



UNICAMP

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

**Controle direto de torque de motores
de indução trifásicos sem sensores de
velocidade usando a estratégia de
controle por modos deslizantes**

Marcos Vinicius Lazarini

Campinas – SP
Novembro de 2008

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Controle direto de torque de motores de indução trifásicos sem sensores de velocidade usando a estratégia de controle por modos deslizantes

Marcos Vinicius Lazarini

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Automação**.

Banca Examinadora

Ernesto Ruppert Filho, Dr. (orientador) DSCE/FEEC/Unicamp
Zanoni Dueire Lins, Dr. DEESP/UFPE
Marconi Kolm Madrid, Dr. DSCE/FEEC/Unicamp

Campinas, SP

Novembro/2008

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA
DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA – BAE – UNICAMP

L457c Lazarini, Marcos Vinicius
Controle direto de torque de motores de indução trifásicos sem sensores de velocidade usando a estratégia de controle por modos deslizantes / Marcos Vinicius Lazarini – Campinas, SP: [s.n.], 2008.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.

Dissertação de Mestrado – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Motores elétricos de indução. 2. Sistemas de controle ajustável. 3. Sistemas de controle digital. I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês:	Direct torque control of sensorless three-phase induction motors using sliding mode control strategy
Palavras-chave em Inglês:	Electric motors induction, Adaptive control systems, Digital control systems
Área de concentração:	Automação
Titulação:	Mestre em Engenharia Elétrica
Banca examinadora:	Zanoni Dueire Lins, Marconi Kolm Madrid
Data da defesa:	27/11/2008
Programa de Pós-Graduação:	Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Marcos Vinicius Lazarini

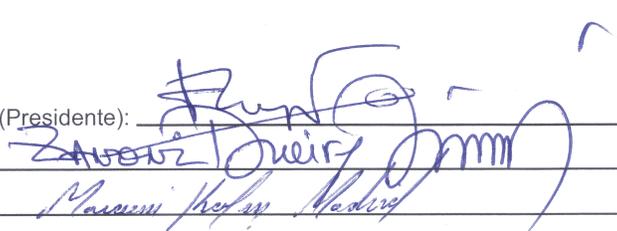
Data da Defesa: 27 de novembro de 2008

Título da Tese: "Controle Direto de Torque de Motores de Indução Trifásicos Sem Sensores de Velocidade Usando a Estratégia de Controle por Modos Deslizantes"

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):

Prof. Dr. Zanoni Dueire Lins:

Prof. Dr. Marconi Kolm Madrid:



The image shows three handwritten signatures in blue ink, each written over a horizontal line. The first signature is for Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho, the second for Prof. Dr. Zanoni Dueire Lins, and the third for Prof. Dr. Marconi Kolm Madrid. The signatures are stylized and cursive.

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo detalhado de uma configuração de controle direto de torque (DTC) de motores de indução trifásicos usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais, controlador de estrutura variável tipo modos deslizantes (*sliding mode*) e estimador de velocidade adaptativo do tipo MRAS (*model reference adaptive system*). Procurou-se apresentar um tutorial detalhado sobre o assunto onde, desde a modelagem matemática adequada do motor de indução trifásico e do controle direto de torque, da modelagem do controlador tipo modos deslizantes e do estimador MRAS até a programação do sistema em processador digital de sinais foram detalhadas. Construiu-se uma plataforma experimental no Laboratório de Eletrônica de Potência da FEEC/UNICAMP para comprovação dos resultados teóricos obtidos através de modelagens matemáticas e simulações digitais realizadas. Os resultados em geral se mostraram adequados e o trabalho certamente contribuiu bastante para a formação do autor para trabalhos de pesquisas científica e tecnológica. Espera-se que o resultado deste trabalho venha contribuir para o estudo de futuros pesquisadores e para o ensino de pós-graduação e, quem sabe de graduação também, nas áreas de controle, eletrônica de potência e controle de máquinas elétricas.

Abstract

This work presents a detailed study of a three-phase induction motor direct torque control (DTC) using space vector pulse width modulation, variable structure controller of sliding mode type and a MRAS rotor speed estimator (model reference adaptive system). It is shown here a detailed tutorial, covering the three-phase induction motor dynamic mathematical modeling and the direct torque control, the sliding mode controller and the MRAS estimator model, up to the digital signal processor programming structure. An experimental set-up was built in the Power Electronics Laboratory of the FEEC/UNICAMP in order to confirm the theoretical results obtained using dynamic simulation. The results obtained were considered adequate in various situations, and the development of this work became a fundamental contribution to the author in terms of his scientific and academic research skills improvement. It is expected that this work could contribute to the future researchers' learning process and also to the graduate and undergraduate control students, control of electrical machines students and power electronics learning process.

*A todos que me ajudaram nessa jornada,
em especial meus pais e minha irmã*

Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho, sou muitíssimo grato pela oportunidade da realização deste trabalho e por sua excelência acadêmica na orientação desta dissertação.

À toda minha família, por oferecer apoio nos momentos oportunos e difíceis, além de incentivo, amor e carinho durante toda minha vida.

Aos amigos e colegas de laboratório Milton, Marcelo, Jonas, Massakiti, Leandro, Márcio Pimenta, Karina, Alexandre, Baldo, Maria Tereza, Marcos Lima, pela amizade e convivência agradabilíssima e também por ajudarem de maneira decisiva na minha adaptação à área.

Aos amigos Giuliano, Edson, Helmo, Capitânio, Francisco, Eiti, Zanella, Marcelo, Maurício, Raphael, Márcio, pela amizade, alegria e companheirismo, que de uma forma ou outra contribuíram para que a realização desse trabalho fosse possível.

À FAPESP, pelo apoio financeiro, e a Texas Instruments pela doação do DSP utilizado.

E a todos os que eu não citei explicitamente, mas que contribuíram à sua maneira com meu trabalho e meu amadurecimento, seja pela riqueza de conhecimentos técnicos, seja pela vivência e experiência transmitidas.

Sumário

Resumo	v
Abstract	vii
Agradecimentos	xi
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Símbolos	xxiii
1 Introdução	1
2 Controle direto de torque do motor de indução trifásico	5
2.1 Introdução	5
2.2 Motor de indução trifásico	6
2.2.1 Modelagem matemática dinâmica	6
2.3 Fundamentos do controle direto de torque	9
2.4 Método clássico de controle direto de torque	11
2.5 Alternativa ao método clássico de controle direto de torque	15
2.6 Controle direto de torque usando modulação por vetores espaciais	15
2.7 Frequência de amostragem	17
3 Controle por Modos Deslizantes	21
3.1 Introdução	21
3.2 Motivação	22
3.3 Princípio de funcionamento	25
3.4 Características importantes do controle por modos deslizantes . .	28
3.4.1 Frequência de chaveamento do circuito de acionamento . .	31
3.5 Fundamentos matemáticos do método	31
3.5.1 Método da regularização	31

3.5.2	Método do controle equivalente	32
3.6	Controle de torque e de fluxo no motor de indução trifásico	33
3.7	Modos deslizantes em tempo discreto	36
4	Estimadores de estado	39
4.1	Introdução	39
4.2	Nomenclatura	40
4.3	Principais tipos	40
4.3.1	Malha aberta	41
4.3.2	Observadores do tipo Luenberger	41
4.3.3	Observadores do tipo Kalman	41
4.3.4	Inteligência artificial	42
4.3.5	Estimador adaptativo com modelo de referência	42
4.4	Diagrama geral de funcionamento	42
4.5	Funcionamento do estimador adaptativo com modelo de referência	43
4.5.1	Estrutura interna do estimador de velocidade	45
4.5.2	Modelo de referência usado no estimador MRAS de velocidade	45
4.5.3	Modelo ajustável usado no estimador MRAS de velocidade	47
4.5.4	Estimativa de velocidade do rotor	47
4.6	Considerações práticas	48
5	Simulações	49
5.1	Introdução	49
5.2	Descrição da simulação	50
5.3	Resultados de simulações	50
5.3.1	Controle sem estimador de velocidade	50
5.3.2	Controle com estimador de velocidade	58
5.3.3	Variação na frequência de chaveamento do circuito de acionamento	63
6	Resultados Experimentais	65
6.1	Introdução	65
6.2	Controle sem estimador de velocidade	65
6.3	Controle com estimador de velocidade	69
6.4	Variação na frequência de chaveamento do circuito de acionamento	76
7	Conclusões	77
7.1	Trabalhos Futuros	78
7.1.1	Proposta Educacional	79

A	Descrição da simulação	81
A.1	Introdução	81
A.2	Descrição da simulação	83
A.2.1	Motor de indução	83
A.2.2	Inversor	86
A.2.3	Controle DTC em modos deslizantes	89
A.2.4	Estimadores	89
B	Montagem experimental	93
B.1	Motor de indução trifásico	95
B.2	Máquina de corrente contínua	96
B.3	Inversor trifásico	96
B.4	Processador digital de sinais	97
B.5	Circuito de condicionamento de sinais	97
B.6	Rotinas de programação implementadas	97
B.7	Principais estruturas de dados	98
B.8	Fotos da montagem experimental	100
C	Teoria complementar	103
C.1	Filtros Digitais	103
C.1.1	Discretização de sinais e sistemas	103
C.1.2	Análise de Fourier	104
C.1.3	Filtros digitais	105
C.1.4	Filtro de média móvel	107
C.2	Cálculo de integrais	108
C.2.1	Integrador numérico do tipo trapezoidal	109
C.2.2	Falso integrador	110
C.3	Frequências de operação	112
C.3.1	Frequência de chaveamento	113
C.3.2	Frequência de cálculo	113
C.3.3	Frequência de amostragem	113
C.4	Transformação de coordenadas	114
C.4.1	Transformação de coordenadas abc de fases para qd0 esta- cionário	115
C.4.2	Transformação de coordenadas abc de linha para qd0 es- tacionário	115
C.5	Modelo didático simplificado do estimador adaptativo MRAS . . .	116
	Referências Bibliográficas	117
	Trabalhos Publicados Pelo Autor	121

Lista de Figuras

2.1	Definição de vetor espacial	8
2.2	Relação entre os ângulos dos vetores espaciais de fluxo de estator e rotor	10
2.3	Movimento do fluxo de estator	11
2.4	Diagrama de blocos do método DTC clássico	12
2.5	Representação dos vetores de tensão gerados pelo inversor trifásico	13
2.6	Definição do setor de controle do fluxo de estator	13
2.7	Indicação dos possíveis vetores e escolha do vetor ótimo	14
2.8	Fluxo de estator com banda de histerese de 5%	16
2.9	Fluxo de estator por vetores espaciais chaveando a 5 kHz	17
2.10	Diagrama de blocos do método DTC por vetores espaciais	17
3.1	Modelo de um sistema simples de controle	22
3.2	Entrada $x(t)$, esforço de controle $e_c(t)$ e estado $y(t)$ do sistema apresentado na Figura 3.1 usando controlador PI	23
3.3	Entrada $x(t)$, esforço de controle $e_c(t)$ e estado $y(t)$ do sistema apresentado na Figura 3.1 usando controlador por modos deslizantes	24
3.4	Esboço do plano de fase do sistema (3.5)	26
3.5	Esboço do plano de fase do sistema (3.6)	26
3.6	Regiões I e II definidas pela equação $s(x_1, x_2) = 0$	27
3.7	Esboço do plano de fase do sistema completo, apresentado em (3.1) e (3.2)	28
3.8	Exemplo de trajetória do sistema controlado por modos deslizantes	29
3.9	Regularização por Filippov	32
3.10	Método do controle equivalente	32
3.11	Funções <i>eval</i> típicas: a) sinal, b) histerese, c) linear com saturação	34
3.12	Diagrama simplificado do controle DTC-SMC	35
3.13	Controle por modos deslizantes em tempo contínuo	37
3.14	Modos deslizantes contínuo operando em tempo discreto	38
3.15	Modos deslizantes híbrido para operação em tempo discreto	38

4.1	Diagrama de blocos do sistema completo	43
4.2	Diagrama em blocos do estimador MRAS paralelo	44
4.3	Modelo de referência do estimador MRAS	45
5.1	Modelo do projeto em Matlab/Simulink	51
5.2	Resultados para degrau de velocidade sem uso do estimador, teste 1	54
5.3	Regulação do fluxo de estator é mantida no teste 1	55
5.4	Resultados para rampa de velocidade sem uso do estimador, teste 2	56
5.5	Resultados para degrau de torque sem uso do estimador, teste 3 .	57
5.6	Resultados para degrau de velocidade com uso do estimador, teste 1	60
5.7	Resultados para rampa de velocidade com uso do estimador, teste 2	61
5.8	Resultados para degrau de torque com uso do estimador, teste 3 .	62
5.9	Teste 1; $f_{chav} = 2$ kHz, correspondente à Figura 5.6	64
5.10	Teste 3; $f_{chav} = 2$ kHz, correspondente à Figura 5.8	64
6.1	Ensaio 1; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]	67
6.2	Ensaio 1; CH1 = CH2 = ψ_{qs} e ψ_{ds} coordenadas polar [0,2 Web/div]	67
6.3	Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]	67
6.4	Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = i_{ds} [8 A/div]	68
6.5	Ensaio 3; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]	68
6.6	Ensaio 3; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]	68
6.7	Ensaio 1; ω_r real e estimado [192 rpm/div]	71
6.8	Detalhe do ensaio 1; ω_r real e estimado [192 rpm/div]	71
6.9	Ensaio 1; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]	71
6.10	Ensaio 1; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = $ \psi_s $ [0,5 Wb/div]	72
6.11	Ensaio 2; ω_r real e estimado [192 rpm/div]	72
6.12	Detalhe do ensaio 2; ω_r real e estimado [192 rpm/div]	72
6.13	Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]	73
6.14	Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = i_{ds} [3,2 A/div]	73
6.15	Ensaio 3; ω_r real e estimado [480 rpm/div]	73
6.16	Ensaio 3; ω_r real e estimado [480 rpm/div]	74
6.17	Ensaio 3; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div] . .	74
6.18	Ensaio 3; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div] . .	74
6.19	Ensaio 4; ω_r real e estimado [96 rpm/div]	75
6.20	Ensaio 4; ω_r real e estimado [96 rpm/div]	75
6.21	$f_{chav} = 2$ kHz; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]	75
6.22	$f_{chav} = 2$ kHz; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]	76
A.1	Modelo do projeto em Matlab/Simulink	84
A.2	Modelo construído do motor de indução trifásico	85
A.3	Modelo matemático do motor de indução; modelo interno do bloco <i>Subsystem_Equacoes_SR</i>	86

A.4	Modelo construído do inversor	87
A.5	Modelo construído para o cálculo dos tempos dos vetores pelo inversor; modelo interno do bloco <i>SpaceVector1</i>	88
A.6	Modelo construído do controle de fluxo DTC-SMC, de acordo com a equação (3.11)	89
A.7	Modelo construído do controle de torque DTC-SMC, de acordo com a equação (3.12)	89
A.8	Modelo do estimador de velocidade implementado, correspondente ao diagrama da Figura 4.2; conteúdo do bloco <i>Estimador_wr</i> . . .	90
A.9	Modelo de referência, segundo diagrama de blocos da Figura 4.3; bloco <i>Voltage Model</i>	91
A.10	Modelo ajustável; bloco <i>Current Model</i>	91
A.11	Estimadores de torque e fluxo utilizados nas simulações; bloco <i>Estim Tem e PSI</i>	91
B.1	Diagrama de blocos da montagem experimental	93
B.2	Diagrama da máquina CC para cálculo de torque	95
B.3	Panorama geral da montagem experimental completa	101
B.4	Parte eletromecânica: Motor, gerador, variador de tensão trifásico (variac), cicloconversor para o gerador e banco de resistores (reostato)	101
B.5	Inversor, opto-acopladores, torre de placas de condicionamento e DSP, fontes CC ao fundo	102
B.6	Detalhe da torre de placas - de baixo para cima: condicionamento de tensão, corrente, placa do DSP e placa do conversor DAC . . .	102
C.1	Diagrama do filtro FIR	106
C.2	Efeito da média móvel na aquisição do sinal V_{ab}	108
C.3	Integral definida no intervalo (a, b) da função $f(x)$	109
C.4	Diagrama de Bode para o integrador puro	110
C.5	Diagrama de Bode para o falso integrador	111
C.6	Relação entre os sistemas utilizados	115

Lista de Tabelas

2.1	Seleção do vetor ótimo no método DTC clássico	14
2.2	Comparação de THD para diferentes amostragens, chaveamento de 2 kHz	18
2.3	Comparação de THD para diferentes amostragens, chaveamento de 10 kHz	18
5.1	Grandezas principais do motor utilizadas na simulação	50
A.1	Constantes e grandezas utilizadas nas simulações	82
A.2	Grandezas principais do motor utilizadas na simulação	83
B.1	Dados de placa do motor de indução trifásico utilizado	95
B.2	Dados de placa do motor CC	96

Lista de Símbolos

δ	ângulo de carga
ρ_s	ângulo do vetor ψ_s em relação ao sistema de coordenadas
ψ_m	fluxo de magnetização do motor
ψ_{qs} ψ_{ds}	fluxos concatenados com enrolamentos de estator, componentes qd
ψ_{qr} ψ_{dr}	fluxos concatenados com enrolamentos de rotor, componentes qd
ω_s	freqüência angular da tensão de alimentação do motor (velocidade síncrona)
ω_r	velocidade angular do rotor na freqüência de rotação do rotor de uma máquina equivalente de dois pólos
ω_m	velocidade angular mecânica da máquina de corrente contínua usada como carga
ω	velocidade angular do sistema de referência dq na freqüência correspondente à uma máquina de dois pólos
σ	coeficiente de acoplamento magnético
D	coeficiente de atrito viscoso
E_a	força eletromotriz de armadura da máquina de corrente contínua usada como carga
i_{qs} i_{ds}	correntes elétricas nos enrolamentos de estator, componentes qd
i_{qr} i_{dr}	correntes elétricas nos enrolamentos de rotor, componentes qd
i_a i_b i_c	correntes elétricas nos condutores trifásicos
I_a	corrente de armadura da máquina de corrente contínua usada como carga
J	momento de inércia do rotor
j	unidade imaginária dos números complexos
L_{ls} L_{lr}	indutância de dispersão por fase de estator e rotor, respectivamente
L_s L_r	indutância dos enrolamentos de estator e rotor, respectivamente
L_{ss} L_{rr}	auto-indutância de estator e rotor, respectivamente
L_m	indutância mútua entre fases de estator e de rotor

N_s N_r	relação de transformação entre enrolamentos de estator e de rotor, respectivamente
P	número de pólos da máquina
p	operador de diferenciação no tempo
r_s r_r	resistência elétrica de fase dos enrolamentos de estator e rotor, respectivamente
r_a	resistência elétrica do enrolamento de armadura do gerador CC
$\frac{1}{s}$	integrador, representado na forma de transformada de Laplace
s_1 s_2	componente da superfície de chaveamento, respectivamente
S	superfície de chaveamento do controle por modos deslizantes
T_{em}	torque eletromagnético (positivo para ação motor)
T_{emc}	torque eletromagnético da máquina de corrente contínua usada como carga
T_l	torque de carga (positivo para carga)
T_r	constante de tempo do rotor (L_r/r_r)
V_a	tensão observada nos terminais da armadura da máquina de corrente contínua usada como carga
V_{dc}	tensão do elo de corrente contínua do inversor de tensão trifásico
v_{qs} v_{ds}	tensões aplicadas nos enrolamentos de estator, componentes qd
v_{qr} v_{dr}	tensões aplicadas nos enrolamentos de rotor, componentes qd

Capítulo 1

Introdução

Motores de indução trifásicos são, do ponto de vista de controle, sistemas dinâmicos não lineares de ordem superior, com complexidade considerável. Seus princípios de funcionamento são conhecidos e os modelos matemáticos propostos descrevem-no com razoável precisão. Entretanto, seus princípios de operação não são considerados triviais, principalmente em situações transitórias. Por outro lado, os motores de indução são utilizados amplamente na indústria, devido à sua simplicidade, baixo custo operacional e baixa manutenção. Assim, são relevantes os esforços de investigação e compreensão dos métodos de controle de sua operação e estimação dinâmica de seu estado.

Dentre os diversos métodos de controle de motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo, um dos mais importantes atualmente é o método de controle direto de torque (*Direct Torque Control* ou simplesmente DTC). Em relação ao método tradicional de controle por orientação de campo, ele é capaz de oferecer respostas rápidas e precisas de torque, com uma conseqüente redução na variação do fluxo, mesmo durante transitórios.

O controle por modos deslizantes (*Sliding Mode Control* ou SMC) é apresentado por seus defensores como uma alternativa prática para a implementação de um controle descontínuo, que possui algumas vantagens em relação à teoria de controle tradicional de máquinas elétricas. Possui como pontos chave a capacidade de ser bastante robusto, produzir redução de ordem e desacoplamento de variáveis, além de ser, em alguns casos, invariante a incertezas paramétricas e distúrbios.

Acionamentos sem sensores (*sensorless*) estão se tornando mais importantes pois permitem eliminar o sensor de velocidade do eixo do motor ao mesmo tempo em que permitem manter uma resposta precisa. Monitorando apenas as tensões e correntes do estator, é possível estimar as variáveis necessárias ao controle. O estimador de velocidade angular do rotor escolhido para ser utilizado neste trabalho é do tipo sistema adaptativo com modelo de referência (*Model-Reference*

Adaptive System ou MRAS).

A grande maioria dos processos industriais depende de uma velocidade de rotação constante do motor. Por simplicidade e redução de custos, tradicionalmente tolera-se uma certa variação na velocidade de rotação e utiliza-se o controle vetorial sem realimentação da velocidade. Todavia, sistemas produtivos mais elaborados podem tolerar menores desvios da velocidade nominal e um controle mais rápido e preciso se faz necessário.

Simulações de modelos complexos em computadores digitais têm ganhado cada vez mais o interesse da comunidade científica da área devido ao constante aprimoramento dos modelos e velocidade dos computadores, o que permite obter resultados consideravelmente precisos e maiores gastos adicionais. Entretanto a parte experimental do projeto, apesar de ser cada vez menos freqüente e menos realizada principalmente devido a custos de aquisição e tempo de desenvolvimento, apresenta-se como uma ferramenta bastante convincente da eficiência e qualidade do algoritmo proposto.

O objetivo deste trabalho é investigar os benefícios obtidos quando se substitui o algoritmo de controle vetorial por outro mais elaborado (DTC com SMC) em conjunto com um estimador para estimativa da velocidade angular real e instantânea. Esse estudo está dividido em duas etapas: uma etapa inicial de simulação em computador de forma a verificar a viabilidade da solução, e uma segunda etapa de análise experimental onde essa viabilidade será validada.

Os elementos motivadores deste trabalho são: a) avaliar o funcionamento do controle em modos deslizantes e do método de controle direto de torque, quando operando em conjunto; b) verificar experimentalmente o desempenho do sistema utilizando um estimador de velocidade angular adaptativo em relação ao controle operando em malha fechada com um sensor de velocidade; c) estudar os efeitos da discretização temporal na operação do sistema digital completo implementado.

Este trabalho está dividido em capítulos com a estrutura apresentada a seguir. Em cada capítulo, onde for aplicável, há um tópico sobre influências da variação da freqüência de amostragem:

No Capítulo 2, o método de controle direto de torque é apresentado. São abordados os métodos diretos clássicos presentes na literatura, além de um método aprimorado que usa inversores acionados pela técnica de vetores espaciais, que foi adotado neste trabalho. Também está presente nesse capítulo uma seção sobre os efeitos da variação da freqüência de chaveamento no desempenho do sistema.

O Capítulo 3 introduz o controle por estrutura variável e seu representante principal: o controle por modos deslizantes. Os aspectos fundamentais são ilustrados através de exemplos, e as características mais importantes discutidas. Discute-se, também nesse capítulo, os efeitos negativos da discretização do controle por modos deslizantes e como foram contornados nesse trabalho.

No Capítulo 4 são apresentados diversos tipos de métodos de estimadores existentes na literatura. O estimador do tipo MRAS é estudado em detalhes. Também são feitas considerações de ordem prática de situações de operação enfrentadas ao longo do projeto que foram consideradas relevantes.

As simulações para diversas situações são apresentadas no Capítulo 5. Buscou-se realizar um conjunto de simulações representativas, de modo que se pudesse juntamente com os resultados experimentais validar as implementações.

O Capítulo 6 apresenta os resultados experimentais obtidos neste trabalho. Foram realizados ensaios de maneira a acompanhar as simulações realizadas, para permitir comparações adequadas.

As Conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 7.

Detalhes das simulações são apresentados e discutidos no Apêndice A. Optou-se por fazer essa discussão no apêndice para que mais detalhes pudessem ser fornecidos sobre a simulação, sem comprometer o foco do trabalho.

Informações adicionais sobre a montagem e os equipamentos utilizados na parte experimental do projeto estão concentradas no Apêndice B. Neste apêndice estão presentes informações sobre a montagem experimental, que inclui: dados de placa dos motores utilizados, circuito de acionamento e inversor trifásico de tensão, processador digital de sinais, do inversor, dentre outras.

No Apêndice C mostra-se um conjunto de conceitos que foram úteis ao projeto, mas que não foram encontrados agrupados na literatura. São abordados de maneira simplificada os efeitos da discretização no tempo dos sinais, filtros digitais e em especial os filtros de média móvel e os integradores digitais, como o falso integrador.

Capítulo 2

Controle direto de torque do motor de indução trifásico

2.1 Introdução

O controle de alto desempenho de motores de indução trifásicos vem sendo pesquisado desde a década de 70, iniciando com o desenvolvimento do controle por orientação de campo [1]. O desenvolvimento de acionamentos com controle vetorial, que utiliza a orientação de campo, tornou-o o método mais usado no acionamento de motores de indução trifásicos.

O método de controle direto de torque (DTC) surgiu com os trabalhos independentes de Takahashi [2] e Depenbrock [3]. Buscando uma estratégia alternativa de controle em relação ao método de orientação de campo, o novo método propôs controlar diretamente o torque eletromagnético produzido pelo motor através do controle do fluxo magnético concatenado com os enrolamentos do estator. Essa nova abordagem possibilita uma resposta dinâmica bastante rápida, apenas limitada ou por condições mecânicas ou pela capacidade do inversor em sintetizar as tensões necessárias no estator do motor.

O método permite controlar tanto o fluxo de estator quanto o torque eletromagnético. Para o efetivo controle dessas grandezas, elas são obtidas sem a necessidade de dispositivos extras, como bobinas exploratórias, carcaça em balanço, medidores de velocidade, entre outros, usando técnicas de estimação. A correta estimação desses valores depende dos parâmetros do motor; portanto variações paramétricas ao longo do ciclo de trabalho podem causar perda de eficiência no desempenho do algoritmo de controle.

O método DTC clássico utiliza controladores por histerese nos blocos de controle de fluxo e de torque e uma tabela de chaveamento para implementar a estratégia de controle. Os resultados são satisfatórios, porém surge uma ondulação na resposta de torque devido exatamente à maneira de funcionamento dos

controladores por histerese. Outras abordagens foram observadas na literatura, melhorando a resposta de torque do motor, destacando-se [4, 5]. Neste trabalho, implementou-se o método de controle direto de torque através da modulação em largura de pulso por vetores espaciais [6].

Este capítulo está dividido da seguinte forma: a seção 2.2 apresenta o modelo matemático dinâmico do motor de indução trifásico utilizado ao longo do desenvolvimento deste trabalho, a seção 2.3 mostra os princípios fundamentais do método de controle direto de torque para motores de indução trifásicos, a seção 2.4 apresenta o método clássico proposto na literatura, a seção 2.5 discute o método alternativo ao método clássico, a seção 2.6 introduz o método DTC usando modulação por vetores espaciais utilizado neste trabalho, e a seção 2.7 discute os efeitos da frequência de amostragem quando se utiliza o método DTC com modulação em largura de pulso por vetores espaciais.

2.2 Motor de indução trifásico

Neste trabalho não são apresentadas as deduções das equações do modelo do motor de indução trifásico que podem ser encontradas na literatura [1, 7, 8]. Optou-se por apresentar algumas manipulações algébricas mais relevantes ao projeto e definir a nomenclatura adotada, que será utilizada ao longo do trabalho.

O sistema de equações apresentado já está referido a um sistema de coordenadas ortogonais que gira com velocidade angular arbitrária.

2.2.1 Modelagem matemática dinâmica

A lista de símbolos apresentada no início deste trabalho identifica as variáveis e parâmetros para a modelagem matemática dinâmica do motor de indução trifásico usando vetores espaciais.

Em Krause [7], capítulos (I, III e IV), vê-se como as equações dinâmicas elétricas e mecânicas de um motor de indução trifásico podem ser obtidas em coordenadas abc de um sistema trifásico balanceado e em coordenadas ortogonais dq de um sistema que gira numa velocidade angular ω qualquer. Essas equações resultam escritas na forma mostrada a seguir. Supõe-se, ao escrever essas equações, linearidade e simetria dos circuitos magnéticos e elétricos ignorando-se as perdas mecânicas e magnéticas no núcleo magnético do motor.

As equações elétricas de tensões nos enrolamentos de estator em coordenadas dq são dadas por

$$p\psi_{ds} = v_{ds} - r_s \cdot i_{ds} + \omega\psi_{qs} \quad (2.1)$$

$$p\psi_{qs} = v_{qs} - r_s \cdot i_{qs} - \omega\psi_{ds}. \quad (2.2)$$

As equações elétricas de tensões nos enrolamentos de rotor são dadas por

$$p\psi_{dr} = v_{dr} - r_r \cdot i_{dr} + (\omega - \omega_r)\psi_{qr} \quad (2.3)$$

$$p\psi_{qr} = v_{qr} - r_r \cdot i_{qr} - (\omega - \omega_r)\psi_{dr}. \quad (2.4)$$

Para o caso do motor em gaiola ou de anéis com rotor curto-circuitado, que é o caso deste trabalho, temos que $v_{dr} = v_{qr} = 0$.

As relações entre fluxos concatenados e correntes elétricas nos diversos enrolamentos de estator e de rotor em coordenadas dq são dadas por

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

onde

$$L_m = \frac{3}{2}L_{ss} = \frac{3}{2}\frac{N_s}{N_r}L_{rr}. \quad (2.6)$$

As equações mecânicas de torque e de velocidade do motor em coordenadas dq são dadas por

$$T_{em} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (2.7)$$

$$p\omega_r = \frac{P}{2J}(T_{em} - D\omega_r - T_l). \quad (2.8)$$

A Figura 2.1 mostra como é definido um vetor espacial utilizando as coordenadas dq.

Fazendo os eixos d e q serem respectivamente o eixo real e o eixo imaginário do plano complexo, pode-se escrever o vetor espacial da corrente elétrica \underline{i}_s como

$$\underline{i}_s = i_{ds} + ji_{qs}. \quad (2.9)$$

Da mesma maneira pode-se obter os vetores espaciais das tensões e dos fluxos concatenados com os enrolamentos de estator e de rotor

$$\underline{v}_s = v_{ds} + jv_{qs} \quad (2.10)$$

$$\underline{\psi}_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (2.11)$$

$$\underline{i}_r = i_{dr} + ji_{qr} \quad (2.12)$$

$$\underline{\psi}_r = \psi_{dr} + j\psi_{qr}. \quad (2.13)$$

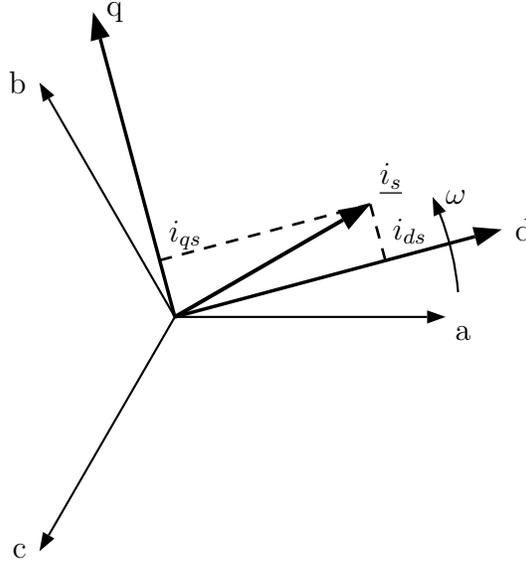


Figura 2.1: Definição de vetor espacial

O sistema de equações na forma de equações de estados no sistema dq pode ser descrito como bem mostrado em [9]

$$p\underline{\psi}_s = \underline{v}_s - r_s \underline{i}_s - j\omega \underline{\psi}_s \quad (2.14)$$

$$p\underline{\psi}_r = -r_r \underline{i}_r - j(\omega - \omega_r) \underline{\psi}_r \quad (2.15)$$

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r \quad (2.16)$$

$$\underline{\psi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s \quad (2.17)$$

$$\underline{\psi}_m = L_m (\underline{i}_s + \underline{i}_r) \quad (2.18)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.19)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m. \quad (2.20)$$

A partir de (2.16) e (2.17) pode-se escrever

$$\underline{\psi}_s = \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_r + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \underline{i}_s \quad (2.21)$$

$$\underline{\psi}_r = \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \underline{i}_s \quad (2.22)$$

$$\underline{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\underline{\psi}_s - \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_r \right) \quad (2.23)$$

$$\underline{i}_r = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-\frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_s + \frac{L_s}{L_r} \underline{\psi}_r \right) \quad (2.24)$$

$$\sigma = \frac{(L_s L_r - L_m^2)}{(L_s L_r)}. \quad (2.25)$$

O conjugado eletromagnético T_{em} visto em 2.7 resultará escrito como

$$\underline{T}_{em} = \frac{3}{2} P (\underline{\psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (2.26)$$

Substituindo (2.23) em (2.26), obtém-se

$$|T_{em}| = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\underline{\psi}_r \times \underline{\psi}_s) = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\psi_r| |\psi_s| \text{sen } \delta \quad (2.27)$$

sendo que δ é o ângulo entre os vetores espaciais $\underline{\psi}_s$ e $\underline{\psi}_r$, também chamado de ângulo de carga, e \times indica produto vetorial.

Substituindo-se as equações (2.23) e (2.24) em (2.14) e (2.15) e fixando o sistema de coordenadas de referência no enrolamento de estator, ou seja $\omega = 0$, é possível escrever (2.14) e (2.15) como

$$p\underline{\psi}_s = \underline{v}_s - \frac{r_s}{\sigma L_s} \underline{\psi}_s + \frac{L_m r_s}{\sigma L_s L_r} \underline{\psi}_r \quad (2.28)$$

$$p\underline{\psi}_r = -\frac{r_r}{\sigma L_r} \underline{\psi}_r + \frac{L_m r_r}{\sigma L_s L_r} \underline{\psi}_s + j\omega_r \underline{\psi}_r. \quad (2.29)$$

2.3 Fundamentos do controle direto de torque

Como visto acima, o torque eletromagnético de um motor de indução trifásico é dado por

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| |\psi_r| \text{sen}(\delta). \quad (2.30)$$

A Figura 2.2 apresenta as relações entre os diversos ângulos de vetores espaciais de fluxos em um sistema de coordenadas ortogonais arbitrário, onde ρ_s é o ângulo do vetor espacial $\underline{\psi}_s$ em relação a esse sistema referencial, e ρ_r é o ângulo do vetor espacial $\underline{\psi}_r$. Usualmente, a grandeza $(\rho_s - \rho_r)$ é substituída por (δ) que é denominada ângulo de carga da máquina.

Os fluxos de estator e de rotor giram na velocidade síncrona porém o de rotor se atrasa em relação ao do estator de um ângulo δ devido à carga que está presa no eixo do rotor. Quanto maior a carga, maior esse atraso e maior o ângulo.

A constante de tempo do rotor de um motor de indução é calculada como L_r/r_r e, tipicamente, é da ordem de 0,1 s. Como a dinâmica do estator é imposta pelo inversor e é muito mais rápida do que a do rotor graças ao rápido chaveamento (da ordem de 0,001 s), pode-se considerar que o fluxo de rotor permanece constante dentro do período de chaveamento das chaves semicondutoras

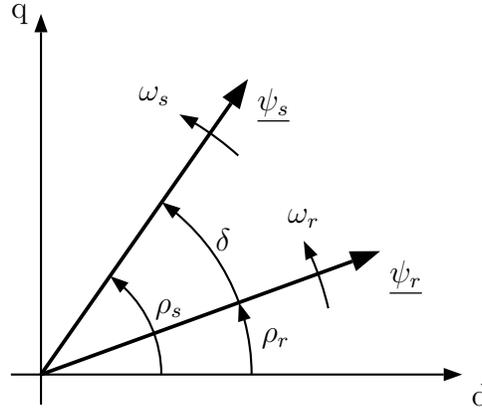


Figura 2.2: Relação entre os ângulos dos vetores espaciais de fluxo de estator e rotor

do inversor. Como os demais parâmetros de (2.30) são considerados constantes, observa-se que para um valor constante de fluxo de estator, a variação de torque fica relacionada apenas com a variação do ângulo (δ) e com o fluxo de estator $\underline{\psi}_s$.

O vetor do fluxo de estator $\underline{\psi}_s$ depende diretamente da tensão nos terminais dos enrolamentos de estator e pode ser calculado usando vetores espaciais como

$$\underline{\psi}_s = \int (\underline{v}_s - r_s \underline{i}_s) dt \quad (2.31)$$

sendo que

$$\underline{\psi}_s = \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \end{bmatrix}, \quad \underline{v}_s = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \underline{i}_s = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

A queda de tensão devido à resistência elétrica do estator é pequena e pode ser desprezada de tal modo que o fluxo pode ser estimado considerando $r_s = 0$. A partir disso, a equação (2.31) mostra que a variação de fluxo ocorre apenas devido à tensão aplicada nos enrolamentos de estator ($\Delta \underline{\psi}_s = \underline{v}_s \cdot \Delta t$). Em outras palavras, para controlar o vetor fluxo de estator, o inversor sintetizará por modulação em largura de pulsos um vetor espacial de tensão tal que conduzirá o fluxo para a posição ótima calculada pelo algoritmo de controle.

O torque eletromagnético pode então ser alterado rapidamente ao se reposicionar o vetor espacial do fluxo de estator, de acordo com (2.30). A existência da relação direta entre o vetor do fluxo de estator e o torque eletromagnético produzido pela máquina dá o nome ao método de controle direto de torque e de fluxo. A Figura 2.3 ilustra as diversas possibilidades de movimento do vetor espacial de fluxo de estator e a relação com o vetor espacial de fluxo de rotor, supondo uma rotação no sentido anti-horário na figura.

A amplitude do vetor fluxo de estator é normalmente mantida constante e no seu valor nominal, o que permite ao motor produzir o torque eletromagnético

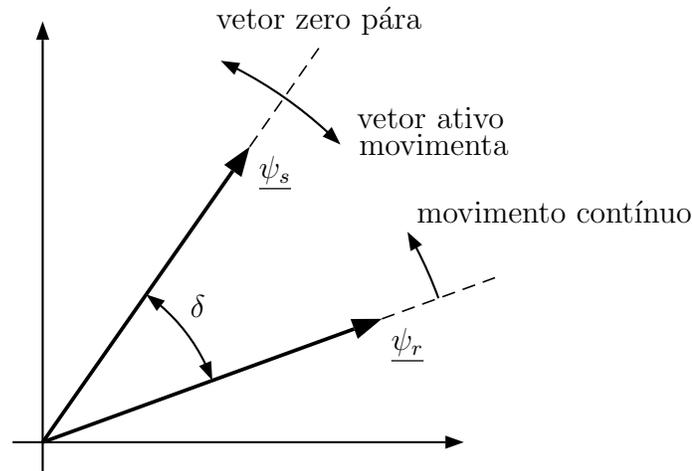


Figura 2.3: Movimento do fluxo de estator

requerido. Entretanto, também é possível impor um valor de fluxo menor do que o nominal, para a obtenção de um aproveitamento energético melhor e uma redução no ruído em certas situações, ao custo de uma resposta dinâmica mais lenta do sistema [2].

2.4 Método clássico de controle direto de torque

O método DTC clássico proposto em [2] mostra um circuito de controle que implementa o algoritmo apresentado anteriormente. Este método utiliza uma estratégia bastante simples porém eficiente, com uma tabela de chaveamento ótimo associada a dois controladores por histerese, um simples para o controle de fluxo e outro duplo para o controle do torque. O diagrama de blocos do método clássico é apresentado na Figura 2.4.

O índice * na variável significa o seu valor de referência. A partir dos fundamentos apresentados na seção 2.3, o método clássico mantém constante a amplitude do fluxo de estator ψ_s e o ângulo de carga δ apropriado para que o valor correto do torque eletromagnético seja produzido.

O circuito proposto por [2] utiliza um pequeno artifício: ao invés de monitorar o ângulo δ , ele monitora diretamente a variável de torque eletromagnético produzido pelo motor. Como discutido anteriormente, os parâmetros de (2.30) são considerados constantes e há uma relação direta entre δ e T_{em} ; assim controla-se diretamente a variável de interesse e não uma intermediária. Dessa maneira, um dos controladores de histerese monitora a amplitude do fluxo e outro o torque eletromagnético produzido, medido via sensores ou estimado através de estima-

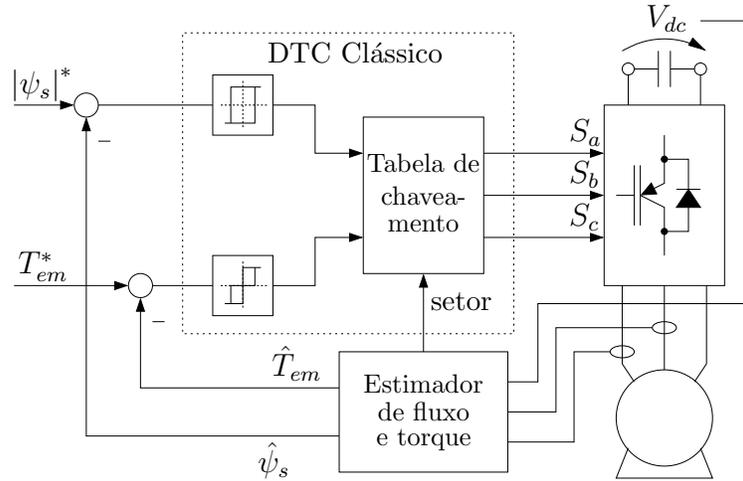


Figura 2.4: Diagrama de blocos do método DTC clássico

dores.

O controlador de torque foi definido como sendo uma histerese de três níveis, de modo a reduzir o efeito de ondulação no torque produzido pela máquina minimizando o torque pulsante quando em regime permanente.

Num inversor trifásico de dois níveis de tensão, somente seis vetores ativos e dois vetores inativos podem ser sintetizados, conforme ilustra a Figura 2.5. Os vetores inativos não modificam o vetor fluxo de estator, assim apenas seis vetores provocam efetivamente mudanças no comportamento da máquina. Na prática, os vetores inativos reduzem ligeiramente a amplitude do vetor fluxo devido às perdas por efeito joule, e essa diferença deve ser considerada na implementação do método clássico.

Para que o movimento do fluxo de estator descreva uma trajetória próxima da circular, o setor de controle é redefinido [5] como observado na Figura 2.6. Cada setor tem diferentes vetores ótimos de chaveamento que são definidos através de uma tabela denominada *tabela de chaveamento ótimo*. Essa tabela realiza a correspondência entre a posição do fluxo de estator e os vetores ótimos para controle naquele instante.

Para cada setor são definidos quatro vetores ótimos para atuar sobre o vetor de fluxo e seu funcionamento é ilustrado na Figura 2.7. Os quatro vetores possíveis são mostrados, indicando em qual direção o fluxo de estator pode ser conduzido. Na figura, a opção foi por V_2 , o que provoca um aumento na amplitude do fluxo e um aumento no ângulo δ (conseqüentemente um aumento do torque eletromagnético).

A tabela de chaveamento ótimo proposta em [2] é apresentada na Tabela 2.1. Os vetores ótimos são específicos para cada setor de controle em que o vetor de

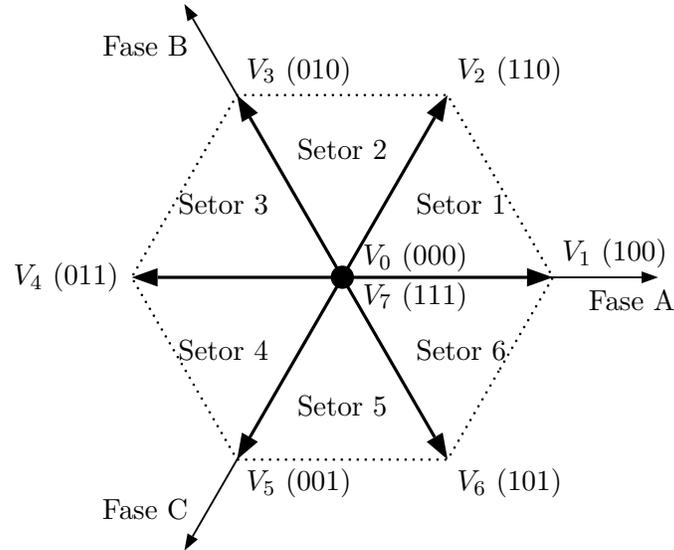


Figura 2.5: Representação dos vetores de tensão gerados pelo inversor trifásico

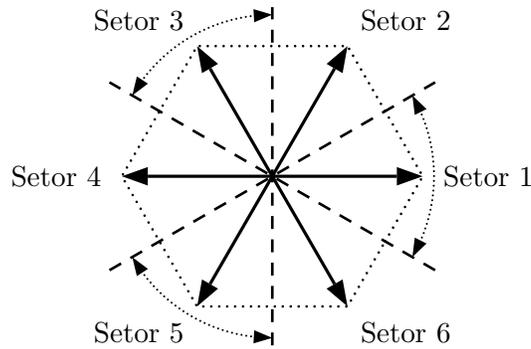


Figura 2.6: Definição do setor de controle do fluxo de estator

fluxo de estator se encontra (respeitando a Figura 2.6) e as variáveis de controle (torque e fluxo) endereçam as linhas da tabela. De acordo com essa tabela, o vetor a ser sintetizado fica condicionado ao seguinte esquema: o módulo do fluxo de estator pode aumentar ($d_\psi = +1$) ou diminuir ($d_\psi = -1$) e a intensidade do torque pode aumentar ($d_T = +1$), ser mantida constante ($d_T = 0$) ou diminuir ($d_T = -1$).

O cálculo da estimativa de fluxo corresponde a (2.31), e da estimativa de torque é definido como

$$T_{em} = \psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}. \quad (2.33)$$

A estimação de variáveis é um processo elaborado que será detalhado no capítulo 4. Nas próximas seções, para efeitos didáticos, apresenta-se equações

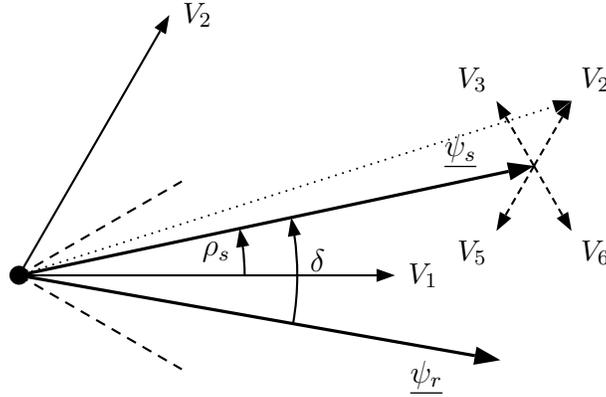


Figura 2.7: Indicação dos possíveis vetores e escolha do vetor ótimo

Tabela 2.1: Seleção do vetor ótimo no método DTC clássico

Fluxo	Torque	setor 1	setor 2	setor 3	setor 4	setor 5	setor 6
$d_\psi = +1$	$d_T = +1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$d_T = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$d_T = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$d_\psi = -1$	$d_T = +1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$d_T = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$d_T = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

de estimação onde as estimativas surgem diretamente das equações do motor de indução da seção 2.2, desconsiderando-se qualquer compensação em função de variações de parâmetros, como r_s .

O sistema de controle não necessita de ajustes de ganhos de controladores como em outros métodos (exceto pela largura da banda de histerese) e sua resposta é rápida. Outros pontos que merecem destaque no controle clássico por histerese são: ausência de conversão entre sistemas de coordenadas na etapa de controle, inexistência de problemas de acoplamento das variáveis de controle, é necessário determinar-se apenas dentro de qual setor se encontra o vetor do fluxo de estator e não seu sentido exato. O sistema funciona com alguma degradação de desempenho mesmo com um erro na posição do vetor fluxo de algumas dezenas de graus elétricos [10].

Essa técnica também apresenta algumas desvantagens, dentre as quais as principais são: frequência de chaveamento variável, ondulação de torque alta, necessidade de estimadores de torque e fluxo (também necessários no controle vetorial) e eventuais dificuldades de operação durante partida e em baixas velo-

idades [10].

Entretanto, a maioria dessas dificuldades pode ser superada utilizando métodos de controle direto de torque aperfeiçoados. Neste trabalho optou-se por combinar a técnica de DTC com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais, que é apresentada na seção 2.6.

2.5 Alternativa ao método clássico de controle direto de torque

De maneira independente e praticamente simultânea a [2], foi desenvolvido um método alternativo de controle direto de torque [3] que não foi adotado nesse trabalho e foi estudado apenas com um enfoque histórico. Esse método calcula diretamente o fluxo eletromagnético de cada uma das fases do circuito trifásico pela integração da tensão de estator no tempo e, através de reguladores por histerese, controla a intensidade do fluxo produzido, para que o torque eletromagnético produzido esteja dentro dos limites de referência do controle. O lugar geométrico formado pelo movimento do fluxo de estator em regime permanente não é circular, e sim hexagonal; permite operação em baixas frequências de chaveamento com bom desempenho dinâmico, característica importante em acionamentos de alta potência.

2.6 Controle direto de torque usando modulação por vetores espaciais

Um inversor típico de dois níveis de tensão produz apenas seis vetores espaciais ativos e dois vetores espaciais inativos de tensão em seus terminais (Figura 2.5). Como o método clássico de controle direto de torque considera apenas esses sentidos para correções dos erros de fluxo e torque, situações de regime permanente sofrem efeitos significativos de ondulação no torque eletromagnético. A Figura 2.8 mostra o comportamento do fluxo de estator para o controle DTC clássico com banda de histerese¹ de 5% para operação em vazio, durante a partida e em regime na velocidade nominal.

Observa-se que há uma constante oscilação do valor da amplitude do fluxo, tanto durante a partida quanto em regime permanente. A redução da banda de histerese minimiza o problema, entretanto a frequência de chaveamento tende a aumentar sensivelmente. Essa é uma importante limitação de aplicação prática

¹As linhas tracejadas na figura mostram o limite da banda de histerese programado no controlador.

do método DTC clássico que pode ser contornada combinando o método de controle direto de torque com um inversor operando com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais.

Utilizando essa técnica, é possível sintetizar precisamente o vetor espacial ótimo de tensão nos enrolamentos de estator de que minimiza o erro de controle. Considerando o valor médio do vetor dentro do período de chaveamento, tem-se um controle muito mais preciso e bastante suave quando comparado com o método clássico. Com o controle usando modulação por largura de pulso por vetores espaciais operando em frequência de chaveamento de 5 kHz, a amplitude do fluxo de estator é praticamente constante. Um aumento na frequência de chaveamento reduziria ainda mais as oscilações. Pode-se comparar o desempenho desse novo controle em situações análogas através das Figuras 2.8 e 2.9.

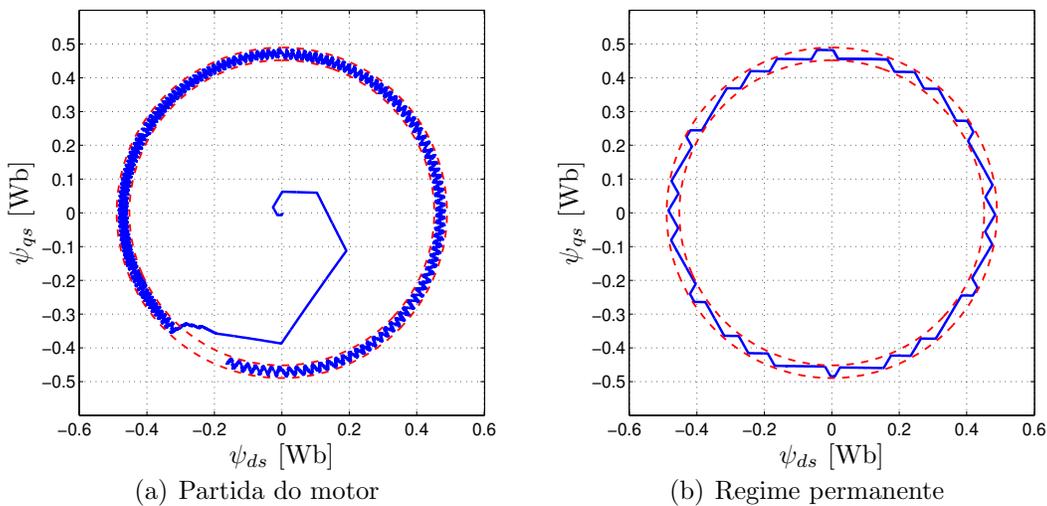


Figura 2.8: Fluxo de estator com banda de histerese de 5%

Existem diversas maneiras de se obter as componentes v_{dsc} e v_{qsc} de tensão a serem aplicadas no inversor. Nesse caso, para a comparação com o método clássico, utilizou-se a abordagem proposta em [5] que utiliza orientação de fluxo de estator e que foi a base para o desenvolvimento das equações que compõem a lei de controle do método de modos deslizantes, apresentadas na seção 3.6.

Essa configuração não foi objeto direto do estudo desse trabalho, porém a mesma foi implementada durante o desenvolvimento inicial com a finalidade de validação dos modelos implementados até o momento do conjunto motor, inversor e controle em malha fechada, além de verificar a funcionalidade do método. A implementação de um sistema com o controle DTC usando modulação por vetores espaciais é representada na forma de um diagrama de blocos na Figura 2.10.

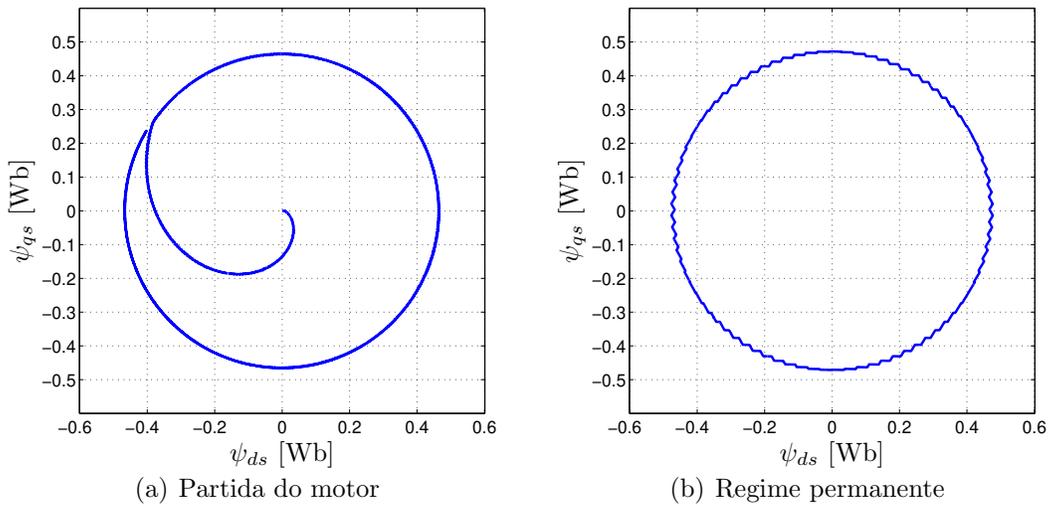


Figura 2.9: Fluxo de estator por vetores espaciais chaveando a 5 kHz

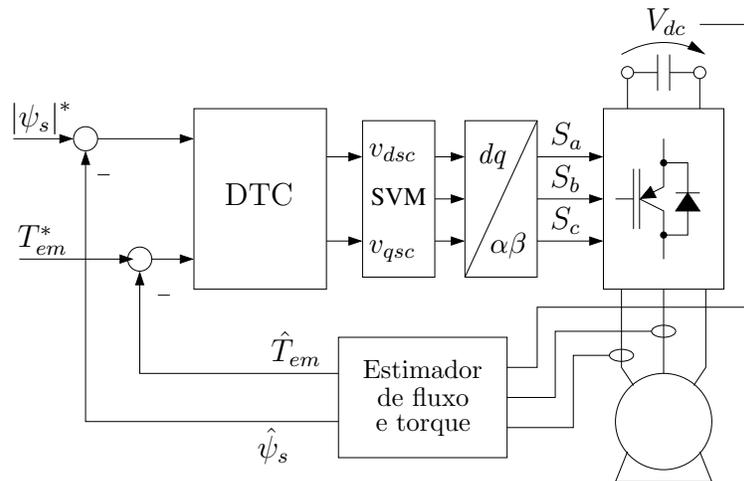


Figura 2.10: Diagrama de blocos do método DTC por vetores espaciais

2.7 Frequência de amostragem

Uma vantagem do método DTC usando a modulação por vetores espaciais num sistema de controle digital é a possibilidade da escolha da frequência de amostragem que será utilizada durante o projeto e essa definição tem um impacto direto em vários aspectos do projeto como ruído acústico de chaveamento, qualidade do sinal sintetizado e por consequência do sinal amostrado, ondulação de torque, dentre outros. A frequência de amostragem está diretamente ligada à frequência de chaveamento, e normalmente é adotada como sendo igual a esta

última.

Aumentar a frequência de chaveamento implica em muitas mudanças, em especial do inversor para suportar chaveamentos mais rápidos. Entretanto, aumentar a frequência de amostragem demanda apenas maior poder de processando para realizar a aquisição dos dados mais frequentemente, graças aos avanços em miniaturização dos semicondutores. Assim, realizou-se uma breve análise sobre os efeitos da frequência de amostragem no início do projeto.

Para um sistema de controle direto de torque do MIT através da técnica de vetores espaciais, simulou-se o comportamento do conjunto DTC-inversor-motor operando nas frequências de chaveamento de 2kHz e 10kHz. Para cada um desses casos, calculou-se a distorção harmônica total (THD, índice relacionado as distorções presentes no sinal) da corrente de estator do motor de indução (que é lida pelo sensor de corrente e utilizada nos cálculos posteriores do algoritmo) operando em regime e nas condições nominais. As Tabelas 2.2 e 2.3 condensam os resultados obtidos.

Tabela 2.2: Comparação de THD para diferentes amostragens, chaveamento de 2kHz

Método	THD (em %)
1 amostra por período	17,17
3 amostras por período	3,62
5 amostras por período	2,30
Contínuo	2,18

Tabela 2.3: Comparação de THD para diferentes amostragens, chaveamento de 10kHz

Método	THD (em %)
1 amostra por período	3,42
3 amostras por período	0,57
5 amostras por período	0,50
Contínuo	0,48

Observa-se que para baixas frequências de chaveamento, é importante trabalhar com frequências de amostragem mais altas, de modo a reduzir a distorção total percebida na aquisição dos dados. Para frequências de chaveamento maiores, a distorção harmônica já é menor por natureza, e o aumento na frequência de amostragem tem um impacto menor, porém ainda significativo, nos resultados. Entretanto, no sistema real, a operação em maiores frequências de chaveamento causa também uma maior interferência eletromagnética, induzindo ruído

por todos os circuitos próximos. Essas interferências não foram modeladas na simulação, e afetam em especial o circuito de condicionamento de sinais, que trabalha com níveis de tensões bastante reduzidos (tensões da ordem de centenas de milivolts).

Assim, a partir dos dados apresentados acima, percebe-se que a discretização dos sinais num processador digital pode prejudicar em muito o resultado final se não for considerada sua influência. Uma definição mais detalhada das diversas freqüências utilizadas no projeto é apresentada na seção C.3.

Capítulo 3

Controle por Modos Deslizantes

3.1 Introdução

A teoria de controle clássico apresenta dificuldades no controle de sistemas não lineares fora de um ponto de equilíbrio ou no controle de sistemas que não são modelados com bom grau de fidelidade. Pequenas variações ou perturbações na planta podem causar influências indesejáveis no comportamento dinâmico do sistema. Buscando principalmente obter robustez em relação a essas variações, técnicas de controle moderno robusto foram desenvolvidas, como a técnica de controle de sistemas de estrutura variável (*Variable Structure System*) [11].

Estudos sobre as técnicas de controle de sistemas por estrutura variável iniciaram-se ainda nos anos 50, abordando apenas sistemas lineares. Desde então, diversos avanços foram conseguidos na área, permitindo a aplicação da técnica em uma grande variedade de sistemas incluindo sistemas não lineares com múltiplas entradas e saídas, em tempo discreto, dentre outros. Além disso, o controle adquiriu novas características, como grande robustez aos distúrbios, o que fez com que sistemas de estrutura variável ganhassem cada vez mais importância.

O principal representante do controle por estrutura variável é o controle por modos deslizantes (*Sliding Mode Control* – SMC), que é apresentado hoje como uma alternativa viável na implementação de um controle descontínuo à teoria clássica de controle [12]. Características como robustez de controle, invariância a distúrbios e incertezas, bem como simples integração aos acionamentos elétricos devido à natureza descontínua das chaves semicondutoras são vantagens oferecidas naturalmente pelo método.

Este capítulo está dividido da seguinte forma: a seção 3.2 apresenta a motivação do desenvolvimento do controle por estrutura variável, a seção 3.3 mostra o princípio de funcionamento do método através de um exemplo didático, a seção 3.4 evidencia características relevantes para o projeto que interferem no seu funcionamento, a seção 3.5 apresenta ferramentas matemáticas específicas para

sistemas por estrutura variável tipicamente descontínuos, a seção 3.6 apresenta o método de controle implementado nesse trabalho e a seção 3.7 discute os problemas resultantes do efeito da discretização causada pelo uso de processador digital de sinais ou de microcontroladores.

3.2 Motivação

A seguir apresenta-se um exemplo didático que compara a resposta de um sistema usando controle tradicional com a resposta de um sistema do tipo modos deslizantes para a mesma entrada. As características marcantes de cada caso são destacadas, mostrando as vantagens do controle por modos deslizantes nas condições apresentadas.

Em uma malha de controle de uma planta hipotética, apresentada na Figura 3.1, tem-se um controlador genérico que produz um esforço de controle e_c que controla a planta a partir de um sinal de referência estabelecido. Usualmente esse controlador é do tipo PI (proporcional-integral), projetado de acordo com o modelo linearizado da planta para atender índices de desempenho especificados. Nesse exemplo didático, a planta corresponde a um integrador puro.

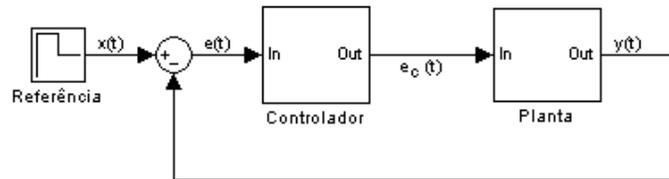


Figura 3.1: Modelo de um sistema simples de controle

Devido a variações nos parâmetros da planta, chaveamentos ou a imprecisões do modelo matemático, os valores ideais de ganhos proporcional (k_p) e integral (k_i) do controlador PI variam ao longo do funcionamento do sistema. Porém, como nas malhas de controle esses ganhos normalmente são mantidos constantes, o desempenho do sistema de controle será pior do que o especificado no projeto.

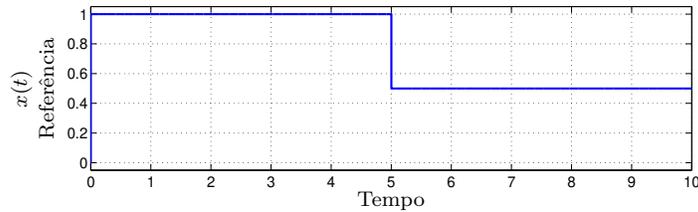
Variações dos ganhos do controlador ou variações da planta dentro de uma estreita faixa afetam a qualidade do controle, mas geralmente de maneira aceitável. Porém podem acontecer significativas variações não modeladas que provoquem uma resposta do controle que seja muito lenta (comportamento tipicamente assintótico) ou muito rápida (oscilação e maior risco de instabilização) dependendo das novas posições dos pólos e zeros do sistema em malha fechada.

Em outras palavras, na prática a situação ótima de controle não perdura durante muito tempo devido a essas variações e por esse motivo o desempenho obtido é inferior ao requisitado. Usualmente opta-se por um sistema de controle

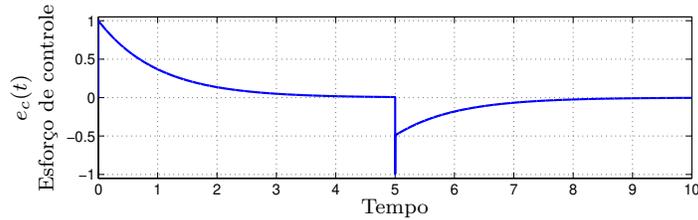
com dinâmica mais lenta, deixando uma margem de segurança para que não ocorram oscilações. Para se obter respostas mais rápidas, utiliza-se técnicas como saturação dinâmica e anti-windup que aumentam a complexidade do sistema.

O controle por modos deslizantes opera de maneira diferente do controle PI, de maneira que o esforço de controle e_c é sempre o máximo possível, no sentido de reduzir o erro $e(t)$. Assim, é possível obter uma resposta mais rápida da planta do que a obtida com o controle tradicional utilizando o controlador PI. Outras características do método serão apresentadas ao longo capítulo.

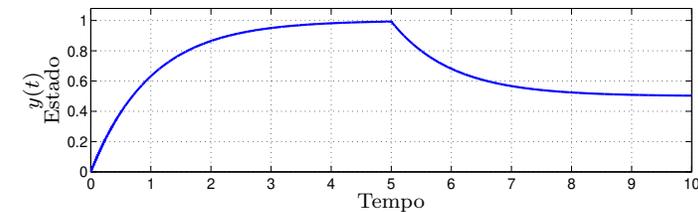
Como critério de projeto dos controladores aqui apresentados, adotou-se dois principais: evitar oscilações no período transitório e limitar o valor máximo do sinal $e_c(t)$ em uma unidade, em módulo.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.2: Entrada $x(t)$, esforço de controle $e_c(t)$ e estado $y(t)$ do sistema apresentado na Figura 3.1 usando controlador PI

Para efeito de comparação, ambos os sistemas foram submetidos a uma entrada degrau $x(t)$ representada na Figura 3.2(a). A resposta do estado $y(t)$ do sistema usando controlador PI pode ser observada na Figura 3.2(c) e o comportamento do esforço de controle $e_c(t)$ na Figura 3.2(b). Observa-se que para

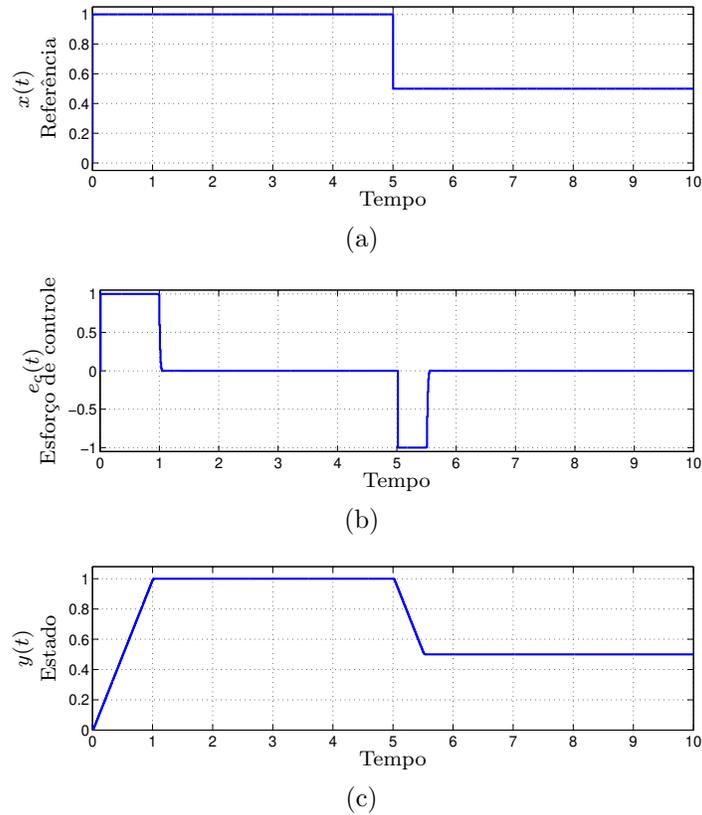


Figura 3.3: Entrada $x(t)$, esforço de controle $e_c(t)$ e estado $y(t)$ do sistema apresentado na Figura 3.1 usando controlador por modos deslizantes

os valores de k_p e k_i utilizados o critério de projeto estipulado foi respeitado ($|e_c(t)| \leq 1, \forall t$), o que deixou a resposta do sistema relativamente lenta.

Para o sistema utilizando o controlador por modos deslizantes, a mesma referência é apresentada na Figura 3.3(a). O estado $y(t)$ e o comportamento do esforço de controle são apresentados respectivamente nas Figuras 3.3(c) e 3.3(b). Pode-se observar que o tempo de acomodação no controle por modos deslizantes é o menor possível para o limite estipulado do esforço de controle, não há uma tendência lenta e assintótica de estabilização e também não há oscilações.

Nessa situação apresentada, é possível calcular para o controlador PI valores ótimos de k_p e k_i de modo a minimizar o tempo de resposta do estado a distúrbios como os da Figura 3.2(a). Entretanto, o custo da otimização seria que o sinal $e_c(t)$ do controlador apresentaria picos bastante elevados para provocar uma reação rápida da planta nessa situação, diferente do método de modos deslizantes que apresenta um regime transitório mais regular.

Encontram-se outras situações na literatura, como o controle avançado de

arfagem de uma aeronave do tipo caça [13]. A teoria de controle ótimo, comumente utilizada no ramo da aviação, tem dificuldades em resolver esse problema pois é difícil traduzir especificações de desempenho de aeronaves tripuladas na forma necessária para o cálculo do controlador: taxa de amortecimento, frequência natural e desacoplamento não são facilmente calculados. O método proposto apresentou resultados satisfatórios, mas envolveu a inserção de centenas de pólos e zeros adicionais na malha de realimentação da planta. Já o uso da técnica de modos deslizantes permite uma grande simplificação do controlador nesse caso.

3.3 Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento do controle por estrutura variável pode ser mostrado através de um exemplo apresentado em [11] usando um sistema de segunda ordem. Seja o sistema de equações diferenciais de segunda ordem a seguir que descreve o comportamento do sistema estudado

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= 2x_2 - x_1 - \kappa x_1\end{aligned}\tag{3.1}$$

sendo que

$$\begin{aligned}\kappa &= +4 && \text{para } s(x_1, x_2) > 0 \\ &= -4 && \text{para } s(x_1, x_2) < 0\end{aligned}\tag{3.2}$$

é a função de chaveamento escolhida como

$$s(x_1, x_2) = \sigma x_1\tag{3.3}$$

$$\sigma = 0,5x_1 + x_2.\tag{3.4}$$

A função de chaveamento $s(x_1, x_2)$ define uma superfície de $n - 1$ dimensões num espaço de n dimensões.

A função κ é uma função que assume apenas dois valores, em função do sinal da função $s(x_1, x_2)$. Dessa forma, há duas configurações possíveis para o sistema. Para $s > 0$, ou seja $0,5x_1^2 + x_1x_2 > 0$, a região I é definida e o sistema (3.1) passa a ser

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= 2x_2 - 5x_1.\end{aligned}\tag{3.5}$$

Para $s < 0$, ou seja $0,5x_1^2 + x_1x_2 < 0$, a região II é definida e o sistema (3.1) passa a ser

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= 2x_2 + 3x_1.\end{aligned}\tag{3.6}$$

Desconsiderando a região de domínio de cada um dos sistemas acima, um esboço para o plano de fase completo da configuração (3.5) é apresentado na Figura 3.4 e da configuração (3.6) é apresentado na Figura 3.5. Observa-se que este último plano de fase não é simétrico.

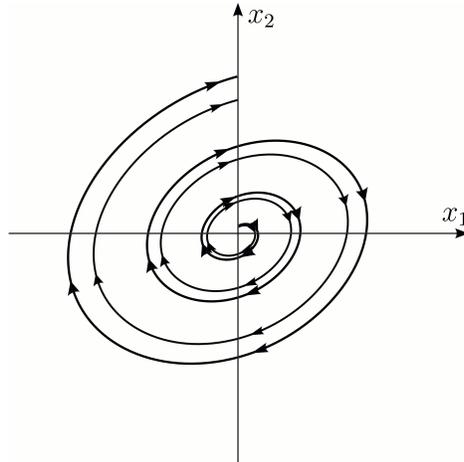


Figura 3.4: Esboço do plano de fase do sistema (3.5)

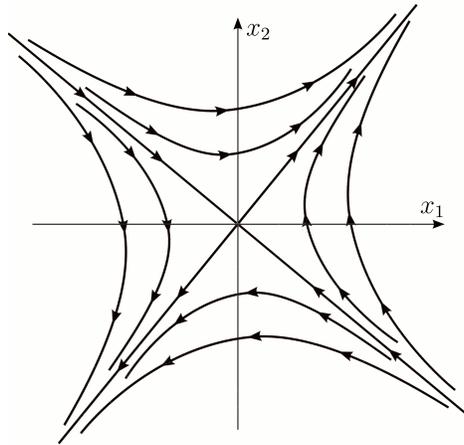


Figura 3.5: Esboço do plano de fase do sistema (3.6)

Nota-se que para o sistema (3.5), o ponto de equilíbrio localiza-se na origem do plano de fase, e é um ponto de equilíbrio instável. Já o sistema (3.6) produz uma sela; o ponto de equilíbrio é o ponto de sela localizado na origem do plano de fase, sendo também um ponto de equilíbrio instável.

A idéia principal do método de controle via modos deslizantes é conduzir o estado do sistema da condição inicial para o estado desejado (representado

pela origem do plano de fase) por uma superfície de chaveamento. Com um projeto adequado, alternando constantemente a estrutura do sistema, é possível estabilizar a resposta de um sistema naturalmente instável.

Apresenta-se na Figura 3.6 o domínio de validade das duas configurações do sistema. Utiliza-se o sinal da função de chaveamento (3.3) como elemento diferenciador das regiões. O lugar geométrico definido por $s(x_1, x_2) = 0$ corresponde à transição da estrutura do sistema e essa transição ocorre sobre duas retas: $x_1 = 0$ ou $\sigma = 0$.

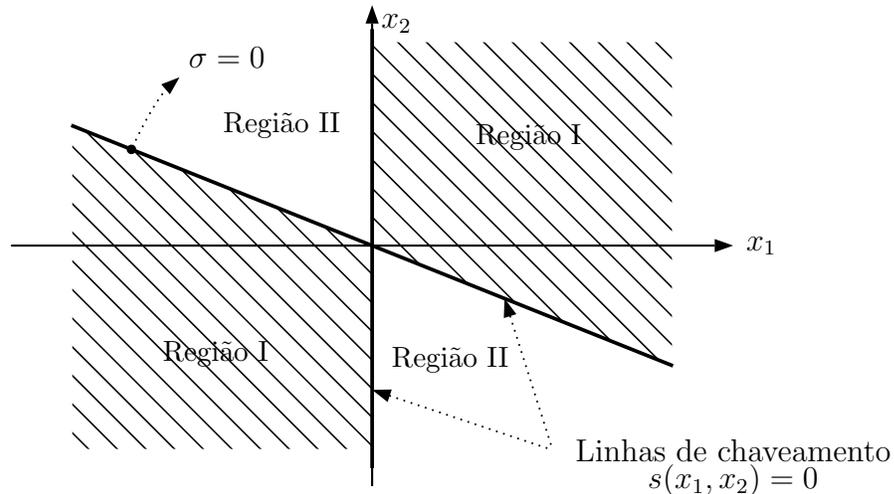


Figura 3.6: Regiões I e II definidas pela equação $s(x_1, x_2) = 0$

A equação $\sigma = 0$ define a *superfície de chaveamento*. Essa superfície formada não é necessariamente contínua nem uma superfície de duas dimensões. Essa superfície sempre possui uma dimensão a menos do que o sistema e, nesse caso, a superfície forma apenas uma reta. As regiões formadas no plano de fase são definidas de acordo com o sinal da equação (3.3).

O resultado da composição de ambos os sistemas através das funções de chaveamento anteriormente propostas, para cada uma das regiões, pode ser observado no esboço do plano de fase apresentado na Figura 3.7. Esse sistema resultante normalmente apresenta descontinuidades na região de transição entre as duas configurações. Observa-se que na linha de chaveamento $x_1 = 0$ a descontinuidade é apenas na direção do movimento, enquanto que na linha $\sigma = 0$ há também uma inversão no sentido.

Por característica de construção, a partir de qualquer ponto inicial o estado do sistema deve ser conduzido em direção à superfície de chaveamento. Essa fase é chamada de modo de aproximação (*reaching phase* ou *reaching mode*). Uma vez que o estado atinge essa superfície, fica aprisionado sobre essa superfície e é conduzido para a origem do plano, condição essa que é chamada de modo desli-

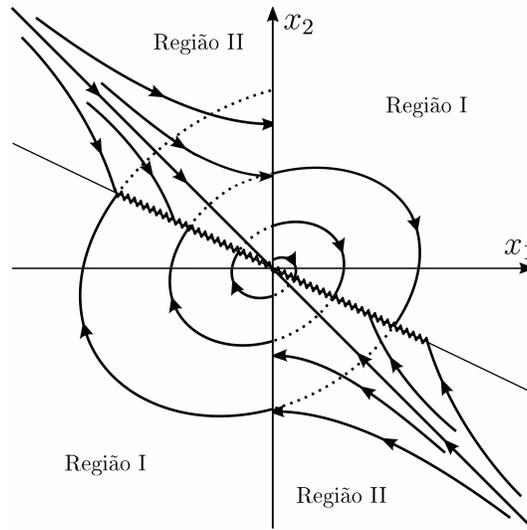


Figura 3.7: Esboço do plano de fase do sistema completo, apresentado em (3.1) e (3.2)

zante (*sliding mode*). Quando a trajetória do sistema coincide com a superfície $\sigma = 0$, a equação (3.4) representa o movimento do sistema e pode ser reescrita na forma de uma equação diferencial de primeira ordem

$$0,5x_1 + \dot{x}_1 = 0 \quad (3.7)$$

cuja solução é calculada na forma $x_1(t) = x_1(t_0)e^{-c(t-t_0)}$. É possível demonstrar que essa solução não depende nem de parâmetros da planta nem de eventuais distúrbios não modelados [14]. Essa propriedade é denominada *invariância* e é bastante interessante do ponto de vista de projeto de controladores com realimentação, manifestando-se apenas durante a etapa de modos deslizantes.

Ilustra-se na Figura 3.8 um exemplo de trajetória percorrida pelo estado do sistema a partir de um ponto inicial arbitrário. Iniciando na região II, o sistema evolui e passa para a região I e a seguir atinge a superfície de chaveamento, sendo então conduzido à origem do plano. Uma vez na origem do plano, o estado fica aprisionado na sua vizinhança.

3.4 Características importantes do controle por modos deslizantes

Algumas características importantes ainda não mencionadas merecem ser destacadas: a) a superfície de chaveamento deve ser escolhida de tal forma que

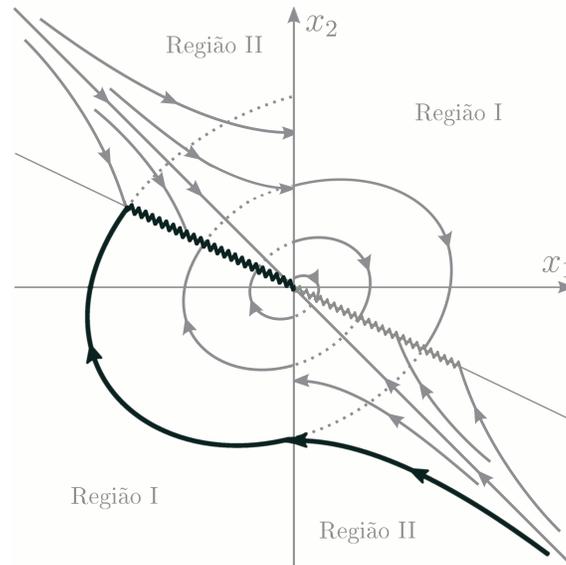


Figura 3.8: Exemplo de trajetória do sistema controlado por modos deslizantes

existam apenas chegadas de linhas de trajetória por qualquer lado junto à superfície. Dessa forma uma vez atingida a superfície, o simples chaveamento do sistema de uma região para outra impede que o estado escape da superfície e prossiga para a instabilidade; b) a superfície de chaveamento é projetada para ser atingida em um tempo finito a partir de qualquer estado inicial x_0 , através do projeto de um sistema de estrutura variável adequado que irá conduzir o estado à superfície; c) comparando as Figuras 3.4, 3.5 e 3.8 observa-se que a trajetória descrita durante a fase de modos deslizantes não é inerente a nenhum dos dois sistemas apresentados (3.5) e (3.6). d) quando em modos deslizantes, a dinâmica do sistema sempre passa a ser ditada apenas pela equação $\sigma = 0$, que é de uma ordem inferior em relação ao modelo original, e que é definida durante o projeto conforme os critérios de desempenho estabelecidos; e) propriedade de invariância, discutida anteriormente na página 28, é muito importante no modelo teórico mas na prática pode ser mais difícil de conseguir devido a idealizações dos modelos matemáticos e do chaveamento entre as regiões.

Assim, o procedimento de projeto de um controlador por modos deslizantes é realizado em duas etapas: primeiramente é escolhida a equação da superfície de chaveamento que respeita as regras de desempenho dinâmico e critérios de desempenho. Uma vez definida, deve-se buscar encontrar um controle descontínuo tal que o estado do sistema deve alcançar a superfície de chaveamento e que ocorra o fenômeno de modo deslizante sobre essa superfície.

O projeto é, portanto, dividido em dois subproblemas menores e quando em operação, após um breve momento na fase de aproximação, o sistema terá a

dinâmica projetada.

A condição na qual o estado do sistema se moverá no plano de fase e atingirá a superfície de chaveamento é chamada de condição de aproximação ou critério de alcance (*reaching condition*), que deve ser respeitada para que a superfície de chaveamento possa ser sempre alcançada a partir de qualquer estado inicial, de acordo com as características a) e b) apresentadas anteriormente nessa seção. A trajetória do sistema nessa condição é o modo de aproximação.

Uma maneira tradicional de se definir uma condição de aproximação apresentada em [11] é fazer com que todo estado respeite obrigatoriamente

$$\dot{s} < 0. \quad (3.8)$$

Entretanto, ainda segundo [11], para sistemas com múltiplas entradas, essa abordagem torna o sistema de difícil solução e técnicas alternativas para definição de condições de aproximação surgiram para simplificação do seu cálculo. Cada alternativa tem suas vantagens e desvantagens e uma discussão mais ampla sobre esse assunto está fora do escopo deste trabalho.

Algumas vezes, o uso de técnicas diferentes de projeto para a descrição do comportamento dinâmico do sistema na fronteira descontínua resulta em equações diferentes para o mesmo sistema. Na maioria das vezes, não há necessidade de se obter solução *única*, pois a natureza do fenômeno causado pela descontinuidade é tal que uma solução única não existe. Entretanto, é possível delimitar o escopo de validade para cada solução possível [12].

A classificação de sistemas de estrutura variável deriva do fato do controle ser implementado através do constante chaveamento da estrutura do sistema, sendo o controle por modos deslizantes o seu principal representante.

No controle de plantas multivariáveis, busca-se métodos de projeto que permitam que os graus de liberdade de movimento dos estados da planta sejam decompostos em componentes parciais independentes.

Inicialmente, a técnica de controle em modos deslizantes foi empregada na estabilização e regulação de sistemas. Entretanto, hoje essa técnica também pode ser utilizada em problemas do tipo rastreamento (*tracking*), seguidor adaptativo de referência (*adaptive model following*) e de estimação de estados. Neste trabalho, o controle em modos deslizantes foi aplicado no controle e acionamento de um motor de indução trifásico. A aplicação de modos deslizantes na etapa de estimação não é abordada nesse trabalho, deixando-a como oportunidade de estudo em trabalhos futuros.

Algumas das principais técnicas matemáticas envolvidas no estudo e projeto de sistemas controlados por modos deslizantes são apresentadas a seguir.

3.4.1 Freqüência de chaveamento do circuito de acionamento

O método de controle por modos deslizantes, no caso de acionamento de motores com inversores, leva a uma operação de chaveamento do inversor com freqüência variável. A operação em alta freqüência de chaveamento, além de exigir chaves semicondutoras rápidas e custosas, ocasiona considerável aumento das perdas por chaveamento, o que aumenta sua temperatura de operação e obriga o uso de maiores dissipadores de calor ou ventilação forçada.

A fim de evitar esses efeitos negativos e ao custo de uma resposta dinâmica mais lenta, implementou-se nesse trabalho uma técnica especial de modos deslizantes que trabalha com freqüência de chaveamento fixa usando a modulação em largura de pulsos por vetores espaciais para o controle das chaves semicondutoras do inversor [6].

Assim, o controle por modos deslizantes recalcula os sinais de magnitude e fase a serem sintetizados pelo inversor a todo instante, que neste caso opera pela técnica de modulação por vetores espaciais tradicional. Uma análise das freqüências de operação no projeto é apresentada no Apêndice C.3.

3.5 Fundamentos matemáticos do método

A natureza descontínua do controle exige o uso de ferramentas matemáticas especiais para possibilitar a análise e projeto dos controladores. A seguir apresentam-se dois métodos tradicionais aplicáveis ao projeto de sistemas em modos deslizantes que não foram utilizados diretamente neste trabalho mas ilustram as técnicas principais. Mais detalhes podem ser obtidos nas referências [12, 15].

3.5.1 Método da regularização

O comportamento do sistema nas proximidades das superfícies de chaveamento não pode ser descrito adequadamente pela teoria de controle clássico, devido às descontinuidades inerentes ao sistema que prejudicam essa análise. Para solucionar esse problema pode-se adotar duas técnicas. A primeira consiste em substituir o controle descontínuo por outro controle com comportamento semelhante cuja análise seja mais simples. Porém, em geral, utiliza-se a técnica de *regularização*, por apresentar uma construção mais fiel do que a anterior e uma interpretação mais simples. Essa técnica consiste em encontrar uma solução (contínua) equivalente à do sistema descontínuo original quando na região de descontinuidade, de modo que a análise clássica de controle possa ser aplicada e que no limite seja a própria equação de modos deslizantes.

A técnica de regularização pode levar em conta fatores ignorados pelo modelo idealizado como imperfeições de chaveamento de elementos (atrasos, histereses, constantes de tempo), dinâmicas de atuadores e sensores, e outros. Muitas técnicas de regularização foram desenvolvidas [14], e uma das mais conhecidas é chamada de método de *Filippov*, ilustrado na Figura 3.9. Na figura, $f(x, u^-)$ e $f(x, u^+)$ representam os dois possíveis esforços de controle calculados pelo controlador num dado momento.

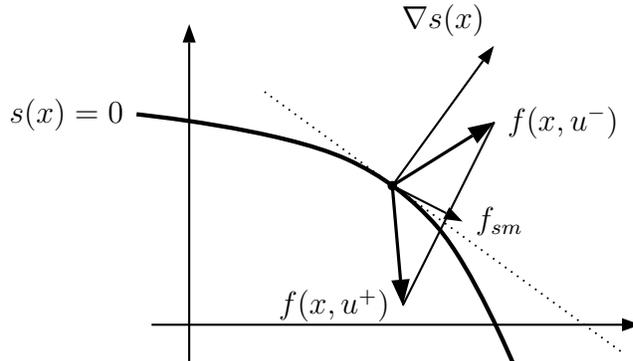


Figura 3.9: Regularização por Filippov

3.5.2 Método do controle equivalente

A técnica de controle equivalente permite encontrar um controle contínuo equivalente ao controle descontínuo original [12, 16]. De ponto de vista simplificado, o método do controle equivalente permite substituir o controle descontínuo ativo na superfície de chaveamento por um controle contínuo equivalente, que faz com que o vetor velocidade do espaço de estados seja tangente à fronteira entre as regiões de discontinuidades. Apresenta-se o método na Figura 3.10.

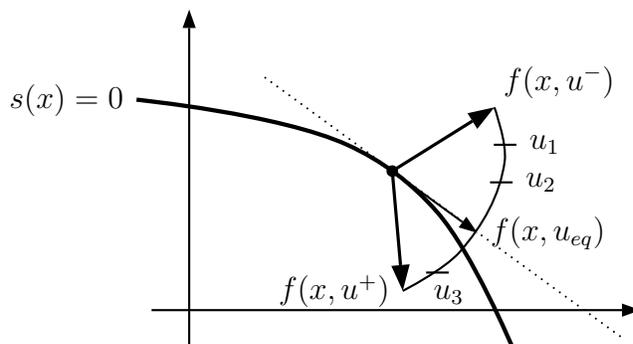


Figura 3.10: Método do controle equivalente

O controle equivalente não necessariamente coincide com o método de Filippov apresentado anteriormente. Os métodos serão os mesmos para o caso do

controle u ser linear em relação à variável de controle, e o lugar de $f(x, u)$ ser um segmento de reta. Essa discrepância reflete o fato de que diferentes métodos de regularização levam às equações de modos deslizantes distintas para sistemas com funções de controle não linear.

3.6 Controle de torque e de fluxo no motor de indução trifásico

Para o projeto do controlador em modos deslizantes do motor de indução trifásico, buscou-se características de controle próximas às obtidas com o controle direto de torque, conceito aplicado por [17]. A idéia dessa estratégia é obter um controle em modos deslizantes, com as qualidades do controle direto de torque. Assim, o controle calcula o vetor ótimo de tensão de estator que mantém o vetor do fluxo concatenado com os enrolamentos de estator na posição desejada, controlando o torque eletromagnético produzido. Portanto, o inversor recebe os valores ótimos de ângulo e magnitude de tensão a serem sintetizados a cada período de chaveamento.

Para se obter a superfície de chaveamento com o comportamento semelhante ao DTC, esta é definida como o erro entre as referências e o valor atual das variáveis controladas, como discutido em [16, 17]. Os valores atuais são calculados pelos diversos estimadores do projeto, e a etapa de estimação é discutida no Capítulo 4.

$$\begin{aligned} e_{\psi_s} &= |\psi_s|^* - |\hat{\psi}_s| \\ e_{T_{em}} &= T_{em}^* - \hat{T}_{em}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Nas equações anteriores, o símbolo circunflexo significa variável estimada e e é o valor do erro a ser minimizado.

O conjunto S da *superfície de chaveamento* é definido, conforme [12], a partir de (3.9)

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\psi_s} + c_{\psi_s} \cdot \frac{d}{dt}(e_{\psi_s}) \\ e_{T_{em}} + c_{T_{em}} \cdot \frac{d}{dt}(e_{T_{em}}) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

de modo a respeitar os critérios apresentados (principalmente os da seção 3.4) para que uma superfície seja considerada de deslizamento. Nessas equações, c_{ψ_s} e $c_{T_{em}}$ são constantes definidas de acordo com a resposta dinâmica desejada para o sistema.

Define-se as superfícies s_1 e s_2 de acordo com [14], usando a idéia de que a componente d do vetor de tensão de estator está relacionada com o controle do

fluxo e que a componente q do vetor de tensão do estator está relacionada com o controle do torque eletromagnético.

Assim, o objetivo do sistema de controle é fazer com que o estado do sistema vá para $S = 0$ e que lá permaneça, no ponto de equilíbrio definido na superfície de chaveamento (origem). Se o estado do sistema for tal que $S \neq 0$, um esforço de controle será produzido para levá-lo a uma nova condição mais próxima da superfície de chaveamento. A fase em que o sistema tenta alcançar a superfície de chaveamento é chamada de fase de aproximação (*reaching phase*).

Quando o sistema alcança a superfície $S = 0$, atinge-se a fase denominada modo deslizante (*sliding phase*). A dinâmica do sistema passa a ser governada pela dinâmica imposta por $S = 0$ pois o estado do sistema é impedido de deixar a superfície pelo controlador, produzindo rapidamente um grande esforço de controle de modo a manter o sistema muito próximo da superfície de chaveamento.

A lei de controle que reproduz esse comportamento é proposta em [17] como

$$v_{dsc} = \left(kp_\psi + ki_\psi \frac{1}{s} \right) \text{eval}(s_1) \quad (3.11)$$

$$v_{qsc} = \left(kp_T + ki_T \frac{1}{s} \right) \text{eval}(s_2) + \omega_s \hat{\psi}_s \quad (3.12)$$

sendo que kp_ψ , ki_ψ , kp_T e ki_T são os ganhos de um controlador PI. As perdas resistivas não foram consideradas na implementação realizada desse modelo.

A função *eval* é responsável por determinar qual será a reação do sistema em função da posição do estado no espaço de estados, de uma maneira normalizada de -1 a 1. Ela pode ser tão simples quando a função sinal. Diferentes tipos são apresentados na Figura 3.11.

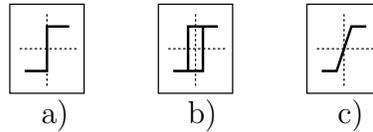


Figura 3.11: Funções *eval* típicas: a) sinal, b) histerese, c) linear com saturação

A função 3.11(a) é simplesmente a função sinal: em caso do estado encontrar-se de um lado da superfície, será compensado com um esforço máximo no sentido oposto [11]. Em sistemas de tempo discreto, a função sinal funciona como um controle tipo histerese com amostragem constante mas banda variável e, portanto, não deve ser usando em sistemas de tempo discreto.

No caso 3.11(b) é um controlador por histerese, que reduz sensivelmente o chaveamento do sistema devido a ruídos na aquisição do sinal. É produzida uma resposta intensa como a função sinal que permite uma ação bastante rápida.

Entretanto, sempre haverá ondulação (*ripple*) em regime permanente devido à banda de histerese. O sistema não chega a um ponto de equilíbrio estável e pode apresentar um comportamento típico de um ciclo limite próximo a origem [11].

Já o caso 3.11(c) utiliza-se uma função linear com saturação nos valores máximos e mínimos. Essa função tem como principal vantagem a sensível redução da ondulação no estado quando próxima da superfície de chaveamento, e também a redução do erro de regime permanente. Entretanto, propriedades como a invariância terão sua característica reduzida, devido a suavidade da curva próxima a região da superfície de chaveamento [11]. Esses efeitos são abordados em mais detalhes na seção 3.7.

No caso deste projeto, optou-se por utilizar a configuração de um ganho linear com saturação

$$\text{eval}(x) = \begin{cases} xk_{ev} & \text{se limite mínimo} < x < \text{limite máximo,} \\ \text{limite máximo} & \text{se } x \geq \text{limite máximo,} \\ \text{limite mínimo} & \text{se } x \leq \text{limite mínimo.} \end{cases} \quad (3.13)$$

sendo que k_{ev} é uma constante relacionada com a dinâmica do sistema.

A implementação do sistema com o controle DTC em modos deslizantes é representada na forma de diagrama de blocos na Figura 3.12. Os sinais de referência são comparados com os valores estimados das grandezas, e as superfícies s_1 e s_2 são calculadas por (3.10). A lei de controle é então aplicada às superfícies e os valores de tensão do estator nos eixos d e q são calculados (3.11) e (3.12), sendo então fornecidos ao inversor operado em frequência de chaveamento fixa, por vetores espaciais.

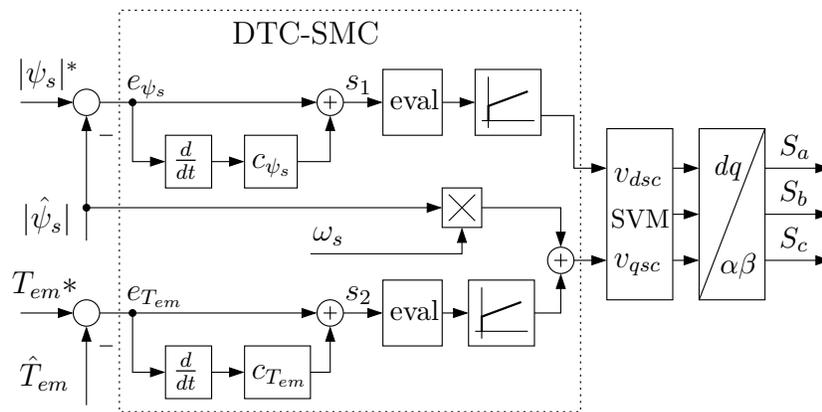


Figura 3.12: Diagrama simplificado do controle DTC-SMC

3.7 Modos deslizantes em tempo discreto

Utiliza-se na implementação experimental desse projeto um processador digital de sinais que automaticamente implica na discretização do tempo de todos os processos. Dos algoritmos utilizados, o de modos deslizantes é o que mais sofre efeitos da operação em tempo discreto na sua estratégia clássica, pois agora a ação de controle é modificada apenas nos instantes de amostragem e o esforço de controle se mantém constante durante todo esse período.

Nesta seção apresenta-se uma proposta de implementação que minimiza os efeitos da discretização, sem reduzir a eficiência do controlador [14]. Discute-se outros efeitos gerais da discretização no Apêndice C.

O controlador clássico por modos deslizantes opera com frequência de chaveamento variável, atuando continuamente. Quando o estado do sistema não se encontra próximo a uma superfície de chaveamento, produz-se o esforço de controle máximo de modo a tentar atingir o regime da maneira mais rápida possível. Ao atingir a superfície de chaveamento, o controlador obriga o sistema a permanecer sobre a mesma, reagindo sempre de maneira intensa. Num sistema de tempo contínuo, esse comportamento da resposta não apresenta problemas mas sim qualidades pois permite uma resposta bastante rápida a qualquer distúrbio.

Simulou-se a operação do sistema apresentado na Figura 3.1 e o resultado pode ser observado na Figura 3.13, juntamente com a entrada de referência. Esse sinal de entrada corresponde ao mesmo sinal utilizando anteriormente na seção 3.2. O sistema estava em repouso e foi submetido a uma entrada do tipo degrau unitário no instante inicial. No instante 5 a referência é reduzida pela metade. Observa-se que o sistema atinge o regime rapidamente, a partir de quando o esforço de controle oscila constantemente para não conduzir o estado para longe do equilíbrio.

A simples discretização de tempo no método clássico causa uma série de inconvenientes, sendo que o principal deles é a acentuada ondulação no regime permanente. O esforço de controle não consegue evitar que o estado do sistema fique sempre sobre a superfície de deslizamento uma vez que ela é atingida pois atua apenas pontualmente e de maneira periódica. A Figura 3.14 ilustra o problema de uma maneira aumentada, para fins didáticos. Observa-se que o sistema ainda chega rapidamente às proximidades do regime permanente, porém as oscilações na variável controlada devido à discretização são agora bastante significativas, podendo inclusive inviabilizar sua implementação.

Uma alternativa seria a redução na intensidade do esforço de controle, porém ela muda completamente a qualidade do controle, e a substituição da função sinal pela função linear com saturação faz com que a resposta do sistema se assemelhe a de um controlador PI.

A proposta consiste em utilizar um método híbrido, diferente para cada fase

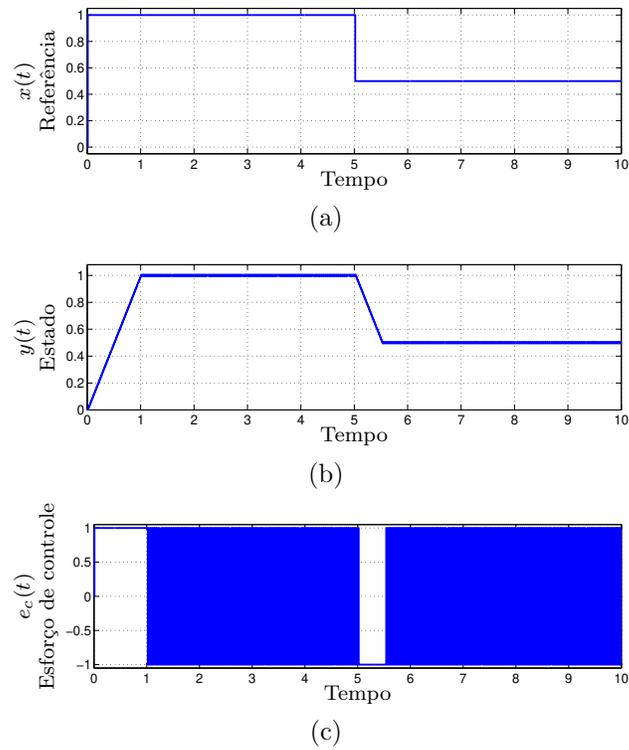
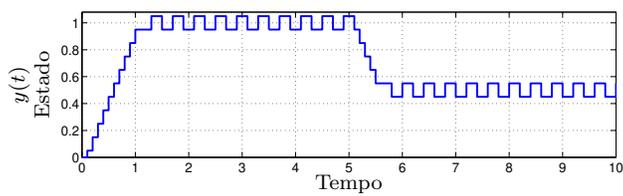
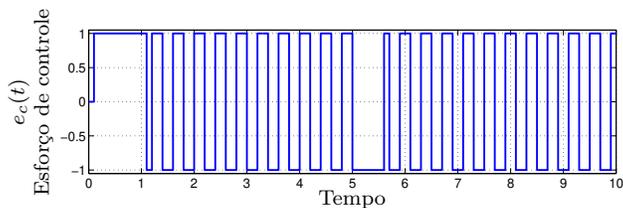


Figura 3.13: Controle por modos deslizantes em tempo contínuo

de operação. Durante a fase de aproximação, o sistema opera numa configuração onde o esforço de controle é sempre máximo, quando dentro de uma região de proximidade da superfície de chaveamento, o controle passa a ser mais suave, agora utilizando a função linear com saturação. A Figura 3.15 ilustra a resposta do sistema nessa configuração.

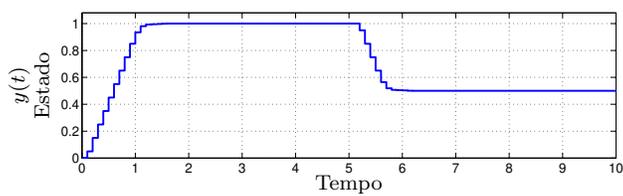


(a)

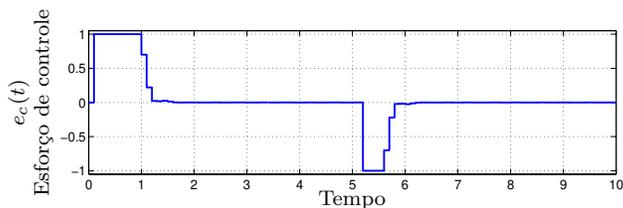


(b)

Figura 3.14: Modos deslizantes contínuo operando em tempo discreto



(a)



(b)

Figura 3.15: Modos deslizantes híbrido para operação em tempo discreto

Capítulo 4

Estimadores de estado

4.1 Introdução

Muitas técnicas da teoria de controle estão baseadas na existência de sensores que realimentam diretamente o valor da variável controlada e, em geral, sem imperfeições na sua aquisição e leitura. Entretanto um sensor real tem potencial para degradar de maneira significativa a resposta de um sistema.

Fatores como custo, confiabilidade e precisão impactam diretamente na escolha de sensores. Para uma qualidade adequada de controle pode ser necessário uma solução de alto custo (considerando inclusive fontes auxiliares, circuitos de condicionamento de sinais, cabeamento e blindagens contra interferências, e outros). Além disso, em alguns casos pode ser pouco prático realizar a medida de alguma variável necessária ao controle, em especial no caso de uma peça móvel como o rotor do motor de indução, porque os sensores acabam sendo complicados e introduzindo erros e ruídos.

Para tentar contornar esses problemas, surgiram técnicas de estimação de estados, que são algoritmos que combinam o conhecimento prévio de uma planta com a medida de um conjunto reduzido de variáveis para produzir uma estimativa das variáveis desejadas. Por exemplo, a partir da leitura das variáveis de entrada da planta, obtêm-se as variáveis de saída para aquele momento.

Alguns estimadores têm como principais desvantagens sua complexidade de implementação e o custo computacional elevado. Além disso, em sistemas de malha fechada, um estimador pode desestabilizar a malha de controle em condições bastante específicas se não tenham sido previstas durante o projeto (por exemplo, quando acontece uma variação de parâmetros da planta fora do intervalo previsto durante o projeto). Todavia, quando aplicados corretamente, suas vantagens se sobressaem e sua utilização é bastante importante.

O princípio de funcionamento é tal que, combinando o conhecimento prévio da estrutura da planta, e valor captado por um sensor, o comportamento momentâ-

neo da planta pode ser mais bem descrito quando comparado ao comportamento obtido apenas pelo sensor; isto porque o estimador pode ser projetado para reduzir interferências ou deficiências, como o atraso de fase inerente de um sensor.

Neste trabalho ao invés do sensor de velocidade angular do eixo do rotor do motor de indução trifásico foi utilizado um circuito estimador de velocidade a partir da leitura das tensões e correntes dos enrolamentos de estator. Esse sinal de velocidade foi realimentado na malha de controle direto de torque, apresentada no Capítulo 3.

Este capítulo está dividido da seguinte forma: a seção 4.2 discute as diferentes nomenclaturas encontradas na literatura, a seção 4.3 apresenta os principais tipos de estimadores presentes na revisão bibliográfica realizada para a elaboração desse trabalho, a seção 4.4 mostra o diagrama geral de funcionamento dos estimadores utilizados, a seção 4.5 apresenta o princípio de funcionamento do estimador de velocidade escolhido (estimador adaptativo com modelo de referência - MRAS) e a seção 4.6 comenta sobre os problemas encontrados durante a implementação.

4.2 Nomenclatura

Encontra-se na literatura dois termos relacionados ao assunto: *estimador* e *observador*. Não há um amplo consenso sobre a definição de cada um dos termos, até porque a ampla variedade de estratégias que podem ser implementadas (como será apresentado adiante) dificulta sua classificação, mas convencionou-se chamar de observador todo estimador que opera em malha fechada. Assim, pode-se dizer que todo observador é um estimador mas nem todo estimador é um observador.

O termo mais comum encontrado na literatura da área de acionamentos e controle de máquinas elétricas é estimador; neste trabalho, adotou-se para o sistema implementado o termo estimador que foi inclusive o termo adotado pelo autor da técnica [6].

4.3 Principais tipos

São muitos os métodos de estimação de variáveis existentes atualmente, cada um com suas vantagens e desvantagens. Uma análise comparativa detalhada entre os métodos está fora do escopo deste trabalho. Entretanto, descreve-se brevemente a seguir alguns dos métodos que foram considerados para implementação no projeto, e as principais referências consultadas.

4.3.1 Malha aberta

A partir das equações elétricas e mecânicas do modelo do motor de indução trifásico é possível chegar a um conjunto de equações capaz de calcular o valor estimado de velocidade angular do rotor que se denomina modelo do estimador. Entretanto, esse modelo tem uma dependência muito grande de todos os parâmetros do motor de indução (resistências de enrolamento de estator e de rotor, indutâncias de dispersão de enrolamentos de estator e de rotor e também da indutância mútua), de modo que qualquer variação nesses parâmetros afeta de maneira significativa o seu desempenho.

Além disso, a operação em velocidades reduzidas (inferiores a 20% da velocidade nominal) frequentemente é dificultada por ruídos na aquisição dos dados, que são amplificados pelos integradores puros existentes no modelo. Modelos alternativos de integradores apenas minimizam o problema. Uma análise mais completa desse assunto é apresentada em [8].

4.3.2 Observadores do tipo Luenberger

Os observadores de Luenberger têm mostrado bons resultados, demandando requisitos computacionais razoavelmente simples de serem atendidos em tempo real. Apresentam vários tipos de configuração interna, sendo o do tipo preditor-corretor o mais comumente utilizado.

Entretanto, para o projeto do observador ótimo é necessário o conhecimento da função de transferência da planta e dos sensores utilizados. Um modelo simplificado ocasionará erros na estimativa. Além disso a alta capacidade de rejeição a distúrbios o torna particularmente sensível aos diversos tipos de ruídos, degradando seu desempenho [18].

4.3.3 Observadores do tipo Kalman

Os observadores do tipo Filtro de Kalman Estendido são aplicados principalmente em sistemas não lineares, sendo o tipo mais utilizado nessa área. Esse observador é um filtro do tipo estocástico recursivo, baseado no conhecimento estatístico do estado e do ruído existente nas medidas dos sensores e no modelamento do sistema. É necessária uma função onde se defina o ruído existente dos estados, que pode limitar de certa forma o desempenho do filtro.

Sua implementação entretanto é custosa em termos computacionais, demandando um hardware bastante sofisticado para que possam ser implementados em tempo real [19, 15].

4.3.4 Inteligência artificial

Estimadores de estados baseados em técnicas de inteligência artificial existem há vários anos, e os métodos ainda estão em constante desenvolvimento. Algoritmos que utilizam as técnicas de lógica nebulosa (*Fuzzy Logic*) e redes neurais artificiais ainda não encontram ampla aceitação pela indústria para serem empregados de maneira autônoma em campo no controle em tempo real de motores de indução trifásicos. Assim, observou-se que essa abordagem tem uma aceitação bastante limitada fora do meio acadêmico, apesar de ser bastante promissora. Também apresenta dificuldades quando o sistema opera em baixas rotações. Mais detalhes podem ser obtidos em [10].

4.3.5 Estimador adaptativo com modelo de referência

Os estimadores adaptativos que utilizam um modelo de referência interno são chamados de MRAS (*Model Reference Adaptive System*).

Normalmente, critérios de projeto precisam ser especificados na forma de índices ou critérios de desempenho. Porém quando o comportamento dinâmico do sistema é bastante complexo e não linear (por exemplo, quando não há um par de pólos dominantes), índices como tempo de subida, *overshoot* e outros da teoria clássica de controle não necessariamente descrevem completamente a dinâmica desejada do sistema. Além disso muitas vezes é necessário controlar um estado do sistema o qual não se consegue medir diretamente.

Dessa forma, dois modelos são utilizados: um adaptativo ou ajustável, que é corrigido por um mecanismo automático de redução do erro e melhora da estimativa; e um modelo de referência para o modelo adaptativo, que fornece os padrões esperados de desempenho (fornecendo um *índice de desempenho*).

Essa técnica pode ser utilizada tanto na etapa de controle como na etapa de estimação e identificação de parâmetros, devido a uma característica de dualidade entre os sistemas. Quando o sistema é utilizado na etapa de estimação e identificação é denominado MRAS, e quando é utilizado na etapa de controle passa a ser denominado MRAC (*Model Reference Adaptive Control*); neste trabalho utilizou-se apenas a técnica MRAS.

A literatura é ampla e apresenta bons resultados para o estimador MRAS e este foi o método escolhido para a estimação dos estados neste trabalho [20, 21, 22, 23, 6].

4.4 Diagrama geral de funcionamento

O diagrama completo do sistema de controle DTC do motor de indução trifásico usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais, controle

com controladores de modos deslizantes e estimadores é apresentado na Figura 4.1, mostrando as relações entre os blocos de controle e os estimadores de torque eletromagnético, de fluxo magnético de estator e de velocidade. A montagem experimental do sistema completo é discutida no apêndice B.

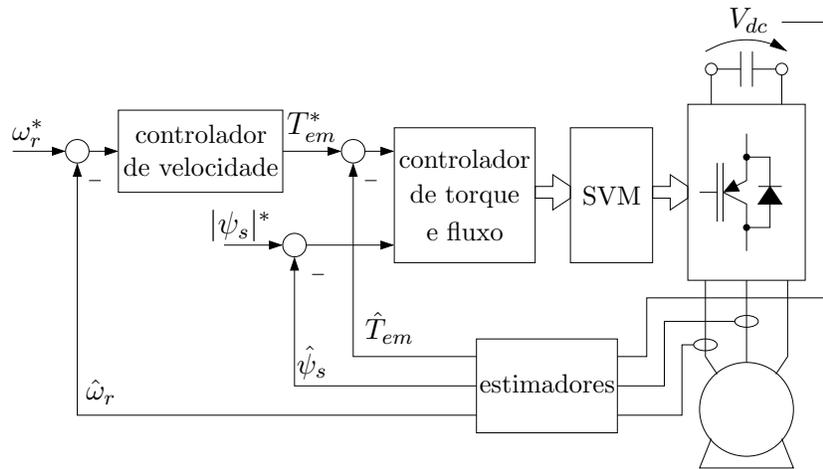


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema completo

O bloco *controlador de velocidade* corresponde a um controlador PI, que gera a referência de torque a partir do erro de velocidade. O bloco *controlador de torque e fluxo* é composto por dois componentes: o controle em modos deslizantes e o controle direto de torque, conforme detalhado no capítulo 3. Neste bloco é realizado o cálculo do vetor espacial a ser sintetizado pelo inversor, inversor este representado pelo bloco *SVM* e que opera em modulação por vetores espaciais. Não está representada no diagrama a transformação de coordenadas que aparece na Figura 2.10.

O bloco *estimadores* contém a implementação de três estimadores distintos: um estimador de torque eletromagnético \hat{T}_{em} , outro de fluxo de estator $\hat{\psi}_s$ e ainda um estimador de velocidade angular do rotor $\hat{\omega}_r$. Este último possui uma estrutura bastante elaborada e é discutido na seção 4.5. O estimador de fluxo é bastante simples e seu valor é estimado através da integral (2.31). Uma estimativa de torque é feita utilizando (2.7).

4.5 Funcionamento do estimador adaptativo com modelo de referência

Apresenta-se a estrutura do estimador de velocidade (MRAS) na Figura 4.2.

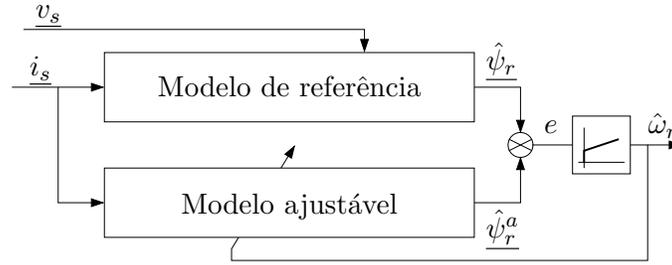


Figura 4.2: Diagrama em blocos do estimador MRAS paralelo

O estimador MRAS utilizado é composto de: um modelo de referência que especifica o desempenho desejado, um modelo ajustável que apresentará um desempenho bastante próximo do estimador de referência, um subtrador que é responsável pelo cálculo do erro entre as saídas dos estimadores anteriores (chamado na literatura de *erro generalizado*) e um mecanismo adaptativo que processa esse erro generalizado para corrigir o modelo ajustável de modo a minimizar o erro. O mecanismo adaptativo possui uma característica de memória (na forma de um integrador), fazendo com que a adaptação ocorra não apenas em função do erro presente e , mas também em função de valores anteriores de e . Um modelo adequado para o estimador MRAS da Figura 4.2, discutido em [22], foi utilizado como referência para o presente trabalho. A existência da realimentação interna no estimador caracteriza-o como adaptativo verdadeiro.

O circuito MRAS pode ser visualizado como um controle convencional com uma malha de realimentação interna adicional, porém que não atua sobre as variáveis de estado, mas sim sobre variáveis abstratas que são as bases para o cálculo do índice de desempenho. A diferença entre o índice de desempenho medido e o desejado é o erro e que atua sobre a característica adaptativa do estimador de modo que o índice de desempenho real seja próximo do desejado.

Existe na literatura uma abordagem que decompõe um sistema MRAS em dois subsistemas: um linear, e outro não linear e variante no tempo. Essa abordagem surge diretamente da equação diferencial da variável e , obtida a partir da manipulação das equações. Essa representação equivalente permite a aplicação direta dos conceitos da teoria de *hiperestabilidade* em conjunto com propriedades de *positividade de sistemas dinâmicos*, permitindo a simplificação de etapas de dedução e projeto do sistema. Tais conceitos e deduções não estão no escopo deste trabalho e por isso não serão discutidos; todavia são detalhadamente descritos em [20].

4.5.1 Estrutura interna do estimador de velocidade

Nos itens subseqüentes discute-se as várias partes do estimador utilizado. Os dois estimadores produzem uma estimativa de fluxo do rotor de maneira independente, e a velocidade final do rotor é estimada a partir desses valores. Os blocos da Figura 4.2 são descritos a seguir.

4.5.2 Modelo de referência usado no estimador MRAS de velocidade

O modelo de referência apresentado é adaptativo por si só. O fluxo do rotor é calculado a partir de um sistema em malha fechada apresentado na Figura 4.3. Esse método, analisado em detalhes em [22], realiza transformações entre sistema de coordenadas para obter uma melhor estimação das variáveis. Neste modelo são utilizados os referenciais estacionário e o girante na velocidade do rotor (ω_r). Um modelo simplificado do estimador é discutido na seção C.5 do apêndice.

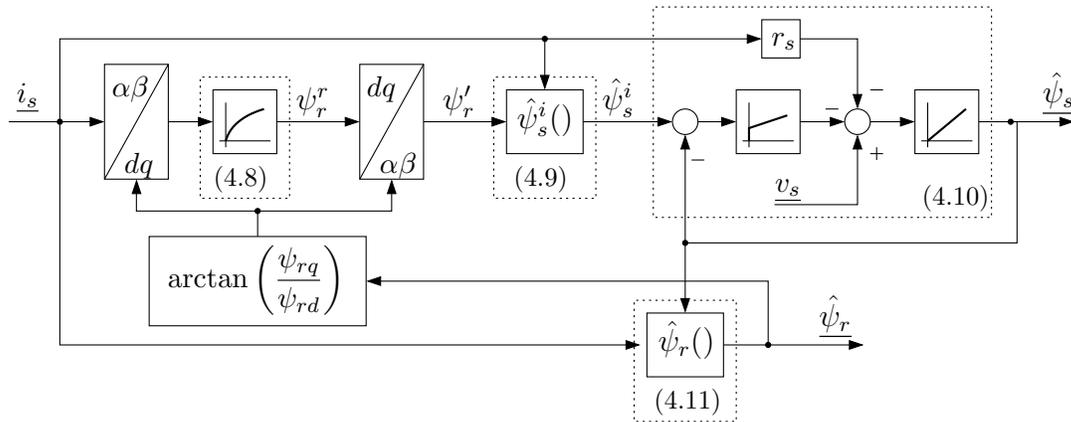


Figura 4.3: Modelo de referência do estimador MRAS

No sistema de coordenadas do rotor, as equações do fluxo magnético do rotor são mais simples de serem descritas: o eixo d do referencial está alinhado com o vetor resultante de fluxo do rotor, enquanto que o eixo q é perpendicular ao vetor. Assim, a componente d recebe toda a contribuição na decomposição, ao passo que a componente q permanece em zero o tempo todo. Na prática, isso não ocorre pois há um pequeno erro no ângulo para a conversão do sistema de coordenadas devido aos atrasos do sistema digital, mas o impacto dessa diferença não afetou a estimativa.

As equações (2.3) e (2.4) podem ser reescritas considerando que o enrolamento

do rotor está em curto-circuito

$$0 = r_r i_{dr} + p\psi_{dr} - (\omega - \omega_r)\psi_{qr} \quad (4.1)$$

$$0 = r_r i_{qr} + p\psi_{qr} + (\omega - \omega_r)\psi_{dr}. \quad (4.2)$$

Se o fluxo do rotor for alinhado com o eixo d do sistema de coordenadas de referencia no fluxo do rotor ($\omega = \omega_r$) tem-se

$$p\psi_{dr}^r + r_r i_{dr}^r = 0 \quad (4.3)$$

$$\psi_{qr}^r = 0. \quad (4.4)$$

A partir das equações (2.16) e (2.17) pode-se obter

$$\underline{i}_r^r = \frac{\psi_r^r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_s^r \quad (4.5)$$

$$i_{dr}^r = \frac{\psi_{dr}^r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^r. \quad (4.6)$$

Substituindo (4.6) em (4.3), obtem-se

$$p\psi_{dr}^r + \frac{r_r}{L_r} \psi_{dr}^r - r_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^r = 0. \quad (4.7)$$

Assim, o fluxo do rotor calculado no referencial de fluxo do rotor pode ser escrito como

$$\underline{\psi}_r^{r'} = \begin{bmatrix} \psi_{rd}^r \\ \psi_{rq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{1+sT_r} i_{sd}^r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

onde o índice sobrescrito r indica que o sistema de coordenadas da variável está no referencial alinhado com o fluxo do rotor. A corrente de estator deve, portanto, ser convertida do referencial estacionário para o referencial do rotor para o cálculo da equação (4.8).

Uma vez calculado o fluxo do rotor, esse fluxo é convertido de volta para o referencial estacionário, e o fluxo magnético de estator pode ser calculado a partir do fluxo magnético de rotor e das correntes do estator como

$$\underline{\psi}_s^i = \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_r^{r'} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_s. \quad (4.9)$$

O sobrescrito i indica que o fluxo magnético de estator foi calculado a partir das correntes do próprio estator.

O modelo de referência também calcula o fluxo magnético de estator através de outro método, utilizando um sistema de realimentação onde o próprio fluxo de estator $\hat{\psi}_s$ é a variável de realimentação. Um compensador tipo PI – representado

por $(kp_e + ki_e/s)$ – define a contribuição do erro entre as estimativas de fluxo calculadas em (4.9) e (4.10)

$$p\hat{\underline{\psi}}_s = \left[\underline{v}_s - r_s \underline{i}_s - \left(\left(kp_e + \frac{ki_e}{s} \right) (\hat{\underline{\psi}}_s - \hat{\underline{\psi}}_s^i) \right) \right]. \quad (4.10)$$

O modelo apresentado em (4.10) utiliza as tensões e correntes de estator para estimar o valor do fluxo de estator. A função do compensador PI é corrigir erros devidos a pequenas variações na resistência de estator e a integração pura, através da estimativa do modelo de referência.

O valor final de estimativa de fluxo do rotor calculado pelo modelo de referência, a partir das tensões e correntes de estator, é

$$\hat{\underline{\psi}}_r = \frac{L_r}{L_m} \hat{\underline{\psi}}_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \underline{i}_s. \quad (4.11)$$

4.5.3 Modelo ajustável usado no estimador MRAS de velocidade

O modelo ajustável (ou adaptativo) é mais simples do que o modelo de referência e é obtido a partir do modelo matemático do motor de indução trifásico no referencial estacionário [21] usando as correntes de estator e a velocidade angular do rotor

$$p\hat{\underline{\psi}}_r^a = \left[\begin{array}{cc} (-1/T_r) & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & (-1/T_r) \end{array} \right] \hat{\underline{\psi}}_r^a + \left(\frac{L_m}{T_r} \right) \underline{i}_s. \quad (4.12)$$

O sobrescrito a indica que o fluxo de estator é calculado pelo modelo ajustável. O diagrama de simulação deste modelo encontra-se mostrado na Figura A.8 do Apêndice A.

4.5.4 Estimativa de velocidade do rotor

A partir da estimativa do fluxo do rotor feita por dois métodos diferentes – através do modelo de tensão $\hat{\underline{\psi}}_r$ (modelo de referência) e do modelo de corrente $\hat{\underline{\psi}}_r^a$ (modelo ajustável) – a velocidade do rotor $\hat{\omega}_r$ pode ser calculada através de um mecanismo adaptativo implementado com um compensador PI [6]

$$\hat{\omega}_r = \left(kp_\omega + \frac{ki_\omega}{s} \right) \cdot \left(\hat{\psi}_{rd}^a \cdot \hat{\psi}_{rq} - \hat{\psi}_{rq}^a \cdot \hat{\psi}_{rd} \right). \quad (4.13)$$

A representação gráfica do estimador foi ilustrada na forma de um diagrama de blocos na Figura 4.2

4.6 Considerações práticas

Um ponto importante na simulação ou implementação de qualquer sistema de controle é a etapa de regulagem ou calibração dos ganhos dos sensores e controladores. Apesar da maioria dos parâmetros serem diferentes, para a definição inicial dos ganhos dos controladores utilizou-se o trabalho desenvolvido em [6], seguido de um trabalho de ajuste e calibração para se obter os melhores resultados. São utilizados diversos reguladores PI no estimador e na etapa de controle; deve-se notar, todavia, que algumas variáveis são vetoriais e os controladores se aplicam a todas as componentes das coordenadas envolvidas.

Durante a implementação do sistema, a existência de ruídos nos sinais de realimentação de tensão e corrente teve uma forte influência na qualidade de estimação, e os integradores dos reguladores PI foram substituídos por falsos integradores. O falso integrador é, na verdade, um filtro passa altas de frequência de corte bastante baixa, impedindo que ruídos de baixa frequência possam saturar o integrador num curto intervalo de tempo e tem como principal efeito colateral limitar a operação do sistema justamente nessas baixas frequências. Esse assunto não é diretamente foco deste trabalho, mas devido à escassa literatura sobre ele, julgou-se adequado fornecer mais detalhes no Apêndice C.2.

O ruído ocorre também devido a alta frequência de chaveamento do inversor, introduzindo uma série de harmônicas nos sinais. Filtros de aquisição atenuam os efeitos harmônicos ao custo de um aumento no atraso de fase e devem ser calculados cuidadosamente. Optou-se por sintonizar os filtros dos condicionadores de sinais em uma frequência mais elevada, para manter o atraso de fase no mínimo valor possível e implementar a técnica de média móvel associada a uma superamostragem do sinal. Detalhes da implementação são apresentados ao longo do Apêndice C.

Capítulo 5

Simulações

5.1 Introdução

Simulações têm um papel importante no desenvolvimento de um projeto, pois permitem identificar e até corrigir as fraquezas dos sub-sistemas e sem a necessidade de grandes investimentos financeiros quando comparado com a parte experimental. As simulações também oferecem a possibilidade da realização de muitos testes e de calibrar os diversos ganhos presentes no modelo que, na prática, poderiam causar instabilidades e eventualmente danificar algum componente.

A etapa de simulação dos sistemas propostos foi realizada utilizando o toolbox *Simulink* existente no pacote *Matlab 7 R14*. Através de uma interface gráfica de diagrama de blocos, é possível trabalhar com modelos de sistemas complexos de uma maneira amigável, permitindo observar de maneira simplificada a relação entre os subsistemas.

O toolbox Simulink apresenta características interessantes como possibilidade de simulação de sistemas discretos e contínuos num mesmo projeto, diversas bibliotecas de componentes e exemplos disponíveis, geração de diversos relatórios automatizados sobre o modelo, dentre outras. Optou-se por não utilizar os grandes componentes prontos da biblioteca (como o motor de indução trifásico e o inversor). Essa decisão foi tomada para permitir um estudo e modelamento mais detalhado dos equipamentos que seriam utilizados e possibilitar implementar um modelo com apenas os conceitos pertinentes ao projeto.

Os parâmetros de simulação foram escolhidos de forma a simular o comportamento real quando da operação dos equipamentos disponíveis no laboratório. Os equipamentos utilizados são apresentados no Apêndice B. Um resumo das grandezas que definem o regime permanente do motor utilizado é apresentado na Tabela 5.1. Utilizou-se 10 kHz como frequência de chaveamento do inversor em todos os ensaios, exceto quando mencionado o contrário.

5.2 Descrição da simulação

A Figura 5.1 ilustra o diagrama Simulink completo elaborado para o projeto que é composto por diversos módulos: motor de indução trifásico, inversor com modulação em largura de pulso por vetores espaciais, controle direto de torque através de controles por modos deslizantes, estimador de velocidade, além de diversos blocos auxiliares. A descrição do funcionamento de cada um dos módulos é apresentada no Apêndice A.

Tabela 5.1: Grandezas principais do motor utilizadas na simulação

Grandeza	Valor
Potência do motor	2,24 kW
Torque nominal	11 Nm
Rotação nominal	1680 rpm
Tensão nominal de linha	220 V
Momento de inércia do eixo acoplado	0,089 kgm ²

5.3 Resultados de simulações

Dividiu-se as simulações em duas partes: a primeira parte considerando apenas o sistema de controle e a segunda considerando também o estimador de estados. Dessa forma, pode-se observar de maneira mais clara a influência do estimador no sistema. Utilizou-se 10 kHz como frequência de chaveamento do inversor em todos os ensaios, exceto quando mencionado o contrário.

5.3.1 Controle sem estimador de velocidade

No caso do controle direto de torque em modos deslizantes sem o uso do estimador de velocidade, utilizou-se como variável de realimentação a velocidade angular real do rotor. Assim, foram realizadas três tipos de simulações, descritos a seguir; comentários sobre os resultados e formas de ondas obtidos em cada um dos testes são apresentados na sequência:

- **Teste 1: Variação em degrau na referência de velocidade com reversão no sentido de rotação** – O objetivo desse teste é observar a dinâmica de característica rápida do controle como a regulação do torque máximo, oscilações indesejadas nas variáveis, linearidade da resposta, etc. Fez-se a referência de velocidade oscilar abruptamente entre -600 e $+600$ rpm a cada 2 segundos, produzindo um degrau de torque na entrada

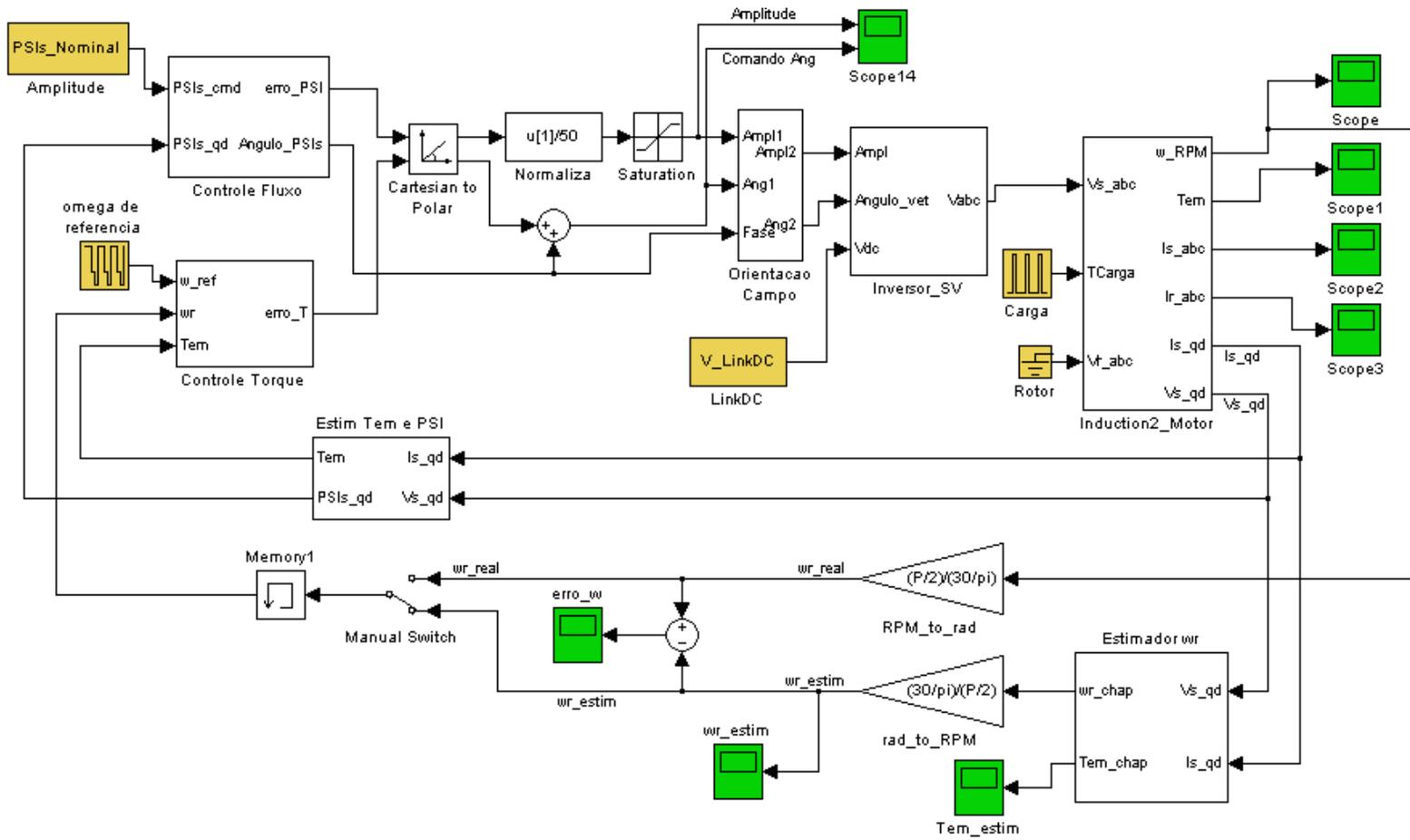


Figura 5.1: Modelo do projeto em Matlab/Simulink

do controlador. O motor opera em vazio ($T_l = 0$), apenas com a inércia do próprio rotor e da máquina de corrente contínua (que está mecanicamente acoplada ao eixo do motor na parte experimental para funcionar como carga). O torque máximo solicitado do motor foi limitado ao valor nominal (11 Nm) em software no algoritmo de controle.

Nesse teste, ilustrado na Figura 5.2, observa-se que o torque eletromagnético fica praticamente constante ao longo do período de mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida e o limite de torque imposto via software é observado (aproximadamente 11 Nm). O torque devido ao atrito foi calculado como 2 Nm para essa velocidade a partir de (2.8). Durante a inversão de sentido de rotação, tanto o torque quanto a velocidade se mantêm estáveis. Observa-se também que há um torque residual em regime permanente para compensar as perdas por atrito. A Figura 5.3 mostra a regulação de fluxo em operação. Observa-se que a magnitude do fluxo de estator permanece praticamente constante nas condições garantidas pelo método de controle direto de torque. Durante a reversão no sentido de rotação, há um transitório não apresentado.

- **Teste 2: Variação em rampa na referência de velocidade com reversão no sentido de rotação** – O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica lenta do controle como a capacidade de acompanhamento e regulação, comportamento da curva de torque, efeitos de perdas, dentre outros fatores. A rampa de referência apresenta uma inclinação de 300 rpm/s em módulo estabilizando nos patamares de -600 rpm e $+600$ rpm. A rampa tem uma inclinação calculada para a transição entre os patamares durar 4 segundos. Uma vez atingido esse patamar a referência de velocidade se mantém estável por 2 segundos, quando então ela volta a ser uma rampa com a variação no sentido contrário.

O comportamento para uma entrada em rampa de velocidade é apresentado na Figura 5.4. Observa-se que quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido (2 Nm, em módulo) correspondente à compensação das perdas para a manutenção da velocidade, conforme calculado em (2.8). No início da rampa, durante a etapa de frenagem, o torque assume um valor absoluto pequeno, pois já há a tendência natural do motor em reduzir a velocidade devido ao atrito. Porém imediatamente após a reversão da velocidade, o torque aumenta (em módulo) para aumentar a velocidade agora no sentido oposto ao inicial. A Figura 5.4(d) mostra o comportamento da corrente de estator: no momento da reversão da velocidade a frequência da corrente é mínima, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

- **Teste 3: Variação em degrau de torque de carga** – O objetivo desse teste é observar a capacidade de regulação do controle perante uma perturbação na velocidade através de uma variação na carga, sua estabilidade, tempo de resposta, dentre outros fatores. Com o motor operando em vazio a 900 rpm, foi aplicado um degrau de torque da ordem de 5,5 Nm. O degrau no torque de carga é feito através da função *step* ligada a entrada de torque do bloco do motor de indução.

A Figura 5.5 mostra a aplicação e remoção de um degrau de torque de 5,5 Nm; o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade estabiliza com uma ligeira queda de 900 rpm para aproximadamente 885 rpm, uma diferença de 2%; quando o torque de carga é removido, a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência sem grandes oscilações.

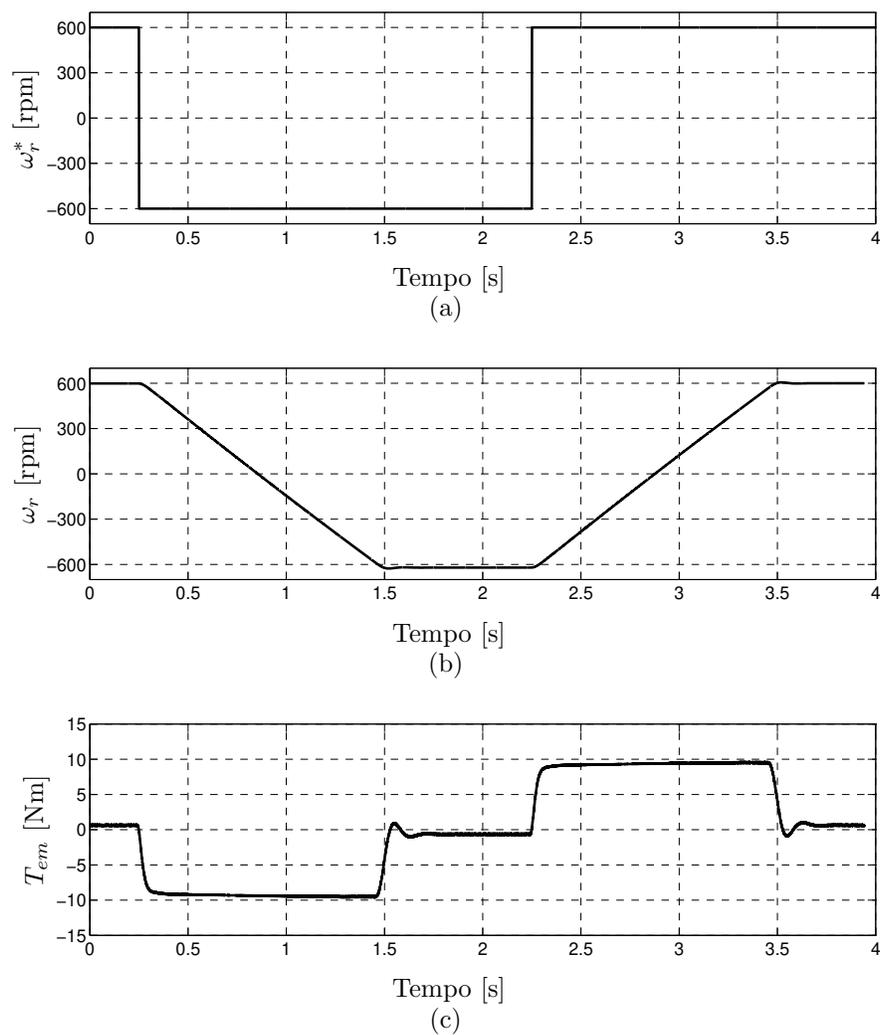


Figura 5.2: Resultados para degrau de velocidade sem uso do estimador, teste 1

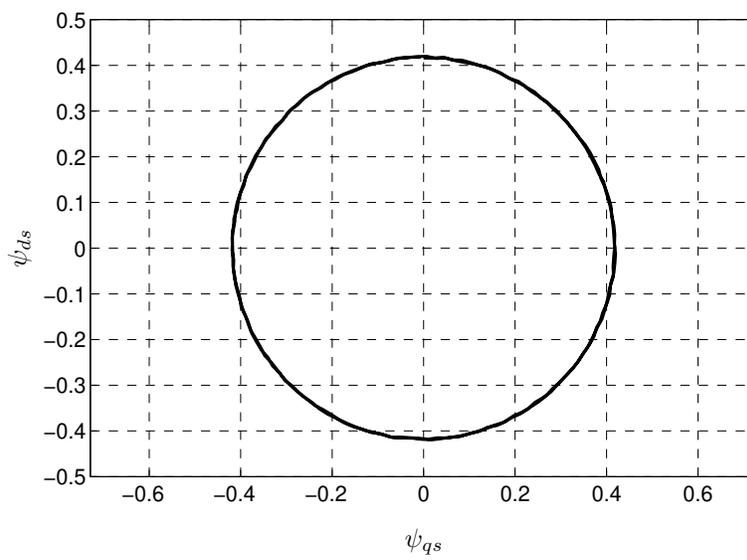


Figura 5.3: Regulação do fluxo de estator é mantida no teste 1

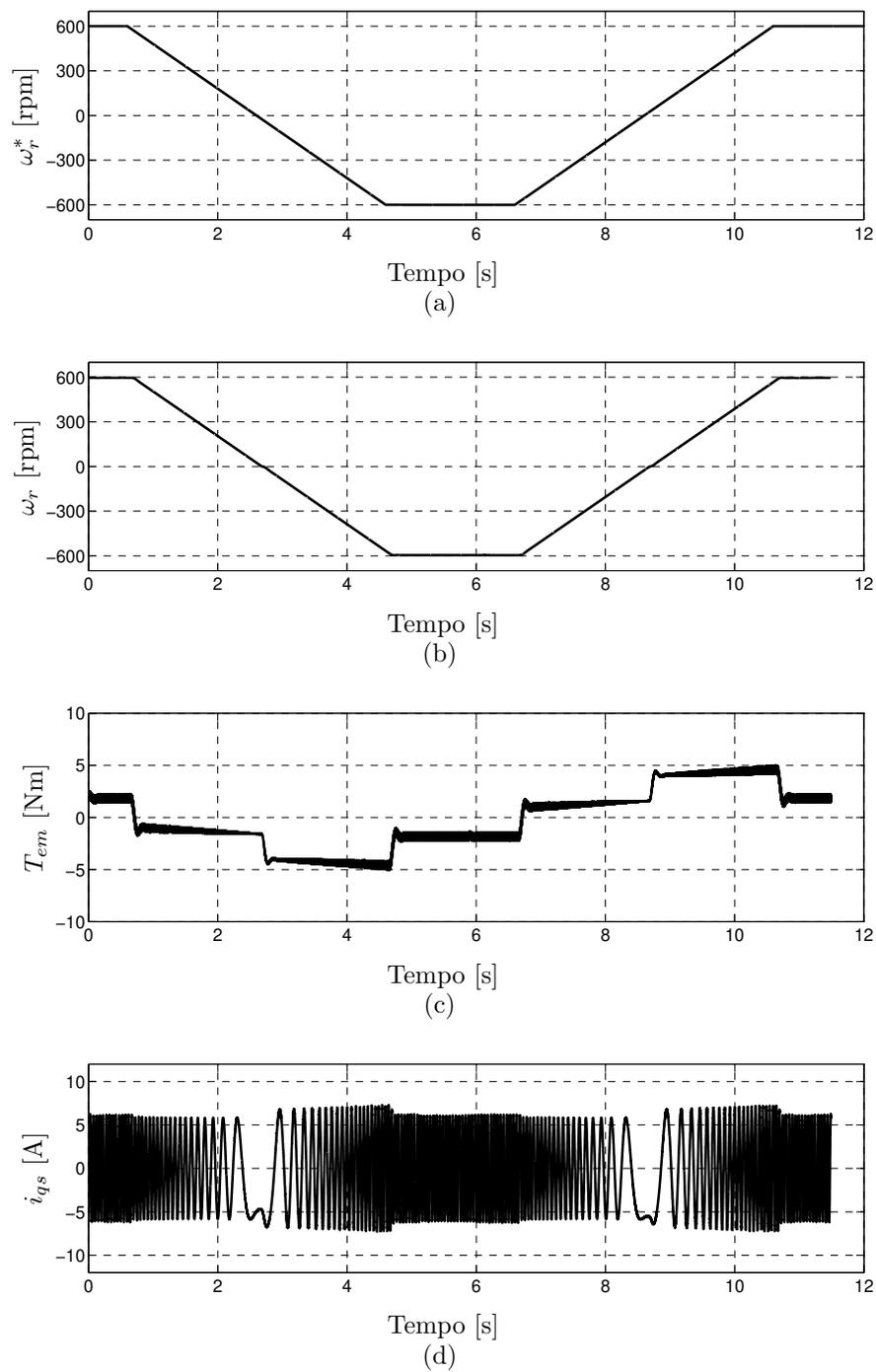


Figura 5.4: Resultados para rampa de velocidade sem uso do estimador, teste 2

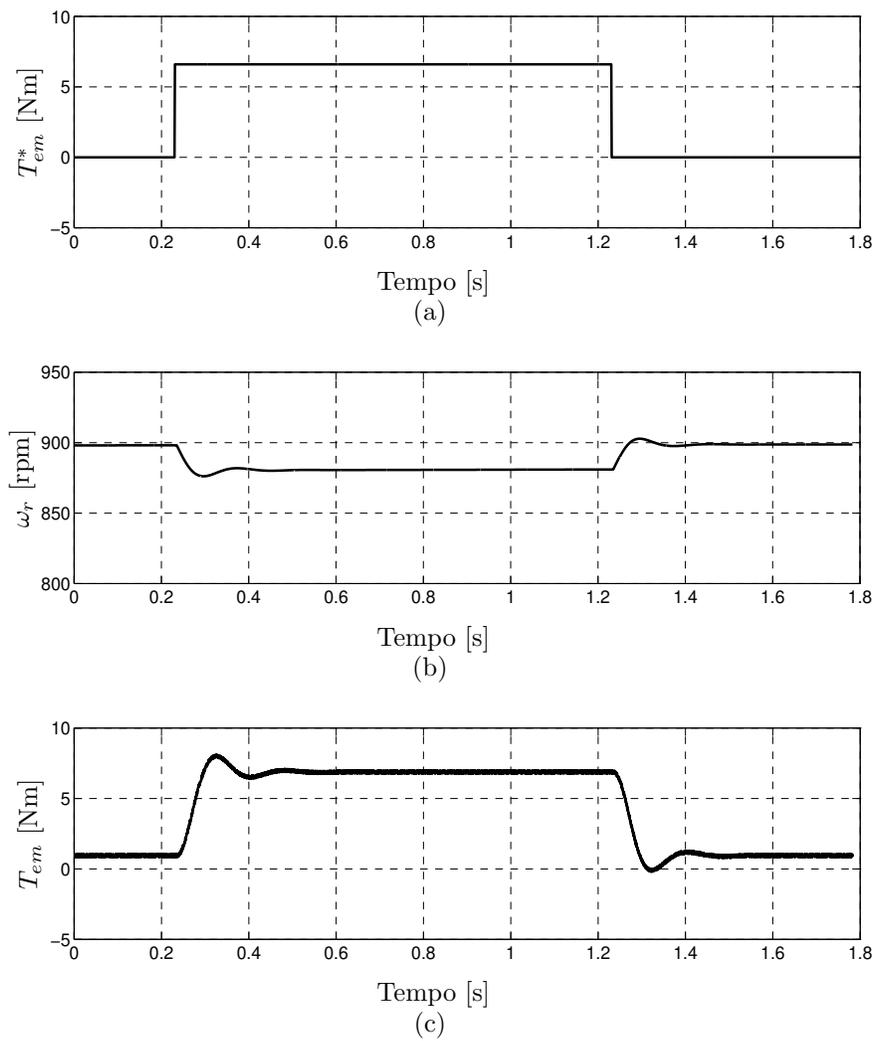


Figura 5.5: Resultados para degrau de torque sem uso do estimador, teste 3

5.3.2 Controle com estimador de velocidade

No caso do controle direto de torque em modos deslizantes utilizando o estimador de velocidade, foram realizados três tipos de simulações de maneira análoga à seção 5.3.1 mostrados a seguir. Comentários sobre os resultados e formas de ondas obtidos em cada um dos testes são apresentados na seqüência. Observa-se que, de maneira geral, embora o desempenho do sistema não tenha melhorado com a introdução do estimador, o comportamento do sistema foi satisfatório e conseguiu satisfazer os requisitos mencionados na seção 5.3.1.

- **Teste 1: Variação em degrau na referência de velocidade com reversão no sentido da rotação.**

Na Figura 5.6(b) pode-se observar o comportamento do estimador implementado comparado com a velocidade real do sistema. A estimação é próxima da velocidade real, exceto quando o motor opera em baixas velocidades. O erro em regime permanente é menor do que 3%. De maneira semelhante ao caso sem estimador, observa-se na Figura 5.6(c) que o torque apresenta uma resposta rápida ao degrau, permanecendo estável ao longo do período de mudança de velocidade, exceto próximo a inversão de sentido de rotação. Nesse momento, o torque e a velocidade são afetados pela baixa qualidade da estimação e flutuam rapidamente. A Figura 5.6(d) mostra a regulação de fluxo funcionando. Observa-se que a magnitude do fluxo de estator permanece constante nas condições de teste.

- **Teste 2: Variação em rampa na referência de velocidade com reversão no sentido de rotação na rotação.**

O comportamento do estimador para uma entrada de rampa de velocidade é apresentado na Figura 5.7. O estimador foi capaz de acompanhar bem a velocidade do rotor, que varia lentamente, conforme pode ser observado na Figura 5.7(b). O erro em regime permanente é semelhante ao caso anterior, ainda abaixo de 5%. Próximo da reversão de velocidade, a estimação não é satisfatória, porém não afeta significativamente a dinâmica do sistema. Observa-se na Figura 5.7(c) que a resposta do sistema foi muito próxima à obtida na Figura 5.4(d). Quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido, de manutenção de velocidade. Ao se iniciar a rampa, durante a etapa de frenagem, o torque assume um valor absoluto pequeno, pois já há a tendência natural do motor em reduzir a velocidade. Porém imediatamente após a reversão da velocidade, o torque aumenta para acelerar a velocidade agora no sentido oposto ao inicial. A Figura 5.7(d) mostra o comportamento da corrente de estator durante a reversão de velocidade. No momento da reversão, a frequência da corrente é mínima, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque mostrado na figura anterior) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

- **Teste 3: Aplicação de uma variação em degrau de torque de carga.**

A Figura 5.8 mostra o comportamento do estimador para a aplicação de um degrau de torque de 5,5 Nm. Observa-se que a velocidade real apresenta uma variação sensível quando comparada com a estimada, da ordem de 5%. O perfil do torque eletromagnético do teste é mostrado na Figura 5.8(c); observa-se que o torque sobe rapidamente e a velocidade estabiliza com uma ligeira queda, conforme comentado anteriormente, quando logo em seguida o torque de carga é removido e a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência.

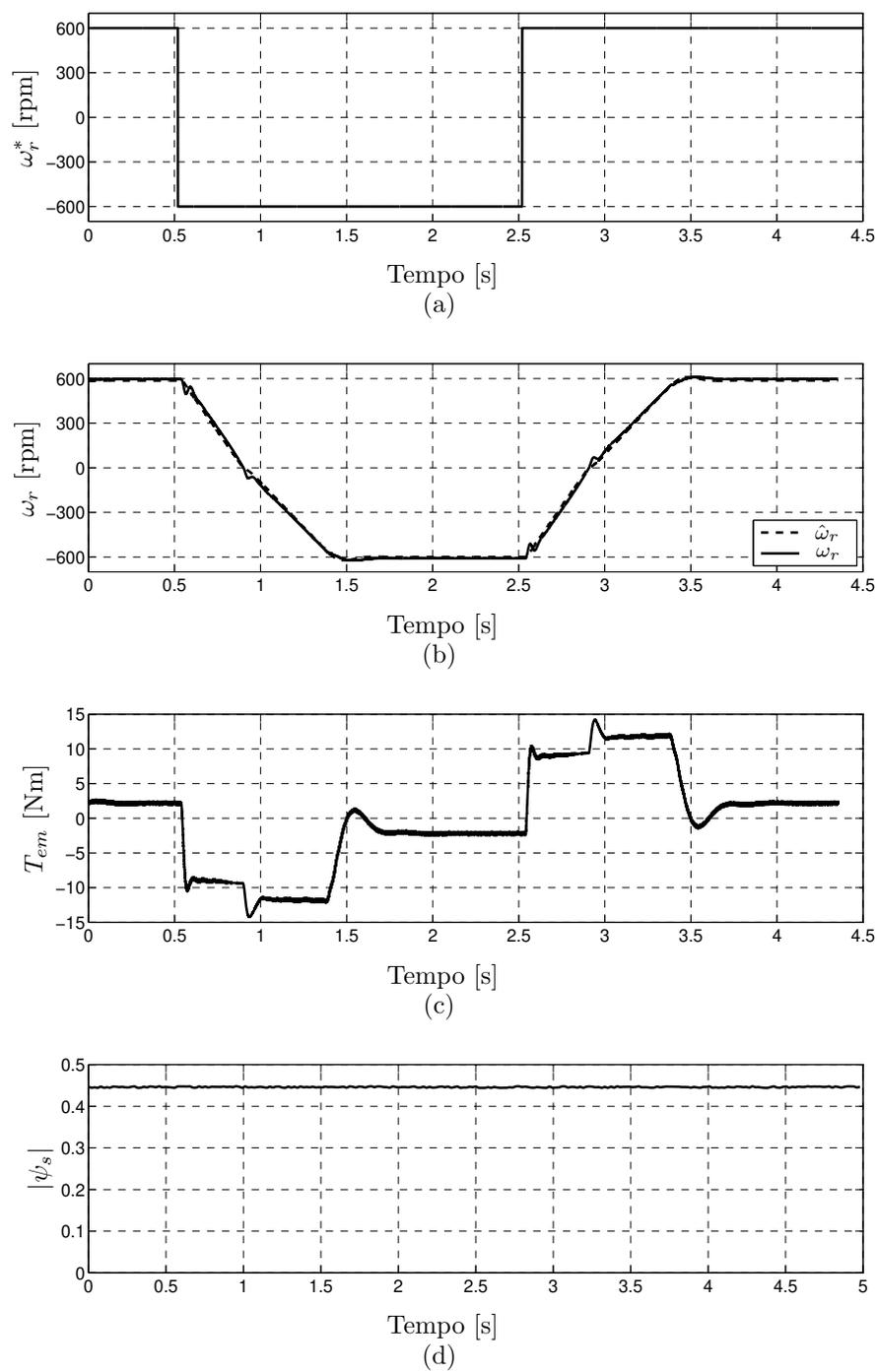


Figura 5.6: Resultados para degrau de velocidade com uso do estimador, teste 1

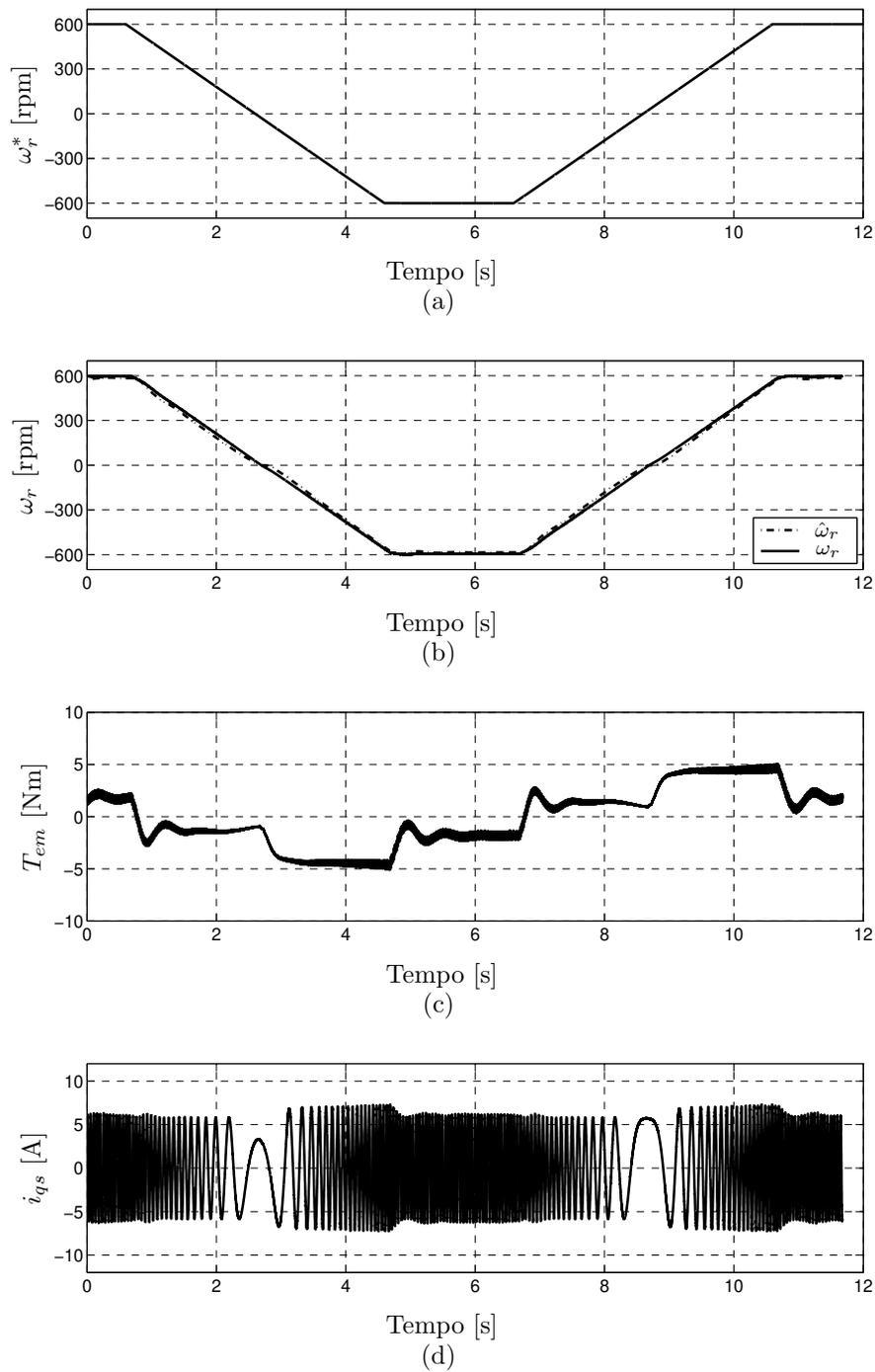


Figura 5.7: Resultados para rampa de velocidade com uso do estimador, teste 2

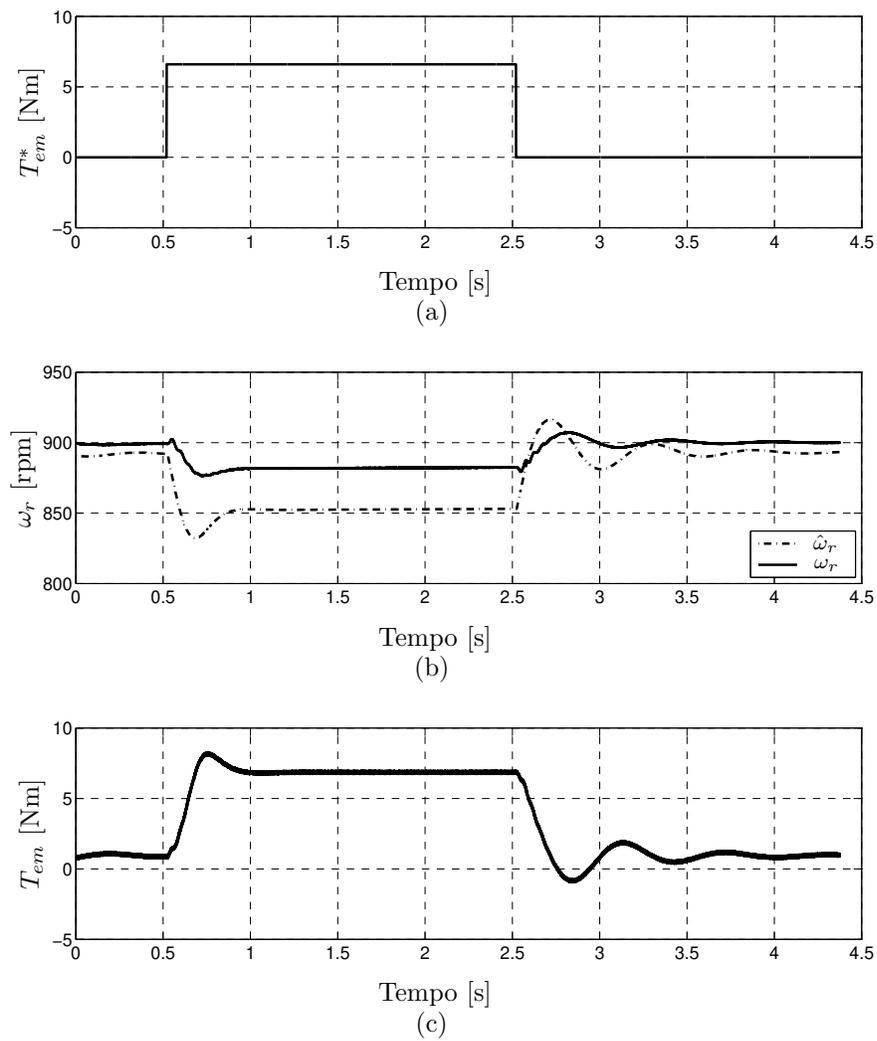


Figura 5.8: Resultados para degrau de torque com uso do estimador, teste 3

5.3.3 Variação na frequência de chaveamento do circuito de acionamento

Parte das simulações também foi conduzida com a frequência de chaveamento dos circuitos de acionamento reduzida de 10 kHz para 2 kHz, para a comparação qualitativa dos resultados. Essa mudança exige uma recalibração geral do sistema pois todas as constantes utilizadas no processamento de dados são alteradas. Como o hardware utilizado nos ensaios práticos permitia a operação em 10 kHz sem dificuldades, a operação a 2 kHz foi realizada para fins de comparação de parâmetros de desempenho, e não se buscou um ajuste dos ganhos tão preciso como em 10 kHz.

Nessa condição, não se buscou com a simulação representar as imperfeições e imprecisões existentes nos circuitos de aquisição e conversão digital-analógico, além de possíveis interferências e ruídos. Assim os resultados obtidos variando-se a frequência de chaveamento são bastante semelhantes entre si, diferindo principalmente na ondulação de alta frequência dos sinais.

A Figura 5.9 apresenta o resultado obtido para o teste 1 (degrau na referência de velocidade causando reversão na rotação) na configuração utilizando o estimador de velocidade. Comparando-se o resultado com o obtido a 10 kHz (Figura 5.6) observa-se semelhança, exceto por um ruído de alta frequência na estimativa do torque eletromagnético característica da baixa frequência de chaveamento.

Mostra-se na Figura 5.10 o resultado obtido equivalente ao da Figura 5.8 para o teste 3 (degrau de torque de carga) ao se reduzir a frequência de chaveamento de 10 kHz para 2 kHz. Comparando-se ambas as figuras, nota-se que o resultado obtido é muito semelhante ao anterior, o que indica que os parâmetros da simulação estavam sintonizados de maneira semelhante para ambas as frequências de operação.

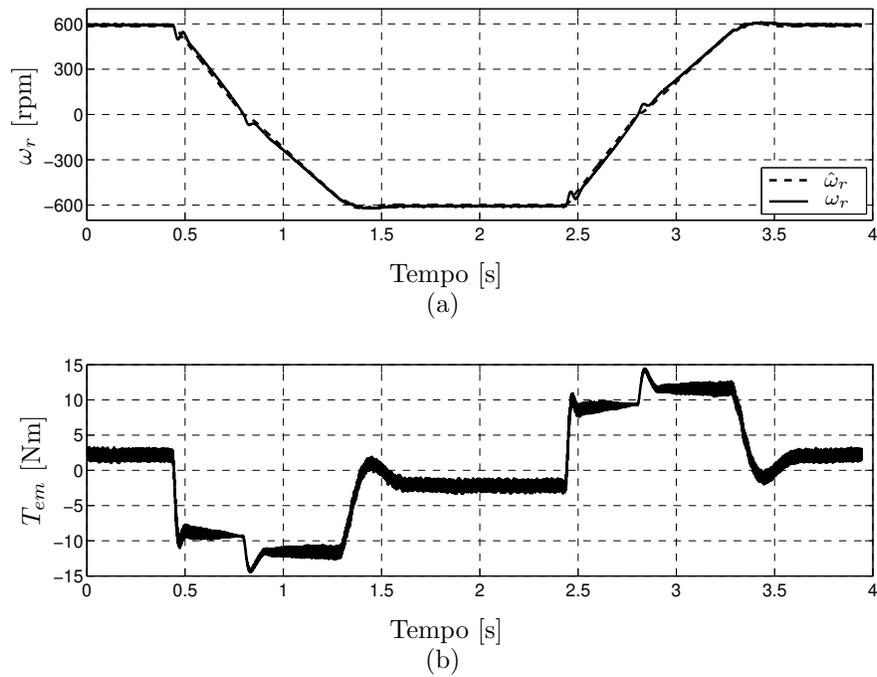


Figura 5.9: Teste 1; $f_{chav} = 2$ kHz, correspondente à Figura 5.6

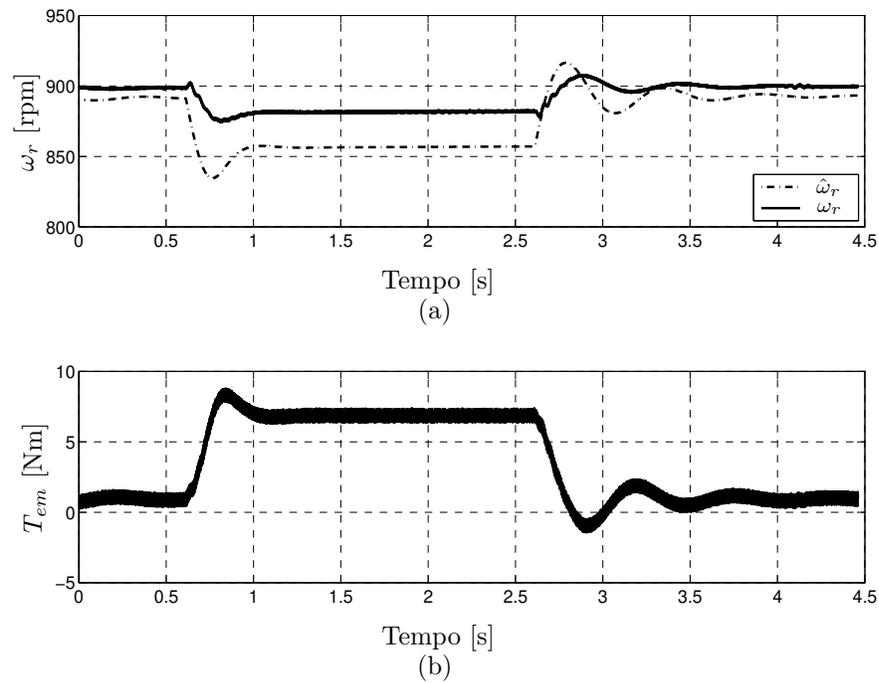


Figura 5.10: Teste 3; $f_{chav} = 2$ kHz, correspondente à Figura 5.8

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Os resultados obtidos com a montagem experimental neste trabalho são apresentados em duas partes: a primeira utiliza o controle sem o estimador de velocidade e a segunda parte utiliza o estimador de velocidade. Em grande parte das formas de onda apresentadas nota-se um nível de ruído no sinal, porém uma parte desse ruído aparece apenas na aquisição dos dados pelo osciloscópio em questão, não interferindo no funcionamento e desempenho do sistema. O osciloscópio utilizado foi um Tektronix TDS3012B de dois canais com largura de banda limita em 20 MHz, taxa de amostragem de 1.25 GS/s e resolução vertical de nove bits. Apresenta-se mais detalhes sobre a montagem no Apêndice B. Utilizou-se 10 kHz como frequência de chaveamento do inversor em todos os ensaios, exceto quando mencionado o contrário.

6.2 Controle sem estimador de velocidade

No caso do controle direto de torque em modos deslizantes sem o uso do estimador de velocidade utilizou-se um tacogerador na realimentação de velocidade angular do rotor. Foram realizados três tipos de ensaios experimentais idênticos aos apresentados no Capítulo 5 em simulações, e os comentários sobre os resultados e formas de ondas obtidos em cada um dos ensaios são apresentados a seguir:

- **Ensaio 1: Variação em degrau na referência de velocidade com reversão no sentido de rotação.**

Na Figura 6.1 observa-se que o torque fica praticamente constante ao longo do período de mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida. Pode-se

observar também que o limite de torque imposto via software foi seguido do com boa precisão. Mesmo durante a inversão de sentido de rotação, tanto o torque quanto a velocidade se mantêm estáveis. A Figura 6.2 mostra a regulação de fluxo funcionando. Observa-se que a magnitude do fluxo de estator permanece praticamente constante em todas as condições – condição garantida pelo método de controle direto de torque para seu correto funcionamento.

- **Ensaio 2: Variação em rampa na referência de velocidade com reversão no sentido de rotação.**

Observa-se na Figura 6.3 que quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido, de manutenção de velocidade. No início da rampa, durante a etapa de frenagem, o torque assume um valor absoluto pequeno pois já há a tendência natural do motor em reduzir a velocidade, porém imediatamente após a reversão da velocidade, o torque aumenta para aumentar a velocidade agora no sentido oposto ao inicial. Ainda para a rampa de velocidade, a Figura 6.4 mostra o comportamento da corrente de estator. No momento da reversão da velocidade, a frequência da corrente é mínima, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

- **Ensaio 3: Variação em degrau de torque de carga.**

A Figura 6.5 mostra o momento de aplicação do degrau de torque de 5,5 Nm; o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade estabiliza com uma ligeira queda de 900 rpm para aproximadamente 885 rpm, uma diferença de 2%. Já a Figura 6.6 mostra a situação inversa, quando o torque de carga é removido e a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência.

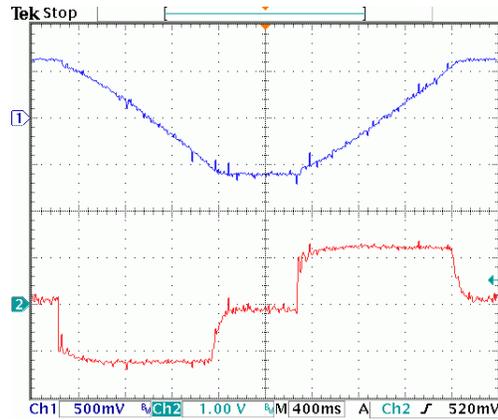


Figura 6.1: Ensaio 1; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]

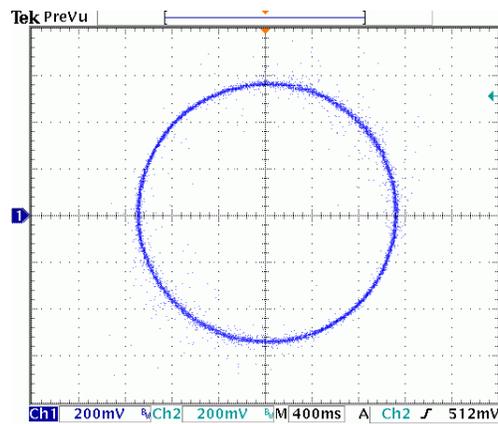


Figura 6.2: Ensaio 1; CH1 = CH2 = ψ_{qs} e ψ_{ds} coordenadas polar [0,2 Web/div]

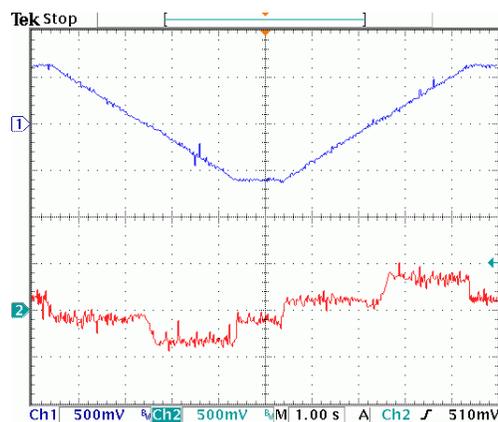


Figura 6.3: Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]

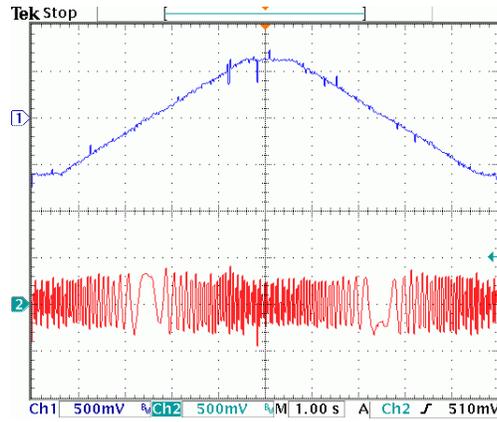


Figura 6.4: Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = i_{ds} [8 A/div]

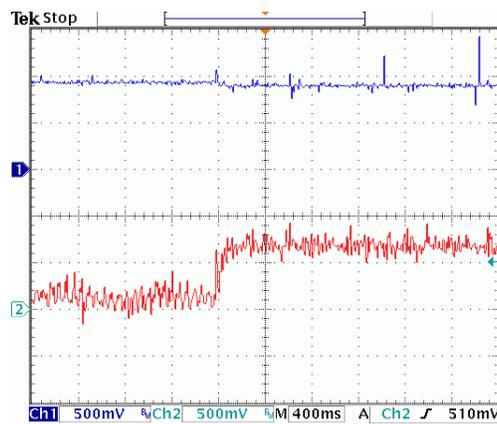


Figura 6.5: Ensaio 3; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]

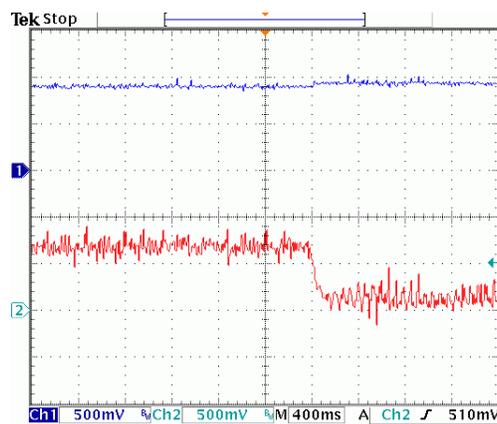


Figura 6.6: Ensaio 3; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]

6.3 Controle com estimador de velocidade

No caso do controle direto de torque em modos deslizantes e o estimador de velocidade, foram realizados quatro tipos de ensaios experimentais, sendo três de maneira análoga à seção 6.2 e um adicional relacionado ao estimador de velocidade angular do rotor. Para efeito de comparação dos resultados, os ensaios são idênticos exceto pelo ensaio adicional de operação em baixa velocidade. Comentários sobre os resultados e formas de ondas obtidos em cada um dos ensaios são apresentados na seqüência. Observa-se que, de maneira geral, embora o desempenho do sistema piorou com a introdução do estimador, o comportamento do sistema foi bastante satisfatório e conseguiu se aproximar bastante dos resultados obtidos na seção 6.2. Os ensaios são descritos a seguir:

- **Ensaio 1: Variação em degrau na referência de velocidade com reversão no sentido de rotação.**

Na Figura 6.7 pode-se observar o comportamento do estimador implementado comparado com a velocidade real do sistema. A estimação é próxima da velocidade real, exceto quando o motor opera em baixas velocidades. O erro em regime permanente é menor do que 5%. A Figura 6.8 mostra essa situação em mais detalhes. De maneira semelhante ao caso sem estimador, observa-se na Figura 6.9 que o torque fica praticamente constante ao longo do período da mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida. Próximo à inversão de sentido de rotação, o torque e a velocidade são afetados pela baixa qualidade da estimação e flutuam rapidamente. A Figura 6.10 mostra a regulação de fluxo em funcionamento. Observa-se que a magnitude do fluxo de estator permanece constante durante o ensaio.

- **Ensaio 2: Variação em rampa na referência de velocidade com reversão no sentido de rotação.**

O comportamento do estimador para uma entrada em rampa de velocidade é apresentado na Figura 6.11. O estimador foi capaz de acompanhar bem de perto a velocidade do rotor, que varia lentamente. O erro em regime permanente é semelhante ao caso anterior, ainda abaixo de 5%. Próximo da reversão de velocidade, a estimação é um pouco pior conforme a Figura 6.12 mostra, porém sem afetar significativamente a dinâmica do sistema. Observa-se na Figura 6.13 que a resposta do sistema foi muito próxima à obtida na Figura 6.3: Quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido, de manutenção de velocidade. Ao se iniciar a rampa, durante a etapa de frenagem, o torque assume um valor absoluto pequeno pois já há a tendência natural do motor em reduzir a velocidade, porém imediatamente após a reversão da velocidade, o

torque aumenta para aumentar a velocidade agora no sentido oposto ao inicial. A Figura 6.14 mostra o comportamento da corrente de estator durante a reversão de velocidade. No momento da reversão, a frequência da corrente é mínima, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque mostrado na figura anterior) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

- **Ensaio 3: Variação em degrau de torque de carga.**

A Figura 6.15 mostra o comportamento do estimador para a aplicação de um degrau de torque de 5,5 Nm. Observa-se que a velocidade real apresenta uma variação quando comparada com a estimada, da ordem de 5%. O efeito da retirada da carga é apresentado na Figura 6.16. O perfil do torque eletromagnético do ensaio é mostrado na Figura 6.17; observa-se que o torque sobe rapidamente e a velocidade estabiliza com uma ligeira queda, semelhante aos casos anteriores. Já a Figura 6.18 mostra a situação inversa, quando o torque de carga é removido e a velocidade volta ao patamar definido pela referência.

- **Ensaio 4: Operação em baixa velocidade** – O objetivo desse ensaio é observar o comportamento do sistema operando em baixas rotações, onde são esperados maiores desvios e imprecisões devido às baixas tensões, correntes, e giros de fase devido ao uso de falsos integradores. O ensaio consistiu da operação em vazio, aplicando um degrau de velocidade alternando entre às velocidades de 60 rpm e 30 rpm.

Quando operando em baixíssima velocidade como apresentado nas Figuras 6.19 e 6.20, as baixas tensões e correntes de estator tem um efeito negativo na qualidade da estimativa de velocidade, onde o estimador não consegue compensar tais efeitos. Em regime permanente na frequência de 30 rpm, o erro entre a velocidade real e a estimativa é de aproximadamente 25%. Devido a esses problemas, o sistema gasta mais tempo para estabilizar quando ocorre a transição entre 30 rpm e 60 rpm; a variação de torque ainda é rápida.

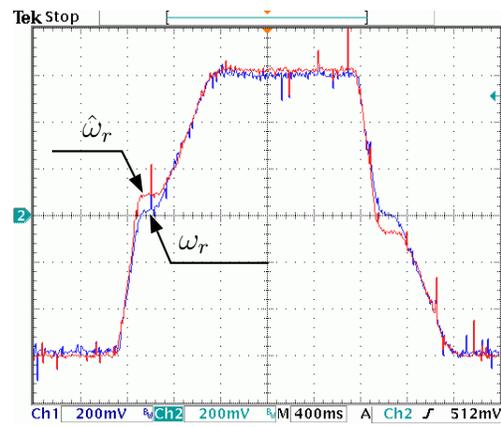


Figura 6.7: Ensaio 1; ω_r real e estimado [192 rpm/div]

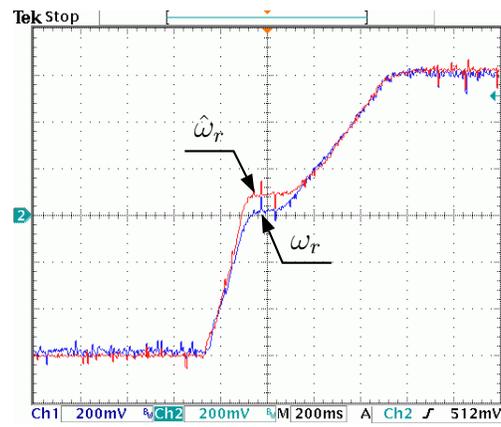


Figura 6.8: Detalhe do ensaio 1; ω_r real e estimado [192 rpm/div]

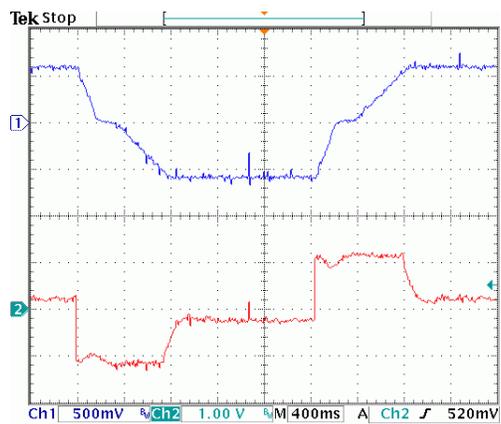


Figura 6.9: Ensaio 1; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]

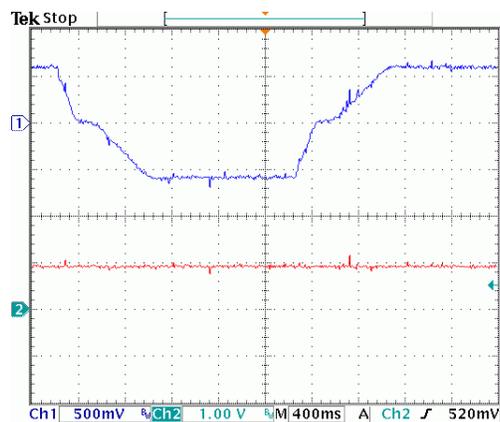


Figura 6.10: Ensaio 1; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = $|\psi_s|$ [0,5 Wb/div]

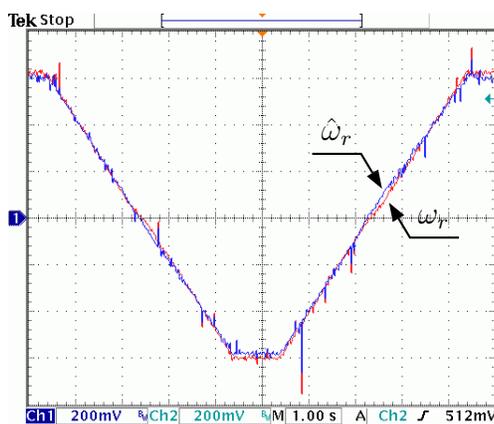


Figura 6.11: Ensaio 2; ω_r real e estimado [192 rpm/div]

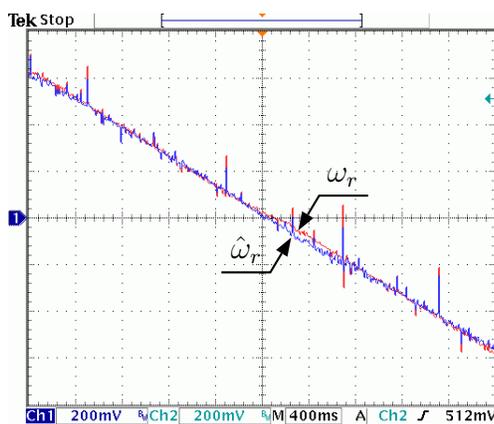


Figura 6.12: Detalhe do ensaio 2; ω_r real e estimado [192 rpm/div]

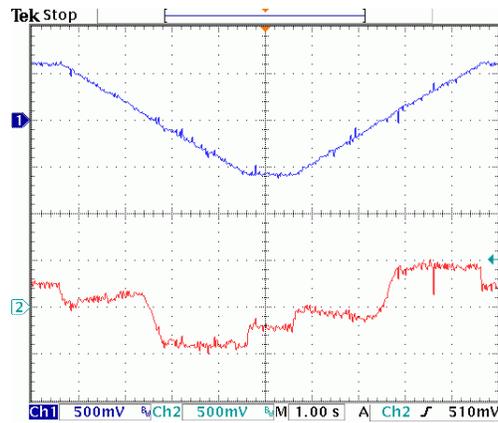


Figura 6.13: Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]

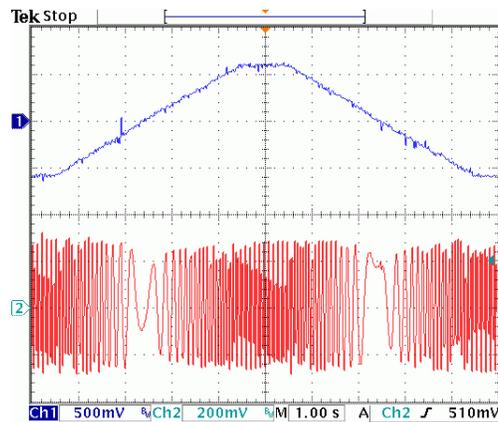


Figura 6.14: Ensaio 2; CH1 = ω_r [480 rpm/div], CH2 = i_{ds} [3,2 A/div]

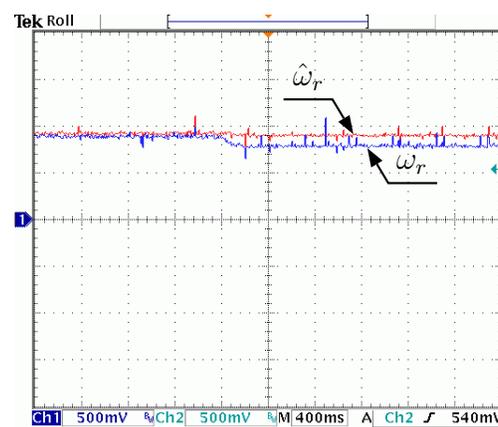


Figura 6.15: Ensaio 3; ω_r real e estimado [480 rpm/div]

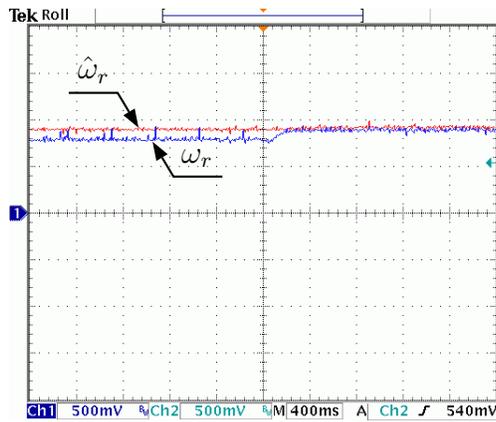


Figura 6.16: Ensaio 3; ω_r real e estimado [480 rpm/div]

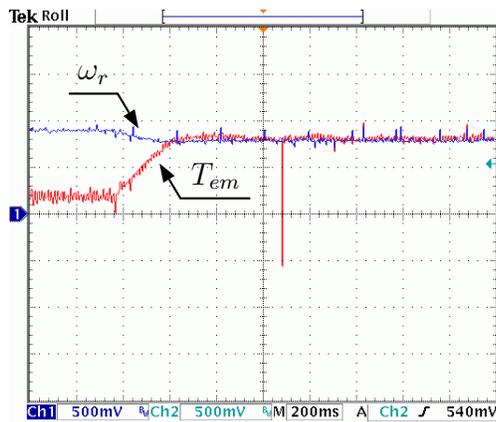


Figura 6.17: Ensaio 3; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]

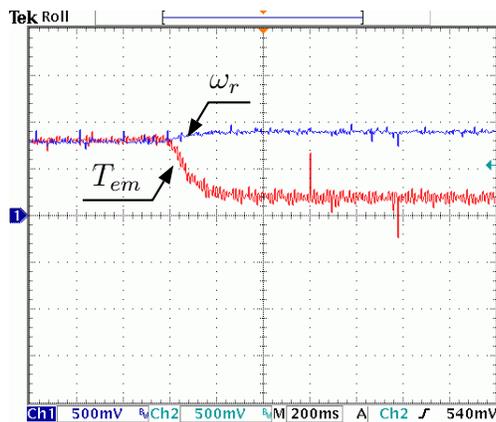


Figura 6.18: Ensaio 3; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]

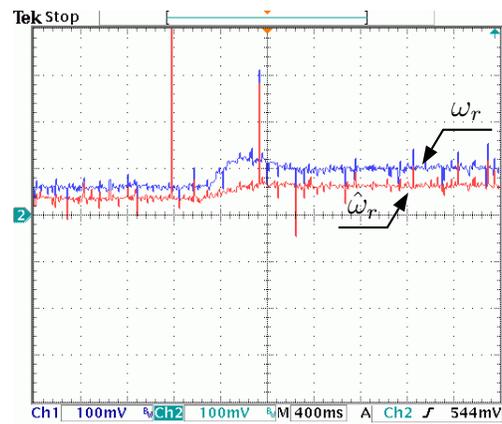


Figura 6.19: Ensaio 4; ω_r real e estimado [96 rpm/div]

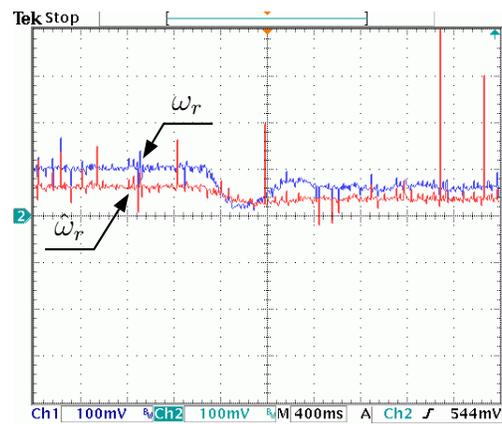


Figura 6.20: Ensaio 4; ω_r real e estimado [96 rpm/div]

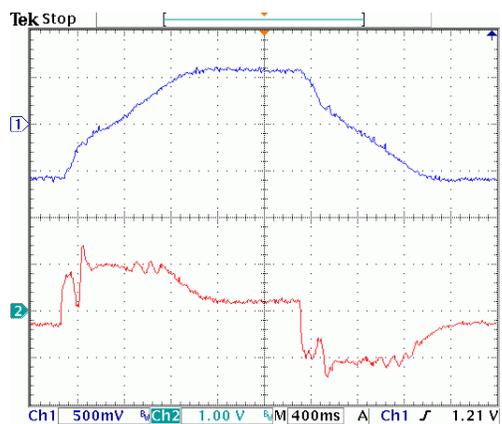


Figura 6.21: $f_{chav} = 2$ kHz; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [8 Nm/div]

6.4 Variação na frequência de chaveamento do circuito de acionamento

Parte dos experimentos também foi conduzida com a frequência de chaveamento reduzida de 10 kHz para 2 kHz. Essa mudança exige uma recalibração geral do sistema, pois os parâmetros do programa do DSP são alterados. Como o hardware utilizado possibilitava a operação em 10 kHz sem dificuldades, a operação a 2 kHz foi realizada para fins de comparação de parâmetros de desempenho, e não se buscou um ajuste dos ganhos tão preciso como em 10 kHz.

Mostra-se na Figura 6.21 o resultado obtido equivalente ao da Figura 6.9 ao se reduzir a frequência de chaveamento de 10 kHz para 2 kHz. Pode-se observar que a curva de torque calculada apresenta mais oscilações, proporcionando um controle do sistema com uma qualidade inferior. Deve-se ressaltar que o osciloscópio não consegue mostrar o ruído de alta frequência presente nesse ensaio pois há perda de resolução devido à base de tempo ser grande (400 ms/div). Esse ruído fica evidente no próximo ensaio apresentado a seguir.

A Figura 6.22 mostra o resultado obtido para o ensaio 3 (degrau de torque de carga) em condições equivalentes com o uso do estimador, mas com o sistema operando com frequências de chaveamento de 2 kHz. Observa-se nitidamente que há um aumento considerável no ruído do sinal de torque para a frequência de chaveamento de 2 kHz, torque este que é calculado diretamente a partir das correntes de estator. Com o aumento do período de chaveamento de $100 \mu\text{s}$ para $500 \mu\text{s}$, a distorção harmônica total piora e a forma de onda da corrente de estator se distancia da forma de onda senoidal ideal, refletindo diretamente na forma de ruído nos sinais que dependem do valor da corrente. Também foi possível notar um aumento do ruído acústico de chaveamento, bem mais incômodo.

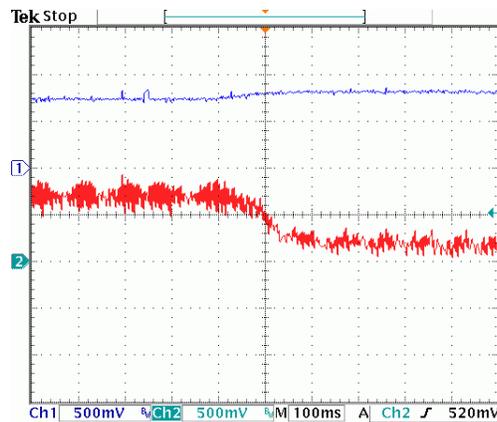


Figura 6.22: $f_{chav} = 2 \text{ kHz}$; CH1 = ω_r real [480 rpm/div], CH2 = T_{em} [4 Nm/div]

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho foram realizados estudos e implementação de uma configuração de controle direto de torque de motores de indução trifásicos usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais, controlador de estrutura variável do tipo modos deslizantes (*Sliding Mode Control*) e estimador de velocidade angular do tipo MRAS (*Model-Reference Adaptive System*). A implementação foi realizada em uma plataforma de desenvolvimento elaborada em laboratório baseada no processador digital de sinais TMS320F2812 da Texas Instruments.

As simulações realizadas previamente foram fundamentais para o desenvolvimento do software utilizado na plataforma de desenvolvimento elaborada em laboratório e os resultados nelas obtidos mostraram que a modelagem matemática utilizada foi adequada para o estudo realizado. Adicionalmente os resultados obtidos se mostraram compatíveis com resultados apresentados na literatura, comprovando a viabilidade da solução proposta.

Procurou-se definir um conjunto de testes e de ensaios de modo a cobrir a maior parte das situações a que o motor controlado ficaria exposto em operações industriais reais. Os resultados de simulações realizadas e os resultados práticos produzidos na plataforma experimental foram confrontados entre si e indicaram resultados coerentes.

Verificou-se que a operação em baixas velocidades, onde não foi objeto de estudo neste trabalho, representa um desafio significativo tanto para a elaboração de algoritmos e de técnicas de estimação como também para a etapa de aquisição e de tratamento dos sinais de tensão e de corrente de estator, devido à baixa amplitude dos sinais e, conseqüentemente, piores níveis de relação sinal/ruído.

O funcionamento do estimador de velocidade também foi verificado através da comparação de resultados. Inicialmente as respostas do sistema para diversas entradas foram obtidas (da simulação e da parte experimental) utilizando como realimentação de velocidade o sinal de um tacogerador. A seguir, realizou-se novos testes onde se substituiu a realimentação do tacogerador pelo estimador

MRAS que calcula a velocidade atual do rotor a partir da modelagem matemática do motor de indução. Essa abordagem permitiu uma melhor comparação dos resultados entre as configurações. Observou-se que apesar da dificuldade de operação em baixas velocidades, o desempenho do sistema foi satisfatório.

Os elementos motivadores deste trabalho foram: a) avaliar o funcionamento do controle em modos deslizantes e do método de controle direto de torque, quando operando em conjunto; b) verificar experimentalmente o desempenho do sistema utilizando um estimador de velocidade angular adaptativo em relação ao controle operando em malha fechada com um sensor de velocidade; c) estudar os efeitos da discretização temporal na operação do sistema digital completo implementado, d) produzir uma plataforma experimental para estudo de controle de motores de corrente alternada usando técnicas digitais.

Os efeitos da discretização temporal no desempenho do sistema foram observados em todas as fases do projeto. Observou-se que a redução na frequência de chaveamento teve impacto significativo na qualidade do controle do sistema. Tanto na etapa de controle, que envolve o controle direto de torque e o controle em modos deslizantes, como também na etapa de estimação existem perdas de desempenho devido a maiores ruídos na aquisição dos dados, causando maiores oscilações e maior ruído acústico de operação. Essa degradação já era mostrada nos resultados de simulação porém experimentalmente verificou-se resultados ainda menos satisfatórios, que poderiam ser minimizados através do projeto otimizado das placas de acionamento, controle e aquisição ocasionando redução de problemas de ruído e de interferências eletromagnéticas.

7.1 Trabalhos Futuros

Este trabalho possibilita o desenvolvimento de outros trabalhos adicionais, tirando proveito da estrutura aqui desenvolvida. Algumas sugestões de trabalhos futuros são: a) comparação entre diversos tipos de controladores, substituindo o controle utilizado de modos deslizantes por outros, como por exemplo: PI, deadbeat, preditivo, fuzzy, neuro-fuzzy, além de controles não lineares como o MRAC, b) comparação entre diversos tipos de estimadores, substituindo o estimador utilizado do tipo MRAS por outros como: malha aberta, observadores do tipo Luenberger e Kalman, inteligência artificial, além de observadores por modos deslizantes, c) verificação da robustez do sistema à variação de parâmetros do sistema como resistências de enrolamentos de estator e rotor; d) aprimoramentos para operações em baixas velocidades, entre as quais, aprimorar a qualidade da estimação de velocidade através de melhorias nos circuitos de aquisição, métodos de integração e mudança no método de estimativa de velocidade; e) aprimorar a resposta dinâmica do sistema de controle e estudar melhor o comportamento

do sistema para frequências de chaveamento menores e maiores do que 10 kHz; f) desenvolvimento de uma plataforma educacional para uso em laboratórios de engenharia, detalhada a seguir.

7.1.1 Proposta Educacional

A plataforma de hardware desenvolvida ao longo do trabalho apresenta características generalistas que possibilitam seu uso em vários projetos de acionamentos. Como é possível implementar diversas técnicas substituindo-se apenas as rotinas de software, essa flexibilidade pode ser aproveitada como ferramenta de ensino. No caso, pode ser utilizada como base para a elaboração de um laboratório de curso de controle digital de máquinas elétricas voltado para estudantes de engenharia elétrica em nível de pós-graduação.

A teoria de controle usando sistemas descritos por funções de transferência é amplamente estudada em disciplinas de graduação em engenharia elétrica, porém sistemas reais, digitais e não lineares raramente são estudados, principalmente sob o ponto de vista experimental.

Ferramentas de simulação são cada vez mais importantes para ajudar os estudos e projetos de engenharia. Sistemas complexos podem ser facilmente simulados, porém as simulações não oferecem uma real visão e experiência práticas para os estudantes. Sistemas experimentais, por outro lado, são sistemas elaborados, custosos, demandam bastante tempo, porém transmitem uma experiência prática única aos alunos que, com isso, preenchem uma importante lacuna de conhecimento na área de controle não linear.

Uma proposta de curso envolveria a realização de simulações de sistemas de controle que seriam implementados na prática na plataforma de hardware desenvolvido neste trabalho. Utilizando o conceito de implementação modular, um algoritmo de controle pode ser facilmente substituído por outro, permitindo uma comparação adequada entre os diversos módulos existentes.

O objetivo principal das simulações em conjunto com a parte experimental seria mostrar aos estudantes os diversos aspectos envolvidos no controle quando se utiliza controladores lineares e não lineares, estimadores de grandezas e sensores, filtragem e, principalmente os efeitos da amostragem no controle digital.

Apêndice A

Descrição da simulação

A.1 Introdução

A etapa de simulação de um sistema é um passo bastante importante de um projeto e pode consumir tempo considerável para sua preparação e elaboração. Com o intuito de fornecer mais informações sobre essa etapa crítica mas para evitar que o escopo do trabalho se tornasse demasiadamente amplo, optou-se por detalhar os modelos de simulação a parte neste apêndice. Assim o foco do trabalho é mantido, mas também é possível fornecer detalhes importantes sobre os modelos implementados e simulações realizadas. Os resultados das simulações aqui elaboradas são apresentados no Capítulo 5.

Os parâmetros de simulação utilizados foram obtidos ou calculados de forma a se aproximar do valor real dos equipamentos e dispositivos utilizados na parte experimental. Os equipamentos utilizados são apresentados no Apêndice B e a Tabela A.1 apresenta as constantes do programa Matlab utilizadas nas simulações. Um resumo das grandezas que definem o regime permanente do motor utilizado é apresentado na Tabela A.2. Utilizou-se 10 kHz como frequência de chaveamento do inversor em todos os testes, exceto quando mencionado o contrário.

Tabela A.1: Constantes e grandezas utilizadas nas simulações

```

1  rs = 0.6853;      % dados do motor
2  rr = 0.6688;
3  xls = 2.3679;
4  xm = 26.8836;
5  xlr = 2.3679;
6  wb = 2*pi*60;
7  Lls = xls/wb;
8  Llr = Lls;
9  Lm = xm/wb;
10 L = [Lm+Lls 0      0      Lm      0      0 ;
11       0      Lm+Lls 0      0      Lm      0 ;
12       0      0      Lls      0      0      0 ;
13       Lm      0      0      Lm+Llr 0      0 ;
14       0      Lm      0      0      Lm+Llr 0 ;
15       0      0      0      0      0      Llr];
16 inv_L = inv(L);
17 sigma = 1 - ((Lm^2)/(Lls*Llr));
18 P = 4;           % número de pólos
19 J = 0.089;      % momento de inércia do eixo
20 D = 0.008;     % coeficiente de atrito viscoso
21 PSIs_Nominal = 177.5;
22 Carga = 11.9;
23 Torque_Nominal = 11.9;
24 V_LinkDC = 220*sqrt(3); % Tensão do link CC
25 fm = 10000      % Frequência da portadora do inversor, chaveamento
26 KP = 1.2;       % PI de controle de velocidade
27 KI = 0.2;
28 CTem = 0.00001; % Ganhos do derivador modos deslizantes
29 CPSIs = 0.0000001;
30 KP_flux = 10;   % Ganhos do PI de controle de fluxo
31 KI_flux = 0001;
32 KP_torq = 1;    % Ganhos do PI de controle de torque
33 KI_torq = 1000;
34 KP_w = 10;      % Ganhos do PI do estimador por modelo de tensão
35 KI_w = 15000;
36 KP_e = 30;      % Ganhos do PI adaptativo do erro de velocidade
37 KI_e = 10;
38 k1d = 5;        % Ganhos do PI do modelo de tensão do estimador
39 k1q = 0.1;
40 k2d = -5;
41 k2q = 0.1;

```

Tabela A.2: Grandezas principais do motor utilizadas na simulação

Grandeza	Valor
Potência do motor	2,24 <i>kW</i>
Torque nominal	11 <i>Nm</i>
Rotação nominal	1680 <i>rpm</i>
Tensão nominal de linha	220 <i>V</i>
Momento de inércia do eixo acoplado	0,089 <i>kgm²</i>

A.2 Descrição da simulação

A Figura A.1 ilustra o diagrama Simulink completo elaborado para o projeto, que é composto por diversos módulos: motor de indução trifásico, inversor com modulação em largura de pulso por vetores espaciais, controle direto de torque através de controles por modos deslizantes, estimador de velocidade, além de outros blocos auxiliares.

Cada um dos blocos foi desenvolvido individualmente e uma vez que o funcionamento estava validado, ele era adicionado na simulação completa e o desenvolvimento do próximo módulo era iniciado. Essa abordagem facilita o isolamento dos problemas encontrados e sua respectiva correção. Os blocos são comentados a seguir.

A.2.1 Motor de indução

O motor de indução implementado se baseia nas equações apresentadas no Capítulo 2. A Figura A.2 apresenta o conteúdo do bloco *Induction2_Motor*. Este bloco recebe como entrada as tensões de estator e rotor (V_{s_abc} e V_{r_abc}), além do torque de carga presente no eixo ($TCarga$). Como saída, o bloco gera as diversas variáveis do motor, das quais são utilizadas a velocidade angular do rotor (ω_r), o torque eletromagnético (T_{em}), as correntes de estator e rotor (I_{s_abc} e I_{r_abc}), além das tensões e correntes de estator no referencial qd0 estacionário (I_{s_qd} e V_{s_qd}).

Dentro do bloco, os sinais de entrada são convertidos do referencial abc estacionário para o referencial qd0 também estacionário. As variáveis de estado são calculadas pelo bloco *Subsystem_Equacoes_SR*, apresentado na Figura A.3 que calcula a velocidade angular ω_r e as correntes de estator e rotor. Nesse subsistema estão representadas as equações elétricas de (2.1) a (2.4), além da equação de torque mecânico (2.7). Pode-se notar que no sistema são representadas as

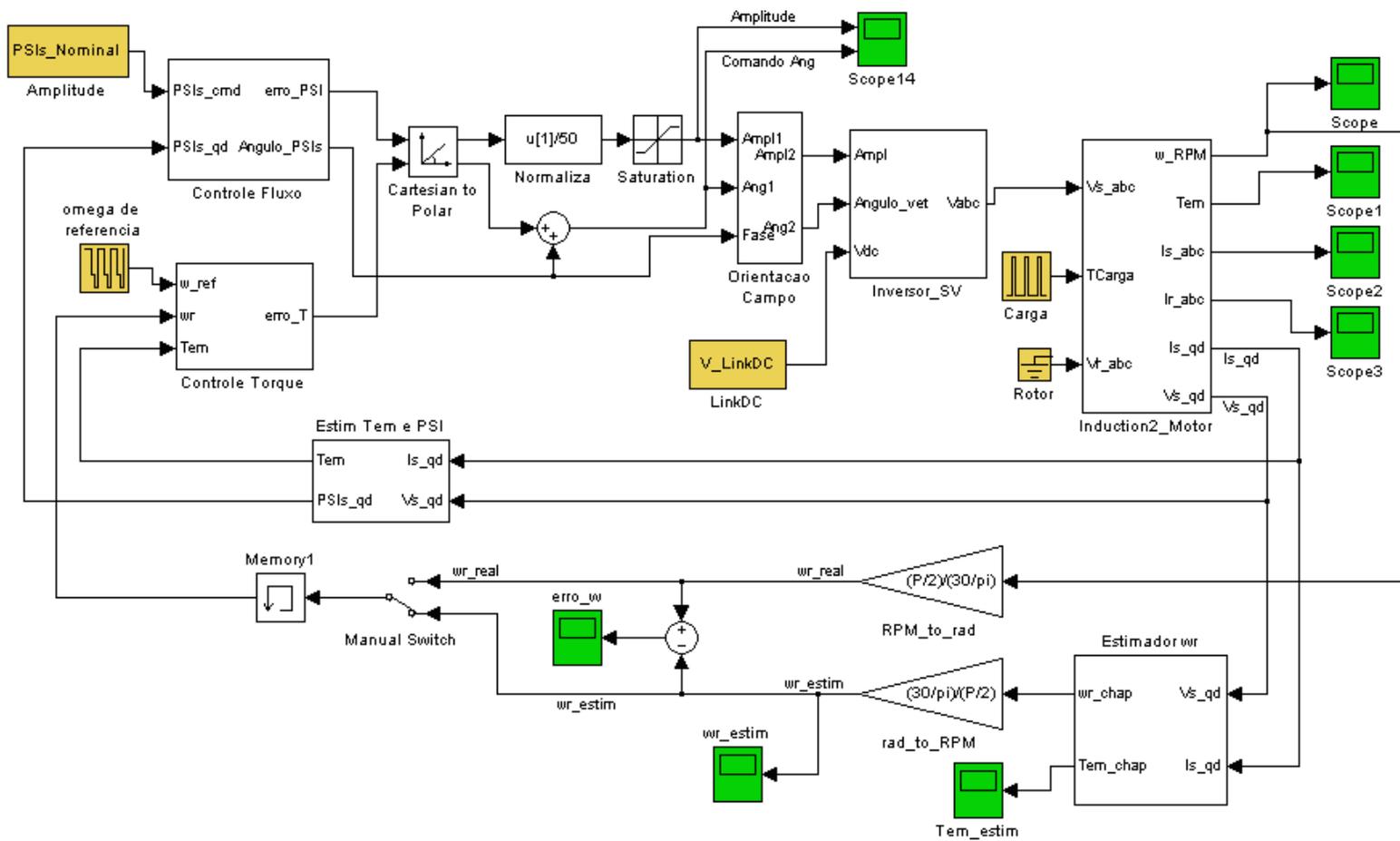


Figura A.1: Modelo do projeto em Matlab/Simulink

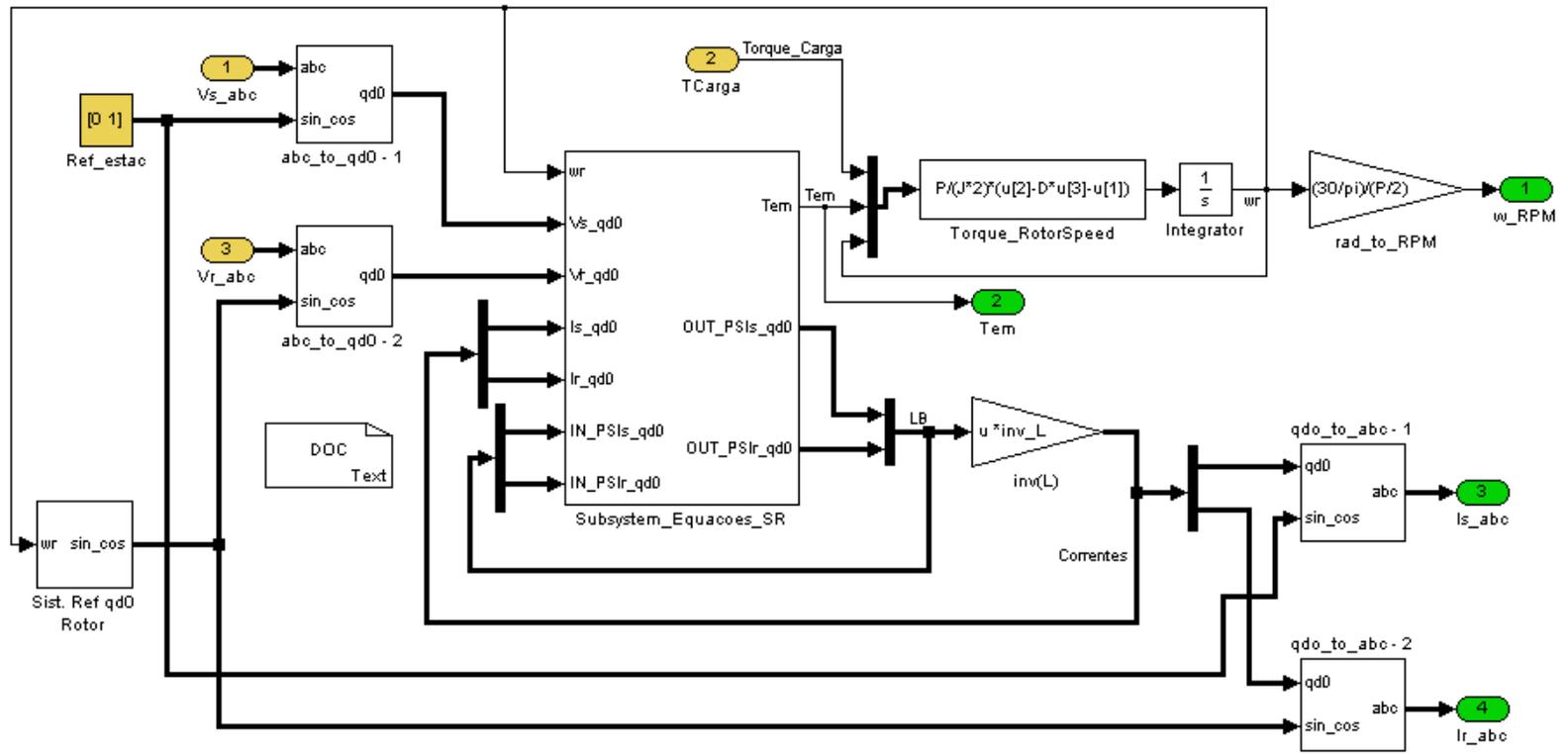


Figura A.2: Modelo construído do motor de indução trifásico

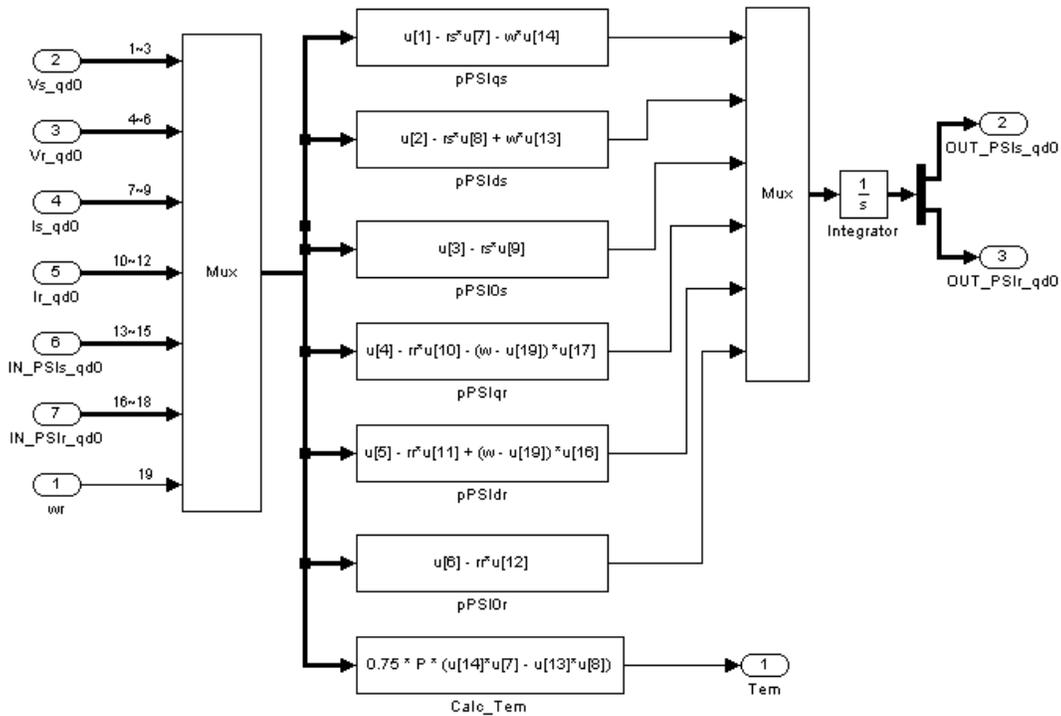


Figura A.3: Modelo matemático do motor de indução; modelo interno do bloco *Subsystem_Equacoes_SR*

componentes de eixo 0, apesar de não serem explicitadas no Capítulo 2 por serem nulas. A equação (2.8) aparece na Figura A.2 no bloco *Torque_RotorSpeed*.

A.2.2 Inversor

O inversor implementado na simulação utiliza a técnica de modulação em largura de pulso por vetores espaciais para o cálculo dos tempos das chaves, e seu diagrama Simulink é apresentado na Figura A.4.

Este bloco recebe uma referência de amplitude (*Ampl*) e fase (*Angulo_vet*) do vetor espacial a ser sintetizado, além da tensão do elo de corrente contínua ao qual o inversor está ligado (*Vdc*). A frequência de modulação utilizada não é um sinal de entrada do bloco mas sim uma variável (de nome *fm*) definida no ambiente Matlab, que foi adotada por resultar em simplificações de implementação. Como saída, o bloco gera os sinais de controle a serem ligados às chaves superiores da ponte inversora trifásica (*Out1*) e, opcionalmente o número do vetor e setor em que se encontra (de acordo com a Figura 2.5).

O funcionamento do inversor SVM pode ser dividido basicamente em quatro etapas: amostragem dos dados, cálculo dos tempos de permanência dos vetores

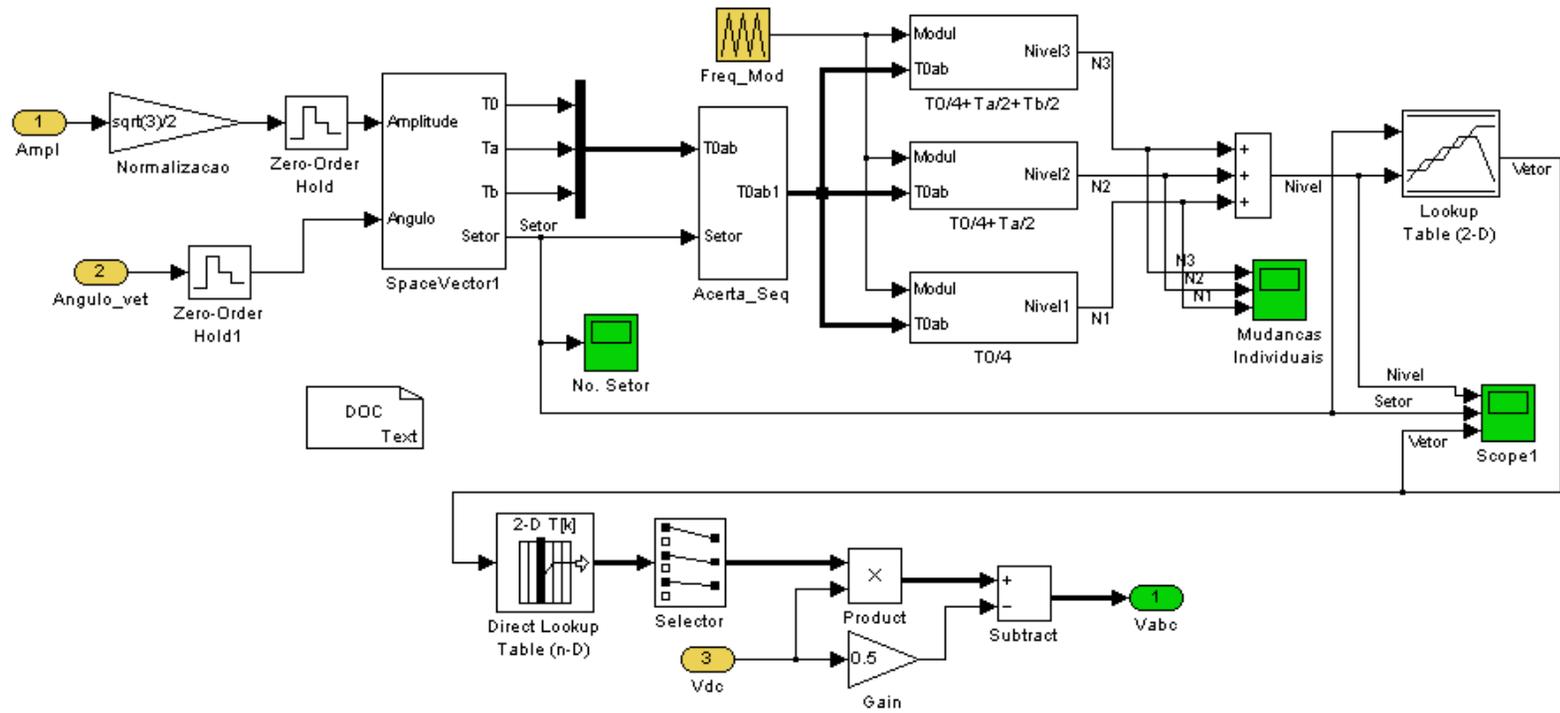


Figura A.4: Modelo construído do inversor

espaciais, alocação dos vetores espaciais de acordo com o setor presente, e a etapa de saída. O cálculo dos tempos de cada componente do vetor espacial de entrada é realizado no bloco *SpaceVector1* e é apresentada na Figura A.5. A partir do trabalho desenvolvido por [24, 25], deduziu-se uma única expressão matemática para todos os seis setores de operação do inversor:

$$T_a = T_z a \sin(V_2 - \xi) / \sin(V_2 - V_1) \quad (\text{A.1})$$

$$T_b = T_z a \sin(\xi - V_1) / \sin(V_2 - V_1) \quad (\text{A.2})$$

$$T_0 = T_z - T_a - T_b \quad (\text{A.3})$$

sendo V_1 e V_2 dois vetores adjacentes ao setor atual (veja Figura 2.5) tal que $V_1 < V_2$, ξ é o ângulo formado entre o vetor V_1 e o vetor a ser sintetizado, T_z é o período de chaveamento, a é a amplitude normalizada desejada do vetor a ser sintetizado, e T_a e T_b são os tempos normalizados dentro do período de chaveamento de aplicação de cada um dos vetores V_1 e V_2 .

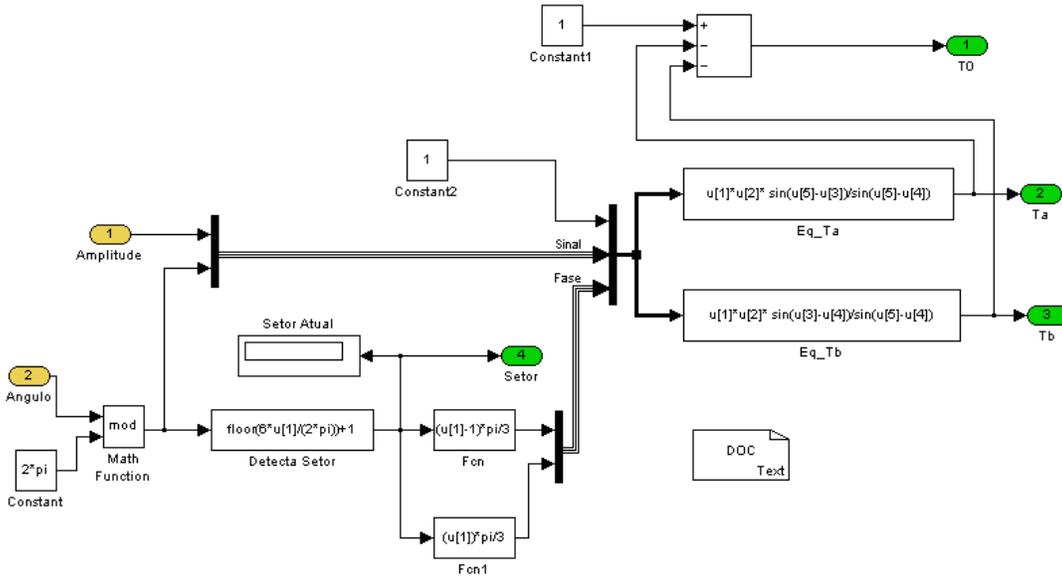


Figura A.5: Modelo construído para o cálculo dos tempos dos vetores pelo inversor; modelo interno do bloco *SpaceVector1*

Durante a concepção do modelo do inversor de tensão foi considerado o fato de que seria feita, posteriormente, a implementação em um processador digital de sinais.

Conforme o setor presente, os vetores adjacentes a serem utilizados são definidos por tabelas de acordo com a estratégia de chaveamento. A etapa de saída adéqua o valor de tensão de saída para que o sinal possa ser aplicado aos enrolamentos de estator do bloco do motor de indução apresentado anteriormente.

A.2.3 Controle DTC em modos deslizantes

O controle direto de torque em conjunto com o método de controle por modos deslizantes não foi agrupado em um único bloco. Os sistemas estão divididos em dois controladores distintos: de fluxo e torque. Cada um deles é utilizado de acordo com as equações (3.11) e (3.12) e, após normalizados, são ligados ao inversor para a síntese da tensão desejada. Nota-se na Figura A.1 que os sinais recebidos já estão devidamente orientados.

O bloco de controle de fluxo é apresentado na Figura A.6, e o bloco de controle de torque na Figura A.7.

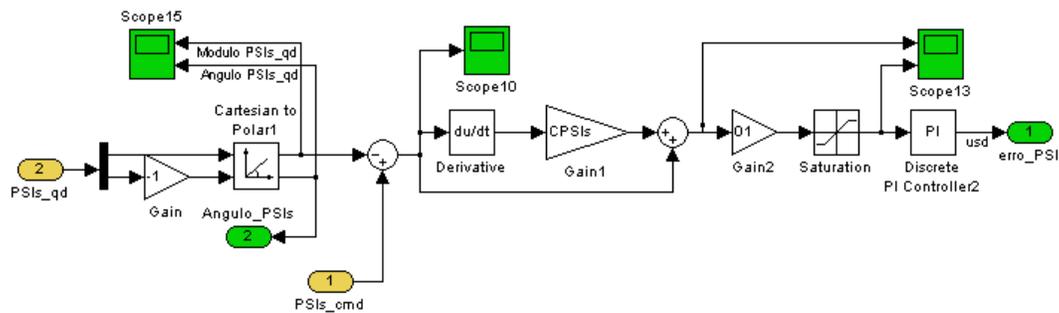


Figura A.6: Modelo construído do controle de fluxo DTC-SMC, de acordo com a equação (3.11)

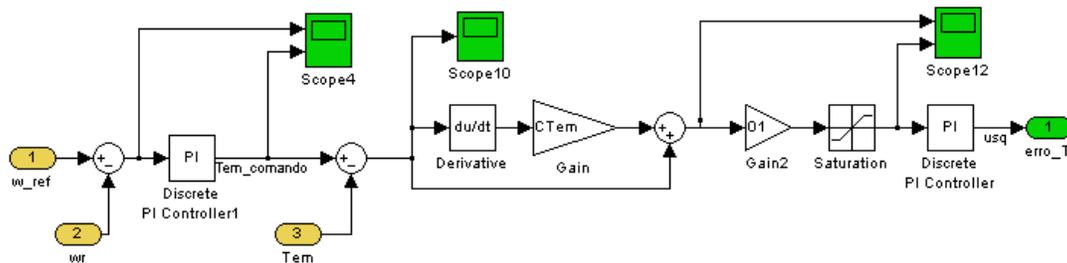


Figura A.7: Modelo construído do controle de torque DTC-SMC, de acordo com a equação (3.12)

A.2.4 Estimadores

Observando a Figura A.1, nota-se que o bloco de estimação de velocidade *Estimador_wr* está ligado em paralelo a uma linha de realimentação, sendo possível escolher entre o uso do tacômetro virtual (que realimenta a velocidade instantânea real) ou do estimador adaptativo através do bloco *Manual Switch*. Isso

possibilita comparar o comportamento do sistema utilizando os dois tipos de realimentação sem maiores modificações no circuito.

A Figura A.8 mostra a arquitetura do estimador de velocidade, correspondente ao diagrama de blocos apresentado na seção 4.5. Os blocos *Voltage Model* e *Current Model* foram implementados de acordo com as equações apresentadas anteriormente no Capítulo 4. Como entrada, o estimador recebe os valores de tensão e corrente no referencial qd0 estacionário e como saída produz o valor da estimativa de velocidade para aquela condição.

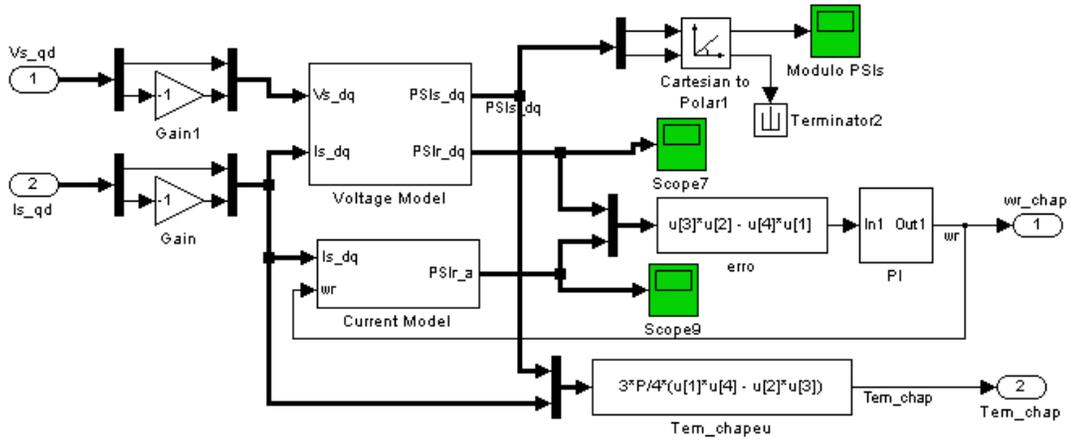


Figura A.8: Modelo do estimador de velocidade implementado, correspondente ao diagrama da Figura 4.2; conteúdo do bloco *Estimador_wr*

O modelo de referência, chamado de *Voltage Model* ou modelo de tensão, é um modelo adaptável por si só e é apresentado na Figura A.9. O diagrama de blocos correspondente foi discutido anteriormente e é apresentado na seção 4.5.2.

O modelo ajustável, *Current Model* ou modelo de corrente, é um modelo mais simples que o modelo de referência e é apresentado na Figura A.10. A discussão do diagrama em blocos foi apresentada na seção 4.5.3.

Uma vez que as estimativas pelos dois modelos são calculadas, a velocidade do rotor pode ser estimada a partir de um mecanismo adaptativo implementado com um compensador PI, como mostrado pela equação (4.13) por [6].

Os estimadores de fluxo e torque foram discutidos na seção 4.4 e sua implementação é apresentada na Figura A.11. O estimador de fluxo é bastante simples e seu valor é estimado através da integral (2.31). Uma estimativa de torque é feita utilizando (2.7).

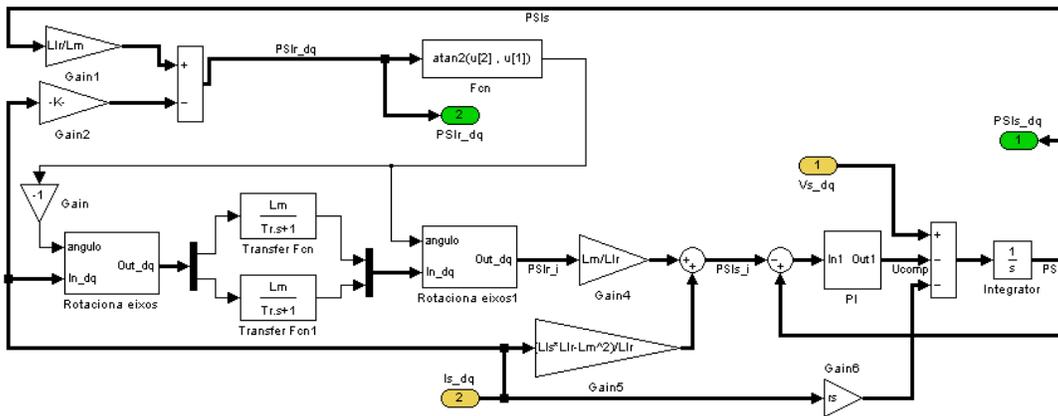


Figura A.9: Modelo de referência, segundo diagrama de blocos da Figura 4.3; bloco *Voltage Model*

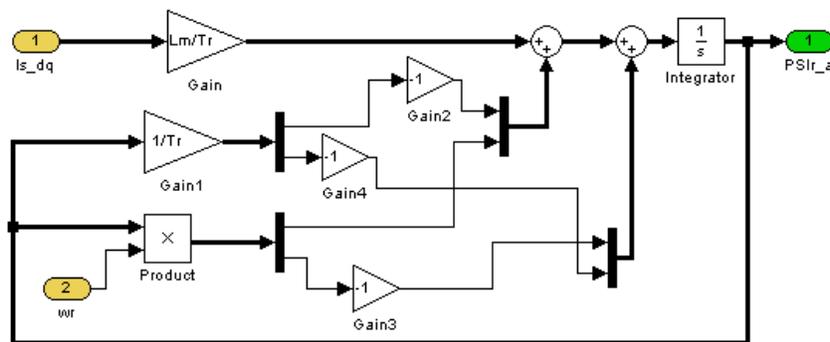


Figura A.10: Modelo ajustável; bloco *Current Model*

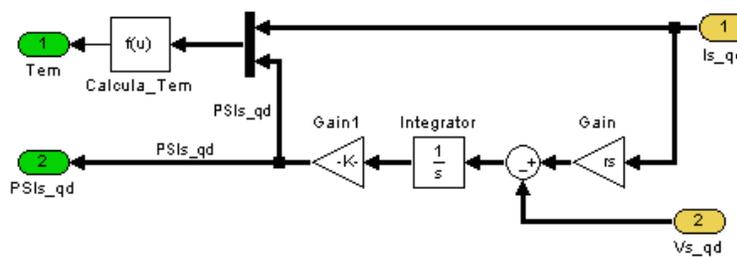


Figura A.11: Estimadores de torque e fluxo utilizados nas simulações; bloco *Estim Tem e PSI*

Apêndice B

Montagem experimental

Utilizou-se um conjunto de equipamentos disponíveis no LADIME – Laboratório de Dinâmica de Máquinas Elétricas do DSCE/FEEC/Unicamp – apresentados a seguir. Inicialmente descreve-se a montagem e a seguir os componentes e dispositivos utilizados. O diagrama da montagem experimental é apresentado na Figura B.1.

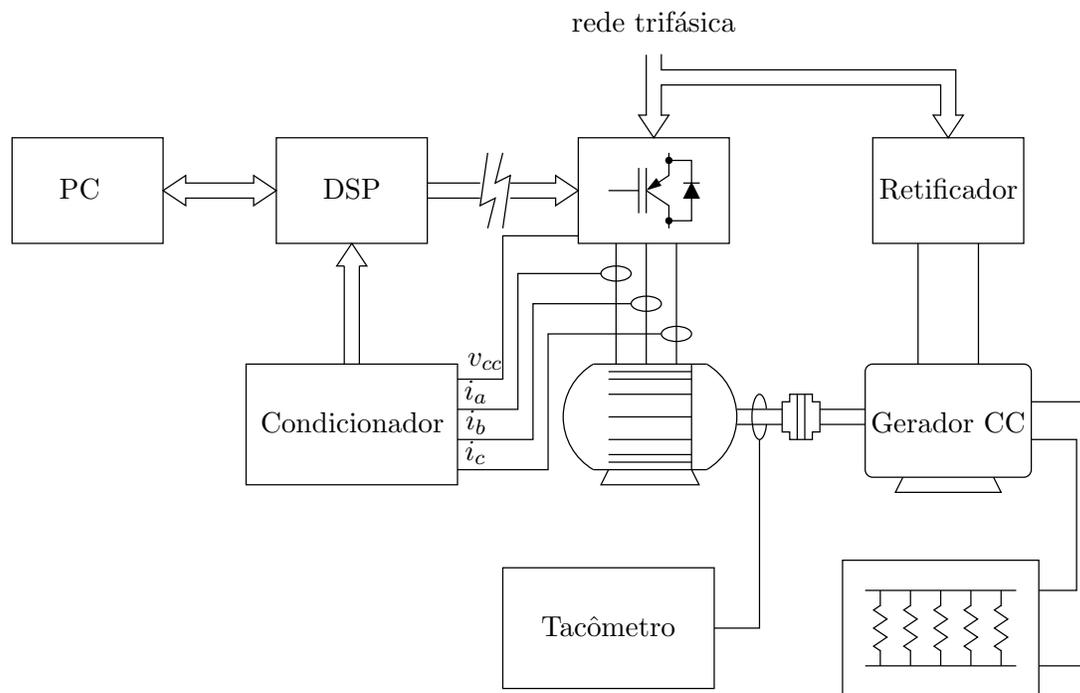


Figura B.1: Diagrama de blocos da montagem experimental

O computador PC é utilizado no desenvolvimento do programa a ser executado pelo DSP através de um software produzido pelo fabricante do DSP. No

caso do DSP utilizado (TMS320F2812 fabricado pela Texas Instruments) esse software é denominado CodeComposer Studio. O computador não interfere na execução do programa pelo DSP uma vez que tenha sido disparada. Em função dos dados coletados e recebidos do circuito de condicionamento de sinais (as correntes de fase e as tensões de linha dos enrolamentos de estator do motor de indução) o DSP aciona apropriadamente as chaves do inversor trifásico, conectado através de opto-acopladores para isolar eletricamente os circuitos de baixa e alta potência. O opto-acoplador isola o circuito e converte o nível de tensão de operação do DSP de $3,3 V_{CC}$ para o nível de operação do inversor de $15 V_{CC}$.

A ligação entre o motor de indução e o inversor é monitorada pelo circuito de condicionamento de sinais, responsável por converter os sinais trifásicos de tensão de linha e corrente de fase do estator do motor para que possam ser utilizados pelo algoritmo de controle. Um fundo de escala deve ser escolhido de modo a maximizar a amplitude de escala, a reduzir a influência de erros causados por ruídos de chaveamento e variação de temperatura. Uma vez definido o fundo de escala, os ganhos internos do programa no DSP devem ser calibrados para que se possa trabalhar com as grandezas reais de corrente e de tensão.

Por opção de projeto, as variáveis internas não trabalham com valores sem unidade (pu) mas e sim com os valores reais das grandezas em unidades do sistema MKS.

O circuito de condicionamento de sinais também implementa dispositivos específicos de proteção ativa contra sobrecorrente e sobretensão, que colocam as saídas de comando do DSP imediatamente em alta impedância, efetivamente desligando o inversor e impedindo danos nos componentes semicondutores.

A máquina de corrente contínua atua como gerador alimentando uma carga resistiva viabilizando a carga de perfil variável aplicada no eixo do motor de indução. A Figura B.2 ilustra uma ligação típica de uma máquina de corrente contínua, como a utilizada nesse projeto. Para calcular o torque eletromagnético produzido pelo gerador CC, utiliza-se a expressão matemática do seu torque eletromagnético

$$E_a I_a = \omega_m T_{emc} \Rightarrow T_{emc} = \frac{I_a}{\omega_m} (V_a + r_a I_a) [Nm] \quad (B.1)$$

onde E_a corresponde à força eletromotriz produzida pelo gerador CC (que não pode ser medida diretamente); I_a é a corrente do gerador CC que circula pela malha; T_{emc} é o torque de carga no eixo do motor de indução, que é também o torque eletromagnético do gerador; V_a é a tensão observada nos terminais da armadura do gerador externos à máquina e r_a é a resistência elétrica do enrolamento de armadura do gerador CC (medida nos terminais). Com a medida da velocidade angular do eixo, fornecida por um tacogerador em radianos mecânicos por segundo, pode-se calcular o valor de torque de carga ao qual o motor de

indução é submetido.

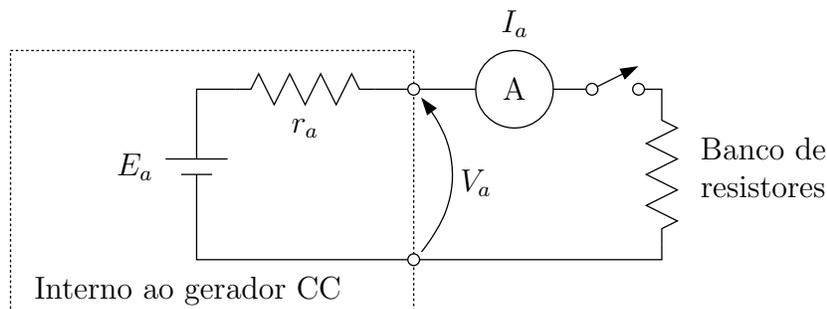


Figura B.2: Diagrama da máquina CC para cálculo de torque

B.1 Motor de indução trifásico

O motor de indução trifásico utilizado no experimento, fabricado pela Equacional Elétrica e Mecânica LTDA, é um motor de rotor bobinado e possui carcaça em balanço, possibilitando a medição do torque eletromagnético produzido pela máquina através de um braço mecânico acoplado a uma célula de carga. Durante o experimento, o rotor foi mantido em curto-circuito. A proximidade do inversor com a célula de carga interferiu nas medidas e os resultados da célula não puderam ser utilizados. Os dados de placa são apresentados na Tabela B.1, outras informações do motor podem ser observadas nas Tabelas 5.1 e A.1.

Tabela B.1: Dados de placa do motor de indução trifásico utilizado

Equacional Elétrica e Mecânica LTDA - Motor assíncrono de anéis

Tipo EA4.5A	No. 8406
V-LIG 220/380/440/760	A 9.0/5.2/4.5/2.6
kW 2.24	Fases 3 Hz 60 ISOL. F
kVA - F.P. 0.8	Rend 0.82 Norm. ABNT
RPM 1680	REGM. CONT $\Delta T^{\circ}\text{C}$ 100max
Rotor 77 Y V-A 20.2	PESO 80K DATA 2/88
Campo - V-A -	MANC. 6205 6205

B.2 Máquina de corrente contínua

Acopla-se ao eixo do motor de indução uma máquina de corrente contínua que opera como gerador. Através de um conversor trifásico CA/CC WEG, modelo CTW-(A)03.50 V2, a máquina de corrente contínua é excitada com uma tensão de campo adequada e funciona como um gerador de corrente contínua. Acoplado ao eixo da máquina CC há um tacogerador, que produz uma tensão contínua proporcional à velocidade de rotação do eixo, que foi utilizado como referência de velocidade real de rotação ao longo do processo de desenvolvimento. A energia elétrica fornecida pelo gerador é dissipada em um banco monofásico de resistores variáveis até 3 kW para tensão de 220 V. Os dados de placa são apresentados na Tabela B.2.

Tabela B.2: Dados de placa do motor CC

WEG Máquinas LTDA	
MOD	G 10 05
MOTOR No.	43504 995
ARM.	230V 22A
Fonte T	220V
REG S1	4.3kW
	2000 rpm
Excitação:	indep.
	190 V 1.38A
ISOL.CL. F	IP. 23 S

B.3 Inversor trifásico

O inversor trifásico utilizado foi construído sob encomenda pela Semikon LTD e possui três braços de IGBTs integrados (par de IGBTs e diodo de roda livre acoplados). Os IGBTs são modelo SK45GB063 e de capacidade de operação nominal de 30 A eficazes em regime permanente, o que resulta numa potência máxima total de 6 kW. O módulo para acionamento dos IGBTs, modelo SKHI 20opA, controla o par de chaves de uma perna do inversor, e nele pode-se regular o tempo morto desejado. Dentre as possibilidades do módulo, optou-se por um tempo morto de $2\mu\text{s}$ (via hardware) que minimiza a chance de curto-circuito durante a etapa de desenvolvimento já que nem os sinais na entrada do inversor e nem o elo de corrente contínua são monitorados.

Utilizou-se 10 kHz como frequência de chaveamento em todos os ensaios, exceto quando mencionado o contrário.

B.4 Processador digital de sinais

Utilizou-se um processador digital de sinais da Texas Instruments, modelo TMS320F2812, específico para controle digital de motores elétricos. O kit de desenvolvimento utilizado chamado eZdsp é o fabricado pela Spectrum Digital Inc.

Realiza-se o desenvolvimento dentro de um ambiente próprio, denominado CodeComposer Studio, que permite examinar em detalhes cada passo da execução do programa. É possível, inclusive, traçar gráficos dos valores de variáveis dentro desse ambiente de programação, embora a dinâmica do sistema fique bastante prejudicada devido aos atrasos na comunicação e transferência de informações entre DSP e computador.

Para auxiliar o desenvolvimento do software, utiliza-se um conversor Digital/Analogico de quatro canais, acoplado a placa eZdsp que permite visualizar o comportamento dinâmico de até quatro variáveis internas durante a execução do programa. Tanto esses circuitos como o circuitos de condicionamento, apresentados na seção B.5 instalados em placas de expansão, foram anteriormente desenvolvidos por outros estudantes do laboratório.

B.5 Circuito de condicionamento de sinais

O circuito de condicionamento de sinais é responsável por converter os sinais de potência em sinais que possam ser injetados no conversor Analógico/Digital integrado do DSP, preservando a forma de onda dos sinais.

Compostos por sensores de efeito Hall da LEM, amplificadores operacionais TL084 em várias configurações e filtros RC de primeira ordem, o circuito converte sinais da ordem de centenas de volts e dezenas de ampères para a faixa de 0 a 3 V, região de operação do A/D interno ao DSP.

O circuito foi calibrado para operar com fundo de escala de tensão de pico da ordem de 320 V e de corrente de pico de 35 A (25 A eficazes).

B.6 Rotinas de programação implementadas

A programação do DSP foi realizada diretamente na linguagem de programação C, utilizando as ferramentas de desenvolvimento da família CodeComposer Studio oferecida pelo fabricante Texas Instruments.

Utilizou-se o conceito de módulos no desenvolvimento, permitindo que a cada nova rotina que fosse implementada pudesse ser testada e ter seu funcionamento verificado separadamente das demais rotinas, dentro do possível. Isso garante uma melhor qualidade do código, facilitando a descoberta de erros e suas correções. A divisão dos módulos se baseia de maneira bastante evidente na divisão por blocos do sistema da figura 4.1, com mais um bloco de conversão e aquisição dos dados, que trata os dados logo após a conversão de analógico para digital. Essa conversão mostrou ser bastante ruidosa e ocasionou a instabilidade do sistema nos testes preliminares.

Devido a necessidade de integrar ao longo do tempo os sinais de tensão de cada uma das fases para o cálculo do torque magnético e do fluxo eletromagnético (equações (2.31) e (2.7)), qualquer valor residual mínimo é amplificado ao longo do tempo e a solução diverge rapidamente. A solução adotada nesse caso foi utilizar um falso integrador, detalhado no apêndice C.2.2, que minimiza esse efeito.

A grande capacidade computacional do DSP utilizado no projeto permitiu utilizar técnicas mais avançadas de filtragem digital para melhorar a qualidade do sinal analógico que estava sendo adquirido pelo sistema. As técnicas de filtros digitais utilizadas são abordadas com mais detalhes no apêndice C e utilizou-se o conceito de superamostragem com média móvel e integração trapezoidal clássica. A finalidade da superamostragem, que corresponde em operar a aquisição dos sinais numa frequência de amostragem oito vezes maior do que a frequência de chaveamento associada com um filtro de média móvel de oito unidades, é suavizar o sinal de entrada de modo a considerar uma média de mais pontos do valor efetivo ao longo do período de chaveamento.

B.7 Principais estruturas de dados

A programação em linguagem C para o DSP permite a criação de estruturas de dados especializadas para armazenar os dados do programa seguindo as melhores práticas de programação estruturada.

Boas estruturas de dados facilitam o desenvolvimento organizado e claro do código, simplificando inclusive seu entendimento e sua manutenção por outros projetistas. Assim, recomenda-se gastar o tempo necessário para projetar adequadamente suas estruturas de dados e só então partir efetivamente para a programação.

```
1 typedef struct {  
2     _iq xn;      // ultima amostra  
3     _iq xn_1;   // penultima amostra  
4     _iq valor;  // ultimo valor do integrador, resultado da ultima conta
```

```

5  } tipo_integrador;
6
7  typedef struct {
8      _iq entrada; // valor de entrada atual
9      tipo_integrador integrador;
10     _iq ki;
11     _iq kp;
12     _iq max;     // valor máximo de saturação
13     _iq min;     // valor mínimo de saturação
14     _iq result; // guarda o resultado da última integração
15 } PIstruct;
16
17 typedef struct {
18     _iq xk;      // = x(k)
19     _iq xk_1;   // = x(k-1)
20     _iq valor;  // resultado
21 } tipo_derivador;
22
23 typedef struct {
24     _iq ab;
25     _iq bc;
26     _iq ca;
27 } trifasico_linha;

```

Com boas estruturas de dados definidas, as inicializações ficam bastante naturais e simples de serem entendidas e os programas mais legíveis. Abaixo são apresentadas as principais variáveis inicializadas do DSP, com os valores reais.

```

1  PI_fluxo->entrada = 0;
2  PI_fluxo->kp      = _IQ(2.2);
3  PI_fluxo->ki      = _IQ(0);
4  PI_fluxo->max     = _IQ(64);
5  PI_fluxo->min     = _IQ(-64);
6  PI_fluxo->result  = 0;
7  PI_fluxo->integrador.valor = _IQ(0);
8  PI_fluxo->integrador.xn   = _IQ(0);
9  PI_fluxo->integrador.xn_1 = _IQ(0);
10
11  PI_torque->entrada = 0;
12  PI_torque->kp      = _IQ(10);
13  PI_torque->ki      = _IQ(100);
14  PI_torque->max     = _IQ(64);
15  PI_torque->min     = _IQ(-64);
16  PI_torque->result  = 0;
17  PI_torque->integrador.valor = _IQ(0);
18  PI_torque->integrador.xn   = _IQ(0);
19  PI_torque->integrador.xn_1 = _IQ(0);
20

```

```
21  Ucomp_d->entrada = 0;
22  Ucomp_d->kp      = _IQ(40);
23  Ucomp_d->ki      = _IQ(5);
24  Ucomp_d->max     = _IQ(64);
25  Ucomp_d->min     = _IQ(-64);
26  Ucomp_d->result  = 0;
27  Ucomp_d->integrador.valor = _IQ(0);
28  Ucomp_d->integrador.xn   = _IQ(0);
29  Ucomp_d->integrador.xn_1 = _IQ(0);
30
31  Ucomp_q->entrada = 0;
32  Ucomp_q->kp      = Ucomp_d->kp;
33  Ucomp_q->ki      = Ucomp_d->ki;
34  Ucomp_q->max     = Ucomp_d->max;
35  Ucomp_q->min     = Ucomp_d->min;
36  Ucomp_q->result  = 0;
37  Ucomp_q->integrador.valor = _IQ(0);
38  Ucomp_q->integrador.xn   = _IQ(0);
39  Ucomp_q->integrador.xn_1 = _IQ(0);
40
41  omegar_chapeu->entrada = 0;
42  omegar_chapeu->kp      = _IQ17(5);
43  omegar_chapeu->ki      = _IQ17(7000); //_IQ(22000);
44  omegar_chapeu->max     = _IQ17(400);
45  omegar_chapeu->min     = _IQ17(-400);
46  omegar_chapeu->result  = 0;
47  omegar_chapeu->integrador.valor = _IQ(0);
48  omegar_chapeu->integrador.xn   = _IQ(0);
49  omegar_chapeu->integrador.xn_1 = _IQ(0);
```

B.8 Fotos da montagem experimental

A seguir são apresentadas fotos da montagem experimental no laboratório. Na Figura B.3, é apresentado um panorama geral da montagem no laboratório. A parte eletromecânica e de potência aparece à esquerda e abaixo, ao passo que a parte de controle (de menor potência) aparece mais à direita.

Vistas parciais da montagem experimental são apresentadas nas Figuras B.4, B.5 e B.6.

A torre de placas que pode ser observada na Figura B.6 foi construída de modo a minimizar o comprimento dos fios e reduzir eventuais interferências causadas e captadas em seus circuitos e interconexões. A placa inferior é a placa de condicionamento de tensão; imediatamente a cima esta a placa de condicionamento de corrente. Logo acima está a placa do DSP conectada por baixo da placa superior, que é a placa de extensão do DSP, onde está localizado o conversor DAC e seus circuitos auxiliares.

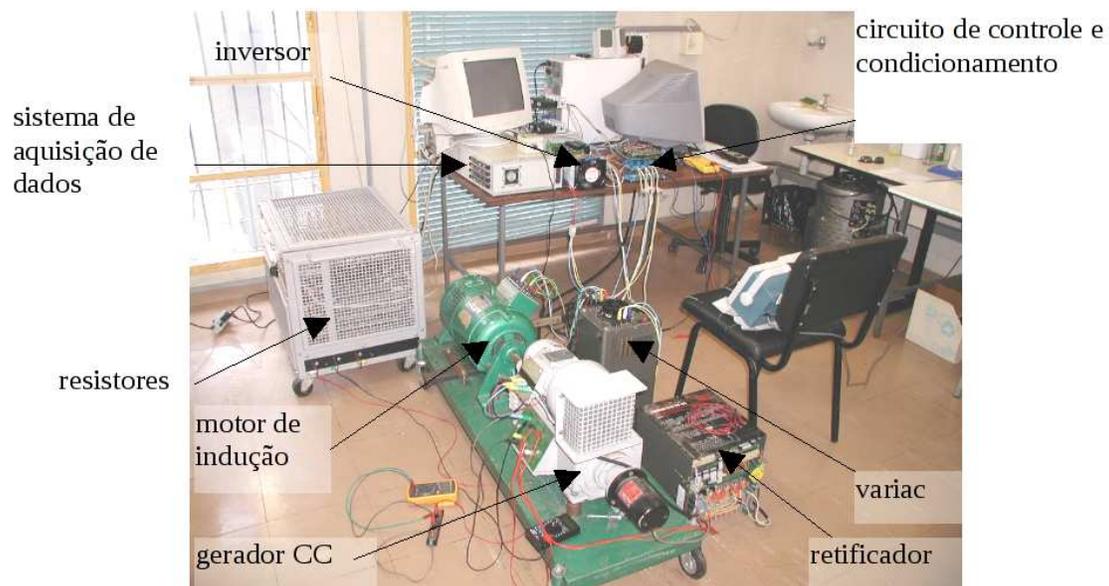


Figura B.3: Panorama geral da montagem experimental completa

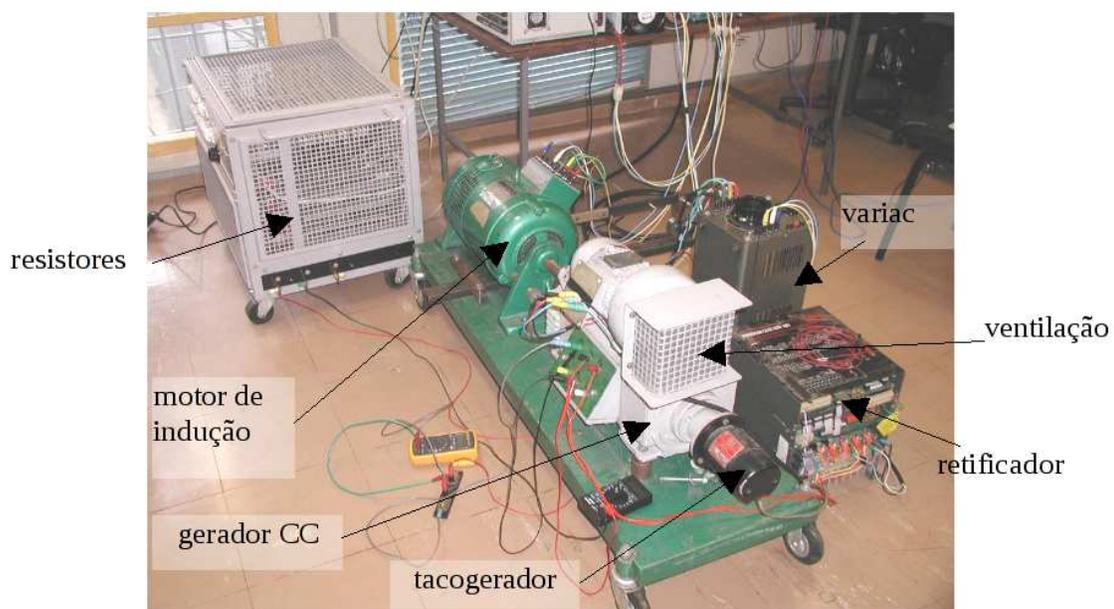


Figura B.4: Parte eletromecânica: Motor, gerador, variador de tensão trifásico (variacion), cicloconversor para o gerador e banco de resistores (reostato)

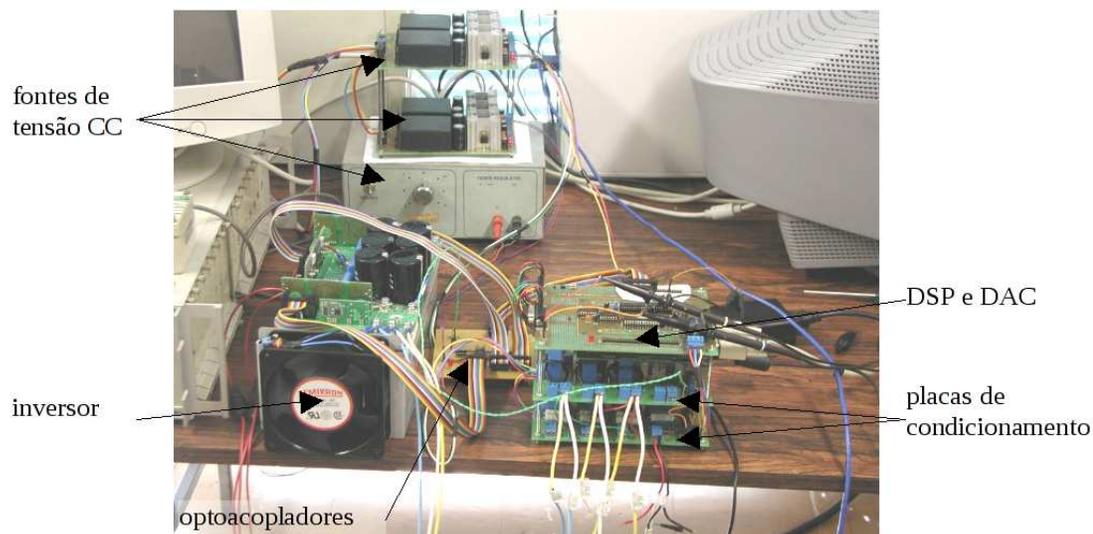


Figura B.5: Inversor, opto-acopladores, torre de placas de condicionamento e DSP, fontes CC ao fundo

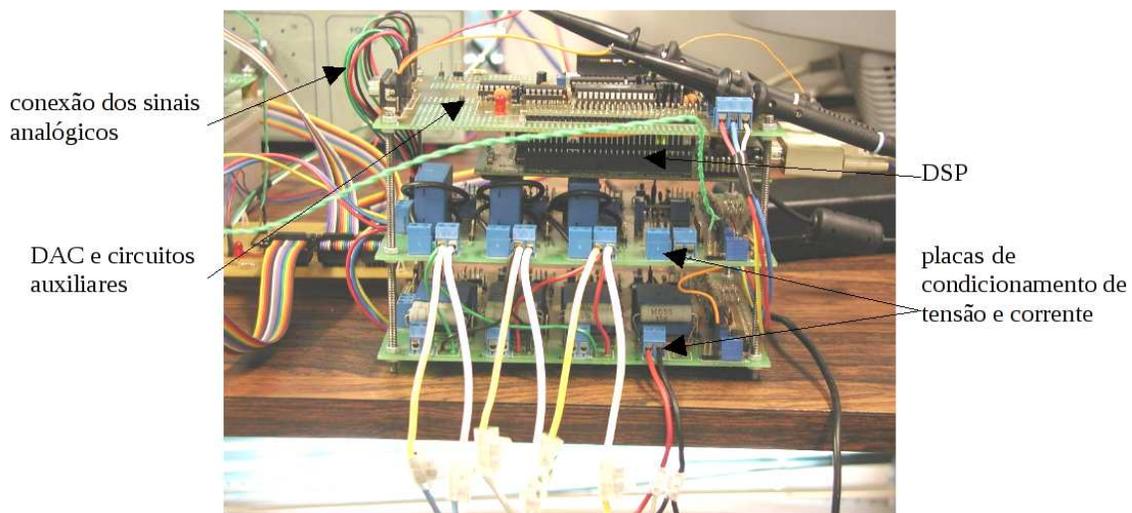


Figura B.6: Detalhe da torre de placas - de baixo para cima: condicionamento de tensão, corrente, placa do DSP e placa do conversor DAC

Apêndice C

Teoria complementar

C.1 Filtros Digitais

Na programação de um processador digital, o conhecimento de técnicas de filtragem digital é de grande importância e utilidade na aquisição de sinais analógicos. O domínio dessa técnica permite obter ótimos resultados com os poderosos processadores digitais de sinais disponíveis atualmente. Dessa maneira, as técnicas de projeto e implementação de filtros digitais são cada vez mais importantes.

Neste trabalho utilizou-se alguns conceitos fundamentais da teoria de sistemas discretos e filtros digitais, que são abordados nas seções subseqüentes. Não é objetivo estudar as técnicas em profundidade, apenas os conceitos mais importantes são introduzidos.

C.1.1 Discretização de sinais e sistemas

Devido à natureza distinta dos dispositivos utilizados, necessita-se converter os sinais contínuos em discretos para serem processados digitalmente. A discretização envolve representar um sinal em um sistema de tempo discreto que possua precisão finita na representação numérica.

O teorema de Nyquist-Shannon define a frequência mínima de amostragem de um sinal, requisito para que o sinal amostrado possa ser corretamente reconstruído. Essa frequência é duas vezes a frequência da maior componente harmônica presente do sinal amostrado. Para que essa condição seja atendida, usualmente utiliza-se um filtro passa-baixas na entrada do sistema. Sem esse filtro, pode ocorrer o efeito de *aliasing* que impede a correta reconstrução do sinal [26].

Ao converter um modelo de um sistema de tempo contínuo para um sistema de tempo discreto, utiliza-se em geral equações a diferenças. A ferramenta mais usada para análise em tempo discreto é a *Transformada Z*. A Transformada Z,

para os sistemas discretos, desempenha um papel muito semelhante à transformada de Laplace para os sistemas contínuos. Sua definição pode ser observada na equação (C.1)

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT_s)z^{-n} \quad (\text{C.1})$$

sendo que $z = e^{sT_s}$, n é um inteiro não negativo representando o número da amostra e T_s é o período de amostragem.

Há um efeito importante causado pela discretização de um sistema em relação à estabilidade do sistema. O sistema discreto equivalente de um sistema contínuo estável pode ser instável ou oscilante apenas pela discretização do tempo. Num sistema contínuo, a estabilidade é garantida quando a função de transferência do sistema não apresenta pólos no semiplano direito do plano complexo s . Pela transformada Z , esse semiplano é mapeado num círculo de raio unitário centrado na origem do plano z . Assim, o sistema discreto correspondente que respeitar essa condição continuará estável no modelo discreto de funcionamento [26].

C.1.2 Análise de Fourier

A discretização de um sinal afeta diretamente seu espectro em frequência, o uso de filtros digitais também se utiliza de conceitos de sinais no domínio da frequência. Assim, uma breve apresentação teórica da Análise de Fourier se justifica.

Um sinal analógico periódico $f(t)$ qualquer e variante no tempo pode ser decomposto matematicamente em uma série infinita de soma de senos e cossenos básicos, chamada *Série de Fourier* [27], na forma

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(nt) + b_n \text{sen}(nt)] \quad (\text{C.2})$$

sendo que o período do sinal está normalizado em 2π e os coeficientes a_n e b_n são calculados a partir de

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos(nt) dt \quad (\text{C.3})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \text{sen}(nt) dt. \quad (\text{C.4})$$

Para funções não periódicas, pode-se utilizar a *Transformada de Fourier*, semelhante a série de Fourier, que na sua forma compacta é apresentada como

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (\text{C.5})$$

sendo que $F(\omega)$ corresponde a representação de $f(t)$ no domínio da frequência.

A análise de Fourier transforma o sinal dependente do tempo para o correspondente domínio da frequência, onde a variável livre passa de t (tempo) para ω (frequência). Assim o espectro de frequências da função é obtido, de onde é possível obter as componentes harmônicas do sinal e outras características importantes como sua densidade espectral de energia em relação ao total de energia transmitida.

A partir do espectro de um sinal, as amplitudes das componentes harmônicas podem ser facilmente modificadas, criando assim *filtros*, que podem ser classificados como passa altas, passa baixas e passa faixas. Os filtros podem limitar a largura da banda, apresentar ganho unitário ou variável, dentre outras características. Um filtro também pode ter realimentações dos valores de entradas e saídas, produzindo um efeito memória no seu comportamento dinâmico. Assim, a resposta a uma entrada do tipo impulso unitário pode caracterizar um filtro.

A resposta ao impulso permite também determinar outra característica importante do filtro que é a sua estabilidade. Quando o filtro demora a chegar a um estado definido qualquer após o término do impulso ele pode ser instável.

Embora a análise em frequência apresente muitas vantagens, a conversão de um sinal do domínio do tempo para o da frequência é trabalhosa e apresenta uma série de inconvenientes como: necessidade de converter as amostras em conjunto e não individualmente, necessidade de grande capacidade computacional para o cálculo da transformada de Fourier, dentre outros fatores. Apesar das dificuldades, existem métodos para minimizá-las e contorná-las, o que faz com que os filtros digitais ainda sejam atraentes do ponto de vista de funcionalidade prática.

C.1.3 Filtros digitais

Denomina-se filtro digital um sistema discreto realimentado que depende de valores anteriores das suas entradas e suas saídas [26]. A equação que modela esse comportamento é apresentada em (C.6). A operação chave de um filtro digital é a convolução, que corresponde à multiplicação no domínio da frequência:

$$y[n] = \sum_{a=0}^k c[a] * x[n - a] + \sum_{b=0}^j d[b] * y[n - b] \quad (\text{C.6})$$

sendo que n é o número da amostra, x e y correspondem respectivamente aos vetores entrada e saída, c é o vetor de ganhos relacionado com as entradas, d é o vetor de ganhos relacionado com as saídas e k e j são os índices dos somatórios que indicam a influência das entradas e saídas no estado atual do filtro.

Filtros digitais cujas respostas não dependem dos valores anteriores de saída são denominados filtros de Resposta Impulsiva Finita, (*Finite Impulse Response*

- *FIR*). Assim a equação (C.6) pode ser reescrita como (C.7) de modo que todos os coeficientes d sejam iguais a zero. A representação gráfica em diagrama de blocos pode ser observada na Figura C.1.

$$y[n] = \sum_{a=0}^k c[a] * x[n - a]. \quad (\text{C.7})$$

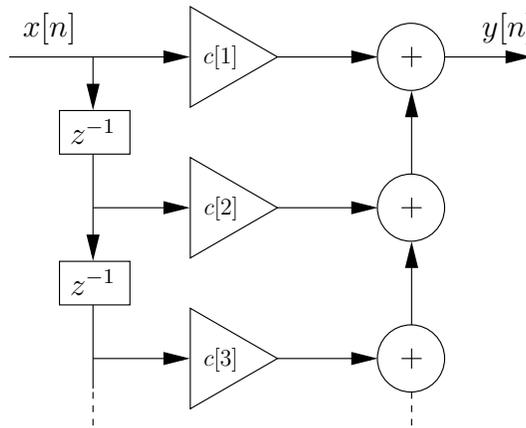


Figura C.1: Diagrama do filtro FIR

A característica de resposta para a entrada em impulso dá nome ao filtro e significa que quando se aplica um impulso na entrada, a saída se anula em um tempo finito.

No projeto do filtro, define-se sua especificação de desempenho e sua função de janelamento. Quanto melhor for o requisito de desempenho, maior será o número de coeficientes no vetor c (veja a equação (C.7)) para que esse desempenho seja atingido, ou seja, maior o valor de k e maior o número de operações para seu cálculo. Em geral, busca-se o menor número possível de coeficientes que atendam as especificações de modo a reduzir os requisitos computacionais para sua implementação. Assim, sempre se busca um ponto de equilíbrio entre o número de coeficientes utilizados e o desempenho do filtro.

Os filtros FIR apresentam propriedades freqüentemente úteis e importantes: a) São estáveis por natureza; b) Não necessitam de realimentações, o que significa que os erros de arredondamento não são acumulados ao longo das somas sucessivas, sempre o mesmo erro relativo ocorre em cada cálculo; c) Podem ter fase linear (atraso causado pelo filtro é o mesmo para todas as freqüências) quando os coeficientes c são simétricos: $c[i] = c[k - i]$, para todo $1 < i < \frac{k}{2}$.

C.1.4 Filtro de média móvel

O filtro de média móvel é um tipo específico de filtro FIR, cuja principal finalidade é calcular dinamicamente o valor médio de um sinal variante no tempo. A partir da equação (C.7), adiciona-se as seguintes restrições:

$$\sum_{a=0}^k c[a] = 1 \quad (C.8)$$

$$c[i] = c[i + 1], \text{ para todo } i, i + 1 \text{ válido}$$

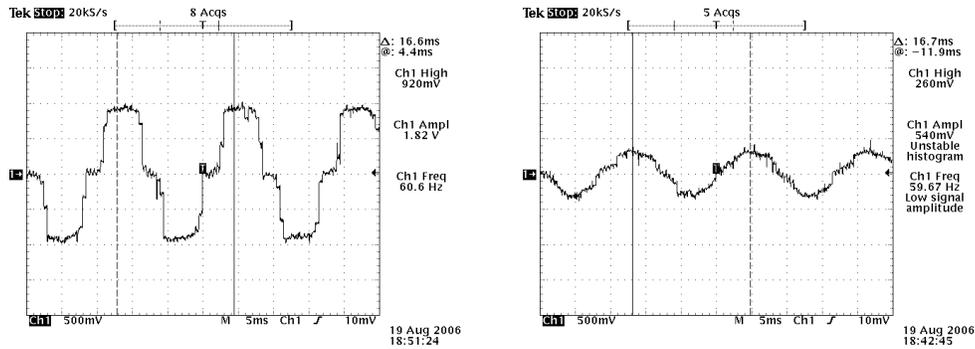
O sistema formado pela equação (C.7) com as restrições em (C.8) definem o que se chama de Filtro de Média Móvel (*Moving Average Filter*). O principal objetivo do filtro no projeto foi de suavizar os sinais analógicos discretizados, efetivamente reduzindo o ruído dos sinais analógicos. Para tanto, o filtro opera com uma frequência de amostragem quatro ou oito vezes superior a frequência de chaveamento do inversor.

Esse efeito de suavização também pode ser obtido com um filtro analógico passa-baixas de frequência de corte próxima da frequência de chaveamento. Entretanto o efeito no ganho do sinal e no giro de fase causado pelo filtro analógico pode afetar a qualidade do sinal. Optou-se então por uma configuração mista, onde se utiliza um filtro analógico mas com frequência de corte mais afastada da frequência de chaveamento e o filtro de média móvel para se obter resultados com uma boa fidelidade.

Foram realizados testes para verificar a eficiência do filtro de média móvel, cujos resultados são apresentados na Figura C.2. O sinal apresentado é a tensão de linha V_{ab} aplicada pelo inversor aos enrolamentos de estator. Como o inversor é capaz de sintetizar apenas valores de tensão iguais em módulo ao valor da tensão do elo de corrente contínua, a forma de onda é semelhante a uma onda quadrada. Para uma frequência de chaveamento de 10 kHz, o programa pode trabalhar com frequências de amostragem de 10, 20, 40 ou 80 kHz, respectivamente trabalhando com média de 1 amostra (efetivamente sem média móvel), média de 2, 4 ou 8 amostras por período de chaveamento. Essa técnica de realizar a amostragem mais rapidamente que o chaveamento é chamada de superamostragem e foi utilizada em todo o projeto.

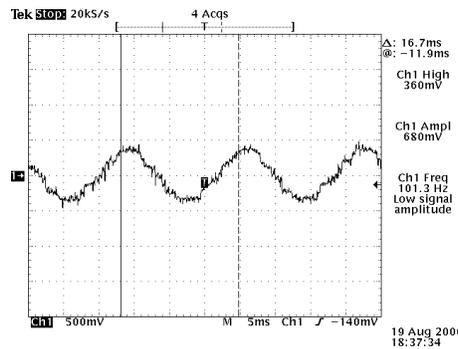
Na Figura C.2(a), tem-se o resultado obtido quando a discretização dos dados é feita na mesma frequência de chaveamento, ou seja em 10 kHz. Como a frequência de aquisição e chaveamento são as mesmas (violando o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon), o resultado final fica bastante prejudicado, não sendo possível identificar a forma de onda sintetizada. No caso da frequência de amostragem ser 2 vezes superior à frequência de chaveamento, obtém-se resultados semelhantes ao primeiro caso, que não são apresentados. Já na Figura C.2(b) a frequência de aquisição é 4 vezes superior à frequência de chaveamento

(atendendo o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon), o que permite amostrar com uma qualidade mínima a forma de onda. Na Figura C.2(c), onde é calculada a média móvel de 8 amostras, há uma pequena melhora em relação a situação com média móvel de 4 amostras.



(a) Sem filtro de média móvel

(b) Com filtro de média móvel de 4 amostras por período



(c) Com filtro de média móvel de 8 amostras por período

Figura C.2: Efeito da média móvel na aquisição do sinal V_{ab}

Trabalhar em altas frequências de aquisição de dados é interessante do ponto de vista de qualidade do sinal a ser adquirido, porém há uma limitação na capacidade computacional do DSP utilizado para fazer a aquisição dos dados, calcular os tempos dos vetores espaciais, processar os algoritmos de controle e realizar a estimação no intervalo da frequência de chaveamento.

C.2 Cálculo de integrais

Para a implementação de um integrador de tempo discreto utiliza-se tradicionalmente uma de duas abordagens diferentes.

Inicialmente estudou-se o método de integração retangular, também conhecido como método de Euler. Porém este método produz um mau resultado, com praticamente o mesmo custo computacional em relação ao método de integração trapezoidal, também chamado de bilinear ou método de Tustin. Além de apresentar um resultado numérico melhor, a transformação bilinear evita o problema de sobreposição espectral (*aliasing*) – como no domínio do tempo a função é estável, a transformada bilinear também garante a estabilidade do filtro para qualquer frequência de amostragem T_s [26].

C.2.1 Integrador numérico do tipo trapezoidal

O cálculo de uma integral definida corresponde a área sob a curva, conforme ilustrado na Figura C.3. A equação clássica do integrador trapezoidal [27] é dada por

$$J = \int_a^b f(x)dx \approx T_s \left[\frac{1}{2}f(a) + f(x_1) + f(x_2) + \dots + f(x_{n-1}) + \frac{1}{2}f(b) \right] \quad (C.9)$$

sendo que a e b são os intervalos da integração definida, J é a área calculada sob a curva no intervalo ab , T_s é o passo de integração, x_1 corresponde ao primeiro passo de integração depois de a ($x_1 = a + T_s$), x_2 é o segundo passo ($x_2 = x_1 + T_s$) e assim por diante.

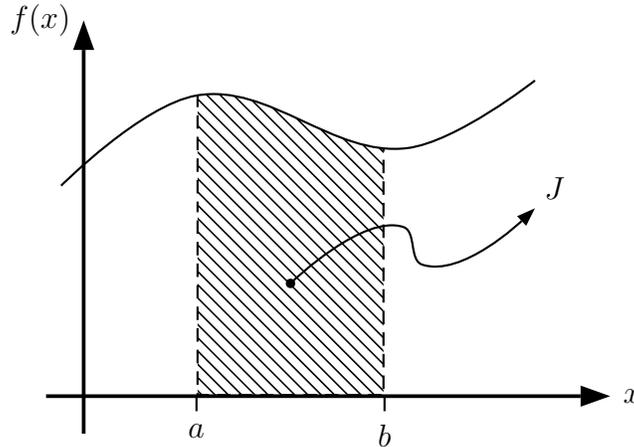


Figura C.3: Integral definida no intervalo (a, b) da função $f(x)$

Pode-se reescrever a equação (C.9) de maneira recursiva, conforme apresentado em (C.10) e a função de transferência equivalente do integrador puro é apresentada na equação (C.11)

$$J(x_n) = \int_a^{x_n} f(x)dx \approx \frac{T_s}{2} [f(x_n) + f(x_{n-1})] + J(x_{n-1}) \quad (C.10)$$

$$G(s) = \frac{1}{s}. \quad (\text{C.11})$$

Há um efeito colateral bastante significativo ao utilizar um integrador puro em sistemas digitais discretos: os efeitos de sucessivos erros na quantização e conversão analógico-digital deixam o sinal com um valor médio residual, que levam o integrador para um estado de saturação numérica impedindo seu correto funcionamento. Pode-se observar esse fenômeno através do diagrama de Bode na Figura C.4 que mostra o espectro de frequência da função de transferência do integrador puro.

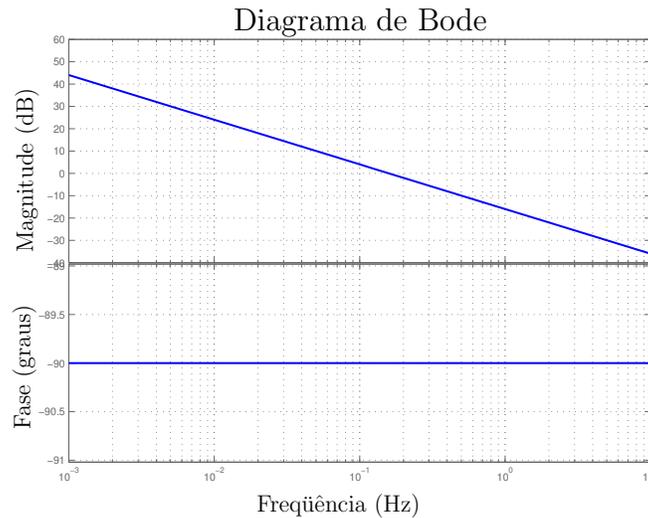


Figura C.4: Diagrama de Bode para o integrador puro

Nota-se claramente pelo diagrama da figura que o ganho para sinais em baixas frequências aumenta muito; assim qualquer valor residual mínimo é amplificado, o que leva o integrador para a saturação com o passar do tempo. Para contornar esse efeito indesejado, na prática opta-se por implementar um falso integrador.

C.2.2 Falso integrador

A fim de minimizar o impacto do valor médio residual na integração de sinais analógicos, utiliza-se o falso integrador. O falso integrador é na verdade um filtro passa altas com frequência de corte bastante baixa, de modo a limitar o ganho aplicado aos sinais de baixa frequência. Essa característica fica bastante evidente no diagrama de Bode, apresentado na Figura C.5. A equação do falso integrador é dada por

$$G(s) = \frac{1}{s + 1}. \quad (\text{C.12})$$

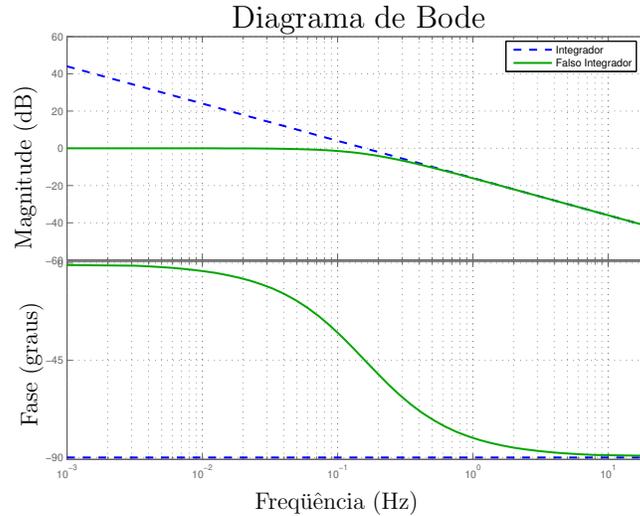


Figura C.5: Diagrama de Bode para o falso integrador

Para o falso integrador apresentado em (C.12), a frequência de corte é de 1 rad/s (ou 0,32 Hz). Para frequências de operação superiores a 2 Hz, o falso integrador comporta-se de maneira praticamente idêntica ao integrador puro, e para frequências abaixo desse valor, o ganho é limitado impedindo a saturação. Nessa situação há uma defasagem significativa o que impede a operação do sistema na região de frequências inferiores a 2 Hz, sob pena de haver uma grande distorção devido à não linearidade no ganho e ao giro de fase do sinal. Considera-se que o valor médio residual é constante ou que varia muito lentamente; assim o falso integrador apresenta-se como uma boa solução para correção desse problema.

Limitar o ganho em baixas frequências não elimina o valor médio (ou offset) residual, apenas limita o seu valor e impede a saturação. Considerando a existência de “offsets” nos sinais, implementou-se uma rotina de inicialização que detecta e armazena esse valor médio residual de cada canal analógico. Esses valores são então introduzidos nos cálculos com a polaridade oposta, como calibração via software do valor médio de zero.

Um integrador puro implementado digitalmente pode ser encarado como filtro digital. A forma padrão de um filtro digital é

$$\begin{aligned}
 a_1 \cdot y_n = & b_1 \cdot x_n + b_2 \cdot x_{n-1} + \dots + b_{n_b+1} \cdot x_{n-n_b} \\
 & - a_2 \cdot y_{n-1} - \dots - a_{n_a+1} \cdot y_{n-n_a}.
 \end{aligned}
 \tag{C.13}$$

Os coeficientes para implementação do integrador são calculados através do comando *bilinear* existente no Matlab. Para o integrador puro, os coeficientes

são $a_1 = 1$, $b_1 = b_2 = 1/2$ e $a_2 = -1$ e a equação fica restrita a forma (C.15)

$$y_n = a_1(b_1 \cdot x_n + b_2 \cdot x_{n-1}) - a_2 \cdot y_{n-1} \quad (\text{C.14})$$

$$y_n = \frac{T_s}{2}(x_n + x_{n-1}) + y_{n-1} \quad (\text{C.15})$$

muito semelhante a equação (C.10).

Para o cálculo dos coeficientes do falso integrador, utilizou-se o programa abaixo (em linguagem Matlab):

```

1 format long
2 fs = 2000; % frequencia de chaveamento em Hz; utilizada 2000 ou 10000
3 k2 = 5;    % constante do falso integrador; avaliados 0,2 0,5 1 2 ou 5
4
5 [bb1,ab1] = bilinear(1,[1 k2],fs)
6
7 disp 'coeficientes b1 e b2'
8 bb1*fs
9 disp 'coeficientes a1 e a2'
10 ab1

```

Na equação (C.13), está implícito a existência da constante T_s , que divide todos os coeficientes b . Pode-se colocá-la em evidência e tornar o valor do coeficiente b independente da frequência. A equação (C.16) representa essa situação, que foi a implementada na prática

$$y_n = \frac{T_s}{a_1}(b'_1 \cdot x_n + b'_2 \cdot x_{n-1}) - a_2 \cdot y_{n-1}. \quad (\text{C.16})$$

Essa abordagem não está totalmente correta pois os coeficientes calculados pelo comando *bilinear* variam ligeiramente conforme a frequência de chaveamento. Entretanto, a diferença máxima encontrada foi de aproximadamente 0,08%. Devido a essa pequena diferença entre os coeficientes para as todas as situações analisadas, eles foram considerados constantes na implementação no DSP e independentes da frequência de chaveamento.

C.3 Frequências de operação

Para a implementação adequada das características propostas neste trabalho, três tipos de frequências de operação convivem simultaneamente durante sua operação. São elas: a) frequência de chaveamento dos circuitos de acionamento; b) frequência do cálculo do algoritmo de controle; e c) frequência de amostragem ou aquisição dos dados. O sistema foi elaborado de modo a permitir uma certa independência na escolha de cada uma delas, que serão discutidas e terão suas escolhas justificadas na seqüência. Uma definição mais completa pode ser encontrada em [28].

C.3.1 Freqüência de chaveamento

A modulação por largura de pulsos é utilizada para sintetizar, em um inversor trifásico de tensão, um nível médio arbitrário de tensão dentro de um certo período de chaveamento. Durante esse período de chaveamento, as chaves do inversor mudam em geral duas vezes de estado: do bloqueio para a condução e da condução para o bloqueio. Assim o valor médio de tensão na saída é conseguido ligando-se e desligando-se as chaves do inversor das diversas pernas numa seqüência apropriada durante intervalos de tempos específicos dentro do período de chaveamento.

Pode-se notar que quanto menor for o período de chaveamento, mais freqüentemente as chaves devem mudar de posição e mais suave tende a ser o valor médio ao longo do tempo. A freqüência de chaveamento é definida como o inverso do período de chaveamento. Assim, via de regra, uma maior freqüência de chaveamento produz um sinal de melhor qualidade e com menor distorção harmônica ao passo que demanda chaves mais modernas, mais caras e um circuito de acionamento mais rápido e mais elaborado.

A utilização de uma baixa freqüência de chaveamento reduz o custo de aquisição e do projeto do inversor, porém causa um maior ruído acústico, produz maiores interferências e diminui a suavidade dos algoritmos de controle. Neste projeto, comparou-se na prática os efeitos da mudança da freqüência de chaveamento entre 2 kHz e 10 kHz e os resultados são apresentados nos Capítulos 5 e 6, respectivamente de simulações e de resultados experimentais.

C.3.2 Freqüência de cálculo

A malha de controle do sistema consulta os dados obtidos durante a amostragem, calcula através dos algoritmos de controle e estimação os novos valores médios de tensão a serem sintetizados pelo inversor e, a seguir, programa o inversor de modo a sintetizar a tensão calculada.

A freqüência de cálculo normalmente está atrelada a freqüência de chaveamento, pois nessa condição se dá a máxima integração e máximo aproveitamento entre os dois circuitos, e foi a opção escolhida no projeto. A mudança na freqüência de chaveamento implica na mudança da freqüência de cálculo dos algoritmos de controle e estimação.

C.3.3 Freqüência de amostragem

A aquisição dos sinais analógicos instantâneos de tensão e corrente nos enrolamentos de estator do motor é feita através de um circuito dedicado de conversão analógico-digital AD. Uma seqüência de valores amostrados periodicamente é utilizada para reconstruir cada sinal digitalmente. O intervalo de amostragem entre

as aquisições é um compromisso de modo a capturar o comportamento dinâmico do sinal com a máxima fidelidade e com o mínimo esforço computacional.

Usualmente essa frequência de amostragem (calculada a partir do intervalo de amostragem dos sinais) é a mesma frequência de chaveamento, e considera-se o valor adquirido como valor médio graças à presença natural de filtros capacitivos que suavizam os níveis de tensões e correntes no estator do motor de indução. O instante da aquisição interfere de forma significativa no resultado final, e deve ser escolhido de forma criteriosa [28].

Essa frequência de amostragem pode ser inferior à frequência de cálculo porém isso introduz atrasos significativos na malha de controle, provocando uma tendência de desestabilizar o sistema.

Já uma frequência de amostragem superior a frequência de cálculo é denominada superamostragem. Usualmente ela é um múltiplo da frequência de cálculo e está associada a algum tipo de filtro digital de média. A grande vantagem de operar nessa situação é conseguir um valor médio do sinal com uma melhor qualidade a um custo computacional ainda relativamente baixo.

Neste trabalho, exceto quando indicado o contrário, utilizou-se na parte experimental uma frequência de amostragem de oito vezes a frequência de cálculo associado a um filtro FIR de média móvel. Este valor de oito vezes foi estabelecido durante a fase experimental do projeto em função de testes da capacidade do sistema e essa alternativa apresentou uma boa relação custo benefício.

C.4 Transformação de coordenadas

Transformações de sistemas de coordenadas permitem simplificar a complexidade de cálculos em estudos sobre máquinas elétricas, muitas vezes reduzindo o número de variáveis livres. Neste projeto, as simplificações envolviam transformações de grandezas trifásicas para bifásicas. No sistema trifásico, ao trabalhar com tensões de fase e de linha, deve-se levar em consideração a defasagem natural entre os dois sistemas, conforme ilustrado na Figura C.6. Essa defasagem é essencial para o correto funcionamento do algoritmo de controle.

Foi adotado para o sistema bifásico o modelo mais comum na literatura consultada, que utiliza o sistema $qd0$ estacionário onde, no plano cartesiano, o eixo d está adiantado do eixo q , e o eixo 0 está alinhado com a referência de ângulos (zero grau). Todas as transformações adotam o conceito de invariância de amplitude. Por se tratar de um sistema de neutro isolado, a componente zero sempre é nula, e não é utilizada nos cálculos.

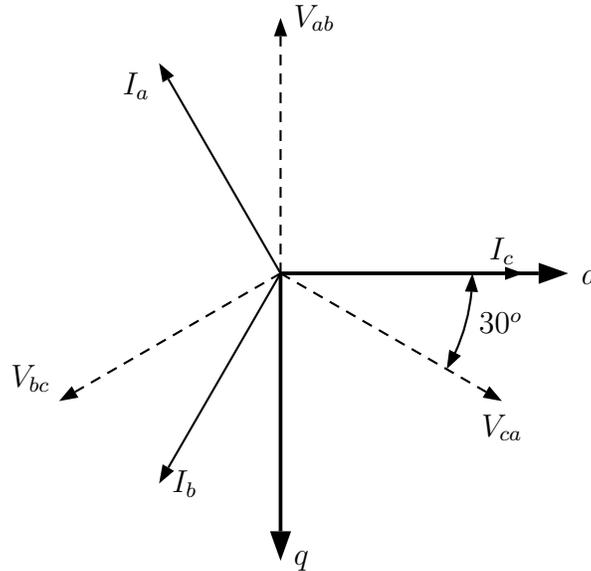


Figura C.6: Relação entre os sistemas utilizados

C.4.1 Transformação de coordenadas abc de fases para qd0 estacionário

Na parte experimental do projeto, são medidas as correntes i_a , i_b e i_c . Utilizando-se a propriedade de que, num sistema trifásico sem neutro, $i_a + i_b + i_c = 0$ a conversão dessas grandezas para i_d e i_q pode ser simplificada e são utilizadas apenas duas variáveis das três disponíveis. As equações deduzidas de acordo com o sistema de coordenadas apresentado anteriormente que são utilizadas no programa implementado são apresentadas abaixo

$$\begin{aligned} i_d &= -(i_a + i_b) \\ i_q &= (i_b - i_a)/\sqrt{3}. \end{aligned} \quad (\text{C.17})$$

C.4.2 Transformação de coordenadas abc de linha para qd0 estacionário

Num sistema trifásico sem neutro, pode-se medir diretamente apenas as tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} . Em geral, na conversão para o sistema $qd0$ trabalha-se com as tensões de fase e não de linha. Como não há uma maneira de medir diretamente as tensões de fase na montagem experimental, as componentes $qd0$ são calculadas diretamente a partir das tensões de linha. A dedução foi feita levando-se em conta que há uma defasagem entre os sistemas de coordenadas das

tensões de fase e linha, conforme apresentado na Figura C.6

$$\begin{aligned} v_d &= -v_{ab} \\ v_q &= -(v_{ab} + 2v_{bc})/\sqrt{3}. \end{aligned} \quad (\text{C.18})$$

C.5 Modelo didático simplificado do estimador adaptativo MRAS

Uma versão simplificada do estimador utilizado neste trabalho é apresentada em [23]; optou-se por apresentá-la aqui para fins didáticos, pois não são realizadas compensações no modelo. A partir das equações do motor de indução, pode-se obter de duas maneiras diferentes o valor do fluxo do rotor; um modelo a partir das tensões e correntes (C.19) (denominado modelo de tensão) e outro modelo a partir das correntes e velocidade do rotor (C.20) (denominado modelo de corrente).

$$p\hat{\underline{\psi}}_r^v = \left[\frac{L_r}{L_m} \left(\underline{V}_s - r_s \underline{i}_s - \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) p \underline{i}_s \right) \right] \quad (\text{C.19})$$

$$p\hat{\underline{\psi}}_r^i = \left[\begin{bmatrix} (-1/T_r) & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & (-1/T_r) \end{bmatrix} \hat{\underline{\psi}}_r^i + \frac{L_m}{T_r} \underline{i}_s \right] \quad (\text{C.20})$$

A partir das duas estimativas de fluxo, a velocidade do rotor é calculada de acordo com (C.21) através de um controlador PI para correção dos erros de regime como

$$\hat{\omega}_r = \left(kp + \frac{ki}{s} \right) (\hat{\psi}_{rd}^i \cdot \hat{\psi}_{rq}^v - \hat{\psi}_{rq}^i \cdot \hat{\psi}_{rd}^v). \quad (\text{C.21})$$

Referências Bibliográficas

- [1] C.-M. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*. Prentice Hall, 1998. ISBN 0137237855.
- [2] I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 820–827, 1986.
- [3] M. Depenbrock, “Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
- [4] Z. D. Lins, *Controle direto de torque para motores de indução - estudo e implementação*. PhD thesis, Unicamp - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2001. 176p.
- [5] G. Buja and M. Kazmierkowski, “Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.
- [6] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “A modified direct torque control for induction motor sensorless drive,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 1, pp. 122–130, 2000.
- [7] P. C. Krauze, *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill Book Company, 1986. ISBN 0070354367.
- [8] P. Vas, *Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines*. Oxford Science Publications, 1993. ISBN 0198593759.
- [9] P. K. Kovacs, *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Elsevier, 1984.
- [10] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998. ISBN 0198564651.

-
- [11] J. Hung, W. Gao, and J. Hung, "Variable structure control: a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 1, pp. 2–22, 1993.
- [12] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control Optimization*. Springer-Verlag, 1992. ISBN 3540535160 and ISBN 0387535160.
- [13] C. Edwards and S. K. Spurgeon, *Sliding Mode Control: Theory and Applications*. Talyor & Francis, 1998. ISBN 0748406018.
- [14] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. CRC Press, 1999. ISBN 0748401164.
- [15] L. R. Valdenebro, *Observadores adaptativos de fluxo e velocidade para motores de indução : estudo e implementação*. PhD thesis, Unicamp - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2001. 190p.
- [16] V. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, 1993.
- [17] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 2, pp. 582–590, 2004.
- [18] G. Ellis, *Observers in Control Systems - A Practical Guide*. Academic Press, 2002. ISBN 012237472X.
- [19] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Academic Press, August 2001. ISBN 0125816502.
- [20] Y. D. Landau, *Adaptive Control - The Model Reference Approach*. Marcel Dekker Inc, 1979. ISBN 0824765486.
- [21] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, 1992.
- [22] P. Jansen, R. Lorenz, and D. Novotny, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 4, pp. 945–953, 1994.
- [23] H. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 175–180, 1993.

-
- [24] H. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, 1988.
- [25] M. Villalva and E. Ruppert Filho, "3-D space vector PWM for three-leg four-wire voltage source inverters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 5, pp. 3946–3951 Vol.5, 2004.
- [26] E. M. Hemerly, *Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos*. Edgard Blücher, 1996. ISBN 8521202660.
- [27] E. Kreyszig, *Advanced Engineering Mathematics*. John Wiley & Sons, 9th international edition ed., 2006. ISBN 0471728977.
- [28] J. A. Pomilio, "Eletrônica de potência," apostila, Unicamp, 2007.

Trabalhos Publicados

1. M. V. Lazarini and E. Ruppert Filho, “Induction motor control didactic set-up using sensorless and sliding mode dtc strategy,” *Revista Eletrônica de Potência*, 2008, Brasil, Vol 13, No. 4 pp. 291–299. (*em anexo*)
2. M. V. Lazarini and E. Ruppert Filho, “Sensorless three-phase induction motor direct torque control using sliding mode control strategy laboratory set-up for motor speed control teaching,” *ICEE, 2007. Proceedings of the International Conference on Engineering Education*, 2007, Coimbra, Portugal.
3. M. V. Lazarini and E. Ruppert Filho, “Sensorless direct torque control of three-phase induction motor using sliding mode control strategy,” *COBEP, 2007. Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2007, Blumenau, Brasil.
4. M. V. Lazarini e E. Ruppert Filho, “Controle direto de torque sem sensores de velocidade de motores de indução trifásicos usando a estratégia de controle de modos deslizantes,” *V SNCA, 2007. Seminário Nacional de Controle e Automação*, 2007, Salvador, Brasil.

INDUCTION MOTOR CONTROL DIDACTIC SET-UP USING SENSORLESS AND SLIDING MODE DTC STRATEGY

Marcos Vinicius Lazarini and Ernesto Ruppert Filho
Electrical and Computer Engineering School
University of Campinas (UNICAMP) – Brazil
lazarini@dsce.fee.unicamp.br, ruppert@fee.unicamp.br

Abstract – A three-phase induction motor direct torque control laboratory set-up for simulation and experimental activities is presented in this paper. It includes sliding-mode controllers and uses a sensorless method to estimate rotor speed. The objective of this set-up is to present to the students a simulation tool based on Matlab SimPowerSystems toolbox with the possibility to check simulation results against a DSP based experimental system. The set-up provides to the electrical engineering students an excellent learning tool for non-linear control studies using as example the variable speed three-phase induction motor control. Linear control systems are extensively studied in electrical and computer engineering theoretical and experimental sessions while non-linear control systems aren't.

Keywords - induction motor, sensorless, sliding mode, torque control, simulation and experimental system

I. INTRODUCTION

Among many control methods of induction machines, one of the most important today is the Direct Torque Control (DTC) method introduced by [1] and [2]. It provides a very fast, accurate, reliable flux control and torque responses. It is today one of the most used in the industry.

Sliding Mode Control is presented today as a practical alternative to implement a discontinuous control and has some interesting advantages over the traditional control theory. As a discontinuous control, it has key advantages like the ability to be a very robust control, in many cases invariant to uncertainties and disturbances [3]; it has also properties of order reduction, decoupling design procedure and simple implementation in electric drives, since they have a natural “on-off” operating mode [4].

Sensorless drives are becoming important as they can eliminate the speed sensor maintaining accurate response. Monitoring only the stator current and stator voltages, it is possible to estimate the necessary control variables. The observer type used here is a model-reference adaptive system (MRAS) [5] that presented a good performance.

Simulation tools like Matlab/Simulink are becoming more and more important to aid the engineering studies and designs. Complex systems can be easily simulated, but actually they do not provide practical experience and engineering insight to the students. Experimental systems however are still complex, costly and time-consuming being a real challenge to build them. However such activity

is very useful for a student learning environment so that the non-linear control laboratory set-up, which could feel this pedagogical gap in the control system content, is proposed in this article.

The proposed set-up allows simulation activities of the complete system using developed Matlab SimPowerSystems models, where a concept of modular control algorithm permits that a block diagram could be easily replaced by other. Using the simulation block diagram students can program the DSP and use the DSP based experimental set-up to control the actual electrical machine. The DSP software was developed in separated modules providing a rich framework where students can use various implemented modules in experiments, closely related to simulations.

Using this constructed set-up the students can study, for example, the response of the various DTC controllers' schemes and how they behave when the estimator has detuned parameters [12]. The objective of the experimental set-up and the simulations developed is to show to the students many aspects of the non-linear systems using linear and non-linear controllers. This paper is addressed to show the theoretical foundations of the sensorless DTC of three-phase induction motor using sliding mode controllers and MRAS estimator.

The mathematical dynamic model of the DTC three-phase induction motor control, presented in this paper, is based on the papers [6] to [10].

This work intend to be a basis for an electrical and computer engineering course and further references should also be used [4], [5], [11] and [13] to provide adequate foundation to the students.

As far as the authors know there are not more recently published papers presenting so advanced methodology using sensorless and sliding mode DTC strategy.

This work intends to be a basis for a three-phase induction motor control course with theoretical and practical sessions (lab sessions) in a total number of 60 hours where a modern three-phase induction motor control method, that is being widely used in industry (sensorless DTC), be presented using different types of controllers and estimators from the very frequently used PI controllers to the sliding mode control and even possibly non-linear controllers in the future.

The theoretical part of the course must be based on the references [1], [2] and [6] to [9] and the lab sessions will be based in a text that are being prepared at this moment as a result of a master degree thesis on this subject. At the start of the offer of this course it will be offered to graduate students on electrical, mechanical and computer engineering students. Figure 1 shows a block diagram of the implemented system.

II. INDUCTION MOTOR CONTROL THEORY FUNDAMENTALS

Fundamentals of the induction motor control theory applied to the proposed activities are summarized below.

A. Three-phase squirrel-cage induction motor mathematical dynamic model

Assuming linearity and symmetry of electric and magnetic circuits and also neglecting magnetic core and mechanical losses, the dynamic mathematical model of the three-phase squirrel-cage induction motor referred to a generic d and q perpendicular axis rotating with a generic angular speed ω can be described with the state variables $\underline{\psi}_s$, $\underline{\psi}_r$, \underline{i}_s and \underline{i}_r , respectively the per-phase stator winding linkage flux space vector, the rotor winding linkage flux space vector, the stator winding current space vector, and the rotor winding current space vector, by the equations (1) to (18) [10]

$$p\underline{\psi}_s = \underline{V}_s - r_s \underline{i}_s - j\omega \underline{\psi}_s \quad (1)$$

$$p\underline{\psi}_r = -r_r \underline{i}_r - j(\omega - \omega_r) \underline{\psi}_r \quad (2)$$

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r \quad (3)$$

$$\underline{\psi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s \quad (4)$$

$$\underline{\psi}_m = L_m (\underline{i}_s + \underline{i}_r) \quad (5)$$

where \underline{V}_s is the motor input voltage space vector, ω_r is the rotor angular speed, L_s and L_r are the per-phase stator and rotor winding self-inductances, r_s and r_r are per-phase stator and rotor windings electrical resistances, L_m is the per-phase mutual inductance between the stator and the rotor windings and p is the derivative operator d/dt . The underline denotes a 2-coordinate vector variable in the dq coordinate system rotating with the angular speed ω . Using (3) and (4) it is possible to write

$$\underline{\psi}_s = \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_r + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \underline{i}_s \quad (6)$$

$$\underline{\psi}_r = \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \underline{i}_s \quad (7)$$

$$\underline{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\underline{\psi}_s - \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_r \right) \quad (8)$$

$$\underline{i}_r = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-\frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_s + \underline{\psi}_r \right) \quad (9)$$

$$\sigma = \frac{(L_s L_r - L_m^2)}{(L_s L_r)}. \quad (10)$$

The electromagnetic torque T_{em} is given by

$$T_{em} = \frac{3}{2} P (\underline{\psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (11)$$

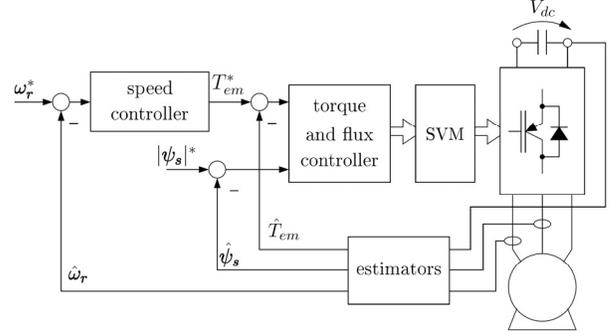


Fig. 1. Overview of the system

Substituting equation (8) in (11) we have

$$|T_{em}| = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\underline{\psi}_r \times \underline{\psi}_s)$$

$$|T_{em}| = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\underline{\psi}_r| |\underline{\psi}_s| \sin \delta \quad (12)$$

where P is the number of pole pairs and δ is the angle between space vectors $\underline{\psi}_r$ and $\underline{\psi}_s$. Substituting (8) and (9) in (1) and (2) and fixing the dq reference system in the stator winding ($\omega=0$) it is possible to write

$$p\underline{\psi}_s = \underline{V}_s - \frac{r_s}{\sigma L_s} \underline{\psi}_s + \frac{L_m r_s}{\sigma L_s L_r} \underline{\psi}_r \quad (13)$$

$$p\underline{\psi}_r = -\frac{r_r}{\sigma L_r} \underline{\psi}_r + \frac{L_m r_r}{\sigma L_s L_r} \underline{\psi}_s + j\omega_r \underline{\psi}_r. \quad (14)$$

Remembering the definition of a space vector using the d and q reference system components as presented in equation (15), it is possible to write equations (16) and (17) from (1) with the dq reference system in the stator winding linkage flux as

$$\underline{V}_s = V_{sd} + jV_{sq} \quad (15)$$

$$V_{sd} = r_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_s \psi_{sq} \quad (16)$$

$$V_{sq} = r_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_s \psi_{sd}. \quad (17)$$

Considering that also, $\underline{\psi}_s = \psi_{sd} + j\psi_{sq}$, the electromagnetic torque can also be written from (11) as

$$T_{em} = \frac{3}{2} P (\underline{\psi}_s \times \underline{i}_s) = \frac{3}{2} P (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}). \quad (18)$$

B. Direct Torque Control

In the direct torque control method (DTC) of three-phase induction motors supplied by a voltage source inverter, it is

possible to control directly $\underline{\psi}_s$ or $\underline{\psi}_r$ or even $\underline{\psi}_m$ and T_{em} by using a selection of adequate inverter switching pattern.

The objective is to maintain the chosen flux and torque errors very small through the adequate choice of the inverter switching pattern so as to get fast torque response, low inverter switching frequency and low harmonic losses. In this work, the stator winding linkage flux space vector $\underline{\psi}_s$ is controlled.

The rotor time constant τ_r of the three-phase squirrel cage induction motor is high when compared to the stator time constant and increases when the size of the machine increases; thus the rotor winding linkage flux changes very slowly compared to the stator winding linkage flux so that it can be assumed to be constant during the discretization period used in the digital control process. If the magnitude of the stator winding linkage flux $|\underline{\psi}_s|$ is maintained constant by the control, $|\underline{\psi}_r|$ is also constant so the electromagnetic torque angle δ (12) can be changed quickly in the direction determined by the torque command. The angle δ can be changed by choosing the appropriate stator voltage space vector produced by the inverter. In the case of the field weakening it is also possible to control both $|\underline{\psi}_s|$ and δ by switching so that to select the appropriate inverter voltage.

The stator flux linkage space vector depends directly on the stator voltages [12] and can be calculated as the integral of the stator voltage less ohmic losses as

$$\underline{\psi}_s = \int (\underline{V}_s - r_s \underline{i}_s) dt. \quad (19)$$

In most cases the ohmic voltage drop is small and can be neglected so the flux variations can be approximated considering $r_s=0$. Equation (19) shows that the flux variation is then due only to the applied stator voltage. In other words, to control the stator winding linkage flux vector, the inverter generates a stator voltage vector that moves the stator flux to a convenient position; this voltage vector is recalculated at each switching period.

Paper [9], which will be extensively used in the proposed course, presents a very important three-phase squirrel cage induction motor direct torque control review. As reported in [9], there are different schemes to implement DTC for the three-phase induction motor, starting from the first two reported in [1] and [2] to many others based on hysteresis torque and flux control using a switching table (classical method). There are also many others using space vector modulation with controllers like PI, predictive, dead-beat, fuzzy, neuro-fuzzy, sliding mode and also with certain kind of non-linear type controls in a close-loop way.

The disadvantages of the hysteresis-based DTC schemes are: the variable switching frequency, current and torque distortions, problems during starting and low speed operations and the need of high sampling frequency for digital implementation of hysteresis controllers. All these difficulties can be overcome by using voltage PWM modulation instead of a switching table as used in the

hysteresis method. This way the sampling frequency will be constant.

One of the objectives of the course proposed here is to show the techniques using hysteresis and voltage PWM modulators, specifically the space vector modulation method to the students using simulation and experimental results.

In the case of the space vector modulation method, there are at least six main methods to be used as mentioned in the literature shown in [9]. In this paper we focused just the one named DTC-SVM scheme with closed-loop torque and flux control operating in cartesian coordinates and stator flux oriented based using a proposal presented in [11]. However in the proposed course, all the six methods will be studied.

In the DTC-SVM scheme shown in Figure 2 a different way to use the idea of the equation (19) is to orient the stator winding flux with the d-axis of the coordinate system (rotating in the synchronous speed) to transform the system of equations (16) and (17) in to the system of equations (20) and (21). The output of the PI flux and torque controllers are the voltages V_{ds} and V_{qs} in the stator flux oriented coordinates. The stator voltages can be expressed in stator flux oriented coordinates as

$$V_{sd} = r_s i_{sd} + p \psi_s \approx p \psi_s^* \quad (20)$$

$$V_{sq} = r_s i_{sq} + \omega_s \psi_s = K_s T_{em} + \omega_s \psi_s^*. \quad (21)$$

The equations (20) and (21) are obtained by making $\psi_{sd} = \psi_s$ and $\psi_{sq} = 0$ in (16) and (17). In these equations ω_s is the synchronous angular speed and

$$K_s = R_s / \psi_s^*. \quad (22)$$

In Figure 3 the output of the PI flux and torque controllers are the voltages V_{ds} and V_{qs} in the stator flux oriented coordinates. The stator voltages can be expressed in stator flux oriented coordinates as it can be seen in (20) where an approximation was made considering $r_s i_{ds}$ negligible. The superscripts * means reference value for the control system. Equations (20) and (21) show that for constant magnitude stator flux space vector the d component of the stator voltage affects the stator flux and can be used to control its position directly. The q component of the stator voltage affects the torque variable, and if the term $\omega_s \psi_s^*$ is decoupled, it can be used to control the produced torque.

After this transformation it is necessary to implement a $\alpha\beta$ transformation to get V_{ds} and V_{qs} in the stator coordinate system as can be seen in Figure 2. This figure also illustrates the whole control block diagram of the implemented DTC scheme. Of the two PI controllers shown, although recommended by some authors [7], one controller can be removed without significant penalty to the dynamics of the system. Due to the fact that V_{ds} can be approximated by the variation of the stator flux according to (19), the stator winding linkage flux output error ($|\psi_s|^* - |\hat{\psi}_s|$) already gives the proper variation and can drive V_{ds} directly.

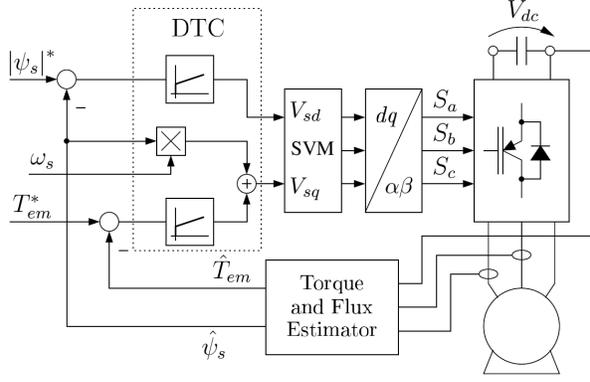


Fig. 2. DTC Block Diagram

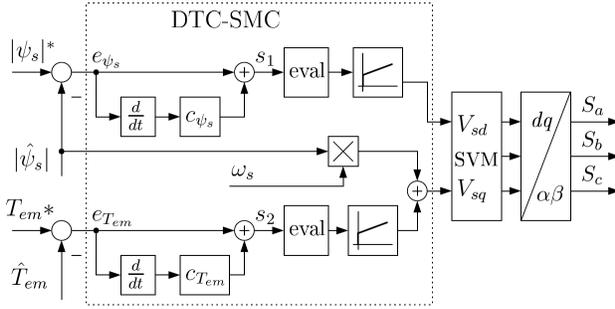


Fig. 3. DTC-Sliding Mode Control Law

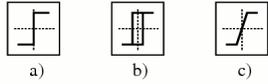


Fig. 4. Typical eval functions: a) sign, b) relay, c) linear with saturation

The control algorithm calculates the magnitude and angle to move the stator flux winding linkage vector to a position producing torque according to (12). Flux vector magnitude is usually hold at rated value to generate the fastest possible response, but it is also possible to work with an underrated flux vector magnitude, in order to have lower acoustic noise and a better energy efficiency machine in specific situations at the cost of a slower response [1].

C. Sliding Mode Control

Sliding Mode Control is presented today as a feasible alternative to implement a robust control for the classic DTC scheme taking advantage of the “on-off” inverter switches characteristics and its inherent discontinuous algorithm to control the electrical machine. However the hysteresis control of the classic DTC method causes a major disadvantage that is a variable switching frequency. In order to get a fixed switching frequency operation it is used the space vector modulation strategy that also preserves the good characteristics of the sliding mode control. Implementation in discrete-time digital signal processor also demands changes to avoid unwanted chattering as explained below.

The sliding mode controller was designed to operate over the same variables used in the DTC method. The main goal of this approach is to obtain a sliding mode controller with all the qualities of DTC, which calculates the optimal stator

voltage vector to maintain the stator winding linkage flux magnitude and angle within the desired ranges, and outputs this reference to the SVM inverter. The implemented block diagram is shown in Figure 3.

In this figure, the eval block usually is any function of the following family: sign, relay or linear with saturation as shown in Figure 4. Both the sign and the relay functions do not perform accurately in a discrete-time system, resulting in oscillations and undesired chattering. A linear function with a proper gain provides much better results in reducing oscillations while still maintaining the properties of sliding mode [4].

The individual sliding surfaces are designed to behave in a similar way to the DTC control. Firstly are defined the error functions

$$\begin{aligned} e_{\psi_s} &= |\psi_s|^* - |\hat{\psi}_s| \\ e_{T_{em}} &= T_{em}^* - \hat{T}_{em} \end{aligned} \quad (23)$$

where the hat symbol means estimated quantity and e is an error value to be minimized.

The sliding surface set S is defined in (24)

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\psi_s} + c_{\psi_s} \frac{d}{dt}(e_{\psi_s}) \\ e_{T_{em}} + c_{T_{em}} \frac{d}{dt}(e_{T_{em}}) \end{bmatrix} \quad (24)$$

where c_{ψ_s} e $c_{T_{em}}$ are constants to be defined according to the desired dynamic response.

The surfaces s_1 and s_2 were defined according to (20) and (21), using the same idea that the d stator voltage component is related to the stator flux and q stator voltage component is related to the electromagnetic torque.

The system control law is proposed in a similar way

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \left(kp_{\psi} + ki_{\psi} \frac{1}{s} \right) \cdot eval(s_1) \\ V_{sq} &= \left(kp_T + ki_T \frac{1}{s} \right) \cdot eval(s_2) + \omega_s \hat{\psi}_s \end{aligned} \quad (25)$$

where kp_{ψ} , ki_{ψ} , kp_T and ki_T are PI gains. The $eval$ function is implemented as a linear gain with saturation, like Figure 4 c)

$$eval(x) = \begin{cases} k_{ev} x & \text{if lower limit} < x < \text{upper limit} \\ \text{upper limit} & \text{if } x > \text{upper limit} \\ \text{lower limit} & \text{if } x < \text{lower limit} \end{cases} \quad (26)$$

where k_{ev} is a constant related to the system dynamics.

The system's state can start outside the sliding surface but it will be driven in the direction of the sliding surface as control effort will be produced according to (26) to reduce the errors (24) and to reach $S=0$. This phase of the process is named the reaching phase.

When the system state reaches the $S=0$ surface and enters in the sliding phase or sliding mode, the control law (25)

restricts the state to the slide surface S and the system actions is governed by the dynamics imposed by S=0 only. The system state is not allowed to leave the surface, generating a quick and large control effort to keep the system state very close to the sliding surface. This intense reaction, besides producing a very fast response, can also generate undesired ripple as a side-effect of limit cycle in the state space plane. Using the linear function from Figure 4 and with proper gains, the system response could be fast and stable.

The equivalent control is a fundamental theory in variable structure systems that simplify the discontinuous system analysis, replacing discontinuous equations by continuous equivalents, where its trajectory is the sliding surface itself. Therefore it is possible to calculate traditional coefficients, like damping factor and natural frequency for a step response for example. A more detailed view of the background theory and sliding surface design is shown in [4].

D. Estimator Subsystem

The adopted estimation structure is a model-reference adaptive system MRAS [5], and it consists of three stage system: two independent estimators and an adaptive mechanism to correct the estimations, producing the final result. An improved model, discussed in [13], was the basic scheme. The adopted structure is presented in Figure 5.

1) Reference Model

The reference model discussed here is adaptive itself. The stator winding linkage flux is calculated from the stator current and from the rotor winding linkage flux, which gave better results [13]. The rotor winding linkage flux is calculated from a closed loop system. This method, analyzed in details in [13], uses two distinct reference frames to get an improved estimation. The stationary and rotor flux reference frames were used.

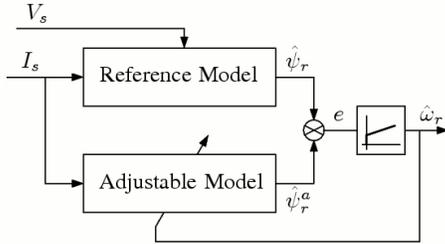


Fig. 5. MRAS Block Diagram

Equation (2) can be also written as (27) and (28). Considering that the rotor winding is short-circuited it has:

$$0 = r_r i_{rd} + p \psi_{rd} - (\omega - \omega_r) \psi_{rq} \quad (27)$$

$$0 = r_r i_{rq} + p \psi_{rq} + (\omega - \omega_r) \psi_{rd} \quad (28)$$

If the rotor flux is aligned with the d-axis of the rotor flux reference coordinate system (see superscript r) it can be written as

$$p \psi_{rd}^r + r_r i_{rd}^r = 0 \quad (29)$$

$$\psi_{rq}^r = 0 \quad (30)$$

Using equations (3) and (4) it is possible to show

$$\underline{i}_r^r = \frac{\psi_r^r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_s^r \quad (31)$$

$$i_{rd}^r = \frac{\psi_{rd}^r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd}^r \quad (32)$$

Substituting (32) in (29)

$$p \psi_{rd}^r + \frac{r_r}{L_r} \psi_{rd}^r - r_r \frac{L_m}{L_r} i_{sd}^r = 0 \quad (33)$$

Finally it can be written in the form

$$\underline{\psi}_r^r = \begin{bmatrix} \psi_{rd}^r \\ \psi_{rq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m / (1 + s \tau_r) \cdot i_{sd}^r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

In (34) $\tau_r = L_r / r_r$ is the machine rotor time constant and L_m is the machine magnetizing self-inductance, T_r is the rotor time-constant and superscript r represents variables referred to the rotor flux reference frame. It is interesting to note that this model uses only stator currents and some machine parameters.

Performing a coordinate system conversion of (34) to the stationary reference frame, the stator flux can be calculated from the rotor flux and stator current as shown in (6) and repeated in (35)

$$\underline{\hat{\psi}}_s^i = \frac{L_m}{L_r} \underline{\psi}_r^r + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_s \quad (35)$$

The superscript i denotes the stator flux calculated from the stator currents.

The reference model also calculates the stator flux with another method, through a feedback system where the stator flux estimation ψ_s is the feedback variable. A PI – represented by $(k p_e + k i_e / s)$ – dictates the error contribution between the two flux estimations (35) and (36)

$$\underline{\hat{\psi}}_s^i = \left(V_s - r_s i_s - \left[\left(k p_e + \frac{k i_e}{s} \right) (\underline{\hat{\psi}}_s - \underline{\hat{\psi}}_s^i) \right] \right) \quad (36)$$

The index e represents the estimator PI compensators gains. See Figure 6 for a graphical representation of these equations. This model uses now stator currents and voltages. This PI compensator is used to correct pure integrator errors and small stator resistance variation through the voltage model estimation.

The reference model final rotor flux estimation value ψ_r is calculated from stator voltages and currents by

$$\underline{\hat{\psi}}_r = \frac{L_r}{L_m} \underline{\hat{\psi}}_s^i - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_s \quad (37)$$

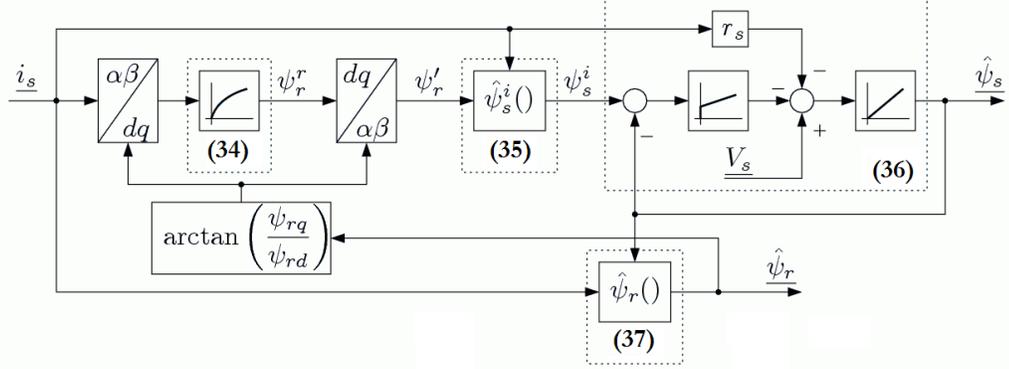


Fig. 6. MRAS reference model

2) Adjustable Model

The adjustable or adaptive model equation is simpler and is obtained from the current model of the machine equations in stationary reference frame [5] using stator currents and rotor angular velocity

$$\hat{\psi}_r^a = \begin{bmatrix} (-1/T_r) & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & (-1/T_r) \end{bmatrix} \hat{\psi}_r^a + \frac{L_m}{T_r} i_s. \quad (38)$$

The superscript *a* denotes the stator flux calculated from the adaptive model.

3) Rotor speed estimation

With the rotor flux estimation from two methods - the voltage model Ψ_r (reference model) and the current model Ψ_{ra} (adjustable model) - the rotor speed estimation $\hat{\omega}_r$ can be calculated with a PI adaptation mechanism by

$$\hat{\omega}_r = \left(kp_\omega + \frac{ki_\omega}{s} \right) \cdot e \quad (39)$$

where

$$e = \hat{\psi}_{rd}^a \hat{\psi}_{rq} - \hat{\psi}_{rq}^a \hat{\psi}_{rd} \quad (40)$$

is the cross-error between the adjustable and reference models.

III. SIMULATION ACTIVITIES

Simulation tools play a fundamental role in today's engineering educational projects. Using a mathematical model of a given plant, the simulation provides valuable information about the dynamic behavior of the plant, avoiding the high costs of equipment and risk of accidents. Thus, after gaining some experience with the simulation, the students should have an experience with the real system, to test the controllers they have designed and simulated, during the experimental activities using the proposed set-up.

The machine parameters used in the simulation are the same got from the real machine and the system operates in closed-loop with speed feedback from tacogenerator and from the MRAS estimator.

Typical tests situations of a sensorless induction motor control include the load torque step change, reference speed step reversal, reference speed ramp reversal and low speed operation tests.

The proposed simulated scenarios shown in this paper covers the following situations: a step change in the speed reference (from 0.5 pu to -0.5 pu) and a step change in torque (from 0 to 0.5 pu).

The results of step change in the speed reference are presented in Figure 7, where the real speed and estimated speed are shown. Although with small differences, the estimation tracked the real speed very close and it was able to follow the rotor speed within 5% accuracy most of the time.

The stator flux is also estimated and it is shown in Figure 8. During the start up phase, the stator flux grows from zero to the rated value. The flux magnitude is held constant from this moment on, and this can be verified that the stator flux locus in a xy plane is a circle.

The step change in the torque, from 0 to 0.5 pu at 50% rated speed is shown in Figure 9. Operating at no load, the speed estimation almost matches the real speed; with 0.5 pu load, the system settle to a new steady state, where the difference between the real and the estimated speed is less than 2%.

The learning activities can also include changes in the controllers' parameters, detuned estimator gains, changes in the motor parameters, autoclosing and changes in the controller types to see their effects on the system response.

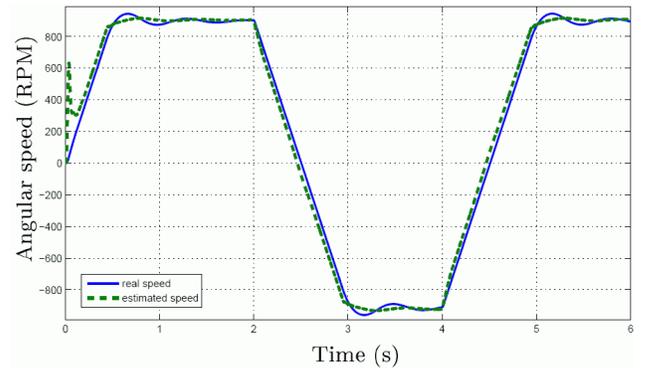


Fig. 7. System response to the reference speed step change ± 0.5 pu

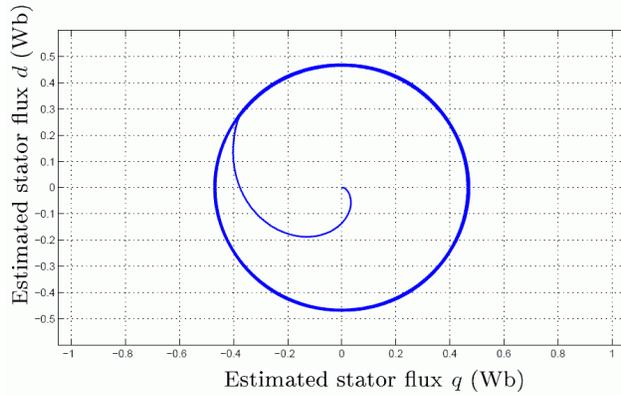


Fig. 8. Stator flux during the speed step change test

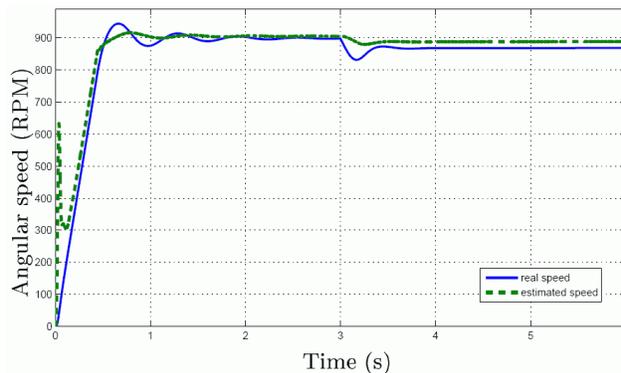


Fig. 9. System response to the load torque step change 0.5 pu

IV. EXPERIMENTAL ACTIVITIES

The experimental activities were realized using the set-up proposed in this article. It includes electronic circuits and electromechanical devices. Figure 10 and 11 display the built experimental setup during the development phase.

The experimental set-up consists of a DSP (Texas Instruments TMS320F2812) connected to an induction motor, driven by a 6 kW Semikron three-phase inverter (SKS 27F B6U + B6CI 10V06).

The induction motor has a moving frame proper for the electromagnetic torque measurement by a load cell. Load torque can be measured directly in the shaft using another load cell. The load torque that is the torque available at the shaft can also be calculated as the electromagnetic torque minus the losses caused by ventilation and friction. The load is a CC machine operating as a CC generator, delivering the produced power to a load resistor. This configuration allows the calculation of the load torque using the voltages and currents produced by the CC generator.

The used DSP is a high-performance 32 bits RISC Texas Instruments, model TMS320F2812, which runs at 150 MHz. It is able to perform complex calculations in real-time, like sophisticated speed estimation methods and digital motor control, and operates at a switching frequency of 10 kHz. The DSP has many built-in peripherals, as a 16 channel AD converter and 2 independent PWM modules, providing a lot

of resources to implement digital motor control without many external devices.

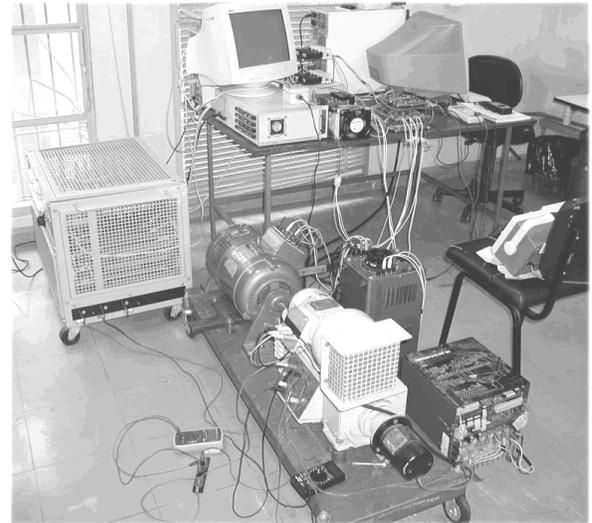


Fig. 10. Experimental set-up showing the electromechanical set (induction motor and its load) and the driving set

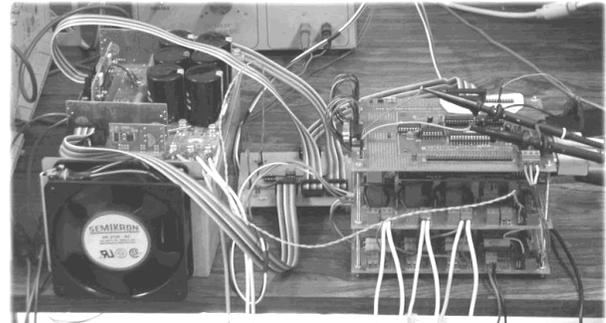


Fig. 11. Inverter (left) and the control circuits tower (DSP and conditioning circuits)

Texas Instruments provides a very complete set of digital motor control foundation libraries, supporting an easy and stable environment for the implementation of the algorithms in a fast pace, an appropriate condition to an educational experiment. Additional routines to control specific subsystems as, e.g., the conditioning signals circuits, the AD converter and the inverter, were developed and are provided. This way the student can focus on the control algorithm.

A three-phase inverter produced by Semikron is driven by the DSP. It is a 6 kW inverter, using modules SKS 27F B6U and B6CI 10V06. The DSP has complete access to the inverters IGBTs, allowing the engineer to choose between pre-defined hardware imposed or DSP software controlled dead-time. This permits fine control over the quality of the generate PWM signals, supporting future studies related to unwanted harmonics and EMI effects.

Conditioning signal boards are necessary to acquire the motor state variables from a high level of voltage and current to an appropriate voltage level to be sampled and converted

by the internal AD converter. Software routines are provided to remove the residual mean value of AC signals.

Thanks to the powerful DSP, an oversampling technique can be used to sample the voltages and currents, providing better average values of the sampled signals during each switching period of 100 μ s. The sampling frequency can be defined as eight times the switching frequency (i.e. 80 kHz) using a moving average filter with a uniform weight of 1/8 to smooth each sampled signal. This method has many advantages over traditional sampling and it is also available to the students.

Figure 12 shows the speed reversal test, varying between +30 Hz and -30 Hz each 2s. In this test, the estimator gave good results, as both signals were almost superimposed; the steady state error is below 2%. Figure 12 also shows that the braking is faster than the acceleration, because the friction force wasn't considered in the equations of the motor dynamic mathematical model, but it wasn't negligible in this machine. As a future study is the inclusion of the friction force in the model; however to do so it is necessary to run some experiments to measure the no load mechanical losses.

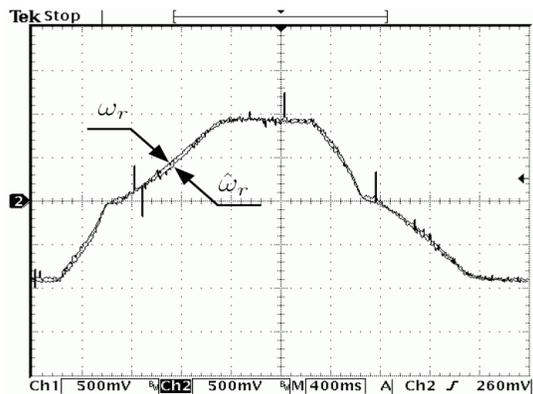


Fig. 12. Real and estimated rotor speed in step change, ± 30 Hz (16 Hz/div)

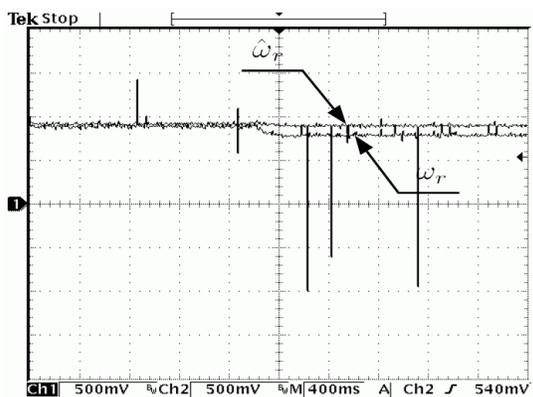


Fig. 13. Speed response to a 0.5 pu torque step change at 30 Hz

In many similar situations to the presented in Figure 9, the experimental set-up has produced the output shown in Figure 13. Although the estimator was not able to track the real speed closely, the oscillations were minimal. The speed error in steady state condition is explained by the fact that the induction motor used in the experiment has wound-rotor and

has a rated slip of about 10%. A compensation of this speed error will be made in the future with all the new implementation that will be done.

V. CONCLUSION

The main goal of this paper is to propose a laboratory set-up for simulation and experimental activities on three-phase induction motor direct torque control experiment, offering learning experience about non-linear control to the students. Different types of controllers (PI and sliding-mode controllers) and a sensorless method to estimate rotor speed can also be used and their responses can be analyzed though only sliding mode controller and MRAS estimator were presented now. Results are very clear, illustrative and proper encourage to prepare several types of learning activities according to the instructor imagination.

The proposed set-up and activities allow electrical engineering students (undergraduate and graduate) to experience the difficulties and particularities of non-linear systems and non-linear controllers. Using as example the variable speed three-phase induction motor control, there are plenty of good situations to be exploited by the faculties and the assistant teachers involved with the teaching of control and electrical machines.

ACKNOWLEDGMENT

The authors are grateful to FAPESP – the State of São Paulo Research Foundation – and to CNPq – Brazilian National Research Council – for the financial support and to Texas Instruments for the DSP donation.

REFERENCES

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, pp. 820–827, 1986.
- [2] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
- [3] J. Hung, W. Gao, and J. Hung, "Variable structure control: a survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2–22, 1993.
- [4] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, CRC Press, 1999, ISBN: 0748401164.
- [5] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, 1992.
- [6] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A modified direct torque control for induction motor sensorless", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 122–130, 2000.

- [7] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 582–590, 2004.
- [8] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 1998, ISBN: 0198564651.
- [9] G. Buja and M. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.
- [10] P. K. Kovacs, *Transient Phenomena in Electrical Machines*, Elsevier, 1984
- [11] Y. Xue, X. Xu, T. Habetler, and D. Divan, "A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive", in *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol.1, pp. 410–415, 1990.
- [12] M. P. Kazmierkowski, *Control in Power Electronics: Selected Problems* (Academic Press Series in Engineering). Academic Press, 2002.
- [13] P. Jansen, R. Lorenz, and D. Novotny, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 945–953, 1994.

BIOGRAPHIES

Marcos Vinicius Lazarini was born in São José dos Campos, Brazil on May 29, 1978. He received his Bsc degree in Computer Engineering with emphasis in hardware development from University of Campinas, Brazil, in 2004, and now is pursuing his M. Sc degree in Electrical Engineering from Unicamp.

His research interests are in programming for embedded devices in general, digital signal processing theory and control theory applied to motor drives.

Ernesto Ruppert Filho was born in Jundiaí, Brazil in 1948. He received his Ph. D degree on Electrical Engineering in 1983 from University of Campinas (UNICAMP), Brazil and also his M. Sc Degree in 1974 and his B. Sc in 1971 in Electrical Engineering from the same University.

He is with UNICAMP as a Faculty since 1972 working in the areas of electrical energy systems, electrical machines and power electronics. He had been working for General Electric and also for Villares Electrical Equipments in Brazil designing motors and generators for about 15 years. His fields of interest now are superconductor current limiters, control of electrical machines and power electronics, areas where he published several papers.