

Alexandre Cunha Oliveira

Controle Digital de Sistemas de Acionamento com  
Máquina Assíncrona

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.Ing.  
Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.  
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Alexandre Cunha Oliveira, 1995

230  
L.B.12.22 (116)  
048



048c Oliveira, Alexandre Cunha.  
Controle digital de sistemas de acionamento com máquina assíncrona / Alexandre Cunha Oliveira. - Campina Grande, 1995.  
173 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia.

1. Máquina Assíncrona. 2. Controle Digital. 3. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Lima, Antonio Marcus Nogueira. III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). IV. Título

CDU 621.313.33(043)

# Controle Digital de Sistemas de Acionamento com Máquina Assíncrona

Alexandre Cunha Oliveira

*Dissertação de Mestrado apresentada em 29/12/1995*

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.  
Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.  
Orientador

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing.  
Componente da Banca

Andrés Ortiz Salazar, Dr.  
Componente da Banca

Eurico Bezerra de Souza Filho, Dr.  
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, dezembro/1995

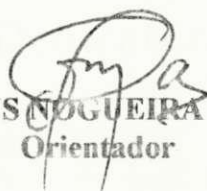
**CONTROLE DIGITAL DE SISTEMAS DE ACIONAMENTO  
COM MÁQUINA ASSÍNCRONA**

**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA**

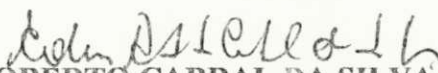
Dissertação Aprovada em 29.12.1995



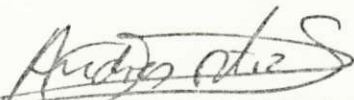
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr. Ing., UFPB**  
Orientador



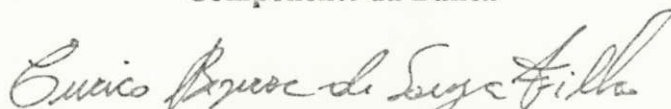
**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB**  
Orientador



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



**ANDRES ORTIZ SALAZAR, Dr., UFRN**  
Componente da Banca



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

CAMPINA GRANDE - PB  
Dezembro - 1995

## Dedicatória

Dedico este trabalho a minha mãe, Socorro

## Agradecimentos

Aos professores Cursino Brandão Jacobina, Antônio Marcus Nogueira Lima, pela intensa orientação e colaboração sem as quais não seria possível a realização deste trabalho.

Ao professor Edison Roberto Cabral da Silva pela inestimável colaboração dada na parte de eletrônica de potência.

Ao amigo Luiz Antônio, que muito colaborou no trabalho de caracterização da máquina utilizada nos controles desenvolvidos.

Ao amigo Ricardo Lucio, que prestou grande ajuda no trabalho final de edição desse documento.

Ao professor Edgar e ao funcionário do NERG, Cândido, que muito colaboraram quando da montagem mecânica das máquinas utilizadas no acionamento.

A empresa Koblitz LTDA, na pessoa do Eng. Sérgio Campelo, pelo indispensável apoio dado ao trabalho de pesquisa.

Aos companheiros do laboratório, que não negaram seu apoio nos momentos difíceis.

A toda minha família que tanto me incentivou no decorrer deste trabalho.

Ao CNPq que financiou parte deste trabalho.

## Resumo

Este trabalho é uma contribuição ao estudo do acionamento de máquinas assíncronas por meio de estratégias de controle vetorial. O sistema digital utilizado é composto na sua parte material por um inversor de tensão PWM, um motor de indução com rotor gaiola, um computador padrão IBM - PC 486DX2 66 e placas de aquisição e controle.

A partir do modelo dinâmico da máquina desenvolvem-se as estratégias de controle de corrente-tensão, fluxo-conjugado e velocidade. A análise de desempenho de cada uma das estratégias de controle implementadas, é realizada com base nos resultados experimentais levantados. Um segundo aspecto analisado é a complexidade de implementação das estratégias, baseado no número de operações matemáticas envolvidas nas implementações. São avaliados dois tipos de controladores de corrente, Preditivo e PI, sendo o último implementado tanto no referencial estatórico como síncrono. Visando melhorar o conteúdo harmônico do sinal de corrente, são investigadas técnicas de geração de sinais de comando das chaves do inversor fonte de tensão PWM, com frequência independente da frequência de amostragem/controlado, são apresentados alguns resultados experimentais. As estratégias de controle vetorial fluxo-conjugado são avaliados no modo direto e indireto, segundo as técnicas de controle por escorregamento e quadratura. Há no modo direto, uma malha de realimentação de fluxo, sendo o mesmo estimado a partir do conhecimento dos parâmetros da máquina e grandezas terminais (correntes, tensões e velocidade). No modo indireto, avalia-se o desempenho das estratégias de controle fluxo-conjugado apenas segundo a técnica em quadratura. As estratégias de controle fluxo-conjugado são implementadas no referencial estatórico/rotórico ou fluxo estatórico/fluxo rotórico, caso seja utilizado o fluxo estatórico ou rotórico, respectivamente, para o controle. Por último, são implementadas estratégias de controle de velocidade, a partir das estratégias de controle por orientação pelo campo, sendo realizado o mesmo estudo de desempenho e complexidade de implementação, verificado para as estratégias de controle fluxo-conjugado.

## Abstract

This work presents a contribution to the study of control of induction motor on vector field oriented control schemes. The motor drive system employed is composed by a microprocessor IBM-PC-486DX266, a three phase inverter, an acquisition control board and a squirrel cage induction motor.

The flux and torque, voltage and current and speed control strategies are developed from the dynamical model of the machine on a specific reference frame. The analysis of control schemes implemented are made due the experimental results obtained. Also, the complexity of the control strategies is analyzed by computing the number of the mathematic operations. Two types of current control scheme are investigated: the predictive and proportional and integral (PI). The last one is implemented on stationary and synchronous reference frames. To reduce the harmonic content on the output currents, the PWM and the current control loop are realized with different sample rates. The flux and torque control schemes are investigated for direct and feedforward control loops. In the direct mode, the flux control loop is obtained by the estimation of the air-gap machine flux. The performance of the feedforward scheme is obtained from the quadrature vector control. All the strategies above are realized on the stator/rotor and stator vector flux/rotor vector flux reference frames. Finally, the speed control strategy is implemented by the use of the flux and torque control schemes developed and some experimental results are presented.



# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução Geral</b>	<b>5</b>
1.1	Organização do Trabalho . . . . .	8
<b>2</b>	<b>Sistema de Acionamento</b>	<b>9</b>
2.1	Introdução . . . . .	9
2.2	Sistema de Acionamento . . . . .	9
2.2.1	Fonte CC . . . . .	10
2.2.2	Inversor . . . . .	11
2.2.3	Máquina CA . . . . .	18
2.2.4	Aquisição . . . . .	18
2.2.5	Controle . . . . .	26
2.3	Conclusão . . . . .	29
<b>3</b>	<b>Controle de Corrente e de Tensão</b>	<b>31</b>
3.1	Introdução . . . . .	31
3.2	Modelo da Máquina Assíncrona . . . . .	32
3.3	Controle de Corrente . . . . .	36
3.3.1	Controlador Preditivo de Corrente . . . . .	38

3.3.2	Controlador de Corrente PI . . . . .	43
3.4	Complexidade de Implementação . . . . .	46
3.5	Resultados Experimentais das Estratégias de Controle . . . . .	47
3.6	Fonte de Tensão PWM . . . . .	61
3.6.1	Determinação do Padrão PWM . . . . .	61
3.6.2	Seqüência de Aplicação do Padrão PWM . . . . .	65
3.7	Conclusão . . . . .	71
<b>4</b>	<b>Controles de Fluxo-Conjugado e de Velocidade</b>	<b>73</b>
4.1	Introdução . . . . .	73
4.2	Estratégias de Controle . . . . .	74
4.2.1	Controle por Escorregamento . . . . .	77
4.2.2	Controle Vetorial em Quadratura . . . . .	85
4.3	Estimação de Fluxo . . . . .	94
4.4	Controle de Velocidade . . . . .	97
4.5	Complexidade de Implementação . . . . .	100
4.6	Resultados Experimentais de Controle Fluxo-Conjugado . . . . .	103
4.7	Complexidade de Implementação . . . . .	114
4.8	Resultados Experimentais de Controle de Velocidade . . . . .	116
4.9	Conclusão . . . . .	125
<b>5</b>	<b>Conclusão Geral</b>	<b>127</b>
<b>A</b>	<b>Desenvolvimento das expressões do controle preditivo de corrente</b>	<b>132</b>
A.1	Determinação das expressões do controlador preditivo, método II. . . . .	132
A.2	Lei de controle preditiva . . . . .	134

A.2.1	Sem considerar o esforço de controle . . . . .	134
A.2.2	Considerando o esforço de controle . . . . .	134
<b>B</b>	<b>Esquema Elétrico/Funcionamento</b>	<b>136</b>
B.1	Sistema de Acionamento . . . . .	136
B.1.1	Retificador Trifásico não controlado . . . . .	136
B.1.2	Inversor Trifásico . . . . .	137
B.1.3	Placa de Transdutores . . . . .	142
B.1.4	Placa de aquisição de dados . . . . .	147

# Lista de Tabelas

3.1	Tempo de execução das rotinas de controle de corrente . . . . .	46
3.2	Número de operações envolvidas nas estratégias de controle de corrente	47
3.3	Ganhos $k_p$ e $k_i$ do controlador PI de corrente . . . . .	48
4.1	Número de operações envolvidas nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo rotórico . . . . .	101
4.2	Número de operações envolvidas nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo estatórico . . . . .	101
4.3	Tempo de execução das rotinas de controle fluxo/conjugado . . . . .	103
4.4	Tempo de execução das rotinas de controle de velocidade . . . . .	114
4.5	Número de operações envolvidas nas estratégias de controle de veloci- dade, baseado nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo rotórico	115
4.6	Número de operações envolvidas nas estratégias de controle de veloci- dade, baseado nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo estatórico	115
4.7	Ganhos $k_p$ e $k_i$ do controlador PI de velocidade . . . . .	125
B.1	Palavra de dados da conversão A/D . . . . .	154
B.2	Modo de operação do conversor A/D . . . . .	155
B.3	Modo de operação do conversor D/A . . . . .	158
B.4	Palavra de dados do conversor D/A . . . . .	159

# Lista de Figuras

2.1	Diagrama de blocos do sistema de acionamento . . . . .	10
2.2	Diagrama de blocos da fonte CC . . . . .	10
2.3	Estrutura do inversor fonte de tensão trifásico . . . . .	11
2.4	Gráficos da dissipação de potência na comutação de bloqueio para condução do transistor de potência, sem e com C.A.C. . . . .	12
2.5	Resposta da corrente $I_c$ , a uma corrente de excitação de base tipo degrau	14
2.6	Resposta da corrente $I_c$ , a uma corrente de excitação de base tipo impulso	14
2.7	Bloqueio do transistor . . . . .	15
2.8	Circuito de quase saturação . . . . .	16
2.9	Gráfico $I_c \times V_{ce}$ . . . . .	17
2.10	Diagrama de blocos da estrutura da placa de Aquisição de dados . . . . .	20
2.11	Sinal de temporização com pulsos não centrados . . . . .	23
2.12	Sinal de temporização com pulsos centrados . . . . .	24
2.13	Diagrama de blocos do software de controle . . . . .	27
3.1	Representação vetorial da máquina . . . . .	35
3.2	Modelo de primeira ordem . . . . .	37
3.3	Diagrama de blocos do controlador preditivo, método I . . . . .	40

3.4	Diagrama de blocos do controlador preditivo, método II . . . . .	41
3.5	Diagrama de blocos do controlador PI, referencial estatórico . . . . .	45
3.6	Diagrama de blocos do controlador PI, referencial síncrono . . . . .	46
3.7	Controle de corrente preditivo, método I: (a) corrente de referência na freqüência de 10Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente . . . . .	49
3.8	Controle de corrente preditivo, método I: (a) corrente de referência na freqüência de 30Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente . . . . .	50
3.9	Controle de corrente preditivo, método I: (a) corrente de referência na freqüência de 60Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente . . . . .	51
3.10	Controle de corrente preditivo, método II: (a) corrente de referência na freqüência de 10Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente . . . . .	52
3.11	Controle de corrente preditivo, método II: (a) corrente de referência na freqüência de 30Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente . . . . .	53
3.12	Controle de corrente preditivo, método II: (a) corrente de referência na freqüência de 60Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente . . . . .	54
3.13	Controle de corrente, PI no referencial estatórico: (a) corrente de re- ferência na freqüência de 10Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente	55
3.14	Controle de corrente, PI no referencial estatórico: (a) corrente de re- ferência na freqüência de 30Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente	56
3.15	Controle de corrente, PI no referencial estatórico: (a) corrente de re- ferência na freqüência de 60Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente	57
3.16	Controle de corrente, PI no referencial síncrono: (a) corrente de re- ferência (síncrono), (b) corrente medida (síncrono), (c) erro de corrente (síncrono), (d) corrente de referência, freqüência de 10 Hz, (e) corrente medida (estator) e (f) erro de corrente (estator). . . . .	58

3.17	Controle de corrente, PI no referencial síncrono: (a) corrente de referência (síncrono), (b) corrente medida (síncrono), (c) erro de corrente (síncrono), (d) corrente de referência, frequência de 30 Hz, (e) corrente medida (estator) e (f) erro de corrente (estator). . . . .	59
3.18	Controle de corrente, PI no referencial síncrono: (a) corrente de referência (síncrono), (b) corrente medida (síncrono), (c) erro de corrente (síncrono), (d) corrente de referência, frequência de 60 Hz, (e) corrente medida (estator) e (f) erro de corrente (estator). . . . .	60
3.19	Braço do inversor de tensão e sinal de referência . . . . .	62
3.20	Sinal de tensão na fase 1 em relação ao neutro fictício do inversor "0" . . . . .	62
3.21	Sequência regular simétrica em $2t_e$ . . . . .	65
3.22	Diagrama de pulsos, utilizando a técnica de repetição de contagem . . . . .	67
3.23	Diagrama de pulsos, usando a técnica de aproximação por ramos de senoide . . . . .	68
3.24	(a) PWM regular simétrico padrão, (b) PWM regular simétrico com repetição de pulsos e (c) PWM regular simétrico com aproximação por ramos de senoide . . . . .	70
4.1	Controle por escorregamento a fluxo estatórico constante - referencial estatórico $w_g = 0$ . . . . .	80
4.2	Controle por escorregamento a fluxo estatórico constante - referencial no campo $w_g = w_a$ . . . . .	82
4.3	Controle por escorregamento a fluxo rotórico, referencial fluxo rotórico . . . . .	83
4.4	Controle por escorregamento a fluxo rotórico, referencial rotórico . . . . .	84
4.5	Controle em quadratura indireto-fluxo rotórico . . . . .	86
4.6	Diagrama de blocos da estratégia MRAC . . . . .	87
4.7	Controle em quadratura indireto-fluxo estatórico . . . . .	90

4.8	Controle em quadratura direto-fluxo estatórico . . . . .	91
4.9	Controle em quadratura direto-fluxo rotórico . . . . .	93
4.10	(a) corrente de fase da máquina e (b) velocidade medida . . . . .	100
4.11	Controle vetorial indireto em quadratura - fluxo rotórico: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) e (e) transitórios de velocidade . . . . .	106
4.12	Controle vetorial indireto em quadratura - fluxo estatórico: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) e (e) transitórios de velocidade . . . . .	107
4.13	Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo rotórico, referencial fluxo rotórico: (a) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d, (b) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo q, (c) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (d) e (e) transitórios de velocidade . . . . .	108
4.14	Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo rotórico, referencial rotórico: (a) fluxo rotórico de referência, eixo d, (b) fluxo rotórico estimado, eixo d, (c) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (d) fluxo rotórico de referência, eixo q, (e) fluxo rotórico estimado, eixo q, (f) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo q)(g) e (h) transitórios de velocidade . . . . .	109
4.15	Controle vetorial direto em quadratura - fluxo rotórico: (a) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d, (b) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (c) transitórios de velocidade, (d) corrente de referência, (e) corrente medida e (f) erro de corrente . . . . .	110
4.16	Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo estatórico, referencial estatórico: (a) fluxo estatórico de referência, eixo d, (b) fluxo estatórico estimado, eixo d, (c) erro (fluxo estatórico de referência e estimado, eixo d), (d) fluxo estatórico de referência, eixo q, (e) fluxo estatórico estimado, eixo q, (f) erro (fluxo estatórico de referência e estimado, eixo q)(g) e (h) transitórios de velocidade . . . . .	111



4.17	Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo estatórico, referencial fluxo estatórico: (a) fluxo estatórico de referência, referencial estatórico, (b) fluxo estatórico estimado, referencial estatórico, (c) erro (fluxo estatórico de referência e estimado, referencial estatórico), (d) fluxo estatórico de referência e estimado, eixo d, (e) erro (fluxo estatórico de referência e estimado, eixo d), (f) e (g) transitórios de velocidade . . . .	112
4.18	Controle vetorial direto em quadratura - fluxo estatórico: (a) corrente medida, (b) corrente de referência, (c) corrente medida filtrada, (d) erro de corrente (referência - medida), (e) erro de corrente(referência - medida filtrada), (f) fluxo estatórico de referência e estimado, eixo d, (g) erro (fluxo de referência - estimado) e (h) transitório de velocidade . . . . .	113
4.19	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: indireto em quadratura - fluxo rotórico: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) velocidade de referência e medida (e) erro de velocidade . . . . .	117
4.20	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: indireto em quadratura - fluxo estatórico: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) velocidade de referência e medida (e) erro de velocidade . . . . .	118
4.21	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado :vetorial direto por escorregamento - fluxo rotórico, referencial fluxo rotórico: (a) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d, (b) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (c) velocidade de referência e medida e (e) erro de velocidade . . . . .	119
4.22	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: vetorial direto por escorregamento - fluxo rotórico, referencial rotórico: (a) fluxo rotórico de referência, eixo d, (b) fluxo rotórico estimado, eixo d, (c) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (d) velocidade de referência e medida e (e) erro de velocidade . . . . .	120

4.23	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: direto em quadratura - fluxo rotórico: (a) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d, (b) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (c) velocidade de referência e medida e (d) erro de velocidade . . . . .	121
4.24	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: vetorial direto por escorregamento - fluxo estatórico, referencial estatórico: (a) fluxo estatórico de referência, eixo d, (b) fluxo estatórico estimado, eixo d, (c) erro (fluxo estatórico de referência e estimado, eixo d), (d) velocidade de referência e medida e (e) erro de velocidade . . . . .	122
4.25	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: vetorial direto por escorregamento - fluxo estatórico, referencial fluxo estatórico: (a) fluxo estatórico de referência e medido, referencial fluxo estatórico, (b) erro (fluxo estatórico de referência e estimado, referencial fluxo estatórico), (c) velocidade de referência e medida e (d) erro de velocidade . . . . .	123
4.26	Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: direto em quadratura - fluxo estatórico: (a) fluxo estatórico de referência e estimado, eixo d, (b) erro (fluxo de referência - estimado), (c) velocidade de referência e medida e (d) erro de velocidade . . . . .	124
B.1	Retificador + "chopper" . . . . .	136
B.2	"Driver" dos transistores de potência . . . . .	139
B.3	Circuito para medição de corrente . . . . .	142
B.4	Circuito para medição de tensão . . . . .	143
B.5	Medição de um sinal de tensão qualquer . . . . .	144
B.6	Circuito de atraso das chaves . . . . .	145
B.7	Circuito de inibição dos sinais de comando . . . . .	146
B.8	Circuito de calibração . . . . .	146
B.9	Circuito limitador da tensão de entrada dos CAD's . . . . .	147

B.10 Circuito de seleção . . . . .	152
B.11 Conversor A/D + Filtro+ "Sample-and-Hold" . . . . .	153
B.12 "Sample-and-Hold" . . . . .	154
B.13 Conversor D/A . . . . .	156
B.14 Conversor D/A, operando no modo unipolar . . . . .	156
B.15 Conversor D/A, operando no modo bipolar . . . . .	157
B.16 Fonte de tensão de referência do CDA . . . . .	158
B.17 PPI . . . . .	162
B.18 Circuito de geração dos sinais PWM . . . . .	166
B.19 Circuito gerador de clock . . . . .	167

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

<i>CAC</i>	: Circuito de auxílio a comutação
<i>TJB</i>	: Transistor de junção bipolar
<i>D<sub>as</sub></i>	: Diodo de antisaturação
<i>D<sub>b</sub></i>	: Diodo de base
<i>D<sub>ci</sub></i>	: Diodo de corrente reversa
<i>V<sub>ce</sub></i>	: Tensão coletor - emisor
<i>I<sub>c</sub></i>	: Corrente de coletor
<i>I<sub>b</sub></i>	: Corrente de base
<i>A/D</i>	: Conversor analógico/digital
<i>D/A</i>	: Conversor digital/analógico
<i>PPI</i>	: Interface paralela programável
<i>CPU</i>	: Unidade central de processamento
<i>I/O</i>	: Input/Output (entrada/saída)
<i>IOR</i>	: Lê de porta de entrada/saída (Input/Output Read)
<i>IOW</i>	: Escrever em porta de entrada/saída (Input/Output Write)
<i>PWM</i>	: Modulação por largura de pulso
<i>PIT</i>	: Interface de temporização programável
$\phi_s$ e $\phi_r$	: Vetores fluxo estático e rotórico [Wb]
$i_s$ e $i_r$	: Vetores corrente estática e rotórica [A]

- $l_{ss}$  : Matriz de indutâncias estatóricas da máquina trifásica [H]  
 $l_{rr}$  : Matriz de indutâncias rotóricas da máquina trifásica [H]  
 $l_{sr}$  e  $l_{rs}$  : Matrizes de indutâncias mútuas entre estator e rotor da máquina trifásica [H]  
 $x_{s123}, x_{r123}$  : Variáveis trifásicas estatóricas e rotóricas  
 $x_{sodq}, x_{rodq}$  : Variáveis "odq" estatóricas e rotóricas  
 $P_s$  : Matriz de transformação estatórica de "odq" para trifásico  
 $P_r$  : Matriz de transformação rotórica de "odq" para trifásico  
 $v_s$  e  $v_r$  : Vetores tensão estatórica e rotórica [V]  
 $HOCD$  : Segurador de 1ª ordem  
 $r_s$  e  $r_r$  : Resistência de uma bobina do estator e rotor [ $\Omega$ ]  
 $P$  : Potência elétrica instantânea [W]  
 $g$  : Expoente que representa a posição genérica dos eixos de referência  $dq$   
 $s$  : Expoente que representa grandezas no referencial estatórico  
 $r$  : Expoente que representa grandezas no referencial rotórico  
 $a$  : Expoente que representa grandezas no referencial fluxo estatórico  
 $b$  : Expoente que representa grandezas no referencial fluxo rotórico  
 $w_m$  : Velocidade angular mecânica do rotor (rad/s)  
 $w_r$  : Velocidade angular elétrica do rotor (rad/s)  
 $w_g$  : Velocidade angular elétrica dos eixos  $dq$  (rad/s)  
 $w_b$  : Velocidade angular do vetor fluxo rotórico (rad/s)  
 $w_a$  : Velocidade angular do vetor fluxo estatórico (rad/s)  
 $w_s$  : Velocidade angular elétrica das variáveis estatóricas [rad/s]  
 $v_s^g$  e  $v_r^g$  : Vetores de tensão estatórica e rotórica num referencial genérico  $g$  (V)  
 $i_s^g$  e  $i_r^g$  : Vetores de corrente estatórica e rotórica num referencial genérico  $g$  (A)  
 $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  : Componentes de corrente estatórica de eixos  $dq$  (A)  
 $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  : Componentes de corrente rotórica de eixos  $dq$  (A)

$v_{sd}$ e $v_{sq}$	: Componentes de tensão estatórica de eixos $dq$ (V)
$v_{rd}$ e $v_{rq}$	: Componentes de tensão rotórica de eixos $dq$ (V)
$\phi_s^g$ e $\phi_r^g$	: Vetores de fluxo estatórico e rotórico num referencial genérico $g$ (Wb)
$\phi_{sd}$ e $\phi_{sq}$	: Componentes de fluxo estatórico de eixos $dq$ (Wb)
$\phi_{rd}$ e $\phi_{rq}$	: Componentes de fluxo rotórico de eixos $dq$ (Wb)
$\omega_{ar}$	: Frequência de escorregamento do vetor fluxo estatórico (rad/s)
$\omega_{br}$	: Frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico (rad/s)
$l_s$ e $l_r$	: Indutâncias próprias do estator e rotor da máquina bifásica (H)
$l_m$	: Indutância mútua entre o estator e rotor da máquina bifásica (H)
$\sigma$	: Coeficiente de dispersão magnética
$\tau_r$	: Constante de tempo rotórica (s)
$\tau_s$	: Constante de tempo estatórica (s)
$p$	: Número de par de pólos
$c_e$	: Conjugado eletromagnético (N.m)
$c_m$	: Conjugado mecânico (N.m)
$J$	: Momento de inércia da máquina [Kg.m <sup>2</sup> ]
$F$	: coeficiente de atrito (N.m/rad/s)
$t_i$	: Constante de tempo mecânica da máquina
$t_m$	: Período de amostragem da velocidade
$f, h$	: Termos do modelo discreto de 1ª ordem da máquina assíncrona
$t_e$	: Período de amostragem
$Tr$	: Matriz de rotação do vetor $e_s$ (fcem)
$\lambda$	: Fator de ponderação do esforço de controle do controlador preditivo de corrente
$k_p$	: Ganho proporcional do controlador PI
$k_i$	: Ganho integral do controlador PI
$\delta_n$	: Ângulo do vetor fluxo de referência das estratégias de controle fluxo/conjugado

- $E_d$  : Tensão do barramento CC  
 $\tau_1$  : Tempo de aplicação do vetor ativo do PWM na fase 1 da máquina  
 $\tau_2$  : Tempo de aplicação do vetor ativo do PWM na fase 2 da máquina  
 $\tau_3$  : Tempo de aplicação do vetor ativo do PWM na fase 3 da máquina  
 $\tau_{1n}$  : Tempo de aplicação de  $1/n$  avos, do vetor ativo do PWM na fase 1 da máquina  
 $\tau_{2n}$  : Tempo de aplicação de  $1/n$  avos, do vetor ativo do PWM na fase 2 da máquina  
 $\tau_{3n}$  : Tempo de aplicação de  $1/n$  avos, do vetor ativo do PWM na fase 3 da máquina  
 $k_{rr}, k_{ss}$  : Constantes dependentes dos parâmetros da máquina  
 $\delta_{ib}$  : Ângulo entre o vetor corrente estatórica e fluxo rotórico  
 $y^*$  : Grandeza de referência  
 $\hat{y}$  : Grandeza estimada  
 $k_s$  : Ganho de escorregamento  
 $n_f$  : Número de fases da máquina assíncrona  
 $w_{mc}$  : Velocidade obtida através da informação do captor de posição  
  
*QIFR* : Controle indireto em quadratura, fluxo rotórico  
*EDFRFR* : Controle direto por escorregamento, fluxo rotórico, referencial fluxo rotórico  
  
*EDFRR* : Controle direto por escorregamento, fluxo rotórico, referencial rotórico  
  
*QDFR* : Controle direto em quadratura, fluxo rotórico  
*QIFE* : Controle indireto em quadratura, fluxo estatórico  
  
*EDFEFE* : Controle direto por escorregamento, fluxo estatórico, referencial fluxo estatórico  
  
*EDFEE* : Controle direto por escorregamento, fluxo estatórico, referencial estatórico  
  
*QDFE* : Controle direto em quadratura, fluxo estatórico

# Capítulo 1

## Introdução Geral

Há muitas aplicações industriais onde o controle de conjugado, velocidade ou posição são necessários. Nessas aplicações as máquinas de corrente contínua sempre representaram uma opção atrativa, já que no caso de uma excitação separada, pode-se controlar fluxo de magnetização e conjugado, por meio das correntes de campo e da armadura respectivamente, de forma independente. No entanto, a presença de comutadores, escovas, faiscamento e necessidade de manutenção periódica penalizam um uso generalizado de tais máquinas.

As máquinas de corrente alternada, particularmente do tipo rotor gaiola, apenas recentemente tornaram-se uma alternativa atrativa. Isto ocorreu em função dos avanços conseguidos nas áreas de semicondutores de potência, que tornou disponível no mercado dispositivos com capacidade de chaveamento a frequências acima de 10KHz, de alta potência e baixo custo. O desenvolvimento de novas técnicas de controle, como por exemplo, controle por orientação pelo campo, cujos esquemas admitem duas versões: i) direta, em cuja implementação é necessário dispor de uma medição ou estimação do fluxo, a partir do qual se efetua o controle (fluxo estatórico, rotórico ou do entreferro) [1] e ii) indireta, que é realizada utilizando a medição da velocidade do eixo da máquina [2][3]. E por fim ao desenvolvimento na área de microeletrônica, que permitiu o surgimento de microprocessadores de alto desempenho, possibilitando uma diminuição significativa do esforço de implementação das estratégias de controle. Esses



avanços tecnológicos e científicos estão permitindo explorar as boas características das máquinas assíncronas, quais sejam, sua melhor relação potência/volume, menor peso, menor custo, maior robustez, etc, em acionamentos de alto desempenho, equivalentes aos obtidos com as máquinas de corrente contínua, com excitação independente.

Um sistema de acionamento para máquinas assíncronas possui uma estrutura padrão, que serve a maioria das estratégias de controle. Nessa estrutura destacam-se os seguintes blocos funcionais:

**Conversor ca/ca:** Estágio conversor de potência que converte a tensão elétrica trifásica da rede de frequência fixa, para uma tensão de amplitude e frequência variáveis necessárias ao acionamento da máquina. Numa primeira etapa, a energia é transformada de alternada para CC através de um retificador trifásico não controlado, seguido de um filtro capacitivo passivo. Na etapa seguinte, a energia é transformada de volta para a forma alternada através de um inversor trifásico com dispositivos semicondutores de potência, funcionando na condição de chave "on-off", com o inversor operando em uma frequência fixa. A amplitude e a frequência do sinal de alimentação da máquina são determinados pelo ciclo de trabalho das chaves de potência.

**Subsistema de Controle:** Fazem parte deste os circuitos de aquisição e processamento dos sinais elétricos e mecânicos obtidos da máquina, bem como os circuitos de controle das chaves do inversor estático. Os controladores que comandam o sistema, são implementados a nível de software, sendo as rotinas executadas em tempo real, pela unidade de processamento.

A implementação da estratégia por orientação pelo campo, em qualquer das suas versões, pode ser obtida a partir de uma fonte de corrente ou tensão de baixo conteúdo harmônico, no caso da fonte de corrente, esta pode ser conseguida utilizando-se um inversor de tensão combinado com uma malha de regulação de corrente [4][5][6].

As técnicas de controle de corrente ou tensão, que utilizam reguladores lineares discretos ou contínuos, dependem em muito do conhecimento dos parâmetros do modelo

da máquina elétrica (por exemplo, o modelo invariante de primeira ordem com uma fcm a ser compensada) [5][6]. No procedimento da determinação das constantes dos reguladores há necessidade do conhecimento dos pólos e zeros do sistema. Do exposto acima concluímos que: i) Para obter um acionamento de alto desempenho (tempo de imposição de conjugado, largura de faixa para acionamento em velocidade variável, por exemplo) é necessário um dimensionamento correto do inversor e dos reguladores de malha fechada. ii) O conhecimento a priori dos parâmetros do modelo é essencial ao projeto dos sistemas de controle. A compatibilização do conjunto conversor/máquina para uma aplicação específica e o dimensionamento dos circuitos de alimentação e controle da máquina não são possíveis sem esse conhecimento [7].

Neste trabalho são apresentadas as implementações de estratégias de acionamento estático para máquinas assíncronas, baseadas nas versões de controle vetorial em quadratura e por escorregamento, indireto e direto, em ambos os casos com a utilização tanto do fluxo rotórico como do fluxo estatórico nas malhas de controle de fluxo.

No tocante as contribuições que esse trabalho tenta deixar, pode-se destacar:

- A implementação de estratégias de controle de corrente nos referenciais síncrono e estatórico;
- O refinamento na geração dos sinais PWM, objetivando melhorar o conteúdo harmônico da corrente da máquina;
- A implementação de estratégias de controle fluxo/conjugado tanto indireto como direto, sendo, no caso indireto, discutidas formas de sintonia "on-line" dos parâmetros da máquina e no caso direto, formas de estimação do fluxo rotórico e estatórico da máquina.
- A implementação de estratégias de controle de velocidade, baseadas nas estratégias de controle fluxo/conjugado.

## 1.1 Organização do Trabalho

No Capítulo 2, é descrito o sistema de acionamento utilizado na implementação das técnicas de controle da máquina assíncrona. Cada um dos blocos que constituem o sistema é descrito de forma sumarizada, sendo apresentado no apêndice B, uma descrição mais detalhada dos mesmos.

O Capítulo 3 é iniciado com a apresentação do modelo da máquina. Logo após, são investigadas as estratégias de controle de corrente utilizando controladores discretos do tipo PI e Preditivo. São tratados os critérios de projeto dos controladores e uma representação em forma de diagrama de blocos é apresentada. Para cada um dos esquemas propostos, são apresentados resultados experimentais, juntamente com uma análise quanto a complexidade de implementação e desempenho dinâmico dos mesmos. Neste capítulo, também é tratada a fonte de tensão PWM, onde aborda-se o desatrelamento entre frequência de chaveamento e frequência de amostragem, associado a técnicas de repetição de contagem e aproximação de degraus de referência do sinal de comando, senoidal, por ramos de senoide. O objetivo, é melhorar o conteúdo harmônico do sinal de corrente (redução dos harmônicos de baixa ordem).

No Capítulo 4 são apresentadas as estratégias de controle por orientação pelo campo, na forma de diagrama de blocos, juntamente com as expressões que as rejeem. São discutidas as várias possibilidades de combinação de variáveis de controle/referencial, que determinarão o desempenho da estratégia. Também, são discutidas técnicas de estimação dos fluxos estatórico, rotórico sem a necessidade de sensores de fluxo, a partir das grandezas terminais da máquina (correntes e tensões) e do conhecimento dos parâmetros da mesma. São apresentados os resultados experimentais obtidos em cada uma das estratégias, comparando-se entre si o desempenho dinâmico e a complexidade de implementação. Encerrando o capítulo, são apresentadas estratégias de controle de velocidade, utilizando as estratégias em quadratura (orientação pelo campo) e por escorregamento, juntamente com resultados experimentais levantados.

No Capítulo 5 as conclusões sobre os resultados obtidos durante o trabalho são sumarizadas e propostas de continuidade do trabalho são apresentadas.

# Capítulo 2

## Sistema de Acionamento

### 2.1 Introdução

Neste capítulo, é tratado o sistema de acionamento empregado nas ações de controle digital, desenvolvidas para uma máquina assíncrona.

O objetivo é mostrar a estrutura básica do sistema, na forma de diagrama de blocos, e descrever as funções desempenhadas por cada um dos blocos.

São tratados os detalhes construtivos de cada um dos blocos, onde expõem-se cada uma das partes componentes do sistema e como as mesmas interagem entre si. Os esquemas elétricos dos circuitos, bem como o modo de funcionamento dos mesmos são apresentados no apêndice B.

### 2.2 Sistema de Acionamento

A figura 2.1 apresenta de forma genérica um diagrama de blocos de um sistema de acionamento para máquinas.

Cada um dos blocos mostrados na figura 2.1 pode ser configurado de inúmeras maneiras, a seguir descreveremos de que forma eles são constituídos no sistema de acionamento utilizado.

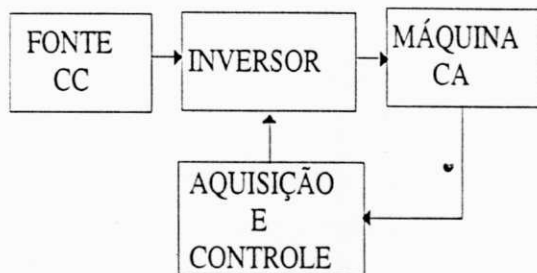


Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema de acionamento

### 2.2.1 Fonte CC

Neste bloco encontra-se um retificador trifásico, estrutura em ponte não controlada, filtro formado por um banco de capacitores e um chaveador ("chopper"), como mostra a figura 2.2.

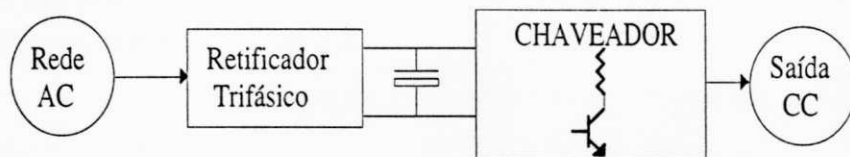


Figura 2.2: Diagrama de blocos da fonte CC

A utilização de uma ponte retificadora trifásica, deve-se, primeiro, ao fato da ondulação presente no sinal trifásico retificado ser bem menor que no caso monofásico e segundo, à disponibilidade de módulos de baixo custo, corrente nominal elevada e dimensões reduzidas, disponíveis comercialmente.

O filtro capacitivo é formado por uma associação conveniente de capacitores em série e paralelo. A importância desse filtro é sentida quando nos reportamos aos métodos de determinação do tempo de condução das chaves do inversor, onde é levado em consideração o nível da tensão do barramento CC. Em geral esse parâmetro não é medido e é considerado estável, logo, diferenças entre os valores real e de referência, causado pelo "ripple", tornarão conseqüentemente errados os tempos calculados.

O chaveador é um dispositivo de proteção, conectado paralelamente ao barramento CC, sua função é evitar que a tensão do barramento alcance níveis capazes de danificar

as chaves do inversor (superar a tensão de bloqueio das chaves). Essa situação pode ocorrer, por exemplo, num caso de reversão do sentido de rotação da máquina, haja visto, o sistema utilizado não prever a recuperação da energia de volta a fonte. Dessa forma, toda a energia magnética armazenada na máquina tende a se transferir para o banco de capacitores. O chaveador dispõe de sensores que detectam esse nível e quando o mesmo atinge um valor pré-programado, uma chave semicondutora insere em paralelo ao barramento CC uma resistência, sobre a qual será dissipada a carga transferida pela máquina, assim evitando danos ao restante do sistema.

### 2.2.2 Inversor

No sistema de acionamento foi utilizado um inversor trifásico de tensão. O mesmo utiliza como chaves transistores de potência do tipo junção bipolar (TJB). Sua estrutura básica é como mostrada na figura 2.3.

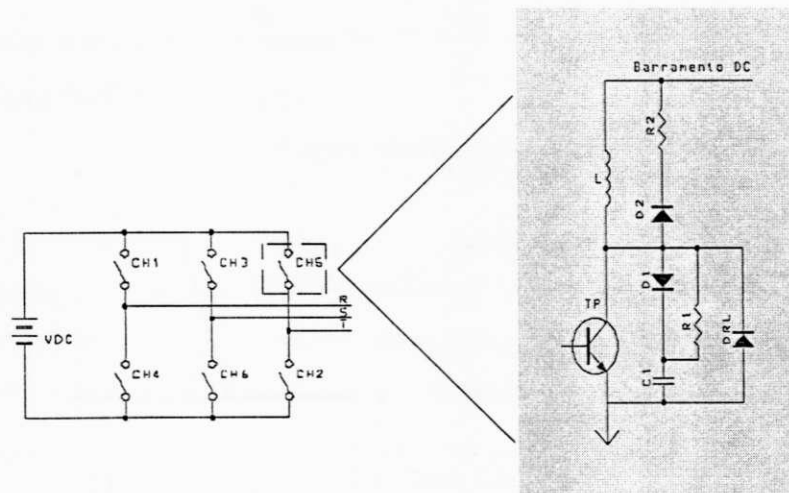


Figura 2.3: Estrutura do inversor fonte de tensão trifásico

Cada chave que constitui a estrutura do inversor possui associada a ela uma placa de comando e um circuito de auxílio a comutação (CAC, mostrado no detalhe da figura 2.3). O CAC dissipa uma parcela da potência que seria dissipada pela chave, caso o mesmo não existisse, além de minimizar as perdas por comutação. Basicamente

o CAC limita a taxa de crescimento da corrente que circula através do transistor de potência, quando este é ligado ( $di/dt$ ), função implementada pelo indutor L, em série com a chave (região hachuriada da figura 2.3) e também a taxa de crescimento da tensão sobre o transistor de potência, quando este é comandado para desligar ( $dv/dt$ ), função implementada pelo capacitor C1, em paralelo com a chave (região hachuriada da figura 2.3)[8]. Em ambos os casos, a energia armazenada tanto no indutor como no capacitor é dissipada em R1 (descarga do capacitor) e R2 (descarga do indutor), quando o transistor é desligado ou ligado, respectivamente.

O uso do CAC se justifica pela diminuição da potência dissipada pela chave nos instantes de comutação, haja visto que quando no corte ou saturado, a potência dissipada pelo transistor é bastante pequena, conforme ilustrado na Figura 2.4. Além dessa função principal, o uso do CAC apresenta as seguintes vantagens:

- Supressão de sobretensão;
- Redução da influência eletromagnética e ruído;
- Evita a avalanche secundária;
- Maior facilidade de comando.

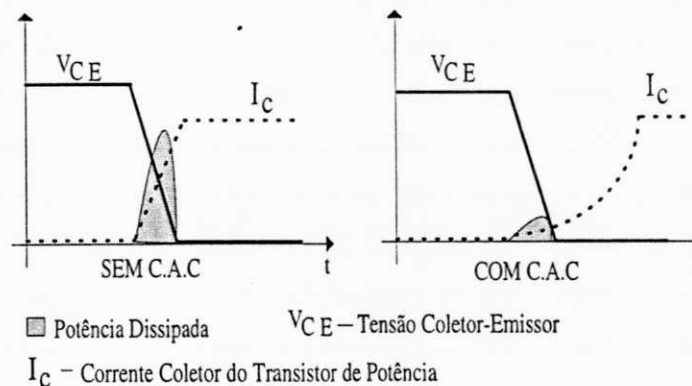


Figura 2.4: Gráficos da dissipação de potência na comutação de bloqueio para condução do transistor de potência, sem e com C.A.C.

Os transistores de potência são controlados pelo sinal da corrente de base, como esses dispositivos possuem baixo ganho de corrente, em torno de 5 a 10 vezes, os níveis

de corrente de base podem atingir valores elevados, a depender da corrente de coletor que se deseja controlar. Devido a esse fato, a placa de drive que aciona o transistor, é capaz de fornecer uma corrente de base da ordem de 3A, valor máximo, a um nível de tensão de 6,5V DC.

Devido à necessidade de desacoplamento entre os pontos de referência das placas que acionam as chaves superiores da estrutura em ponte do inversor, as mesmas devem ser ligadas a fontes independentes de alimentação. Dadas as características particulares da fonte de alimentação das placas de drive, apontadas acima, optou-se pelo uso de uma fonte chaveada, com seis saídas independentes. Um ganho a mais obtido com a fonte chaveada, é a boa regulação de saída que este tipo de fonte apresenta. A fonte opera a uma frequência de chaveamento de 20 KHz.

Na placa de "drive" estão implementados dois circuitos, operando em conjunto, o circuito de comando de base e um circuito de proteção contra sobrecorrente na chave. O circuito de comando de base é projetado de tal forma a garantir um disparo e um bloqueio rápido do transistor, permitindo dessa forma, operar o inversor a elevadas frequências de chaveamento.

Objetivando um disparo rápido, a forma de onda da corrente de base no início da condução deve ser do tipo degrau com amplitude conveniente para levar o transistor a saturação. Esta rápida variação da corrente de base produz uma elevada taxa de variação da corrente de coletor e em conseqüência, uma rápida queda de tensão. Na prática, a capacitância da junção base-coletor faz com que a aplicação de uma corrente de excitação de base do tipo degrau ( $I_{b_{exc}}$ ), aplicado a base do transistor, force a corrente de base ( $I_{b_{(real)}}$ ) a ter um crescimento do tipo exponencial, provocando um maior tempo de subida da corrente de coletor ( $t_{cc}$ ) como mostra a figura 2.5 [8].

Uma forma de acelerar a resposta do transistor é introduzir um pico de corrente no início da forma de onda da corrente de excitação de base ( $I_{b_{exc}}$ ), figura 2.6, cujo efeito será a redução da energia dissipada sobre o transistor [8].

Durante o intervalo de condução do transistor a corrente de base deve ter um nível tal que mantenha o transistor em uma região próxima a saturação, tornando possível uma rápida ação de bloqueio. Essa preocupação em manter o transistor na região de



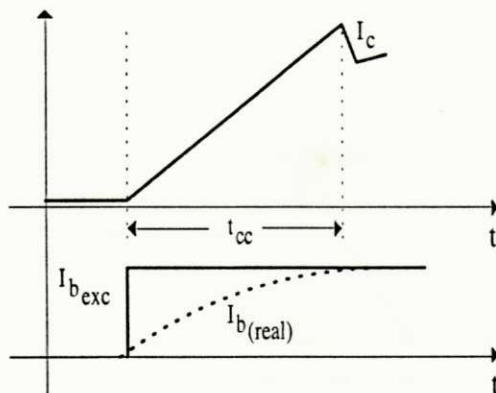


Figura 2.5: Resposta da corrente  $I_c$ , a uma corrente de excitação de base tipo degrau

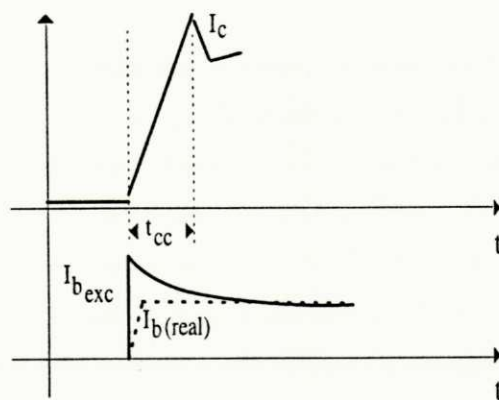


Figura 2.6: Resposta da corrente  $I_c$ , a uma corrente de excitação de base tipo impulso

quase saturação se explica pelo fato de o tempo de recombinação do transistor, ser um dos fatores preponderantes na determinação da freqüência de operação do mesmo. O tempo de recombinação, representa um retardo de tempo decorrido entre a retirada do sinal de base e a efetiva queda da corrente de coletor, figura 2.7, cujo efeito é estabelecer um limite para a freqüência de chaveamento.

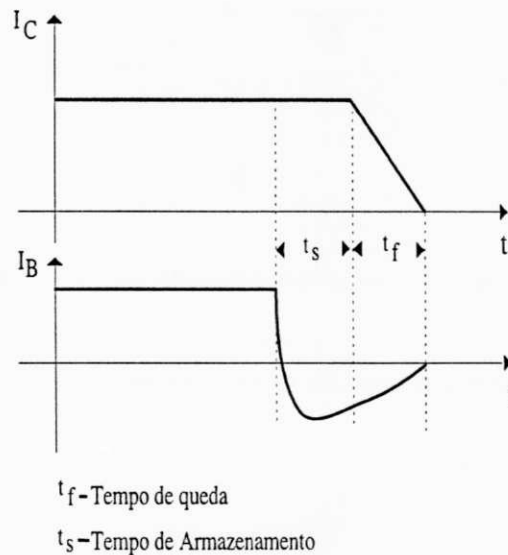


Figura 2.7: Bloqueio do transistor

No caso da estrutura em ponte do inversor, onde em cada braço temos dois transistores, o tempo de recombinação, pode levar a condução simultânea de ambos os transistores, provocando um momentâneo, mas danoso, curto circuito da fonte de alimentação, podendo haver a destruição dos dispositivos. De forma a evitar que isso ocorra, é introduzido entre os sinais de comando dos transistores de um mesmo braço um atraso, o qual é determinado a partir do tempo de recombinação do transistor, tempo de queda da corrente de coletor e um tempo de margem de segurança, a critério do projetista. O atraso entre os comandos dos transistores, entretanto, não pode ser demasiado grande devido a introdução de harmônicos indesejáveis na corrente da máquina [8].

O tempo de recombinação está diretamente relacionado com o estado de condução do transistor, se o mesmo está saturado ou não. A saturação é provocada por uma

grande corrente de base, logo, manter o transistor na região de quase saturação é possível através do controle da corrente de base, desviando o excesso de corrente que levaria o transistor a saturação. Essa forma de controle é obtida a partir do circuito da figura 2.8 [8].

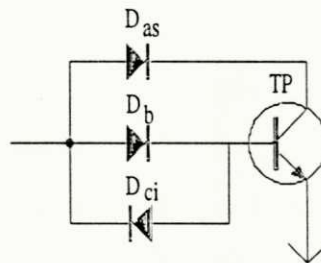


Figura 2.8: Circuito de quase saturação

Os diodos do circuito de quase saturação da figura 2.8 devem ser escolhidos com base nas seguintes considerações:

- Diodo  $D_{as}$ 
  - A tensão inversa deve ser pelo menos igual a do transistor;
  - De rápida recuperação. Durante a recuperação a corrente é conduzida do coletor para a base podendo levar o transistor a condução neste intervalo;
  - Mesma capacidade de corrente solicitada na base do transistor para operação em plena carga;
  
- Diodo  $D_b$ 
  - Capacidade de bloqueio da ordem de 5V a 10V;
  - Não necessita ser um diodo de rápida recuperação, pois a corrente no sentido inverso auxilia no processo de bloqueio;
  
- Diodo  $D_{ci}$

- Fornece um caminho para a corrente inversa da base, com capacidade de corrente inferior a  $D_b$ , visto que o diodo conduz apenas em certos intervalos de tempo.

A recuperação total de bloqueio, após a retirada das cargas armazenadas, é garantida mantendo-se uma tensão negativa na junção base-emissor, dessa forma, evita-se que haja circulação de corrente através dessa junção devido a elevado  $dV_{ce}/dt$  pela capacitância parasita base-coletor. Essa condição pode durar todo o tempo em que o transistor terá que ficar desligado.

O circuito de proteção, vinculado ao circuito de comando de base, atua a partir do nível da tensão  $V_{ce}$  do transistor, o qual depende da corrente de coletor do transistor, bem como do nível da corrente de base, como mostra a figura 2.9.

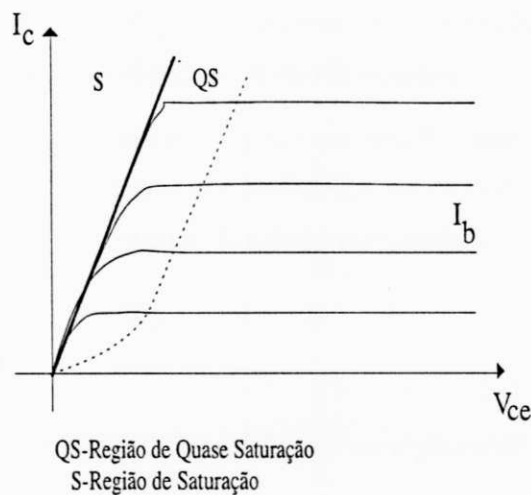


Figura 2.9: Gráfico  $I_c$  X  $V_{ce}$

Como podemos ver, a medida que  $I_c$  aumenta,  $V_{ce}$  também aumenta. O circuito de proteção é ajustado em um determinado nível de  $V_{ce}$ , dentro da região de "safe operation" do transistor. Quando esse nível é extrapolado, o circuito inibe o sinal de comando de base, desligando assim o transistor. Este procedimento é repetido a cada ciclo de chaveamento. Quando a causa da atuação da proteção desaparecer, o circuito volta a operar normalmente. Em outras palavras, pode-se dizer que a proteção é inicializada ("reset") automaticamente a cada ciclo de chaveamento [8].

### 2.2.3 Máquina CA

A máquina CA é a planta que se deseja controlar. No sistema de acionamento, foi utilizada uma máquina assíncrona, com rotor gaiola de 1/3 hp (245 W).

Associado a máquina CA, há um "encoder" de 9bits (absoluto). A partir da informação de posição fornecida por este, é determinada a velocidade de rotação da máquina por um procedimento de derivação incluído na rotina de execução em tempo real, do programa de controle. Veremos posteriormente, que o período utilizado para determinação da velocidade é maior que o utilizado nas tarefas de amostragem/controlado das grandezas elétricas.

Quando há necessidade de realizar testes com variação de conjugado, é conectada a máquina CA uma máquina CC. O procedimento consiste em ligar a máquina CC como gerador e a ela conectar cargas elétricas, como lâmpadas.

A máquina CA é conectada em estrela com neutro flutuante, desta forma, em todas as estratégias, é necessário apenas o conhecimento de duas das correntes da máquina, sendo a terceira determinada a partir das duas conhecidas.

### 2.2.4 Aquisição

O Sistema de Aquisição de Dados é formado por uma placa de aquisição composta por:

- Cinco conversores A/D, com palavra de dados de 10 "bits", tempo de conversão de no máximo 30 $\mu$ s, e típico de 25 $\mu$ s. Pode operar com sinais bipolares de  $\pm$  5.0V ou unipolares de 10.0V, com configuração feita via "straps";
- Quatro conversores D/A, com palavra de dados de 10 "bits". Pode gerar sinal bipolar ou unipolar, com configuração feita via "straps";
- Dois Temporizados Programáveis ("timer"), cada um contendo três contadores de 16 "bits", programáveis individualmente;
- Um circuito divisor de frequência, com divisões por 500, 1000, 2000 e 10000 vezes;

- Circuito de Seleção, responsável pela conexão entre um dispositivo da placa de controle, por exemplo, conversor A/D, PPI, contador, etc... e a CPU;
- Cinco filtros "antialiasing", ativos, de segunda ordem, frequência de corte de 3KHz, implementados a partir de amplificadores operacionais. Há um filtro associado a cada um dos conversores A/D;
- Uma porta paralela programável, PPI, formada por três portas paralelas de 8 "bits" configuráveis como portas de leitura/escrita/controle;
- Uma placa de transdutores e geração de tempo morto.

A placa de aquisição de dados, figura 2.10, funciona como uma interface entre a unidade de processamento e os demais subsistemas. É através dessa placa que sinais analógicos de corrente e tensão são convertidos para o formato digital e daí repassados a CPU. Nela, também são gerados os sinais de comando das chaves do inversor, a partir de dados repassados pela CPU. É possível gerar sinais analógicos a partir dos conversores D/A e também há a possibilidade de comunicação entre a CPU e algum periférico por meio da PPI. Cada um dos dispositivos existentes na placa de aquisição de dados é tratado pela CPU como uma porta de I/O na qual ela escreve e/ou lê um dado. A placa possui um endereço base, escolhido dentro de uma área de I/O que vai de 100h, a 3FFh. O sistema de acionamento, trabalhou com a placa de aquisição de dados alocada no endereço 200h (a letra h, indica que os números que a precedem estão no sistema hexadecimal).

### **Circuito de Seleção e Controle**

A comunicação com os dispositivos da placa é realizada através do barramento do PC, a partir de operações de escrita/leitura em uma porta de I/O. As instruções em linguagem C, associadas a tais operações possuem como argumento o endereço da porta de I/O e no caso de operação de escrita, a informação que deseja-se transferir, como mostrado abaixo:

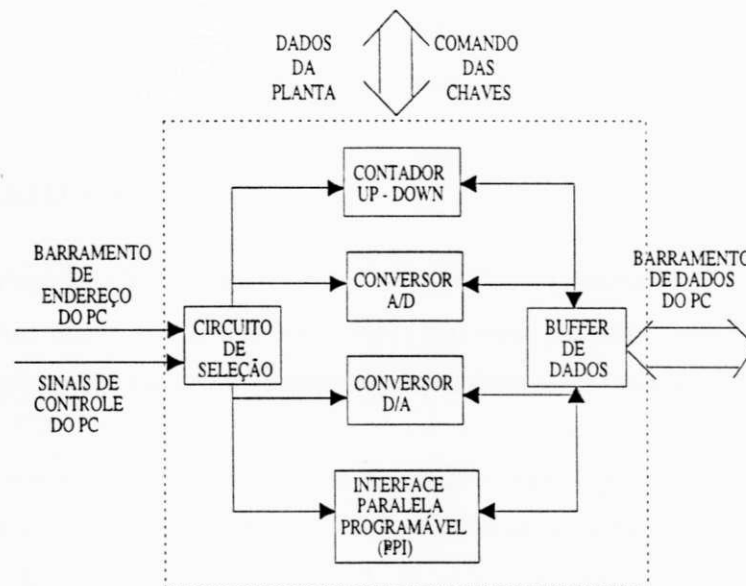


Figura 2.10: Diagrama de blocos da estrutura da placa de Aquisição de dados

- `INPORTB(nn)`, lê um "byte" da porta de I/O cujo endereço é especificado por `nn`;
- `INPORT(nn)`, lê uma palavra de 2 "bytes" da porta de I/O cujo endereço é especificado por `nn`. O "byte" menos significativo é lido do endereço `nn`, e o "byte" mais significativo do endereço `nn+1` ;
- `OUTPORTB(nn,dd)`, escreve o "byte" `dd` na porta de I/O cujo endereço é especificado por `nn`;
- `OUTPORT(nn,DDdd)`, escreve o "byte" menos significativo, `dd`, na porta de I/O cujo endereço é especificado por `nn`, e o "byte" mais significativo, `DD`, na porta de I/O cujo endereço é `nn+1`;

O circuito de seleção da placa, encarrega-se de verificar em primeiro lugar se a operação de escrita ou leitura realizada pela CPU é dirigida a uma porta de I/O, testando os sinais de controle `IOW/IOR` gerados pela CPU, respectivamente. Se isto ocorre, o circuito de seleção verificará se trata-se do endereço de algum dos dispositivos

presentes na placa. Caso seja, o mesmo liberará as vias de comunicação entre CPU e dispositivo, bem como sinalizará para o dispositivo, habilitando-o para a comunicação.

### **Conversores A/D e Filtros**

As ações de controle são implementadas a partir do processamento digital das informações de corrente e tensão, devidamente convertidas para o formato digital, em rotinas do programa de controle. Essas rotinas lidam com dados numéricos, os quais são vistos pela CPU como informações digitais. Como os sinais de corrente e tensão, são sinais do tipo analógico, eles devem ser digitalizados para transformarem-se em informação útil às rotinas de controle. Os dispositivos responsáveis por essa mudança de formato dos dados são os conversores A/D, os quais geram palavras binárias de 10 "bits" a partir dos dados analógicos.

Durante a conversão do sinal analógico para digital, é necessário que o sinal a ser convertido seja mantido estável na entrada do conversor A/D, para isso, utiliza-se um segurador/amostrador ("sample-and-hold"), operando no modo seguir-e-amostrar ("track-and-hold"). Este dispositivo funciona como uma interface entre o filtro de sinais analógicos e o conversor A/D.

A filtragem é necessária quando desejamos obter o valor médio da tensão sobre a carga, já que originalmente o sinal de tensão é chaveado. No caso do sinal de corrente, a filtragem aplica-se quando trabalhamos com cargas de baixa indutância ou puramente resistiva, onde neste caso, a corrente tende a acompanhar as variações do sinal chaveado de tensão. Os filtros utilizados são do tipo ativo, passa baixa de segunda ordem, implementados com amplificadores operacionais com capacidade de operação em alta frequência (TL084), com frequência de corte em torno de 3.0KHz.

### **Conversores D/A**

Os conversores D/A, podem ser utilizados para gerar sinais analógicos, para fins comparativos, bem como sinalização indicativa de falha ou alarme. A cada palavra binária,



corresponderá um nível específico de tensão, gerado tomando por base uma tensão de referência.

### **Interface Paralela Programável (PPI)**

A interface paralela programável (PPI) [9] pode operar em três modos distintos, ou ainda em um modo que seja combinação dos três principais (ver apêndice B).

Cada uma das portas da PPI trata palavras binárias de 8 "bits". As tarefas executadas por esse dispositivo são:

- Interface com os dispositivos de comunicação com o meio externo, por exemplo, uma interface homem máquina formada por teclado e "display";
- Leitura de sinais de proteção gerados pelo sistema, decorrentes de alguma falha;
- Geração de sinais de controle ou de atendimento a uma ocorrência de falha;
- Leitura dos dados gerados pelo "encoder", acoplado ao eixo da máquina.

A programação dos modos de operação de cada uma das portas é a primeira tarefa executada ao acessarmos a PPI. Até que isso seja feito, todas as portas da mesma se encontrarão em estado de alta impedância. A programação da mesma é realizada escrevendo-se uma palavra de controle apropriada no registrador de controle da PPI.

### **Temporizadores Programáveis**

Os temporizadores são os dispositivos que geram os sinais de temporização de condução/bloqueio das chaves do inversor fonte de tensão PWM, com duração predeterminada a partir de uma informação digital repassada pela CPU. O dispositivo chave do circuito de temporização é o contador programável 8254-2 da Intel [9]. Trata-se de um CI constituído de três contadores de 16 "bits" com modo de contagem programável, e frequência máxima de relógio de 10MHz. Cada um dos seus contadores pode operar em 6 modos distintos (ver apêndice B).

A configuração do modo de contagem dos contadores é a primeira tarefa a ser executada quando da utilização dos mesmos. Isso se faz através da programação de uma palavra de controle apropriada no registrador de controle do 8254-2. Da palavra de controle constam o modo de operação, a forma como a palavra binária, representativa da contagem, será gravada no registrador do contador e a forma como a contagem será implementada, se de forma binária ou decimal.

O circuito de temporização foi projetado tendo como base o contador programável 8254-2 da Intel, operando no modo 1 de contagem. Nesse modo, o dispositivo só permite contagem descendente, ou seja, cada contador fará uma contagem desde do valor de contagem programado em seu registrador até zero, repetindo-a, caso receba um pulso no respectivo "gate". Esse tipo de operação gera formas de onda como mostrado na figura 2.11 (com a repetição de uma mesma contagem 4 vezes em um mesmo período de amostragem), a qual denominamos de forma de onda com pulsos não centrados.

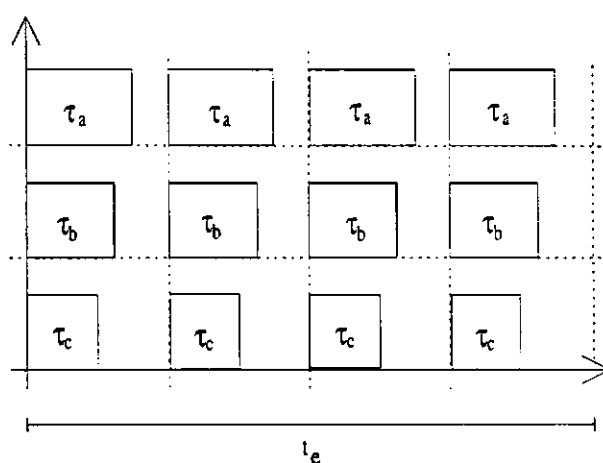


Figura 2.11: Sinal de temporização com pulsos não centrados

Objetivando gerar formas de onda como mostra a figura 2.12, denominada de forma de onda com pulsos centrados, foi desenvolvido um circuito auxiliar que controla dois contadores 8254-2, fazendo com que os mesmos operem como contadores UP/DOWN. O modo como as chaves do inversor são acionadas e o conseqüente formato do sinal de tensão gerado, tem influência direta no conteúdo harmônico presente na corrente da

máquina, sendo os harmônicos de baixa ordem (até 10 vezes a frequência da fundamental), para o caso de pulsos centrados, menores que aqueles para pulsos não centrados.

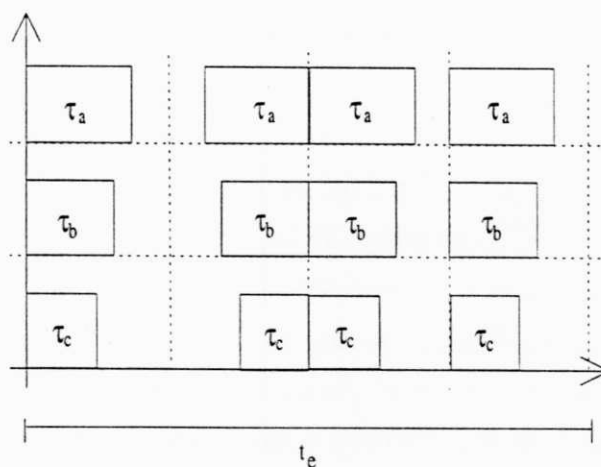


Figura 2.12: Sinal de temporização com pulsos centrados

### Placa de Transdutores e tempo Morto

Para digitalização dos sinais de corrente e tensão medidos no processo, há necessidade de compatibilizar sua amplitude e níveis de potência à capacidade dos circuitos eletrônicos que implementam a conversão do formato dos sinais analógicos para digital. Além disso, é necessário isolar galvanicamente o circuito de potência (retificador + inversor + máquina) do circuito de aquisição. Ambas as tarefas são desempenhadas pelos transdutores.

O transdutor utilizado tanto para medição de corrente como de tensão é baseado em um sensor de efeito Hall. Esse dispositivo, permite medições precisas de corrente em uma ampla faixa de frequência, de CC até sinais de 300 KHz. Esse transdutor, apresenta como sinal de saída um sinal em corrente, o qual guarda a relação de 1000:1 com o sinal medido. Essa relação pode ser modificada acrescentando-se algumas espiras em torno do sensor, através das quais circulará a corrente a medir. O efeito disto, é aumentar o campo magnético gerado por essa corrente. Por exemplo, 10 voltas, produzirá

uma relação de aproximadamente 100:1, 50 voltas, uma relação de aproximadamente 20:1 e assim por diante. A relação usada nos sensores para medição de corrente é em torno de 100:1.

Para a medição de tensão da máquina, é feita, inicialmente, uma conversão tensão-corrente (circuito resistivo), a corrente então gerada passa por um sensor de efeito Hall. O circuito de medição de tensão não se constitui em uma carga para o sistema de acionamento da máquina. Mesmo estando ligado em paralelo com os enrolamentos da mesma. A corrente drenada pelo circuito é da ordem de miliamperes, bastante pequena, se comparada a corrente circulando nos enrolamentos da máquina, que chega a centenas de miliamperes. É importante salientar, que a impedância do ramo de medição de tensão, vista pelos enrolamentos da máquina, deve ser o maior possível, fazendo com que a associação em paralelo deste com o enrolamento da máquina, apresente uma impedância resultante muito próxima a do enrolamento da máquina isoladamente, não descaracterizando dessa forma, os parâmetros originais da mesma.

Por apresentar baixa amplitude, o sensor que mede a corrente, imagem da tensão, apresenta uma relação em torno de 5:1, assim, evitando que o transdutor opere em uma faixa muito susceptível a ruídos.

De forma a evitar que o nível dos sinais medidos ultrapassem a tensão máxima de entrada dos conversores A/D, os mesmos passam por um circuito de grampeamento, operando na faixa de  $\pm 5.0V$ .

Como já discutido anteriormente, é necessário adicionar ao sinal de comando das chaves de um mesmo braço do inversor um atraso ou tempo morto, que evitará que haja a condução simultânea, das duas chaves. O tempo morto é ajustado de acordo com as características do transistor utilizado, no caso do BUX48, este tempo morto é da ordem de  $5\mu s$ .

Operando em comum com o circuito de geração de tempo morto, há também na placa, um circuito para inibição de todos os sinais de comando das chaves do inversor. Esse circuito é utilizado em duas situações básicas:

- Quando se deseja desligar o sistema;

- Quando ocorre uma falha.

### 2.2.5 Controle

A unidade de processamento de dados é baseado em uma plataforma PC. Nessa estrutura são implementadas as estratégias de controle discreto que atuam sobre a máquina. Quando falamos de controlador nesse tipo de estrutura, estamos nos referindo as rotinas que implementam as ações de controladores como P, PI, PID, Preditivo, etc. Isso reduz bastante a complexidade dos sistemas de acionamento de máquinas assíncronas e o tempo de implementação das estratégias de controle, além de fornecer um ambiente amigável para desenvolvimento de novas estratégias.

As estratégias de controle são implementadas a partir de algoritmos de controle codificados em uma linguagem de programação, especificamente foi usada a linguagem C. A codificação dos algoritmos em linguagem C, foi executada utilizando o Turbo C, que dispõe de um ambiente de desenvolvimento no qual edita-se o programa, compila-se o programa, eventualmente pode-se executar o programa passo a passo, permitindo uma depuração do mesmo, além de ser possível acesar janelas de ajuda referentes as instruções da linguagem C.

O desenvolvimento dos programas de controle teve início com a geração de programas capazes de rodar em máquinas baseadas em microprocessadores 8088, de 8 "bits", equipados com coprocessador numérico, 8087. A versão do turbo C utilizada para desenvolvimento das estratégias de controle discutidas neste trabalho, permite gerar no máximo, código de programa executável capaz de rodar em computadores baseados no microprocessador 80286, de 16 "bits", equipados com coprocessador numérico, 80287. Esse código foi rodado em um computador baseado no microprocessador 80486 DX2, de 32 "bits", devido a sua maior velocidade de processamento. Já existe no mercado versões do Turbo C que geram código executável para computadores de 32 "bits", permitindo com isso explorar a total capacidade de processamento dessas máquinas. A capacidade de processamento passa a ser um fator importante a medida em que as estratégias de controle se tornam mais complexas.

O programa de controle, pode ser dividido em quatro partes principais, as quais denominam-se inicialização, rotina principal, rotina de execução em tempo real e finalização, figura 2.13.

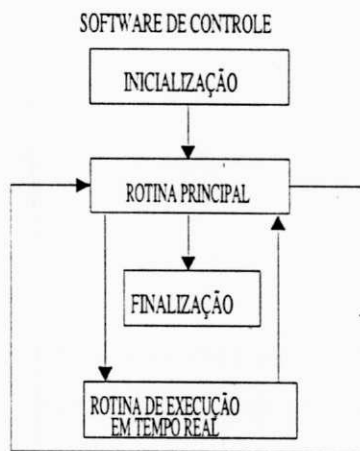


Figura 2.13: Diagrama de blocos do software de controle

### Inicialização

Na inicialização, como o próprio nome sugere, são executadas as seguintes tarefas:

- São determinados os endereços de comunicação de cada um dos dispositivos da placa de aquisição de dados;
- São definidos os novos vetores de interrupção;
- É determinado o desvio das rotinas de relógio e teclado do PC, para as rotinas de execução em tempo real;
- São mascaradas as interrupções do PC;
- É determinada a frequência com que a rotina de execução em tempo real será repetida (frequência de amostragem/controlado);

- São geradas as tabelas de conversão da leitura dos conversores A/D em dados físicos como tensão e corrente de armadura da máquina;
- É lido o arquivo de dados contendo informações acerca das características dos controladores, do sistema e da placa de aquisição de dados;
- É gerada uma tabela de conversão de código Gray para código binário, utilizada na determinação da velocidade da máquina.

### Rotina Principal

A rotina principal é a parte do software de controle que fica sendo executada continuamente, na forma de um "loop" infinito, a saída desse "loop" ocorre, quando através de um comando do teclado, informa-se o fim da execução do programa.

É na rotina principal que são implementadas as rotinas que permitem variar parâmetros de controladores, por exemplo, os ganhos de um controlador PI, bem como dos sinais de referência, como amplitude, forma de onda, frequência, entre outros.

### Rotina de Execução em Tempo Real

Na rotina de execução em tempo real são implementadas as estratégias de controle, juntamente com seus respectivos esquemas de controle. É também nessa parte do programa que são implementados os mecanismos que permitirão intervir na operação do sistema, de uma forma simples, por meio do próprio teclado do computador, ou utilizando outros dispositivos para esse fim. Essa rotina é executada ciclicamente a cada intervalo de amostragem, à frequência de amostragem definida na inicialização. A execução se dá através da interrupção da execução da rotina principal. Um cuidado a ser tomado, é sempre garantir que o período de amostragem escolhido, seja maior que o tempo necessário à execução da rotina de execução em tempo real, caso isso não ocorra o sistema, em algum momento, apresentará uma falha devido ao fato de não conseguir finalizar esta rotina.

Foram gerados programas de controle separados para cada um dos esquemas de controle propostos.

## Finalização

Nessa etapa, são executadas as seguintes tarefas:

- São restauradas os vetores de interrupção de teclado e relógio;
- É restaurada a frequência com que é executada a interrupção de relógio;
- A máscara original de interrupções do controlador de interrupções do PC é restaurada;
- É liberada a memória alocada, usada para armazenar os dados das tabelas de conversão de corrente, tensão, gray  $\rightarrow$  binário;
- É salvo, em um arquivo em disco, os dados de corrente, tensão e velocidade, levantados durante a operação do sistema, para posterior plotagem de curvas e análise dos resultados;

## 2.3 Conclusão

Vimos nesse capítulo a estrutura do sistema de acionamento de uma máquina assíncrona. Cada um dos blocos constituintes foi desmembrado em suas principais partes constituintes. Alguns blocos receberam atenção especial na discussão, caso do inversor e placa de aquisição, por se tratarem de blocos importantes na estrutura do sistema de acionamento.

Foi mostrado, tratar-se de um sistema digital, onde as estratégias de controle são obtidas a partir de controladores discretos, implementados através de rotinas em "software".



Foi também abordada a configuração do programa de controle, onde mostrou-se que o mesmo pode ser subdividido em quatro partes principais, cada uma das mesmas sendo responsável por uma ou várias tarefas específicas.

# Capítulo 3

## Controle de Corrente e de Tensão

### 3.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados os modelos matemáticos que descrevem o comportamento dinâmico da máquina assíncrona. Será apresentado o modelo simplificado da máquina (representação bifásica  $odq$ ), obtido a partir de hipóteses simplificadoras e transformações matemáticas (transformada de Park).

Serão apresentadas as estratégias de controle de corrente implementadas. Nesse item, analisaremos os três pontos básicos :

- O desempenho dinâmico apresentado por cada estratégia;
- A complexidade de implementação;
- O tempo de processamento de cada estratégia.

Esse estudo é interessante, pois em várias estratégias de controle, como por exemplo, por orientação pelo campo, há na malha fechada do sistema, controladores de corrente. Ao final, serão apresentados resultados experimentais obtidos a partir das estratégias discutidas.

Um outro ponto abordado nesse capítulo, são as técnicas de atenuação dos harmônicos de baixa ordem, presentes no sinal de corrente da máquina. Sobre esse ponto serão discutidas as técnicas de i) repetição de contagens e ii) aproximação por ramos de senoide.

### 3.2 Modelo da Máquina Assíncrona

O modelo exato da máquina assíncrona é complexo e de ordem elevada. Por tais fatores, o mesmo não é aplicável para controle em tempo real. Visando adequar esse modelo para fins de controle, algumas hipóteses simplificadoras levam a um sistema mais adequado ao tratamento matemático [10][11].

- Assume-se que o rotor é cilíndrico e a indução magnética no entreferro é considerada senoidal;
- A saturação do circuito magnético, o ciclo de histerese (característica BxH) e as correntes de Foucault são desprezadas;

As matrizes de transformação são obtidas pela determinação de enrolamentos bifásicos, posicionados nos eixos 'dq', que gerem a mesma indução de fluxo no entreferro que os enrolamentos originais trifásicos, conservando-se o mesmo valor de potência elétrica da máquina trifásica [12].

$$P_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\sin(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$P_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \theta) & -\sin(\delta_g - \theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \theta - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - \theta - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \theta - 4\pi/3) & -\sin(\delta_g - \theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

temos que

$$x_{s123} = P_s x_{sodq} \quad \ast \quad (3.3)$$

$$x_{r123} = P_r x_{rodq} \quad (3.4)$$

onde:

$x_{s123}, x_{r123}$ : Variáveis trifásicas estáticas e rotóricas, respectivamente;

$x_{sodq}, x_{rodq}$ : Variáveis estáticas e rotóricas em 'odq', respectivamente.

Podemos notar que as matrizes  $P_s^{-1} = P_s^T$  e  $P_r^{-1} = P_r^T$ , ou seja, que as matrizes de transformação são ortonormais.

Considerando que a máquina opera de forma equilibrada (carga e fonte de alimentação trifásica equilibrada), as componentes homopolares das tensões, correntes e fluxos podem ser desprezadas e o modelo da máquina pode ser escrito apenas pelas componentes 'dq' dessas variáveis, na forma a seguir.

Equações elétricas da máquina em um referencial 'dq' genérico

Expressões das tensões estáticas e rotóricas:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (3.5)$$

$$v_r^g = r_r i_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\phi_r^g = 0 \quad (3.6)$$

Expressões dos fluxos estático e rotórico:

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (3.7)$$

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (3.8)$$

Expressões do conjugado eletromagnético

$$c_e = p i_s \phi_s \sin(\delta_i - \delta_a) \quad (3.9)$$

$$c_e = p \left(\frac{l_m}{l_r}\right) i_s \phi_r \sin(\delta_i - \delta_b) \quad (3.10)$$

onde:

$$\omega_g = \text{velocidade dos eixos } d, q$$

$$v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g \quad (3.11)$$

$$v_r^g = v_{rd}^g + jv_{rq}^g = 0 \quad (3.12)$$

$$i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g \quad (3.13)$$

$$i_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g \quad (3.14)$$

$$\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g \quad (3.15)$$

$$\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g \quad (3.16)$$

$$\delta_i = \text{ângulo do vetor corrente estatórica} \quad (3.17)$$

$$\delta_a = \text{ângulo do vetor fluxo estatórico} \quad (3.18)$$

$$\delta_b = \text{ângulo do vetor fluxo rotórico} \quad (3.19)$$

Expressão dinâmica de rotação da máquina

$$J \frac{dw_r}{dt} + Fw_r = p(c_e - c_m) \quad (3.20)$$

$$w_r = pw_m \quad (3.21)$$

$$\frac{d\delta_r}{dt} = w_r \quad (3.22)$$

onde:

- $F$  = coeficiente de atrito;
- $J$  = momento de inércia da máquina;
- $w_m$  = velocidade angular mecânica do rotor;
- $c_m$  = conjugado resistente ou de carga;
- $p$  = número de par de pólos.

A transformação trifásica-bifásica, origina um sistema de equações não-lineares com coeficientes constantes em um eixo arbitrário girando a uma frequência  $w_g$  em relação ao referencial fixo (estator).

Várias são as possibilidades para posicionamento do eixo de referência 'dq' [10].

- Eixo 'dq' ligado ao estator fixo ( $w_g = 0$ ). Esta opção elimina as dificuldades inerentes a determinação em tempo real do ângulo  $\delta_g$ .
- Eixo 'dq' ligado ao rotor ( $w_g = w_r$ ). Esta opção torna necessário o conhecimento da posição instantânea do rotor  $\delta_r$ . As transformações trigonométricas aumentam a complexidade de implementação, devido a necessidade do rebatimento das medições sobre o referencial rotórico.
- Eixo 'dq' ligado ao campo girante ( $w_g = w_n$ ). Neste caso, as variáveis (fluxo, corrente e tensão) serão, em regime permanente, grandezas contínuas. Torna-se portanto mais fácil a análise da resposta a transitórios nas grandezas de controle do sistema. Esta escolha implica no uso de transformações de coordenadas em que é necessário o conhecimento do ângulo  $\delta_g$  do campo girante em relação ao estator fixo.

Na figura 3.1, pode-se observar os vetores associados às variáveis da máquina, o par de eixos 'dq' qualquer e os eixos do estator e rotor de uma das fases.

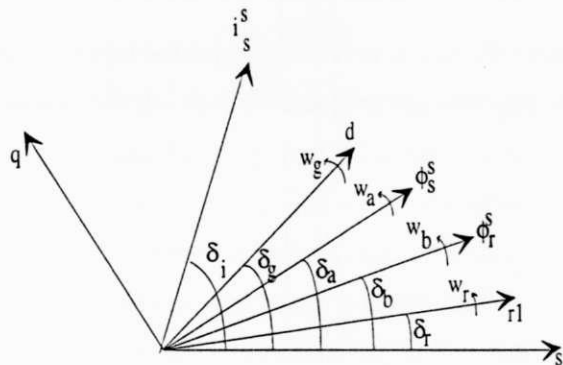


Figura 3.1: Representação vetorial da máquina

Na figura 3.1, os eixos  $s_1$  e  $r_1$  correspondem ao eixo estático (denominado referencial fixo ou estacionário) e ao eixo rotórico, respectivamente.  $w_r$ ,  $w_a$  e  $w_b$  correspondem às velocidades rotórica, do vetor fluxo estatórico e do vetor fluxo rotórico, respectivamente.

Os ângulos  $\delta_r$ ,  $\delta_a$  e  $\delta_b$  são seus respectivos ângulos referenciados ao estator fixo. O eixo 'd' gira a uma frequência  $\omega_g$ , posicionado a um ângulo  $\delta_g$  genérico em relação ao estator. A escolha de  $\delta_g$  definirá em qual eixo (estatórico, rotórico, fluxo estátórico ou fluxo rotórico) será obtido o modelo de atuação da máquina.

### 3.3 Controle de Corrente

Muitos dos modernos sistemas de acionamento de motor de indução, possuem uma malha de corrente incorporada na sua estratégia de controle. O primeiro passo no projeto da malha de controle de corrente é decidir sobre a estratégia a ser utilizada. O controlador de Histerese [13] e o controlador Neural [14], são bons exemplos de estratégias não lineares. O projeto de um controlador linear, em sistemas de acionamento de motor de indução tem despertado grande interesse [5][15][4][16]. Basicamente, os esquemas de controle de corrente diferem um do outro pelo referencial escolhido, tipo e ordem do modelo usado para descrever a relação tensão-corrente. A estrutura do controlador e sua metodologia de projeto, também possuem algumas diferenças.

A escolha de um referencial estacionário evita o uso de transformações de coordenadas. Nesse caso, as equações do modelo contêm apenas quantidades estáticas, que podem ser obtidas dos terminais da máquina. Contudo, o controlador terá que operar com sinais senoidais de frequência igual a dos sinais de referência. Um controlador de corrente ideal terá de impor corrente estática, nas três fases, regulada, numa faixa de 0 a 60 Hz. Com o uso do referencial síncrono, o controlador lida com sinais contínuos. No entanto, é necessário aplicar uma transformação de coordenadas para projetar as quantidades estáticas no referencial síncrono e depois voltar para o estator.

O projeto dos controladores é baseado em um modelo de 1ª ordem da máquina assíncrona. O modelo tensão-corrente dado por (3.23) pode ser obtido de (3.5)-(3.8) após algumas manipulações algébricas.

$$v_s^g = \left(r_s + r_r \frac{l_m}{l_r^2}\right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + \left(j\omega_r - \frac{1}{t_r}\right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g \quad (3.23)$$

O modelo acima pode ser escrito como de 1ª ordem, introduzindo o termo de perturbação  $e_s^g$ , representado na forma de diagrama de blocos como mostra a figura 3.2. onde:

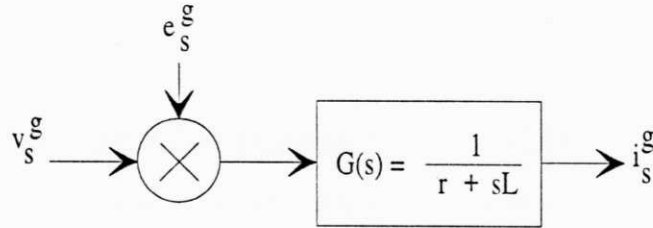


Figura 3.2: Modelo de primeira ordem

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$$

$$e_s^g = \left( j\omega_r - \frac{1}{t_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g$$

$$r = \left( r_s + r_r \frac{l_m}{l_r^2} \right)$$

$$L = \sigma l_s$$

De forma a obter as equações do modelo no referencial estático, faz-se  $\omega_g = 0$  e  $g \leftarrow s$ . Nesse caso, usando componentes  $dq$ , podemos converter (3.23) em:

$$v_{sd}^s = \left( r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2} \right) i_{sd}^s + \sigma l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} + e_{sd}^s \quad (3.24)$$

$$v_{sq}^s = \left( r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2} \right) i_{sq}^s + \sigma l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} + e_{sq}^s \quad (3.25)$$

onde os termos de perturbação  $e_{sd}^s$  e  $e_{sq}^s$  são dados por:

$$e_{sd}^s = -\frac{l_m}{l_r} \left( \omega_r \phi_{rq}^s + \frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^s \right) \quad (3.26)$$

$$e_{sq}^s = \frac{l_m}{l_r} \left( \omega_r \phi_{rd}^s - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^s \right) \quad (3.27)$$

Alinhando o eixo  $d$  segundo o referencial síncrono,  $\omega_g = \omega_n$  e  $g \leftarrow n$ . Nesse caso os termos de perturbação são dados por:

$$e_{sd}^n = -\sigma l_s \omega_n i_{sq}^n - \frac{l_m}{l_r} \left( \omega_r \phi_{rq}^n + \frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^n \right) \quad (3.28)$$



$$e_{sq}^n = \sigma l_s \omega_n i_{sd}^n + \frac{l_m}{l_r} (\omega_r \phi_{rd}^n - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^n) \quad (3.29)$$

Escolhendo a taxa de amostragem  $1/t_e$  bastante alta, tal que os termos de perturbação possam ser considerados constantes durante um intervalo de amostragem, podemos discretizar (3.24)-(3.25) (método de Euler, 1ª ordem) obtendo o modelo dado por:

$$i_{sd}^g(k+1) = f i_{sd}^g(k) + h [v_{sd}^g(k) - e_{sd}^g(k)] \quad (3.30)$$

$$i_{sq}^g(k+1) = f i_{sq}^g(k) + h [v_{sq}^g(k) - e_{sq}^g(k)] \quad (3.31)$$

onde  $f = e^{-t_e/\tau_s}$ ,  $h = (1-f)\tau_s/\sigma l_s$ , e  $\tau_s = \sigma l_s / (r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2})$ . O  $k$  em (3.30) e (3.31) representa  $kt_e$ , o  $k$ -ésimo intervalo de amostragem.

A equação homopolar é desconsiderada, pois supõe-se que a máquina opera de forma equilibrada, com os enrolamentos ligados em estrela, com neutro desconectado.

### 3.3.1 Controlador Preditivo de Corrente

Na estratégia de controle de corrente preditiva (um-passo-a-frente), assume-se que o valor da corrente  $i(k+1)$  no  $(k+1)$ -ésimo instante de amostragem, deve ser igual ao valor de corrente de referência nesse instante  $i^*(k+1)$ . Se as correntes de referência estáticas são  $i_{sd}^{s*}(k+1)$  e  $i_{sq}^{s*}(k+1)$  então as tensões estáticas,  $v_{sd}^{s*}(k)$  e  $v_{sq}^{s*}(k)$ , no  $k$ -ésimo intervalo, que garantirão a igualdade das correntes, podem ser obtidas de (3.30) e (3.31).

$$v_{sd}^{s*}(k) = \frac{1}{h} i_{sd}^{s*}(k+1) - \frac{f}{h} i_{sd}^s(k) + e_{sd}^s(k) \quad (3.32)$$

$$v_{sq}^{s*}(k) = \frac{1}{h} i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f}{h} i_{sq}^s(k) + e_{sq}^s(k) \quad (3.33)$$

As tensões obtidas de (3.32)-(3.33) são os sinais de referência para a estratégia PWM, que gerará os sinais de comando para o inversor de tensão.

Para implementar a lei de controle expressa por (3.32)(3.33) é necessário a medição ou a estimação da perturbação, fcm  $e_{sd}^s(k)$  e  $e_{sq}^s(k)$ . As estratégias que serão apresentadas a seguir são classificadas de acordo com o tratamento dado a fcm [5][6].

**Método I - Eliminação da fcem**

Nesse método, desde que adote-se a hipótese de que as fcems são  $e_{sd}^s(k) = e_{sd}^s(k-1)$  e  $e_{sq}^s(k) = e_{sq}^s(k-1)$  (não variam em um período de amostragem), pode-se eliminá-las das expressões de  $v_{sd}^{s*}(k)$  e  $v_{sq}^{s*}(k)$ , da forma a seguir:

$$i_{sd}^s(k) = fi_{sd}^s(k-1) + h[v_{sd}^s(k-1) - e_{sd}^s(k-1)] \quad (3.34)$$

$$i_{sq}^s(k) = fi_{sq}^s(k-1) + h[v_{sq}^s(k-1) - e_{sq}^s(k-1)] \quad (3.35)$$

Subtraindo (3.34) de (3.30), e (3.35) de (3.31), tem

$$i_{sd}^s(k+1) - i_{sd}^s(k) = fi_{sd}^s(k) - fi_{sd}^s(k-1) + h[v_{sd}^s(k) - v_{sd}^s(k-1) - e_{sd}^s(k) + e_{sd}^s(k-1)] \quad (3.36)$$

$$i_{sq}^s(k+1) - i_{sq}^s(k) = fi_{sq}^s(k) - fi_{sq}^s(k-1) + h[v_{sq}^s(k) - v_{sq}^s(k-1) - e_{sq}^s(k) + e_{sq}^s(k-1)] \quad (3.37)$$

Devido a hipótese acima, os termos  $e_{sd}^s(k)$  e  $e_{sd}^s(k-1)$  se anulam, o mesmo acontecendo com  $e_{sq}^s(k)$  e  $e_{sq}^s(k-1)$ . Rearranjando as expressões (3.36) e (3.37), obtem-se as expressões (3.38) e (3.39) abaixo.

$$v_{sd}^{s*}(k) = \frac{1}{h}i_{sd}^{s*}(k+1) - \frac{f+1}{h}i_{sd}^s(k) + \frac{f}{h}i_{sd}^s(k-1) + v_{sd}^s(k-1) \quad (3.38)$$

$$v_{sq}^{s*}(k) = \frac{1}{h}i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f+1}{h}i_{sq}^s(k) + \frac{f}{h}i_{sq}^s(k-1) + v_{sq}^s(k-1) \quad (3.39)$$

Nesse método, a compensação das fcems se torna implícita. Com isto, reduz-se o número de operações aritméticas necessárias a implementação da estratégia de controle, ilustrada pela figura 3.3.

**Método II - Eliminação da fcem, por transformação de coordenadas**

Nesse método assume-se que o módulo dos vetores das componentes  $dq$  das fcems no  $k$ -ésimo e  $(k-1)$ -ésimo instantes de amostragem são iguais, havendo apenas um

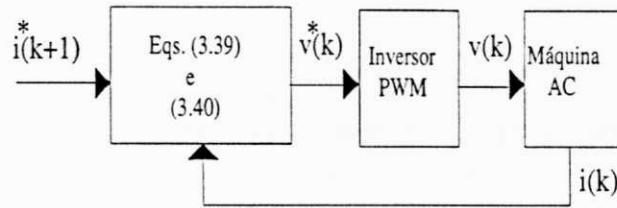


Figura 3.3: Diagrama de blocos do controlador preditivo, método I

deslocamento angular dos mesmos, entre um instante e outro de amostragem. Sendo assim, podemos relacionar as componentes  $dq$  no instante  $k$ , com as suas respectivas componentes em  $(k - 1)$ , através de uma matriz de transformação de coordenadas. As fcems nos instantes  $k$  e  $(k - 1)$  estão relacionadas como mostrado a seguir:

$$\begin{bmatrix} e_{sd}^s(k) \\ e_{sq}^s(k) \end{bmatrix} = [Tr] \begin{bmatrix} e_{sd}^s(k - 1) \\ e_{sq}^s(k - 1) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

onde  $[Tr] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$  e  $\theta = \omega_s t_e$ ,  $\omega_s$  sendo a freqüência angular instantânea das variáveis estatóricas.

O procedimento para obter as expressões da lei de controle, considerando essa transformação é mostrado abaixo.

Subtraindo (3.41) de (3.42), tem

$$i^s(k + 1) = f i^s(k) + h[v^s(k) - e^s(k)] \quad (3.41)$$

$$[Tr] i^s(k) = f [Tr] i^s(k - 1) + h [Tr] [v^s(k - 1) - e^s(k - 1)] \quad (3.42)$$

$$i^s(k + 1) - [Tr] i^s(k) = f i^s(k) - f [Tr] i^s(k - 1) + h v^s(k) - h [Tr] v^s(k - 1) \quad (3.43)$$

com  $i^s(k) = [i_{sd}^s(k) \ i_{sq}^s(k)]^T$  e  $i^s(k + 1) = [i_{sd}^s(k + 1) \ i_{sq}^s(k + 1)]^T$ . Desmembrando (3.43) em seus termos  $d$  e  $q$ , e após algumas manipulações algébricas, chega-se a:

$$v_{sd}^{s*}(k) = \frac{1}{h} i_{sd}^{s*}(k + 1) - \frac{f + \cos(\theta)}{h} i_{sd}^s(k)$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{f \cos(\theta)}{h} i_{sd}^s(k-1) - \frac{\sin(\theta)}{h} i_{sq}^s(k) \\
 & + \frac{f \sin(\theta)}{h} i_{sq}^s(k-1) + \cos(\theta) v_{sd}^s(k-1) + \sin(\theta) v_{sq}^s(k-1) \quad (3.44)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_{sq}^{s*}(k) = & \frac{1}{h} i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f + \cos(\theta)}{h} i_{sq}^s(k) \\
 & + \frac{f \cos(\theta)}{h} i_{sq}^s(k-1) + \frac{\sin(\theta)}{h} i_{sd}^s(k) \\
 & - \frac{f \sin(\theta)}{h} i_{sd}^s(k-1) + \cos(\theta) v_{sq}^s(k-1) - \sin(\theta) v_{sd}^s(k-1) \quad (3.45)
 \end{aligned}$$

o desenvolvimento completo esta demonstrado no apêndice A.

O diagrama de blocos da figura 3.4, ilustra a implementação desse método.

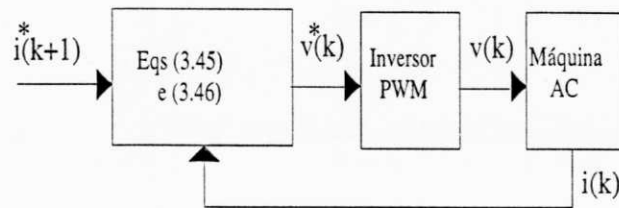


Figura 3.4: Diagrama de blocos do controlador preditivo, método II

Podemos observar nas expressões acima, sua complexidade bem como o acoplamento entre as variáveis  $dq$  produzido pela transformação de coordenadas.

A lei de controle preditiva, cujos vários métodos foram apresentados acima, é obtida minimizando a função de custo (3.46) com relação ao sinal de controle  $u(t)$ , como demonstrado no apêndice A.

$$J_1(k+1) = \frac{1}{2} [i^s(k+1) - i^{s*}(k+1)]^2 \quad (3.46)$$

onde  $i^s(k+1) = [i_{sd}^s(k+1) \quad i_{sq}^s(k+1)]^T$  e  $i^{s*}(k+1) = [i_{sd}^{s*}(k+1) \quad i_{sq}^{s*}(k+1)]^T$

Nessa expressão, nenhuma consideração é feita sobre o esforço de controle necessário, para conduzir  $i^s(k+1)$  a  $i^{s*}(k+1)$  em um passo de controle. Uma pequena modificação pode ser feita na função de custo (3.46) da forma mostrada a seguir [17],

criando assim um compromisso entre o objetivo de controle a ser alcançado e o esforço de controle dispendido nessa ação.

$$J_2(k+1) = \left\{ \frac{1}{2} [i^s(k+1) - i^{s*}(k+1)]^2 + \frac{\lambda}{2} u^2(k) \right\} \quad (3.47)$$

Com isso, tentamos evitar que a dinâmica do controlador seja afetada pelas saturações impostas pelo sistema, por exemplo, limitação da fonte de energia. Além de tudo, a lei de controle preditiva, obtida a partir de (3.47), introduz um grau de liberdade ao projeto do controlador.

A minimização de (3.47), com relação a  $u(t)$  (apêndice A), leva a expressões para  $v_{sd}^{s*}(k)$  e  $v_{sq}^{s*}(k)$  distintas de (3.32) e (3.33), dadas por:

$$v_{sd}^{s*}(k) = \frac{1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^{s*}(k+1) - \frac{f}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^s(k) + \frac{1}{1 + \frac{\lambda}{h^2}} e_{sd}^s(k) \quad (3.48)$$

$$v_{sq}^{s*}(k) = \frac{1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^s(k) + \frac{1}{1 + \frac{\lambda}{h^2}} e_{sq}^s(k) \quad (3.49)$$

A lei de controle obtida minimizando (3.47) pode ser chamada de lei de controle um-passo-a-frente ponderada. O termo um-passo-a-frente é ainda usado, porque pretendemos minimizar (3.47) em termos médios, com base em um passo cobrindo um horizonte de tempo mais longo (mais de um período de amostragem), ou seja, o controlador um-passo-a-frente perde sua característica "deadbeat" (levar a grandeza sob controle, em um período de amostragem, para o valor da referência).

A partir de (3.48) e (3.49) as expressões da lei de controle para cada um dos métodos anteriormente vistos assumirá a forma:

- Método I

$$v_{sd}^{s*}(k) = \frac{1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^{s*}(k+1) - \frac{f+1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^s(k) + \frac{f}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^s(k-1) + v_{sd}^s(k-1) \quad (3.50)$$

$$v_{sq}^{s*}(k) = \frac{1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f+1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^s(k) + \frac{f}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^s(k-1) + v_{sq}^s(k-1) \quad (3.51)$$

• Método II

$$v_{sd}^{s*}(k) = \frac{1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^{s*}(k+1) - \frac{f + \cos(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^s(k) + \frac{f \cos(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^s(k-1) + \frac{\sin(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^s(k) - \frac{f \sin(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^s(k-1) + \cos(\theta) v_{sd}^s(k-1) - \sin(\theta) v_{sq}^s(k-1) \quad (3.52)$$

$$v_{sq}^{s*}(k) = \frac{1}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f + \cos(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^s(k) + \frac{f \cos(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sq}^s(k-1) - \frac{\sin(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^s(k) + \frac{f \sin(\theta)}{h + \frac{\lambda}{h}} i_{sd}^s(k-1) + \cos(\theta) v_{sq}^s(k-1) + \sin(\theta) v_{sd}^s(k-1) \quad (3.53)$$

### 3.3.2 Controlador de Corrente PI

O projeto do controlador PI utilizado, está baseado em um modelo de primeira ordem. Para determinar os ganhos do controlador pode-se compensar a constante de tempo  $\tau_s$  e escolher o desempenho de malha fechada de acordo com o critério de amortecimento ótimo [18][19].

A escolha do período de amostragem foi balizada no seu valor máximo, pela dinâmica do sistema sob controle e no seu valor mínimo, pelo menor tempo suficiente para execução das rotinas de controle, sendo esse último limite o que preponderantemente foi utilizado.

O controlador PI discreto, pode ser obtido a partir do projeto contínuo (3.54), segundo o procedimento de cancelamento da constante de tempo dominante do sistema. Sua conversão em um controlador discreto é realizada utilizando a aproximação de

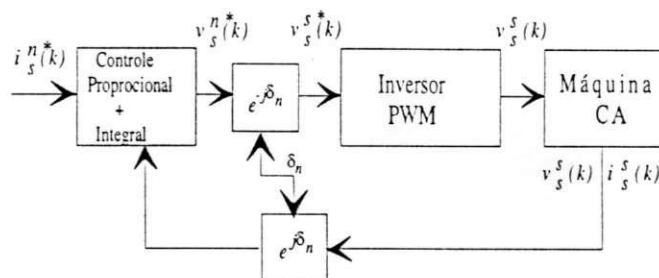


Figura 3.6: Diagrama de blocos do controlador PI, referencial síncrono

### 3.4 Complexidade de Implementação

As tabelas 3.1 e 3.2, mostram o número de operações matemáticas utilizadas na implementação de cada uma das estratégias descritas acima, bem como o tempo de processamento medido, demandado para execução de cada uma delas.

Tempos de Execução	
Rotina de Controle de Corrente	Tempo de Execução
PI no síncrono	73.0 $\mu$ s
PI no estator	73.0 $\mu$ s
Preditivo Método I	81.0 $\mu$ s
Preditivo Método II	84.0 $\mu$ s

Tabela 3.1: Tempo de execução das rotinas de controle de corrente

Observando os valores apresentados nas tabelas, notamos que as estratégias utilizando controladores PI se equivalem em tempo de execução e número de operações utilizadas. Já as estratégias utilizando controladores preditivos são mais lentas, mesmo apresentado menor número de operações, isso ocorre, pelo maior número de operações de decisão ("IF") realizadas dentro da rotina.

O método utilizado para a medição do tempo de execução das rotinas foi:

- Ao entrar na rotina de execução em tempo real o bit 1 da porta C da PPI da placa de aquisição é levado a nível 1.

Operação	Controle de Corrente			
	PI Camp.	PI Est.	Pred. M I	Pred. M II
Multiplicação/Divisão	38	38	30	37
Soma/Subtração	30	30	27	32
$\sqrt{\quad}$	0	0	0	0
Senos/Cossenos	2	2	2	2

Tabela 3.2: Número de operações envolvidas nas estratégias de controle de corrente

- Ao término da execução da rotina, o mesmo bit é levado a nível 0.
- Com um osciloscópio, mede-se o tempo em que o bit 1 da porta C da PPI se mantém em nível 1, que equivale ao tempo total de execução da rotina.

O procedimento descrito acima, também foi utilizado na determinação dos tempos de execução das demais estratégias de controle implementadas.

### 3.5 Resultados Experimentais das Estratégias de Controle

A seguir são apresentados os resultados experimentais levantados para cada uma das estratégias de controle de corrente discutidas anteriormente. Os testes experimentais, consistiram em alimentar a máquina CA com uma referência de corrente nas frequências de 10Hz, 30Hz e 60Hz, visando, dessa forma avaliar o desempenho dos controladores em diferentes valores de frequência. Em todos os casos, foi gerado o mesmo transitório de corrente, o qual consistiu em variar a amplitude da referência, em degrau, inicialmente para a metade do seu valor inicial, e em seguida fazê-la retornar, também em degrau, para seu valor original. Em todos os resultados são apresentadas as curvas de corrente de referência, corrente medida no referencial estático e síncrono, este último apenas para a estratégia de controle de corrente PI no referencial síncrono e as respectivas curvas de erro.



Em todos os experimentos, a máquina foi acionada em vazio. Sua velocidade atingiu o valor nominal, descontado o escorregamento, proporcional a frequência da corrente de alimentação.

O período de amostragem utilizado em todos os experimentos foi o mesmo e igual a  $100\mu s$ , sendo essa também a taxa em que são amostradas as curvas apresentadas a seguir.

Os controladores de corrente PI tiveram seus ganhos ajustados conforme os valores apresentados na tabela 3.3. O controlador preditivo apresentou, para um período de  $100\mu s$ , os seguintes valores para as constantes  $f$  e  $h$ :  $f = 0.906668$  e  $h = 0.001913$ , com um fator de ponderação  $\lambda = 0.00001$ .

Ganho	PI no estator	PI no campo
$k_p$	250.00	140
$k_i$	12.25	6.86

Tabela 3.3: Ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do controlador PI de corrente

Exceto no caso do controlador preditivo, métodos I e II, nenhum termo de compensação foi utilizado. Isso evidentemente influenciou nos resultados obtidos no caso do controlador PI no referencial estacionário.

A máquina acionada, apresenta uma corrente nominal da ordem de 0.84A, ligação estrela. Nessa faixa de corrente, o ruído introduzido pelo inversor, bem como aquele decorrente do processo de conversão analógico/digital, passam a ter uma forte influência nas medições. Como podemos observar nas curvas experimentais, principalmente as de erro de corrente, há um ruído de alta frequência presente. No entanto, foi observado que em termos médios o mesmo é nulo.

Da análise das curvas experimentais, algumas conclusões podem ser tiradas:

Em todas as estratégias de controle, operando a baixa frequência, 10Hz, os controladores seguem bastante de perto as respectivas referências, sendo que o controlador PI no referencial síncrono apresenta um resultado um pouco melhor que todos os demais, implementados no referencial estático. Fato que não surpreende, haja visto o

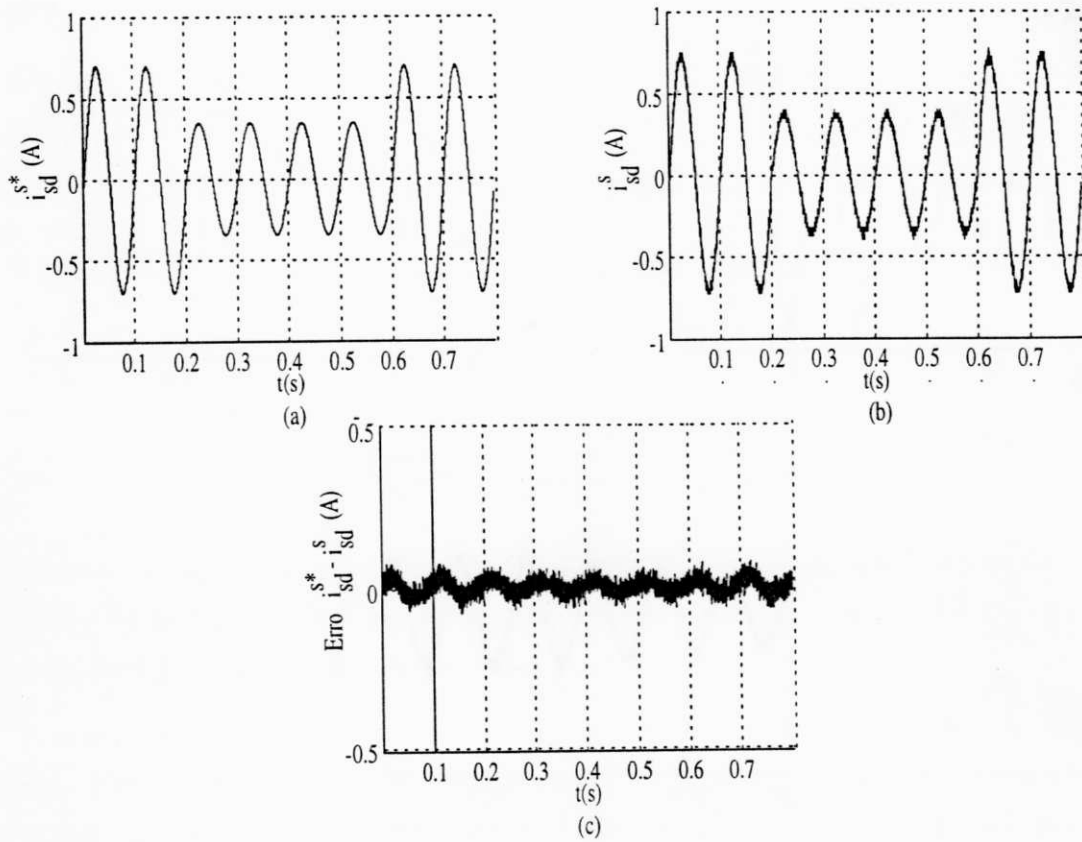


Figura 3.7: Controle de corrente preditivo, método I: (a) corrente de referência na frequência de 10Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

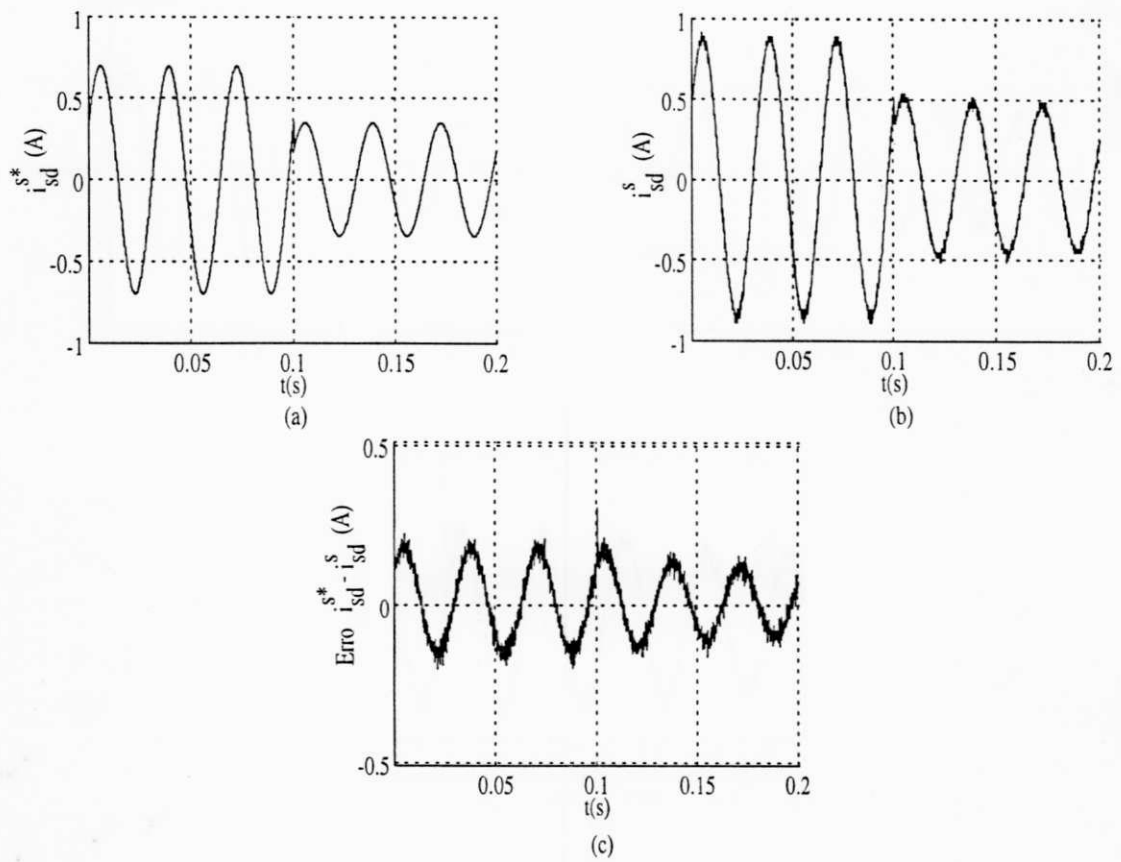


Figura 3.8: Controle de corrente preditivo, método I: (a) corrente de referência na frequência de 30Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

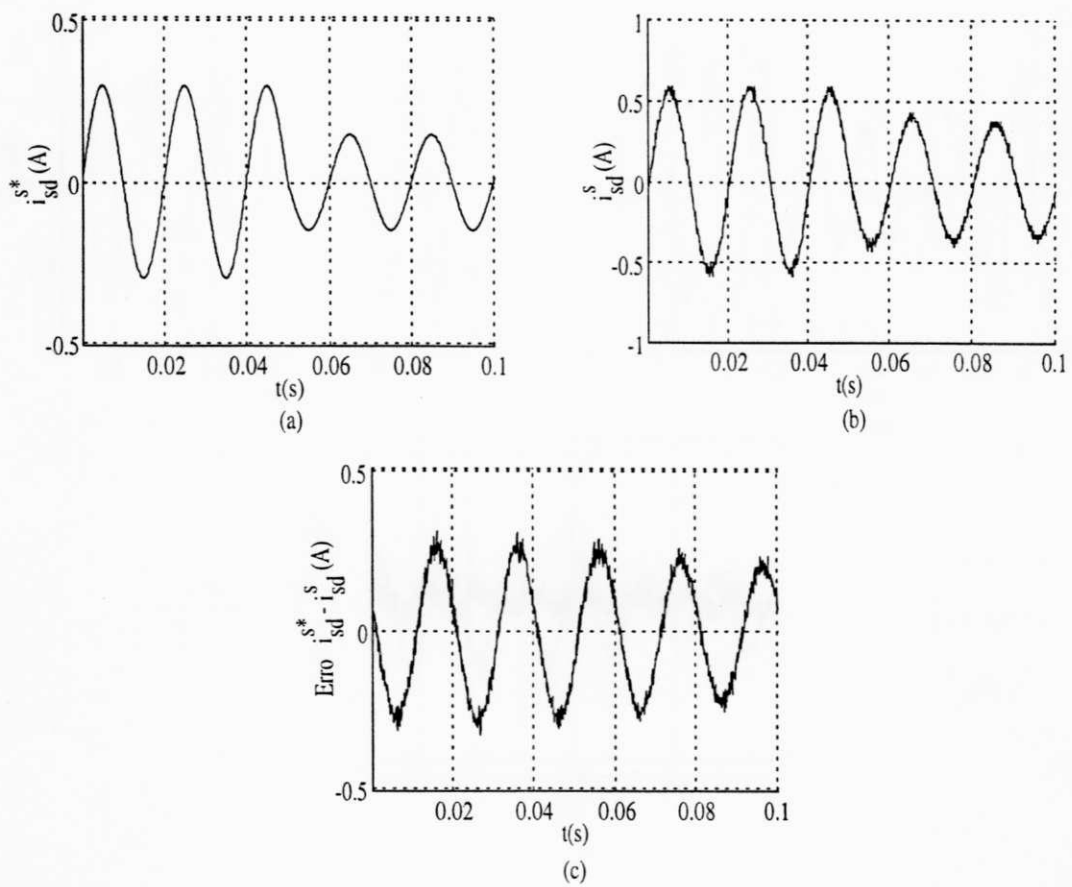


Figura 3.9: Controle de corrente preditivo, método I: (a) corrente de referência na frequência de 60Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

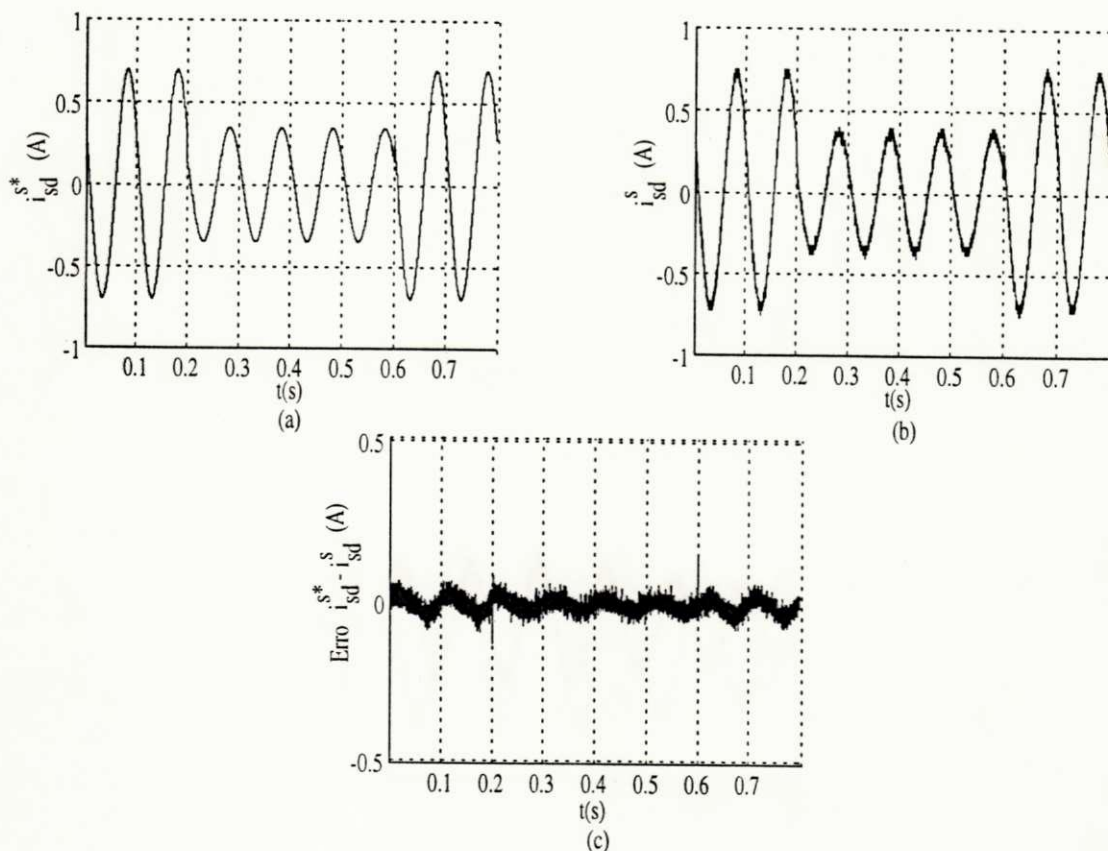


Figura 3.10: Controle de corrente preditivo, método II: (a) corrente de referência na frequência de 10Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

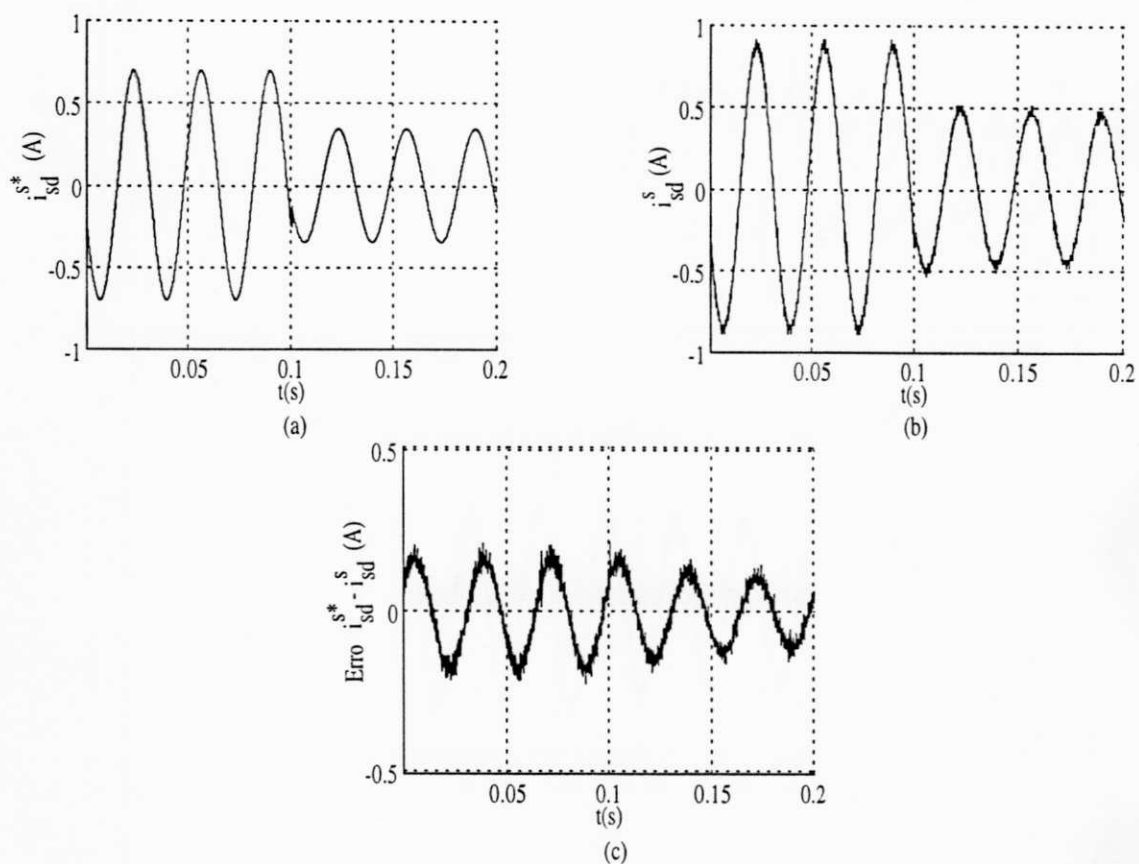


Figura 3.11: Controle de corrente preditivo, método II: (a) corrente de referência na frequência de 30Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

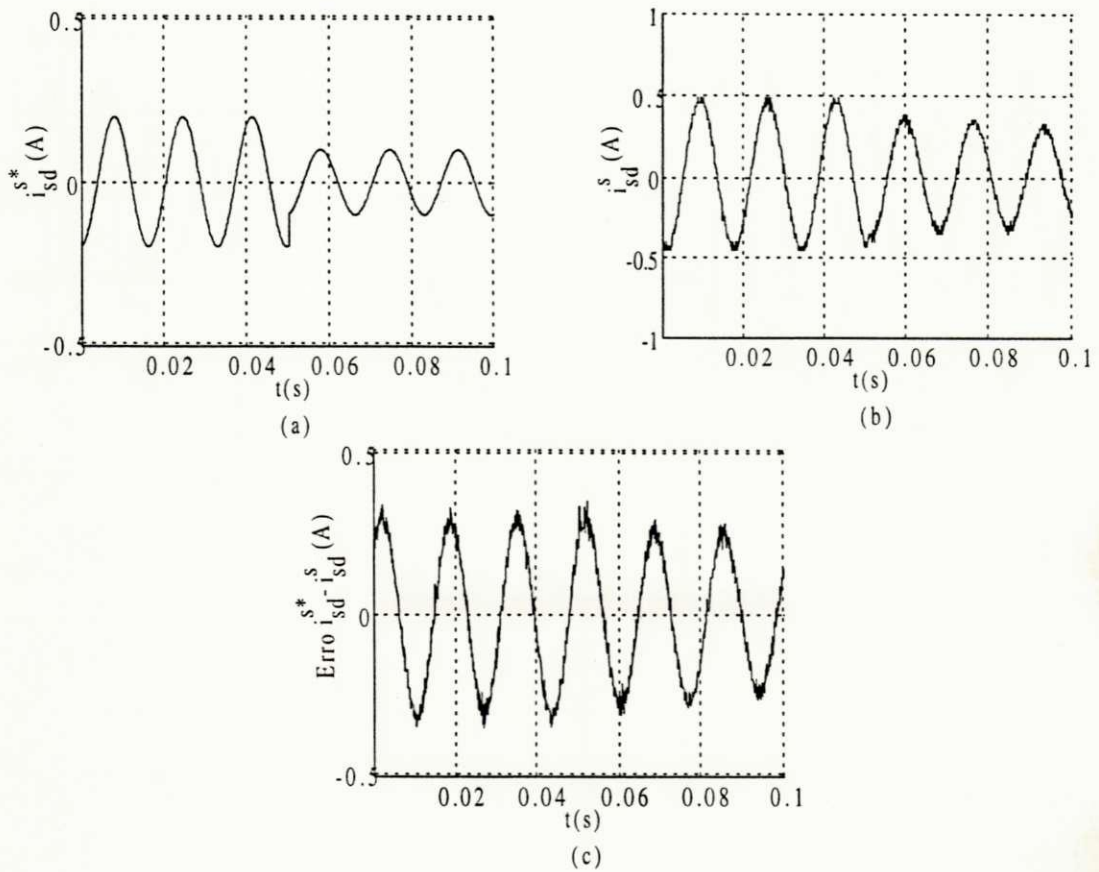


Figura 3.12: Controle de corrente preditivo, método II: (a) corrente de referência na frequência de 60Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

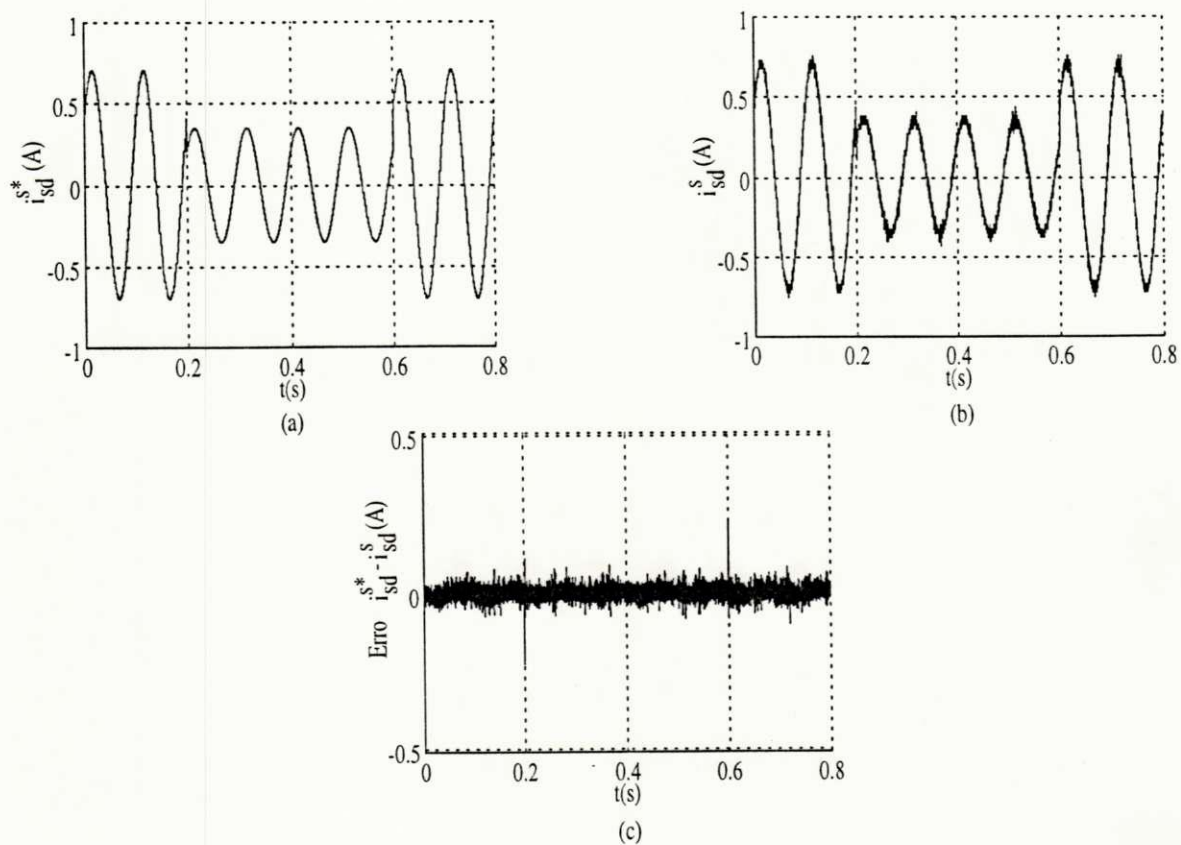


Figura 3.13: Controle de corrente, PI no referencial estático: (a) corrente de referência na frequência de 10Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente



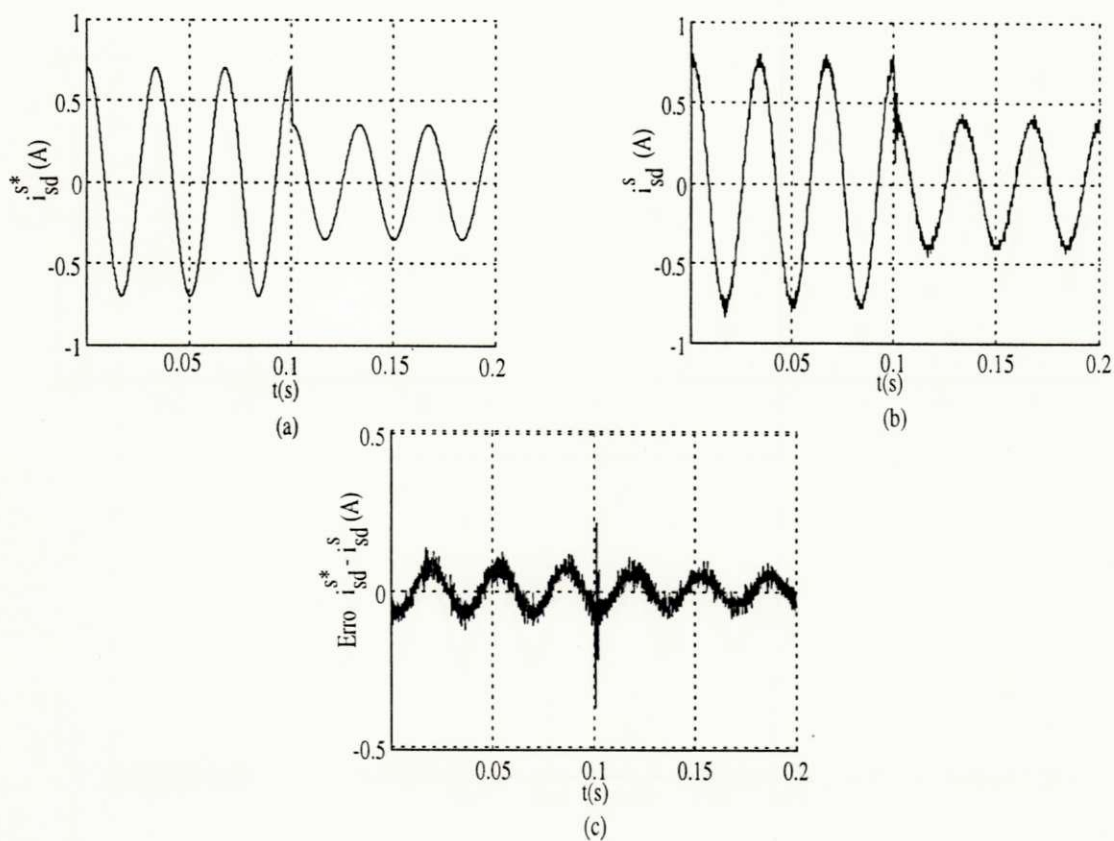


Figura 3.14: Controle de corrente, PI no referencial estático: (a) corrente de referência na frequência de 30Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

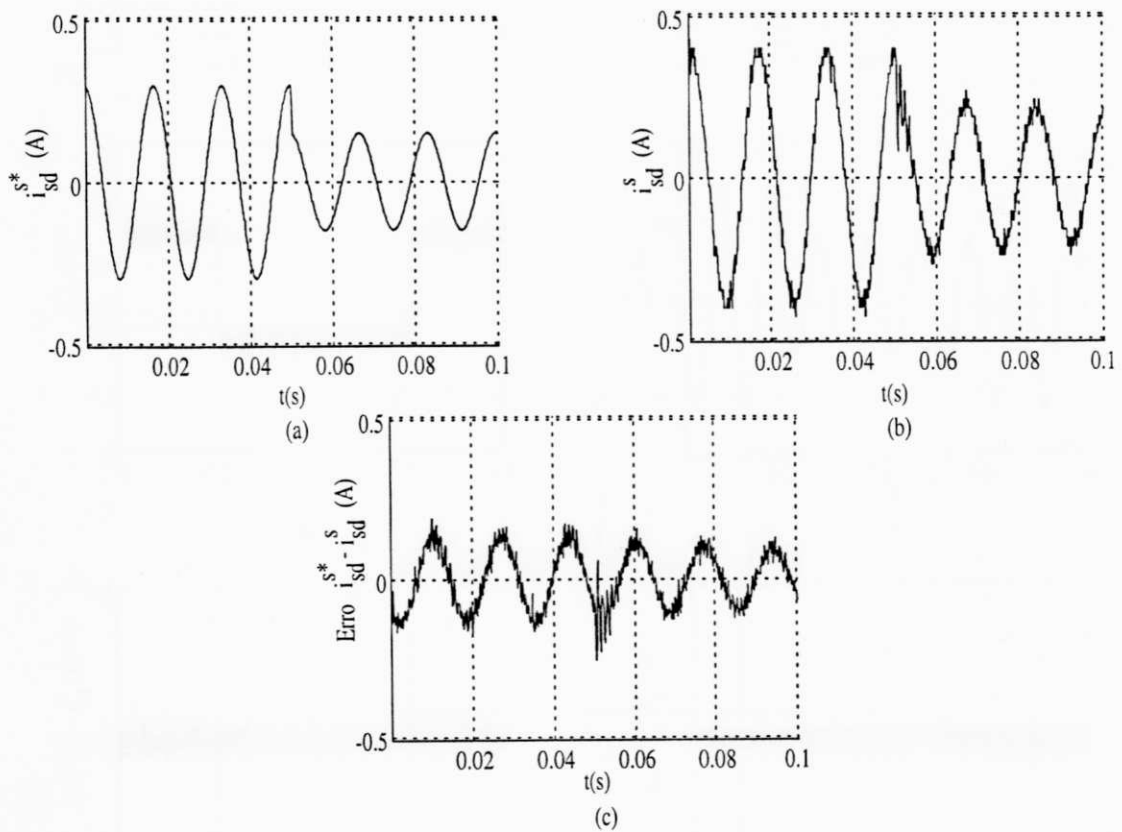


Figura 3.15: Controle de corrente, PI no referencial estático: (a) corrente de referência na frequência de 60Hz, (b) corrente medida e (c) erro de corrente

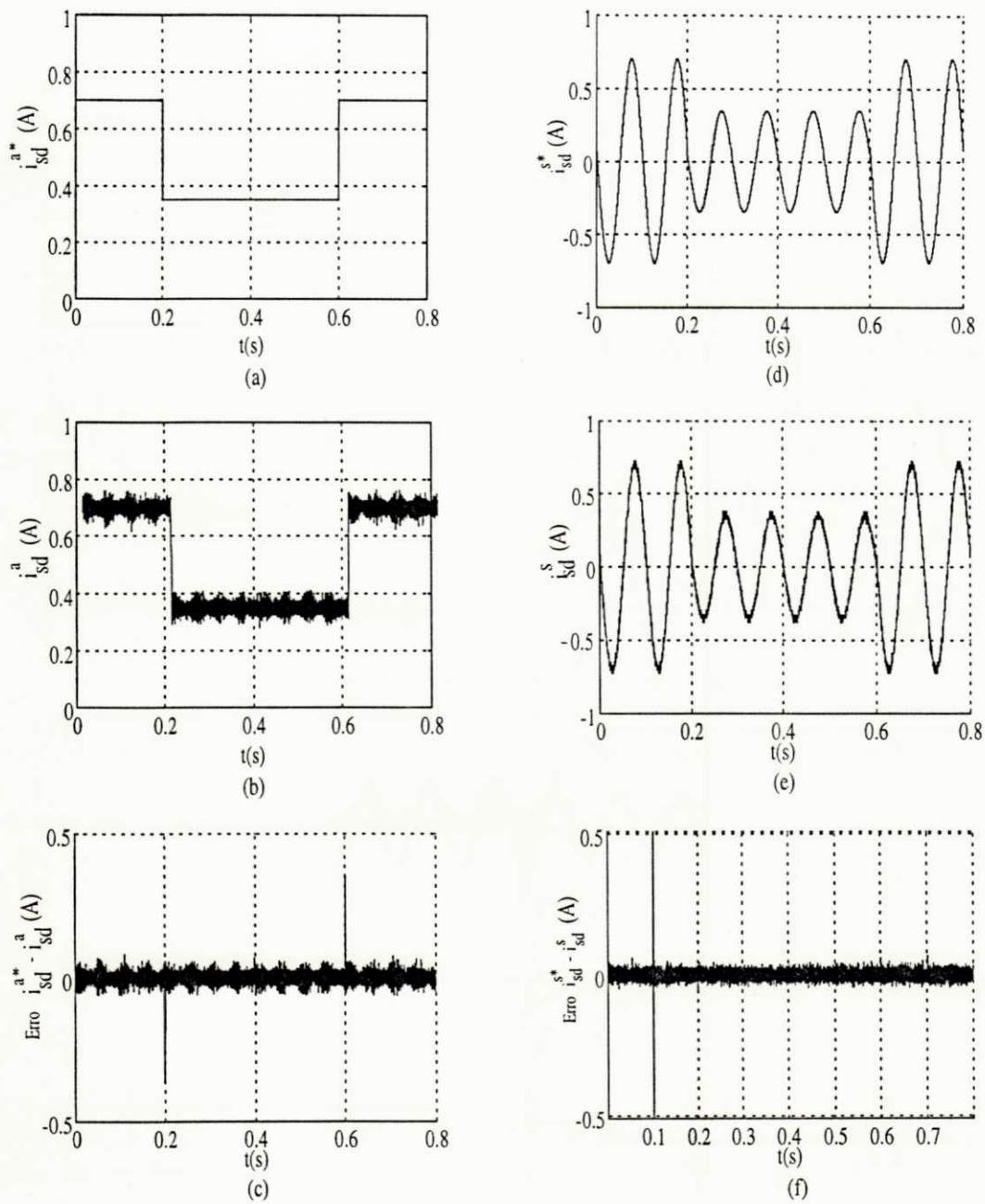


Figura 3.16: Controle de corrente, PI no referencial síncrono: (a) corrente de referência (síncrono), (b) corrente medida (síncrono), (c) erro de corrente (síncrono), (d) corrente de referência, frequência de 10 Hz, (e) corrente medida (estator) e (f) erro de corrente (estator).

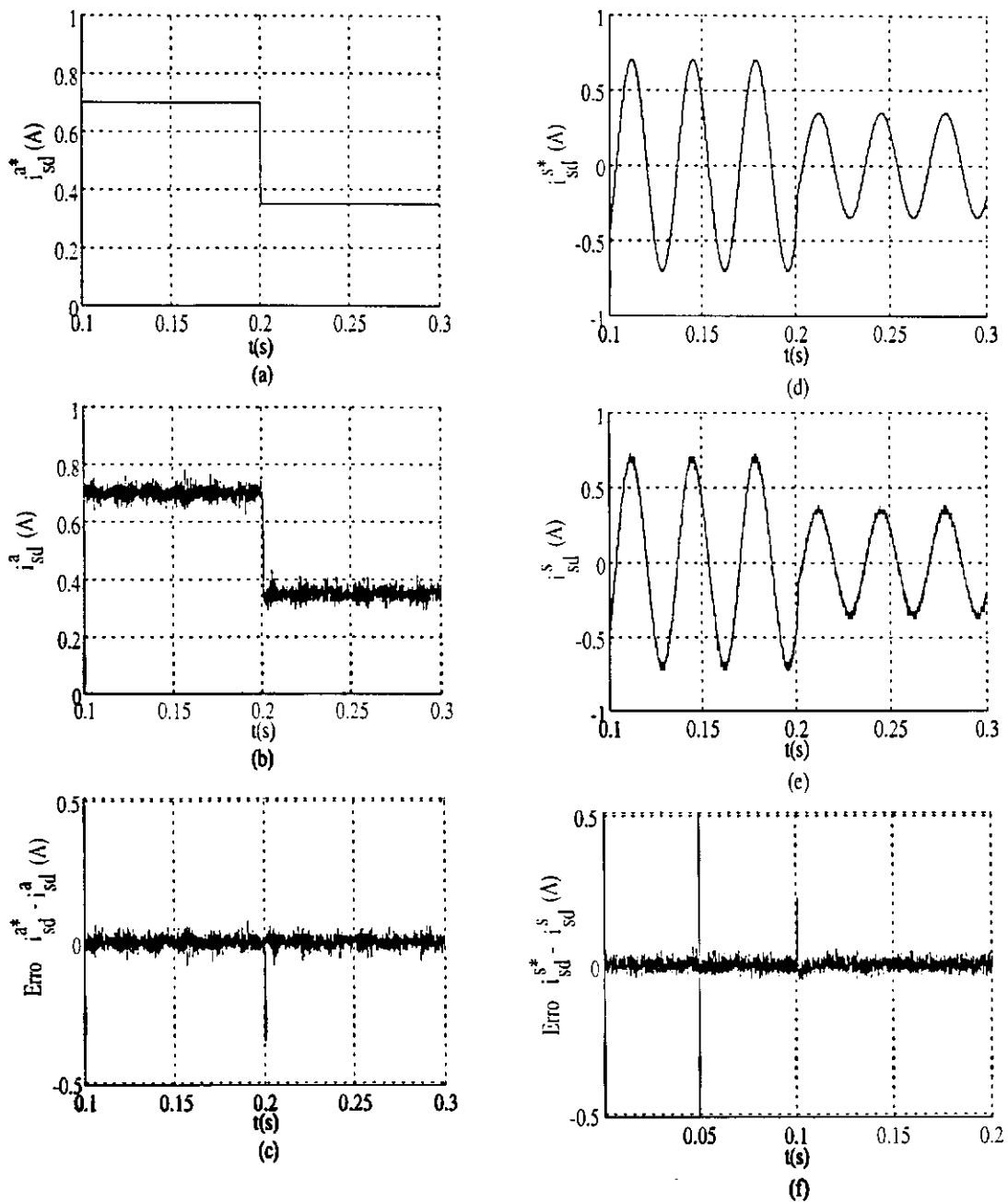


Figura 3.17: Controle de corrente, PI no referencial síncrono: (a) corrente de referência (síncrono), (b) corrente medida (síncrono), (c) erro de corrente (síncrono), (d) corrente de referência, frequência de 30 Hz, (e) corrente medida (estator) e (f) erro de corrente (estator).

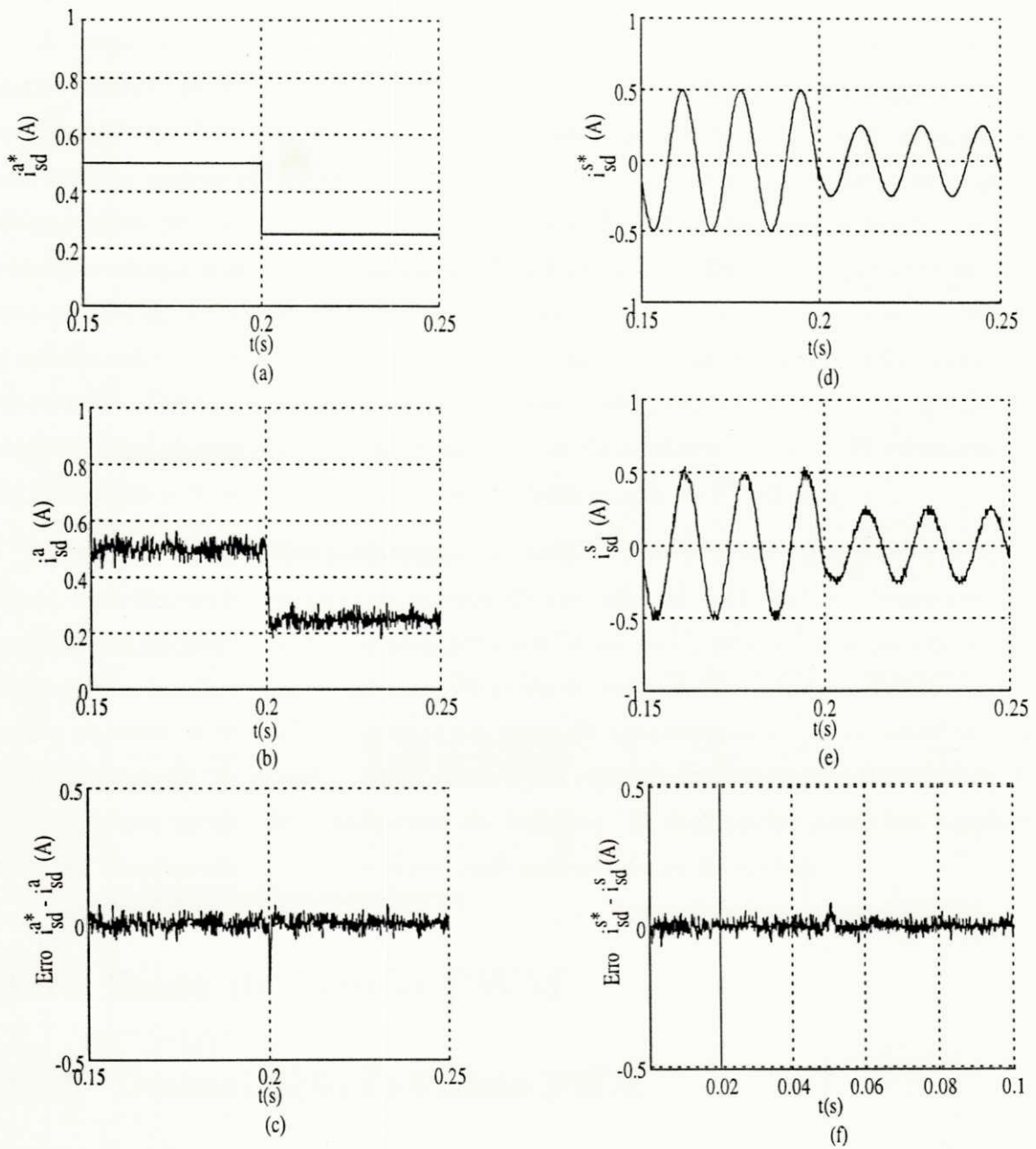


Figura 3.18: Controle de corrente, PI no referencial síncrono: (a) corrente de referência (síncrono), (b) corrente medida (síncrono), (c) erro de corrente (síncrono), (d) corrente de referência, frequência de 60 Hz, (e) corrente medida (estator) e (f) erro de corrente (estator).

comportamento invariável (exceto em transitórios) das grandezas controladas.

A frequência de 30Hz, já podemos notar uma deterioração no desempenho dos controladores preditivo, métodos I e II e PI estacionário. Na mesma situação, o controlador PI no referencial síncrono permanece com desempenho muito bom. As mesmas observações podem ser feitas na frequência de 60 Hz. Mesmo apresentando uma faixa de passagem de malha fechada maior, o controlador PI no referencial estático não consegue atingir o nível de desempenho do PI no campo. Os fatores que determinam esse comportamento são a não compensação dos termos de distúrbio, e, principalmente, o referencial em que o controlador é implementado, que lhe impõe, controlar variáveis alternadas. Testes experimentais reforçam essa observação, neles, foram compensados os distúrbios, no entanto, sem significativa melhoria no desempenho do PI estacionário, de modo que o permitisse se aproximar do desempenho do PI no campo.

Quanto ao controlador preditivo, a estratégia implementada foi aquela que apresenta uma limitação no nível de esforço de controle do controlador. Nesse caso, o controlador preditivo perde sua característica "deadbeat", pois a limitação do esforço de controle, impõe restrições ao sinal de saída do controlador, não permitindo-o cumprir o objetivo de controle em apenas um passo de amostragem, o que caracteriza uma ação de controle "deadbeat". Além disso, é um controlador fortemente dependente do conhecimento preciso dos parâmetros da máquina. O controlador preditivo, também tem seu desempenho influenciado por limitações da fonte de energia.

## 3.6 Fonte de Tensão PWM

### 3.6.1 Determinação do Padrão PWM

O método PWM utilizado é ilustrado na figura 3.19. A figura 3.19(a), mostra um dos braços do inversor de tensão, correspondente a fase 1 da máquina CA. Na figura 3.19(b) é apresentado o diagrama do sinal de tensão de referência  $v_{s1}^*(k)$ , que, como pode-se observar, corresponde a valores da discretização de uma onda senoidal  $v_s(t)$ .

assim pode-se escrever:

$$v_{s1}^*(k)t_e = \frac{E_d}{2}\tau_1 - \frac{E_d}{2}(t_e - \tau_1) \quad (3.62)$$

onde  $\tau_1$  é a fração do período de amostragem  $t_e$  em que a chave  $T_1$  é gatilhada (a chave  $T_4$ , na parte inferior do braço é gatilhada de forma complementar no intervalo  $(t_e - \tau_1 - \text{atraso})$ ). De (3.62) obtém-se o valor de  $\tau_1$ .

$$\tau_1 = t_e \left( \frac{1}{2} + \frac{v_{s1}^*(k)}{E_d} \right) \quad (3.63)$$

Procedendo de forma semelhante para as fases 2 e 3, tem-se:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_e} v_{s2}^*(k)dt &= \int_0^{t_e} v_{s2o}(k)dt \\ \tau_2 &= t_e \left( \frac{1}{2} + \frac{v_{s2}^*(k)}{E_d} \right) \end{aligned} \quad (3.64)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{t_e} v_{s3}^*(k)dt &= \int_0^{t_e} v_{s3o}(k)dt \\ \tau_3 &= t_e \left( \frac{1}{2} + \frac{v_{s3}^*(k)}{E_d} \right) \end{aligned} \quad (3.65)$$

A tensão média obtida neste procedimento se refere ao ponto "0". Entretanto, pode-se mostrar que em termos médios as tensões de fase  $v_{s1}$ ,  $v_{s2}$  e  $v_{s3}$  são iguais aos valores de referência  $v_{s1}^*$ ,  $v_{s2}^*$  e  $v_{s3}^*$ .

Relacionando as tensões em cada fase na máquina em termos dos seus valores médios, escreve-se:

$$\int_0^{t_e} v_{s1}(k)dt = \int_0^{t_e} v_{s1o}(k)dt + \int_0^{t_e} v_{on}(k)dt \quad (3.66)$$

$$\int_0^{t_e} v_{s2}(k)dt = \int_0^{t_e} v_{s2o}(k)dt + \int_0^{t_e} v_{on}(k)dt \quad (3.67)$$

$$\int_0^{t_e} v_{s3}(k)dt = \int_0^{t_e} v_{s3o}(k)dt + \int_0^{t_e} v_{on}(k)dt \quad (3.68)$$

onde  $v_{on}(k)$  é a diferença de tensão entre o neutro da máquina "n" e o ponto "0" do inversor de tensão.

Adicionando-se membro a membro (3.66), (3.67) e (3.68), tem-se:

$$\bar{v}_{s1}(k) + \bar{v}_{s2}(k) + \bar{v}_{s3}(k) = \bar{v}_{s1o}(k) + \bar{v}_{s2o}(k) + \bar{v}_{s3o}(k) + 3\bar{v}_{on}(k) \quad (3.69)$$

onde o sobrescrito "–", indica os valores médios das expressões (3.66), (3.67) e (3.68).

Em regime equilibrado de referência de tensões trifásicas, tem-se:

$$v_{s1}^*(k) + v_{s2}^*(k) + v_{s3}^*(k) = \bar{v}_{s1o}(k) + \bar{v}_{s2o}(k) + \bar{v}_{s3o}(k) = 0 \quad (3.70)$$

Das hipóteses simplificadoras, máquina equilibrada, e enrolamentos estatóricos ligados em estrela, tem-se que a soma das correntes de fase é nula, o que implica que o somatório das tensões de fase é nulo:

$$\bar{v}_{s1}(k) + \bar{v}_{s2}(k) + \bar{v}_{s3}(k) = 0 \quad (3.71)$$

Conclue-se de (3.69), (3.70) e (3.71) que:

$$\bar{v}_{on}(k) = 0 \quad (3.72)$$

Considerando (3.72), (3.66), (3.67) e (3.68), existe igualdade entre os valores médios das tensões entre fases e os respectivos valores médios das tensões em relação ao ponto "0". Considerando (3.63), (3.64) e (3.65) observa-se que as tensões médias nas fases da máquina são iguais aos respectivos valores de referência. Observa-se também, que não é necessário calcular o valor de  $\tau_3$  a partir de (3.65), visto que a soma das tensões de referência é nula. Assim,  $\tau_3 = \frac{3t_e}{2} - \tau_1 - \tau_2$ .

De (3.63), (3.64) e (3.65), notamos que essa técnica para cálculo do padrão PWM só responderá de forma linear, enquanto as referências de tensão  $v_{s1}^*$ ,  $v_{s2}^*$  e  $v_{s3}^*$ , estiverem dentro da faixa de 0V a  $\pm \frac{E_d}{2}$  V. Fora dessa região, dizemos que o PWM está saturado. O termo saturado, pode ser explicado com relação aos tempos  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_3$  de condução das chaves do inversor. Supondo que em um intervalo de amostragem  $\tau_1 > t_e$ , isso implica que neste intervalo, não foi possível impor, em termos médios, o nível de tensão desejado na fase 1 da máquina, ficando este saturado no valor da tensão do barramento, o efeito visível desse fato, é um achatamento no pico do sinal medido entre a fase 1 e o neutro



ficção do inversor. Tal efeito se reflete nas tensões de fase, deformando sua forma de onda, com o conseqüente aumento da amplitude das componentes harmônicas desses sinais. Portanto, a saturação do PWM, leva a geração de sinais de tensão com maior conteúdo harmônico.

### 3.6.2 Seqüência de Aplicação do Padrão PWM

O cálculo dos intervalos de tempo  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_3$  foram baseados no gatilho da chave superior de cada braço, durante estes tempos, seguido do gatilho da chave inferior durante o restante do período de amostragem. Esta ordem pode ser invertida ou os tempos subdivididos para se obter simetria, diminuindo os harmônicos de corrente da máquina. Na figura 3.21 é apresentada a seqüência de aplicação implementada no sistema de acionamento, a mesma apresenta uma simetria em  $2t_e$ , com freqüência de operação do inversor igual a  $1/2t_e$ .

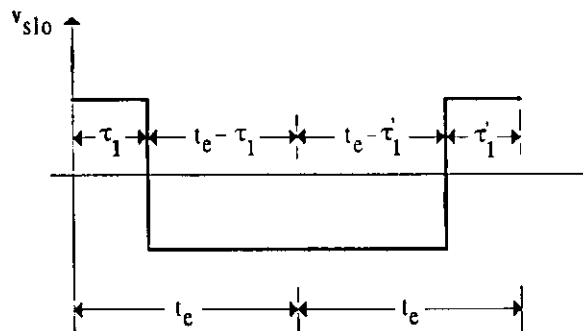


Figura 3.21: Seqüência regular simétrica em  $2t_e$

O limite superior do período de amostragem é determinado pela dinâmica imposta pelas correntes da máquina assíncrona. Já o limite inferior, é determinado pelo tempo necessário à execução das rotinas de controle em tempo real (compreende a aquisição de dados, o processamento da lei de controle e a programação dos contadores para geração dos sinais PWM).

O advento de dispositivos de potência com alta capacidade de chaveamento, permite operar o inversor a freqüências elevadas, condição onde há vantagens:

- o conteúdo harmônico da corrente estatórica é reduzido devido ao efeito de filtragem passa baixa da máquina;
- a alimentação da máquina com tensão mais próxima da senoidal pode ser alcançada, entre outros.

Como os sinais PWM são gerados segundo a taxa de amostragem, há uma relação entre a frequência de chaveamento do inversor e a frequência de amostragem. Fazer o inversor operar a mesma frequência de amostragem pode significar operá-lo de forma ociosa. Tendo em vista isto, são propostas duas estratégias de contagem: i) repetição de contagens e ii) aproximação por ramos de senoide. Estas estratégias permitem operar o inversor a uma frequência diferente da frequência de amostragem, aproveitando melhor sua capacidade de chaveamento.

A estratégia de repetição de contagens, consiste em dividir os tempos  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_3$ , aplicáveis em um período de amostragem  $t_e$ , em tempos menores  $\tau_{1n}$ ,  $\tau_{2n}$  e  $\tau_{3n}$ , que serão aplicados em um subintervalo de amostragem  $\tau_n$ , figura 3.22. A relação entre os tempo é dada por

$$\tau_n = \frac{t_e}{n}, \tau_{1n} = \frac{\tau_1}{n}, \tau_{2n} = \frac{\tau_2}{n} \text{ e } \tau_{3n} = \frac{\tau_3}{n} \quad (3.73)$$

onde  $n$  é um número inteiro. Esse procedimento juntamente com a técnica de centragem de pulsos, efetivamente diminui o conteúdo harmônico do sinal de corrente. Há um limite superior para  $n$ , que evitará que sejam geradas contagens de valor muito pequeno cuja precisão é bastante influenciada por imprecisões na contagem dos contadores, devido ao uso de um número reduzido de "bit's" e também por tornar muito significativo o tempo morto associado as chaves do inversor. Foram usadas frequências de repetição de: 20KHz, 10KHz, 5KHz e 1KHz.

Outra técnica desenvolvida, é a que aproxima as transições em degrau de um sinal senoidal amostrado, por ramos de senoide. Essa técnica é semelhante a técnica de repetição de pulsos. Neste caso, no entanto, a duração dos pulsos não é fixa, mas varia de forma tal que ao final do período de amostragem, o último pulso gerado, apresente uma duração próxima a duração do primeiro pulso da nova contagem a ser programada, definida pela referência de tensão, suposta senoidal, (figura 3.23). Na

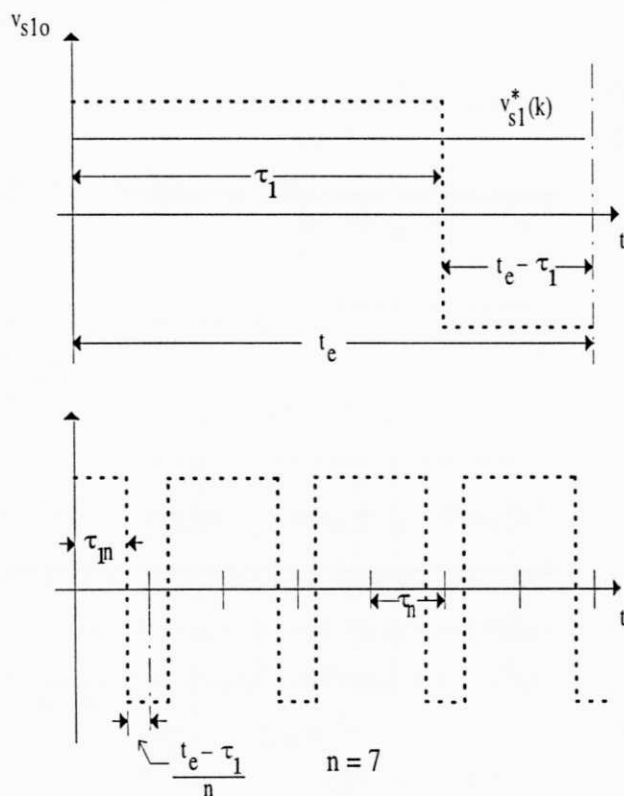


Figura 3.22: Diagrama de pulsos, utilizando a técnica de repetição de contagem

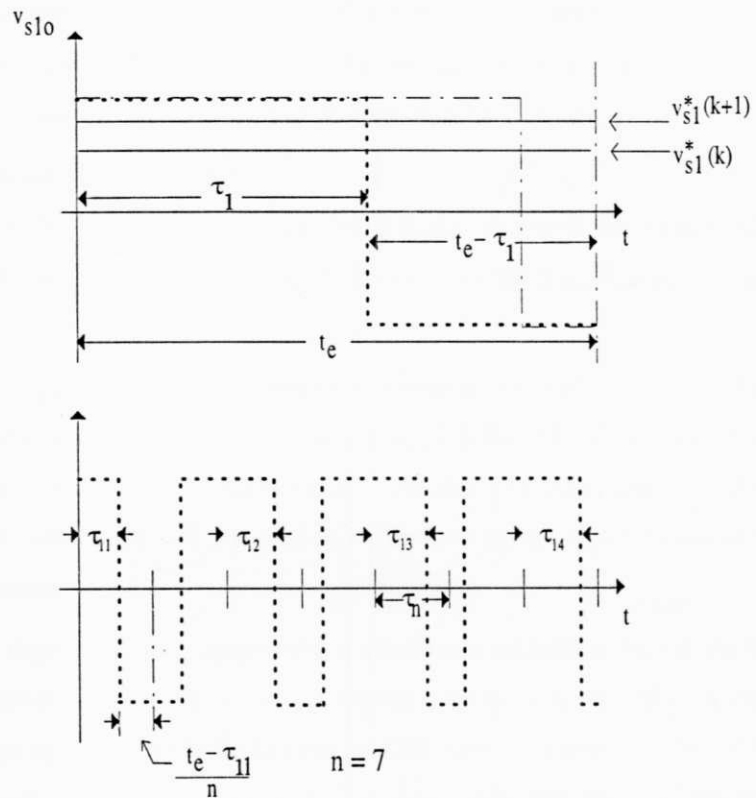


Figura 3.23: Diagrama de pulsos, usando a técnica de aproximação por ramos de senoide

figura 3.23, podemos perceber que a largura dos pulsos  $\tau_{1x}$ , com  $x=1,2,3$  e  $4$ , gerados para a referência  $v_{s1}^*(k)$ , aumenta a medida que os pulsos são gerados, de forma que  $\tau_{14}$ , já apresenta uma largura de pulso próxima aquela do primeiro pulso a ser gerado para a referência de tensão  $v_{s1}^*(k+1)$ . Desta forma, a curva da senoide discretizada, vista na figura 3.19, se aproxima bastante da curva contínua, pois cada degrau de discretização passa a ser dividido por 7 vezes, conforme mostra a figura 3.23.

A seguir são apresentados os resultados obtidos considerando as três possibilidades para geração do padrão PWM: padrão, figura 3.24(a), com repetição de pulsos, figura 3.24(b) e aproximação por ramos de senoide, figura 3.24(c).

Para realização dos experimentos foi utilizada uma frequência de amostragem de 1.0 KHz e aquisição de dados a uma taxa de 10 KHz. A curva da figura 3.24(a) apresenta o resultado obtido com o inversor operando a mesma frequência de controle, ou seja, 1.0 KHz.

A curva da figura 3.24(b) apresenta o resultado obtido a partir da técnica de repetição de pulsos, com o inversor operando a 10 KHz. O cálculo dos tempos  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_3$  é realizado a cada 1 ms, esses valores são divididos por 10 vezes ( $n=10$ ) e programados a cada subintervalo  $\tau_n$  de 100  $\mu s$ , sendo estas contagens repetidas por 10 vezes a cada período  $t_e$  de amostragem.

A curva da figura 3.24(c) apresenta o resultado obtido a partir da técnica de aproximação por ramos de senoide, com o inversor operando a 10 KHz. A cada subintervalo  $\tau_n$  (100  $\mu s$ ), é programada uma contagem diferente da anterior, de tal forma a aproximar as transições em degrau, figura 3.19 o mais próximo possível da senoide.

Comparando a resposta obtida para os três casos notamos que há uma diminuição significativa do conteúdo harmônico presente no sinal de corrente da máquina, nos casos de repetição de pulsos e aproximação por ramos de senoide.

A princípio a comparação parece desfavorável com relação ao primeiro caso, PWM padrão, pois nesse caso o inversor opera a menor frequência. No entanto, o objetivo das comparações acima tenta vislumbrar situações em que tenhamos estratégias de controle bastante complexas, que imponham um período de amostragem da ordem de 1ms, por exemplo, que sem o desacoplamento da frequência de amostragem e da

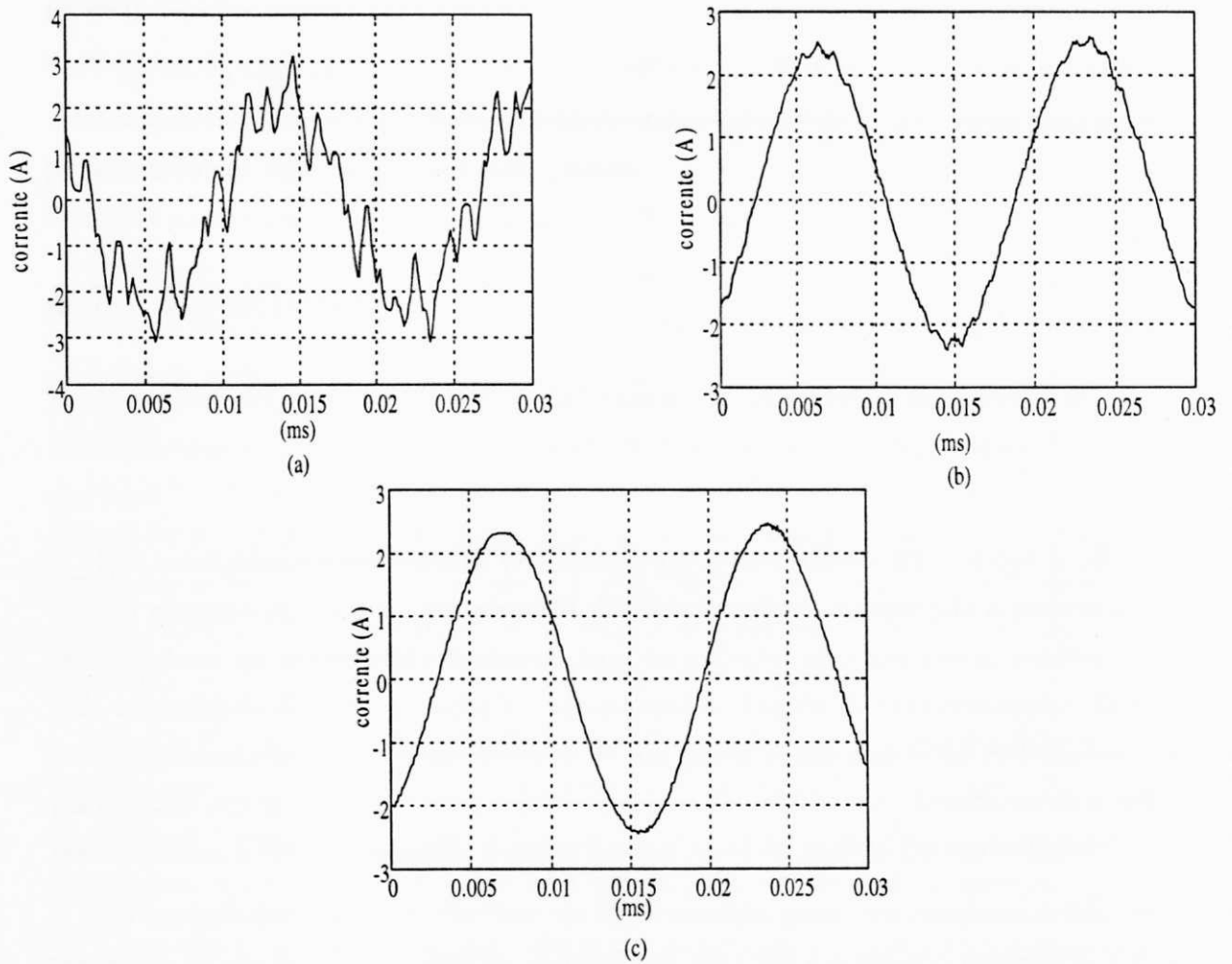


Figura 3.24: (a) PWM regular simétrico padrão, (b) PWM regular simétrico com repetição de pulsos e (c) PWM regular simétrico com aproximação por ramos de senoide

frequência de operação do inversor, faria com que este último, operasse à frequência de amostragem. Com as técnicas de repetição ou aproximação por ramos de senoide, seria possível operar o inversor a uma frequência superior a de amostragem, melhorando consideravelmente o conteúdo harmônico do sinal de corrente, como pode-se constatar pelos resultados experimentais apresentados.

Uma outra técnica não avaliada é a de utilizar um HOCD de 1ª ordem, nesse caso a transição da referência entre dois instantes consecutivos de amostragem poderia ser aproximado por uma reta unido esses pontos.

### 3.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o modelo bifásico,  $dq$ , da máquina assíncrona, utilizado na implementação das estratégias de controle de corrente nos referenciais estático e síncrono.

Dos resultados experimentais, verificamos que o controlador PI que opera no referencial síncrono apresenta uma resposta dinâmica melhor, comparada a resposta dos controladores no referencial estático. Isto, no entanto, tem um custo, representado pela necessidade de determinação em tempo real do ângulo de transformação. O projeto do controlador é um procedimento de um passo desde que boas estimações dos parâmetros sejam disponíveis, ou seja, conhecidos os parâmetros, determina-se a constante elétrica a ser compensada, e então determina-se os ganhos do controlador.

No controlador preditivo, verificamos ser necessário gerar um compromisso entre a transição de um estado a outro da variável sob controle e o esforço necessário a este deslocamento, isto, de forma a evitar degradação da resposta do controlador devido a limitação da fonte de potência e erros paramétricos. Do mesmo modo que no caso do controlador PI no campo, o projeto do controlador preditivo é um procedimento de um passo.

No controlador PI, operando no referencial estático é necessário aumentar a largura de faixa de malha fechada, conseguida através do aumento dos ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do

controlador. Em detrimento a este procedimento, o controlador torna-se mais sensível a ruído. Item bastante presente neste tipo de sistema, haja visto, operarmos com um inversor que fornece uma tensão CA chaveada. Para melhorar seu desempenho, termos de compensação da fcm de perturbação devem ser adicionados a malha do controlador. O projeto do controlador, nesse caso, requer mais que um passo, mesmo com boa estimação dos parâmetros.

Por último, avaliamos as formas de gerar padrões PWM no intuito de minimizar o conteúdo harmônico presente no sinal de corrente. Do que foi exposto, concluímos que a melhor escolha é utilizar a técnica de aproximação por ramos de senoide, cuja aplicabilidade está vinculada a utilização de um inversor capaz de operar a altas frequências de chaveamento.



## Capítulo 4

# Controles de Fluxo-Conjugado e de Velocidade

### 4.1 Introdução

A implementação de sistemas de controle de máquinas assíncronas com alto desempenho, impõe que o controle da excitação magnética (nível de fluxo da máquina) e o controle do conjugado eletromagnético sejam inteiramente desacoplados, evitando assim, que na solicitação de transitórios de conjugado de referência tais variáveis interajam.

Neste capítulo, trataremos de acionamento de alto desempenho para as máquinas assíncronas, utilizando estratégias de controle vetorial nos modos indireto e direto. No modo direto serão apresentadas as estratégias de controle fluxo-conjugado: i) por escorregamento e ii) em quadratura.

Na estratégia de controle fluxo-conjugado por escorregamento, o conjugado é determinado pela frequência de escorregamento da variável de controle do fluxo de excitação da máquina. No controle fluxo-conjugado em quadratura, o conjugado é controlado pelo módulo da corrente em quadratura com a variável de controle do fluxo de excitação [22]. Como veremos, diferentes variações de uma mesma estratégia podem ser obtidas

função do alinhamento do eixo de referência.

A estimação de fluxo a partir das grandezas terminais da máquina (correntes e tensões do estator, e velocidade) é discutida, sendo apresentado um método de estimação para o fluxo estático e um método para estimação do fluxo rotórico.

O controle de velocidade é outro tópico abordado neste capítulo, tendo sido implementado para cada uma das estratégias de controle fluxo-conjugado apresentadas.

Ao final do capítulo, é realizado um estudo comparativo da complexidade de implementação das estratégias de controle apresentadas e o estudo dinâmico, baseado em resultados experimentais.

## 4.2 Estratégias de Controle

O método de controle de máquinas assíncronas a ser utilizado, depende da aplicação a que se destina o acionamento. Segundo [23], essa escolha depende dos seguintes fatores:

- Que tipo de conversor será utilizado na alimentação da máquina;
- Se o controle será feito em malha aberto ou em malha fechada;
- Se será efetuado controle de posição, velocidade ou conjugado;
- Se o conversor funcionará em dois ou quatro quadrantes;
- Do desempenho desejado;
- Da robustez do sistema com relação a variações paramétricas.

A existência de uma dependência linear entre fluxo e corrente permite escolher diferentes variáveis de estado para a definição da estratégia de controle, segundo as combinações de fluxo e corrente. As estratégias de controle de fluxo e conjugado desacoplado, podem ser classificadas de acordo com a componente de fluxo utilizada para manter a excitação magnética do motor, constante no nível desejado, e a escolha da

variável de estado, fluxo ou corrente, ou o escorregamento, aplicada para controlar o conjugado. O conjugado pode ser controlado pela frequência de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina, ou pela componente de fluxo ou corrente em quadratura. São disponíveis duas grandezas de atuação:

- Fluxo - Fluxo;
- Fluxo - Corrente;

Uma das variáveis, a de excitação, permanecerá constante, impondo um fluxo fora da região de enfraquecimento de campo, e a outra variável, proporcional ao conjugado, variará segundo a referência deste.

A variável que reflete o conjugado, deve apresentar uma dinâmica rápida, permitindo respostas imediatas as variações de conjugado desejadas [22].

Os fluxos magnéticos normalmente mantidos constantes são:

- fluxo estático;
- fluxo rotórico;
- fluxo de entreferro.

A amplitude do fluxo de referência, é função do fluxo nominal da máquina. Entende-se por fluxo nominal o fluxo obtido quando a máquina opera a frequência e tensão nominais e em vazio.

O acoplamento existente entre o fluxo magnético e o conjugado eletromagnético, ambos dependentes da velocidade rotórica ( $\omega_r$ ), impossibilita um bom desempenho dinâmico sendo um fator negativo ao controle escalar. Para acionamentos de alto desempenho, são necessários esquemas que permitam o desacoplamento do controle de fluxo e do controle de conjugado. Obtem-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.

Para obtenção do desacoplamento de fluxo e conjugado, é proposto em [24] a utilização de funções de transferência desacopladas. Nessa estratégia, que é um método escalar, os parâmetros de desacoplamento são adaptados para diferentes pontos de operação, determinados "off-line", a partir do modelo da máquina.

Outra forma de obter-se desacoplamento de variáveis, é proposto em [25], e utiliza técnicas de espaço de estados, fazendo uso para tanto, da realimentação de estados e da escolha adequada de pólos para obtenção de um sistema de controle estável em malha fechada.

Como o modelo da máquina assíncrona é não linear, o uso das técnicas acima descritas tende a ser de difícil implementação. Pode-se, contudo, obter um desacoplamento direto pela escolha de um modelo adequado da máquina assíncrona (variáveis de estado e eixos de referência), os quais permitirão o uso de controladores convencionais nas malhas de controle de fluxo e conjugado, como proposto em [10].

Pode-se classificar os métodos de controle segundo a estrutura a seguir:

- Escorregamento: Controle de conjugado segundo a frequência de escorregamento da variável de controle de excitação da máquina.
  - Escalar: Apenas o módulo das grandezas são controlados.
    - \* Direto: Com ramo de realimentação das grandezas de controle.
    - \* Indireto: Com ramo direto de alimentação das grandezas de controle.
  - Vetorial: Módulo e posição angular das grandezas, controlados.
    - \* Direto: Com ramo de realimentação das grandezas de controle.
    - \* Indireto: Com ramo direto de alimentação das grandezas de controle.
- Quadratura: Controle de conjugado segundo a grandeza em quadratura com a variável de controle de excitação da máquina.
  - Vetorial: Módulo e posição angular das grandezas, controlados.
    - \* Direto: Com ramo de realimentação das grandezas de controle.
    - \* Indireto: Com ramo direto de alimentação das grandezas de controle.

### 4.2.1 Controle por Escorregamento

O conjugado eletromagnético de um motor de indução, quando a excitação magnética é controlada pelo fluxo rotórico é dada por [19][26].

$$c_e = k_{rr} \phi_r^2 \omega_{br} \quad (4.1)$$

onde  $k_{rr}$  depende dos parâmetros da máquina,  $\phi_r$  é a amplitude do fluxo rotórico e  $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$  é a frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico.

Quando a excitação é controlada pelo fluxo estatórico o conjugado é dado por [19].

$$c_e = k_{ss} \phi_s^2 \omega_{ar} \quad (4.2)$$

onde  $k_{ss}$  depende dos parâmetros da máquina,  $\phi_s$  é a amplitude do fluxo estatórico e  $\omega_{ar} = \omega_a - \omega_r$  é a frequência de escorregamento do vetor fluxo estatórico.

É importante notar que a equação (4.2) é uma relação aproximada, enquanto a relação (4.1) é exata e válida tanto em operação em regime permanente, como também, durante transitório. Pode-se observar de (4.1) e (4.2) que vários esquemas de controle podem ser definidos.

### Controle por Escorregamento Escalar

Nos esquemas de controle do tipo escalar, trabalha-se somente com a magnitude e a frequência da grandeza a ser controlada. Dessa forma, os sinais de comando e realimentação são grandezas contínuas, proporcionais as respectivas variáveis de controle [22].

O desempenho nesse tipo de controle é considerado adequado a um número grande de aplicações. No entanto, segundo [3], devido ao controle escalar ser feito, na maioria dos casos, em malha aberta de fluxo é difícil operar o motor a plena carga em baixa velocidade. Mesmo em malha fechada de fluxo, o controle escalar não apresenta bom desempenho dinâmico. Dessa forma, este tipo de controle é excluído, por exemplo, de aplicações de acionamento de servomecanismos, onde respostas rápidas de posição são necessárias. Entre os vários métodos, podemos destacar:

**Controle Volts/Hertz** Nesta estratégia de controle as grandezas de comando são a frequência do campo girante  $w_n$  e a tensão estatórica  $v_s$ . A tensão  $v_s$ , que manterá o fluxo estatórico da máquina constante, é calculada por uma função não linear dependente da frequência estatórica ou rotórica [22]. Quando o controle é realizado em malha aberta (indireto),  $w_n$  é a grandeza de referência, já no controle em malha fechada de velocidade (direto ou autopilotado),  $w_{nr}$  (frequência de escorregamento do fluxo estatórico ou rotórico) é a grandeza de referência, nesse caso  $w_n = w_r + w_{nr}$ .

O esquema é chamado Volts/Hertz devido ao comando de tensão da alimentação ser gerado diretamente do sinal de frequência, através de um ganho constante. As expressões de controle são obtidas em regime permanente.

Em regime permanente, o fluxo do entreferro da máquina é diretamente relacionado ao valor da tensão e da frequência. Desta forma, mantendo a relação  $v_s/w_n$  constante, o fluxo de entreferro permanece inalterado, provendo o máximo conjugado por unidade de corrente estatórica.

**Controle Corrente/Esorregamento** Na estratégia de controle de corrente/esorregamento a tensão estatórica de referência é gerada na saída do controlador de corrente com frequência  $w_n = w_r + w_{nr}$ . Uma expressão não linear relacionando a frequência de escorregamento  $w_{nr}$  e a corrente estatórica  $i_s$  é utilizada para manter constante o fluxo na máquina.

### Controle por Escorregamento Vetorial

A estratégia de controle vetorial de fluxo e conjugado por escorregamento, consiste em definir a amplitude e frequência para o vetor fluxo de referência, de forma a obter um conjugado que seja a imagem do valor de escorregamento e manter o fluxo de magnetização constante no nível desejado.

O ângulo do vetor fluxo de referência em relação ao estator fixo é obtido integrando a soma da frequência de escorregamento desejada  $w_{ar}$  ou  $w_{br}$ , quando se controla o fluxo estatórico ou rotórico, respectivamente, mais a realimentação da velocidade angular elétrica  $w_r$ . O conjugado é proporcional ao escorregamento.

A relação escorregamento/conjugado é linear para toda faixa de frequência quando se opera a fluxo rotórico constante. Já no caso do fluxo estatórico, a relação só se mantém válida para baixas frequências, até o escorregamento do "pull-out" de conjugado [27].

As referências de fluxo ( $\phi_{sd}^{g*}, \phi_{sq}^{g*}$  ou  $\phi_{rd}^{g*}, \phi_{rq}^{g*}$ ), defasadas de 90 graus e com pulsação de sincronismo ( $w_a$  ou  $w_b$ ), são obtidas a partir do nível de fluxo nominal da máquina e a fase a partir do ângulo de rotação.

Vários esquemas podem ser definidos de acordo com a variável de fluxo escolhida para ser controlada ou o eixo de referência do modelo de atuação.

**Controle Vetorial Direto por Escorregamento com o Fluxo Estatórico** Quando a excitação magnética do motor de indução é controlada pelo fluxo estatórico a expressão do conjugado eletromagnético é da forma [22]:

$$c_e = \frac{pw_{ar}l_m^2\phi_s^2}{r_r l_s^2 (1 + w_{ar}\tau_r)} \quad (4.3)$$

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

$$c_e = \frac{pl_m^2\phi_s^2 w_{ar}}{l_s^2 r_r} \quad (4.4)$$

onde  $w_{ar} = w_a - w_r$  é a frequência de escorregamento do fluxo estatórico e  $\phi_s$  é a magnitude do fluxo estatórico.

A equação dinâmica da tensão estatórica relacionando fluxo e tensão em referencial genérico, indicado pelo índice  $g$ , é obtido de (3.7), (3.8) e (3.5).

$$v_s^g = \frac{1}{\sigma\tau}\phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau l_r}\phi_r^g + jw_g\phi_s^g \quad (4.5)$$

onde  $\tau = l_s/r_s$ .

Esta expressão indica duas alternativas principais para posicionamento dos eixos de referência para o modelo de atuação. Escolhendo-se o referencial estacionário ( $w_g = 0$ ), elimina-se os termos de acoplamento de fluxo estatórico ( $\phi_{sd}$  e  $\phi_{sq}$ ), restando apenas

acoplamento das componentes de fluxo rotórico ( $\phi_{rd}$  e  $\phi_{rq}$ ). Escolhendo-se o referencial síncrono ( $w_g = w_a$ ), tem-se o acoplamento das componentes em quadratura de fluxo estático e das componentes de fluxo rotórico.

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

$$v_s^s = \frac{1}{\sigma\tau} \phi_s^s + \frac{d\phi_s^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_r^s \quad (4.6)$$

A figura 4.1, representa o esquema de controle por escorregamento a fluxo estático constante, posicionado sobre o estator.

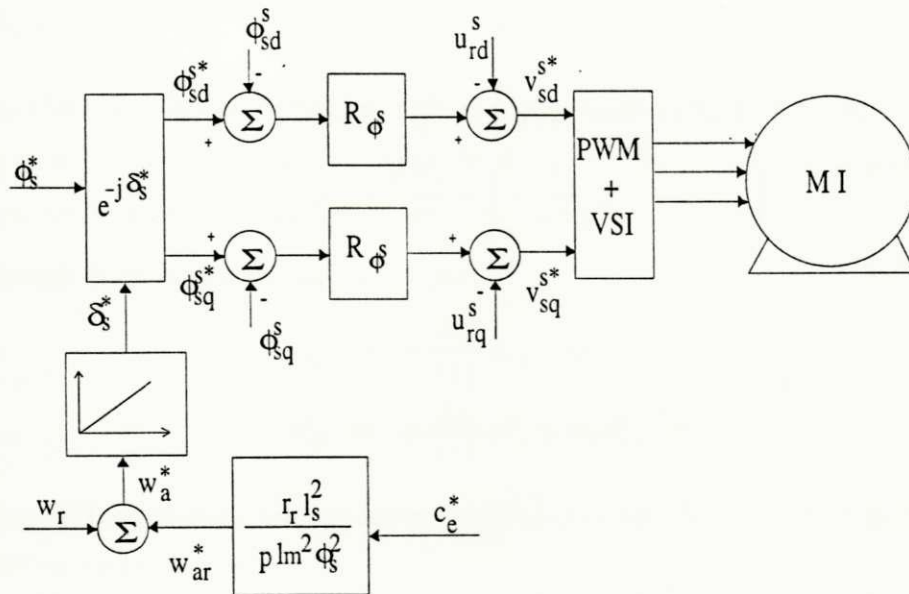


Figura 4.1: Controle por escorregamento a fluxo estático constante - referencial estatórico  $w_g = 0$

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

$$v_{sd}^s = \frac{1}{\sigma\tau} \phi_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rd}^s \quad (4.7)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sigma\tau} \phi_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rq}^s \quad (4.8)$$

onde as fctms de perturbação são:



$$u_{rd}^s = \frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rd}^s \quad (4.9)$$

$$u_{rq}^s = \frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rq}^s \quad (4.10)$$

A outra possibilidade é posicionar o eixo de referência sobre o vetor fluxo estático ( $w_g = w_a$ ), a expressão de controle é da forma:

$$v_s^a = \frac{1}{\sigma\tau} \phi_s^a + \frac{d\phi_s^a}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_r^a + jw_a \phi_s^a \quad (4.11)$$

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

$$v_{sd}^a = \frac{1}{\sigma\tau} \phi_{sd}^a + \frac{d\phi_{sd}^a}{dt} - \left( \frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rd}^a + w_a \phi_{sq}^a \right) \quad (4.12)$$

$$v_{sq}^a = \frac{1}{\sigma\tau} \phi_{sq}^a + \frac{d\phi_{sq}^a}{dt} + \left( -\frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rq}^a + w_a \phi_{sd}^a \right) \quad (4.13)$$

onde as f.cems de perturbação são dadas por:

$$e_{sd}^a = -\frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rd}^a - w_a \phi_{sq}^a \quad (4.14)$$

$$e_{sq}^a = -\frac{l_m}{\sigma\tau l_r} \phi_{rq}^a + w_a \phi_{sd}^a \quad (4.15)$$

A figura 4.2 representa um esquema genérico do controle por escorregamento com referencial no campo girante.

**Controle Vetorial Direto por Escorregamento com Fluxo Rotórico** Quando a excitação magnética da máquina de indução é controlada pelo fluxo rotórico a expressão do conjugado eletromagnético num eixo genérico  $g$  é dado por:

$$c_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g i_{sq}^g \quad (4.16)$$

A partir do modelo da máquina (3.5)-(3.8), podemos obter a expressão do conjugado em termos da frequência de escorregamento do fluxo rotórico  $w_{br} = w_b - w_r$ , da forma abaixo

$$c_e = \frac{p\phi_r^2 w_{br}}{r_r} \quad (4.17)$$

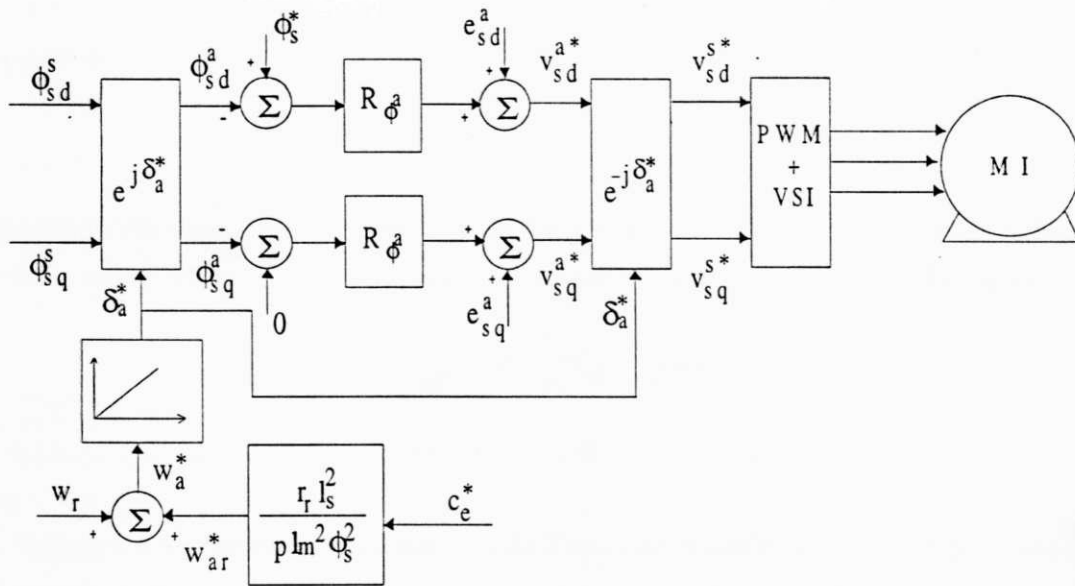


Figura 4.2: Controle por escorregamento a fluxo estático constante - referencial no campo  $w_g = w_a$

onde  $\phi_r$  é a amplitude do fluxo rotórico.

A expressão (4.17) mostra 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 através do vetor fluxo rotórico.

A expressão dinâmica relacionando fluxo rotórico e corrente obtida de (3.5)-(3.8), para controle a fluxo rotórico é dada como segue:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(w_g - w_r)\phi_r^g \quad (4.18)$$

Da equação (4.18) podemos observar que há referenciais importantes para posicionamento do eixo de referência. Pode-se alinhar, por exemplo, o referencial com o vetor campo (referencial síncrono  $w_g = w_b$ ) ou no referencial rotórico.

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

A partir da equação (4.18), alinhando o eixo  $d$  segundo o eixo do vetor fluxo rotórico, referencial indicado pelo expoente  $b$ , temos:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^b - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^b + \frac{d\phi_r^b}{dt} + j(\omega_b - \omega_r) \phi_r^b \quad (4.19)$$

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:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b - \frac{1}{\tau_r} \phi_r \quad (4.20)$$

$$\frac{l_m i_{sq}^b}{\tau_r} = \omega_{br} \phi_r \quad (4.21)$$

A figura 4.3 apresenta um diagrama de blocos do modelo de controle de atuação da estratégia de fluxo escorregamento, fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico.

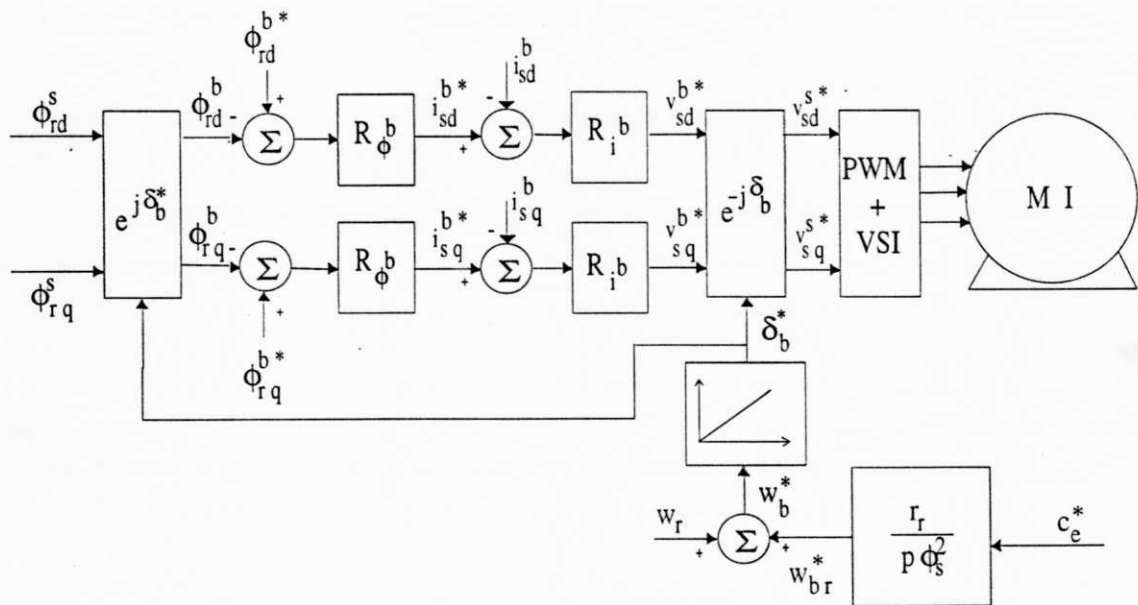


Figura 4.3: Controle por escorregamento a fluxo rotórico, referencial fluxo rotórico

A segunda alternativa para posicionamento do eixo de referência é alinhá-lo sobre o rotor  $\omega_g = \omega_r$ . Esta opção evita os termo de acoplamento entre as componentes de fluxo  $d$  e  $q$ , simplificando o controle.

Os sinais de referência do fluxo rotórico são duas senoides em quadratura e de mesma amplitude,  $\phi_r^*$ , pulsando a mesma frequência, a qual é função do escorregamento escolhido  $w_{br}^*$ . Dessa forma, controla-se as duas componentes de fluxo independentemente de forma a garantir que  $\phi_{rd}^* = \phi_r^* \cos(\delta_{br}^*)$  e  $\phi_{rq}^* = \phi_r^* \sin(\delta_{br}^*)$ , onde  $\delta_{br}^* = \int w_{br}^* dt$ .

Da expressão (4.18), fazendo  $w_g = w_r$ , temos:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^r - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^r + \frac{d\phi_r^r}{dt} \quad (4.22)$$

Separando em suas componentes de eixo  $d$  e  $q$ , a componente responsável pelo controle de fluxo de magnetização e a componente responsável pelo controle de conjugado, respectivamente, serão:

$$\frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^r + \frac{d\phi_{rd}^r}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^r \quad (4.23)$$

$$\frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^r + \frac{d\phi_{rq}^r}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^r \quad (4.24)$$

A figura 4.4 apresenta o modelo de atuação da estratégia de controle no referencial rotórico.

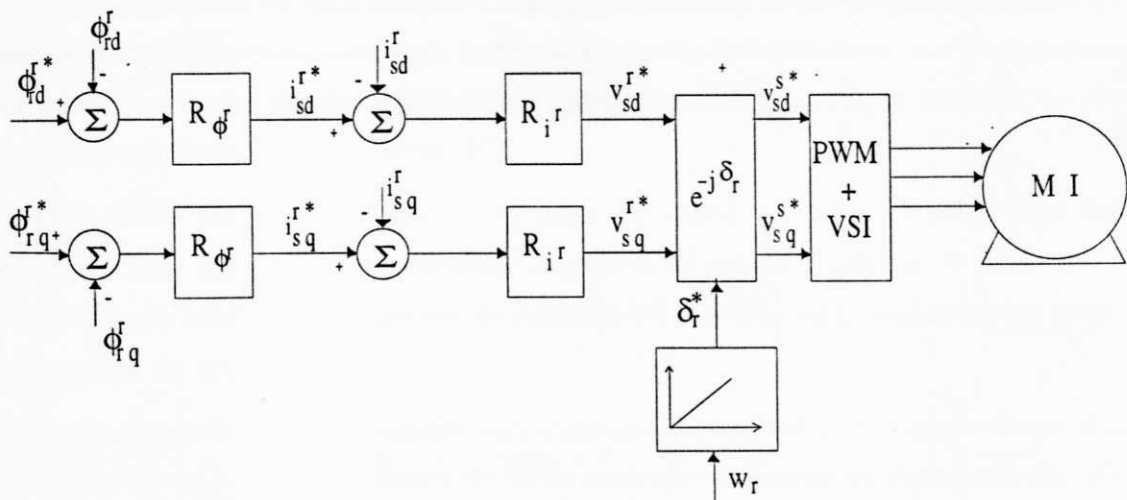


Figura 4.4: Controle por escorregamento a fluxo rotórico, referencial rotórico

### 4.2.2 Controle Vetorial em Quadratura

O conjugado eletromagnético de uma máquina assíncrona pode ser expresso pela magnitude de um produto vetorial de duas grandezas vetoriais  $x_1^g$  e  $x_2^g$ . A equação (4.25) é uma representação genérica para a expressão do conjugado [22].

$$c_e = k_{12}x_1x_2 \sin(\delta_{21}) \quad (4.25)$$

Na equação (4.25)  $x_1$  e  $x_2$  são a magnitude dos vetores,  $\delta_{21}$  é o ângulo entre os mesmos (ângulo de conjugado) e  $k_{12}$  é uma constante dependente dos parâmetros da máquina. Em (4.25)  $x_1$  e  $x_2$  podem ser escolhidos como uma combinação fluxo-fluxo ou fluxo-corrente. Supondo que  $x_1$  seja definido como a componente de excitação, ele será mantido fixo, exceto na região de enfraquecimento de campo. O conjugado da máquina será controlado pela componente  $x_2 \sin(\delta_{21})$ , que corresponde a componente de  $x_2$  em quadratura com  $x_1$ .

### Controle Vetorial Indireto em Quadratura - Fluxo Rotórico

No controle indireto em quadratura, a máquina apresenta resposta dinâmica melhor do que no caso dos controles escalares, podendo a velocidade variar de zero até a velocidade nominal. Neste tipo de controle o ponto chave é conhecer a posição rotórica, sendo o fluxo controlado em malha aberta [22].

O controle indireto em quadratura mais comum é o ligado ao referencial fluxo rotórico. Sua implementação depende dos parâmetros da máquina, e para um desacoplamento ideal, os parâmetros do controlador deverão estar sintonizados com os parâmetros da máquina.

A estratégia de controle indireto em quadratura para máquinas assíncronas, é obtida a partir da equação dinâmica do fluxo rotórico em função da corrente estatórica, segundo o referencial campo rotórico. A partir das equações (3.8) e (3.6), sendo  $\tau_r$  a constante de tempo rotórica, tem-se

$$\left(\frac{l_m}{\tau_r}\right)i_s^g = \left(\frac{1}{\tau_r}\right)\phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\phi_r^g \quad (4.26)$$

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

$$\left(\frac{l_m}{\tau_r}\right)i_{sd}^b = \left(\frac{1}{\tau_r}\right)\phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \tag{4.27}$$

$$w_{br}\phi_r = \left(\frac{l_m}{\tau_r}\right)i_{sq}^b \tag{4.28}$$

$$c_e = p\left(\frac{l_m}{l_r}\right)\phi_r i_{sq}^b \tag{4.29}$$

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

O controle em quadratura, baseia-se em comandar o conjugado através da corrente de quadratura  $i_{sq}^b$  e manter o fluxo  $\phi_r$  constante (fora da região de enfraquecimento de campo), através da corrente de fase  $i_{sd}^b$ . No controle em quadratura, a corrente  $i_{sd}^b$  de referência é obtida a partir do fluxo de referência  $\phi_r^*$  e da indutância de magnetização  $l_m$ , através da expressão  $i_{sd}^{b*} = \phi_r^*/l_m$  (desconsiderando a variação do fluxo  $\frac{d\phi_r}{dt}$ ), e integrando-se o escorregamento  $w_{br}^* = l_m i_{sq}^{b*}/\phi_r^* \tau_r$  obtido de (4.28), somado a velocidade angular elétrica, obtém-se o ângulo de posição do fluxo  $\phi_r^s$  como mostra figura 4.5.

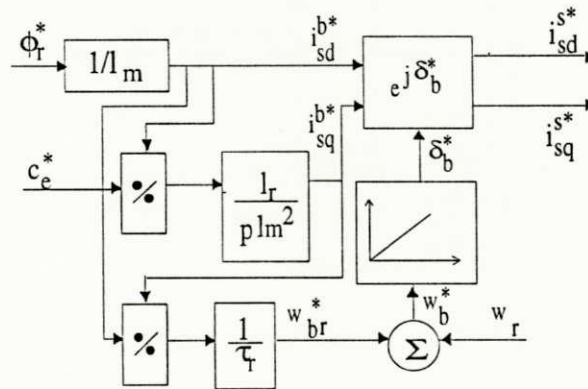


Figura 4.5: Controle em quadratura indireto-fluxo rotórico

Neste tipo de controle o parâmetro mais importante da máquina é a constante de tempo rotórica,  $\tau_r$ , que varia com a temperatura. Uma discrepância nesse parâmetro

prejudica o desacoplamento fluxo conjugado. De forma a contornar o problema de variação em  $\tau_r$ , pode-se pensar em procedimentos para correção em tempo real desse parâmetro. Um procedimento para a sintonia da constante  $\tau_r$  é a utilização de uma estratégia de Controle Adaptativo Modelo Referência (MRAC) [28][29], cujo diagrama de blocos é mostrado na figura 4.6. O esquema mostrado na figura 4.6 é basicamente o mesmo proposto por Lorenz *et alii*[30] e Rowan *et alii*[28]. Nesse esquema,  $y^*(t)$  é a variável de referência da estratégia MRAC. O erro de adaptação é definido por  $e(t) = y^*(t) - \hat{y}(t)$ , onde  $\hat{y}(t)$  é obtido a partir das grandezas terminais da máquina. O erro de adaptação  $e(t)$  é multiplicado pela grandeza que controla o torque  $i_{sq}^{r*}$  e daí passa por um controlador PI de dinâmica bastante lenta, evitando mudanças abruptas no sinal de saída do controlador, o qual é uma estimativa do que denominaremos de ganho de escorregamento  $k_s = (l_m / \phi_r^* \tau_r)$ , esse ganho determina a frequência de escorregamento  $\omega_{br}$ .

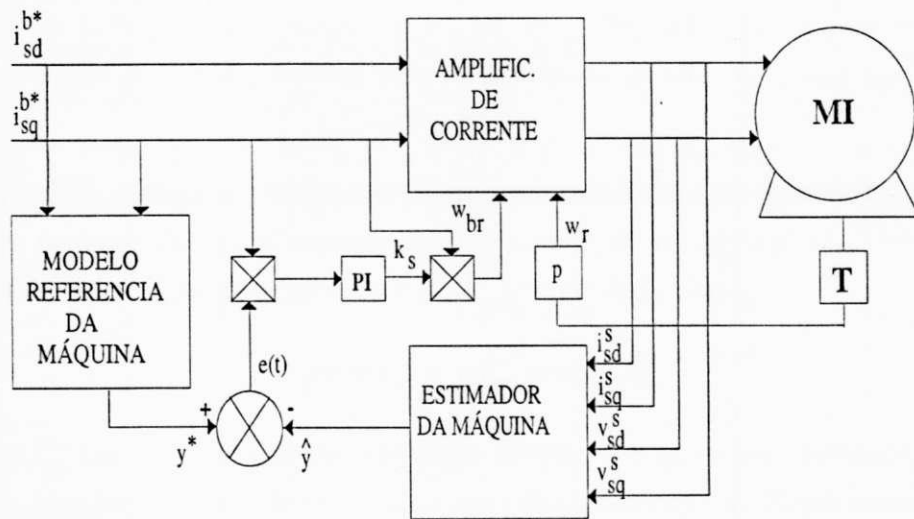


Figura 4.6: Diagrama de blocos da estratégia MRAC

O uso da estratégia MRAC requer um modelo de referência para gerar  $y^*(t)$ . Os modelos mais utilizados são [28][29]:

- Modelo Tensão *eixo - d*;

- Modelo Tensão *eixo* – *q*;
- Modelo Torque;
- Modelo Potência Reativa;
- Modelo Potência Ativa.

Em [29][28], são realizados vários estudos de sensibilidade dos vários métodos com relação a velocidade de rotação da máquina e também ao nível de conjugado mecânico imposto. Em [29], além das análises já mencionadas, foi investigada a sensibilidade dos modelos Tensão *eixo*–*d*, Tensão *eixo*–*q* e Potência Reativa à variações nos parâmetros da máquina, considerados conhecidos. O procedimento utilizado nesse estudo, foi variar os parâmetros  $r_s$ ,  $l_s$  e  $\sigma l_s$  em  $\pm 30\%$ . Concluiu-se que o modelo Tensão *eixo* – *d* é o modelo menos sensível, e observou-se que o máximo desvio de  $k_s$  em relação ao  $k_s^*$  correto foi de 11% para um desvio em  $\sigma l_s$  de 30%. Segundo [31], o parâmetro  $\sigma l_s$  é sempre estimado com boa precisão, não se desviando de seu valor real por mais que 5%.

Segundo [29], o modelo Tensão *eixo*–*d* é o mais sensível a alterações em  $k_s$ , bastando apenas um pequeno  $\Delta k_s$  para correção do erro através de um novo  $y^*(t)$ . Neste modelo, a variável de referência da estratégia MRAC,  $y^*(t)$  é dada por:

$$y^*(t) = v_{sd}^{b*} = r_s i_{sd}^{b*} - w_b \sigma l_s i_{sq}^{b*} \quad (4.30)$$

onde  $i_{sd}^{b*}$  e  $i_{sq}^{b*}$  são as correntes de referência de eixo *d* e *q*, respectivamente, e  $w_b$  é a frequência angular do vetor fluxo rotórico em relação ao estator. Neste caso a variável  $\hat{y}(t)$  é obtida diretamente das grandezas terminais da máquina, trasladando-as para o referencial fluxo rotórico.

### Controle Indireto em Quadratura com Fluxo Estatórico

A estratégia de controle indireto em quadratura ligado ao referencial fluxo estatórico, para máquinas assíncronas, é obtido a partir da equação dinâmica do fluxo estatórico



em função da corrente estatórica, a partir das equações (3.7), (3.8) e (3.6). Substituindo inicialmente o termo  $\phi_r^g$  de (3.8) em (3.6) e em seguida substituindo o termo  $i_r^g$  de (3.7) no resultado anterior, temos:

$$0 = r_r \left( \frac{\phi_s^g - l_s i_s^g}{l_m} \right) + \frac{d \left( l_r \left( \frac{\phi_s^g - l_s i_s^g}{l_m} \right) \right)}{dt} + l_m \frac{di_s^g}{dt} + j (w_g - w_r) \left[ l_r \left( \frac{\phi_s^g - l_s i_s^g}{l_m} \right) + l_m i_s^g \right] \quad (4.31)$$

Alinhando o eixo  $d$  segundo o vetor fluxo estatórico (referencial indicado pelo expoente  $a$ ), onde  $w_g = w_a$  e os componentes do fluxo são  $\phi_{sd}^a = \phi_s$  e  $\phi_{sq}^a = 0$ , e após algumas manipulações algébricas, obtém-se em termos das componentes  $d, q$ :

$$w_{ar} = \left( \frac{i_{sq}^a + \sigma_a \frac{l_r}{r_r} \frac{di_{sq}^a}{dt}}{\frac{1}{al_m} \frac{l_r}{r_r} \phi_{sd}^a - \sigma_a \frac{l_r}{r_r} \frac{di_{sd}^a}{dt}} \right) \quad (4.32)$$

$$\left( 1 + \sigma_a \frac{l_r}{r_r} \frac{d}{dt} \right) i_{sd}^a = \frac{1}{al_m} \left( 1 + \frac{l_r}{r_r} \frac{d}{dt} \right) \phi_{sd}^a + w_{ar} \sigma_a \frac{l_r}{r_r} i_{sq}^a \quad (4.33)$$

$$c_e = p \phi_s i_{sq}^a \quad (4.34)$$

onde:  $i_{sq}^a = i_s \sin \delta_{ia}$  ( $\delta_{ia} = \delta_i - \delta_a$ ) é a corrente em quadratura com  $\phi_s^s$ ,  $w_{ar} = w_a - w_r$  é o escorregamento,  $\sigma_a = 1 - \frac{l_m^2}{l_r l_s}$  e  $a = \frac{l_s}{l_m}$ .

O controle indireto em quadratura no referencial fluxo estatórico, baseia-se em comandar o conjugado através da corrente de quadratura  $i_{sq}^a$  e manter o fluxo  $\phi_s$  constante, (fora da região de enfraquecimento de campo), através da corrente de fase  $i_{sd}^a$ . A integração do escorregamento  $w_{ar}^*$  obtido de (4.32), mais a velocidade angular elétrica, fornece o ângulo de posição do fluxo  $\phi_s^*$  como mostra a figura 4.7. onde  $K = \frac{l_r}{l_s r_r}$ ,  $L = \frac{l_r}{r_r} \sigma$ ,  $N = \frac{1}{l_s}$  e  $\sigma = \frac{l_s l_r - l_m^2}{l_s l_r}$ .

Uma rápida observação no diagrama de blocos da figura 4.7, mostra a maior complexidade de implementação da estratégia de controle indireto em quadratura no referencial fluxo estatórico se compararmos com a estratégia de controle indireto em quadratura no referencial fluxo rotórico, o que por se só já indicaria a utilização desta última estratégia. Além da complexidade há ainda o acoplamento entre as grandezas de eixo  $dq$  o que não se verifica na estratégia de controle indireto em quadratura no referencial fluxo rotórico.

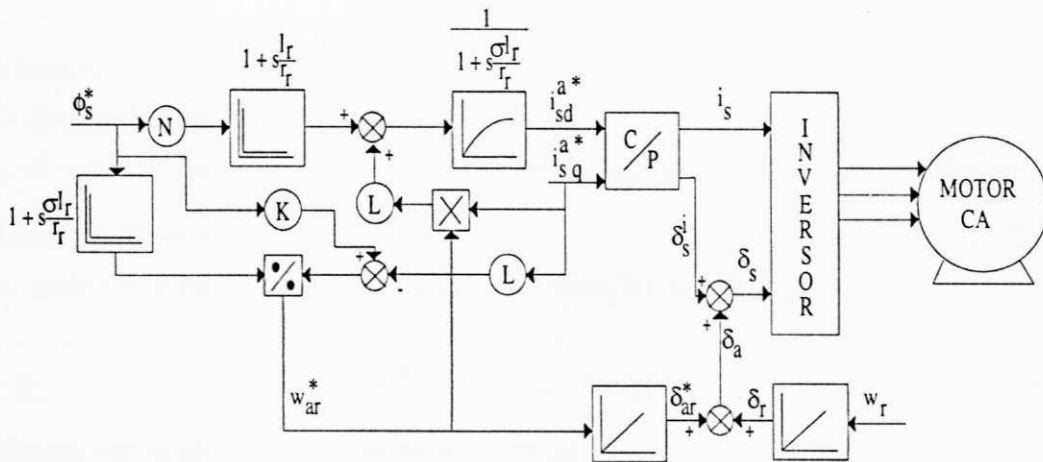


Figura 4.7: Controle em quadratura indireto-fluxo estático

Nas estratégias de controle indireto em quadratura expostas acima, é necessário que as correntes de referência  $i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$ , obtidas transformando-se ora  $i_{sd}^{b*}$  e  $i_{sq}^{b*}$  para o estator, ora  $i_{sd}^{a*}$  e  $i_{sq}^{a*}$ , sejam efetivamente impostas. Por isso é necessário ter uma fonte de corrente estática com excelente dinâmica.

### Controle Vetorial Direto em Quadratura: Fluxo Estático

Nesta estratégia, o eixo  $d$  é posicionado sobre o vetor fluxo estático, movendo-se em sincronismo com o mesmo, dessa forma,  $\phi_{sd}^a = \phi_s$  e  $\phi_{sq}^a = 0$ . Quando referenciada a corrente estática, somente a componente  $i_{sq}^a$  contribui para a geração de conjugado, enquanto a componente  $i_{sd}^a$  define a magnetização da máquina, logo, neste esquema de controle  $\phi_s^*$  e  $i_{sq}^{a*}$  são o fluxo estático nominal e a corrente de referência em quadratura (imagem do conjugado), respectivamente.

O controle vetorial direto em quadratura, a fluxo estático constante, permite um controle mais simples, quando o mesmo é realizado diretamente fluxo  $\rightarrow$  tensão, tendo apenas um controlador de corrente de eixo  $q$  [22].

A expressão do conjugado (sendo as grandezas no referencial fluxo indicadas pelo expoente  $a$ ), é dada por:

$$c_e = p(\phi_{sd}^a i_{sq}^a - \phi_{sq}^a i_{sd}^a) \quad (4.35)$$

Como  $\dot{\phi}_{sq}^a = 0$  a expressão (4.35) resume-se a  $c_e = p\phi_s i_{sq}^a$ , onde  $\phi_s$  é a magnitude do fluxo estático e  $i_{sq}^a$  é a componente de corrente estática em quadratura com o vetor  $\phi_s^s$ . O desacoplamento entre os comandos de fluxo e conjugado é válido abaixo do valor de "pull-out" de conjugado, região onde é possível controlar  $\phi_s$  e  $i_{sq}^a$  independentemente.

Transcrevendo a equação (3.5) aqui, equação (4.36), observamos que o controle de fluxo, pode ser realizado a partir da relação fluxo/tensão dada por (4.36).

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (4.36)$$

Separando em suas componentes de eixo  $d$  e  $q$ , temos:

$$v_{sd}^a = r_s i_{sd}^a + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (4.37)$$

$$v_{sq}^a = r_s i_{sq}^a + \omega_a \phi_s \quad (4.38)$$

onde  $u_{sd}^a = r_s i_{sd}^a$  e  $u_{sq}^a = \omega_a \phi_s$ , são as perturbações a serem compensadas.

Como a expressão para regulação da corrente  $i_{sq}^a$  não apresenta uma dinâmica a controlar, seu controle é realizado com um controlador PI, cujos ganhos são determinados em termos da constante de tempo da expressão (4.36).

A figura 4.8 apresenta um diagrama de blocos genérico da estratégia de controle, a partir das expressões (4.37) e (4.38).

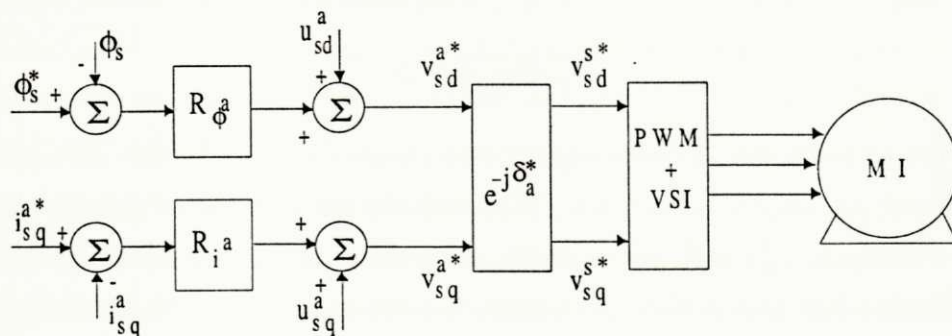


Figura 4.8: Controle em quadratura direto-fluxo estático

### Controle Vetorial Direto em Quadratura: Fluxo Rotórico - Corrente Estatórica

A caracterização do controle direto em quadratura a fluxo rotórico constante, é feita utilizando-se a equação dinâmica deste fluxo em função da corrente estatórica. O modelo de atuação relacionando correntes estatóricas e fluxo rotórico com os eixos posicionados sobre o vetor fluxo rotórico, é obtido a partir das expressões do modelo da máquina assíncrona (3.5)-(3.8).

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (4.39)$$

Posicionando o eixo  $d$  sobre o vetor fluxo rotórico,  $\omega_g = \omega_b$ , sendo as componentes de fluxo nesse caso dadas por  $\phi_{rd}^b = \phi_r$  e  $\phi_{rq}^b = 0$ , a expressão de controle do fluxo de magnetização obtida de (4.39) é dada por:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^b + \frac{d\phi_{rd}^b}{dt} \quad (4.40)$$

A equação para as componentes de eixo  $q$ , fornece a relação entre a corrente de conjugado,  $i_{sq}^b$ , o fluxo  $\phi_r$  e o escorregamento  $w_{br}$ .

$$w_{br} = \left( \frac{l_m i_{sq}^{b*}}{\tau_r \phi_r} \right) \quad (4.41)$$

A expressão para o conjugado é dada por:

$$c_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (4.42)$$

Trata-se do controle por orientação pelo campo clássico, que consiste em impor o conjugado através da corrente em quadratura  $i_{sq}^b$ , e o fluxo  $\phi_r$  constante, fora da região de enfraquecimento de campo, através da corrente em fase  $i_{sd}^b$ . Escolhe-se apenas um novo sistema de coordenadas complexas móveis, onde o eixo real coincide com o vetor fluxo rotórico, e o eixo imaginário, com a corrente em quadratura (imagem do conjugado desejado)  $i_{sq}^{b*}$ .

É conveniente que cada ramo da estratégia de controle coincida com um dos eixos  $d$  ou  $q$ , e que o fluxo rotórico seja controlado no eixo  $d$ , através da realimentação de fluxo,

neste trabalho, estimado. No ramo composto das expressões de índice  $q$ , efetua-se o controle de conjugado.

A figura 4.9 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle, baseado em (4.40) e (4.42).

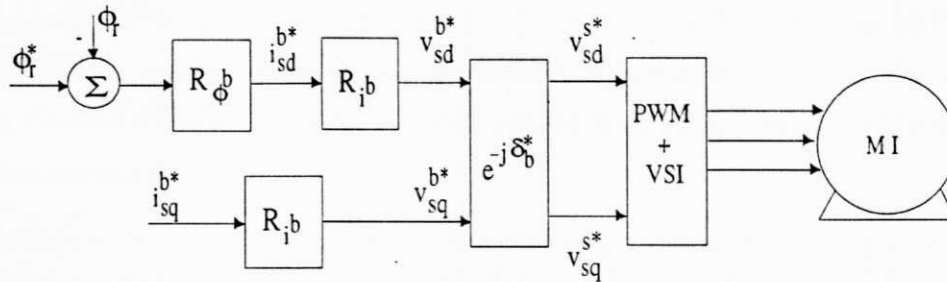


Figura 4.9: Controle em quadratura direto-fluxo rotórico

O controle vetorial direto permite obter respostas rápidas e bem amortecidas. Sendo realizado em malha fechada, o conhecimento dos fluxos da máquina se torna necessário. A obtenção destes pode ser feita através de medição direta ou por meio de estimação, utilizando correntes e tensões da máquina [10]. Por se tratar de um sistema realimentado, tais estratégias são mais imunes a variações paramétricas, comparada a sensibilidade das estratégias de controle indireto.

Uma das dificuldades de se utilizar o controle vetorial direto é que em baixas velocidades torna-se difícil obter sinais de fluxo precisos. Visando contornar tais dificuldades, são propostos sistemas de acionamento onde é feito um chaveamento do controle direto para o controle indireto em baixas velocidades [32].

Em 1994, De Donker propôs o Controlador por Orientação pelo Campo Universal (UFO), capaz de desacoplar os comandos de fluxo e torque em um referencial de fluxo genérico [33]. Em [33], foi mostrado, que com esse tipo de controlador é possível desacoplar fluxo e conjugado com respeito a, outros referenciais, que não seja o tradicional fluxo rotórico. Como consequência, referências ligados ao fluxo do entreferro ou fluxo estático, podem ser escolhidos, possibilitando dessa forma, preservar os controladores dos efeitos de perda de sintonia causada pela mudança dos parâmetros da máquina.

### 4.3 Estimação de Fluxo

Para um controle eficaz do conjugado da máquina assíncrona, é essencial manter constante o nível de fluxo magnético da máquina. Assim, na maior parte das estratégias de controle propostas para esta máquina é fundamental a obtenção do fluxo magnético da forma mais perfeita possível. Segundo [10], uma forma de contornar as dificuldades apresentadas para a determinação do fluxo é, a partir de grandezas de mais fácil medição, tipo velocidade, corrente e tensões, reconstituir o fluxo na maior faixa possível de funcionamento da máquina.

A vantagem do controle por orientação pelo campo direto sobre o tipo indireto é a de reduzir a sensibilidade das estratégias implementadas a mudanças nos parâmetros da máquina, bastante discutida na literatura [34][35][36][37]. Contudo, a implementação do controle por orientação pelo campo direto tem sido considerada como sendo difícil na prática em virtude da necessidade dos sensores de fluxo (por exemplo, sensores de efeito hall ou bobinas sensoras) para o controle. Esses sensores juntos, contribuem de forma considerável no custo total do controlador e afetam a confiabilidade do sistema, frequentemente impondo severas limitações a faixa de operação da máquina. Logo, a medição não é um procedimento usual, principalmente se pensarmos em sistemas de acionamento a nível industrial, cujas máquinas instaladas são do tipo padrão, não tendo instalado qualquer tipo de sensor para medição de qualquer dos fluxos.

A imposição do conhecimento do fluxo, pela técnica direta, e tendo em vista as dificuldades de uma obtenção direta, através de medição do mesmo, leva-nos a desenvolver métodos para sua estimação.

Recentemente, tem havido grande interesse na determinação do fluxo de entreferro a partir de sua ligação com a componente de terceiro harmônico da tensão de fase e assim realizar o controle por orientação pelo campo direto. O controlador requer apenas acesso ao neutro dos enrolamentos estatóricos para realizar a medição da tensão de fase. Assim, um controlador de baixo custo e médio desempenho pode ser obtido sem a necessidade de medição explícita de velocidade ou posição na malha de conjugado [38]. Uma discussão da operação da máquina de indução sobre saturação e a

conseqüente geração de componentes harmônicas no fluxo do entreferro tem sido tema de inúmeros trabalhos publicados [39][38][40]. Sendo o mesmo, utilizado para correção dos parâmetros em esquemas de controle por orientação pelo campo indireto [41][42]. O controle desacoplado de fluxo e conjugado no referencial fluxo do entreferro tem importantes benefícios práticos para os controladores por orientação pelo campo direto, pois, diretamente determina o fluxo de entreferro da máquina. A determinação do fluxo se reduz basicamente a uma transformação cartesiana/polar e independe dos parâmetros da máquina [43]. Isso resulta em uma determinação exata do fluxo e pode levar a um acionador que não sofre de problema de perda de sintonia durante operação em regime [43]

A estratégia de controle por orientação pelo campo baseado no fluxo estatórico também tem despertado grande interesse [44][45]. Nesse caso, a reconstituição do fluxo estatórico é feita a partir das tensões e correntes estatóricas da máquina, sendo a estimação dependente de um único parâmetro da máquina, sua resistência estatórica, como mostra as equações (4.43) e (4.44). Esquemas de adaptação para compensar as variações dessa resistência em função da temperatura são bem conhecidos [33]. No entanto, segundo [24], a forma de obtenção dos sinais de fluxo através da integração direta das tensões de fase pode ser usada somente em altas velocidades. O acoplamento existente, pequeno em altas velocidades, torna-se maior na medida em que se reduz a velocidade. Visando contornar essa dificuldade, são propostos esquemas para determinação do fluxo estatórico utilizando uma cadeia de filtros passa baixa, cujo atraso de fase total seja igual a  $\pi/2$  [32].

$$\phi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s) dt \quad (4.43)$$

$$\phi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s) dt \quad (4.44)$$

A estimação do fluxo rotórico é baseado nos parâmetros elétricos estimados da máquina [31],  $r_s$ ,  $\sigma l_s$ ,  $l_s$  e  $\tau_r$ , nas grandezas terminais medidas da máquina e nas derivadas das correntes. O fluxo rotórico é estimado no referencial rotórico cujos sinais pulsam à frequência de escorregamento, além disso, a transformação independe de qualquer parâmetro, desde que a velocidade ou posição do rotor seja medida [46]. Nesse

procedimento de estimação, nenhum tipo de integração é necessário, o que elimina o problema de saturação do integrador quando da presença de níveis dc.

Escrevendo o modelo da máquina no referencial rotórico, tem-se [46]:

$$\frac{di_{sd}^r}{dt} = \frac{1}{\sigma l_s} v_{sd}^r - \gamma i_{sd}^r + \frac{\beta}{\tau_r} \phi_{rd}^r + p\beta w_r \phi_{rq}^r + p w_r i_{sq}^r \quad (4.45)$$

$$\frac{di_{sq}^r}{dt} = \frac{1}{\sigma l_s} v_{sq}^r - \gamma i_{sq}^r + \frac{\beta}{\tau_r} \phi_{rq}^r - p\beta w_r \phi_{rd}^r - p w_r i_{sd}^r \quad (4.46)$$

$$\frac{d\phi_{rd}^r}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^r - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^r \quad (4.47)$$

$$\frac{d\phi_{rq}^r}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^r - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^r \quad (4.48)$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{2pl_m}{Jl_r n_f} (i_{sq}^r \phi_{rd}^r - i_{sd}^r \phi_{rq}^r) - \frac{c_m}{J} \quad (4.49)$$

onde  $\beta = \frac{l_m}{\sigma l_s l_r}$ ,  $\gamma = \frac{r_s}{\sigma l_s} + \frac{l_m^2 r_r}{\sigma l_s l_r^2}$ ,  $J$  é o momento de inércia do rotor,  $c_m$  é o conjugado de carga e  $n_f$  é o número de fases da máquina, no nosso caso  $n_f = 3$ .

A partir das equações (4.45) e (4.46), resolvendo para o fluxo, tem:

$$\begin{pmatrix} \phi_{rd}^r \\ \phi_{rq}^r \end{pmatrix} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)^2 + p^2 w_r^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{\tau_r} & -w_r \\ w_r & \frac{1}{\tau_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}^r}{dt} - \frac{1}{\sigma l_s} v_{sd}^r + \gamma i_{sd}^r - p w_r i_{sq}^r \\ \frac{di_{sq}^r}{dt} - \frac{1}{\sigma l_s} v_{sq}^r + \gamma i_{sq}^r + p w_r i_{sd}^r \end{pmatrix} \quad (4.50)$$

Do método acima, nota-se que a estimação é dependente de vários parâmetros da máquina. Logo, para um bom grau de precisão na estimação do fluxo rotórico por esse método, é necessário haver uma atualização contínua desses parâmetros, através de uma sintonia dos mesmos em tempo real [3][47][48][46][31].

Neste trabalho, foi considerado que os parâmetros da máquina eram conhecidos, não sendo realizado nenhum tipo de sintonia durante a operação do sistema. Os mesmos foram determinados, inicialmente, através dos ensaios clássicos de rotor bloqueado e motor em vazio e posteriormente, utilizando procedimentos de estimação dinâmica [31], sendo, neste último caso, obtido um conjunto de parâmetros para cada faixa de frequência de operação da máquina assíncrona, indo de 10Hz a 60Hz em incrementos de 10Hz.



Com os conjuntos de parâmetros levantados, foram implementadas estratégias de controle de corrente, sendo os resultados obtidos para aquelas que utilizaram os parâmetros estimados de forma dinâmica melhores que os obtidos para os testes clássicos. Com base nestes resultados, foram escolhidos os parâmetros estimados de forma dinâmica para implementação tanto das demais estratégias de controle, como também dos métodos de estimação de fluxo.

## 4.4 Controle de Velocidade

Nesse trabalho foi utilizado um captor de posição absoluto para a medição da velocidade. Do captor é obtida uma palavra digital de 9 bits, em código Gray. Com uma palavra de 9 bits, são possíveis 512 combinações, dessa forma, a cada duas posições consecutivas corresponde uma variação angular de  $\pm 0.0123$  rad ou 0.705 graus ( $2\pi/2^n$ ), que corresponde a resolução do captor. O erro de leitura da palavra digital proveniente de um captor de posição em código Gray corresponde à metade da sua resolução ( $\pi/2^n$ ), quando este é de alta precisão [8]. Em virtude das imperfeições de fabricação, este erro pode ser considerado igual ao valor da resolução do captor [49].

O cálculo da velocidade é realizado diretamente da taxa de variação angular (4.51). Como pode ocorrer um erro de leitura correspondente a resolução do captor, a velocidade calculada é expressa por (4.52) na condição mais desfavorável.

$$w_{mc} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{t_m} \quad (4.51)$$

$$w_{mc} = w_{\text{real}} \pm 2 \frac{D\theta_m}{t_m} \quad (4.52)$$

onde:

- $w_{\text{real}}$  = velocidade calculada com a posição angular correta;
- $t_m$  = período de amostragem para a velocidade;
- $D\theta_m = 2\pi/2^n$ ;

- $n$  = número de bits do captor de posição.

Como o erro independe da velocidade, na medida em que a velocidade diminui, o erro percentual aumenta, por exemplo, com um período de amostragem de  $200\mu\text{s}$  (período utilizado nas estratégias de controle fluxo-conjugado), o erro máximo é de  $122.72\text{ rad/s}$  em qualquer velocidade.

Uma alternativa para a redução deste erro é o aumento do período de amostragem para o cálculo da velocidade [8]. No entanto, este período de tempo não pode ser aumentado indefinidamente, devendo ser calculado com base na constante de tempo mecânica do sistema. Como a dinâmica da velocidade é expressa por uma equação de primeira ordem, o período de amostragem pode ser limitado de tal forma que a resposta ao impulso de conjugado seja bem representado nos instantes de amostragem. Nesse caso, o período de amostragem deve satisfazer a seguinte condição [18]:

$$t_m \leq \frac{t_i}{2} \quad (4.53)$$

onde  $t_i = J/F$ , constante de tempo mecânica da máquina.

As outras fontes de erro introduzidas no sinal de amostragem da posição angular são difíceis de serem caracterizadas. Um método para encontrar o período de amostragem ideal, com a velocidade sendo calculada através do desvio angular, é aumentá-lo gradativamente até que tal aumento não resulte numa melhoria do cálculo de velocidade. Posteriormente, verifica-se se a resposta dinâmica do sistema é satisfatória, com este intervalo de tempo. Caso contrário diminui-se o período de amostragem até se obter uma resposta satisfatória [8].

No acionamento de uma máquina de indução por orientação pelo campo, os sensores de velocidade tem importância fundamental, por exemplo, o controle por escorregamento tem como base os sinais provenientes destes sensores. Em [50], é discutido que os sensores convencionais analógicos do tipo taco-gerador, não são precisos o suficiente para esse propósito. Em geral, são usados codificadores de posição para esse fim.

Várias técnicas podem ser incorporadas ao algoritmo de medição da velocidade na tentativa de se ter valores mais precisos, entre elas, podemos destacar os filtros digitais (utilizada nesse trabalho), e métodos de estimação da velocidade instantânea [51][31].

O controle de velocidade define a malha de controle mais externa, caracterizando o sistema de acionamento à velocidade variável. Este controlador é do tipo PI. Um fator que determina essa escolha é a ausência de informação sobre a carga mecânica, pois este tipo de controlador é o mais apropriado em tais situações [8]. O atraso da ação de controle,  $200 \mu\text{s}$ , não é considerado na implementação do controlador, dado que o mesmo é bastante inferior a constante de tempo mecânica do sistema e de 10(dez) a vinte(20) vezes menor que o período de amostragem da velocidade.

A equação dinâmica da velocidade, obtida a partir da equação de movimento (3.20), se escreve,

$$w_m(s) = \frac{\frac{P}{F}}{t_i s + 1} c_e(s) - \frac{\frac{P}{F}}{t_i s + 1} c_m(s) \quad (4.54)$$

As constantes do controlador são obtidas por cancelamento do polo dominante  $t_i$  do sistema. O período de amostragem para o controlador de velocidade é estimado de (4.53).

A constante de tempo mecânica da máquina ( $t_i = J/F$ ), é obtida por meio da análise de regressão linear, transformando-se a equação que descreve o comportamento da resposta de velocidade com um conjugado nulo (4.55) em uma representação linear padrão. Esta transformação é obtida aplicando-se o logaritmo neperiano a ambos os membros da equação. A escolha deste método, para determinação da constante  $t_i$ , decorre do fato deste ser o método mais indicado quando os dados estão contaminados com ruído [8].

O ensaio para se determinar a constante de tempo mecânica é realizado colocando-se a máquina em roda livre, fases da máquina em curto, após atingido o regime permanente, com a máquina em vazio. Dessa forma, as correntes tendem rapidamente para zero, enquanto a velocidade decai segundo a equação mecânica.

$$w(t) = w_0 e^{-\frac{F}{J}t} \quad (4.55)$$

onde  $w_0$  é a velocidade inicial após o transitório de corrente.

Do resultado da estimação, usando os dados provenientes da curva mostrada na figura 4.10(b), o valor da constante de tempo ( $J/F$ ) encontrado é de 1.8189s.

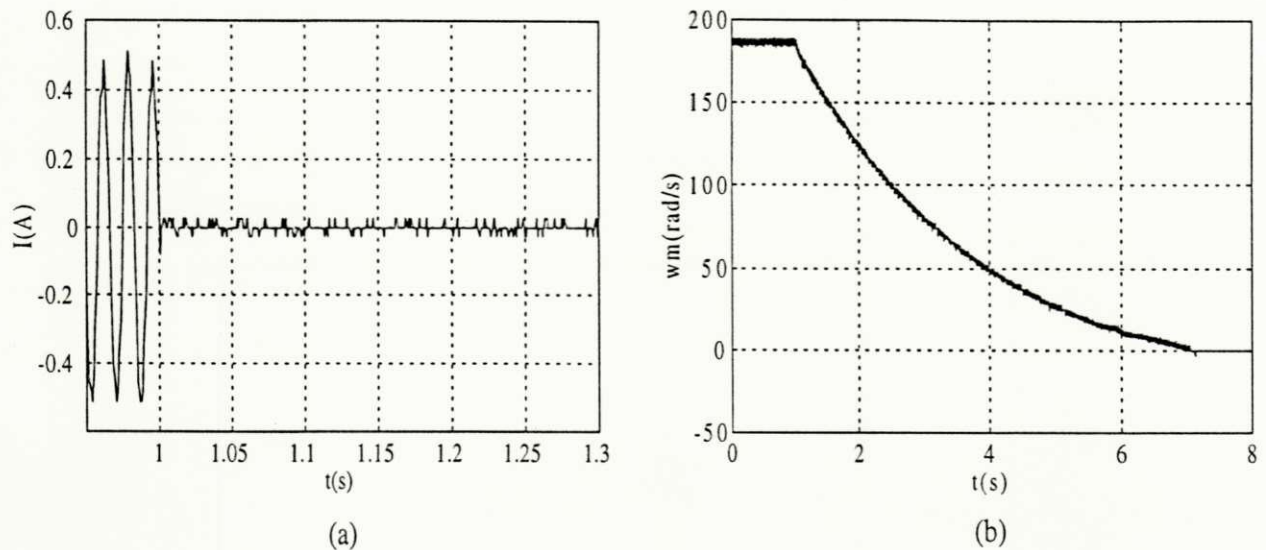


Figura 4.10: (a) corrente de fase da máquina e (b) velocidade medida.

Na figura 4.10(a), pode-se observar o instante em que a corrente se anula,  $t=1.0$ s, e na figura 4.10(b), a conseqüente desaceleração da máquina a partir deste instante.

## 4.5 Complexidade de Implementação

A complexidade das estratégias de controle apresentadas pode ser avaliada pelo número de operações aritméticas (multiplicação/divisão; soma/subtração; sin/cos e raiz quadrada) envolvidas em sua implementação. Na tabela 4.1, é apresentado o número total de operações aritméticas envolvidas na implementação das estratégias de controle fluxo/conjugado, baseadas no fluxo rotórico. Na tabela 4.2, é apresentado o número total de operações aritméticas envolvidas na implementação das estratégias de controle fluxo/conjugado, baseadas no fluxo estático. Os valores apresentados, incluem as operações necessárias à estimação dos fluxos.

Nomenclatura:

- QIFR - Controle indireto em quadratura, fluxo rotórico.

Operação	Controle Fluxo/Conjugado			
	QIFR	EDFRFR	EDFRR	QDFR
Multiplicação/Divisão	43	126	121	132
Soma/Subtração	33	67	67	68
$\sqrt{-}$	1	0	0	1
Seno/Cosseno	2	6	4	4

Tabela 4.1: Número de operações envolvidas nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo rotórico

Operação	Controle Fluxo/Conjugado			
	QIFE	EDFEFE	EDFEE	QDFE
Multiplicação/Divisão	63	51	33	56
Soma/Subtração	47	42	35	50
$\sqrt{-}$	1	0	0	1
Seno/Cosseno	2	2	2	2

Tabela 4.2: Número de operações envolvidas nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo estático

- EDFRFR - Controle direto por escorregamento, fluxo rotórico, referencial fluxo rotórico.
- EDFRR - Controle direto por escorregamento, fluxo rotórico, referencial rotórico.
- QDFR - Controle direto em quadratura, fluxo rotórico
- QIFE - Controle indireto em quadratura, fluxo estatórico.
- EDFEFE - Controle direto por escorregamento, fluxo estatórico, referencial fluxo estatórico.
- EDFEE - Controle direto por escorregamento, fluxo estatórico, referencial estatórico.
- QDFE - Controle direto em quadratura, fluxo estatórico.

Observando as tabelas 4.1 e 4.2, notamos que as estratégias de controle direto, utilizando o fluxo rotórico, são mais dispendiosas em termos de operações, que suas similares, baseadas no fluxo estatórico. O contrário é verdade no caso das estratégias de controle indireto.

A complexidade de implementação como apresentada acima, juntamente com uma razoável estimativa do máximo período de amostragem, suficiente para as operações de controle, nos dá uma indicação da mínima capacidade de processamento necessária a tal implementação. A tabela 4.3, apresenta os tempos de execução referentes a cada uma das estratégias de controle fluxo/conjugado implementadas.

É oportuno salientar, que em sistemas eletrônicos de potência com malhas de realimentação, o tempo é fator crítico, a tal ponto de em alguns casos, haver necessidade de um processamento paralelo, para implementação das estratégias, sendo comum o uso de Processadores Digitais de Sinais em conjunto com plataformas PC/AT.

Tempos de Execução	
Rotina de Controle Fluxo/Conjugado	Tempo de Execução
QIFR	72.0 $\mu$ s
EDFRFR	124.0 $\mu$ s
EDFRR	112.0 $\mu$ s
QDFR	124.0 $\mu$ s
QIFE	96.0 $\mu$ s
EDFEFE	84.0 $\mu$ s
EDFEE	80.0 $\mu$ s
QDFE	92.0 $\mu$ s

Tabela 4.3: Tempo de execução das rotinas de controle fluxo/conjugado

## 4.6 Resultados Experimentais de Controle Fluxo-Conjugado

A seguir são apresentados os resultados obtidos a partir da implementação das estratégias de controle vetorial fluxo-conjugado, discutidas acima. Em todos os casos foi realizado um transitório na referência do conjugado, visando reverter o sentido de rotação do eixo da máquina.

Os testes experimentais foram realizados com a máquina operando sem carga acoplada ao seu eixo.

O período de amostragem/controlado utilizado em todas as estratégias foi de 200 $\mu$ s. De forma a operar o inversor a uma frequência maior que a frequência de controle, 5.0KHz, foi utilizada a técnica de repetição de contagens, na geração do padrão PWM de comando das chaves, o que permitiu elevar a frequência de operação do inversor para 10.0KHz.

Os sinais, cujas curvas são apresentadas a seguir, foram amostrados a uma taxa de 2ms, isso, para permitir que a velocidade, após o transitório da reversão, chegasse ao seu valor de regime. Como a constante de tempo das variáveis elétricas é muito

menor que a das variáveis mecânicas, os transitórios elétricos ficariam imperceptíveis caso fossem apresentados na mesma escala de tempo das curvas de velocidade, logo, as curvas das variáveis elétricas apresentam, em alguns casos, apenas uma parcela do tempo total do experimento, evidenciando exatamente o instante em que ocorre o transitório na respectiva variável.

Nos resultados de controle vetorial indireto em quadratura, fluxo rotórico e estatórico, são apresentadas as curvas da corrente estatórica bem como da velocidade. Nestas estratégias, o controle de corrente foi realizado utilizando controladores PI operando no referencial síncrono, respectivamente de cada estratégia. Observa-se que o erro entre a referência de corrente e a real é pequena, apresentando em termos médios valor nulo. A velocidade, em ambos os casos, atingi seu valor de regime, após o transitório, em cerca de 8.0s

Nos resultados de controle vetorial direto por escorregamento, fluxo rotórico, são apresentadas as curvas de fluxo estimado (realimentado na malha de controle de fluxo), referência de fluxo, o respectivo erro entre os dois últimos sinais e as curvas de velocidade. A escolha do referencial para posicionamento do eixo  $dq$ , fluxo rotórico ou rotórico, observando as curvas de ambos os experimentos, demonstrou ser um fator irrelevante, pois a magnitude do erro de fluxo observado em ambos os casos apresenta-se praticamente igual, e o tempo de resposta da velocidade também. No caso da implementação de uma dessas técnicas, o fator que determinaria a escolha entre uma e outra, seria a complexidade de implementação.

Nos resultados de controle vetorial direto por escorregamento, fluxo estatórico, são apresentadas as curvas de fluxo estimado (realimentado na malha de controle de fluxo), referência de fluxo, o respectivo erro entre os dois últimos sinais e as curvas de velocidade. A escolha do referencial para posicionamento do eixo  $dq$ , fluxo estatórico ou estator, como no caso rotórico, mostra-se irrelevante do ponto de vista de desempenho da estratégia, pois observa-se o mesmo grau de erro entre fluxo estimado e referência e nenhum ganho na dinâmica da velocidade se observa-se a curva de ambos os casos. No caso da implementação de uma dessas técnicas, o fator que determinaria a escolha entre uma e outra, seria também, a complexidade de implementação.



Nos resultados de controle direto em quadratura, fluxo estatórico e fluxo rotórico, o que chama a atenção é a dinâmica mais rápida da velocidade se comparada as técnicas anteriores. Explicações para este fato podem ser: primeiro, o fato de manter um controle direto do fluxo, nesse caso estaríamos comparando com as estratégias de controle indireto, onde a perda de sintonia entre os parâmetros utilizados no controle e os parâmetros reais da máquina, implica na perda de desacoplamento entre fluxo e conjugado; e segundo, o fato de o controle de conjugado nas estratégias de controle em quadratura estar associada a uma grandeza elétrica, corrente em quadratura com a componente de corrente que mantém a excitação da máquina. No caso do controle por escorregamento, esse controle de conjugado está associado a uma variável relacionada a grandezas mecânicas do processo, o escorregamento (velocidade do eixo de referência - velocidade angular elétrica da máquina).

A oscilação observada nas curvas de velocidade em torno de  $\pm 50$  rad/s, é devido ao desligamento do filtro digital de velocidade nesta região. O filtro digital de velocidade é necessário, pelo fato desta ser determinada a partir da derivada da posição medida via captor de posição, como mencionada anteriormente. Não há descontinuidade, tanto no ligamento, como no desligamento do filtro. Observou-se experimentalmente, que nesses instantes, velocidade filtrada e não filtrada, praticamente são iguais.

O filtro digital de velocidade é um filtro digital "butterworth", passa baixa, de 1ª ordem, com frequência de corte de 157 rad/s. A principal função desse filtro, é eliminar eventuais picos no sinal de velocidade, decorrentes do processo de derivação da posição do eixo da máquina, medida pelo "encoder".

O ruído presente nos sinais de corrente, decorre do baixo nível de corrente em que a máquina é operada, como já salientado anteriormente.

A curva de corrente medida filtrada, apresentada em conjunto com as demais curvas do controle direto em quadratura, fluxo estatórico, foi obtida filtrando-se o sinal real com um filtro digital "butterworth", passa baixa de 2ª ordem, com frequência de corte de 250.0 Hz. Das curvas de erro apresentadas na mesma figura, pode-se notar que o atraso gerado pelo filtro é bastante reduzido.

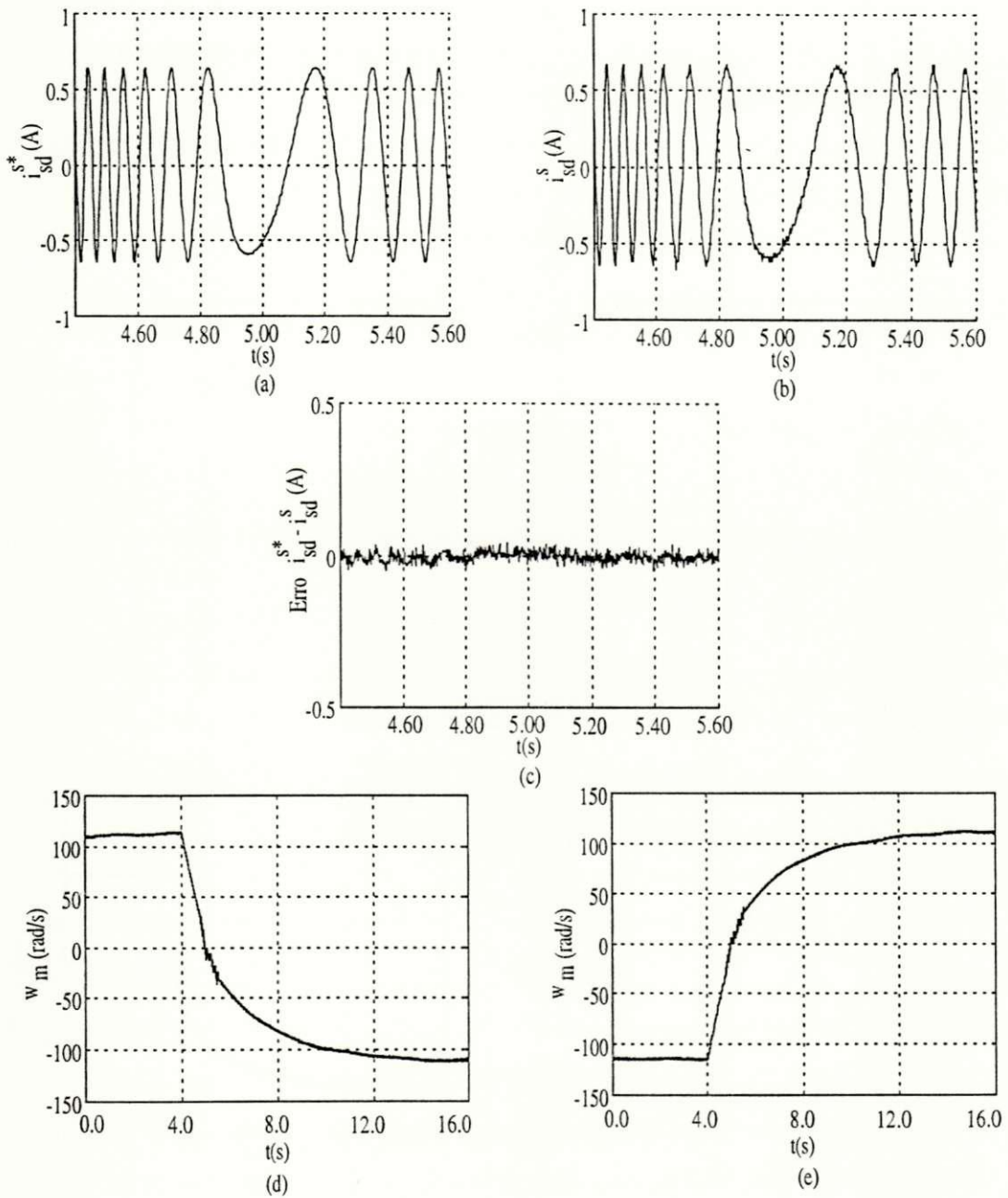


Figura 4.11: Controle vetorial indireto em quadratura - fluxo rotórico: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) e (e) transitórios de velocidade

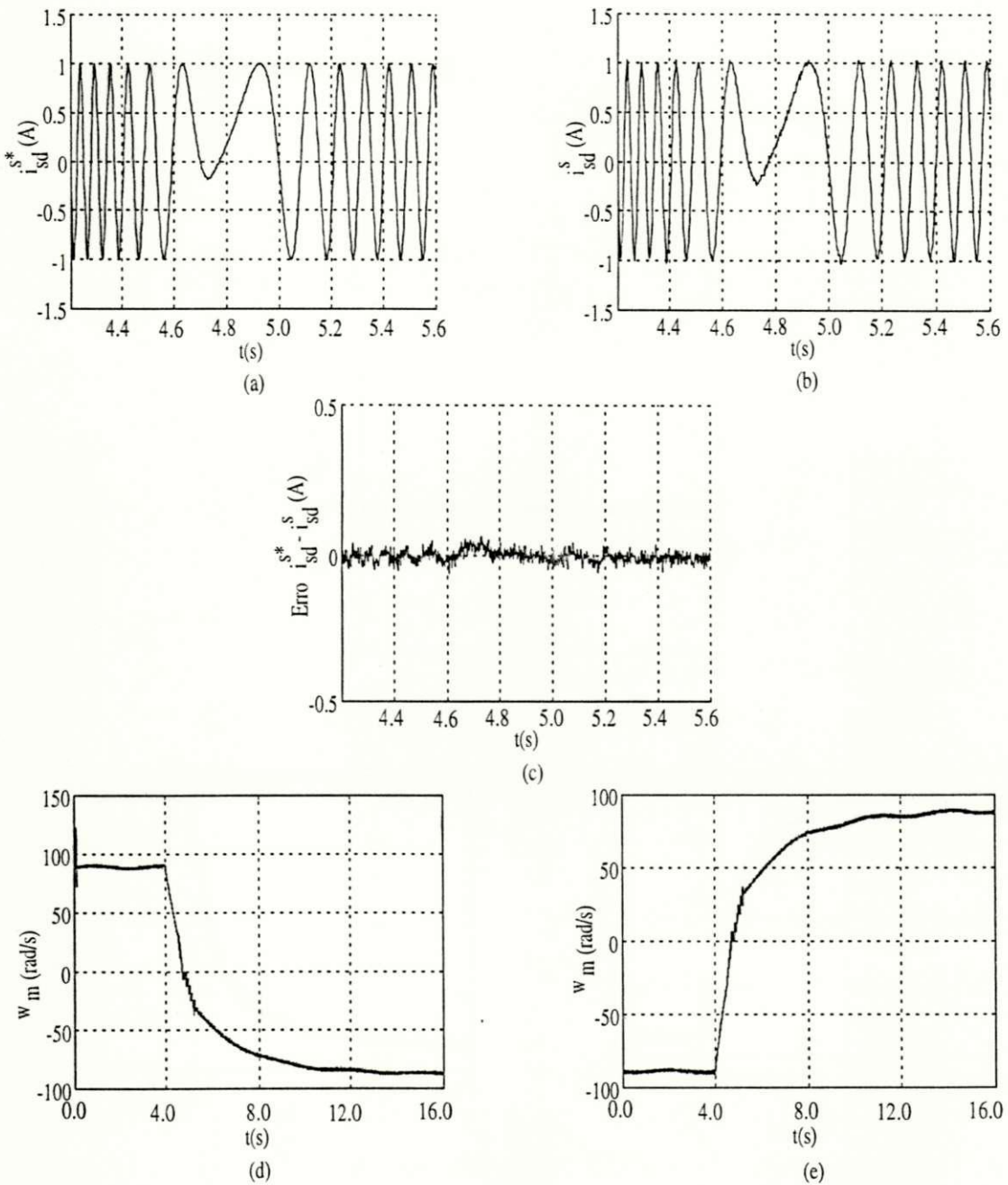


Figura 4.12: Controle vetorial indireto em quadratura - fluxo estático: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) e (e) transitórios de velocidade

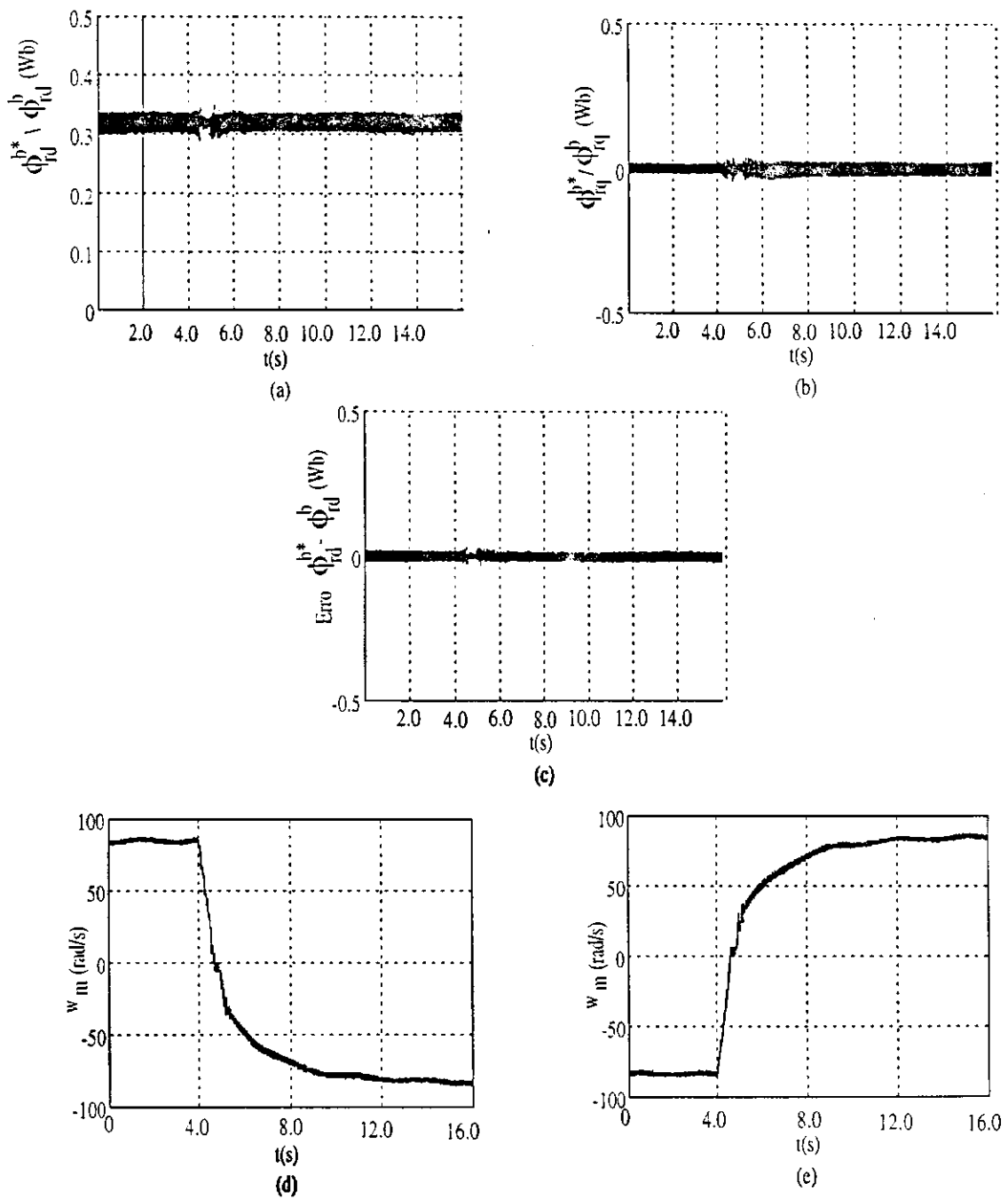


Figura 4.13: Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo rotórico, referencial fluxo rotórico: (a) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d, (b) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo q, (c) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (d) e (e) transientes de velocidade

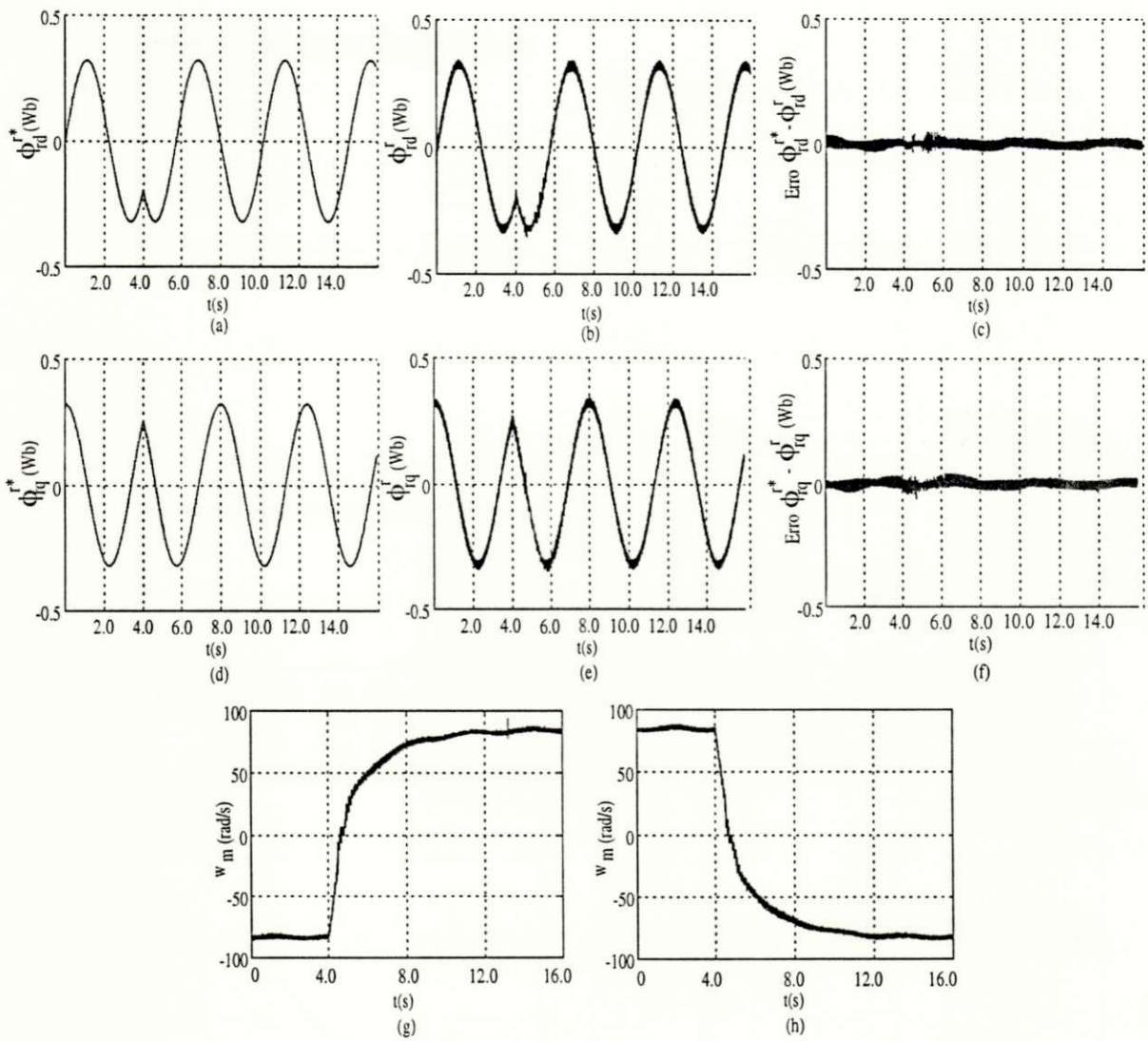


Figura 4.14: Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo rotórico, referencial rotórico: (a) fluxo rotórico de referência, eixo d, (b) fluxo rotórico estimado, eixo d, (c) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (d) fluxo rotórico de referência, eixo q, (e) fluxo rotórico estimado, eixo q, (f) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo q)(g) e (h) transitórios de velocidade

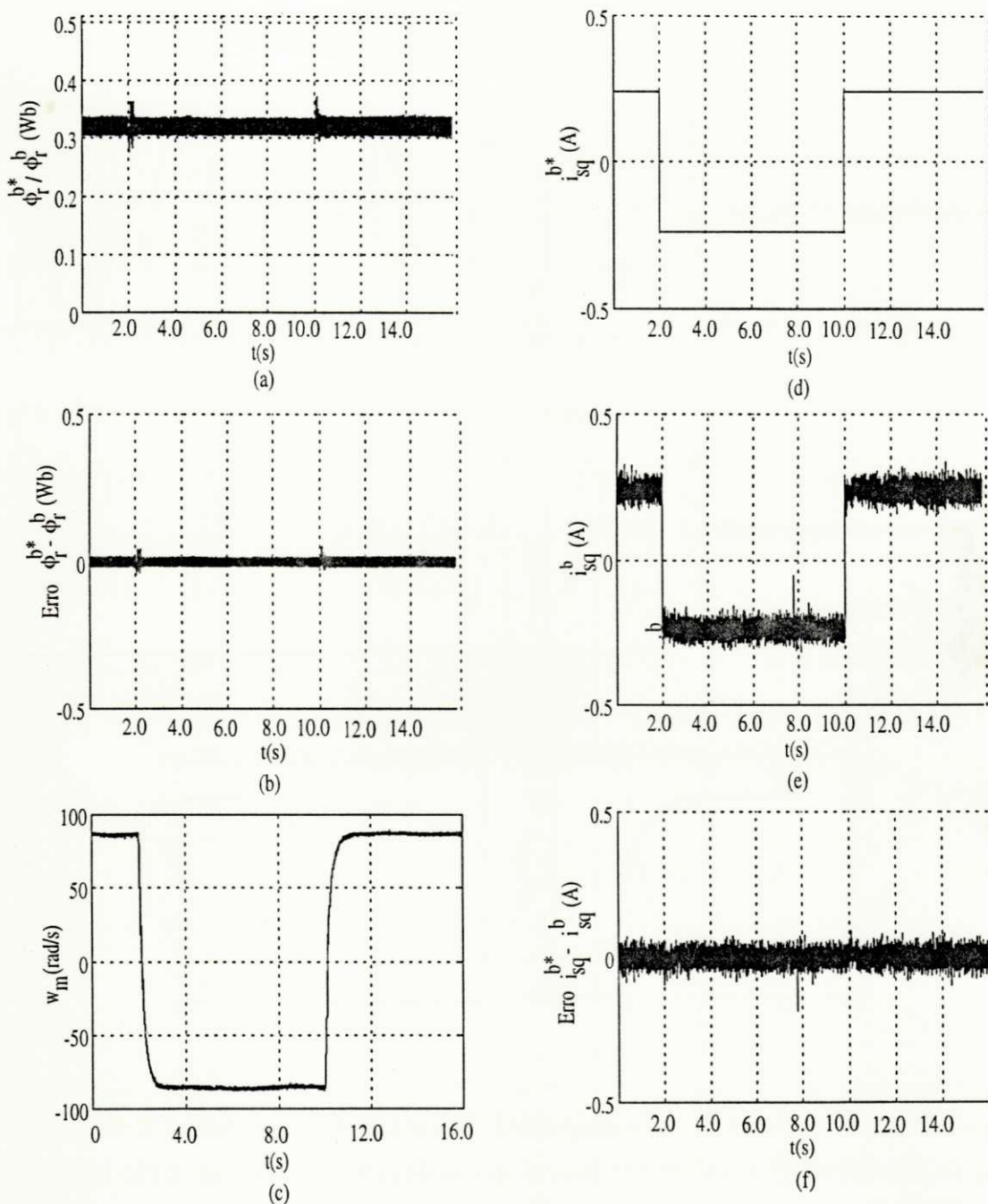


Figura 4.15: Controle vetorial direto em quadratura - fluxo rotórico: (a) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d, (b) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (c) transitórios de velocidade, (d) corrente de referência, (e) corrente medida e (f) erro de corrente

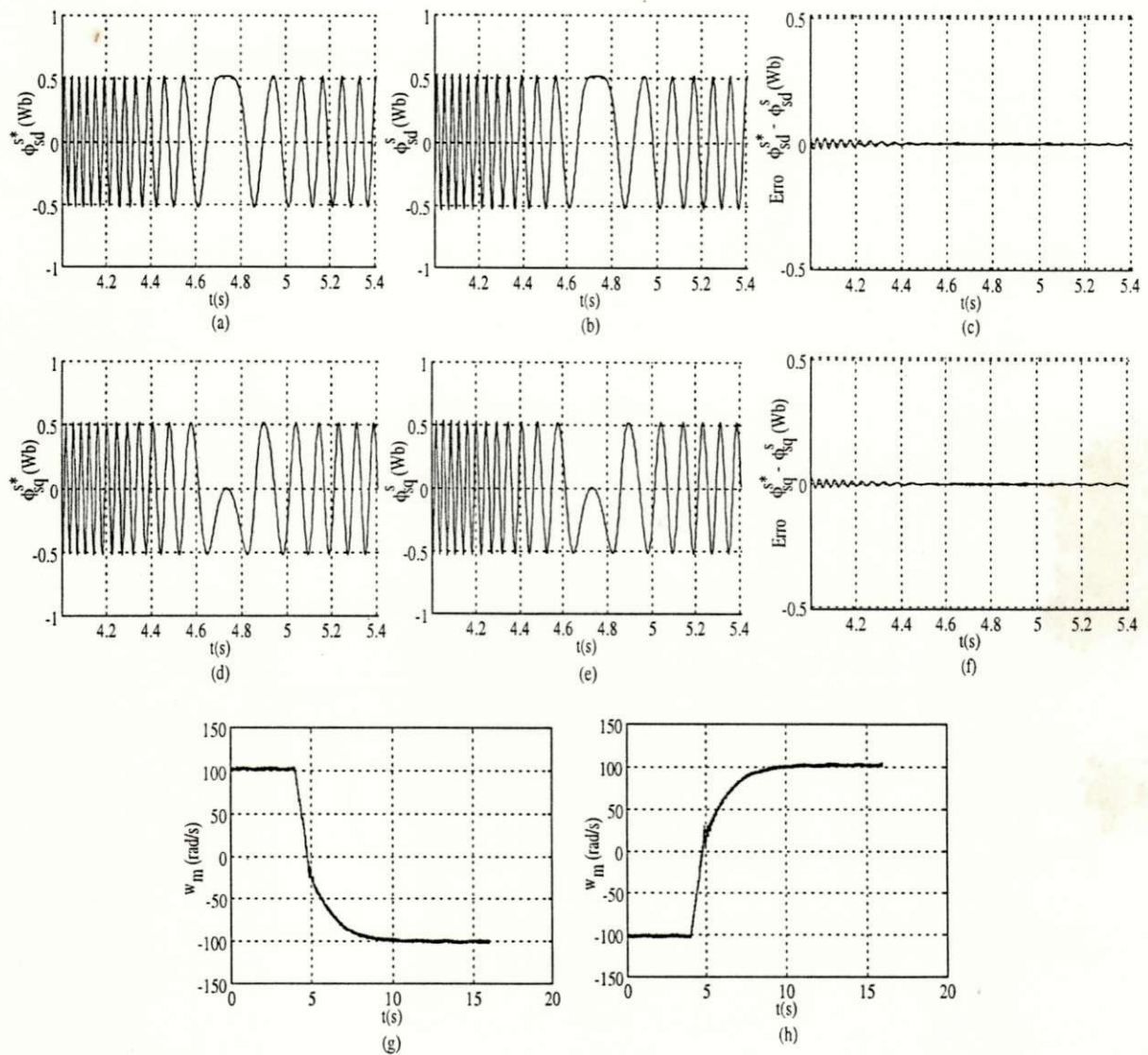


Figura 4.16: Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo estático, referencial estático: (a) fluxo estático de referência, eixo d, (b) fluxo estático estimado, eixo d, (c) erro (fluxo estático de referência e estimado, eixo d), (d) fluxo estático de referência, eixo q, (e) fluxo estático estimado, eixo q, (f) erro (fluxo estático de referência e estimado, eixo q)(g) e (h) transitórios de velocidade

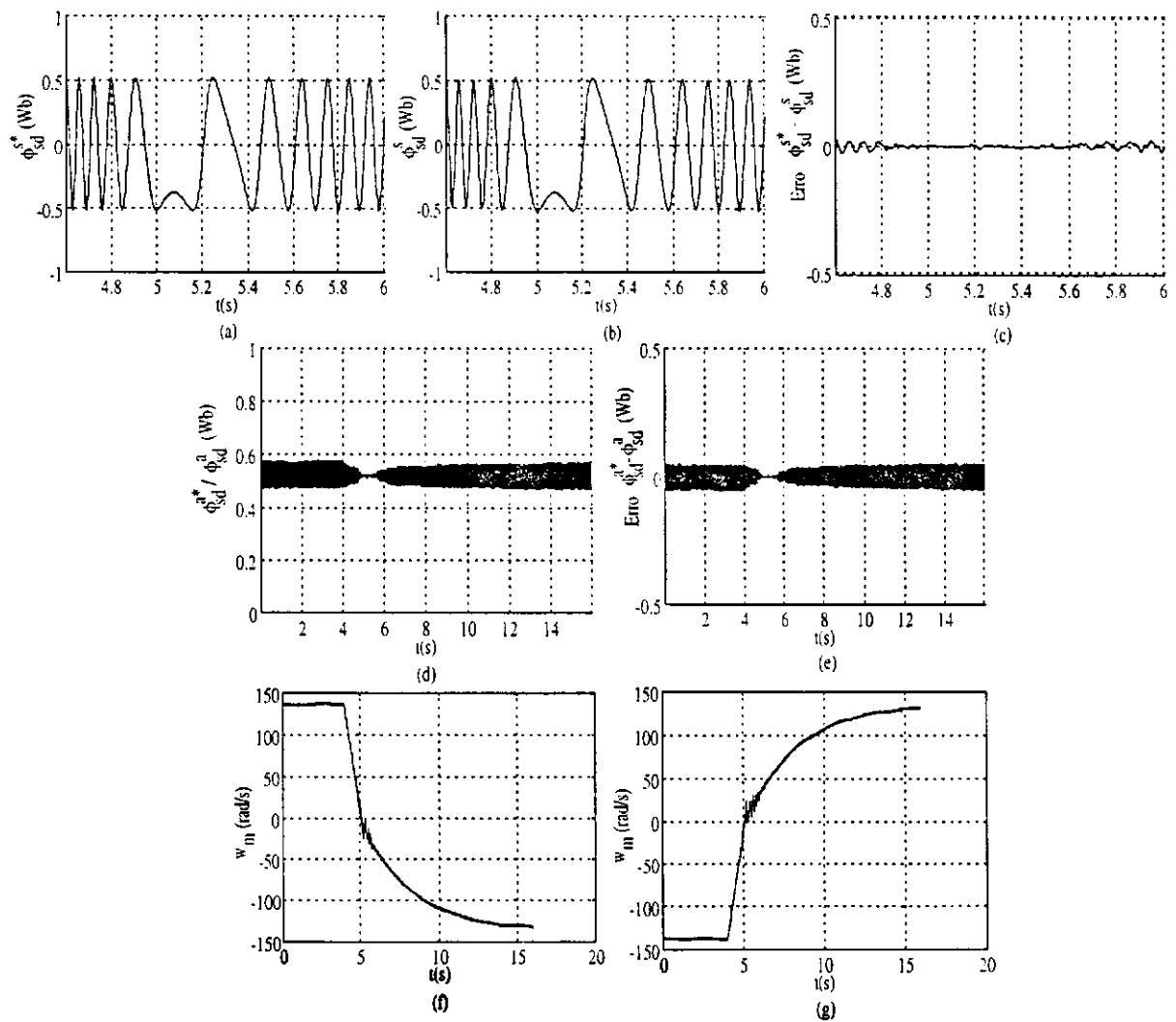


Figura 4.17: Controle vetorial direto por escorregamento - fluxo estático, referencial fluxo estático: (a) fluxo estático de referência, referencial estático, (b) fluxo estático estimado, referencial estático, (c) erro (fluxo estático de referência e estimado, referencial estático), (d) fluxo estático de referência e estimado, eixo d, (e) erro (fluxo estático de referência e estimado, eixo d), (f) e (g) transitórios de velocidade



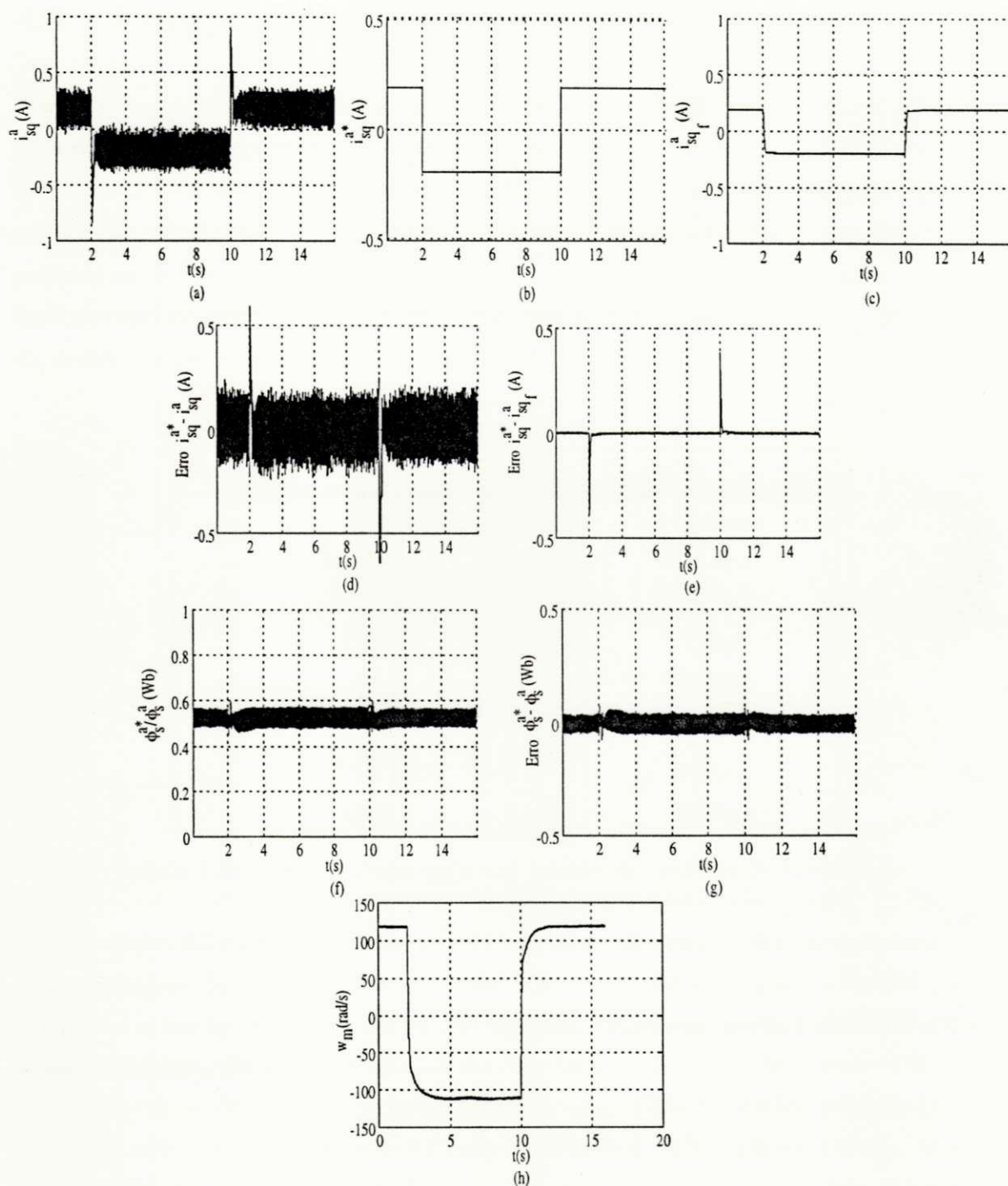


Figura 4.18: Controle vetorial direto em quadratura - fluxo estático: (a) corrente medida, (b) corrente de referência, (c) corrente medida filtrada, (d) erro de corrente (referência - medida), (e) erro de corrente (referência - medida filtrada), (f) fluxo estático de referência e estimado, eixo d, (g) erro (fluxo de referência - estimado) e (h) transitório de velocidade

## 4.7 Complexidade de Implementação

Do mesmo modo que nas estratégias de controle de corrente e fluxo/conjugado, a complexidade de implementação das estratégias de controle de velocidade também é avaliada. A tabela 4.4, apresenta o tempo de execução de cada uma das estratégias de controle de velocidade implementadas, a nomenclatura utilizada é a mesma do caso das estratégias de controle fluxo/conjugado, no entanto, nesta tabela, esta nomenclatura indica o tipo de controle de fluxo/conjugado que serviu de base para a implementação da respectiva estratégia de controle de velocidade.

Tempos de Execução	
Rotina de Controle de Velocidade	Tempo de Execução
QIFR	88.0 $\mu$ s
EDFRFR	128.0 $\mu$ s
EDFRR	116.0 $\mu$ s
QDFR	132.0 $\mu$ s
QIFE	100.0 $\mu$ s
EDFEFE	88.0 $\mu$ s
EDFEE	84.0 $\mu$ s
QDFE	100.0 $\mu$ s

Tabela 4.4: Tempo de execução das rotinas de controle de velocidade

As tabelas 4.5 e 4.6 apresentam o número de operações envolvidas na implementação das estratégias de controle de velocidade. O número de operações acrescidas, com relação as estratégias de controle fluxo/conjugado é pequena, sendo 4 multiplicações a mais e 2 somas a mais.

Operação	Controle de Velocidade			
	QIFR	EDFRFR	EDFRR	QDFR
Multiplicação/Divisão	47	130	125	136
Soma/Subtração	35	69	69	70
$\sqrt{-}$	1	0	0	1
Seno/Cosseno	2	6	4	4

Tabela 4.5: Número de operações envolvidas nas estratégias de controle de velocidade, baseado nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo rotórico

Operação	Controle de Velocidade			
	QIFE	EDFEFE	EDFEE	QDFE
Multiplicação/Divisão	67	55	35	60
Soma/Subtração	49	44	39	52
$\sqrt{-}$	1	0	0	1
Seno/Cosseno	2	2	2	2

Tabela 4.6: Número de operações envolvidas nas estratégias de controle de velocidade, baseado nas estratégias de controle fluxo/conjugado, fluxo estático

## 4.8 Resultados Experimentais de Controle de Velocidade

Para todas as estratégias de controle de fluxo-conjugado apresentadas, foram implementados na sequência, seus respectivos controles de velocidade, cujos resultados são apresentados a seguir.

Observando os resultados obtidos em todas as estratégias de controle de velocidade implementadas, notamos haver uma grande semelhança entre os desempenhos apresentados pelas mesmas.

A distância que separou as estratégias de controle direto em quadratura das demais, no caso do controle fluxo/conjugado desacoplado, desaparece no controle de velocidade, pois, nesse caso, durante o transitório de velocidade o módulo das referências de conjugado, e conseqüentemente de escorregamento, variam, tentando levar o sistema o mais rápido possível para seu valor de referência (velocidade de referência), fato que não ocorre no tipo de controle discutido na seção anterior, onde o módulo da referência de conjugado é mantido constante durante o transitório.

Em todos os casos, foi utilizado um controlador PI na malha de controle de velocidade. Os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  variaram em função do parâmetro de saída do controlador, ora conjugado de referência, no caso dos controles por escorregamento, ora corrente em quadratura de referência, no caso dos controles em quadratura, como mostrado na tabela 4.7.

Em todos os casos são apresentadas as curvas das variáveis responsáveis pelo controle de excitação da máquina, tanto referência, como valor medido ou estimado no caso dos fluxos. São também apresentadas as curvas de velocidade de referência, tendo superposto sobre si, a curva da velocidade medida. Ao lado destas, é apresentado o erro detectado entre a velocidade medida e de referência.

Mais uma vez, devido ao fato da escala de tempo da curva de velocidade ser bem maior que a das variáveis elétricas, estas são apresentadas apenas durante os instantes de transitório da velocidade, como pode ser constatado por sua escala de tempo.

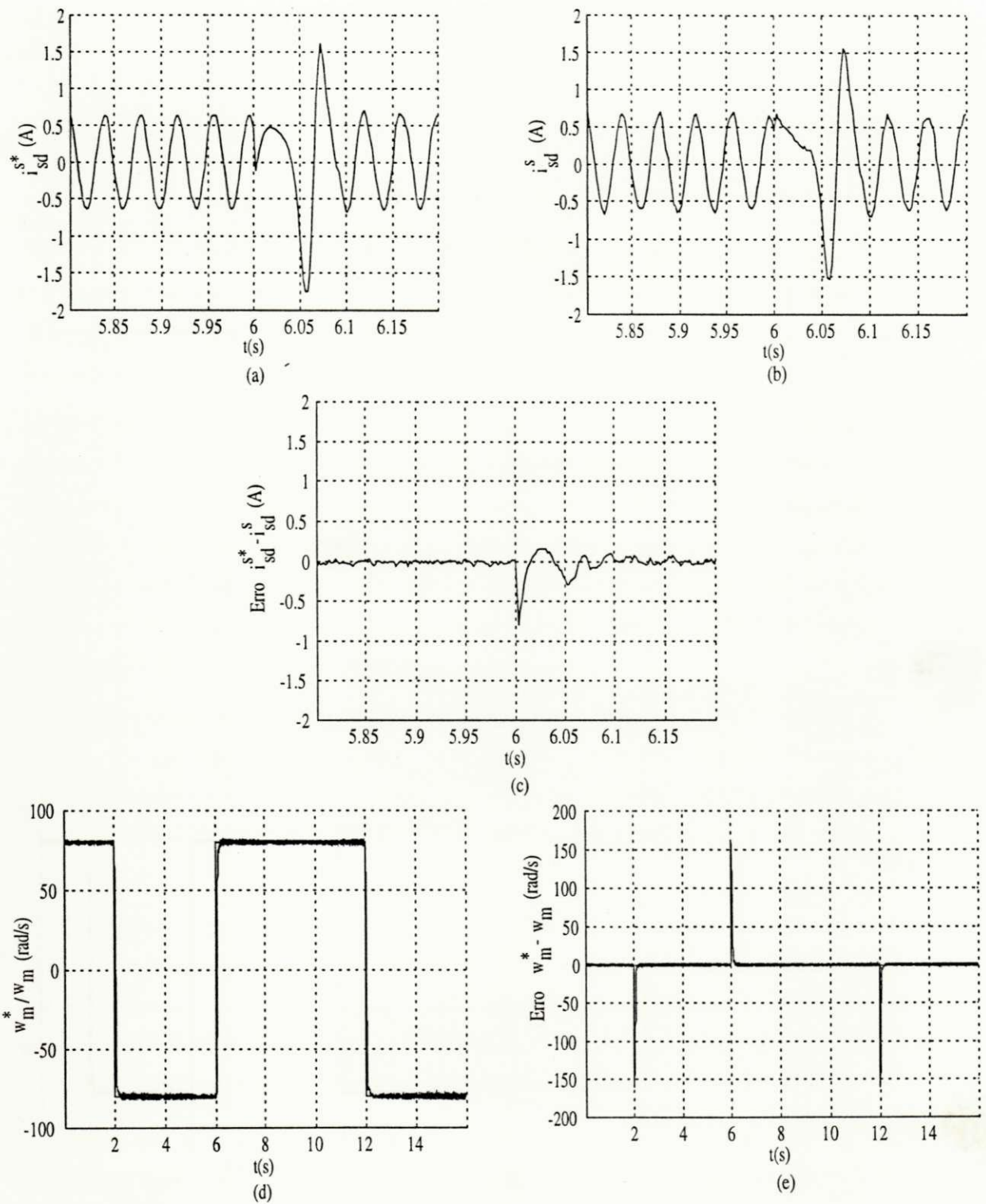


Figura 4.19: Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: indireto em quadratura - fluxo rotórico: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) velocidade de referência e medida (e) erro de velocidade

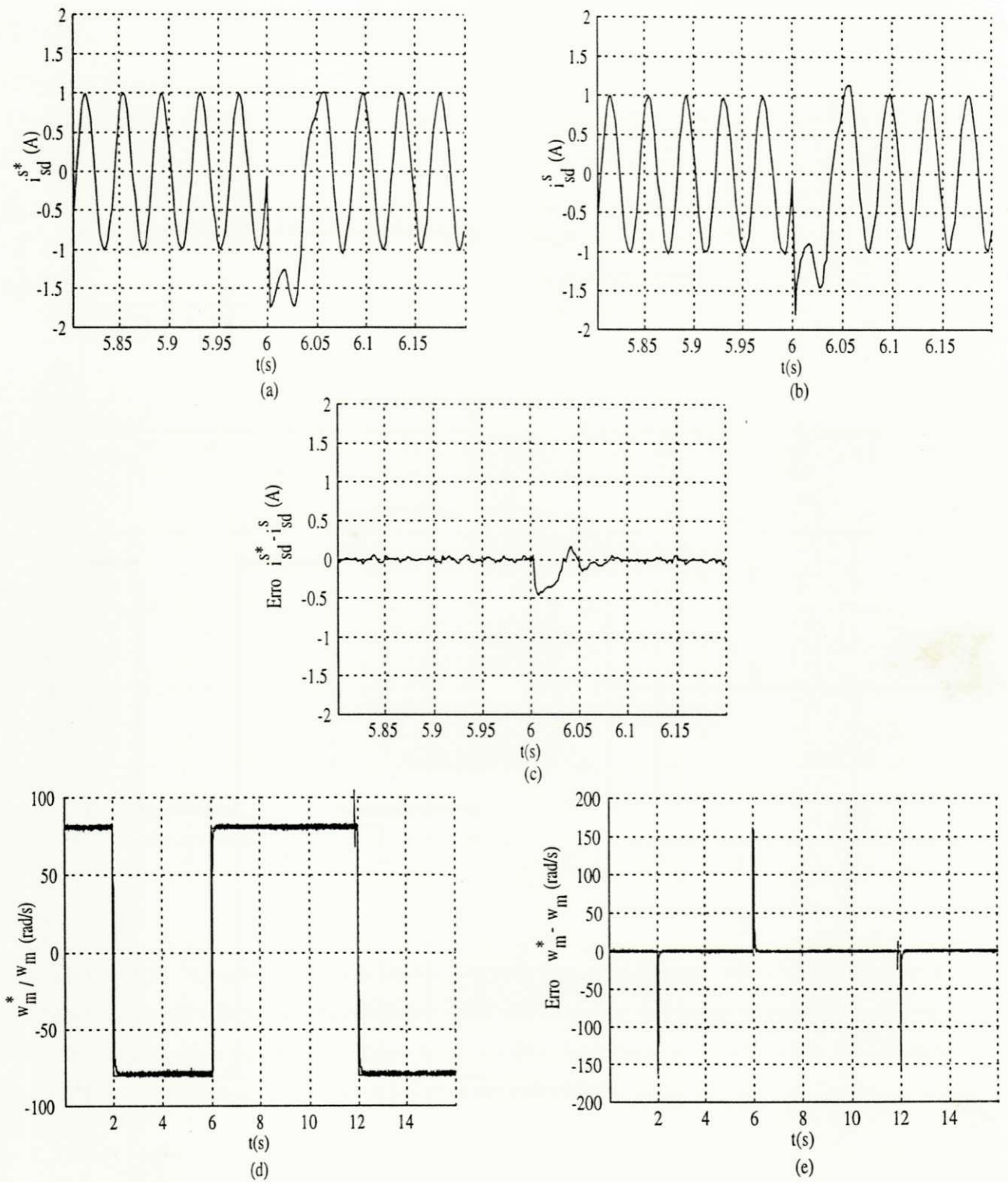


Figura 4.20: Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: indireto em quadratura - fluxo estático: (a) corrente de referência, (b) corrente medida, (c) erro de corrente, (d) velocidade de referência e medida (e) erro de velocidade

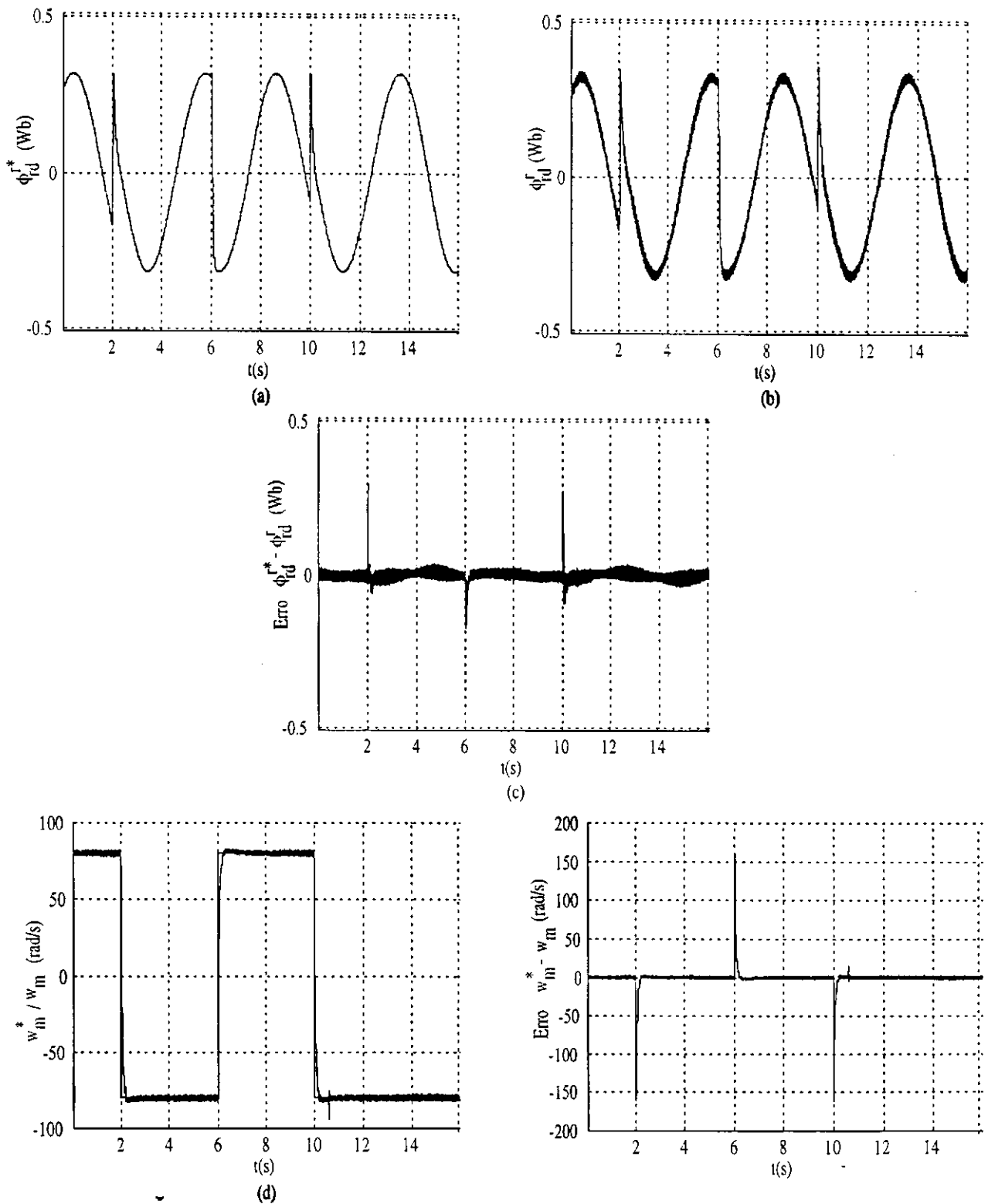


Figura 4.22: Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: vetorial direto por escorregamento - fluxo rotórico, referencial rotórico: (a) fluxo rotórico de referência, eixo d, (b) fluxo rotórico estimado, eixo d, (c) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (d) velocidade de referência e medida e (e) erro de velocidade

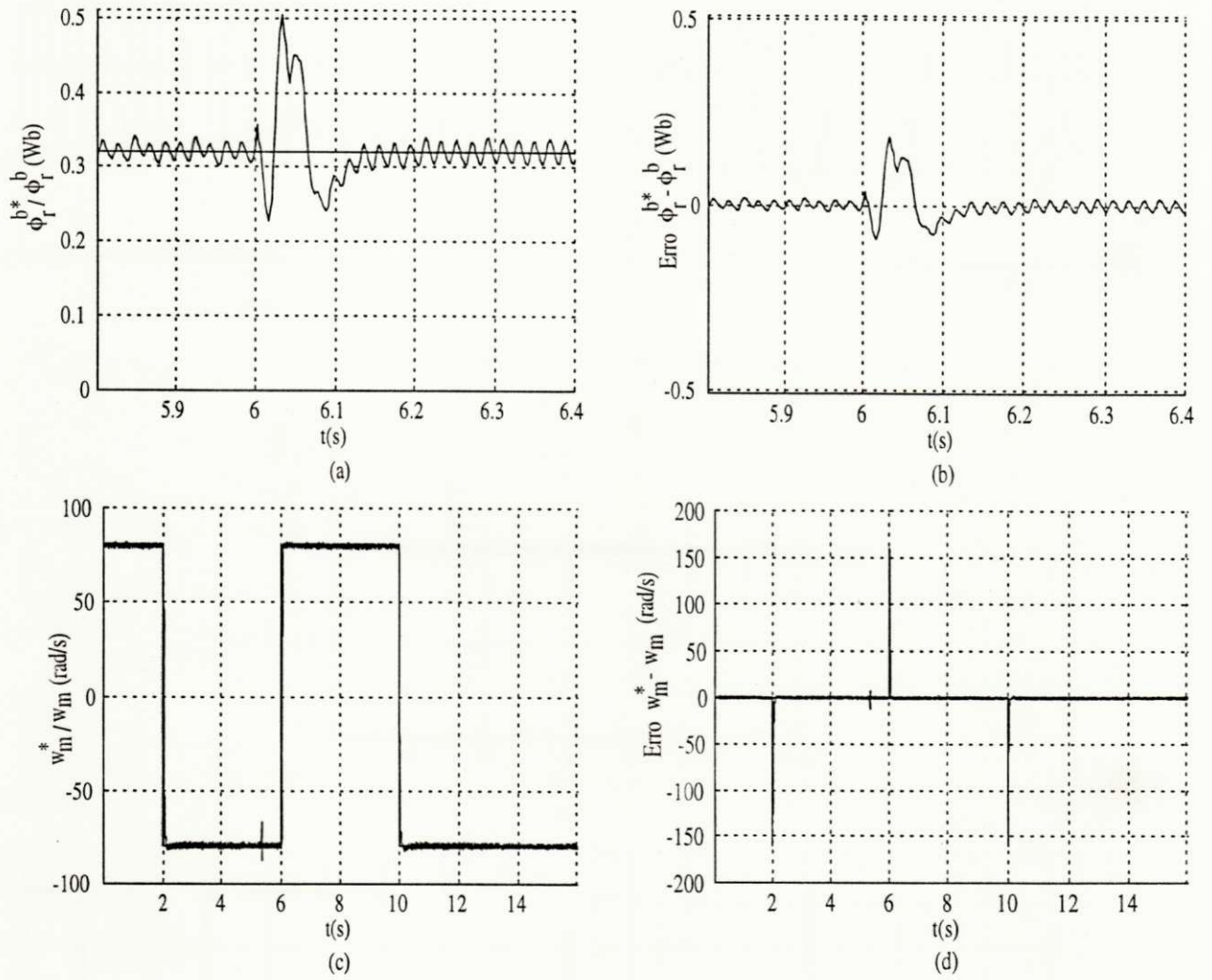


Figura 4.23: Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: direto em quadratura - fluxo rotórico: (a) fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d, (b) erro (fluxo rotórico de referência e estimado, eixo d), (c) velocidade de referência e medida e (d) erro de velocidade



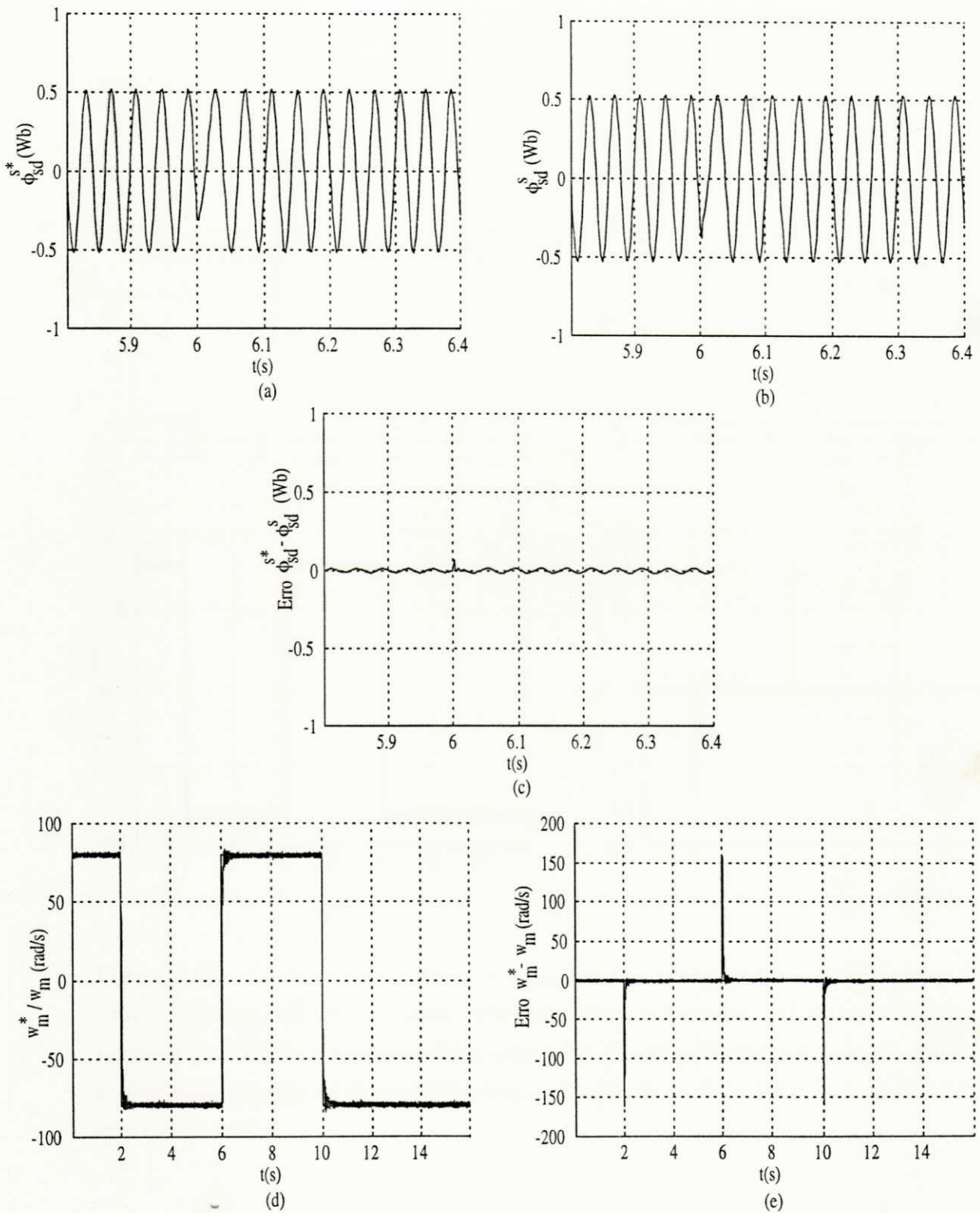


Figura 4.24: Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: vetorial direto por es-corrégamento - fluxo estático, referencial estático: (a) fluxo estático de referência, eixo d, (b) fluxo estático estimado, eixo d, (c) erro (fluxo estático de referência e estimado, eixo d), (d) velocidade de referência e medida e (e) erro de velocidade

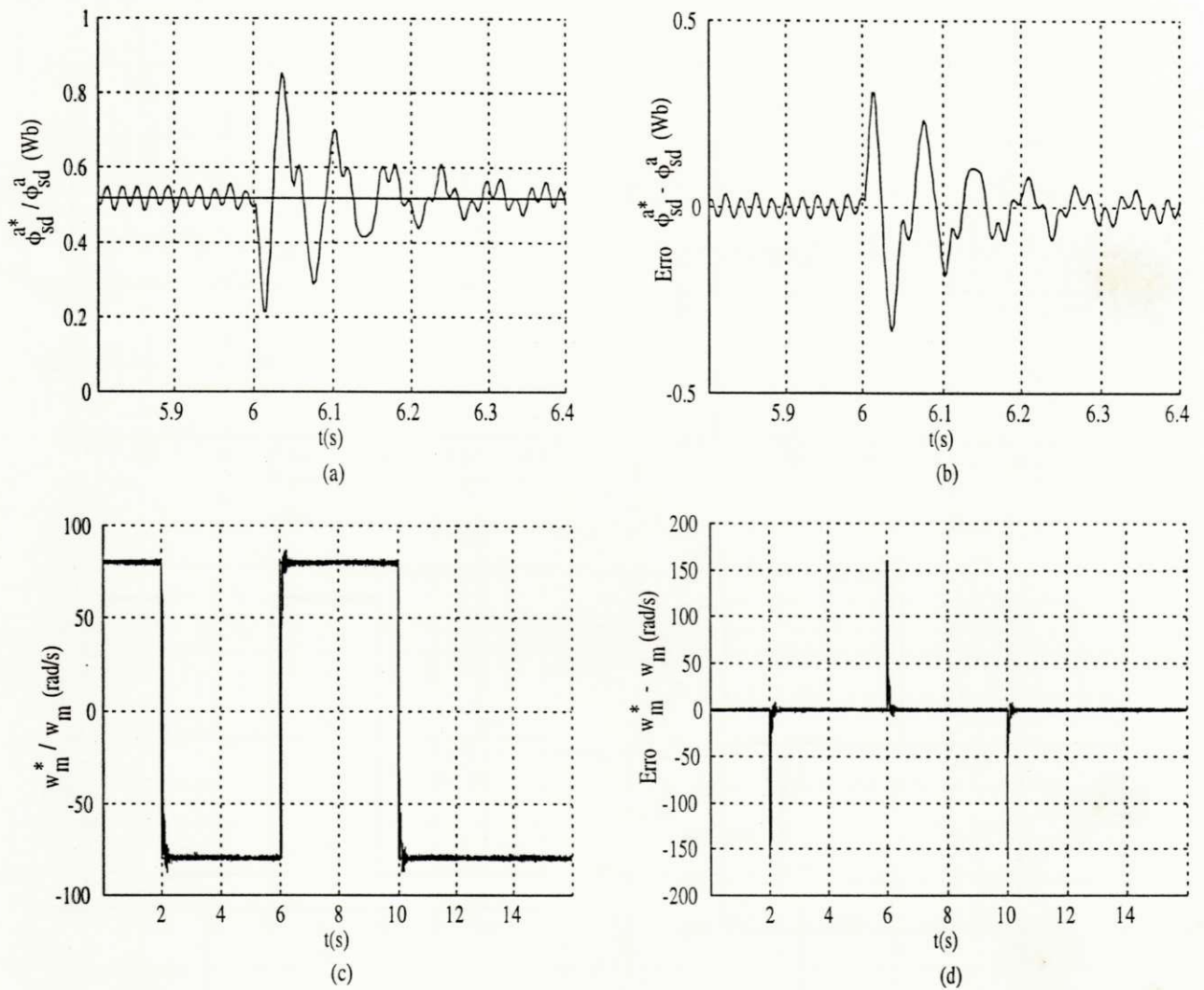


Figura 4.25: Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: vetorial direto por escorregamento - fluxo estático, referencial fluxo estático: (a) fluxo estático de referência e medido, referencial fluxo estático, (b) erro (fluxo estático de referência e estimado, referencial fluxo estático), (c) velocidade de referência e medida e (d) erro de velocidade

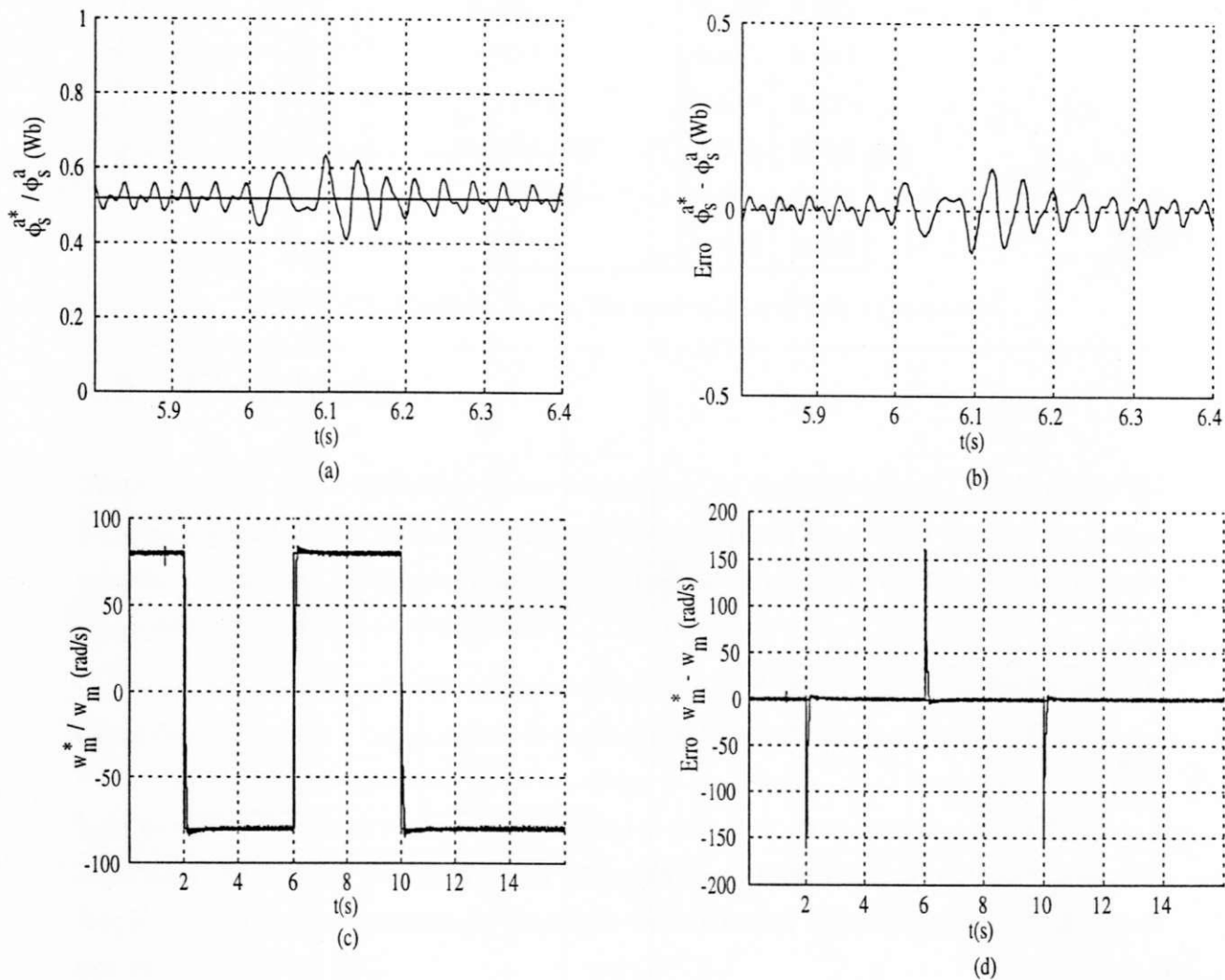


Figura 4.26: Controle de velocidade, controle fluxo-conjugado: direto em quadratura - fluxo estático: (a) fluxo estático de referência e estimado, eixo d, (b) erro (fluxo de referência - estimado), (c) velocidade de referência e medida e (d) erro de velocidade

Estratégia de Controle	$k_p$	$k_i$
<i>QIFR</i>	0.025	0.015
<i>EDFRFR</i>	0.003	0.005
<i>EDFRR</i>	0.003	0.005
<i>QDFR</i>	0.015	0.095
<i>QIFE</i>	0.045	0.025
<i>EDFEFE</i>	0.025	0.010
<i>EDFEE</i>	0.025	0.010
<i>QDFE</i>	0.025	0.085

Tabela 4.7: Ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do controlador PI de velocidade

## 4.9 Conclusão

Neste capítulo foram definidas várias estratégias de controle vetorial desacoplado de fluxo e conjugado, onde o desacoplamento é obtido a partir da escolha apropriada de um modelo da máquina assíncrona (variáveis de controle e eixos de referência), permitindo o uso de controladores convencionais.

As estratégias de controle com desacoplamento de fluxo e conjugado, foram classificadas de acordo com a componente de fluxo mantida constante, e a variável de controle, fluxo ou corrente, considerada para controlar o conjugado. Se o conjugado é controlado por uma grandeza em quadratura com a grandeza de excitação, denominamos a estratégia de controle em quadratura [22]. No caso deste controle ser realizado pela frequência de escorregamento da grandeza de excitação, o denominamos de controle por escorregamento [22].

A escolha dos eixos de referência do modelo de atuação, para o cálculo dos controladores, possibilita obter uma maior ou menor complexidade, como podemos observar das tabelas 4.1, 4.2, 4.3, 4.6, 4.5 e 4.4. Um outro fator que nos leva a decidir por um ou outro eixo de referência, é o comportamento dos controladores para esse referencial. Vimos do capítulo anterior, que os controladores de corrente do tipo PI apresentam um excelente desempenho quando trabalham com sinais cc (referencial síncrono) ou

em baixa frequência (referencial rotórico), inclusive, sem que nenhum termo seja adicionado a saída do controlador para compensar a  $f_{cm}$ . Dessa forma, deve haver um compromisso entre a complexidade de implementação e o desempenho do sistema. A adoção dos referenciais síncronos ou rotóricos, para implementação das estratégias de controle é indicada, quando a complexidade das mesmas assim permitirem, tendo em vista o melhor desempenho dos controladores PI nestes referenciais, dada a frequência com que as grandezas elétricas variam nos mesmos.

Da análise dos resultados experimentais, foram caracterizadas as estratégias de controle fluxo- conjugado, do ponto de vista dinâmico, tendo sido observado um melhor desempenho das estratégias em quadratura, em resposta a transitórios de conjugado, em comparação com as estratégias por escorregamento.

Foi implementado o controle de velocidade para cada uma das estratégias de controle fluxo-conjugado apresentadas. Os resultados experimentais, referentes aos transitórios de velocidade, caracterizaram o comportamento dinâmico dos controles, desta caracterização pode-se observar um comportamento semelhante em todas as estratégias, do ponto de vista de tempo de resposta ao comando de velocidade.

## Capítulo 5

### Conclusão Geral

Este trabalho, teve por objetivo a implementação de estratégias de controle desacoplado de fluxo-conjugado para máquinas assíncronas, a partir de um sistema de acionamento digital.

As estratégias de controle foram divididas em dois grupos onde a diferença entre os mesmos é o modo como o conjugado é controlado, se pela frequência de escorregamento da variável de controle do fluxo de excitação, ou pelo controle da componente de corrente em quadratura com a variável de controle do fluxo de magnetização da máquina. A primeira, é denominada estratégia de controle por escorregamento e a segunda estratégia de controle em quadratura.

No capítulo 2, foi apresentado de forma abreviada o sistema de acionamento utilizado, tendo sido destacado cada uma das suas partes componentes. Uma especial atenção foi dada ao inversor de tensão, principalmente no tocante ao circuito de auxílio a comutação e circuito de comando de base. Ainda sobre o sistema de acionamento, foi apresentado um diagrama de blocos da placa de aquisição de dados e geração de sinais de controle. Nessa placa, estão implementadas as funções de conversão A/D, geração dos sinais de comando das chaves do inversor e leitura da palavra binária, representativa da posição angular do eixo da máquina. Todas essas funções são acessadas pela CPU, por meio de operações de escrita/leitura nos endereços correspondentes a cada

um dos dispositivos presentes na placa. No mesmo capítulo, foi apresentado um fluxograma básico, demonstrando a seqüência lógica seguida pelo programa de controle. Foi mostrado que o mesmo pode ser dividido em 4 (quatro) partes principais, onde se descreveu as funções desempenhadas pelas mesmas. Um ponto importante abordado neste instante da discussão se referia ao período de amostragem, onde mostrou-se que o mesmo deve ser sempre maior ou igual ao tempo total de execução da rotina de execução em tempo real, de modo a que não ocorra uma falha do sistema. Também, ficou patente que o sistema a controlar e a complexidade das estratégias a implementar, determinarão a carga de processamento a ser exigida da unidade de processamento de dados.

No capítulo 3, foi apresentado o modelo bifásico da máquina, utilizado para desenvolvimento das estratégias de controle. Em seguida, foram apresentadas estratégias de controle de corrente, implementadas tanto no referencial síncrono, como no estatórico. Dos resultados experimentais, ficou patente o melhor desempenho dinâmico apresentado pelo controle de corrente PI no campo, numa larga faixa de freqüência, o mesmo não ocorreu para as estratégias PI e preditiva implementadas no referencial estacionário, cujo desempenho só se aproxima do PI no campo na faixa de baixa freqüência, abaixo de 10Hz. Não foram apresentados os resultados, mas testes com os controladores no referencial estatórico, com compensação dos termos de distúrbio, ainda permanecem bastante abaixo do desempenho do PI no campo. Uma avaliação da complexidade de implementação das estratégias é levantada, a partir do número de operação matemáticas necessárias a sua implementação.

O projeto dos controladores de corrente, foi baseado num modelo de 1ª ordem da máquina assíncrona, mais um termo de perturbação ( $f_{cem}$ ). Todos os controladores são discretos, operando com período de amostragem de  $100\mu s$ . Foram apresentados dois procedimentos para obtenção dos controladores PI discretos. Um dos procedimentos é discretizar um controlador contínuo, utilizando aproximações, no caso, foi utilizada a aproximação de Tustin, por razões já apresentadas. O outro procedimento é discretizar o modelo da máquina assíncrona e a partir deste, já projetar o controlador discreto. O procedimento de projeto adotado foi o primeiro, dada a simplicidade de discretização

de um controlador PI, sem perda de desempenho, como verificado experimentalmente.

Os controladores preditivos basearam-se no modelo discreto da máquina assíncrona, obtido a partir do método de discretização de Euler de 1ª ordem. Duas variações deste tipo de controlador foram apresentadas. A primeira, em que considera-se que a  $f_{cm}$  não varia significativamente de um instante a outro de amostragem. E a segunda, em que considera-se uma rotação do vetor  $f_{cm}$ , durante um período de amostragem. Ambos demonstraram desempenho semelhante, sendo o último, no entanto, de maior complexidade.

Ainda no capítulo 3, foram apresentados métodos de geração dos sinais PWM de comando do inversor, que objetivam diminuir o conteúdo harmônico do sinal de corrente da máquina. Três experimentos foram realizados utilizando as técnicas: i) PWM regular simétrico padrão, ii) PWM regular simétrico com repetição de pulsos e iii) PWM regular simétrico com aproximação por ramo de senoide, respectivamente. Apenas em termos qualitativos, pode-se perceber a diminuição no conteúdo harmônico do sinal de corrente, obtido com a utilização de (ii) e (iii). Para justificar a diferença entre as frequências de operação do inversor, do método (i) para os demais, é discutida, no final da seção, um possível caso que poderia gerar essa situação dispar.

No capítulo 4, foram apresentadas as estratégias de controle fluxo-conjugado, onde foram implementadas aquelas vetoriais. Foram discutidos vários métodos, definidos a partir da escolha de um referencial e das variáveis de controle empregadas, bem como se o controle se daria em malha aberta de fluxo (indireto) ou malha fechada de fluxo (direto). O método direto, mostra-se, em parte, mais imune à variações paramétricas, dada a possibilidade de realimentação do fluxo. O termo "em parte", salientado acima, refere-se ao fato de que em todas as estratégias de controle direto, a estimação do fluxo é obtida a partir de modelos, que necessitam de parâmetros da máquina sob controle.

A estimação do vetor fluxo é realizada utilizando as grandezas terminais da máquina (corrente, tensão e velocidade) juntamente com o modelo e parâmetros estimados da mesma. Na seção "Estimação de Fluxo", são discutidas técnicas de obtenção do fluxo estatístico, rotórico e de entreferro. Pode-se observar, que o modelo mais simples de estimação é o que obtem o vetor fluxo estatístico, dependente apenas das correntes e



tensões de fase da máquina e de um parâmetro da máquina, sua resistência estatórica. Um inconveniente deste método é a utilização de uma integração, que em baixas velocidades, apresenta problemas de saturação por "offset". Outro problema é a variação da resistência estatórica com a temperatura, no entanto, contornável, se são previstos mecanismos de correção do seu valor "on-line".

Obtido o controle de fluxo/conjugado desacoplado, o fechamento da malha de velocidade se torna bastante simples, a saída do controlador de velocidade passa a ser a variável que controla o conjugado eletromagnético. Foi discutido, que para esse tipo de controle o melhor controlador é o PI, cujo projeto é semelhante ao dos demais controladores PI (cancelamento da constante de tempo dominante do sistema e ajuste dos ganhos pelo critério de amortecimento ótimo). Na seção referente ao controle de velocidade, discutiu-se o procedimento utilizado na determinação da constante de tempo mecânica da máquina assíncrona.

Resultados experimentais de controle de fluxo-conjugado, bem como de controle de velocidade foram apresentados. No primeiro caso, nota-se uma diferença significativa de desempenho entre as estratégias de controle por escorregamento e em quadratura, sendo que a última apresenta-se mais rápida, pelos motivos já discutidos na respectiva seção. Com o fechamento da malha de velocidade o desempenho das estratégias, se analisado segundo os tempos envolvidos nos transitórios de velocidade, indicam haver uma equivalência entre as várias estratégias, como pode-se observar dos resultados. Como no caso das estratégias de controle de corrente e fluxo-conjugado, é realizado um levantamento da complexidade de implementação de cada uma das estratégias apresentadas.

Como estudos na seqüência deste trabalho destaca-se:

- Implementação das mesmas estratégias utilizando estimação de velocidade;
- Estudo da sensibilidade paramétrica das estratégias em nível prático;
- Implementação das estratégias juntamente com mecanismos de sintonia em tempo real dos parâmetros da máquina;

- Implementação de controle de posição, com a máquina assíncrona, acionada segundo as estratégias de controle fluxo-conjugado implementadas.

# Apêndice A

## Desenvolvimento das expressões do controle preditivo de corrente

### A.1 Determinação das expressões do controlador preditivo, método II.

Subtraindo as expressões (3.41) e (3.42), abaixo repetidas, (A.1) e (A.2, respectivamente, tem-se:

$$i^s(k+1) = fi^s(k) + h[v^s(k) - e^s(k)] \quad (A.1)$$

$$[Tr]i^s(k) = f[Tr]i^s(k-1) + h[Tr][v^s(k-1) - e^s(k-1)] \quad (A.2)$$

$$i^s(k+1) - [Tr]i^s(k) = fi^s(k) - f[Tr]i^s(k-1) + h[v^s(k) - e^s(k)] - h[Tr][v^s(k-1) - e^s(k-1)] \quad (A.3)$$

substituindo  $[Tr]$  por seus termos:

$$\begin{aligned} i_{sd}^s(k+1) - \cos(\theta)i_{sd}^s(k) - \sin(\theta)i_{sq}^s(k) &= fi_{sd}^s(k) - f\cos(\theta)i_{sd}^s(k-1) - \\ & f\sin(\theta)i_{sq}^s(k-1) + hv_{sd}^s(k) - he_{sd}^s(k) - \\ & h\cos(\theta)v_{sd}^s(k-1) - h\sin(\theta)v_{sq}^s(k-1) + \\ & h[Tr]e_{sd}^s(k-1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{sq}^s(k+1) - \cos(\theta)i_{sq}^s(k) + \sin(\theta)i_{sd}^s(k) &= fi_{sq}^s(k) - f\cos(\theta)i_{sq}^s(k-1) + \\
&f\sin(\theta)i_{sd}^s(k-1) + hv_{sq}^s(k) - he_{sq}^s(k) - \\
&h\cos(\theta)v_{sq}^s(k-1) + h\sin(\theta)v_{sd}^s(k-1) + \\
&h[T_r]e_{sq}^s(k-1)
\end{aligned}$$

considerando que  $he_{sd}^s(k) = h[T_r]e_{sd}^s(k-1)$  e que  $he_{sq}^s(k) = h[T_r]e_{sq}^s(k-1)$  e observando que os mesmos possuem sinais contrários, nas expressões acima, ambos se anulam, rearranjando as expressões, tem-se:

$$\begin{aligned}
i_{sd}^s(k+1) &= fi_{sd}^s(k) + \cos(\theta)i_{sd}^s(k) + \sin(\theta)i_{sq}^s(k) - f\cos(\theta)i_{sd}^s(k-1) - \\
&f\sin(\theta)i_{sq}^s(k-1) + hv_{sd}^s(k) - h\cos(\theta)v_{sd}^s(k-1) - h\sin(\theta)v_{sq}^s(k-1)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{sq}^s(k+1) &= fi_{sq}^s(k) + \cos(\theta)i_{sq}^s(k) - \sin(\theta)i_{sd}^s(k) - f\cos(\theta)i_{sq}^s(k-1) + \\
&f\sin(\theta)i_{sd}^s(k-1) + hv_{sq}^s(k) - h\cos(\theta)v_{sq}^s(k-1) + h\sin(\theta)v_{sd}^s(k-1)
\end{aligned}$$

isolando os termos  $v_{sd}^s(k)$  e  $v_{sq}^s(k)$ , nas expressões acima, e após algumas manipulações algébricas, chega-se as expressões:

$$\begin{aligned}
v_{sd}^{s*}(k) &= \frac{1}{h}i_{sd}^{s*}(k+1) - \frac{f + \cos(\theta)}{h}i_{sd}^s(k) \\
&+ \frac{f\cos(\theta)}{h}i_{sd}^s(k-1) - \frac{\sin(\theta)}{h}i_{sq}^s(k) \\
&+ \frac{f\sin(\theta)}{h}i_{sq}^s(k-1) + \cos(\theta)v_{sd}^s(k-1) + \sin(\theta)v_{sq}^s(k-1)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{sq}^{s*}(k) &= \frac{1}{h}i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f + \cos(\theta)}{h}i_{sq}^s(k) \\
&+ \frac{f\cos(\theta)}{h}i_{sq}^s(k-1) + \frac{\sin(\theta)}{h}i_{sd}^s(k) \\
&- \frac{f\sin(\theta)}{h}i_{sd}^s(k-1) + \cos(\theta)v_{sq}^s(k-1) - \sin(\theta)v_{sd}^s(k-1)
\end{aligned}$$

que são respectivamente, as expressões (3.44) e (3.45).

## A.2 Lei de controle preditiva

### A.2.1 Sem considerar o esforço de controle

A lei de controle preditiva, sem a consideração do esforço de controle, é obtida a partir da minimização da função de custo (3.46), abaixo repetida.

$$J_1(k+1) = \frac{1}{2} [i(k+1) - i^*(k+1)]^2$$

substituindo o termo  $i(k+1)$ , por sua expressão equivalente,

$$i(k+1) = fi(k) + h[v(k) - e(k)]$$

tem-se:

$$J_1(k+1) = \frac{1}{2} [fi(k) + h[v(k) - e(k)] - i^*(k+1)]^2$$

considerando o termo  $v(k) - e(k) = u(k)$ , tem-se:

$$J_1(k+1) = \frac{1}{2} [fi(k) + hu(k) - i^*(k+1)]^2 \quad (\text{A.4})$$

Derivando a expressão (A.4) com relação a  $u(k)$ , e igualando o resultado a zero, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d[J_1(k+1)]}{d[u(k)]} &= [fi(k) + hu(k) - i^*(k+1)] h = 0 \\ u(k) &= \frac{[i^*(k+1) - fi(k)]}{h} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

onde a expressão (A.5) representa o valor de  $u(k)$ , que minimiza a função de custo  $J_1$ . A partir de (A.5), substituindo  $u(k) = v(k) - e(k)$ , determina-se as expressões dos controladores preditivo de corrente (3.38), (3.39), (3.44) e (3.45).

### A.2.2 Considerando o esforço de controle

A lei de controle preditiva, considerando o esforço de controle, é obtida a partir da minimização da função de custo (3.47), abaixo repetida.

$$J_2(k+1) = \left\{ \frac{1}{2} [i(k+1) - i^*(k+1)]^2 + \frac{\lambda}{2} u^2(k) \right\}$$

substituindo o termo  $i(k+1)$ , por sua expressão equivalente,

$$i(k+1) = fi(k) + h[v(k) - \epsilon(k)]$$

tem-se:

$$J_2(k+1) = \left\{ \frac{1}{2} [fi(k) + h[v(k) - \epsilon(k)] - i^*(k+1)]^2 + \frac{\lambda}{2} u^2(k) \right\}$$

considerando o termo  $v(k) - \epsilon(k) = u(k)$ , tem-se:

$$J_2(k+1) = \left\{ \frac{1}{2} [fi(k) + hu(k) - i^*(k+1)]^2 + \frac{\lambda}{2} u^2(k) \right\} \quad (\text{A.6})$$

Derivando a expressão (A.6) com relação a  $u(k)$ , e igualando o resultado a zero, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d[J_2(k+1)]}{d[u(k)]} &= \{ [fi(k) + hu(k) - i^*(k+1)]h + \lambda u(k) \} = 0 \\ u(k) &= \frac{h [i^*(k+1) - fi(k)]}{h^2 + \lambda} = \frac{[i^*(k+1) - fi(k)]}{\left(h + \frac{\lambda}{h}\right)} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

onde a expressão (A.7) representa o valor de  $u(k)$ , que minimiza a função de custo  $J_2$ . A partir de (A.7), substituindo  $u(k) = v(k) - \epsilon(k)$ , determina-se as expressões dos controladores preditivo de corrente (3.50), (3.51), (3.52) e (3.53).

## Apêndice B

# Esquema Elétrico/Funcionamento

### B.1 Sistema de Acionamento

#### B.1.1 Retificador Trifásico não controlado

Através de um retificador trifásico não controlado é obtida a fonte do barramento DC que alimenta o inversor fonte de tensão. O retificador é constituído por um modulo de ponte retificadora trifásica (SKD 31/12) e uma associação de capacitores, formando um banco de  $3300\mu\text{F}/500\text{V}$  DC. A estrutura é mostrada na figura B.1

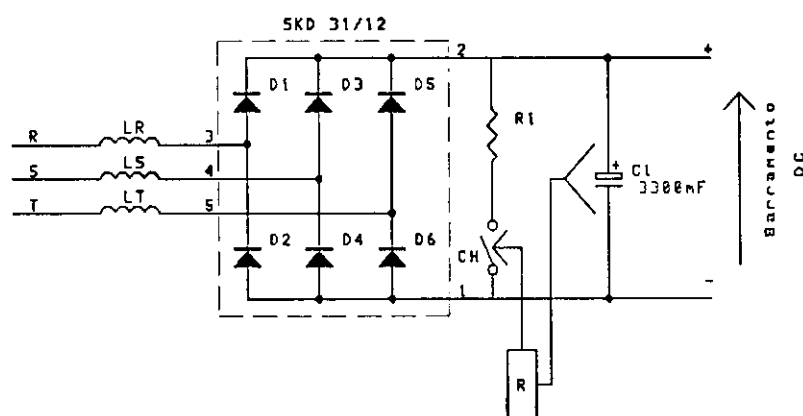


Figura B.1: Retificador + "chopper"

As indutâncias LR,LS e LT, representam indutâncias da rede de alimentação. O circuito formado pelo bloco R e pelo resistor R1 e a chave controlada CH, tem por finalidade evitar que haja uma sobretensão sobre o capacitor. Quando a tensão sobre C1 ultrapassa um valor pré-estabelecido, a chave CH é fechada, isto provoca o descarregamento do capacitor sobre R1, mantendo dessa forma a tensão sobre C1 aproximadamente constante. Uma sobretensão pode ocorrer, por exemplo, no desligamento da máquina quando a energia armazenada na mesma seria dissipada sobre R1, o circuito acima é comumente denominado de "chopper". O bloco R é formado por um circuito de medição de tensão que comanda o circuito de acionamento de CH.

### B.1.2 Inversor Trifásico

O inversor trifásico é um dos mais importantes subsistemas que compoem o sistema de acionamento, pois é dele que partirá a alimentação da máquina. A característica principal do inversor é que com um controle apropriado de suas chaves é possível fornecer à máquina uma onda de tensão, de amplitude e frequência variável, dentro de uma determinada faixa, essa característica o torna indicado em aplicações de acionamento.

#### Inversor Trifásico a TJB

Com o avanço tecnologico na área de semicondutores de potência, já são disponíveis transistores do tipo TJB com capacidade de operação em baixas e médias potências. Isso possibilitou um grande salto na área da Eletrônica Industrial, pois o emprego desses dispositivos em aplicações de chaveamento, contribuil para a diminuição da complexidade dos circuitos até então existentes, que utilizam o tiristor como dispositivo de chaveamento. As principais vantagens do uso de transistores são:

- Maior facilidade de comando;
- Eliminação dos circuitos de comutação forçada, necessários em inversores a tiristor;



- Operação em frequência de comutação mais elevada, o que permite uma maior redução dos harmônicos de baixa ordem;
- Melhoria da resposta transitória do inversor.

Um transistor pode operar em três regiões denominadas região de corte, região linear e região de saturação. Nas aplicações em inversores os mesmos operam apenas no corte ou na saturação (quase saturação). Esse funcionamento pode ser visto como o de uma chave ora ligada ora desligada, é em alusão a esse fato que usamos expressões do tipo "as chaves que formam o inversor", quando queremos nos referir aos transistores. Características de sinais de comando de base, respectivos circuitos, bem como gráficos e comentários sobre a resposta dos TJBs de potência, são encontrados em [8]. Associado a cada transistor do inversor há um diodo de roda livre, conectado em antiparalelo, cuja função é fornecer um caminho alternativo para a corrente quando ocorre o bloqueio do transistor, fato muito comum quando opera-se com carga indutiva. Há também associado um circuito de auxílio a comutação, (CAC) [8]. Sua função básica é reduzir a dissipação de potência associada ao processo de chaveamento do transistor. O princípio básico é a colocação de um capacitor em paralelo com o transistor para limitar a taxa de crescimento da tensão ( $dv/dt$ ) sobre o dispositivo, reduzindo as perdas de comutação do estado de condução ao estado de bloqueio, e a colocação de um indutor em série com o dispositivo, limitando a taxa de crescimento da corrente ( $di/dt$ ), diminuindo as perdas na transição do estado de bloqueio ao estado de condução. Em ambos os casos, a energia armazenada nos elementos reativos é transferida a elementos dissipativos durante sua descarga.

A figura B.2 mostra o circuito de comando e CAC de um dos transistores do inversor

A cada chave está associado um circuito semelhante ao mostrado na figura B.2. A alimentação dos mesmos é feita de forma independente por uma fonte chaveada com tensão de saída de  $\pm 7.5$  V.

Descrição do Funcionamento do Circuito de Acionamento dos Transistores

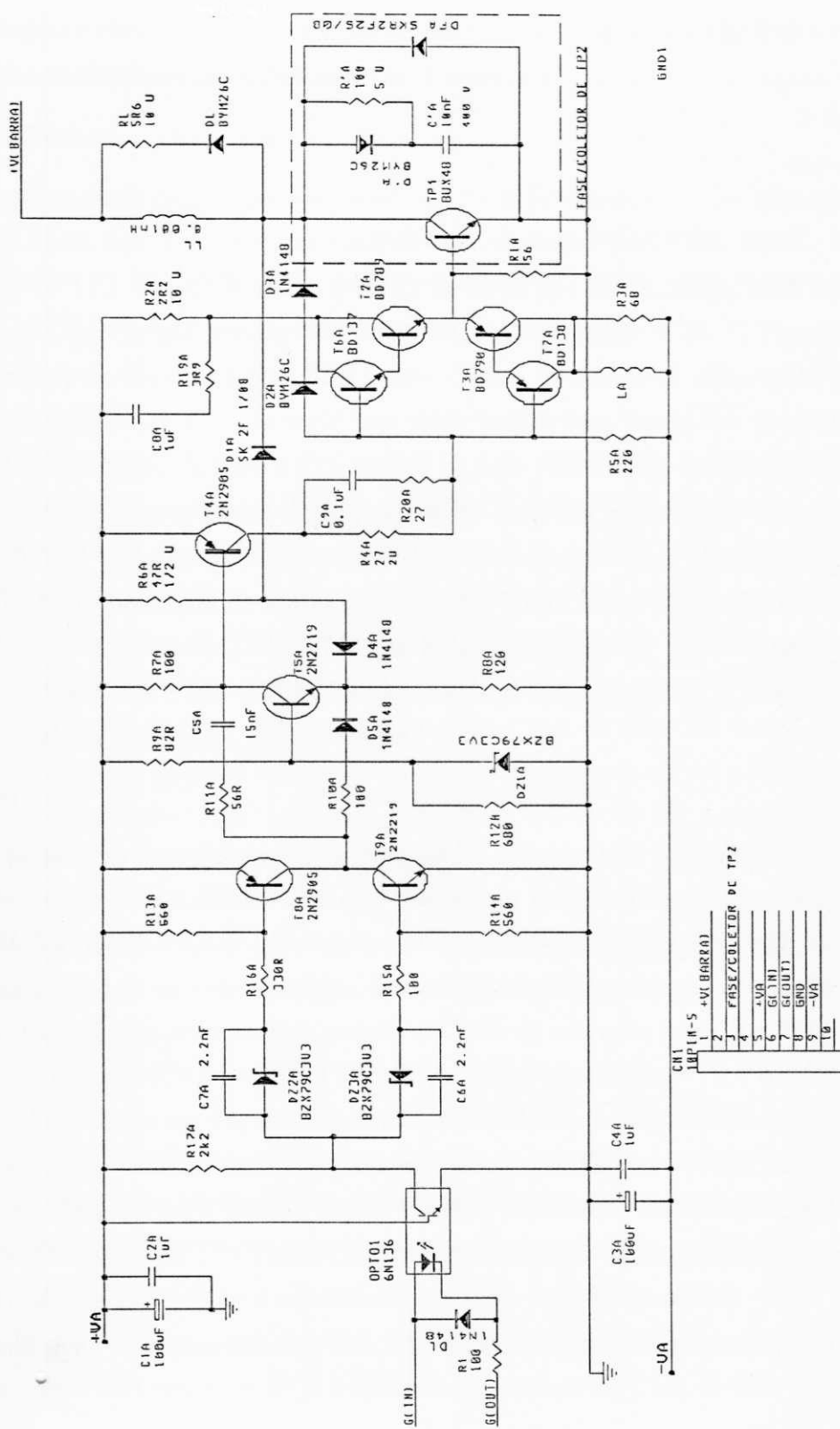


Figura B.2: "Driver" dos transistores de potência

Os sinais que chegam ao optoacoplador são pulsos no padrão TTL. A descrição será realizada considerando um pulso positivo, 1 lógico e um pulso zero, 0 lógico.

#### Pulso Positivo

Um pulso positivo no optoacoplador, excita o fototransistor, polarizando-o diretamente, dessa forma cria-se um caminho de condução por T8A, R16A, DZ2A. A condução de T8A cria uma malha fechada formada por R11A, C5A, R7A permitindo a dissipação de energia armazenada em C5A sobre R11A e R7A. O transistor T8A conduzindo, polariza diretamente D5A, isso eleva o potencial no emissor de T5A para aproximadamente 4.0 V. Com o emissor nesse potencial o transistor bloqueia, pois a tensão de polarização da base é fixa em 3.3 V, pelo diodo zener DZ1A. Com isto T4A é bloqueado, visto que à base deste passa a ser aplicada uma tensão de aproximadamente 7.5 V, e trata-se de um transistor PNP. O bloqueio de T4A impõe as bases de T6A e T7A um potencial de aproximadamente -7.5 V. Nessa condição T6A bloqueia, produzindo o bloqueio de T2A, T7A, por outro lado, conduz, permitindo a condução de T3A, dessa forma é aplicado a base do transistor de potência do inversor, TP1, uma tensão negativa, conclusão: TP1 bloqueia.

#### Pulso Zero

Um pulso zero na entrada do optoacoplador não excita o fototransistor, esse portanto fica bloqueado. Nessa situação cria-se um caminho de condução por R17A, DZ3A, R15A, R14A e T9A. Nesse caso a junção base-emissor de T9A está diretamente polarizada, logo, o transistor conduz. A condução de T9A produz a condução imediata de T4A. Com T4A conduzindo é gerado um pico de corrente por C9A, R4A e R20A, essa corrente é aplicada a base de T6A e T7A, T7A é bloqueado e T6A conduz, T6A ao conduzir, leva T2A a condução, este conduzindo polariza a junção base-emissor de TP1 positivamente, o sinal de corrente presente na base de TP1 apresenta um pico inicial, gerado por C8A, R19A e R2A, e depois torna-se constante, dessa forma, TP1 passa a conduzir. O transistor T5A também entra em condução, mantendo assim a condução de T4A, mesmo depois que o caminho original de condução emissor - base de T4A é bloqueado pelo carregamento de C5A. Com TP1 em condução, o seu potencial Vce, menos a queda de tensão em D1A é aplicado ao emissor de T5A, se essa tensão atinge

um nível superior a tensão dada por DZ1A, menos a queda de tensão base-emissor do mesmo, o transistor bloqueia. O bloqueio de T5A leva ao bloqueio de T4A, isso por sua vez leva ao bloqueio de T6A, T2A e consequentemente de TP1, já que agora quem estará em condução serão T7A e T3A, polarizando a junção base-emissor de TP1 reversamente. Essa operação de bloqueio, acima descrita, faz parte da ação de proteção contra sobrecorrente da chave do inversor. O nível de corrente no qual deve atuar a proteção é ajustado via diodo zener DZ1A. A escolha do zener deve ser feita observando qual o nível da tensão Vce atingido para o nível de corrente desejado, do transistor em uso. Quando ocorre o bloqueio de TP1, D1A também bloqueia, nesse instante o potencial no emissor de T5A passa de próximo a Vce para algo em torno de 5.0 V, o que vem a manter o bloqueio. Mesmo que T9A ainda esteja com a junção base-emissor diretamente polarizada, ou seja sinal zero no opto, não há como ocorrer condução, pois com T5A bloqueado o outro caminho para condução de corrente por T4A é via o capacitor C5A, que nesse instante encontra-se carregado e com tensão igual a tensão do emissor de T4A. O circuito permanecerá assim até ocorrer um novo pulso positivo do sinal de "gate" (entrada do opto), quando então, como já visto, o capacitor será descarregado em R7A e R11A. Quando o próximo pulso zero chegar, o caminho de corrente para que T4A conduza, e daí também T5A, estará livre, pois C5A nesse instante estará descarregado.

#### Descrição do funcionamento do CAC

A descrição do funcionamento do CAC se dará em duas etapas. Primeiro considerando a comutação de condução para o bloqueio e depois do bloqueio a condução.

#### Comutação Condução para Bloqueio

Supondo que estamos alimentando uma carga indutiva e que TP1 está em condução, ao bloquearmos TP1 a corrente tende a circular no mesmo sentido e com mesma intensidade, o caminho que ela seguirá inicialmente é por DA e CA, assim sendo, o capacitor limitará a taxa de crescimento da tensão sobre TP1, com isso, a perda associada a comutação é diminuída. Quando a tensão no capacitor atingir a tensão do barramento a condução de corrente se transferirá para o diodo de roda livre, DFA, da chave inferior, até que esta venha a conduzir. Quando TP1 é de novo gatilhado e conduz, a carga

armazenada em CA descarrega pelo transistor e por RA onde a energia é dissipada.

#### Comutação Bloqueio para Condução

Para evitar que haja uma taxa de crescimento de corrente muito alta, quando da comutação de bloqueio para condução de TP1, o que poderia levar a danificação da chave, é associada a mesma uma indutância em série LL, que limitará a taxa de crescimento da corrente. Quando o caminho de corrente é bloqueado a energia armazenada na indutância LL é dissipada sobre RL via DL.

### B.1.3 Placa de Transdutores

#### Medição de Corrente

Os conversores A/D apresentam um limite máximo do nível de tensão em sua entrada igual a  $\pm 5.0V$ , por isso, o resistor R9, mostrado na figura B.3, foi escolhido em  $47R$ , com esse valor, na máxima corrente de circulação das chaves do inversor, o nível de tensão na saída do operacional não ultrapassará a faixa de  $\pm 5.0 V$  permitida pelo conversor. O funcionamento do circuito é simples, o sensor de efeito Hall funciona como uma fonte de corrente variável. A corrente de saída do sensor passa por um resistor criando um potencial  $V_i$ , que é obtido na saída do operacional, que está configurado como um "buffer".

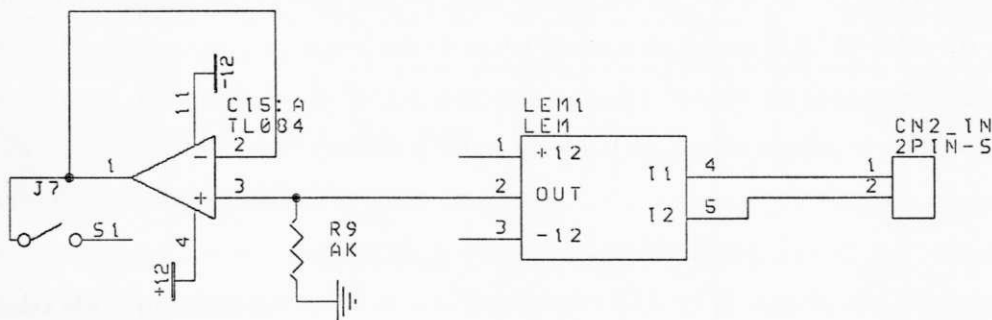


Figura B.3: Circuito para medição de corrente

## Medição de Tensão

Algumas estratégias de controle necessitam de informação a respeito da tensão de fase da máquina, a medição desta se dá através do circuito mostrado na figura B.4.

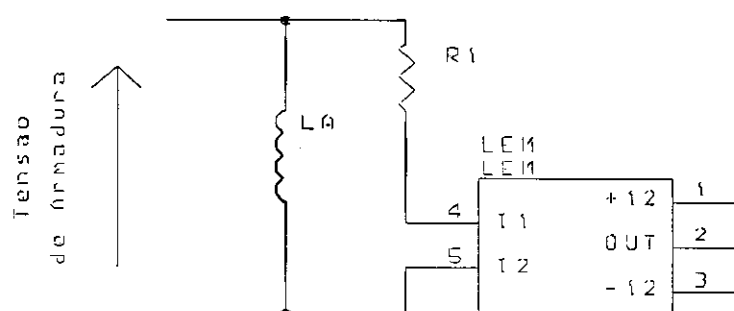


Figura B.4: Circuito para medição de tensão

Sendo LA um dos enrolamentos da máquina, em paralelo ao mesmo é montada uma estrutura formada por um resistor e um sensor de efeito Hall enrolado com um número apropriado de voltas. O resistor é escolhido de forma a que o ramo em paralelo com a bobina drene a menor corrente possível. O circuito nada mais faz do que converter tensão em corrente, que é medida via sensor. Como o nível dessa corrente é baixo, são necessárias várias espiras em torno do sensor de corrente de forma a obter uma relação de transformação a maior possível, no nosso caso foram enroladas 200 espiras o que elevou a relação de transformação para aproximadamente 5:1. O sinal de corrente gerado da forma acima, passa por um circuito como o da figura B.3. O valor do resistor R9, nesse caso, é calculado de forma que sob a maior tensão de fase possível, o sinal de saída do operacional não exceda a faixa de  $\pm 5.0$  V, assim sendo, o valor de R9 foi escolhido como sendo 470R.

## Medição de Velocidade

Na figura B.5 é mostrado o circuito que recebe um sinal qualquer de tensão a ser medido, a fonte desse sinal pode ser, por exemplo, o sinal de velocidade gerado por um tacogerador. Nada mais é que um circuito atenuador/amplificador, dependendo

da relação  $P1/RA$ . Como já dito anteriormente, qualquer informação representada por um sinal de tensão poderá ser medido via esse circuito.

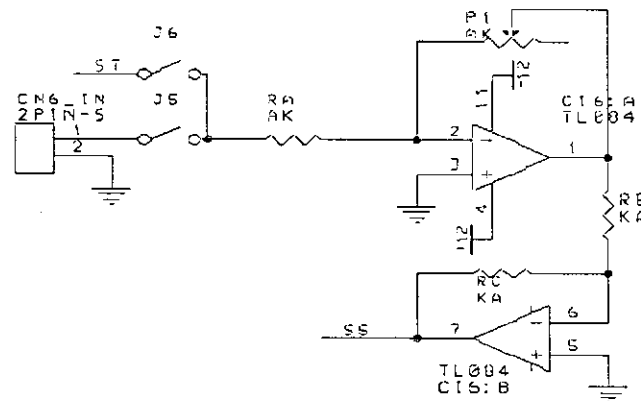


Figura B.5: Medição de um sinal de tensão qualquer

### Geração de Atraso e Inibição dos Sinais de Gatilho

O sinal input, é um sinal padrão TTL, e que representa os sinais de gatilho para as chaves do inversor. Quando ocorre uma transição positiva desse sinal, o caminho de condução se dá pelo circuito RC (no circuito mostrado na figura B.6, por  $R1, C1$  ou por  $R2, C2$  no caso complementar), com a tensão sobre o capacitor dada por  $v_c = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$ , onde  $RC$  representa a constante de tempo do circuito Resistor-Capacitor e  $E$  representa o nível de tensão de saída, para o 1 lógico, de um dispositivo TTL, aproximadamente 4.0 V. O nível de tensão sobre o capacitor é a entrada para o "schmitt-trigger", cujos patamares de transição são, na borda de subida 1.7 V e na borda de descida 0.9 V. Quando a tensão no capacitor atinge 1.7 V o sinal na saída do "schmitt-trigger", vai para zero, o capacitor atinge 1.7V após um certo tempo, o qual corresponde ao atraso desejado entre os sinais GB1 e GA1. Quando ocorre uma transição negativa, o capacitor será descarregado via o diodo (D1 ou D2 no caso complementar), um caminho de baixa impedância, que conseqüentemente fará com que a mudança na saída do "schmitt-trigger" se dê quase simultaneamente a transição do sinal input. Portanto, só ocorre atraso na transição positiva do sinal input. Há três

circuitos similares ao mostrado na figura B.6, na placa de transdutores, responsáveis pela geração dos seis sinais de comando, com respectivos atrasos.

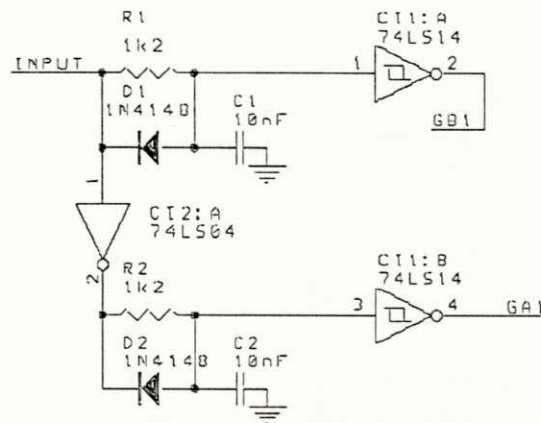


Figura B.6: Circuito de atraso das chaves

O circuito de inibição dos sinais das chaves é mostrado na figura B.7. Nele, observa-se que os seis sinais de comando passam por portas OR, tendo uma de suas entradas, a E, controlada pelo sinal PPL2 proveniente da placa de aquisição. Com o sinal PPL2 em zero, o transistor T1 estará bloqueado e o sinal E será setado, o que leva à inibição de todos os sinais das chaves. Quando o sinal PPL2 assume um lógico, o transistor T1 conduz, sinal E resetado, e todos os sinais das chaves são liberados.

### Sinal de Calibração

A figura B.8 mostra o esquema do circuito de calibração, este consiste de um operacional ligado de forma a oscilar entre os níveis + e - da sua alimentação. Através dos diodos zener DZ1 e DZ2 ligados da forma mostrada, limitamos o nível do sinal de saída do circuito em  $\pm 3.3V$ . Através dos contatos, "straps". J1, J2, J3, J4, e J6, fechados e mantendo seus respectivos pares J7, J8, J9, J10 e J5, que conectam os sinais medidos aos conversores, abertos, é enviado aos conversores A/D a onda quadrada de calibração.



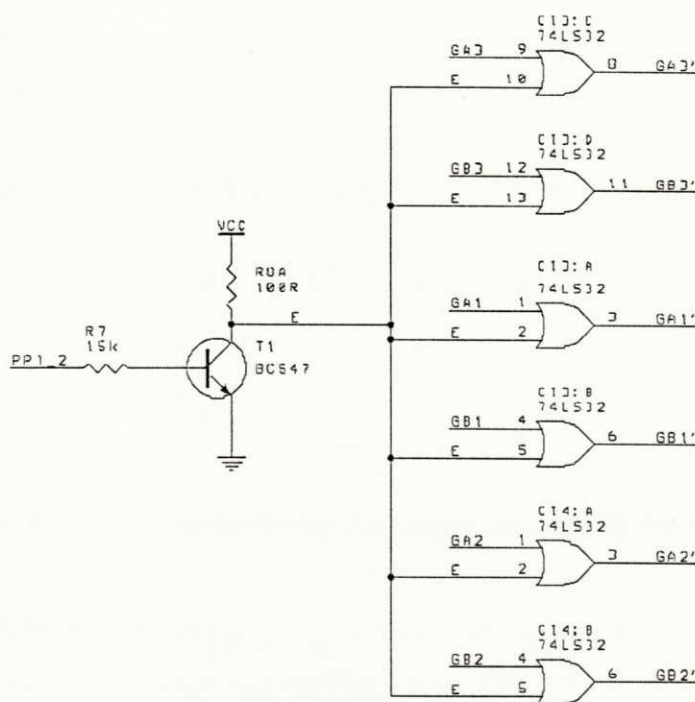


Figura B.7: Circuito de inibição dos sinais de comando

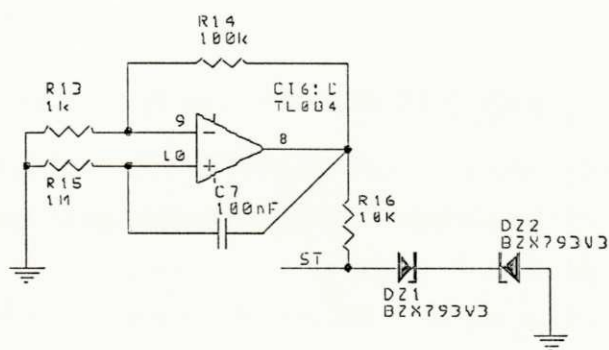


Figura B.8: Circuito de calibração

### Limitação do Nível dos Sinais

Para garantir que os sinais não violarão os limites impostos pelo conversor A/D, além das precauções tomadas quando do dimensionamento dos circuitos de medição, também foi prevista uma proteção extra, obtida a partir do circuito mostrado na figura B.9, onde podemos notar que o nível dos sinais  $Sx^*$ , nunca ultrapassarão a  $\pm 5.0V$ .

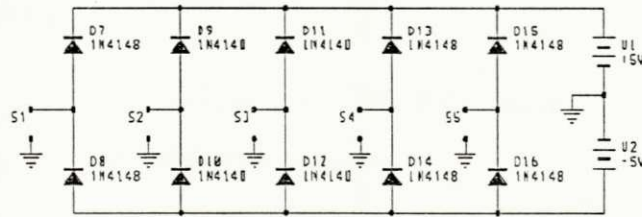


Figura B.9: Circuito limitador da tensão de entrada dos CAD's

\*canais s1, s2, s3, s4, s5

### B.1.4 Placa de aquisição de dados

Endereço de acesso aos dispositivos da placa de aquisição, tendo como base, o endereço 100h

- Conversor A/D 1
  - Palavra para início de conversão 100h IOW Ativo
    - \* 2 "bits" LSB 101h IOR Ativo
    - \* 8 "bits" MSB 102h IOR Ativo
- Conversor A/D 2
  - Palavra para início de conversão 100h IOW Ativo
    - \* 2 "bits" LSB 105h IOR Ativo
    - \* 8 "bits" MSB 106h IOR Ativo

- Conversor A/D 3
  - Palavra para início de conversão 100h IOW Ativo
    - \* 2 "bits" LSB 111h IOR Ativo
    - \* 8 "bits" MSB 112h IOR Ativo
  
- Conversor A/D 4
  - Palavra para início de conversão 100h IOW Ativo
    - \* 2 "bits" LSB 115h IOR Ativo
    - \* 8 "bits" MSB 116h IOR Ativo
  
- Conversor A/D 5
  - Palavra para início de conversão 100h IOW Ativo
    - \* 2 "bits" LSB 119h IOR Ativo
    - \* 8 "bits" MSB 11Ah IOR Ativo
  
- PPI
  - Porta A 108h IOR/IOW Ativo
  - Porta B 109h IOR/IOW Ativo
  - Porta C 10Ah IOR/IOW Ativo
  - Palavra de Controle 10Bh IOW Ativo
  
- "timer" 1
  - Palavra de Controle 10Ch IOW Ativo
  - Contador 0 10Dh IOW Ativo
  - Contador 1 10Eh IOW Ativo
  - Contador 2 10Fh IOW Ativo

- "timer" 2
  - Palavra de Controle 11Ch IOW Ativo
  - Contador 0 11Dh IOW Ativo
  - Contador 1 11Eh IOW Ativo
  - Contador 2 11Fh IOW Ativo
  
- Conversor D/A 1
  - Escrever 8 "bits" MSB 110h IOW Ativo
  - Escrever 2 "bits" LSB 111h IOW Ativo
  
- Conversor D/A 2
  - Escrever 8 "bits" MSB 104h IOW Ativo
  - Escrever 2 "bits" LSB 105h IOW Ativo
  
- Conversor D/A 3
  - Escrever 8 "bits" MSB 114h IOW Ativo
  - Escrever 2 "bits" LSB 115h IOW Ativo
  
- Conversor D/A 4
  - Escrever 8 "bits" MSB 118h IOW Ativo
  - Escrever 2 "bits" LSB 119h IOW Ativo

### Circuito de Seleção e Controle

O diagrama elétrico do circuito de seleção e controle é mostrado na figura B.10. O decodificador de área é implementado com os CI2 e CI3, dois comparadores de magnitude de 4 "bits", com as entradas A1,..., A4 e B1, ..., B4, fornecendo a indicação de sua

grandeza relativa através das saídas,  $A=B$ ,  $A>B$  e  $A<B$ . Os comparadores são ligados em série, de modo a formar um comparador de 8 "bits". As linhas de endereço A5,..., A9 são comparadas com o endereço fixado pelas chaves de seleção ("dip switches"), e a linha AEN é comparada com um nível baixo 0 fixado em uma das entradas do CI3 (B1), isto é, do comparador de magnitude. Dessa forma, quando as linhas de endereço, A5,...,A9, forem iguais ao endereço fixado pelas chaves "dip switches" e a linha de AEN for para nível baixo 0 a saída  $A=B$  do CI3 vai para nível alto 1, e habilitará o CI6, ou seja, o decodificador de periférico. O decodificador de periférico é implementado com o CI6 que possui 3 entradas habilitadoras. Duas dessas, entradas E1 e E2, são ativadas em nível baixo 0, enquanto a terceira, E3, em nível alto 1. As entradas A, B e C são conectadas as linhas de endereço A2, A3 e A4, a combinação binária destas, determinará qual periférico deverá ser ativado, quando se faz um acesso a placa. No diagrama, observamos que as entradas E1 e E2 do CI6, são ligadas diretamente ao GND, e a entrada E3 é conectada a saída do decodificador de área, saída  $A=B$  do CI3, quando o sinal  $A=B$  está alto 1, então o CI6 estará habilitado. O "buffer" de dados é implementado com o CI1, que possui controle de três estados, sinal E, ativo em nível baixo 0, e uma entrada de controle de direção, sinal DIR, ativa em nível baixo 0. O barramento de dados proveniente do conector de expansão do microcomputador é conectado ao CI1, que protege o barramento de dados do microcomputador e supre a corrente necessária para conexão dos periféricos. A lógica de controle é implementada com o CI5, que contém 4 portas NANDs de duas entradas. As portas CI5:A e CI5:B, formam a lógica de controle, operando da seguinte maneira: quando um dispositivo de I/O for endereçado corretamente e a linha DIOW ou DIOR for ativada, o "buffer" de dados será habilitado. A linha DIOR é conectado a entrada de direção (DIR) que determina a direção do fluxo de dados. Quando a linha DIOR for ativada o "buffer" de dados é habilitado como saída de dados, caso contrário o "buffer" de dados é habilitado como entrada de dados, desde que DIOW esteja ativado. O "buffer" de controle é implementado com o CI4, um "buffer" de 8 vias com entrada de três estados. Essas 8 vias são divididas em 2 grupos de 4, com entrada de habilitação para cada um dos grupos, entradas G1 e G2. Tais entradas são ativas em nível baixo e foram, no circuito, diretamente ligadas ao GND, assim o "buffer" de controle permanece sempre ativo e

os sinais de controle IOW, IOR, RSTDRV, A0, A1 e AEN ficam disponíveis na saída para controlar os periféricos, sinais DIOR, DIOW, DRSTDRV, DA0, DA1 E DAEN.

### Conversores A/D e Filtros

Um bloco básico do circuito de conversão, constituído de um conversor A/D (CI AD573 ), um amplificador de amostragem e retenção S/H "Sample-and-Hold" (CI AD582 ), circuito de controle e circuito de filtro, é mostrado na figura B.11.

#### Funcionamento

O pulso de início de conversão é enviado ao conversor (sinal START) através de um "flip-flop" D, que é setado quando o microcomputador faz uma operação de escrita no endereço reservado para início de conversão, endereço 100h. O mesmo é resetado na borda de subida do sinal de fim de conversão (sinal DTArdy ), que é conectado a entrada de "clock". Como a entrada D do "flip-flop" está conectada ao terra, ao ocorrer o pulso de "clock" o 0 lógico da entrada é transferido para a saída. A necessidade de usar um "flip-flop" para gerar o sinal de início de conversão, dá-se pelo fato de que a instrução de escrita do microcomputador não gera um pulso de largura (diga-se tempo) suficiente para ser considerado como pulso de início de conversão. O AD573 necessita de um pulso de largura mínima de 500 ns para iniciar uma conversão. Ao finalizar a conversão os dados estão disponíveis no barramento de dados para serem lidos pelo microcomputador, o tempo do início da conversão até a disponibilidade de dados para leitura é de no máximo 30 $\mu$ s, que é o tempo máximo de conversão do AD573. Isso indica que um atraso deve ser providenciado, a nível de software, entre os comandos de iniciar conversão e de leitura dos dados, da ordem do tempo de conversão. O circuito de controle de leitura é implementado com portas OR, formando um decodificador que habilita o "byte" LBE/HBE de acordo com o endereço selecionado. Como é utilizado um barramento de dados de 8 "bits", o que nos obriga a multiplexar as vias 1, 2, 3 e 4 do conversor A/D, o processo de leitura dos "bytes" HBE e LBE é feito separadamente. A lógica foi organizada de tal forma que através de um operação de leitura via instrução (INPORT endereço ), cujo resultado é a leitura de uma palavra de 16 "bits", acessando

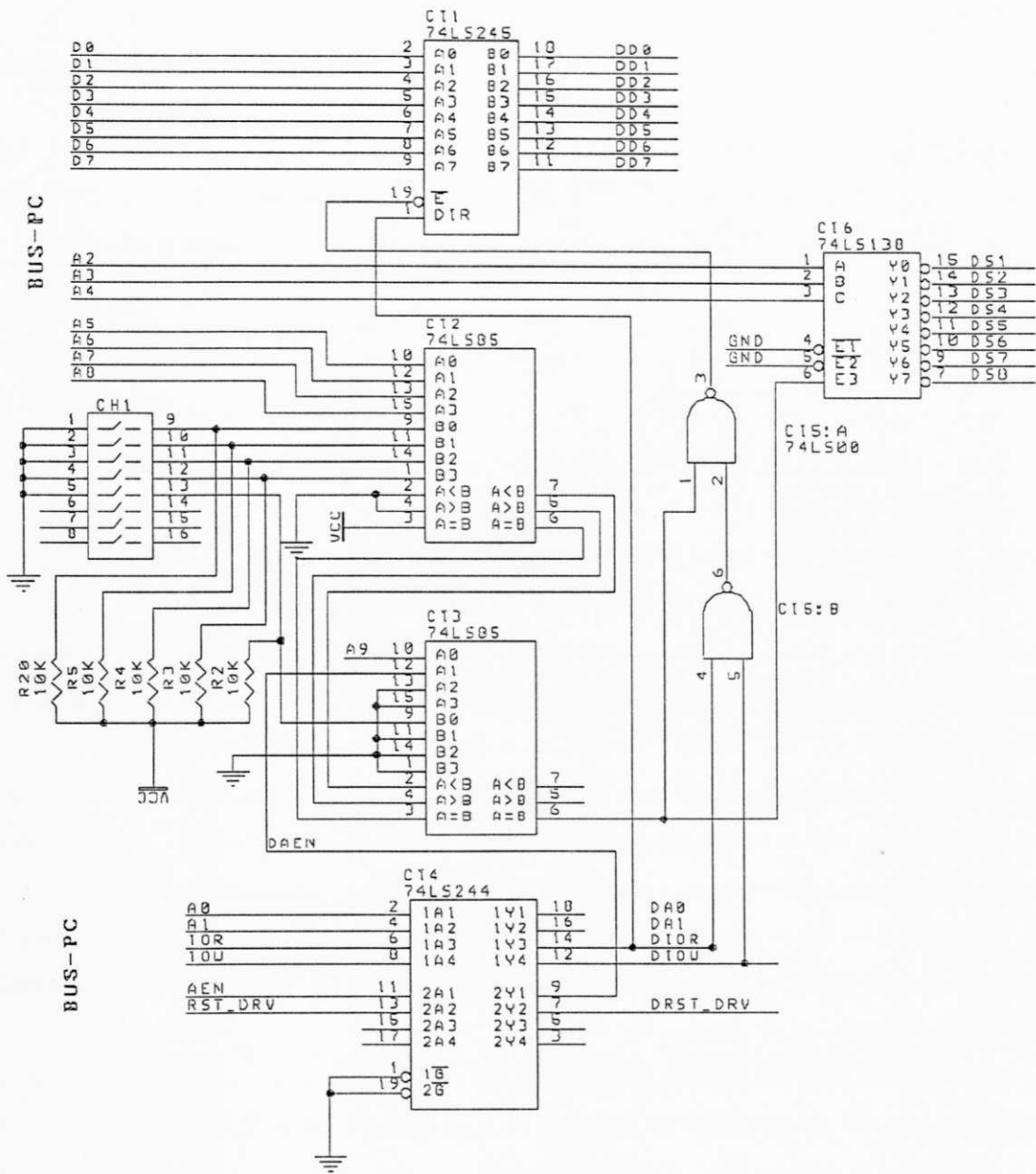


Figura B.10: Circuito de seleção

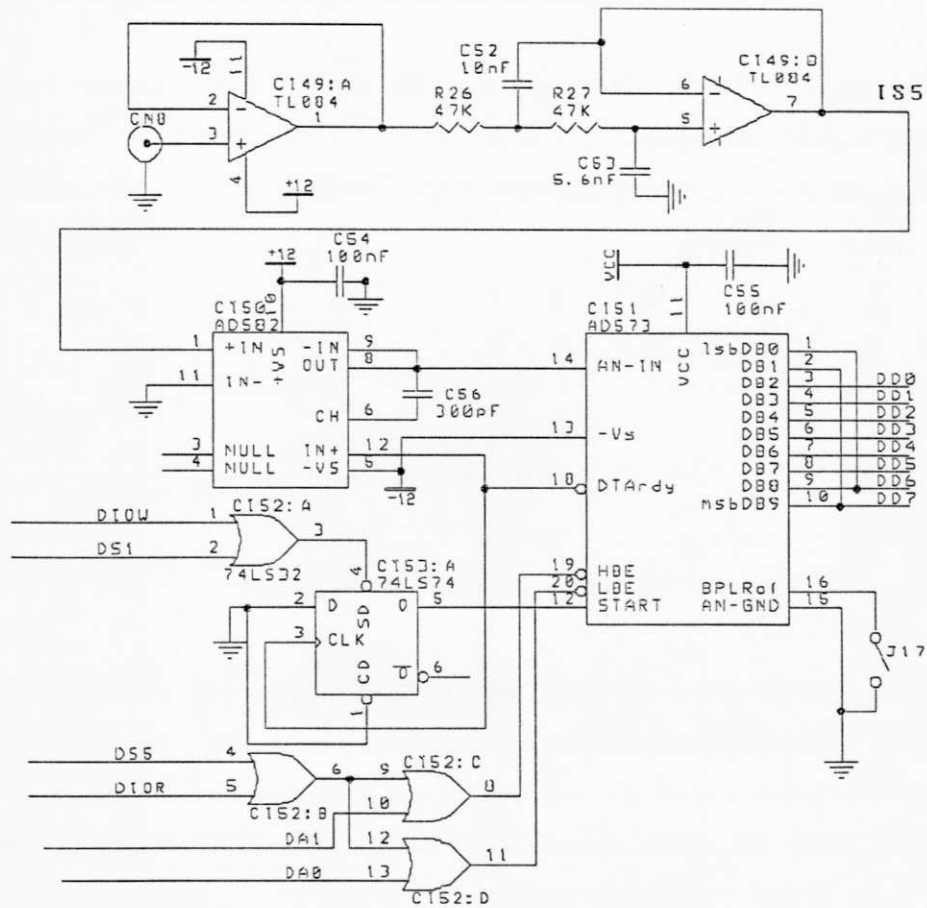


Figura B.11: Conversor A/D + Filtro+ "Sample-and-Hold"



de 8 em 8 "bits", a palavra formada ao agruparmos os dois "bytes" terá o formato mostrado na tabela B.1.

Palavra de Dados														
D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2		D1	D0	X	X	X	X

Tabela B.1: Palavra de dados da conversão A/D

Durante a conversão é necessário que o sinal na entrada (AN - IN) do AD573 seja mantida estável. O responsável por essa tarefa é o dispositivo "Sample-and-Hold", operando no modo "Track-and-Hold", cujo esquemático para efeito de explicação é mostrado na figura B.12.

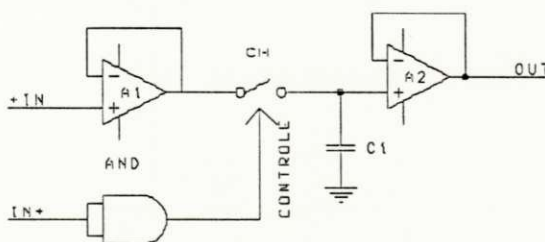


Figura B.12: "Sample-and-Hold"

O sinal de entrada  $IN+$  é aplicado a entrada não inversora do amplificador A1, este atua como um "buffer", logo a tensão de saída é aproximadamente igual a tensão de entrada  $IN+$ . A chave CH é controlada por nível lógico. Quando a chave estiver fechada, o capacitor seguirá a tensão do sinal de entrada  $IN+$ . Uma vez que o amplificador operacional A2 também está configurado do como um "buffer", a tensão na sua saída é um espelho da tensão sobre o capacitor C. Quando a chave abre, o capacitor retém sua carga. Idealmente a saída se mantém no valor de  $IN+$ . Se a tensão de entrada variar rapidamente enquanto a chave estiver fechada, o capacitor poderá segui-lá visto a constante de tempo do mesmo ser pequena. Se a chave for aberta subitamente, a tensão no capacitor representará uma amostra da tensão de entrada no instante em que foi aberta. Dessa forma o capacitor reterá essa tensão, amostra, até a chave ser novamente fechada, quando voltará a seguir a tensão de entrada. O funcionamento do

"Sample-and-Hold" (AD582) é comandado pelo sinal (DTArdy) de fim de conversão do AD573, o qual controla o estado da chave CH. Quando (DTArdy) vai para nível alto o SAH ("Sample - And - Hold") é colocado no modo de retenção, chave aberta, e quando vai para nível baixo, indicando fim de conversão, o SAH é colocado no modo de amostragem, chave fechada. Os conversores podem operar no modo Bipolar ou Unipolar, conforme o estado do pino BPLRof do AD573, sendo aterrado, o conversor opera no modo bipolar, caso contrário, no modo unipolar. O modo de operação é selecionado por jumpers como mostra a tabela B.2.

Modo de Operação	J <sub>1</sub> ,J <sub>2</sub> ,J <sub>3</sub> ,J <sub>4</sub> ,J <sub>17</sub>
Unipolar	Aberto
Bipolar	Fechado

Tabela B.2: Modo de operação do conversor A/D

### Conversor D/A

A conversão Digital/Analógico, D/A, foi implementada com CIs DAC1008 da National. Trata-se de um conversor de 10 "bits", com "buffer" duplo, tempo de acomodação típico de 500 ns e uma precisão de  $\pm 1/2$  LSB. A célula básica, mostrada na figura B.13, é formada por um DAC1008, amplificadores operacionais e uma fonte de tensão de referência.

#### Funcionamento

O DAC1008 foi configurado para operar pelo método de chaveamento de corrente. Neste modo de operação, ambas as saídas de corrente do DAC1008, (Iout1 e Iout2), deverão ser mantidas com 0 Vdc. Para operar no modo unipolar é necessário adicionar um amplificador operacional externo, que funciona como conversor corrente/tensão, e utilizar o resistor de realimentação interno, pino Rfb, que determina o valor da tensão de saída, como mostra a figura B.14.

O resistor de realimentação interno,  $R_{fb}$ , é conectado a saída do amplificador operacional A1 e a entrada negativa do mesmo, dessa forma, a corrente na entrada inversora

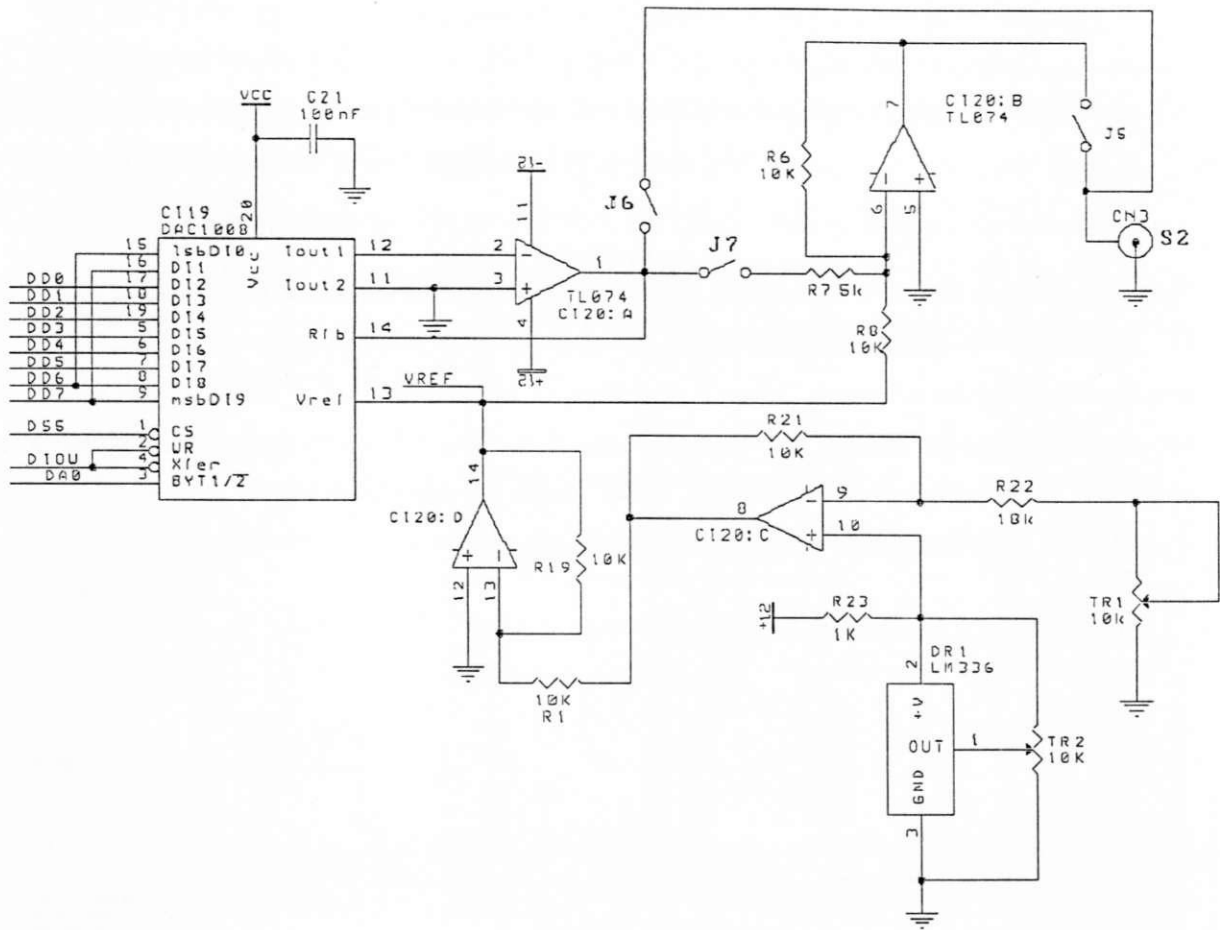


Figura B.13: Conversor D/A

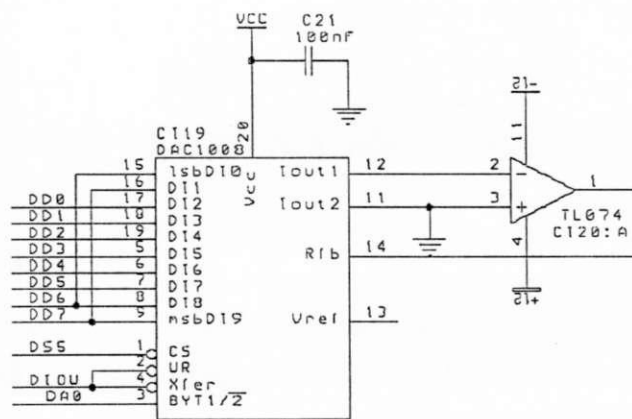


Figura B.14: Conversor D/A, operando no modo unipolar

sofre a ação da realimentação negativa do amplificador operacional A1 que manterá a entrada negativa no mesmo potencial da entrada positiva que está aterrada, ou seja, 0 Vdc, e fazendo com que a corrente seja desviada através do resistor de realimentação. Logo, a tensão na saída do operacional será dada por

$$V_{out1} = -(I_{out} * R_{fb})$$

A polaridade da tensão de saída dependerá da direção do fluxo de corrente através do resistor de realimentação, que depende da polaridade da tensão de referência. O modo de operação por chaveamento de corrente bipolar, requer a adição de mais um amplificador operacional, A2, com a função de somador e para manter a tensão de referência fixa, como mostrado na figura B.15. O amplificador operacional A2 soma a tensão de referência com a tensão de saída do amplificador operacional A1, ( $V_{out1}$ ), donde temos:

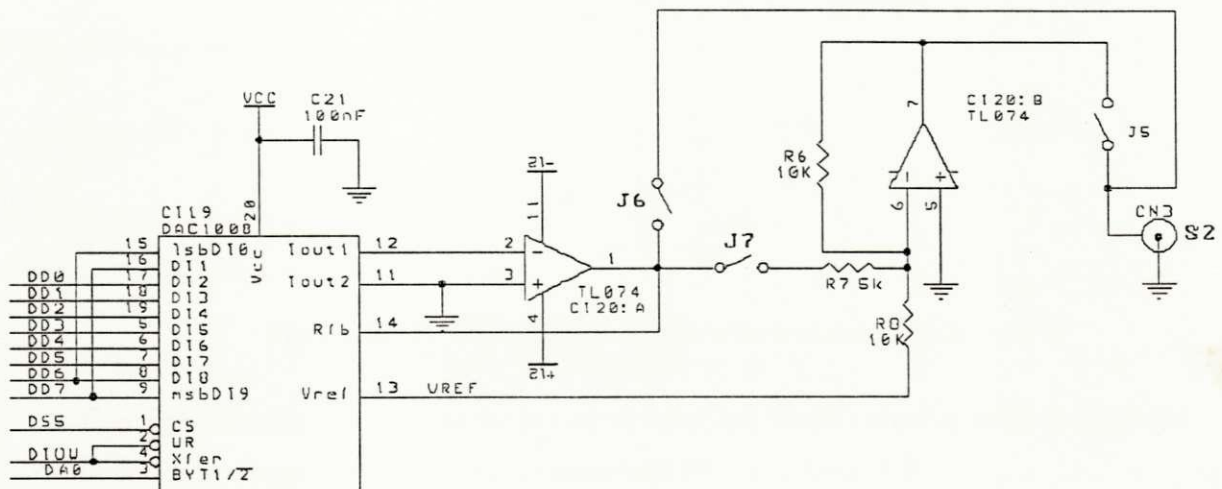


Figura B.15: Conversor D/A, operando no modo bipolar

$$V_{out2} = 2V_{out1} \pm V_{ref}$$

A tensão de saída,  $V_{out1}$ , varia de acordo com a palavra binária programada no conversor D/A, CDA, que pode variar de 000h a 3FFh, portanto, a tensão de saída  $V_{out1}$  variará de 0 Vdc a  $V_{ref}$  ( $1023/1024$ ) para o modo unipolar, já no modo bipolar a mesma variará de  $(-512/1024)V_{ref}$  a  $(511/1024)V_{ref}$ , como demonstra a expressão de  $V_{out2}$ . A

tensão de referência determina a precisão dos sinais analógicos, portanto deve ser bem precisa e bem estável. Para atender a essas premissas, a fonte da tensão de referência foi implementada a partir de um regulador de precisão de 2.5 V, LM336, dispositivo que dispõe de compensação de temperatura. A tensão do regulador é invertida e amplificada para obter a tensão de referência de -5.0 V que alimenta o DAC1008. Os quatro conversores D/A implementados, compartilham a mesma fonte de tensão de referência, o que nos permite obter uma uniformidade quanto aos sinais gerados, para um mesma palavra binária, em qualquer dos conversores. O circuito é mostrado na figura B.16.

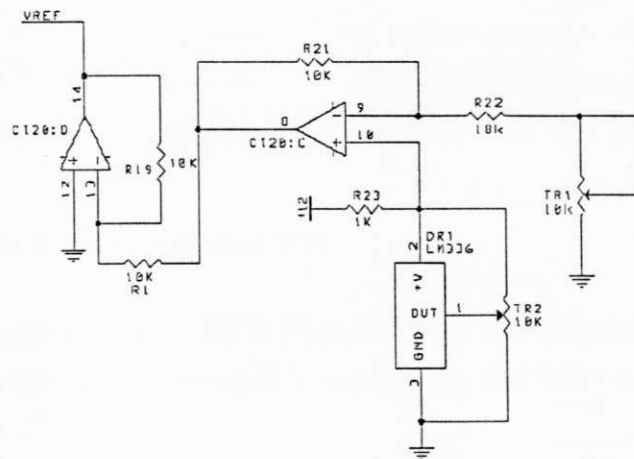


Figura B.16: Fonte de tensão de referência do CDA

Como já mencionado, o CDA pode operar tanto no modo unipolar como no bipolar. O modo é selecionado por Jumpers como mostrado na tabela B.3.

Jumper	Modo Unipolar	Modo Bipolar
J <sub>7</sub> , J <sub>19</sub> , J <sub>25</sub> , J <sub>22</sub>	Aberto	Fechado
J <sub>6</sub> , J <sub>18</sub> , J <sub>24</sub> , J <sub>31</sub>	Fechado	Aberto
J <sub>5</sub> , J <sub>20</sub> , J <sub>26</sub> , J <sub>23</sub>	Aberto	Fechado

Tabela B.3: Modo de operação do conversor D/A

O barramento de dados do conversor D/A é de 10 "bits", configurado a esquerda, ou seja, os "bits" mais significativos D<sub>9</sub>, ..., D<sub>2</sub> são conectados ao "latch" interno de 8

"bits", e os dois "bits" menos significativos D1 e D0 são conectados ao Latch interno de 2 "bits", como mostra a tabela B.4.

Palavra de Dados															
MSB								LSB							
D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	X	X	X	X	X	X

Tabela B.4: Palavra de dados do conversor D/A

Assim sendo, a comunicação com o barramento de dados do microcomputador (8 "bits") é realizada em duas etapas de 8 "bits", primeiramente são escritos os "bits" mais significativos, MSBs e depois os "bits" menos significativos, LSBs. Os endereços empregados no processo de transferência de dados CPU→CDA já foram listados.

### Interface Paralela Programável (PPI)

A interface paralela programável (PPI) [9] pode operar em três modos distintos, abaixo descritos, ou ainda em um modo que seja combinação dos três principais.

- Modo 0 - As portas A, B e C são configuradas para operações de I/O de dados;
- Modo 1 - As portas A e B são configuradas para operações de I/O de dados. As operações de I/O são sincronizadas através de sinais de controle gerados na porta C.
- Modo 2 - A porta B pode funcionar como porta de entrada ou saída. A porta A é empregada como "bus" de dados bidirecional de I/O enquanto a porta C é programada para gerar sinais de controle, de forma analógica ao modo 1, para a porta A.

A programação dos modos de operação de cada uma das portas é a primeira tarefa executada ao acessarmos uma PPI, até que isso seja feito todas as portas da mesma se encontrarão em estado de alta impedância. A programação da mesma é realizada

escrevendo-se uma palavra de controle no registrador de controle da PPI. A palavra de controle é formada por 8 "bits" cuja função de cada é listada abaixo:

D7 - Flag de interrupção utilizado somente no modo 1 ou modo2

- 0 - Ativado 1 - Desativado

D6 D5 - Seleção de Modo

- 0 0 - Modo 0
- 0 1 - Modo 1
- 1 0 - Modo 2
- 1 1 - Modo 2

D4 - Porta A (PA7 - PA0)

- 1 - Entrada
- 0 - Saída

D3 - "bits" mais significativos da porta C (PC7 - PC4)

- 1 - Entrada
- 0 - Saída

D2 - Seleção de modo

- 1 - Modo 0
- 0 - Modo 1

D1 - Porta B (PB7 - PB0)

- 1 - Entrada
- 0 - Saída

D0 - "bits" menos significativos da porta C (PC3 - PC0)

- 1 - Entrada
- 0 - Saída

Funcionamento

O circuito da PPI é bem simples, como mostra a figura B.17. As linhas de endereçamento A0 e A1 provenientes do barramento de controle, DA0 e DA1, são conectadas aos pinos A0 e A1 da PPI para endereçamento de seus registradores. As linhas de dados são conectadas ao "buffer" de dados, CI1 (DD0,...,DD7), que estão conectadas ao barramento de dados do microcomputador. As linhas de RD e WR são conectadas ao "buffer" de controle CI4, nas linhas DIOR e DIOW, estes sinais determinam se ocorre uma operação de escrita ou de leitura em qualquer das portas ou no registrador de controle. A linha de "reset" é conectada no "buffer" de controle na linha de DRSTDRV para resetar a interface toda vez que o computador for inicializado. A linha de seleção CS é conectada a saída DS3 do decodificador de periférico, dessa forma, quando a PPI for endereçada esta linha vai para nível baixo, 0, habilitando a PPI para uma operação de leitura ou escrita, a depender de DIOR/DIOW estar ativo, respectivamente.

As saídas, PA7,...,PA0, PB7,...,PB0, PC7,...,PC0, são conectadas a um conector IDC26, ficando disponíveis para interligação com o meio externo.

**Circuito de Temporização**

Modos de operação dos contadores do 8254-2:



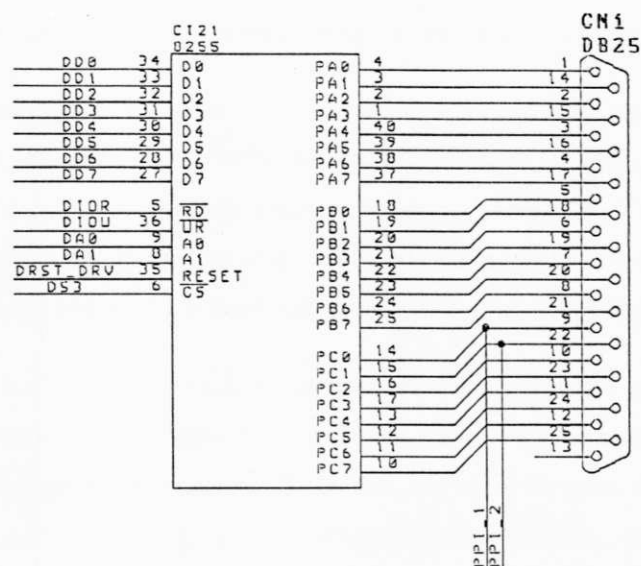


Figura B.17: PPI

- Modo 0 - Após a seleção deste modo, as saídas dos contadores irão para o nível lógico 0. Nesse modo, a saída permanecerá em nível lógico 0 até que a contagem termine, quando então a saída mudará para o nível lógico 1, permanecendo nesse estado até que uma nova contagem seja programada ou um novo modo de operação seja selecionado. Caso o nível do "gate" dos contadores mude para zero durante uma contagem, esta será interrompida e só terá continuidade quando o nível retornar para 1;
- Modo 1 - Nesse modo, ao ser iniciada a contagem as saídas dos contadores irão para nível lógico 0, permanecendo nesse estado até que termine a contagem, quando retornarão para o nível lógico 1. Um pulso no "gate" dos contadores provocará o reinício da contagem a partir do valor inicial;
- Modo 2 - Nesse modo, ao atingir o último período de contagem as saídas dos contadores irão para nível lógico 0, logo em seguida a contagem é automaticamente reinicializada;
- Modo 3 - Nesse modo, o contador é decrementado duas vezes a cada transição do sinal de "clock", a menos a primeira vez quando o valor da contagem é ímpar.

As saídas dos contadores inverterão o nível lógico a cada nova contagem;

- Modo 4 - Nesse modo, as saídas dos contadores terão nível lógico 0 após o término da contagem, durante 1 período do sinal de "clock" e uma nova contagem só será iniciada quando o valor da contagem for recarregado. Caso no meio de uma contagem, o sinal de "gate" passe a nível lógico 0, a contagem é inibida e recomeça do valor inicial após a volta do sinal de "gate" para nível lógico 1.;
- Modo 5 - Nesse modo, as saídas dos contadores assumirão nível lógico 0 após o término da contagem, durante 1 período de "clock" e só inicia novamente quando o valor da contagem for recarregado. Caso, no meio de uma contagem, o sinal do "gate" passe para nível lógico 0 a contagem não é inibida, entretanto, se o sinal de "gate" retornar ao nível lógico 1 a contagem será reinicializada.

O "timer" pode ser configurado para operar em qualquer um dos modos acima. A configuração do mesmo é a primeira tarefa a ser executada quando da sua utilização, isso se faz através da programação de um palavra de controle apropriada no registrador de controle do "timer", cujo endereço já foi especificado. Da palavra de controle constam o modo de operação, o byte que será enviado posteriormente, para estabelecer o valor inicial da contagem e o modo de contagem, binário ou decimal. A palavra de controle pode ser usada para solicitar do "timer" a leitura de um contador a qualquer instante. Para isso, quando a operação de leitura é solicitada, a palavra de controle, apropriadamente organizada, é enviada ao "timer". O valor do contador, neste instante, é armazenado no "buffer" para posterior leitura sem que a contagem seja interrompida ou alterada. Tanto na leitura ou escrita o valor da contagem pode ser programado de três maneiras diferentes:

- Leitura ou Escrita do "byte" mais significativo apenas;
- Leitura ou Escrita do "byte" menos significativo apenas;
- Leitura ou Escrita, primeiramente o "byte" menos significativo e logo após o "byte" mais significativo.

Após a programação, a leitura ou escrita são executadas através dos comandos normais gerados pelas instruções de leitura ou escrita. A palavra de controle é formada por 8 "bits", a função de cada "bit" é listada abaixo:

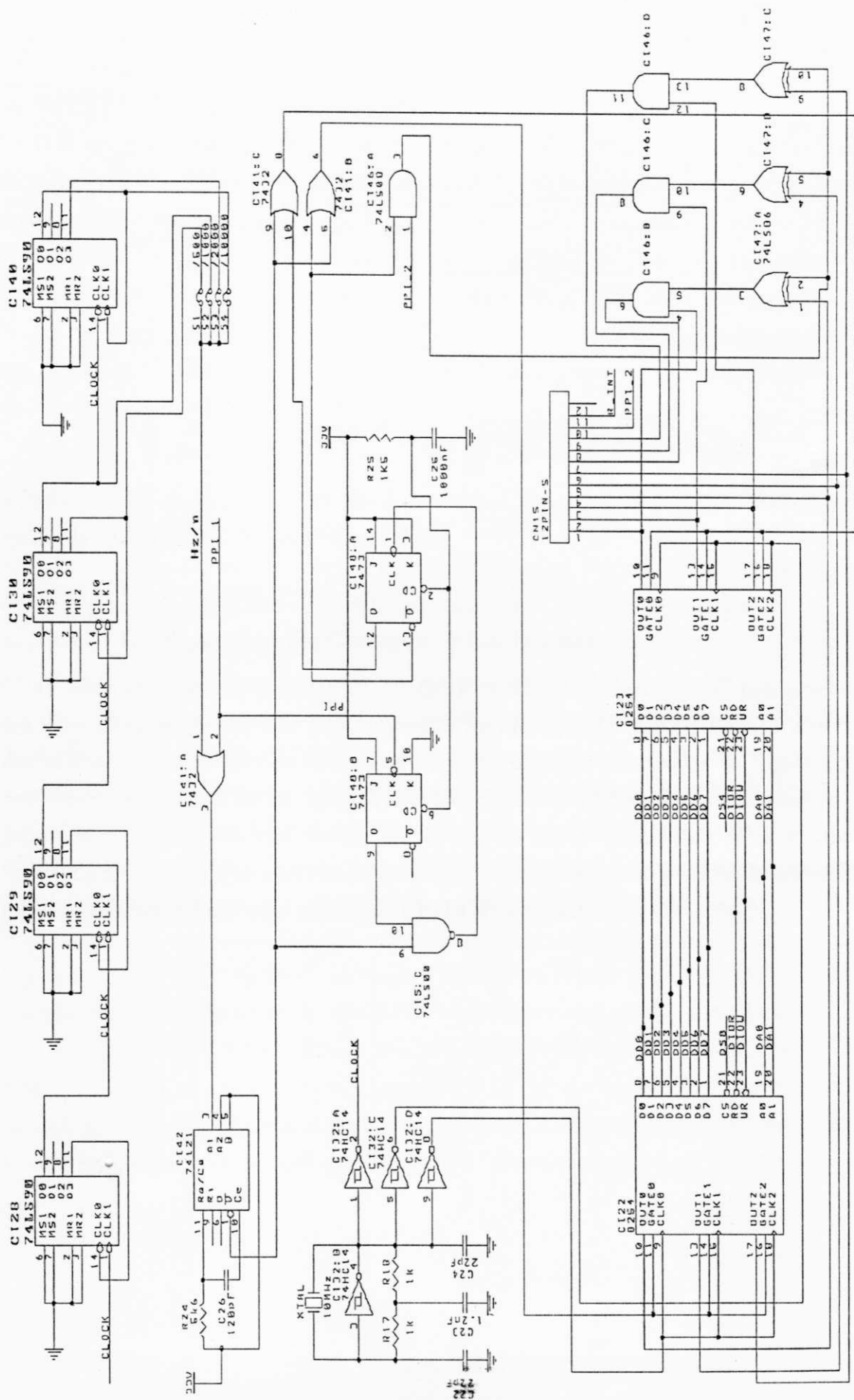
- D7 D6 - Seleção do Contador
  - 0 0 - Contador 0
  - 0 1 - Contador 1
  - 1 0 - Contador 2
  - 1 1 - Palavra de Controle
  
- D5 D4 - Leitura/Escrita
  - 0 0 - Carrega o valor atual do contador no "buffer"
  - 0 1 - Apenas o "byte" mais significativo
  - 1 0 - Apenas o "byte" menos significativo
  - 1 1 - Primeiro o "byte" menos significativo e depois o "byte" mais significativo
  
- D3 D2 D1 - Modo de Operação
  - 0 0 0 - Modo 0
  - 0 0 1 - Modo 1
  - 0 1 0 - Modo 2
  - 0 1 1 - Modo 3
  - 1 0 0 - Modo 4
  - 1 0 1 - Modo 5
  
- D0 - Modo de Contagem
  - 0 - Binário

- 1 - Decimal

### Funcionamento

O diagrama elétrico do circuito temporizador é mostrado na figura B.18. Os sinais de controle WR e RD estão conectados ao "bus" do microcomputador nas linhas IOW e IOR, respectivamente, através do barramento de controle da placa, DIOW, DIOR. As entradas de endereçamento A0 e A1 são conectadas ao "bus" de endereços do microcomputador, através do "bus" de controle da placa, DA0, DA1. As entradas de "clock" são interligadas e conectadas a saída do gerador de "clock" formado pelo CI32, um cristal de 10MHz e R17,R18, C22, C23, C24. O esquema em separado do gerador de "clock" é mostrado na figura B.19.

Da figura B.18 temos que os CIs 28, 29, 30 e 40 formam um circuito divisor de frequência, o qual recebe o sinal de 10MHz do "clock", a frequência é então dividida por 500, 1000, 2000 e 10000 vezes, gerando sinais de 20KHz, 10KHz, 5kHz e 1kHz, respectivamente. São esses sinais que determinarão a frequência com que as contagens programadas nos contadores serão repetidas e a partir daqui serão tratados por sinais de repetição. A seleção de qual sinal será utilizado é feita nos jumpers S1, S2, S3, S4. O sinal escolhido passa por uma porta lógica OR, CI41:A, dependendo do estado do "bit" PPI1, programado na PPI, a saída da porta reproduzirá o sinal proveniente do divisor de frequência, PPI1=0, ou permanecerá no estado 1, independentemente do estado da outra entrada. Caso a primeira condição ocorra, o sinal de repetição gatilhará o monoestável, CI42, o qual gera pulsos da ordem de  $0.4\mu s$ , essa onda pulsada corresponderá ao sinal de "clock" do CI48:4, um "flip-flop" JK, que tem as entradas interligadas e ligadas ao Vcc, assim sendo a cada pulso no pino de "clock" do "flip-flop" os estados das saídas Q e Q\* mudarão, O circuito RC, formado por R25 e C25, ligado ao "clear" do "flip-flop", serve para definir um estado para as saídas Q e Q\*, quando da ligação do sistema. Os pulsos do monoestável também são enviados as portas lógicas CI41:C e CI41:B, as quais tem sua segunda entrada ligada as saídas Q e Q\* do CI48:A, respectivamente. A porta CI41:C gera os pulsos de "gate" para o timer2, CI23, enquanto a porta CI41:B gera os pulsos de "gate" para o timer1, CI22. Com esse arranjo, notamos que apenas um dos "timer's" receberá um pulso de "gate"



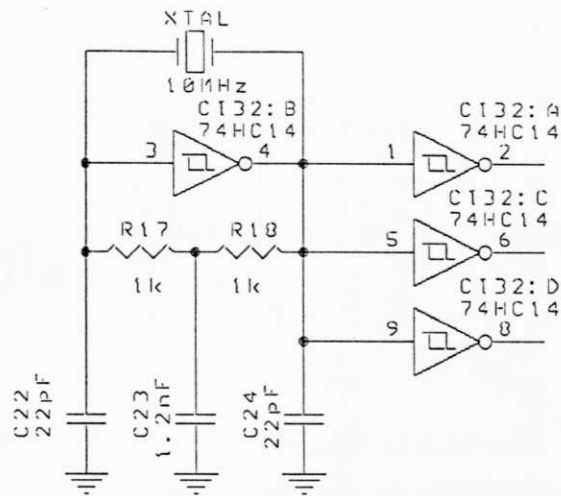


Figura B.19: Circuito gerador de clock

a cada período do sinal de repetição de contagem, dessa forma podemos visualizar o modo de operação dos "timer's" como segue

timer1: Em Contagem → Em Repouso → Em Contagem

timer2: Em Repouso → Em Contagem → Em Repouso

Quando em repouso, as saídas OUT0, OUT1 e OUT2 de cada "timer" permanecem em nível alto, utilizando esse fato, o circuito formado por CI46 e CI47 gera, a partir das saídas dos contadores as formas de onda de contagem mostradas na figura 2.12, que comparadas as curvas da figura 2.11 evidenciam o que denominamos centragem de pulsos, o  $\tau_n$ , representa uma parcela do período de amostragem total. Observando a figura 2.12, notamos que a estrutura montada para o circuito de geração de pulsos de gatilho, visa reproduzir uma contagem UP/DOWN a partir dos CIs 8254-2.

# Bibliografia

- [1] F. Blaschke and H. Waldmann. The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotation field-machines. *Siemens Review*, 34, may 1972.
- [2] P. C. Sen. Electric motor drives and control - past, present and future. *IECON*, pages 534-544, 1988.
- [3] W. Leonhard, J. G. Kassakian, and D. H. Naunin. Control of electrical drive. *EESES*, 1985.
- [4] C. B. Jacobina, E. B. S. Filho, and E. R. C. Da Silva. Controladores de corrente em acionamentos com motor de indução em campo orientado. In *Conf. Rec. CBA*, pages 991-996, 1990.
- [5] A. C. Oliveira, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Predictive current control strategies for electrical machines. In *Conf. Rec. COBEP*, pages 118-123, 1993.
- [6] A. C. Oliveira, A. M. N. Lima, and C. B. Jacobina. Digital current controllers for induction machines. In *Conf. Rec. COBEP*, 1995. 615-619.
- [7] Lhem Slama Belkhodja. *Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone le Dimensionnement du Convertisseur Associé*. Thèse pour obtenir le titre de docteur, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1985.
- [8] Eurico B. de S. Filho. *Estimação e Controle em Acionamentos com Máquinas Assíncronas em Campo Orientado*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, 1992.

- [9] INTEL. *The 8080/8085 Microprocessor Book*, chapter 7. Wiley-Interscience, 1980.
- [10] Antonio M. N. Lima. *Comande Numérique d'une Machine Asynchrone: Controle du Flux par filtrage stochastique - Variacão de la Vitesse et de la Position*. Thèse pour obtenir le titre de docteur, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1989.
- [11] G. Segulier, F. Notelet, and J. Lesenne. *Introduction à l'électrotechnique approfondie. Université des Sciences et Techniques de Lille, Paris*, 1981.
- [12] Cursino B. Jacobina. *Apostila de Máquinas Elétricas*. DEE/CCT/UFPB, 1989.
- [13] A. Nabae, S. Ogasawara, and H. Akagi. A novel control scheme for current-controlled pwm inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(4):697-701, July/August 1986.
- [14] M. R. Buhl and R. D. Lorenz. Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives. In *Conf. Rec. IAS*, pages 415-421, 1991.
- [15] C. B. Jacobina, E. B. S. Filho, A. M. N. Lima, and J. D. P. Rolim. Current control for induction motor drives based on input-output dynamic discrete model. In *Conf. Rec. IECON*, pages 133-137, 1992.
- [16] T. M. Rowan and R. J. Kerkman. A new synchronous current regulator and an analysis of a current-regulated pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(4):678-690, July/August 1986.
- [17] Graham C. Goodwin and Kwai Sang Sin. *Adaptive Filtering Prediction and Control*, chapter 5. Prentice-Hall, 1984.
- [18] H. Bulher. *Reglages Echantillonnés: Traitement par la transformation en z*. Dunod, Paris, 1983.
- [19] Ricardo L. de A. Ribeiro. *Controle de Velocidade em Sistemas de Acionamento com Máquinas Assíncronas*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, Dezembro 1992.



- [20] Karl J. Aström and Bjorn Wittenmark. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice-Hall Information and System Sciences Series. Prentice-Hall, 1990.
- [21] Paulo F. Seixas. *Commande Numérique d'une Machine Synchrone Aupilotée*. Thèse pour obtenir le titre de docteur, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1988.
- [22] Fabiano Salvadori. *Estratégias de Controle Desacoplado de Fluxo e Conjugado para Máquinas Assíncronas*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, Outubro 1991.
- [23] B. K. Bose. Adjustable speed ac drives - a technology states review. *Proceedure of IEEE*, 70(2), February 1982.
- [24] B. K. Bose. Introduction to microcomputer control. *IEEE Press, Inc., New York*, October 1986.
- [25] P. L. Falb and W. A. Wolovich. Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 12(6), December 1967.
- [26] F. Salvadori, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Decoupled flux end torque control schemes for high performance induction motor drive systems: A comparative study with various new strategies. *IECON*, pages 481-486, 1991.
- [27] E. Y. Y. Ho and P. C. Sen. Decoupling control of induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988.
- [28] T. M. Rowan and R. J. Kerkman. A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(4):720-727, July 1991.
- [29] L. A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira. Mrac strategies for an ifo controlled ac motor drive. *COBEP*, 1995.

- [30] R. D. Lorenz and D. B. Lawson. A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(3):420-424, May 1990.
- [31] Luiz A. de S. Ribeiro. *Estimação Dinâmica de Parâmetros e Velocidade da Máquina Assíncrona*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, Fevereiro 1995.
- [32] B. K. Bose and M. Godoy Simoes. Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive. *IEEE Industrial Applications Society*, October 1995.
- [33] R. W. De Doncker. Thermal models of inverter fed machines suited for adaptive temperature compensation of field oriented controllers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, pages 132-139, 1986.
- [34] T. A. Lipo and K. C. Chang. A new approach to flux and torque sensing in induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22:731-737, July/August 1986.
- [35] F. Benzi, D. Zinger, and T. A. Lipo. A new approach to induction motor and speed control. *Proceedings of the Conference on Applied Motion Control (CAMC)*, pages 25-29, June 1986.
- [36] D. W. Novotny and R. D. Lorenz. Introduction to field orientation and high performance ac drives. *Tutorial Course of the IEEE Industry Applications*, 1985.
- [37] D. Zinger, F. Profumo, T. A. Lipo, and D. W. Novotny. A direct field oriented controller for induction motor drive using tapped stator windings. *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, April 1988.
- [38] J. C. Moreira and T. A. Lipo. Modeling of saturated ac machines including air gap flux harmonics components. *International Conference on Electrical Machines - ICEM*, September 1992.

- [39] J. C. Moreira, T. A. Lipo, and V. Blasko. Simple efficiency maximizer for an adjustable frequency induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(5), September/October 1991.
- [40] Y. Liao and T. A. Lipo. Effect of saturation third harmonic on the performance of squirrel-cage induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(2), March/April 1992.
- [41] J. C. Moreira and T. A. Lipo. A new method for rotor time constant tuning in indirect field oriented control. *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, June 1990.
- [42] J. C. Moreira, K. T. Hung, A. Lipo, and R. D. Lorenz. A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field oriented induction machines. *IEEE IAS annual meeting*, 4:397-403, October 1991.
- [43] F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, J. Moreira, and R. W. De Doncker. Universal field oriented controller based on air gap flux sensing via third harmonic stator voltage. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(2):448-455, March/April 1994.
- [44] R. W. De Doncker and D. W. Novotny. The universal field oriented controller. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(1):92-100, January/February 1994.
- [45] R. W. De Doncker. Parameter sensitivity of indirect universal field-oriented controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(4):367-376, July 1994.
- [46] Jennifer Stephan, Marc Bodson, and John Chiasson. Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(3):746-759, May/June 1994.
- [47] M. Velez-Reyes, K. Minami, and G. Verghese. Recursive speed and parameter estimation for induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989.

- [48] M. Velez-Reyes and G. Verghese. Decomposed algorithms for speed and parameter estimation in induction machines. *Proc. IFAC Nonlinear Control Systems. Design Symp.*, pages 156-161, 1992.
- [49] David F. Hoescheler. *Techniques de Conversion Analogique-Digitale et Digitale-Analogique*. Masson et Cie /'Eduteurs, 1971.
- [50] Kume T. and Iwakane T. High performance vector controlled ac motor drive: Application and new technologies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 23(5):872-880, September/October 1987.
- [51] K. Saito, T. Ohmae, T. Matsuda, K. kamiyama, and Y. Matsuda. A microprocessor controlled speed regulator with instantaneous speed estimation for motor drives. *IECON'85*, 1985.