t_9}{t_o} \quad (6.23)$$

Na Tabela 6.3 são apresentados os testes utilizados para a identificação dos setores.

Para a obtenção do valor médio nulo para $v_{so'}$ no período de amostragem é necessário usar $\mu = 0.5$. Foi analisado também uma segunda alternativa na qual o valor médio para $v_{so'}$ é nulo em dois períodos de amostragem consecutivos, i.e., μ é mudado alternadamente entre 0 e 1.

Caso 3: Usando dois vetores nulos por período de chaveamento ($\mu = 0.5$)

O esquema da Fig. 6.5 utiliza dois vetores nulos por intervalo de chaveamento. É importante notar que, para este setor, a frequência de chaveamento efetiva das tensões de pólo v_{30} e v_{40} é o dobro da frequência das tensões v_{10} and v_{20} . No entanto, em setores diferentes as frequências efetivas de chaveamento para cada tensão são diferentes, de forma que a média resultante das frequências nos quatro setores é $3/2$ da frequência de chaveamento do esquema convencional.

Caso 4: Usando um vetor nulo por período de amostragem ($\mu = 0$ e $\mu = 1$)

O esquema da Fig. 6.6 utiliza apenas um vetor nulo por intervalo de amostragem. Os vetores nulos V_9 e V_{10} são aplicados em períodos de amostragem alternados. A vantagem deste esquema é que a frequência de chaveamento média é menor que no caso 3.

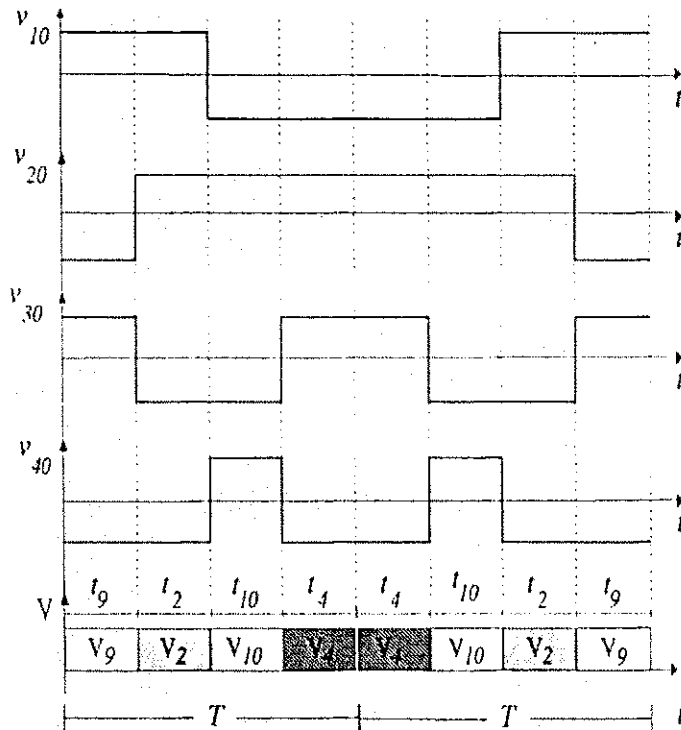


Figura 6.5: Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea utilizando dois vetores nulos por período (Caso 3).

Um algoritmo similar àquele apresentado para os casos 1 e 2 pode ser definido para os casos 3 e 4.

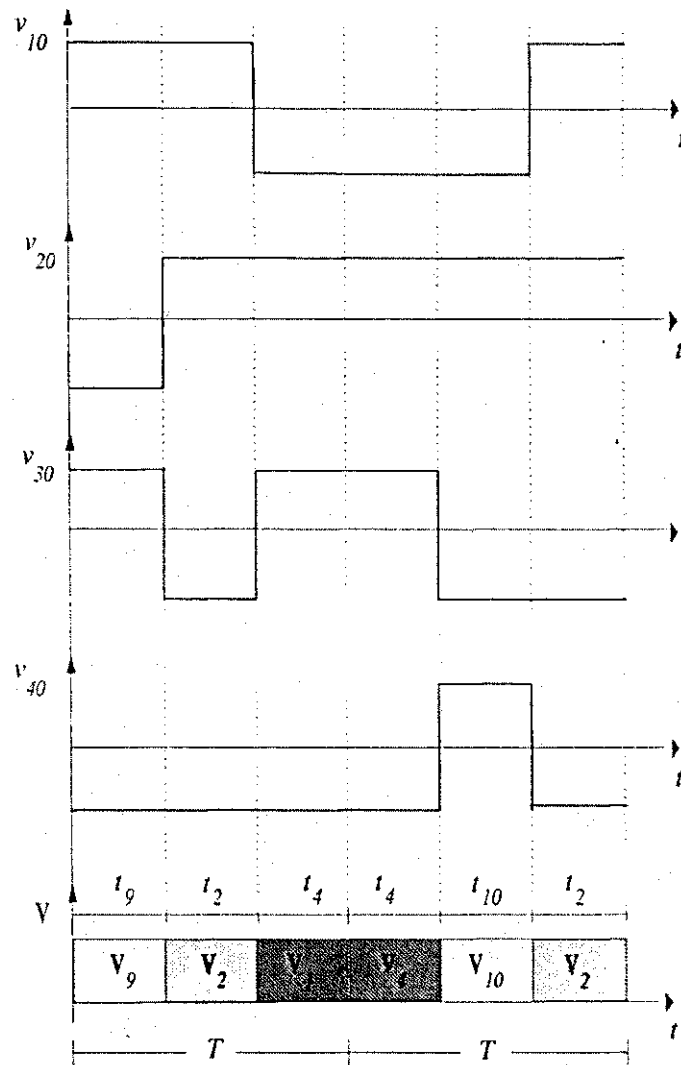


Figura 6.6: Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea utilizando um vetor nulo por período (Caso 4).

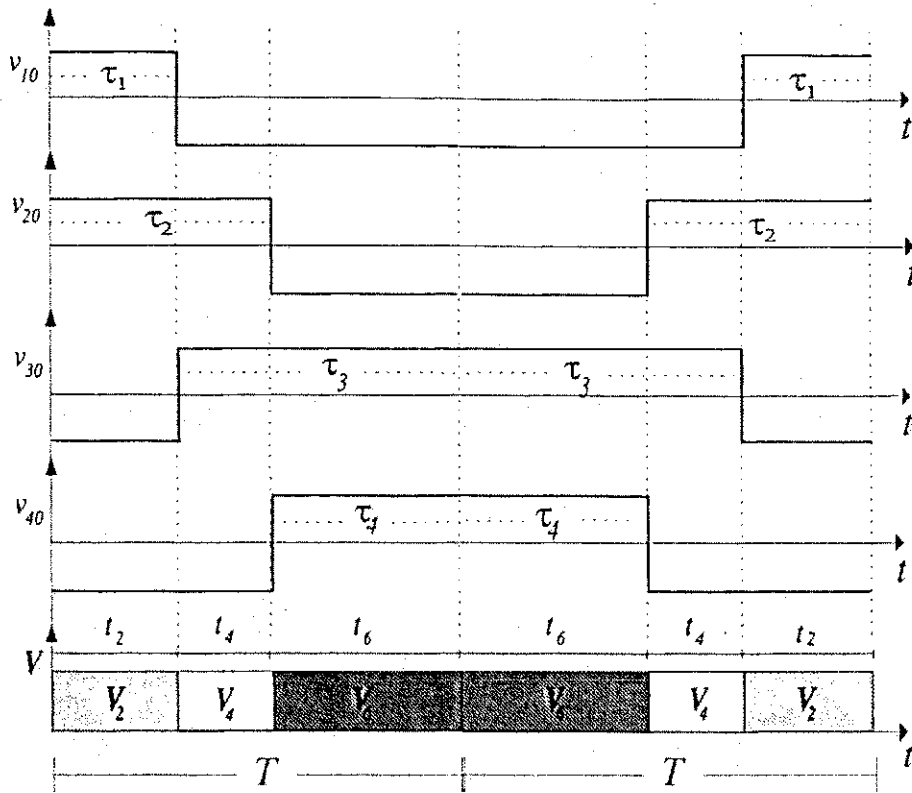


Figura 6.7: Formas de onda para a técnica de modulação com tensão de modo comum instantânea nula sem a utilização de vetores nulos (Caso 5).

6.3.3 Eliminação da tensão de modo comum instantânea sem utilização de vetores nulo (Caso 5)

É também possível definir uma estratégia de modulação sem o uso de vetores nulos. Neste caso, os vetores nulos não são usados e, para isto, três vetores ativos são aplicados em um mesmo período de chaveamento. De acordo com a técnica PWM no espaço vetorial pode-se escrever

$$v_s^{g*}T = V_2t_2 + V_4t_4 + V_6t_6 + V_8t_8 \quad (6.24)$$

com os tempos t_2, t_4, t_6 e t_8 restritos a

$$T = t_2 + t_4 + t_6 + t_8. \quad (6.25)$$

Usando (6.24) e (6.25), introduzindo $V_x = V_6 = -V_2 = V_{xd} + jV_{xq}$ e $V_y = V_8 = -V_4 = V_{yd} + jV_{yq}$, onde $V_{xd} = V_{xq} = V_{yq} = -E/\sqrt{2}$ e $V_{yd} = E/\sqrt{2}$ pode-se definir t_{26} e t_{48} ,

Tabela 6.4: Setores agrupados por teste de t_{48} .

Setores	Vetores	Condições
I,II	$v_6 v_8 v_2$	$t_{48} < 0$
III,IV	$v_2 v_4 v_6$	$t_{48} > 0$

Tabela 6.5: Setores agrupados por teste de t_{26} .

Setores	Vetores	Condições
I,IV	$v_8 v_2 v_4$	$t_{26} > 0$
II,III	$v_4 v_6 v_8$	$t_{26} < 0$

que neste caso são

$$t_{26} = \frac{T}{\sqrt{2}E} (v_{sd}^{**} + v_{sq}^{**}) \quad (6.26)$$

$$t_{48} = -\frac{T}{\sqrt{2}E} (v_{sd}^{**} - v_{sq}^{**}). \quad (6.27)$$

Para cada um dos setores w (I a IV) mostrados na Fig. 6.2, existem dois grupos de três vetores que podem ser arranjados de forma a compôr a tensão de referência como mostrado nas Tabelas 6.4 e 6.5. Como os vetores têm a mesma amplitude, a utilização de quaisquer dos grupos produz o mesmo efeito. Note que é possível escolher os vetores a serem aplicados selecionando os três vetores mais próximos da referência. A determinação dos setores pode ser feita utilizando a Tabela 6.3. As últimas colunas das Tabelas 6.4 e 6.5 são utilizadas para o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores como será ilustrado pelo seguinte exemplo que utiliza o grupo de vetores definido pela Tabela 6.4.

Algoritmo

Passo 1: calcule t_{26} e t_{48} usando (6.26) e (6.27)

Passo 2: se o sinal de t_{48} é negativo então (a) use os vetores $[V_6, V_8, V_2]$ e (b) atribua $t_4 = 0$ e $t_8 = -t_{48}$

Passo 3: se o sinal de t_{26} é positivo então (a) use os vetores $[V_2, V_4, V_6]$ e (b) atribua $t_8 = 0$ e $t_4 = t_{48}$

Passo 4: calcule t_2 e t_6 usando (6.25) e (6.26).

Passo 5: Programe o modelo de chaveamento para as tensões de pólo.

6.4 Modulação Escalar

É possível também definir uma técnica de modulação escalar para o cálculo direto das larguras de pulso usando as tensões de fase para o controle do inversor tetrafásico. A partir das larguras de pulso é possível obter também os tempos de aplicação de vetores.

Estes valores devem obedecer uma relação específica imposta pelas tensões de referência dq e pela restrição $v_{n0} = v_{s0'} = 0$. Dessa forma, as tensões de referência podem ser expressas como

$$v_{s1}^* = -v_{s3}^* = \frac{\sqrt{2}}{2} v_{sd}^{**} \quad (6.28)$$

$$v_{s2}^* = -v_{s4}^* = \frac{\sqrt{2}}{2} v_{sq}^{**} \quad (6.29)$$

As larguras de pulso τ_1, τ_2, τ_3 e τ_4 durante os quais as chaves correspondentes devem ser mantidas em estado de condução são dadas por

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} (v_{s1}^* + v_{n0}^*) \quad (6.30)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{20}^* = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} (v_{s2}^* + v_{n0}^*) \quad (6.31)$$

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{30}^* = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} (v_{s3}^* + v_{n0}^*) \quad (6.32)$$

$$\tau_4 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{40}^* = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} (v_{s4}^* + v_{n0}^*). \quad (6.33)$$

Para um caso geral onde $v_{n0}^* \neq 0$ e v_{n0}^* pode ser obtido como uma função de μ por

$$v_{n0}^* = E \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu) v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (6.34)$$

onde v_{sM}^* e v_{sm}^* são os valores máximo e mínimo no conjunto $[v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, v_{s4}^*]$, respectivamente. Para o caso onde a tensão v_{n0} deve ser imposta nula, as expressões (6.30)-(6.33) tornam-se

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{s1}^* \quad (6.35)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{s2}^* \quad (6.36)$$

$$\tau_3 = T - \tau_1 \quad (6.37)$$

$$\tau_4 = T - \tau_2. \quad (6.38)$$

Os valores das larguras de pulso τ_1, τ_2, τ_3 e τ_4 podem ser usados para definir os tempos dos vetores usados em cada caso definido anteriormente.

Casos 1 e 2

Passo 1: Determine z usando a Tabela 6.2 substituindo v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} por τ_1 e τ_2 , respectivamente.

Passo 2: Ordene τ_1, τ_2, τ_3 e τ_4 pela magnitude $\tau_M > \tau_{i2} > \tau_{i1} > \tau_m$, calculada a partir de $\tau_M = \max\{\tau_1, \tau_2\}$, $\tau_m = T - \tau_M$, $\tau_{i2} = \max\{\tau'_m, T - \tau'_m\}$ e $\tau_{i1} = \min\{\tau'_m, T - \tau'_m\}$, onde $\tau'_m = \min\{\tau_1, \tau_2\}$.

Passo 3: Calcule $t_{oi} = \tau_m$, $t_k = \tau_m - \tau_{i1}$, $t'_k = \tau_{i1} - \tau_{i2}$, $t_l = \tau_{i2} - \tau_M$, e $t_{of} = T - \tau_M$, onde $t_{oi} = t_{of}$ e $t_k = t'_k$ com $l = z + 1$ e $k = z$ se z é ímpar e $l = z$ e $k = z + 1$ se z é par (para $z = 8, k = 1$).

Passo 4: Aplique V_0 e V_{11} para o caso 1 e V_9 e V_{10} para o caso 2 durante $t_o/2$.

Passo 5: Programe o modelo de chaveamento para as tensões de pólo.

Casos 3 e 4:

Passo 1: Determine w usando a Tabela 6.3 substituindo v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} por τ_1 e τ_2 , respectivamente.

Step 2: Determine t_l e t_k usando

$$w = I \rightarrow t_2 = \tau_1 + \tau_2 - T; t_4 = \tau_2 - \tau_1; t_9 = t_{10} = T - \tau_2$$

$$w = II \rightarrow t_4 = \tau_2 - \tau_1; t_6 = T - \tau_1 - \tau_2; t_9 = t_{10} = \tau_1$$

$$w = III \rightarrow t_6 = T - \tau_1 - \tau_2; t_8 = \tau_1 - \tau_2; t_9 = t_{10} = \tau_2$$

$$w = IV \rightarrow t_2 = \tau_1 + \tau_2 - T; t_8 = \tau_1 - \tau_2; t_9 = t_{10} = T - \tau_1$$

Step 3: Aplique V_9 e V_{10} para o caso 3 durante $t_o/2$ e V_9 e V_{10} durante t_o em períodos alternados para o caso 4.

Step 4: Programe o modelo de chaveamento para as tensões de pólo.

Caso 5:

Passo 1: Determine o setor w usando

$$t_{26} = \tau_1 + \tau_2 - T \quad (6.39)$$

$$t_{48} = \tau_2 - \tau_1 \quad (6.40)$$

Passo 2: Siga os passos 2 a 5 do algoritmo da seção 6.3.3.

6.5 Comparação das Estratégias

Na Tabela 6.6 é mostrado um quadro comparativo para as estratégias apresentadas para a máquina tetrafásica e para a máquina trifásica sem eliminação da tensão de modo comum ($\mu = 1$ ou $\mu = 0$) indicado por " $3\phi \neq 0$ " na tabela e com eliminação da tensão de modo comum média ($\hat{v}_{n0} = 0$) indicado por " $3\phi = 0$ ". Nesta tabela o barramento de tensão dc (E), a amplitude da componente fundamental da tensão de fase (V_m) e a corrente de fase (I_m) são normalizadas em relação aos valores do acionamento padrão de máquina trifásica. A variável \hat{v}_{n0} corresponde ao valor médio da tensão de modo comum v_{n0} .

Tabela 6.6: Comparação das estratégias para máquinas de mesma potência.

	3ϕ		4ϕ (cases)				
	$3\phi \neq 0$	$3\phi = 0$	1	2	3	4	5
\hat{v}_{n0}	$\neq 0$	0	0	0	0	0	0
v_{n0}	$\neq 0$	$\neq 0$	$\neq 0$	$\neq 0$	0	0	0
E	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1				
V_m	1	1	1				
I_m	1	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$				

A corrente na máquina tetrafásica é inferior àquela da máquina trifásica de mesma potência, assim pode-se usar chaves do inversor tetrafásico de menor potência.

A eliminação da tensão de modo comum na média na máquina trifásica reduz a capacidade máxima de tensão gerada pelo inversor.

6.6 Resultados de Simulação

Para a obtenção de resultados preliminares das estratégias propostas foi feita a implementação de um programa que simula duas configurações de acionamento de máquinas. A

primeira configuração é composta por um conjunto inversor/máquina de indução trifásico. A segunda simula um conjunto inversor/máquina de indução tetrafásico. Todos os dispositivos de chaveamento foram considerados como chaves binárias ideais. O modelo da máquina foi escrito para o referencial estatórico dq utilizando os fluxos rotóricos e estatóricos como variáveis de estado.

A Figura 6.8 mostra o resultado da tensão de modo comum observado no sistema de acionamento padrão (inversor trifásico alimentando máquina de indução trifásica) sem reversão da sequência de comutação das chaves do mesmo braço em cada período de chaveamento. A técnica de modulação escalar convencional com v_{n0} médio nulo é utilizada para controlar o inversor trifásico, que a partir daqui será referenciado como caso 0. A tensão do barramento dc é fixado em $E = 200V$ e o período de chaveamento é $T = 100\mu s$. Como esperado, a tensão de modo comum assume quatro valores, como mostrados na Tabela 5.1.

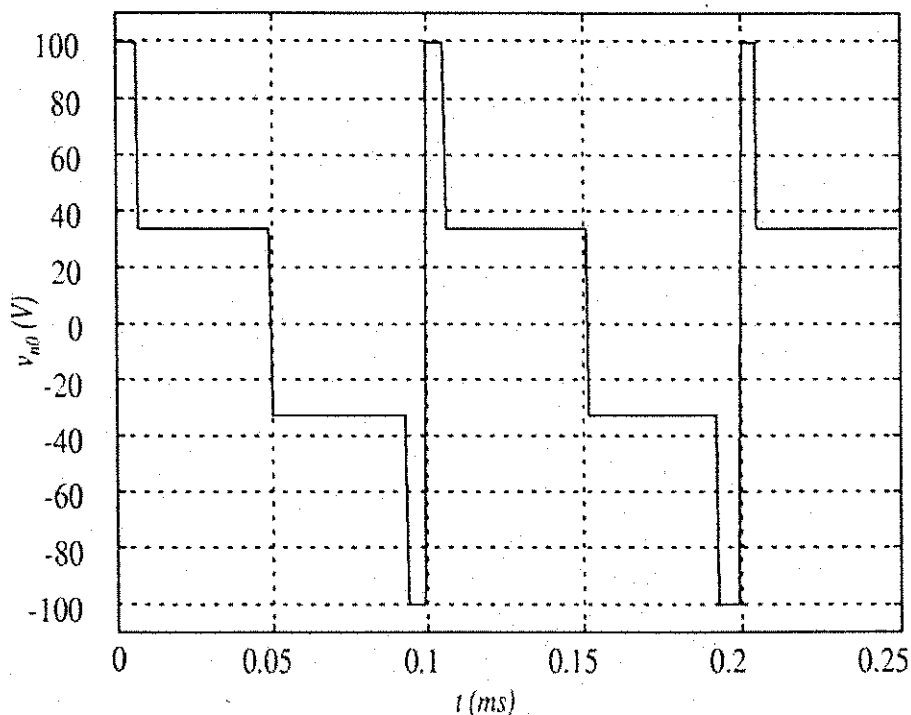


Figura 6.8: Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada quando um inversor trifásico alimenta uma máquina de indução trifásica (caso 0).

As Figuras 6.9 e 6.10 mostram os resultados de simulação observados quando o acionamento tetrafásico é utilizado para os casos 1 e 2, respectivamente. Como esperado, a tensão de modo comum apresenta cinco níveis para o caso 1 e apenas três níveis para o caso 2. Note que um destes níveis é zero e isto sempre ocorre quando, no inversor tetrafásico, duas das quatro chaves superiores e duas das chaves inferiores estão conduzindo simultaneamente.

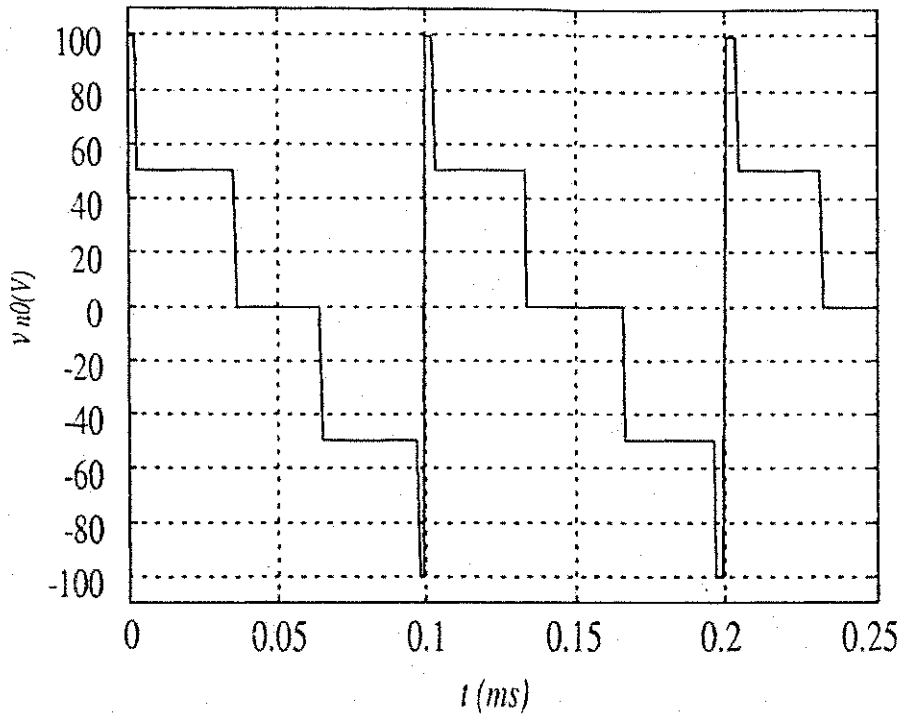


Figura 6.9: Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para caso 1.

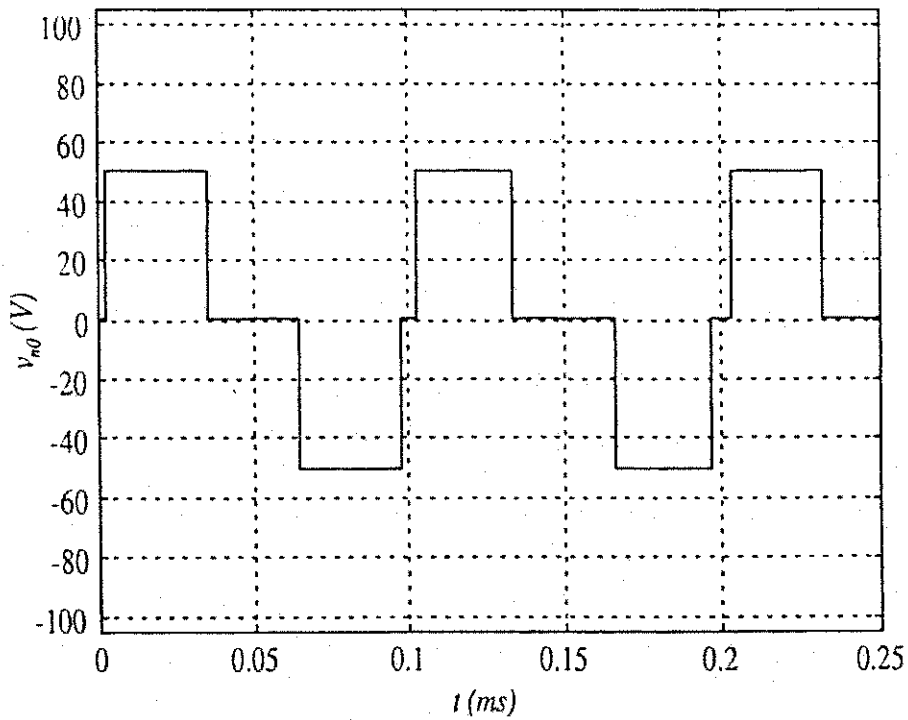


Figura 6.10: Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para caso 2.

Os resultados de simulação para as modulações com compensação instantânea da tensão de modo comum (casos 3, 4 e 5) apresentaram tensão de modo comum exatamente nula pelo fato de se considerar que as chaves eram ideais. Portanto, tais resultados não são mostrados.

A Figura 6.11 mostra as curvas de distorção harmônica total (THD) para as estratégias de modulação definidas anteriormente e para a máquina trifásica. O THD apresentado na Figura 6.11 foi calculado a partir da expressão

$$THD(p) = 100 \left[\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i} \right)^2 \right]^{1/2} / a_1$$

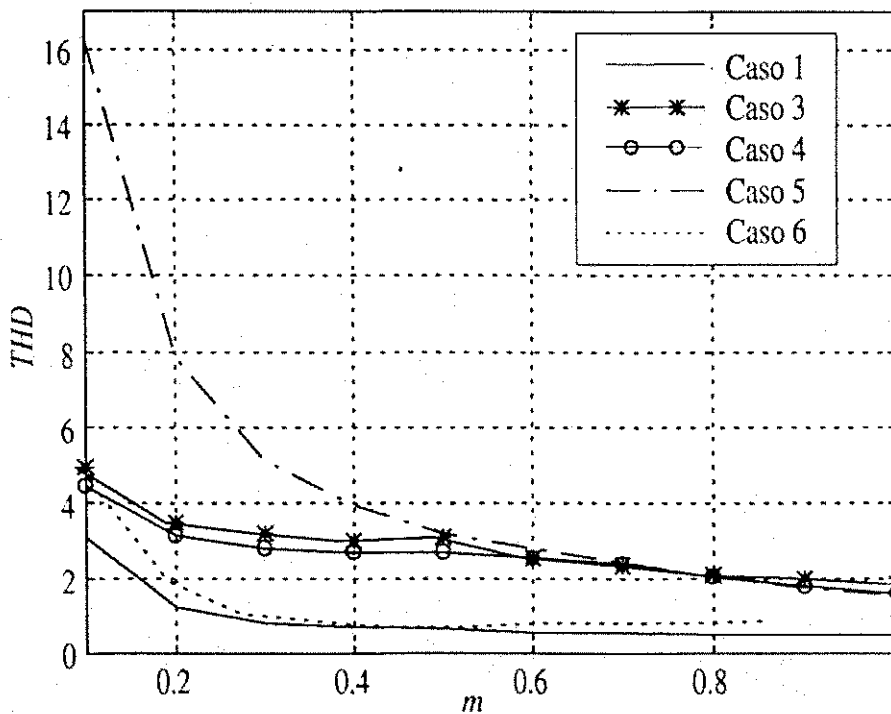


Figura 6.11: Resultados de simulação referente à distorção harmônica total (THD).

onde a_1 é a amplitude da tensão estatórica fundamental de eixo d , a_i é a amplitude do i - ésimo harmônico e p é o número de harmônicos a serem considerados.

Para todas as estratégias de modulação foi utilizado um período de chaveamento $T = 50\mu s$, exceto para o caso 3, onde $T = 66,7\mu s$ de forma que a frequência de chaveamento em todos os casos fosse a mesma. Pode-se observar claramente que o caso 5 apresenta a pior distorção harmônica para índice de modulação abaixo de 0,6. Todas as modulações com compensação instantânea da tensão de modo comum apresentam maior distorção harmônica que as modulações que eliminam a tensão de modo comum média (casos 1 e 2 e máquina

trifásica). A principal razão deste fenômeno é que a restrição imposta para a eliminação da tensão de modo comum reduz o número de vetores ativos utilizados para a geração das tensões de referência. O caso 2 não é apresentado na figura pois apresentou resultado igual ao caso 1 já que as tensões dq instantâneas para estes dois casos são iguais.

6.7 Resultados Experimentais

A estratégia de modulação para eliminação da tensão de modo comum em sistemas de acionamento AC foi testada experimentalmente em laboratório. A bancada utilizada para este teste é composta de duas configurações diferentes para o acionamento de motores e um microcomputador (PC-Pentium-266MHz) equipado com placas de aquisição e sensores apropriados. O primeiro sistema de acionamento é composto por um inversor trifásico que alimenta uma máquina de indução trifásica. O segundo baseia-se em um inversor com quatro braços que alimenta uma máquina assíncrona de quatro fases. Esta máquina tetrafásica é uma máquina de indução padrão com 28 ranhuras que foi reconstruída de modo a ser incluído o circuito do quarto estator. As máquinas são operadas em um esquema de controle Volts×Hertz.

A Figura 6.12 mostra o resultado experimental da tensão de modo comum v_{n0} correspondente ao sistema composto do inversor trifásico e máquina trifásica. As Figuras 6.14 e 6.13 mostram os resultados experimentais da tensão de fase v_{s1} e da corrente de fase i_{s1} na máquina trifásica.

As Figuras 6.15 - 6.20 mostram os resultados experimentais correspondentes à operação de uma máquina tetrafásica alimentada por um inversor com quatro braços. Na Figura 6.15 é mostrada a tensão v_{n0} para o caso 1. Nas Figuras 6.16 e 6.17 são mostradas a tensão de fase v_{s1} e a corrente de fase i_{s1} da máquina tetrafásica para o caso 1. Na Figura 6.18 é mostrada a tensão v_{n0} para o caso 5. Nas Figuras 6.19 e 6.20 são mostradas a tensão de fase v_{s1} e a corrente de fase i_{s1} da máquina tetrafásica para o caso 5.

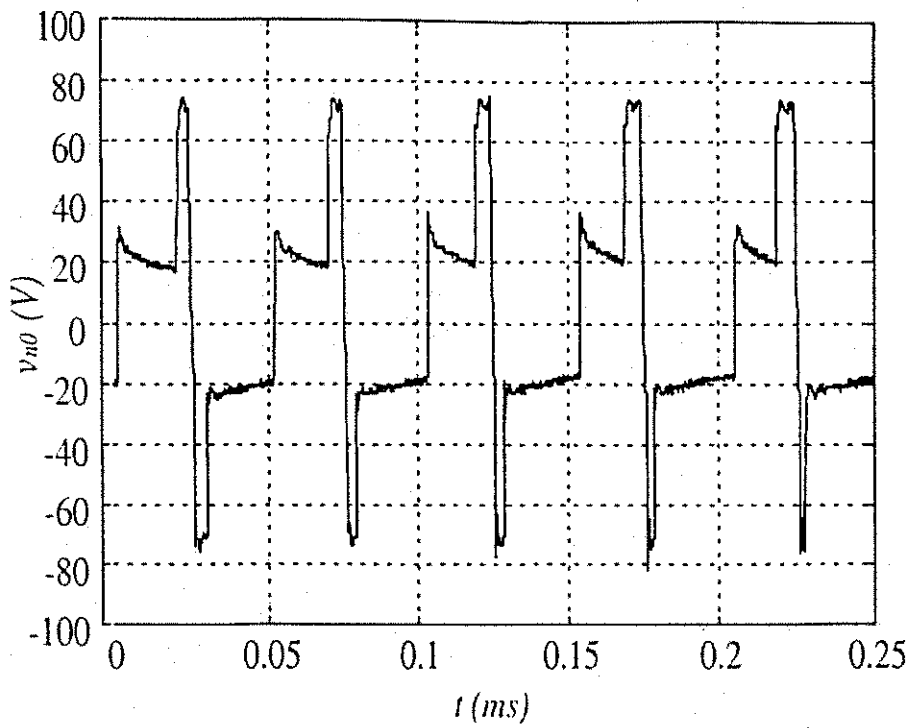


Figura 6.12: Resultado experimental da tensão de modo comum da máquina trifásica (caso 0).

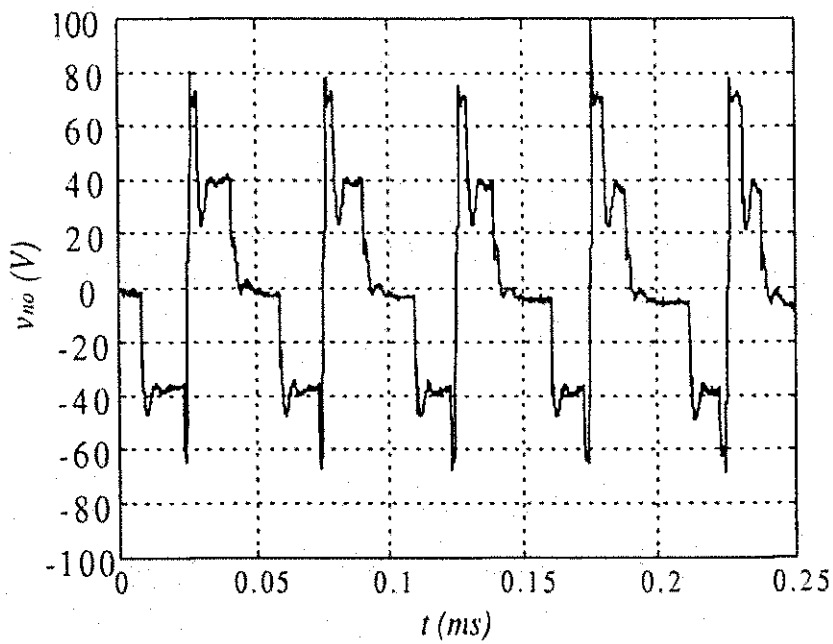


Figura 6.15: Resultado experimental da tensão de modo comum v_{n0} da máquina tetrafásica (caso 1).

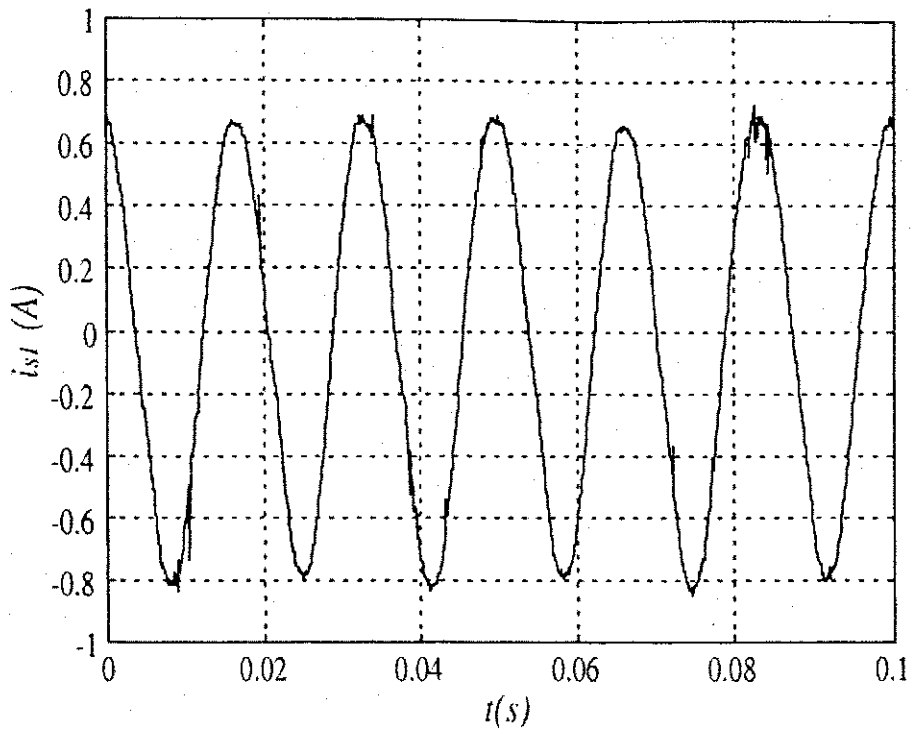


Figura 6.13: Resultado experimental da tensão de fase v_{s1} da máquina trifásica (caso 0).

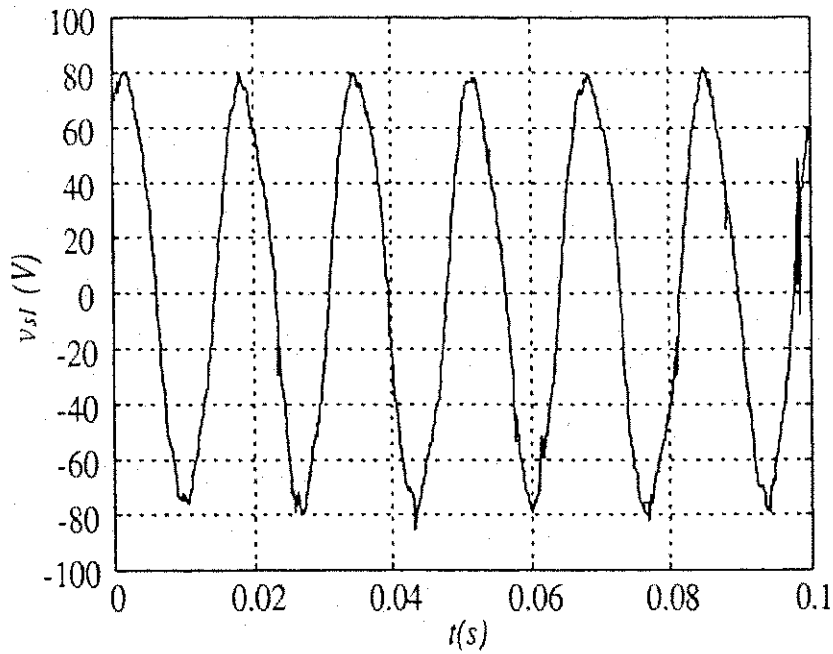


Figura 6.16: Resultado experimental da tensão de fase v_{s1} da máquina tetrafásica (caso 1).

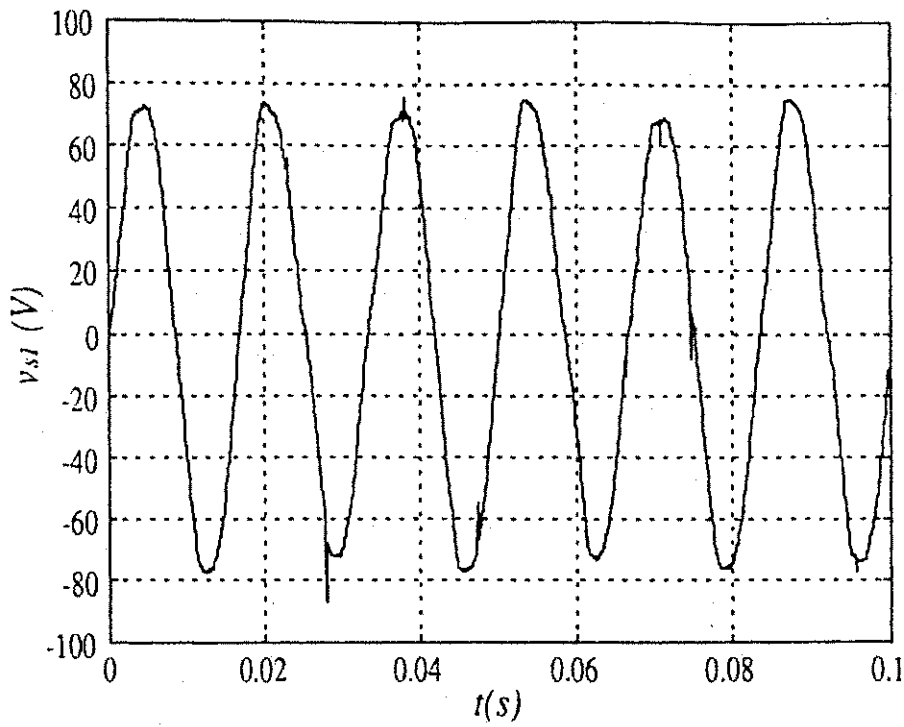


Figura 6.14: Resultado experimental da corrente de fase i_{s1} da máquina trifásica (caso 0).

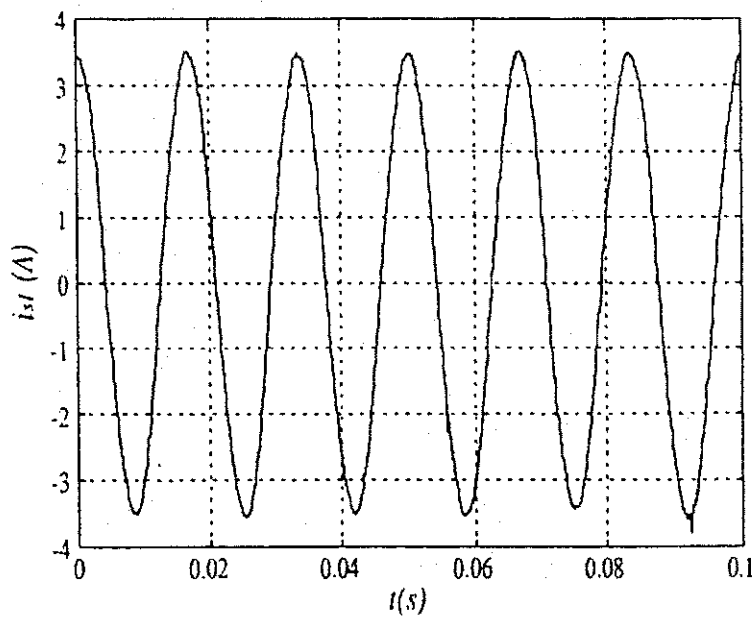


Figura 6.17: Resultado experimental da corrente de fase i_{s1} da máquina tetrafásica (caso 1).

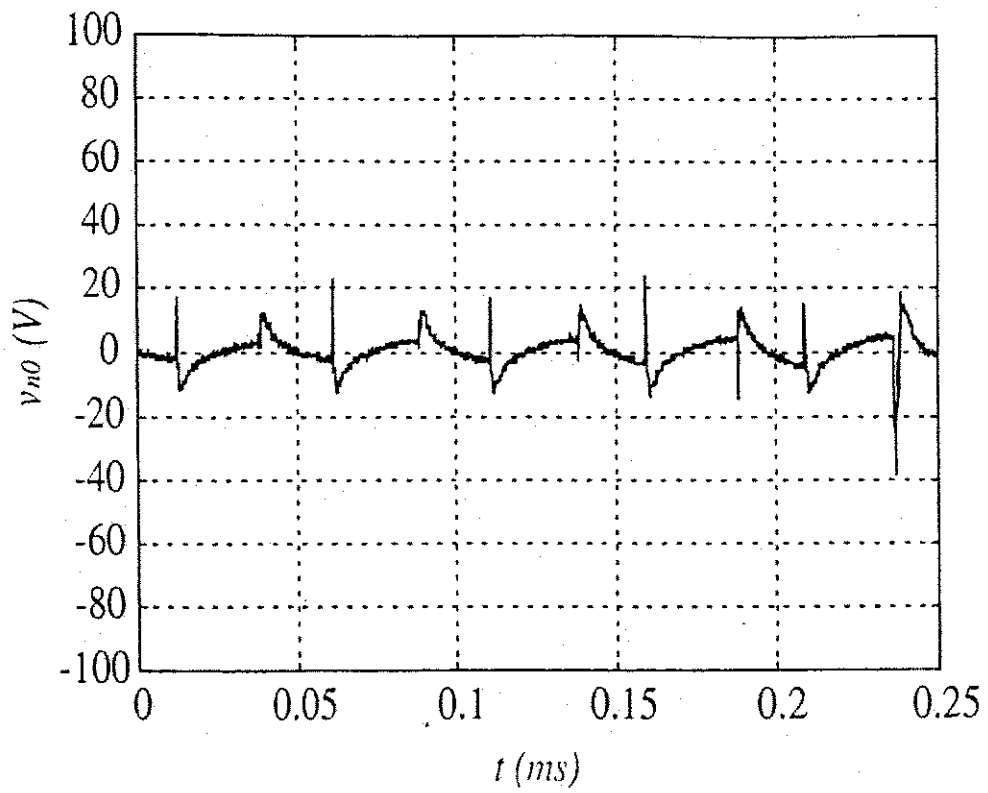


Figura 6.18: Resultado experimental da tensão de modo comum v_{n0} da máquina tetrafásica (caso 5).

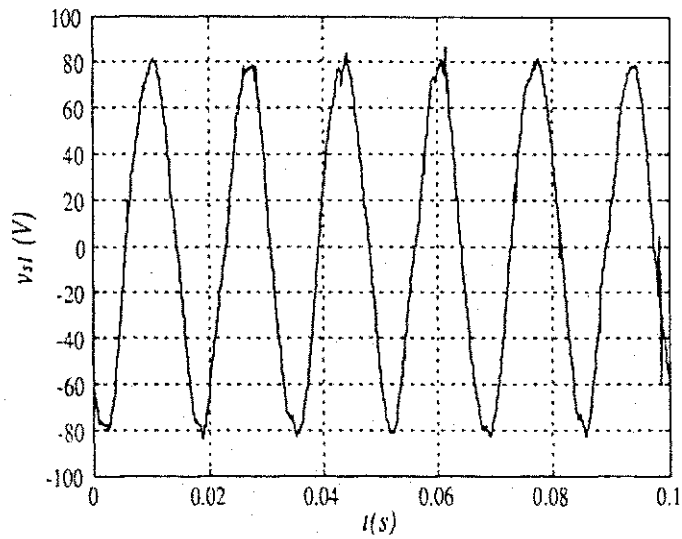


Figura 6.19: Resultado experimental da tensão de fase v_{s1} da máquina tetrafásica (caso 5).

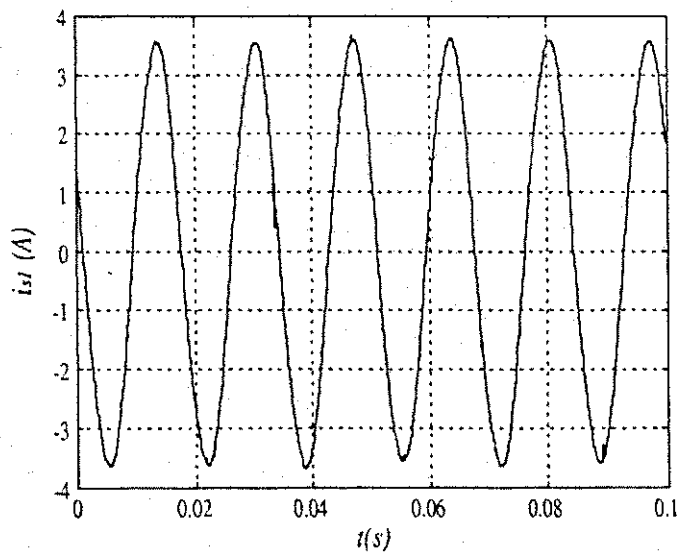


Figura 6.20: Resultado experimental da corrente de fase i_{s1} da máquina tetrafásica (caso 5).

6.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas estratégias de modulação vetorial e escalar para a máquina tetrafásica. Os resultados de simulação e experimentais foram apresentados e comparados com o caso padrão máquina assíncrona trifásica acionada por inversor trifásico.

Os casos 1 e 2 apresentam os melhores resultados, mas apenas eliminam o valor médio da tensão de modo comum. Enquanto os casos 3, 4 e 5 apresentam THD superior, mas eliminam a tensão de modo comum instantânea.

A corrente na máquina tetrafásica é inferior àquela da máquina trifásica de mesma potência, assim pode-se usar chaves do inversor tetrafásico de menor potência.

A eliminação da tensão de modo comum na média na máquina trifásica reduz a capacidade máxima de tensão gerada pelo inversor.

Capítulo 7

Conclusão Geral

Neste trabalho foram desenvolvidos estudos acerca dos três subsistemas que compõem um sistema de acionamento estático: eletromecânico, de controle e de alimentação. O subsistema eletromecânico foi tratado por meio da modelagem das máquinas de indução trifásicas e tetrafásicas. Com relação ao subsistema de controle foram revisadas estratégias de controle fluxo-conjugado para máquinas de indução e proposta uma estratégia de controle independente da velocidade e da constante de tempo rotórica. E, por último, o subsistema de alimentação, que foi abordado por meio do estudo dos efeitos da tensão de modo comum proveniente da utilização de inversores na alimentação da máquina, assim como a proposta de estratégias de modulação para motores de indução tetrafásicos visando a eliminação da tensão de modo comum.

A estratégia de controle independente da velocidade e da constante de tempo rotórica é uma implementação modificada do controle indireto com orientação pelo campo (IFOC), onde a estimativa da velocidade do vetor fluxo rotórico é realizada usando modelos estatóricos. A estratégia proposta foi comparada com o IFOC padrão que utiliza a velocidade medida e depende de τ_r . A estratégia que utiliza o modelo de tensão de eixo q apresentou os melhores resultados tanto para o transitório de conjugado eletromagnético quanto a insensibilidade da variação da resistência rotórica, revelando assim a capacidade da estratégia em eliminar o sensor de velocidade e a influência da resistência rotórica com a manutenção do desempenho do sistema. O modelo de potência reativa apresentou resultado satisfatório para a variação paramétrica mas obteve uma resposta apenas razoável a um transitório de conjugado. Os modelos de tensão de eixo d e de potência ativa levaram o sistema à instabilidade. Entretanto, é possível que os estudos que serão realizados na sequência do trabalho permitam desenvolver procedimentos para melhorar o desempenho da estratégia proposta utilizando estes três últimos modelos.

A modelagem da máquina assíncrona tetrafásica revelou a existência de variáveis σ' , sem similares para a máquina trifásica, que introduzem distorções, quando diferentes de zero, nas tensões ou correntes de fase, mesmo quando as referências de tensões ou correntes dq são mantidas senoidais, mas que não criam fluxo no entreferro nem conjugado eletromagnético.

As estratégias de modulação propostas para máquinas tetrafásicas foram baseadas na eliminação da tensão de modo comum introduzidas pelo inversor fonte de tensão em valor instantâneo ou médio. As estratégias com restrição da eliminação da tensão de modo comum média apresentaram menor distorção harmônica. A estratégia com eliminação da tensão de modo comum instantânea, apresenta distorção harmônica superior ao da máquina trifásica para índices de modulação baixos mas elimina quase totalmente a tensão de modo comum na máquina.

Os efeitos da eliminação da tensão de modo comum sobre os rolamentos da máquina tetrafásica podem ser aproveitados para um melhor entendimento destes fenômenos em máquinas assíncronas de n fases.

A utilização do sensor de velocidade é responsável pelo aumento do custo e pela diminuição de robustez do sistema de acionamento com máquina de indução e a dependência do controle IFO com a constante de tempo rotórica compromete o desempenho do sistema de acionamento em regime dinâmico e permanente. As estratégias de controle propostas demonstraram a possibilidade da independência do controle quanto ao sensor de velocidade e a constante de rotórica.

A tensão de modo comum é responsável pelo aparecimento de tensão sobre o eixo da máquina e pelo desgaste prematuro dos rolamentos da máquina. A utilização da máquina tetrafásica com as estratégias de modulação propostas permitiram a eliminação quase total de tensão de modo comum nesta máquina.

Em comum, as propostas citadas têm como objetivo a melhoria da robustez do sistema por completo, ou até mesmo a redução dos custos tendo em vista uma menor necessidade de manutenção.

A partir dos trabalhos iniciados aqui é possível frisar novas perspectivas para trabalhos futuros.

1. Estudo comparativo mais detalhado entre os modelos utilizados para a estimação da velocidade do fluxo rotórico;
2. Estudo da sensibilidade paramétrica dos modelos propostos na estimação da velocidade;
3. Melhoria da estimação dos parâmetros utilizados;

4. Estudo sistemático da estabilidade das estratégias propostas em toda a faixa de operação do sistema de acionamento;
5. Obtenção de resultados experimentais para todas as estratégias PWM propostas para eliminação da tensão de modo comum;
6. Análise da tensão no eixo e correntes nos rolamentos de máquinas tetrafásicas;
7. Análise dos efeitos da eliminação da tensão de modo comum sobre os rolamentos da máquina;
8. Análise dos efeitos da eliminação da tensão de modo comum sobre a emissão de interferência eletromagnética.

Bibliografia

- [1] Motors and drives for cleanroom applications. White paper, Reliance Electric Current Shield Technology, 1999.
- [2] A. Abbondanti and M. B. Brennen. Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-11(5):483-488, 1975.
- [3] V. Blasko. A hybrid pwm strategy combining modified space vector and triangle comparison methods. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1872-1878, 1996.
- [4] B. K. Bose. *Power Eletronics and AC Drive*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, New York - USA, 1986.
- [5] B. K. Bose. Power electronics and motion control - technology status and recent trends. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29(5):902-909, sep/oct 1993.
- [6] B. K. Bose. *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. IEEE Press, Piscataway - USA, 1996.
- [7] H. W. V. D. Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 24(1):142-150, jan/feb 1988.
- [8] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel, and A. Skibinski. An evaluation of the eletrostatic shielded induction motor: A solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current. *IEEE IAS Conf. Rec.*, Novembro 1996.
- [9] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski. System electrical parameters and their effects on bearing currents. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 33(2):577-584, Mar./Apr. 1997.

- [10] D. F. Busse, J. M. Erdman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski. The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 33(2):567-576, Mar./Apr. 1997.
- [11] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald. Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(6):1365-1370, Nov./Dec. 1996.
- [12] M. J. Costello. Shaft voltages and rotating machinery. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 29(2):419-426, Mar./Apr. 1993.
- [13] C. C. de Azevedo, R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. B. Fl., and T. M. Oliveira. Eliminating the common-mode voltage in ac drive systems using a four-phase machine. *IEEE IAS Conf. Rec.*, September/October, 2001.
- [14] J. B. de Melo Filho. *Acionamento de Máquina Assíncrona Orientada Indiretamente pelo Campo com Controle Adaptativo MRAC e sem Medição de Velocidade*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, dezembro 1999.
- [15] L. A. de S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira. Parameter sensitivity of mrac models employed in ifo-controlled ac motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(4):536-545, august 1997.
- [16] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski. Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(2):250-259, Mar./Apr. 1996.
- [17] J. Holtz. Methods for speed sensorless control of ac drives. pages 415-420. *IEEE PCC*, 1993.
- [18] J. Holtz. Speed estimation and sensorless control of ac drives. pages 649-654. *IEEE IECON*, 1993.
- [19] J. Holtz. State of the art of controlled ac drives without speed sensor. *International Journal of Electronics*, 40(2):1-6, 1995.
- [20] J. Holtz. Sensorless position control of induction motors - an emerging technology. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 45(6):840-852, dec 1998.

- [21] C. Illas, A. Bettini, L. Feraris, G. Griva, and F. Profumo. Comparison of different schemes without shaf sensors for field oriented control drives. pages 1579-1588. IEEE IECON, 1994.
- [22] C. B. Jacobina. *Máquinas Elétricas*. DEE - CCT - Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB - BR, 1984.
- [23] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 35(1):52-61, jan/feb 1999.
- [24] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima. Induction motor drive system for low-power applications. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(2):250-259, Jan/Feb 1999.
- [25] C. B. Jacobina, J. B. de M. Fl., F. Salvadori, A. M. N. Lima, and L. A. S. Ribeiro. A simple indirect field oriented control of induction machines without speed measurement. In *Conf. Rec. IAS'97*, pages 1809-1813, Roma - Italy, October 2000. IEEE - Industry Application Society.
- [26] C. B. Jacobina, E. B. de Souza Fl., and E. R. C. da Silva. Controladores de corrente com motor de indução em campo orientado. In *Anais VIII CBA*, pages 991-996, Belém-Pa, Brasil, - 1990. SBA - Sociedade Brasileira de Automática.
- [27] C. B. Jacobina and A. M. N. Lima. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquinas assíncronas. *SBA - Controle e Automação*, 7(1):15-28, 1996.
- [28] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva. Pwm space vector based in digital scalar modulation. In *Proceedings PESC'97*, pages 606-611. IEEE, 1997.
- [29] C. B. Jacobina, L. A. S. Ribeiro, C. C. de Azevedo, A. M. N. Lima, and A. Oliveira. Indirect field orientation for induction motors without speed sensor. In *APEC*. IEEE, 2002.
- [30] J. Jiang and J. Holtz. Speed sensorless ac drive for high dynamic performance and steady state accuracy. pages 1029-1034. 21th Annual Conf. of the IEEE Ind. Electronics Society, 1995.
- [31] A. V. Jouanne and H. Zhang. A dual-bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents. *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(1):43-48, Jan. 1999.

- [32] A. L. Julian, T. A. Lipo, and G. Oriti. Elimination of common-mode voltages in three phase sinusoidal power converters. volume 9, pages 1968-1972. IEEE PESC Conf. Rec., 1996.
- [33] T. Kanmachi and I. Takahashi. Sensorless speed control of an induction motor with no influence of resistance variation. pages 408-413. IEEE IAS Annual Meeting, 1993.
- [34] H. Kubota, Y. Kataoka, H. Ohta, and K. Matsuse. Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation. pages 2321-2324. IEEE IAS Annual Meeting, 1999.
- [35] H. Kubota and K. Matsuse. Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducers. pages 473-477. IEEE PCC, 1993.
- [36] H. Kubota and K. Matsuse. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(5):1219-1224, October, 1994.
- [37] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer Verlag, New York - USA, 1985.
- [38] M. D. Manjrekar and T. A. Lipo. An auxiliary zero state synthesizer to reduce common mode voltage in three-phase inverters. pages 54-59. IEEE IAS Conf. Rec., October, 1999.
- [39] M. Montanari, S. Peresada, A. Tilli, and A. Tonielli. Speed sensorless control of induction motor based on indirect field-orientation. pages 1858-1865. IEEE IECON, 2000.
- [40] Y. Murai and Y. Kawase. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 28(4):858-863, September 1992.
- [41] S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi. An active circuit for cancellation common-mode voltage generated by a PWM inverter. pages 1547-1553. IEEE PESC Conf. Rec., 1997.
- [42] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka. Vector control of induction motor without shaft encoder. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(1):157-164, Jan/Feb 1992.

- [43] G. Oriti, A. L. Julian, and T. A. Lipo. A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction. pages 1541-1546. IEEE PESC Conf. Rec., 1997.
- [44] T. Pana. Sensorless vector-controlled induction motor drive system with rotor resistance estimation using parallel processing with floating point dsp. pages 79-84. IEEE PCC, 1997.
- [45] S. Peresada, A. Tilli, and A. Tonielli. Indirect field-oriented control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency. pages 1609-1614. IEEE IECON, 1998.
- [46] D. Rendusara and P. Enjeti. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 13(6):1135-1143, Nov.- 1998.
- [47] C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(5):1054-1061, sep/oct 1992.
- [48] H. Tajima and Y. Hori. Speed sensorless field-orientation control of the induction machine. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29(1):175-180, Jan/Feb 1993.
- [49] C. Wang, D. W. Novotny, and T. A. Lipo. An automated rotor time constant measurement system of indirect field-oriented drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 24(1):151-159, jan/feb 1988.
- [50] D. C. White and H. H. Woodson. *Electromechanical Energy Conversion*. 1959.
- [51] G. Yang and T. Chin. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29(4):820-825, Jul/Aug 1993.