

EDSON JOÃO PATANÉ

**IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DE VELOCIDADE
EM MALHA FECHADA PARA MOTORES DE
CORRENTE CONTÍNUA UTILIZANDO SISTEMA DE
AQUISIÇÃO DE DADOS**

SÃO CAETANO DO SUL
2008

EDSON JOÃO PATANÉ

**IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DE VELOCIDADE
EM MALHA FECHADA PARA MOTORES DE
CORRENTE CONTÍNUA UTILIZANDO SISTEMA DE
AQUISIÇÃO DE DADOS**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia Mauá
do Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia
para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de
Processos Químicos e Bioquímicos

Linha de Pesquisa: Análise e Controle de Processos
Químicos

Orientador: Prof. Dr. Wânderson de Oliveira Assis

SÃO CAETANO DO SUL
2008

Patané, Edson João

Implementação de Controle de Velocidade em Malha Fechada para Motores de Corrente Contínua Utilizando Sistema de Aquisição de Dados / Edson João Patané – São Caetano do Sul, SP: CEUN-EEM, 2008.

123 p.

Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia Mauá do Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia.

1. Acionamento Controlado 2. Controle PID 3. Máquinas Elétricas 4. Aquisição de Dados I. Patané, Edson João II. Instituto Mauá de Tecnologia. Centro Universitário. III. Título

TERMO DE APROVAÇÃO

DEDICATÓRIA

*Aos meus Pais Salvador e Mosella
pelo amor dedicado e pelo conceito de família transmitido*

*À minha esposa Sueli
Pela persistência em lutar pelos seus sonhos e por sua paciência*

*Aos meus filhos Mariana e Giovanni
Por terem cedido as horas de convívio com o pai*

AGRADECIMENTOS

A Deus por abrir os meus caminhos para que eu pudesse chegar a mais esta conquista.

Ao Professor Wânderson de Oliveira Assis pela paciência e pelo excelente trabalho de orientação.

Aos Professores Wanderlei Marinho da Silva e Alessandra Dutra Coelho pelas contribuições ao trabalho.

Ao Edson Oliveira Costa e à equipe dos laboratórios de elétrica da Escola de Engenharia Mauá.

A amiga Hilda Bago pelo trabalho de revisão.

A todos os amigos que contribuíram com os seus conhecimentos para que este trabalho fosse realizado.

SUMÁRIO

LISTA DE TABELAS

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE SÍMBOLOS

RESUMO

ABSTRACT

1. INTRODUÇÃO	177
2. MOTORES CC	19
2.1 Aspectos construtivos.....	19
2.2 Princípio de funcionamento	20
2.3 Equacionamento do motor CC	20
2.3.1 Força Eletromotriz	21
2.3.2 Conjugado Mecânico	22
2.3.3 Equação de Velocidade.....	22_Toc214769242
2.4 Classificação das Máquinas	23_Toc214769244
2.5 Características dinâmicas dos motores CC.....	24
3. ACIONAMENTO DE MOTORES CC	30
3.1 Quadrantes de operação	32
3.2 Conversores CC-CC.....	32
3.2.1 Conversor classe A.....	33
3.2.2 Conversor classe B.....	33
3.2.3 Conversor classe C	33
3.2.4 Conversor classe D	33
3.2.5 Conversor classe E.....	33
3.3 Modos de operação	33
4. DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE	40
4.1. O sistema	42
4.2. Aquisição de dados	44
4.3. Circuito de potência.....	46

5. SISTEMA DE CONTROLE.....	52
5.1. Controle PID	52
5.1.1. Ação de controle proporcional	53
5.1.2. Ação de controle integral	54
5.1.3. Ação de controle proporcional + integral (PI).....	57
5.1.4. Ação de controle derivativa	57
5.1.5. Ação de controle proporcional derivativa.....	58
5.1.6. Controle proporcional + integral + derivativo (PID)	58
5.2. Controle Digital	58
5.2.1. Sinais Amostrados.....	61
5.3. Projeto do Controlador Digital.....	63
5.3.1. Métodos de Discretização	64
6. MODELAGEM DO SISTEMA.....	68
6.1. Estimativa dos parâmetros	69
6.2. VERIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS OBTIDOS	73
7. PROJETO, SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE	75
7.1. Programa de Controle	75
7.2. Projeto de Controladores.....	81
7.3. Testes Experimentais	86
7.3.1. Controle 1 - PI	87
7.3.2. Controle 2 - PI	91
7.3.2. Controle 3 - digital	95
8. CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	101
9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104
APÊNDICE A.1 Determinação dos parâmetros do motor	106
APÊNDICE A.2 Método dos Mínimos Quadrados.....	112
APÊNDICE A.3 Algoritmo para tratamento de sinais após aquisição	115
APÊNDICE A.4 Algoritmo para identificação de parâmetros – 1ª parte	120
APÊNDICE A.5 Algoritmo para identificação de parâmetros – 2ª parte	122
APÊNDICE A.6 Rotina utilizada para discretização da função de controle.....	120
APÊNDICE A.7 Fotos do sistema de testes.....	121

LISTA DE TABELAS

Erro! Nenhuma entrada de índice de ilustrações foi encontrada.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1. Circuito Equivalente do enrolamento de Armadura de um MCC –	22
Figura 2.2. Ligações do circuito de campo de motores CC:	24
Figura 2.3 Diagrama esquemático do motor CC -excitação independente	25
Figura 2.4 Diagrama de blocos – velocidade em função da corrente.....	27
Figura 2.5 Diagrama de blocos do MCC com excitação independente	28
Figura 2.6 Diagrama de blocos da malha de corrente.....	29
Figura 3.1 Tipo de conversor e respectivo quadrante de acionamento.....	32
Figura 3.2 Configuração básica do chopper de um quadrante.....	33
Figura 3.3 Configuração básica chopper classe B	33
Figura 3.4 Conversor classe C	34
Figura 3.5 Conversor classe D	35
Figura 3.6 Conversor classe E – ponte H.....	35
Figura 3.7 Sinal PWM	37
Figura 3.8 Formas de onda modo de condução contínuo	38
Figura 3.9 Formas de onda modo de condução descontínuo	40
Figura 4.1 Sistema para controle de velocidade do motor	42
Figura 4.2 Interligação dos elementos do sistema	43
Figura 4.3 Elementos utilizados para a aquisição de dados	44
Figura 4.4 Sistema de Aquisição de Dados	44
Figura 4.5 Placa de Aquisição NI PCI-6251	45
Figura 4.6 Painel frontal do LabVIEW®	45
Figura 4.7 Exemplo de diagrama de blocos e painel frontal.	46
Figura 4.8 Ponte H e circuito de acionamento.....	48
Figura 4.9 Acionamento do IGBT com emissor flutuante	49
Figura 4.10 Acionamento em meia ponte utilizando IR2110	50
Figura 4.11 Detalhamento do Circuito de acionamento e ponte H.....	51
Figura 5.1 Sistema com controle PID e saturação no sinal de controle	55
Figura 5.2 Sistema com controle PID e anti-windup – alternativa 1	56
Figura 5.3 Sistema com controle PID e anti-windup – alternativa 2	56

Figura 5.4 Controlador contínuo.....	59
Figura 5.5 Controlador digital	59
Figura 5.6 Sinais do processo da figura 5.5	60
Figura 5.7 Amostragem e retenção de sinais	61
Figura 5.8 Sistema discreto em malha fechada	63
Figura 5.9 Integração numérica de $e(t)$	64
Figura 6.1 Diagrama de blocos incluindo gerador PWM e tacogerador	68
Figura 6.2 Sinal de corrente Utilizado na Estimação de Parâmetros	70
Figura 6.3 Zoom no Sinal de Corrente da Figura 6.2	70
Figura 6.4 Resposta de velocidade e corrente ao degrau de tensão	71
Figura 6.5 Convergência do algoritmo de estimação dos termos de θ_1	71
Figura 6.6 Convergência do algoritmo de estimação dos termos de θ_2	72
Figura 6.7 Comparação da corrente real com a corrente simulada.....	73
Figura 6.8 Comparação da tensão no tacogerador real com a tensão simulada	74
Figura 7.1 Seleção do sentido de rotação	75
Figura 7.2 Diagrama de blocos desenvolvido no LabVIEW®.....	76
Figura 7.3 Configuração de entradas e saídas analógicas	77
Figura 7.4 Diagrama de blocos do sistema de controle em LabVIEW®.....	78
Figura 7.5 Programa para Geração de PWM.....	79
Figura 7.6 Painel frontal do programa de controle	80
Figura 7.7 Modelo do sistema com controle de velocidade e corrente.....	81
Figura 7.8 Malha de controle de corrente.....	82
Figura 7.9 Simulação do controlador de corrente para diversos ganhos	83
Figura 7.10 Diagrama de blocos simplificado da figura 7.7	83
Figura 7.11 Simulação do controlador de velocidade para diversos ganhos	84
Figura 7.12 - Diagrama de simulação do sistema	85
Figura 7.13 Simulação do sistema real com ganho proporcional 1000	86
Figura 7.14 Resultado de simulação para $PI1=100(s+0.003)/s$ degrau 3,0	88
Figura 7.15 Resultado prático para $PI1=100(s+0.003)/s$ 1degrau 3,0.....	88
Figura 7.16 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.003)/s$ degrau 6,0	89
Figura 7.17 Resultado prático para $PI1=100(s+0.003)/s$ degrau 6,0.....	89
Figura 7.18 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.003)/s$ degrau 8,0	90
Figura 7.19 Resultado prático para $PI1=100(s+0.003)/s$ degrau 8,0.....	90

Figura 7.20 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.005)/s$ degrau 3,0	92
Figura 7.21 Resultado prático para $PI1=100(s+0.005)/s$ degrau 3,0	92
Figura 7.22 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.005)/s$ degrau 6,0	93
Figura 7.23 Resultado prático para $PI1=100(s+0.005)/s$ degrau 6,0	93
Figura 7.24 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.005)/s$ degrau 8,0	94
Figura 7.25 Resultado prático para $PI1=100(s+0.005)/s$, degrau 8,0	94
Figura 7.26 Resultado da simulação para controlador discreto – degrau 3,0	96
Figura 7.27 Resultado prático para controle discreto – degrau 3,0	96
Figura 7.28 Resultado da simulação para controlador discreto – degrau 6,0	97
Figura 7.29 Resultado prático para controle discreto – degrau 6,0	97
Figura 7.30 Resultado da simulação para controlador discreto – degrau 8,0	98
Figura 7.31 Resultado prático para controle discreto – degrau 8,0	98
Figura 7.32 Controle discreto implementado por equação recursiva	99

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Número de caminhos paralelos no enrolamento da armadura	[-]
A/D	Conversor analógico-digital	[-]
AWU	Função de transferência do controlador anti-windup projetado.	[-]
B	Densidade do campo magnético.....	[T]
b	Atrito viscoso	[N.m.s/rad]
$C(s)$	Variável de processo	[-]
$D(s)$	Função de transferência do controlador derivativo.....	[-]
D/A	Conversor digital - analógico	[-]
e	Força eletromotriz induzida.....	[V]
E	Tensão induzida no enrolamento da armadura	[V]
$e_{rr}(k)$	Sinal de erro (digital).....	[-]
$Err(s)$	Sinal de erro	[-]
F	Força magnética em um condutor que transporta um elemento de corrente orientado.....	[N]
$G(z)$	Função de transferência do controlador digital	[-]
$I(s)$	Função de transferência do controlador integral	[-]
I_0	Corrente mínima na armadura	[A]
I_1	Corrente máxima na armadura	[A]
i_a	Corrente na bobina da armadura	[A]
I_{asp}	Set-point da corrente de armadura	[A]
I_f	Corrente da bobina de campo.....	[A]
J	Momento de inércia	[kg.m ²]
k_a	Constante do enrolamento da armadura.....	[-]
k_{aw}	Ganho do compensador anti-windup	[-]
k_f	Constante de proporcionalidade da bobina de campo	[Wb/A]
k_i	Ganho integral	[-]
k_p	Ganho proporcional	[-]
k_{p1}	Ganho do controlador de velocidade projetado	[-]
k_{p2}	Ganho do controlador de corrente projetado.....	[-]
k_{PWM}	Fator de conversão do sinal PWM em tensão	[-]
k_t	Constante de torque	[N.m/A]
k_{taco}	Fator de conversão de rpm para tensão	[-]
k_ω	Constante de velocidade	[V/rpm]
$H(s)$	Função de transferência da planta	[-]
l	Comprimento do condutor concatenado com o campo magnético.	[m]
L_a	Indutância da bobina da armadura.....	[H]

$M(s)$	Sinal de saída do controlador	[-]
n	Velocidade do motor	[rpm]
p	Número de pólos magnéticos do motor.....	[-]
$P(s)$	Função de transferência do controlador proporcional	[-]
P_e	Potência elétrica na armadura	[W]
PI_1	Função de transferência do controlador de velocidade projetado.....	[-]
PI_2	Função de transferência do controlador de corrente projetado	[-]
$r(k)$	Sinal de referência (digital)	[-]
$R(s)$	Sinal de entrada.....	[-]
$r(t)$	Sinal de referência (contínuo)	[-]
R_a	Resistência da bobina da armadura.....	[Ω]
T_D	Tempo derivativo	[s]
T_i	Tempo integral	[s]
T_1	Tempo que o sinal PWM permanece em nível alto	[s]
T_2	Tempo que o sinal PWM permanece em nível baixo	[s]
T_e	Torque eletromagnético	[N.m]
T_L	Torque de carga	[N.m]
t_x	Tempo que a corrente permanece nula	[s]
$u(k)$	Sinal de saída do controlador (digital)	[-]
$u(t)$	Sinal de saída do controlador (contínuo)	[-]
$u'(t)$	Sinal de saída do controlador contínuo após retentor	[-]
$U_s(s)$	Sinal de saída do controlador saturado.....	[-]
v	Componente perpendicular da velocidade do condutor no campomagnético.....	[m/s]
V	Tensão aplicada aos terminais da armadura	[V]
V_f	Tensão de pico aplicada aos terminais do motor	[V]
V_T	Tensão aplicada aos terminais da armadura do motor	[V]
V_{taco}	Tensão fornecida pelo tacogerador	[V]
$y(k)$	Variável do processo (digital).....	[-]
$y(t)$	Variável do processo (contínuo)	[-]
$y'(t)$	Váriavel de processo contínua, após retentor	[-]
δ	Ciclo de trabalho do sinal PWM	[-]
ϕ	Fluxo magnético do motor	[Wb]
τ_e	Constante de tempo elétrica	[s]
τ_m	Constante de tempo mecânica	[s]
ω_m	Velocidade angular da armadura	[rad/s]

RESUMO

Na indústria são muitos os processos nos quais se deseja implementar o controle de velocidade de motores. Geralmente o projeto destes sistemas de controle envolve estruturas complexas, equipamentos sofisticados e de elevado custo. Além disso, a maioria das soluções disponíveis no mercado é limitada e pouco flexível, dificultando a introdução de novas tecnologias para melhoria do desempenho.

Para atender a estas aplicações propõe-se através deste trabalho de pesquisa o controle de velocidade de motores CC utilizando sistema de controle desenvolvido em computador. A proposta utiliza placas de aquisição de dados e software de desenvolvimento com interface gráfica amigável, permitindo a sua utilização didática em projetos de pesquisa, como ferramenta de ensino em cursos de engenharia ou mesmo como aplicação de controle compatível com o meio industrial.

A solução permite introduzir e avaliar com relativa facilidade uma grande diversidade de algoritmos de controle digital.

Palavras-Chave: Acionamentos Controlados, Controle PID, Máquinas Elétricas, Aquisição de dados.

ABSTRACT

In the industry there are many cases where is necessary to develop the motors speed control. Usually the design of control systems involves complex structures, sophisticated equipment and high cost. Furthermore, most of the solutions available on the market has a lot of restriction and are little flexible, hindering the introduction of new technologies for improved performance.

In order to propose a solution for these applications, this research presents a motor DC control system developed by computer. The approach uses data acquisition board and friendly programming software with graphical interface, allowing its use in teaching research projects, as a tool for teaching courses in engineering or even as control application compatible with the industry.

The solution allows the users to enter with relative ease and evaluate a wide variety of digital control algorithms.

Keywords: Drive Control, PID Control, Electrical Machine, Data Acquisition.

1. INTRODUÇÃO

O acionamento controlado de máquinas de corrente contínua é largamente empregado na indústria, podendo-se citar, por exemplo, nos processos de bobinamento da indústria de papel, na laminação das indústrias siderúrgicas e de alumínio, ou para o acionamento de veículos de tração, tais como trens elétricos, carros de metrô, automotivos e de servomotores de corrente contínua etc.

A aplicação tem sido amplamente estudada em trabalhos de pesquisa visando o desenvolvimento de novas tecnologias e implantação de técnicas de controle digital em substituição a métodos consagrados utilizando controladores analógicos (ASSIS, 1997), (REZEK et al, 2003), (DARIDO, 2004) (SOUSA, 1994).

A abordagem de técnicas de controle de processos aplicados no acionamento controlado de máquinas de corrente contínua é um campo também bastante explorado pelas escolas de engenharia que encontram na aplicação a possibilidade de desenvolver experimentos de laboratório que refletem os conceitos teóricos associados a situações práticas do mundo real.

Dentro deste contexto, este trabalho propõe o desenvolvimento do controle de velocidade em malha fechada por meio de sistema de aquisição de dados que permite, de forma relativamente fácil, a introdução e sintonia de controladores PID programados em linguagem gráfica LabVIEW®. Na proposta, utiliza-se a configuração *chopper* em quatro quadrantes controlada por modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*). Uma malha de controle de corrente é ainda introduzida para limitar a corrente na partida.

A estrutura do trabalho é apresentada conforme descrito a seguir.

O capítulo 2 apresenta os aspectos construtivos e a modelagem matemática dos motores de corrente contínua (CC).

O capítulo 3 apresenta os circuitos conversores CC/CC que são tipicamente utilizados no acionamento de motores CC, incluindo a configuração *chopper* de quatro quadrantes que será utilizada neste estudo.

No capítulo 4 encontra-se o desenvolvimento do *hardware* do sistema de controle, estudo detalhado sobre o motor CC utilizado, sistema de acionamento, circuito de isolamento, sistema de medição de velocidade e variação de carga, sistema de medição de corrente, circuitos transdutores e sistema de aquisição e tratamento dos dados.

O capítulo 5 apresenta uma revisão de conceitos relacionados ao desenvolvimento de controladores PID contínuos e discretos.

O capítulo 6 apresenta a metodologia desenvolvida para efetuar a identificação não paramétrica do sistema a partir de ensaios em malha fechada no motor de corrente contínua e utilizando o método dos mínimos quadrados ponderados.

O capítulo 7 descreve o desenvolvimento de soluções para o controle de velocidade aplicando controladores PI (proporcional integral) e PID (proporcional, integral e derivativo) ao sistema estimado. Em seguida, apresenta os resultados de simulação e experimentais obtidos com a introdução dos controladores projetados, assim como a análise de desempenho do sistema.

O capítulo 8 apresenta as conclusões, considerações finais e sugestões para a continuidade do projeto.

2. MOTORES CC

2.1 Aspectos construtivos

Um motor de corrente contínua é constituído pelas seguintes partes:

- Armadura (rotor);
- Bobinas de campo (polos);
- Comutador e escovas.

A armadura é o elemento rotativo do motor de corrente contínua. É montada sobre um eixo de aço que também gira. No mesmo eixo é colocado o comutador.

O comutador é feito de segmentos individuais de cobre isolados entre si, e possui um aro de aperto que o mantém na forma cilíndrica. Cada segmento do comutador é conectado a um enrolamento da armadura.

Os enrolamentos da armadura, quando percorridos por uma corrente elétrica, interagem com o campo magnético do estator do motor. Essa interação é responsável pela rotação do motor.

A energia para a armadura é fornecida por uma fonte de tensão CC externa e é levada aos segmentos do comutador através de escovas. A função do comutador é inverter o sentido de corrente na armadura, para produzir um torque que mantenha a mesma girando sempre no mesmo sentido.

O campo magnético é gerado por um eletroímã (bobina de campo) cuja corrente pode ter a mesma fonte de energia que a corrente de armadura.

2.2 Princípio de funcionamento

Como citado no item anterior, a operação de um motor CC se fundamenta na interação entre condutores percorridos por correntes e campos magnéticos. Devemos considerar, para o estudo das máquinas elétricas, a lei da indução eletromagnética de Faraday que afirma que quando um fluxo magnético varia através de uma espira, nela é induzida uma tensão, chamada de força eletromotriz – *fem* – e é dada pela expressão:

$$e = Blv \quad (2.1)$$

onde:

e = tensão induzida

B = densidade do campo magnético

v = componente perpendicular da velocidade

Quando uma corrente circula através da armadura do motor, e esta é concatenada com o campo magnético, os condutores da bobina de armadura serão submetidos a forças, que tendem a girar o rotor. A ação motora é baseada na lei de Ampère:

Em um condutor girando a n rotações por minuto, em um campo com p polos temos:

$$F = Bli \quad (2.2)$$

onde F = magnitude da força em um condutor transportando um elemento de corrente orientado i cuja componente normal ao campo magnético uniforme B é li .

2.3 Equacionamento do motor CC

Nasar (1984) desenvolve a seguinte sequência de equacionamento para o motor CC:

2.3.1 Força Eletromotriz

Um condutor, que gira a uma velocidade de n rpm, num campo magnético gerado por p polos com fluxo ϕ por polo terá um fluxo concatenado em n rotações de $p\phi n$, sendo que o corte de fluxo magnético por segundo fornecerá a seguinte tensão induzida:

$$e = \frac{p\phi n}{60} \quad (2.3)$$

Se há um total de z condutores na armadura, conectados em a caminhos paralelos, o número efetivo de condutores é z/a , que produzem a tensão total E no enrolamento da armadura. Para o enrolamento inteiro a tensão total será:

$$E = \frac{p\phi n}{60} \frac{z}{a} = \frac{zp}{2\pi a} \phi \omega_m \quad (2.4)$$

onde: $\omega_m = \frac{2\pi n}{60} (\text{rad} / \text{s})$, então podemos reescrever a equação (2.4) como:

$$E = k_a \phi \omega_m \quad (2.5)$$

onde: $k_a = \frac{zp}{2\pi a}$ é uma constante adimensional. Se não houver saturação magnética (circuito linear):

$$\phi = k_f i_f \quad (2.6)$$

onde i_f é a corrente de campo e k_f uma constante de proporcionalidade. e reescrevemos a equação (2.5)

$$E = k i_f \omega_m \quad (2.7)$$

onde $k = k_f k_a$.

2.3.2 Conjugado Mecânico

A potência mecânica desenvolvida pela armadura é a multiplicação do conjugado eletromagnético T_e , pela velocidade angular ω_m .

Considerando que, em uma máquina sem perdas, a potência mecânica é igual à potência elétrica, temos:

$$T_e \omega_m = E i_a \quad (2.8)$$

onde:

E = Tensão induzida na armadura

i_a = corrente na armadura

$P_e = E i_a$ = Potência elétrica na armadura.

Substituindo-se (2.5) em (2.8), teremos a equação do conjugado:

$$T_e = k_a \phi i_a \quad (2.9)$$

Para um circuito magnético linear de (2.6) e (2.9) temos:

$$T_e = k i_f i_a \quad (2.10)$$

onde $k = k_f k_a$ é a constante de conversão eletromecânica de energia.

2.3.3 Equação de Velocidade

A armadura de um motor CC pode ser representada como ilustrada na figura 2.1:

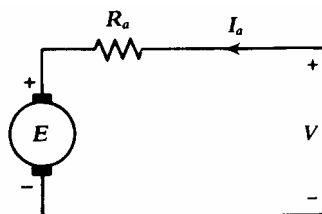


Figura 2.1. Circuito Equivalente do enrolamento de Armadura de um Motor CC – R_a é a resistência do enrolamento

onde:

$$V - E = I_a R_a \quad (2.11)$$

Substituindo-se (2.5) em (2.11) temos:

$$\omega_m = \frac{V - I_a R_a}{k_a \phi} \quad (2.12)$$

Observando a equação 2.12 pode-se concluir que podemos manipular três variáveis para controlar a velocidade do motor cc: a tensão aplicada ao motor, o fluxo magnético no entreferro e a resistência de armadura.

O controle pela resistência geralmente era utilizado em motores de tração onde resistências eram inseridas manualmente em série com a armadura. O controle do fluxo no entreferro pode ocasionar diminuição no torque e, por isto, não é normalmente utilizado. Melhor desempenho no sistema é obtido através da tensão aplicada à armadura uma vez que permite ajustes relativamente rápidos (limitados pela dinâmica eletro-mecânica do sistema), além de possibilitar o controle do torque através da corrente da armadura. Este último, é geralmente o método utilizado nas indústrias para controle dos motores CC (POMILIO, 2001).

Considerando-se um circuito magnético linear temos:

$$\omega_m = \frac{V - I_a R_a}{k I_f} \quad (2.13)$$

A equação (2.13) é a equação de velocidade do motor.

2.4 Classificação das Máquinas

Os motores de corrente contínua possuem uma ampla variedade de características de funcionamento (tensão/corrente; velocidade/conjugado) que podem ser obtidas através de diferentes formas de excitação dos enrolamentos de campo. Os enrolamentos de campo podem ser excitados independentemente, por uma fonte externa cc ou autoexcitados, através da conexão do enrolamento de campo em série ou em paralelo com a armadura conforme a figura 2.2.

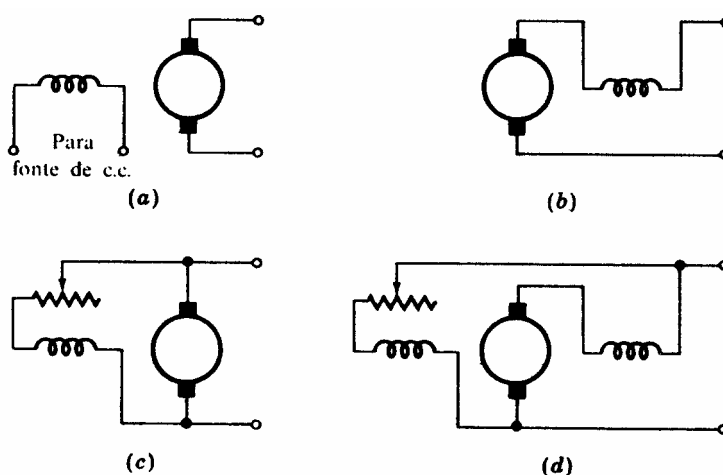


Figura 2.2. Ligações do circuito de campo de motores CC:
(a) Excitação independente; (b) série; (c) derivação; (d) composta

As características dos motores CC são modificadas de acordo com o tipo de ligação da bobina de campo.

O motor de corrente contínua com excitação independente é indicado para tarefas em que é necessário um controle preciso de velocidade angular do eixo mecânico, quando este possui, como variáveis, a tensão e corrente de armadura, com a máquina sob carga variável. Esta configuração pode ser empregada no controle de velocidade de processos industriais em que uma banda muito larga de velocidades é requerida (SIMONE, 2000).

O motor de corrente contínua com excitação paralela ou derivação pode ser empregado onde o controle de velocidade é mais simples, já o motor série é empregado em aplicações que exigem elevada tração, como é o caso do acionamento de veículos rodoviários e metroviários.

2.5 Características dinâmicas dos motores CC

Até agora foram apresentadas as características de regime permanente dos motores de corrente contínua.

O conhecimento do comportamento do regime permanente não é suficiente para a compreensão do papel desempenhado pelas máquinas rotativas de tecnologia moderna. O comportamento dinâmico do sistema eletromecânico permite a implementação de controles de velocidade e

posicionamento de um eixo de grande precisão e rapidez de resposta, de acordo com alguma função especificada no tempo ou de uma outra variável qualquer (FITZGERALD et al, 1975).

Para o desenvolvimento de controles de grande precisão e rapidez de resposta o comportamento transitório do sistema deve ser considerado, pois as oscilações devem desaparecer rapidamente.

A figura 2.3 representa o diagrama esquemático de um motor de corrente contínua de excitação independente com uma carga mecânica conectada. Neste estudo, a corrente de campo é mantida constante. A inércia combinada das partes girantes, carga, rotor do motor, eixo e acoplamentos é designada por J . O atrito viscoso entre motor e carga é designada por b (N.m.s/rad). O torque da carga em oposição ao movimento é chamado de T_L . A grandeza L_a é a indutância da armadura, R_a é a resistência do enrolamento da armadura ω_m é a velocidade angular do rotor expressa em radianos por segundo. L_f e R_f são respectivamente a reatância e a resistência das bobinas de campo.

Para determinar o modo como a velocidade do motor responde à mudança de tensão aplicada aos terminais da armadura, utilizaremos as relações propostas por NASAR (1984) E TORO (1990).

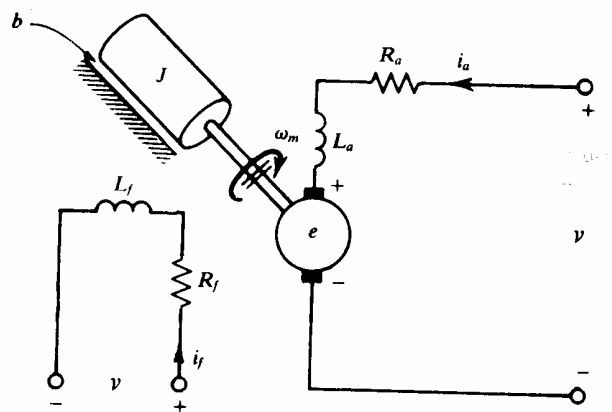


Figura 2.3 Diagrama esquemático do motor de cc com excitação independente

Para o circuito de armadura do motor temos:

$$v = e + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (2.14)$$

Na equação (2.7) considerando a corrente de campo constante, podemos escrever:

$$e = k_{\omega} \omega_m \quad (2.15)$$

sendo que k_{ω} é uma constante de velocidade.

Para o circuito de campo:

$$v_f = i_f R_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.16)$$

O torque eletromagnético (T) no eixo do motor deve ser igual à soma dos torques em oposição. Assim,

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + b\omega_m + T_L \quad (2.17)$$

Rearranjando-se os termos:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + b\omega_m \quad (2.18)$$

Fazendo-se a transformada de Laplace, assumindo condições iniciais nulas, temos:

$$T_e(s) - T_L(s) = sJ\omega(s) + b\omega(s) \quad (2.19)$$

Da equação (2.10) e considerando a corrente de campo constante resulta:

$$T_e = k_t i_a \quad (2.20)$$

onde k_t é uma constante de torque.

Assim, a equação (2.19) pode ser escrita:

$$\frac{\omega_m(s)}{I_a(s)k_t - T_L(s)} = \frac{1}{sJ + b} \quad (2.21)$$

Utilizando-se o diagrama de blocos, podemos representar a equação (2.21) conforme a figura 2.4.

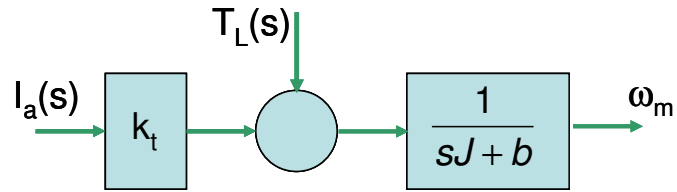


Figura 2.4 Diagrama de blocos – velocidade em função da corrente

Com a finalidade de completar o diagrama de blocos devemos relacionar a corrente de armadura com a velocidade e com a tensão aplicada.

A corrente de armadura foi relacionada na expressão (2.14) podendo ser reescrita como:

$$I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} = v - e \quad (2.22)$$

Calculando-se a transformada de Laplace da expressão anterior considerando condições iniciais nulas e utilizando a equação (2.15):

$$I_a(s)(R_a + sL_a) = V(s) + k_\omega \omega_m(s) \quad (2.23)$$

Isolando-se $I_a(s)$ da equação (2.23) fica:

$$I_a(s) = \frac{V(s) - k_\omega \omega_m(s)}{R_a + sL_a} \quad (2.24)$$

A equação (2.24) determina a corrente em função da diferença da tensão aplicada e a contraforça eletromotriz de armadura, portanto o diagrama de blocos da figura 2.4 se torna o apresentado na figura 2.5.

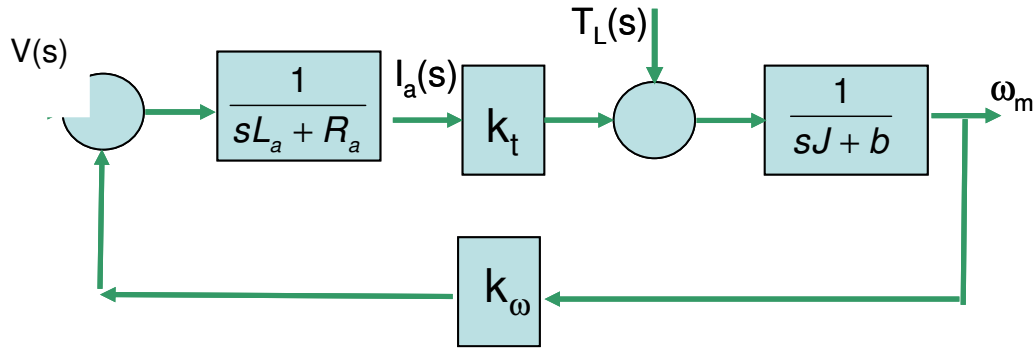


Figura 2.5 Diagrama de blocos do motor CC com excitação de campo independente

Supondo que a carga do motor seja nula ($T_L(s) = 0$), o diagrama de blocos da figura 2.5 leva à seguinte função de transferência:

$$\frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{k_t}{(sL_a + R_a)(sJ + b) + k_t k_\omega} \quad (2.25)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{k_t}{JL_a(s + \frac{R_a}{L_a})(s + \frac{b}{J}) + k_t k_\omega} \quad (2.26)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{\frac{k_t}{JL_a}}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{b}{J}\right)s + \left(\frac{R_a b}{JL_a} + \frac{k_t k_\omega}{JL_a}\right)} \quad (2.27)$$

E, considerando:

$$\tau_m = \frac{J}{b} = \text{constante de tempo mecânica}$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = \text{constante de tempo elétrica}$$

Rearranjando os termos da equação 2.27, chega-se a uma equação característica de 2ª ordem:

$$\frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{\frac{k_t}{JL_a}}{s^2 + \left(\frac{\tau_a + \tau_m}{\tau_a \tau_m}\right)s + \frac{1 + \frac{k_t k_\omega}{R_a b}}{\tau_a \tau_m}} \quad (2.28)$$

Podemos ainda escrever a função de transferência utilizando a corrente de armadura como saída. Para isto reorganizamos os blocos da figura 2.5, conforme figura 2.6 e consideramos o torque de carga T_L nulo.

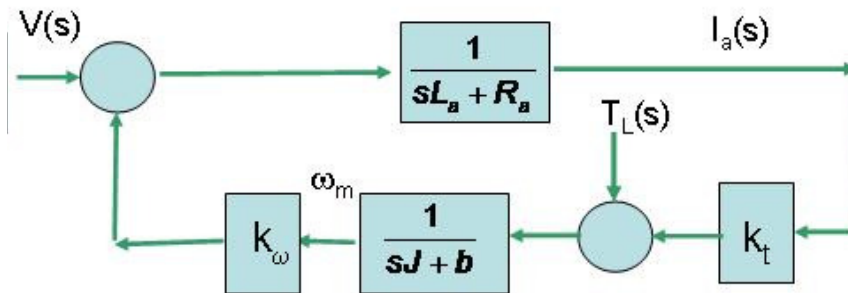


Figura 2.6 – Diagrama de blocos da malha de corrente

A função de transferência para o diagrama da figura 6.2 fica:

$$\frac{I_a}{V} = \frac{\frac{1}{sL_a + R_a}}{1 + \frac{k_t k_\omega}{(sL_a + R_a)(sJ + b)}} = \frac{(sJ + b)}{(sL_a + R_a)(sJ + b) + k_t k_\omega} \quad (2.29)$$

Dividindo-se numerador e denominador por $L_a J$, e rearranjando-se a equação para forma canônica para função de transferência de 2ª ordem, temos:

$$\frac{I_a}{V} = \frac{1}{L_a} \frac{\left(s + \frac{b}{J}\right)}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{b}{J}\right)s + \frac{R_a + k_t k_\omega}{L_a J}} \quad (2.30)$$

Além disso, podemos colocar a equação em função das constantes elétricas e mecânicas, obtendo:

$$\frac{I_a(s)}{V(s)} = \frac{1}{L_a} \frac{s + \frac{1}{\tau_m}}{s^2 + \left(\frac{\tau_a + \tau_m}{\tau_a \tau_m}\right)s + \frac{1 + \frac{k_t k_\omega}{R_a b}}{\tau_a + \tau_m}} \quad (2.31)$$

3. ACIONAMENTO DE MOTORES CC

Em grande parte das aplicações os motores são ligados a uma linha de alimentação e funcionam de acordo com as suas características de conjugado-velocidade. Os sistemas de acionamento tipicamente utilizados desempenham as seguintes funções:

a. Frenagem

A frenagem ocorre quando:

- o motor para ou desacelera;
- o sentido de rotação é alterado;
- o eixo do motor deve ser mantido em uma posição fixa.

Frenagem é a remoção da energia mecânica (cinética) do sistema. Esta energia pode ser removida de duas formas:

- mecanicamente, com um freio mecânico onde a energia mecânica é convertida em calor no freio;
- eletricamente, quando a energia mecânica é convertida em energia elétrica, por exemplo dissipada em um resistor.

A frenagem pode ser:

Dinâmica – Quando a energia é retornada no capacitor do barramento CC ou quando a energia é dissipada em calor num resistor.

Regenerativa – São cargas que retornam energia para a fonte de alimentação (se esta for receptiva) no momento da desaceleração.

Exemplos de cargas que podem ser regenerativas :

- elevadores;
- centrífugas;
- grandes máquinas de usinagem;
- pontes rolantes;
- aplicações que requerem elevação de carga ou frenagens rápidas.

b. Reversão: capacidade de reverter a velocidade do motor CC

As características de torque-velocidade do motor de CC podem ser controladas por ajuste de corrente de campo, tensão de armadura, e por inserção de resistência no circuito de armadura.

Neste trabalho a velocidade será controlada através da tensão de armadura, que resultará em uma corrente de armadura diretamente proporcional ao torque solicitado pela carga mecânica.

Os circuitos de tensão de armadura ajustável utilizam circuitos conversores CC-CC (*chopper*).

Os *choppers* convertem uma tensão CC contínua, para outra tensão também contínua em um nível desejado, através do controle do tempo de condução de um elemento semicondutor (transistor, IGBT, tiristor) atuando como chave.

3.1 Quadrantes de operação

Podemos definir, para o motor de corrente contínua, um plano de operação de torque em função de velocidade, se considerarmos que o motor de excitação independente possua corrente de campo constante. Podemos reescrever este plano como sendo o valor médio da corrente de armadura I_a em função da tensão média de armadura E .

A tabela 3.1 ilustra os quatro quadrantes de operação. No quadrante I a máquina está operando como motor com velocidade em um certo sentido com tração para a frente. O quadrante III caracteriza a máquina como motor no sentido de rotação reverso, em relação ao quadrante I. Nos quadrantes II e IV, ocorre a frenagem pois, o torque é positivo e a aceleração negativa com consequente redução de velocidade.

Quadrante	IV	I
<i>Torque</i>	$I_a < 0$	$I_a > 0$
<i>Velocidade</i>	$E_a > 0$	$E_a > 0$
<i>Sentido de rotação</i>	<i>Avante</i>	<i>Avante</i>
<i>Variação de velocidade</i>	<i>Freia</i>	<i>Acelera</i>
<i>Modo</i>	<i>Gerador</i>	<i>Motor</i>
Quadrante	III	II
<i>Torque</i>	$I_a < 0$	$I_a > 0$
<i>Velocidade</i>	$E_a < 0$	$E_a < 0$
<i>Sentido de rotação</i>	<i>Ré</i>	<i>Ré</i>
<i>Variação de velocidade</i>	<i>Acelera</i>	<i>Freia</i>
<i>Modo</i>	<i>Motor</i>	<i>Gerador</i>

Tabela 3.1 Quadrantes de operação de uma máquina CC

3.2 Conversores CC-CC

Mohan (1995) classifica os conversores CC-CC, conforme o quadrante em que operam (figura 3.1):

- Classe A: Operação no I quadrante
- Classe B: Operação no IV quadrante
- Classe C: Operação no I e IV quadrantes
- Classe D: Operação nos I e II quadrantes
- Classe E: Operação nos 4 quadrantes.

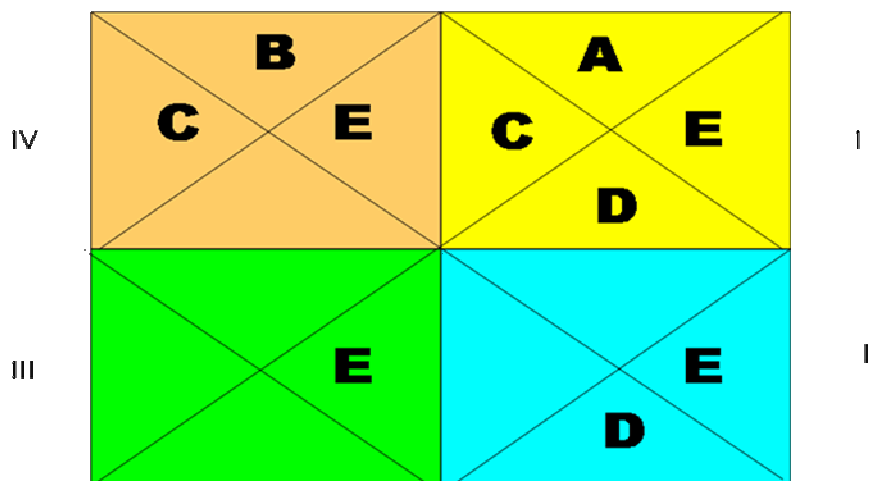


Figura 3.1 Tipo de conversor e respectivo quadrante de acionamento

3.2.1 Conversor classe A

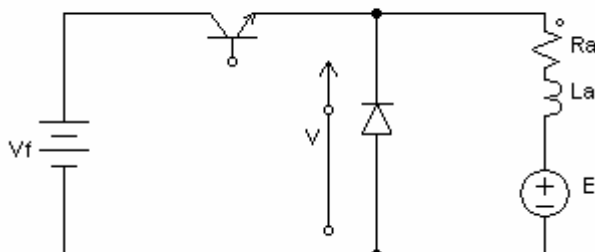


Figura 3.2 Configuração básica do chopper de um quadrante

A figura 3.2 mostra um circuito simples que controla a tensão média na armadura do motor através do período de condução e corte do transistor (LANDER, 1997).

O controle da figura 3.2 pode ser descrito como sendo de um quadrante porque o acionamento pode controlar o motor em apenas um sentido de rotação, ou seja, o torque só pode ser desenvolvido em um sentido; nem a tensão nem a corrente da armadura podem ser invertidas.

O controle de tensão do motor (velocidade) é modulado pela largura de pulsos de chaveamento na base do transistor.

3.2.2 Conversor classe B

Este conversor mantém o sentido da velocidade (polaridade da tensão na armadura), e inverte o torque (corrente na armadura) fazendo com que o motor seja frenado. Para isto, basta inverter-se o diodo com o transistor do conversor classe A (figura 3.3).

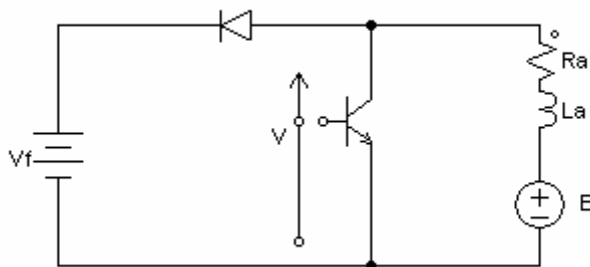


Figura 3.3 Configuração básica chopper classe B

Neste caso, se a fonte for receptiva, quando o motor é frenado a corrente retorna à fonte. Isto pode ocorrer, por exemplo, se a máquina CC girar, por ação de um torque externo, acima da velocidade base como em um veículo numa descida, pois a tensão gerada na armadura será maior do que a tensão aplicada ($E > V$).

3.2.3 Conversor Classe C

Este conversor permite tanto a aceleração quanto a frenagem do motor, somente em um sentido.

A aceleração avante (quadrante 1) ocorre quando o transistor Q1, da figura 3.4, recebe o comando de chaveamento e os transistores Q2 e Q3 permanecem desligados. Quando o motor gira livremente o retorno é feito pelos diodos D2 e D3.

O circuito da figura 3.4 permite que o motor seja frenado de duas maneiras:

a. Regenerativa com Q1 desligado e com o sinal de comando aplicado a Q2. Neste caso, o conjunto Q3/D3/Rd não precisa existir. O retorno de corrente à fonte ocorre via D1.

b. Dinâmica ou dissipativa. Neste caso, o diodo D1 não existe, Q1 é desligado, Q2 é mantido ligado e o sinal de comando é aplicado em Q3. Quando Q3 é desligado a corrente é dissipada em Rd (POMILIO 2001).

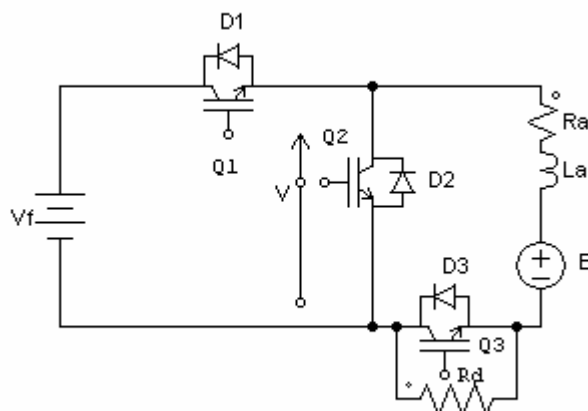


Figura. 3.4 Conversor classe C

3.2.4 Conversor classe D

A figura 3.5 ilustra o conversor classe D. Este circuito não permite que haja inversão de corrente, portanto não ocorre frenagem.

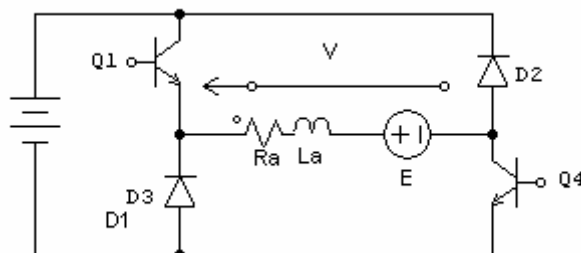


Figura 3.5 Conversor classe D

Os transistores Q1 e Q4 são acionados simultaneamente, aplicando tensão positiva aos terminais do motor. Quando não estão conduzindo a tensão dos terminais se inverte e a corrente é conduzida pelos diodos D3 e D2. Como não pode haver inversão no sentido da corrente, também não pode haver frenagem do motor. Portanto a corrente que retorna para a fonte de alimentação é proveniente da energia armazenada na indutância da armadura, portanto não se trata da remoção da energia cinética do sistema.

O conversor classe D é aplicado no acionamento de motores de passo, ou de relutância, para apressar a extinção da corrente após o período de alimentação de uma dada fase do motor (POMILIO 2001).

3.2.5 Conversor classe E

O conversor tipo E permite a operação da máquina nos quatro quadrantes: acelera-avante, freia-ré, acelera-ré e freia-avante. A figura 3.6 mostra uma ponte H utilizada para este fim.

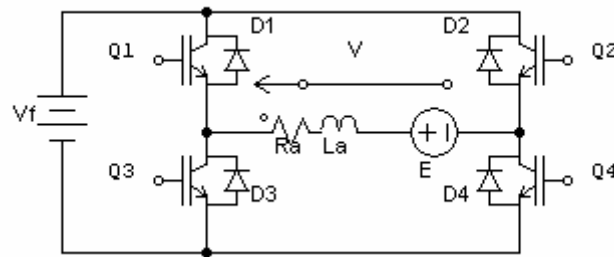


Figura 3.6 Conversor classe E (ponte H)

Aplicando-se o sinal de comando, por exemplo um sinal PWM, simultaneamente em Q1 e Q4, temos o funcionamento nos quadrantes I e II; quando o motor roda livre, ou seja sem PWM nos transistores, o retorno é feito pelos diodos D3 e D2. Analogamente, com o acionamento do par Q2 e Q3 a região de operação passa a ser nos quadrantes III e IV.

Para o acionamento em cada quadrante também é possível efetuar o controle mantendo um transistor acionado e chaveando um segundo transistor. Para tensão terminal positiva mantém-se Q1 (ou Q4) sempre ligado, aplicando-se o controle em Q4 (ou Q1). O período de circulação ocorrerá não através da fonte, mas numa malha interna, formada, por exemplo, por Q1 e D2, fazendo com que a tensão terminal se descarregue. Tem-se para o conversor um comportamento igual ao Classe A. Para tensão terminal negativa mantém-se Q2 (ou Q3) sempre ligado, aplicando-se o controle em Q3 (ou Q2). Analogamente, o período de circulação ocorrerá não através da fonte, mas na malha interna, formada por Q2 e D1. Este acionamento não permite frenagem regenerativa, uma vez que a corrente que circula pelos diodos não retorna para a fonte. A vantagem é que, em tração, como o ciclo de trabalho crítico é menor do que no caso anterior, a corrente tende ao modo contínuo (POMILIO 2001).

3.3 Modos de operação

Na prática, os circuitos acima descritos podem operar em dois modos, que tem características significativamente diferentes:

- Modo de condução contínua;
- Modo de condução descontínua.

O conversor e seu controle podem ser projetados baseados em ambos os modos de operação.

No modo de condução contínua a corrente flui continuamente através da carga ($I_a > 0$). Este é o modo de operação para a ponte H, quando tem seus transistores excitados independentemente, cuja carga é constituída pela impedância de armadura do motor CC e uma malha de retorno constituída por um transistor e um diodo. Assim com a chave conduzindo, o diodo fica reversamente polarizado de modo que a tensão é aplicada à carga, provocando um aumento da corrente. Com a chave bloqueada, o diodo conduz, permitindo a circulação da corrente da carga (descarga) evitando o aparecimento de uma tensão elevada que poderá danificar o circuito de acionamento.

Em condução descontínua, a corrente de armadura vai a zero, fazendo com que o diodo deixe de conduzir. Como não há corrente, não há queda de tensão sobre R_a e L_a , de modo que a tensão vista nos terminais da MCC é a própria tensão de armadura, E .

O controle de condução dos transistores é feito aplicando-se um sinal modulado em largura de pulso (PWM) conforme mostra a figura 3.7.

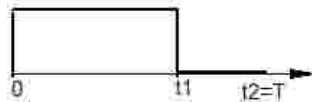


Figura 3.7 Sinal PWM

Na figura 3.7 temos:

t_1 = tempo em que o sinal permanece em nível alto (de 0 a t_1 o transistor permanece em condução).

t_2 = período do pulso (de t_1 a t_2 os diodos em antiparalelo entram em condução, figura 3.6).

$$\delta = \frac{t_1}{t_2} = \text{ciclo de trabalho}$$

As formas de onda de tensão e corrente no modo contínuo estão ilustradas na figura 3.8, considerando-se, neste caso, os transistores Q1 e Q4 com sinal de controle e Q2 e Q3 desligados, figura 3.6.

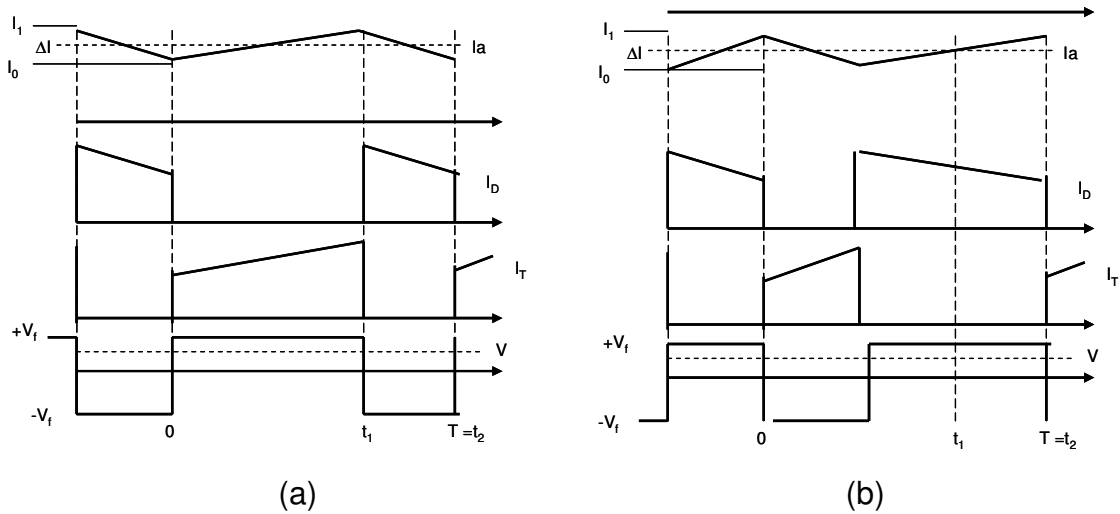


Figura 3.8 Formas de onda na operação contínua – conversor Classe E

(a). controle em Q1 e Q4 (b). Controle em Q2 e Q3

A tensão média (V) nos terminais da máquina, desprezando-se as quedas de tensão nos diodos, será:

$$V = \frac{V_f \cdot t_1 - V_f \cdot (t_2 - t_1)}{t_2} = V_f \cdot \delta - V_f + V_f \cdot \delta = E \cdot (2\delta - 1) \quad (3.1)$$

Observe que se $\delta < 0,5$ a tensão terminal V é negativa e como a corrente de armadura não pode ser invertida o motor continua tracionando (para tensão de armadura $E > 0$) e a energia entregue à fonte é aquela acumulada na indutância de armadura. Neste caso o tempo de condução dos diodos é maior do que o tempo de condução dos transistores. Neste caso, como não há inversão no sentido da corrente de armadura e supondo $E > 0$, o processo continua sendo de tração e a energia entregue à fonte é aquela acumulada na indutância de armadura.

Uma outra hipótese é a de uma tensão de armadura com polaridade oposta à indicada, ou seja, com o motor girando no outro sentido de rotação (à ré). Neste caso, mantida a polaridade da corrente média de armadura, tem-se efetivamente um processo de frenagem.

Analisando-se agora, a figura 3.8b, onde os transistores Q1 e Q4 são desligados com o controle em Q2 e Q3 conforme mostrado na figura 3.6, e utilizando raciocínio análogo à dedução anterior, podemos notar que:

$$V = E.(1-2\delta) \quad (3.2)$$

A frenagem regenerativa ocorrerá com um fluxo de potência do motor para a fonte, quando o intervalo de condução dos diodos for superior ao dos transistores. Isto equivale a um ciclo de trabalho inferior a 50%. Sempre supondo $E > 0$ para $\delta > 0,5$, a energia retirada da fonte é maior do que a devolvida, ou seja, o que se tem é uma frenagem dinâmica com a energia sendo dissipada sobre a resistência de armadura.

Da figura 3.8a, podemos observar que entre os intervalos 0 e t_1 a corrente cresce e pode ser expressa da seguinte maneira:

$$i_a(t) = I_0 e^{-t/\tau_e} + \frac{(V_f + E)}{R_a} \left[1 - e^{-t/\tau_e} \right] \quad (3.3)$$

onde τ_e é a constante de tempo elétrica

Entre t_1 e t_2 a corrente cai para:

$$i_a(t) = I_1 e^{-(t-t_1)/\tau_e} - \frac{(V_f - E)}{R_a} \left[1 - e^{-(t-t_1)/\tau_e} \right] \quad (3.4)$$

Se o ciclo de chaveamento for muito menor que a constante de tempo da armadura, de L/R , as variações de corrente são aproximadamente lineares.

$$i_a(t) = I_0 \left(1 - \frac{t}{\tau_e} \right) + \frac{(V_f + E)}{R_a} \frac{t}{\tau_e} \quad (3.5)$$

$$i_a(t) = I_1 \left(1 - \frac{(t-t_1)}{\tau_e} \right) + \frac{(V_f - E)}{R_a} \frac{(t-t_1)}{\tau_e} \quad (3.6)$$

No modo de condução descontínua, temos as seguintes formas de onda:

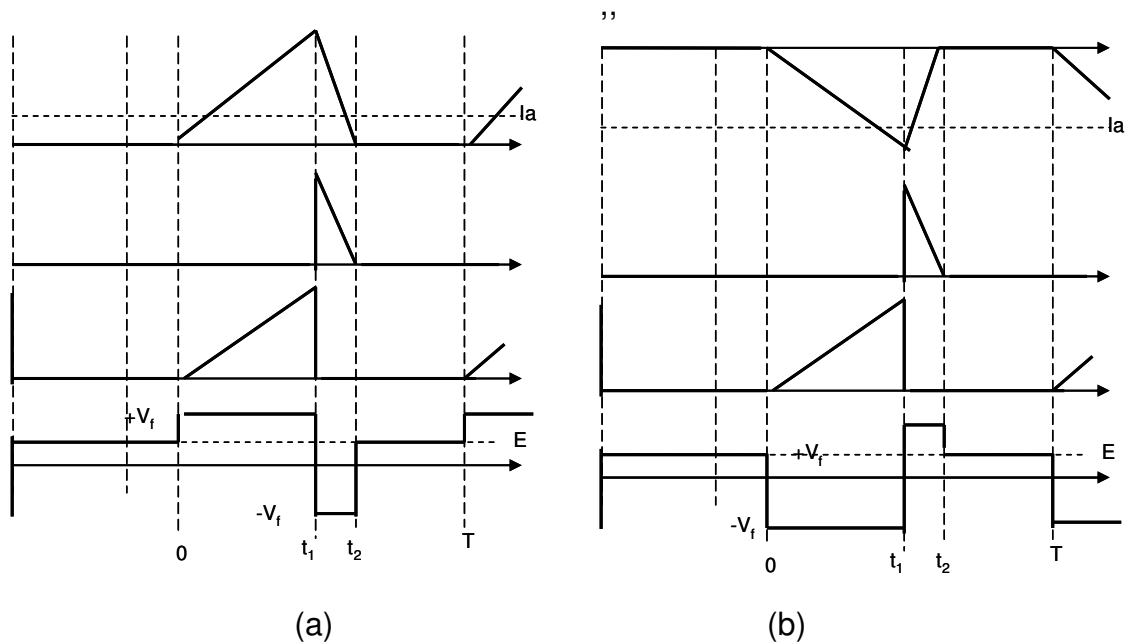


Figura 3.9 Formas de onda para modo de condução descontínua – conversor Classe E
(a). Controle em Q1 e Q4 (b). Controle em Q2 e Q3

No modo de condução descontínua a corrente I_0 é nula portanto, a corrente vai a zero (instante t_2) antes que o período T seja completado. Como esta a corrente é nula, neste espaço de tempo a tensão terminal é a própria tensão de armadura E (figura 3.9a)

A tensão terminal medida vale:

$$V = V_f \left(\frac{t_2}{T} - 2\delta \right) + E \frac{t_x}{T} \quad \text{neste caso } \delta = \frac{t_1}{T} \quad (3.7)$$

Onde:

t_x é o tempo que a corrente permanece nula.

T é o período de chaveamento

$\frac{t_2}{T}$ e $\frac{t_x}{T}$ são as frações de tempo que cada tensão atua

A duração do intervalo t_x é dado por:

$$t_x = T - t_2 \quad (3.8)$$

Quando o sistema entra no modo de condução descontínua a corrente média tende a um valor muito baixo e praticamente não há torque, de modo que a velocidade (e consequentemente E) permanece praticamente constante.

Tipicamente, um motor na faixa acima de 2kW, como o que é utilizado nos experimentos deste trabalho, terá indutância suficiente para manter a corrente contínua através da escolha conveniente da frequência do sinal de controle (PWM). (LANDER, 1997).

O sistema eletrônico de controle a ser escolhido vai depender da velocidade de resposta, perdas e especificações dos dispositivos de chaveamento, estes poderão ser qualquer um da família dos transistores, como será visto no item 4.3.

4. DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE

4.1. O sistema

A figura 4.1 a seguir ilustra o sistema desenvolvido em laboratório para controle de velocidade do motor de corrente contínua.

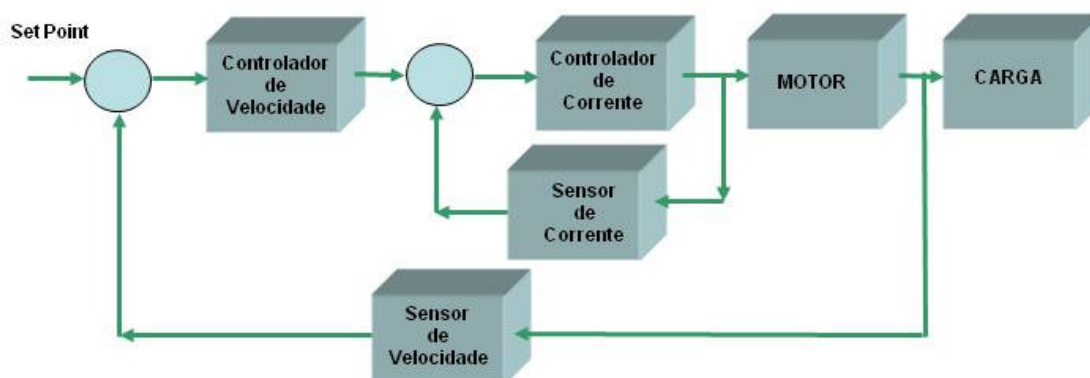


Figura 4.1 Sistema para controle de velocidade do motor

Na figura 4.1 o sistema principal é composto por:

- um motor de corrente contínua que tem a sua velocidade controlada;
- um gerador de corrente contínua, acoplado ao eixo do motor CC, que alimenta um banco de impedâncias e funciona como carga variável para o motor;
- um tacogerador que funciona como sensor de velocidade e;
- um sensor de corrente por efeito Hall.

O motor CC fabricado pela empresa Equacional, modelo MC 1.4 BP.B 3/4, apresenta velocidade nominal de 1800 rpm, tensão nominal de 200 V_{DC}, corrente nominal de 11,5A e potência de 2kW. O motor é acionado na configuração com excitação independente e tem sua velocidade controlada através da tensão de armadura fornecida pelo algoritmo de controle gerado no *software* LabVIEW®.

O tacogerador do fabricante Thema, tipo 226060, consiste em um gerador CC acoplado ao eixo do motor CC que funciona como sensor de velocidade fornecendo ao controlador o valor de tensão proporcional à velocidade do motor. A relação de proporcionalidade é de aproximadamente $k_{\text{taco}} = (1/185) \text{ V/rpm}$.

A figura 4.2, mostra os elementos do sistema interligados.

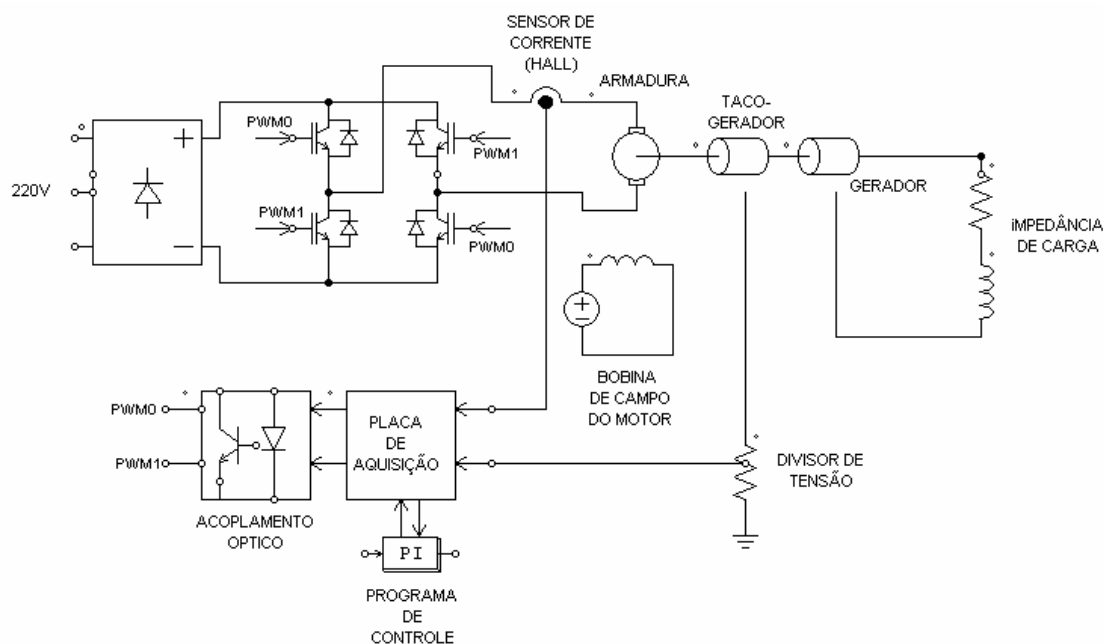


Figura 4.2 Interligação dos elementos do sistema

Na partida, a corrente da máquina eleva-se consideravelmente podendo reduzir a vida útil da mesma, bem como provocar danos nos componentes eletrônicos do sistema de acionamento. Por isto, uma malha de controle de corrente foi desenvolvida para que esta corrente seja limitada, evitando assim, danos ao sistema.

Para implementação da malha de corrente, utilizou-se o sensor Hall CSLA1CD da Honeywell, que permite medições de correntes AC ou DC de 0 a 57 A, tem tempo de resposta de $3 \mu\text{s}$ e utiliza fonte de alimentação (V_{CC}) de 8 a 12 V e apresenta sensibilidade de $49,6 \text{ mV/A}$.

No apêndice A7 podem ser observadas as fotografias da montagem realizada e dos respectivos equipamentos.

4.2. Aquisição de dados

Para a aquisição dos dados são necessários: sensores, transdutores, condicionadores de sinal, cabos, a placa de aquisição, o software e o computador, conforme ilustrado na figura 4.3

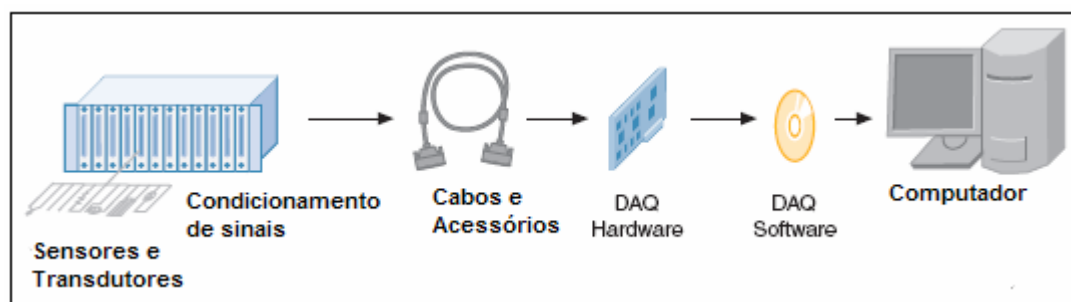


Figura 4.3 Elementos utilizados para a aquisição de dados

O módulo NI ELVIS[®] (*NI Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite*), é um módulo desenvolvido pela *National Instruments* para laboratórios de pesquisa. O conjunto utilizado, ilustrado na figura 4.4, inclui um computador com o software NI LabVIEW[®] e uma placa de aquisição de dados (DAQ – *Data Aquisition*) multifuncional e uma estação de trabalho com *protoboard* onde o projetista pode desenvolver as aplicações.



Figura 4.4 Sistema de Aquisição de Dados com Módulo NI ELVIS e LabVIEW[®]

A placa de aquisição de dados disponível no kit NI ELVIS[®] é o modelo NI PCI-6251 ilustrado na figura 4.5 permite compartilhar sinais com computadores. Possui 8 canais de entrada analógica diferencial (ou 16 entradas *single-end*) com conversor A/D com 16 bits de resolução e taxa de amostragem de 1.25 MS/s (*single-channel*) a 1 MS/s (*multi-channel*). Estes canais de entrada

apresentam acoplamento DC e faixas de tensão configuráveis de ± 10 V, ± 5 V, ± 2 V, ± 1 V, 0.5 V, ± 0.2 V e ± 0.1 V. Possui 2 canais de saída analógica com conversor D/A com 16 bits de resolução e taxa de amostragem de 2.86 MS/s (*single-channel*) a 2 MS/s (dois canais). Estes canais de saída apresentam acoplamento DC, impedância de 0,5 Ω e faixas de tensão de configuráveis de ± 10 V e ± 5 V.



Figura 4.5 Placa de Aquisição NI PCI-6251

O LabVIEW[®] é uma linguagem de programação analítica que utiliza um fluxograma com símbolos, ao invés de linhas de texto, para desenvolver as aplicações.

O programa é constituído pelos seguintes módulos:

- Painel frontal – é a interface com o usuário (figura 4.6).
- Diagrama de blocos – contém o código fonte (gráfico) que determina as funções do programa (figura 4.7).

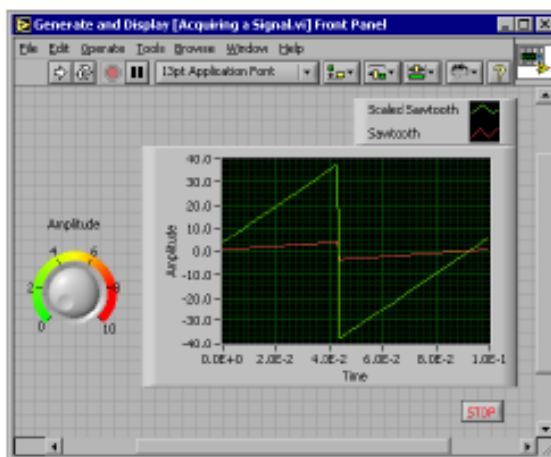


Figura 4.6 - Painel frontal do LabVIEW[®] (Fonte: Manual do usuário do LabVIEW[®])

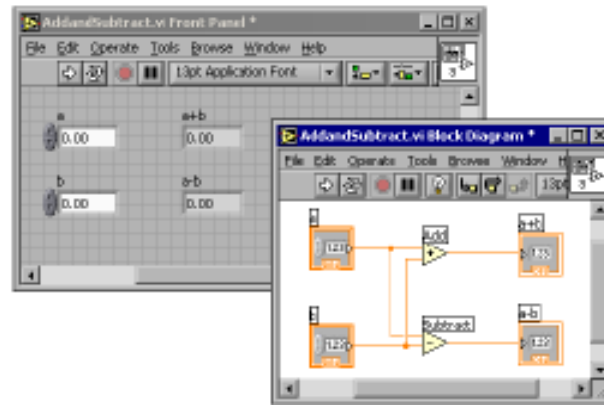


Figura 4.7: Exemplo de diagrama de blocos e o correspondente painel frontal.
 Fonte: Manual do usuário do LabVIEW®

4.3. Circuito de potência

O circuito conversor utilizado para acionamento e controle é constituído de uma ponte H transistorizada, conforme a figura 4.8. Os tipos de dispositivos de chaveamento disponíveis são:

- BJT – *Bipolar Junction Transistor*;
- MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)’ transistores de efeito de campo e;
- IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

Os transistores bipolares de potência possuem características que permitem sua utilização no controle de elevadas correntes com muitas vantagens, como baixas perdas no estado de condução. No entanto, as suas características de entrada exigem correntes de base relativamente elevadas já que operam como amplificadores de corrente o que trazem certas desvantagens em algumas aplicações.

Os transistores de efeito de campo (*MOSFET’s – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) de potência podem também controlar potências elevadas com muitas vantagens, mas ao contrário dos BJT’s, não utilizam corrente mas tensão para o disparo. São dispositivos de alta impedância no terminal de gate.

O IGBT reúne a facilidade de acionamento dos MOSFET’s e sua elevada impedância de entrada de gate com as pequenas perdas em condução

dos BJT's. Sua velocidade de chaveamento é maior do que a do BJT's, permitindo a sua operação em frequências de dezenas de kHz, nos componentes para correntes na faixa de dezenas e até centenas de Ampères.

Considerando as principais características desses tipos de transistores, o IGBT é um componente que se torna cada vez mais recomendado para comutação de carga de alta corrente em regime de alta velocidade. (BLAKE 2007)

Preferencialmente os IGBT's são utilizados sob as seguintes condições:

- ciclo de trabalho baixo;
- frequência baixa (<20kHz);
- pequena variação de carga;
- tensões elevadas (3 a 5kV).

As aplicações típicas do IGBT são:

- controle de motores, frequência < 20kHz;
- soldagem com corrente média alta;
- ignição de baixa potência (<100kHz).

As condições de uso para MOSFET são:

- aplicações em alta frequência (> 200kHz);
- larga faixa de variação de carga;
- ciclos de trabalho longos;
- potência de saída inferior a 500W
- aplicações de baixa tensão (<250V).

As aplicações típicas do MOSFET são :

- fontes chaveadas;
- carregadores de bateria.

A figura 4.8 mostra o diagrama de blocos da ponte H a ser utilizada com os respectivos *drivers* de acionamento.

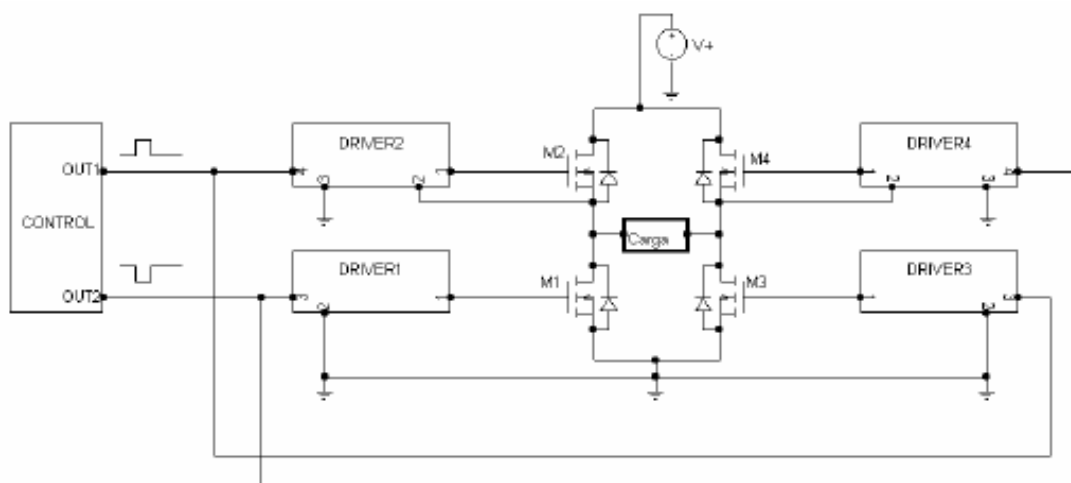


Figura 4.8 - Ponte H e circuito de acionamento

Para disparar o IGBT são necessárias as seguintes condições:

1. a tensão da porta deve ser 10 a 15V maior que a tensão do emissor;
2. referindo-se à figura 4.8, podemos observar que uma das tensões da porta do transistor (M1 ou M3) é referida à terra, entretanto o outro transistor (M2 ou M4) possui uma tensão de porta flutuante pois o emissor não está ligado à terra e a condição do item 1 deve ser respeitada para acionamento da porta;
3. a potência do circuito de disparo não deve afetar significativamente a eficiência do conversor.

A figura 4.9 mostra uma forma de acionamento de um transistor com tensão de porta flutuante (emissor não conectado ao terra). O processo consiste em carregar um capacitor C (capacitor de bootstrap) que possua um de seus terminais ligado ao terminal *source* do IGBT e utilizar esta carga armazenada para realizar o acionamento da chave.

No circuito da figura 4.9, o capacitor se carrega com a tensão de +15V, através da resistência de carga. Quando o terminal de controle é acionado, a tensão do capacitor C é transferida para o *gate* do IGBT, através do optoacoplador. Assim, o IGBT entra em condução e a carga recebe a tensão da fonte (V1). Quando o pulso de controle é zerado, o capacitor é recarregado e novo disparo poderá ocorrer. O resistor R descarrega a capacitância parasita existente no IGBT. Portanto para o funcionamento do circuito é necessário que

o sinal de controle seja chaveado. Neste projeto, um sinal de PWM se encarrega desta tarefa.

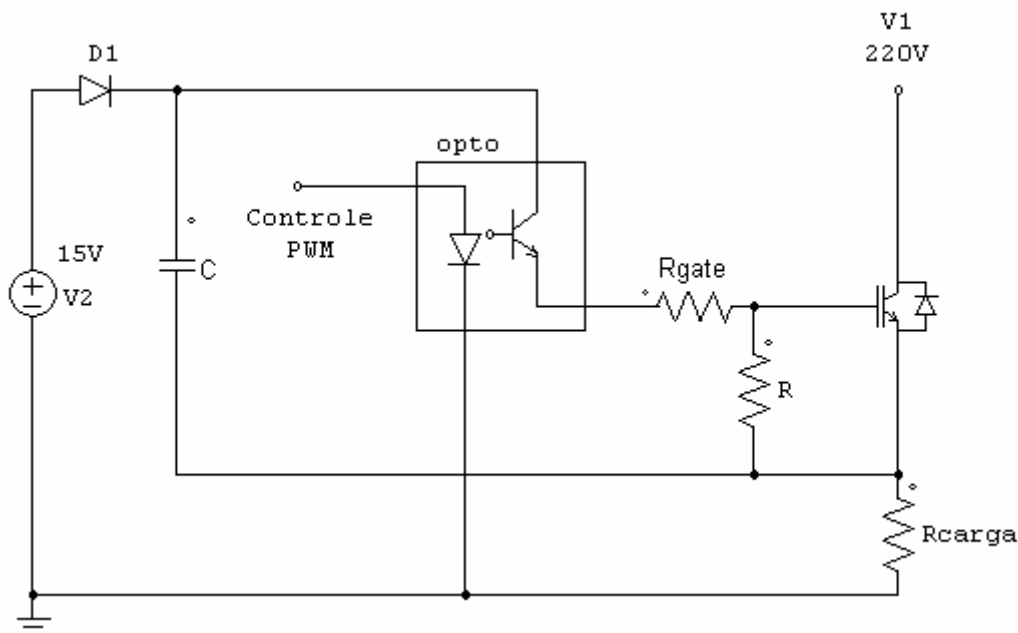


Figura 4.9 - Acionamento do IGBT com emissor flutuante

Ainda, no circuito da figura 4.9 podemos notar a existência do diodo D1 cuja função é bloquear a alta tensão da fonte V1, protegendo o circuito de controle e a fonte V2. Portanto, o diodo deverá suportar uma tensão reversa superior a V1 e ser suficientemente rápido para se recuperar da polarização reversa e proporcionar carregamento do capacitor C.

O circuito integrado IR2110 da *International Rectifier* desempenha todas as funções mencionadas acima, e outras, além de eliminar diversos componentes discretos, possibilitando miniaturização do sistema. O IR2110 é um circuito eletrônico de acionamento utilizando transistores MOSFET e IGBT, de alta tensão (até 500/600V) e alta velocidade com acionamento independente dos dois transistores o de emissor flutuante e o de emissor conectado diretamente ao terra. A figura 4.10 ilustra o acionamento de meia ponte. A rede formada pelo resistor e diodo, conectados aos *gates* dos transistores, tem como função atrasar o ciclo de condução dos mesmos sem afetar o tempo de desligamento e também reduz o pico de corrente reversa.

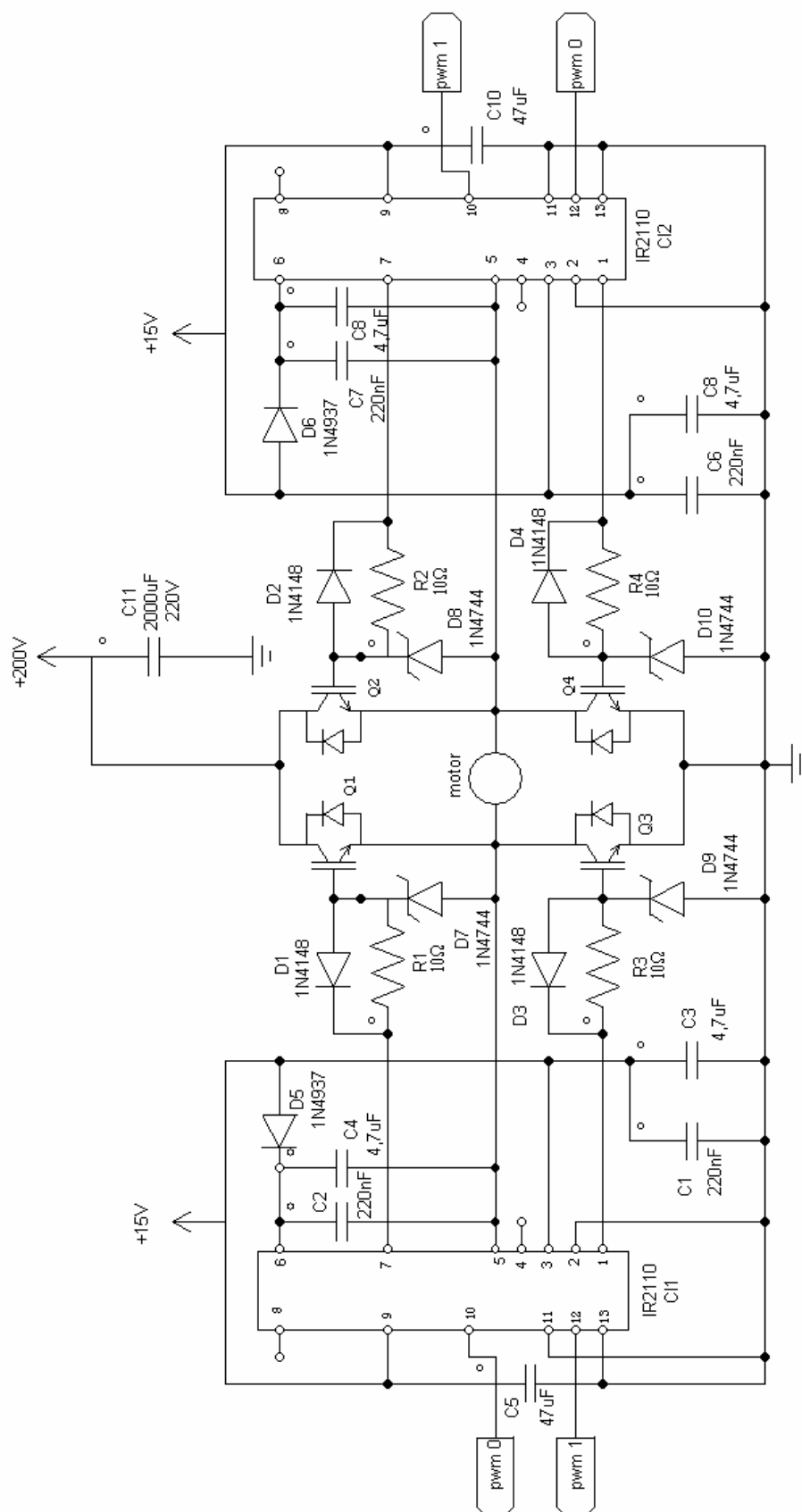


Figura 4.11- Detalhamento do Circuito de acionamento e ponte H

5. SISTEMA DE CONTROLE

Durante a operação do motor CC, a velocidade pode alterar-se devido a vários distúrbios, como variações de cargas mecânicas aplicadas ao seu eixo, ou alterações na tensão de alimentação do motor. Neste caso o controlador deve agir no sentido de retornar a variável controlada ao valor desejado.

O controlador tem como função manter a variável controlada o mais próximo possível de um valor previamente determinado, através de alterações em uma outra variável denominada variável manipulada.

Para realizar o controle deve ser feita uma comparação entre o valor desejado (VD) e o valor medido pelo sensor (VM). A correção é realizada através de um algoritmo de controle processado no controlador (LabVIEW®).

5.1. Controle PID

Conforme GARCIA (2003), apesar de novas técnicas de controle de processos, com a utilização de tecnologia digital de ponta, o algoritmo de controle mais utilizado industrialmente é o PID, apesar deste existir a mais de meio século. Isto se deve a sua fácil implementação tanto analógica quanto digital e à sua versatilidade, proporcionando resultados satisfatórios, mesmo para variações apreciáveis nas características dos processos.

Ainda, segundo GARCIA (2003) o PID apresenta as seguintes vantagens:

- não requer conhecimento profundo da planta e nem um modelo matemático do processo, embora este seja útil no projeto do sistema de controle;
- o PID, é um algoritmo de controle universal baseado na filosofia por realimentação, é versátil e robusto; se as condições de processo mudam a re-sintonia do controlador usualmente produz controle satisfatório.

GARCIA (2003) ainda cita as desvantagens do PID:

- seu desempenho pode não ser satisfatório para processos com constantes de tempo grandes e/ou atrasos longos;
- se grandes perturbações são frequentes, o processo pode operar continuamente e nunca atingir o estado estacionário desejado.

5.1.1. Ação de controle proporcional

Na ação de controle proporcional, a relação entre a saída do controlador e o sinal de erro é apenas um ganho, sendo representada pela equação 5.1. A sua função de transferência pode ser verificada na equação 5.2.

$$u(t) = k_p e_{rr}(t) \quad (5.1)$$

$$\frac{U(s)}{E_{rr}(s)} = k_p \quad (5.2)$$

onde:

- U é a amplitude do sinal de controle;
- E_{rr} é o sinal de erro (variável desejada – variável medida);
- k_p é o ganho proporcional

O controlador proporcional possui uma característica intrínseca, que faz com que a variável se afaste do valor desejado quando existir variação na carga de demanda, pois esta leva a saída do controlador para uma nova posição. Este desvio da variável em relação ao valor desejado, chamado de desvio permanente, erro de regime ou *offset*, só pode ser removido se o controlador proporcional for ajustado manualmente.

5.1.2. Ação de controle integral

A ação integral vai atuar no processo ao longo do tempo enquanto existir diferença entre o valor desejado e o valor medido. Assim, o sinal de correção é integrado no tempo.

$$\frac{de_{rr}(t)}{dt} = k_i u(t) \quad (5.3)$$

Para que a correção fique sob forma de amplitude e não de velocidade, fazemos a integração da equação (5.3):

$$e_{rr}(t) = K_i \int u(t) dt \quad (5.4)$$

A função de transferência é:

$$\frac{U(s)}{E_{rr}(s)} = \frac{k_i}{s} \quad (5.5)$$

onde k_i é o ganho integral.

O inverso de k_i , é chamado de tempo integral e é o tempo necessário para que uma repetição do efeito proporcional seja obtido, sendo expresso em minuto por repetição (MPR) ou segundo por repetição (SPR).

A ação integral apresenta como principal vantagem a eliminação do desvio permanente.

O modo integral apresenta um fenômeno indesejável, que consiste na saturação do sinal produzido pela integração quando existir um desvio positivo ou negativo durante um determinado tempo. Neste caso, a saída do controlador tende a um valor limite (por exemplo, a máxima tensão produzida na saída de uma placa de aquisição do controlador), no limite superior (*reset wind up*) ou inferior (*reset wind down*).

Quando isto acontece, o sinal de controle $M(s)$ aumenta e o, o valor do sinal que efetivamente será aplicado ao sistema $U(s)$ permanece constante após a saturação. Assim, $U(s) \neq M(s)$ (ver figura 5.1). Quando ocorrer inversão

da polaridade do erro isto proporcionará redução no sinal de controle em $M(s)$, mas somente afetará $U(s)$ quando finalmente o sinal de controle atingir valores dentro da faixa de operação sem saturação. Este efeito pode alterar consideravelmente o comportamento do sistema, podendo inclusive produzir instabilidade.

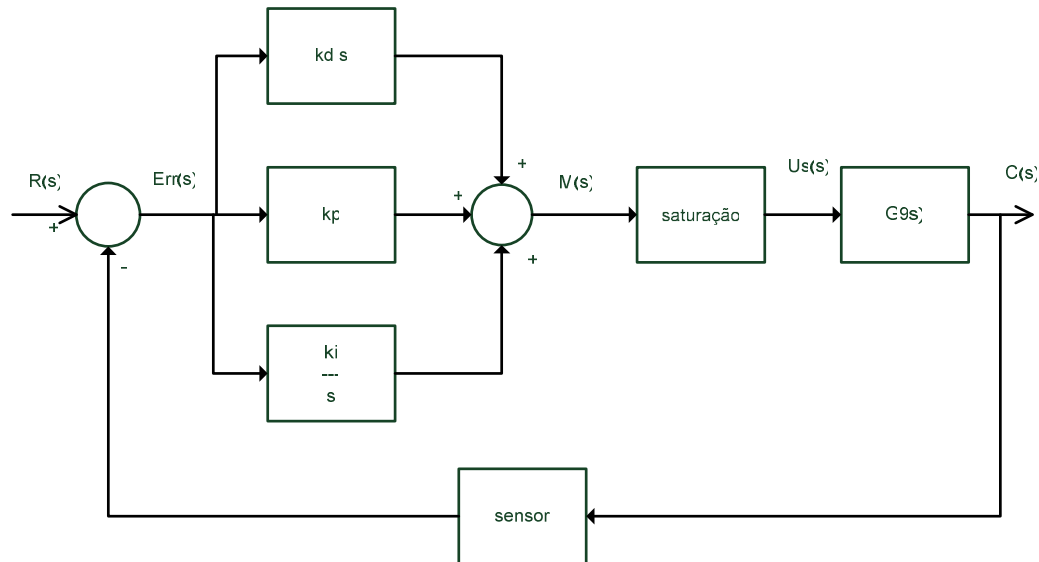


Figura 5.1 – Sistema com controle PID e saturação no sinal de controle

Para minimizar este efeito podem ser introduzidos no sistema os chamados compensadores *anti-windup* (ou *antireset wind up*). Estes compensadores objetivam evitar que o sinal de controle atinja valores elevados quando ocorre a saturação. A estratégia de projeto consiste basicamente em anular o efeito da componente de integração para valores de sinal de controle que resultam em saturação. Para isto, deve-se monitorar o sinal de controle para verificar quando a saturação ocorre e quando isto acontecer o erro de controle produzido ($M(s) - U(s)$) deve ser multiplicado por uma componente de integração que irá subtrair o sinal de erro que será produzido futuramente de forma a evitar que o crescimento do erro de controle permaneça aumentando ao longo do tempo. A estratégia pode ser desenvolvida utilizando uma das alternativas similares mostradas nas figuras 5.2 e 5.3. Observa-se que, em ambos os casos, se a saturação não estiver ocorrendo, o compensador *anti-windup* não tem efeito pois $M(s) = U(s)$.

Em ambos os casos o parâmetro K_f pode ser ajustado pelo projetista para garantir a eliminação da componente de integração no próximo instante

de tempo. Uma estratégia comumente utilizada é ajustar K_f experimentalmente, por tentativa e erro, até que o efeito da saturação seja minimizado.

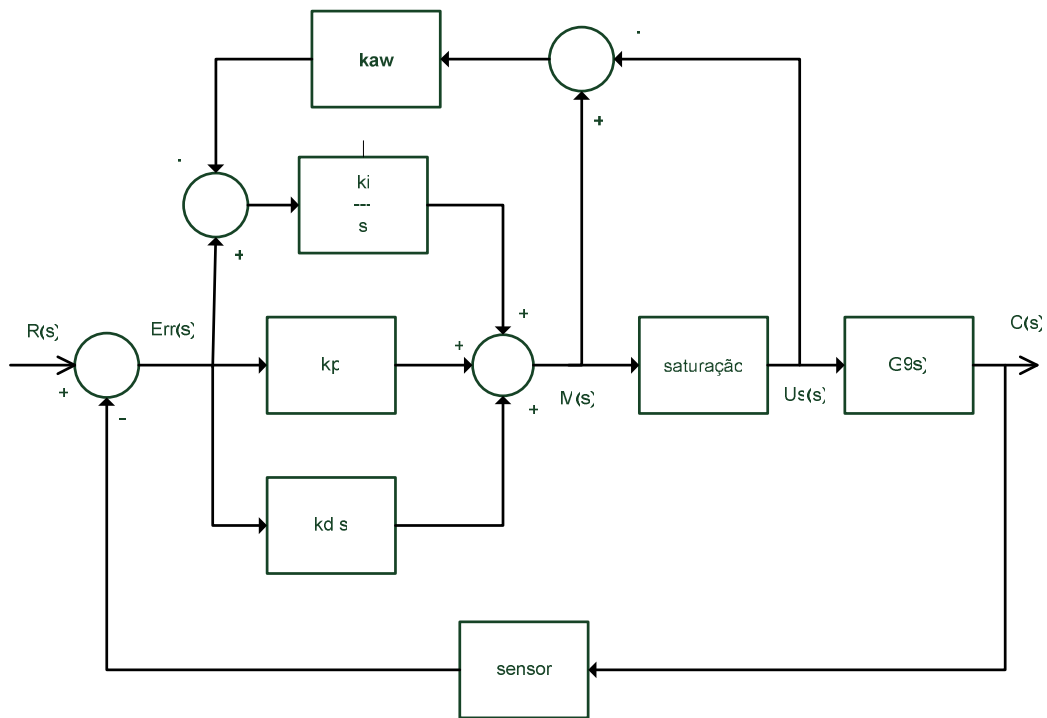


Figura 5.2 – Sistema com controle PID e compensador anti-windup – alternativa 1

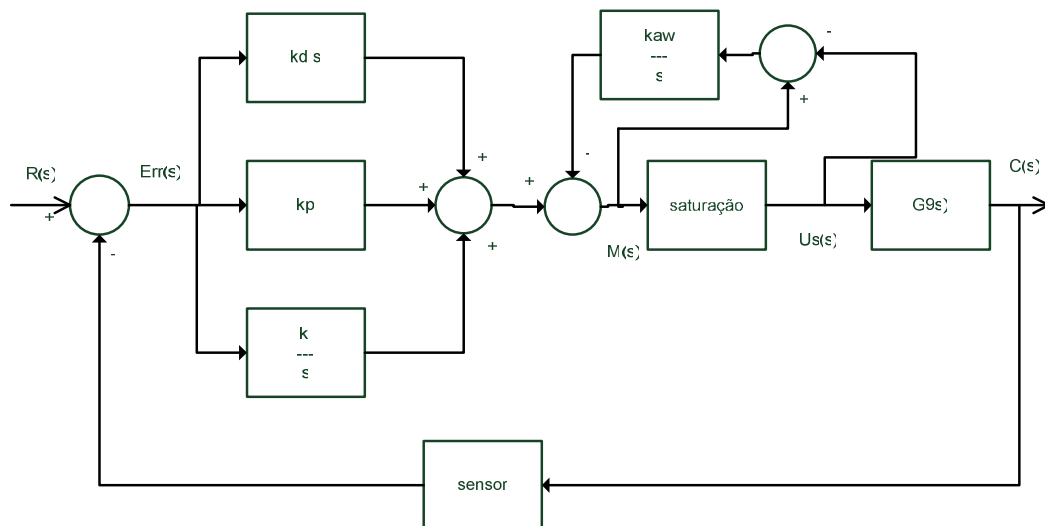


Figura 5.3 – Sistema com controle PID e compensador anti-windup – alternativa 2

5.1.3. Ação de controle proporcional + integral (PI)

A ação PI reúne as características do controle proporcional e integral em um mesmo controlador, as equações do controlador podem ser escritas da seguinte forma:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (5.6)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (5.7)$$

5.1.4. Ação de controle derivativa

Na ação derivativa, a amplitude de correção é proporcional à amplitude do desvio e uma grande taxa de variação provoca um grande sinal de correção mesmo que o erro seja pequeno, entretanto se o erro não variar o sinal de correção é nulo.

$$e(t) = T_d \frac{du(t)}{dt} \quad (5.8)$$

A função de transferência é dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = sT_d \quad (5.9)$$

O tempo derivativo (T_d), também chamado de ganho derivativo, correspondente ao tempo gasto para se obter a mesma quantidade operacional da ação proporcional somente pela ação derivativa, quando o desvio varia numa velocidade constante.

O modo derivativo não deve ser empregado em processos ruidosos, pois o mesmo poderá atingir amplitudes de correção prejudiciais ao processo. Recomenda-se o emprego desse modo em processos que possuem várias capacitâncias e tempos mortos.

5.1.5. Ação de controle proporcional derivativa

Na prática a ação derivativa não pode ser implementada isoladamente. Sua utilização é normalmente desenvolvida juntamente com a ação proporcional, o que resulta nas seguintes equações características:

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.10)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + sT_d) \quad (5.11)$$

5.1.6. Controle proporcional + integral + derivativo (PID)

O controle proporcional associado ao integral e ao derivativo, é um dos mais consagrados tipos de controle utilizados em sistemas de malha fechada.

As equações características são as seguintes:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.12)$$

A sua função de transferência é dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (5.13)$$

5.2. Controle Digital

Devido à crescente utilização de microcomputadores nas diversas aplicações industriais o desenvolvimento de controladores digitais é de grande importância, pois estes é que são implementados nos microprocessadores dos computadores. (OGATA, 1998).

Devido à simplicidade e flexibilidade na implantação em sistemas dinâmicos, os controles digitais têm sido muito utilizados na indústria, substituindo os circuitos analógicos, cujas configurações são rígidas e pré-definidas (REZEK et al, 2003).

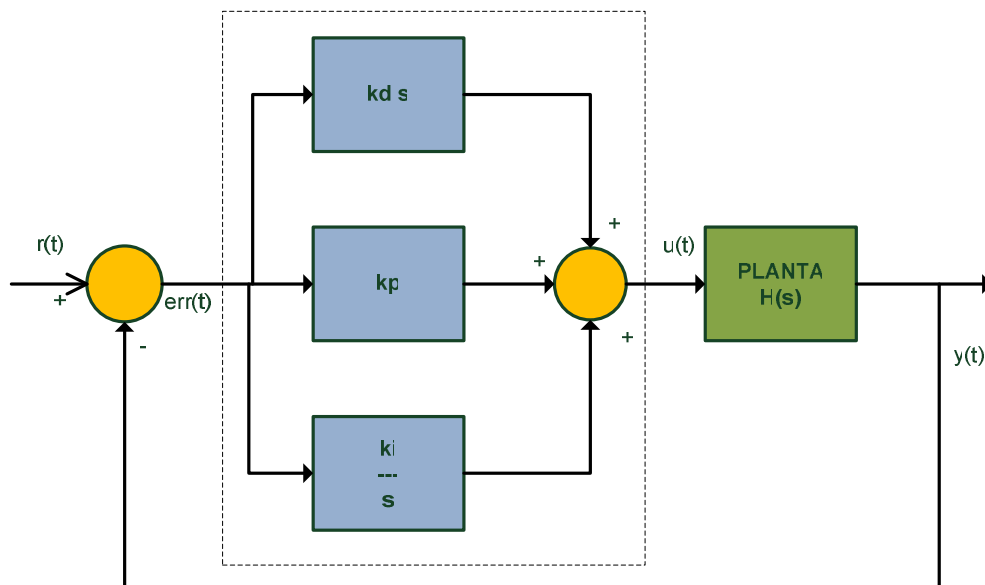


Figura 5.4 Controlador contínuo

A figura 5.4 ilustra um sistema típico de controle com realimentação, implementado através de componentes analógicos.

O controlador contínuo dentro da linha tracejada na figura 5.4, pode ser substituído por um controlador digital ($G(z)$) que vai operar com sinais discretos (ou sinal amostrado), conforme apresentado na figura 5.5.

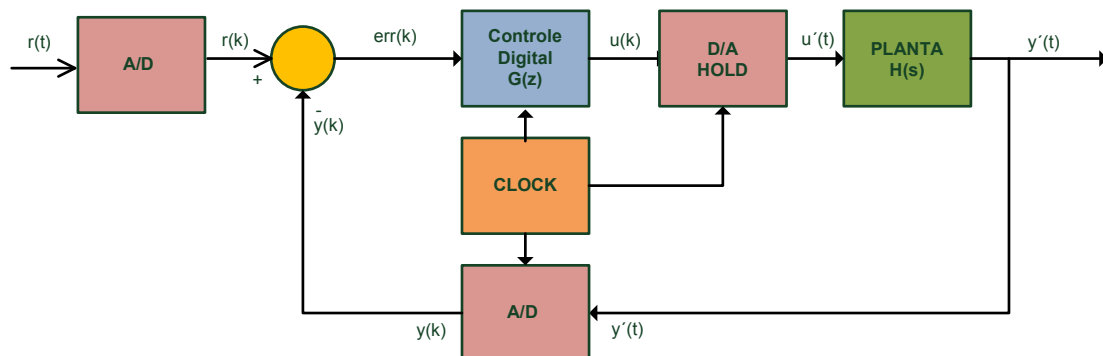


Figura 5.5 Controlador digital

Na figura 5.5 temos:

$r(t)$: sinal de referência contínuo
 $r(k)$ sinal de referência digital
 $e_{rr}(k)$ sinal de erro digital
 $y(t)$ variável do processo contínua
 $y'(t)$ variável do processo contínua após conversão digital/analógica
 $y(k)$ variável do processo digital
 $u(t)$ sinal de saída do controlador contínuo
 $u'(t)$ sinal de saída do controlador contínuo após conversão D/A
 $u(k)$ sinal de saída do controlador digital
 $G(z)$ função de transferência do controlador digital
 $H(s)$ função de transferência da planta

O controle digital de um processo envolve o que chamamos de processo de *amostragem*. O sinal de saída (ou de erro) é amostrado periodicamente com um período T . O sinal amostrado (analogico) passa então por um conversor analógico/digital (A/D) onde é quantizado e transformado em um sinal em código binário. Este sinal digital é *lido* por um microprocessador (ou microcontrolador) que vai então realizar operações numéricas e gerar um outro sinal correspondente à ação de controle que deverá ser aplicada na planta no próximo instante de amostragem. Este sinal numérico é a seguir convertido novamente em um sinal analógico por um conversor digital-analógico (D/A) que disponibilizará, no próximo *clock* de amostragem, um sinal constante de tensão. Desta forma, entre dois instantes de amostragem, o sinal efetivamente aplicado pela planta é um sinal contínuo de amplitude fixa.

A figura 5.6 ilustra a forma dos sinais presentes em um sistema digital.

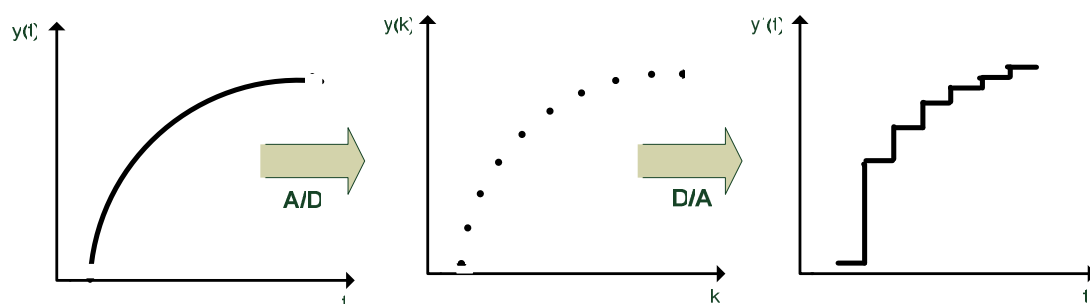


Figura 5.6 – Tipos de sinais presentes no sistema digital

5.2.1. Sinais Amostrados

Observando a figura 5.5 pode-se fazer a seguinte análise: o *clock* conectado aos circuitos A/D e D/A converte o sinal digital em um pulso a cada T segundos. O sinal é quantizado por um conversor A/D a cada chegada do pulso de clock, conforme figura 5.7 (a).

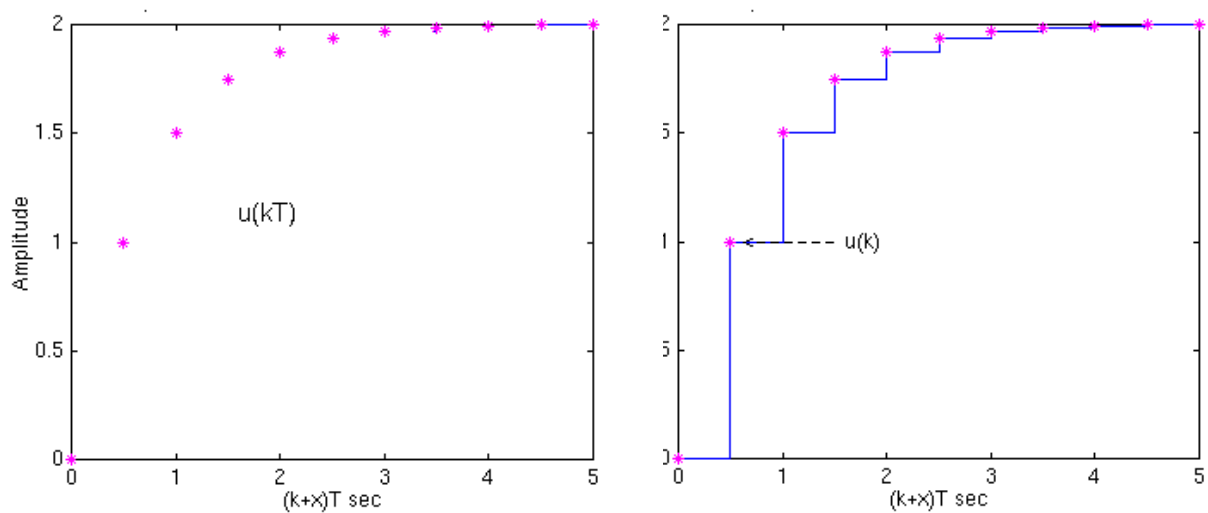


Figura 5.7 Amostragem e retenção (a) Sinal de saída do conversor A/D $u(kT)$
(b) Sinal de saída do conversor D/A

Assim, o conversor A/D é denominado amostrador - retentor ou *sample and hold* (S/H). O sinal é amostrado periodicamente por um trem de impulsos de referência. Matematicamente, pode-se representar este tipo de amostragem da seguinte forma:

$$u^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) \delta(t - kT) \quad (5.14)$$

Em que T é o período de amostragem

A saída do amostrador é o produto do sinal de entrada $x(t)$ por um trem de impulsos. Calculando-se a transformada de Laplace da equação anterior, temos:

$$L\{u^*(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) L\{\delta(t - kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) e^{-kTs} \quad (5.15)$$

Tomando-se a transformada z do sinal amostrado, tem-se:

$$Z\{u(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) z^{-k} \quad (5.16)$$

Após ser efetuada a amostragem do sinal contínuo, e depois da passagem pelo controlador discreto, o sinal deve ser convertido novamente para contínuo a fim de que possa ser utilizado no controle da planta. Assim o sinal de saída $u(kT)$ é retido por algum tempo, ou seja, é constante no intervalo kT a $(k+1)T$, conforme a figura 5.7 (b). Esta ação é conhecida como retenção de ordem zero (*ZOH – Zero-Order Hold*).

Seja o sinal $u(kT)$ o sinal de entrada do retentor, e de acordo com a descrição anterior, na saída do retentor teremos:

$$u^*(t) = u(kT)1(t - kT) - 1(t - (k+1)T), \quad kT < t < (k+1)T \quad (5.17)$$

Ou genericamente:

$$u^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT)1(t - kT) - 1(t - (k+1)T), \quad (5.18)$$

Tomando-se a transformada de Laplace de (5.18):

$$L\{u^*(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) \frac{e^{-kTs} - e^{-(k+1)Ts}}{s} = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) e^{-kTs} \quad (5.19)$$

Analisando-se a relação (5.19), pode-se verificar que a expressão obtida no somatório é a transformada de Laplace do sinal $u(t)$ amostrado que é o sinal de entrada do retentor. Assim sendo conclui-se que a função de transferência do retentor de ordem zero é:

$$G_{ZOH} = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad (5.20)$$

A malha de controle pode então ser representada pela figura 5.8.

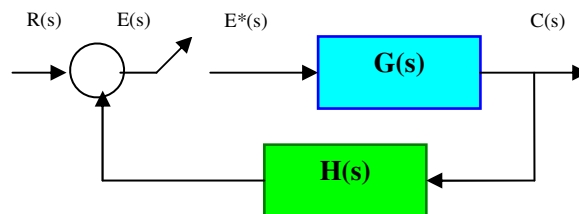


Figura 5.8 - Sistema discreto em malha fechada

5.3. Projeto do Controlador Digital

Em resumo, a execução de um controle digital pode ser dividido nas seguintes etapas:

- amostragem;
- conversão analógico/digital;
- cálculo do sinal de controle por meio de um algoritmo;
- conversão digital/analógica;
- aplicação do sinal de controle calculado até o próximo instante de amostragem.

Segundo Rabbath e Nori apud Schuchi et al (2005), existem duas maneiras de se projetar um controlador digital. A primeira consiste na

discretização do modelo contínuo do processo, e, então, projetar o controlador diretamente no domínio discreto; a segunda, bastante aplicada industrialmente, consiste em projetar o controlador no domínio contínuo e, em seguida, utilização de um método de discretização para obter o controlador discreto que apresente semelhante desempenho.

5.3.1. Métodos de Discretização

Diversos métodos de discretização podem ser utilizados para converter um controlador analógico em um digital. Podemos citar alguns: Método de Discretização de Euler (*Backward Euler*), Transformação Bilinear (integração trapezoidal), Resposta Invariante ao Impulso, entre outros (REZEK et AL, 2003).

Neste trabalho, a transformação bilinear será utilizada pois apresenta bons resultados, já comprovados no desenvolvimento de algoritmos de controle (REZEK et AL, 2003).

A figura 5.9 apresenta a função $e(t)$, onde $m(T)$ representa a integração numérica de $e(t)$:

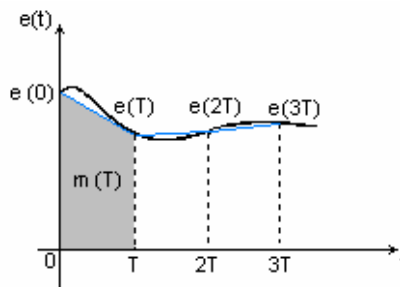


Figura 5.9 - Integração numérica de $e(t)$

O valor integral em $t=(k+1)T$ equivale aproximadamente ao valor em kT mais a área definida em kT e $(k+1)T$:

$$\begin{aligned} m(T) &= m(0) + \frac{T}{2}(e(0) + e(T)) \\ m(2T) &= m(T) + \frac{T}{2}(e(T) + e(2T)) \end{aligned} \tag{5.21}$$

onde T é o período de amostragem.

Generalizando-se as relações de 5.21, temos:

$$\begin{aligned} m[(k+1)T] &= m(kT) + \frac{T}{2} \{e(kT) + e[(k+1)T]\} \\ m(kT) &= m[(k-1)T] + \frac{T}{2} \{e[(k-1)T] + e(kT)\} \end{aligned} \quad (5.22)$$

Aplicando propriedades da transformada Z , em (5.22), e considerando condições iniciais nulas, obtêm-se a discretização da função:

$$zM(z) = M(z) + \frac{T}{2} [E(z) + E(z)] \quad (5.23)$$

Portanto:

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{T}{2} \left[\frac{z+1}{z-1} \right] \quad (5.24)$$

Como $M(z)$ é a integral de $E(z)$, e fazendo-se uma analogia com a transformada de Laplace podemos escrever:

$$L \left\{ \frac{1}{s} \right\} = \frac{T}{2} \left[\frac{z+1}{z-1} \right] \quad (5.25)$$

Para discretizar o controlador PID, simplificamos a equação (5.13), como sendo:

$$U(s) = P(s) + I(s) + D(s) \quad (5.26)$$

onde $P(s)$, $I(s)$ e $D(s)$ representam respectivamente os componentes proporcional, integral e derivativa do controlador PID.

Na discretização do controle proporcional, aplicamos a transformada Z :

$$P(s) = k_p E(s) \xrightarrow{Z} P(z) = k_p E(z) \xrightarrow{Z^{-1}} p(k) = k_p e(k) \quad (5.27)$$

A componente integral é discretizada pela integração trapezoidal, substituindo-se a variável continua s , conforme a equação (5.25). Substituindo-se na equação da parte integral do controlador, temos:

$$\begin{aligned}
I(s) &= \frac{k_p}{T_i} \frac{1}{s} E(s) \\
I(z) &= \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} \frac{(z+1)}{(z-1)} = \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} \frac{(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})} E(z)
\end{aligned} \tag{5.28}$$

De maneira análoga à substituição realizada no item anterior temos para a componente derivativa:

$$\begin{aligned}
D(s) &= k_p T_D s E(s) \\
D(z) &= k_p T_D \frac{2}{T} \frac{(z-1)}{(z+1)} = k_p T_D \frac{2}{T} \frac{(1-z^{-1})}{(1+z^{-1})} E(z)
\end{aligned} \tag{5.29}$$

Para obter a equação do controlador PI, combinamos a equação (5.27) e (5.28):

$$\begin{aligned}
U(z) &= k_p E(z) + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} \frac{(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})} E(z) \\
(1-z^{-1})U(z) &= k_p (1-z^{-1})E(z) + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} (1+z^{-1})E(z)
\end{aligned} \tag{5.30}$$

Aplicando-se as propriedades da transformada Z:

$$\begin{aligned}
U(k) - U(k-1) &= k_p E(k) - k_p E(k-1) + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} E(k) + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} E(k-1) \\
U(k) &= U(k-1) + \left(k_p + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} \right) E(k) + \left(\frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} - k_p \right) E(k-1)
\end{aligned} \tag{5.31}$$

Para o controle PID, as aproximações de (5.27), (5.28) e (5.29) são utilizadas:

$$\begin{aligned}
U(z) &= k_p E(z) + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} \frac{(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})} E(z) + k_p T_D \frac{2}{T} \frac{(1-z^{-1})}{(1+z^{-1})} E(z) \\
(1-z^{-1})(1+z^{-1})U(z) &= k_p (1-z^{-1})(1+z^{-1})E(z) + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} (1+z^{-1})^2 E(z) + k_p T_D \frac{2}{T} (1-z^{-1})^2 E(z) \\
(1-z^{-2})U(z) &= k_p E(z)(1-z^{-2})E(z) + \frac{k_p}{T_i} \frac{T}{2} (1+2z^{-1}+z^{-2})E(z) + k_p T_D \frac{2}{T} (1-2z^{-1}+z^{-2})E(z)
\end{aligned}$$

(5.32)

Aplicando- se propriedades da transformada z, temos:

$$\begin{aligned}
 u(k) - u(k-2) &= k_p[e(k) - e(k-2)] + \\
 &+ \frac{k_p T}{T_i} 2[e(k) + e(k-1) + e(k-2)] + \\
 &+ \frac{k_p T_D}{T} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]
 \end{aligned}
 \tag{5.33}$$

Rearranjando podemos obter a seguinte equação recursiva de fácil implementação em computador.

$$\begin{aligned}
 u(k) &= u(k-2) + e(k) \left(k_p + \frac{k_p T}{T_i} + \frac{2k_p T_D}{T} \right) + \\
 &+ e(k-1) \left(\frac{k_p T}{T_i} - \frac{4k_p T_D}{T} \right) + \\
 &+ e(k-2) \left(-k_p + \frac{k_p T}{T_i} + \frac{2k_p T_D}{T} \right)
 \end{aligned}
 \tag{5.34}$$

6. MODELAGEM DO SISTEMA

Para desenvolver o controle será necessário obter a função de transferência do sistema apresentada abaixo, conforme demonstrado em (2.27).

$$\frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{\frac{k_t}{JL_a}}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{b}{J}\right)s + \left(\frac{R_a b}{JL_a} + \frac{k_t k_\omega}{JL_a}\right)}$$

Para determinar os parâmetros da função de transferência na prática, é necessário considerar no modelo da figura 2.5 a tensão nominal de entrada do motor e sua relação com o ganho do gerador PWM tal como mostrado na figura 6.1. Nesse modelo, considera-se também a conversão da velocidade em rad/s para rotações por minuto e sua relação com a tensão medida pelo sensor (representada pelo ganho do tacogerador k_{taco}).

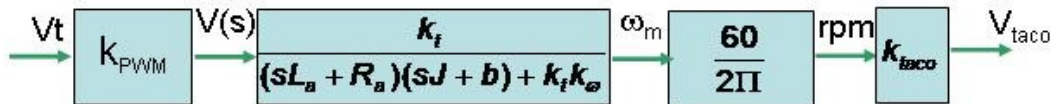


Figura 6.1 Diagrama de blocos incluindo gerador PWM e tacogerador

Podemos reescrever a função de transferência da figura 6.1 como:

$$\frac{V_{taco}(s)}{V_t(s)} = \frac{k_t \frac{60}{2\pi} k_{taco} k_{pwm}}{L_a J \left(s + \frac{R_a}{L_a} \right) \left(s + \frac{b}{J} \right) + k_t k_\omega}$$

(6.1)

Dividindo-se o numerador e o denominador por $L_a J$:

$$\frac{V_{taco}(s)}{V_t(s)} = \frac{\frac{k_t}{2\pi} k_{taco} k_{pwm}}{L_a J} \cdot \frac{1}{\left(s + \frac{R_a}{L_a}\right) \left(s + \frac{b}{J}\right) + \frac{k_t k_\omega}{L_a J}} \quad (6.2)$$

Rearranjando-se os termos obtemos a equação na forma canônica de 2ª ordem:

$$\frac{V_{taco}(s)}{V_t(s)} = \frac{\frac{60 k_t k_{taco} k_{pwm}}{2\pi L_a J}}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{b}{J}\right)s + \left(\frac{R_a b}{L_a J} + \frac{k_t k_\omega}{L_a J}\right)} \quad (6.3)$$

Para obtê-la será necessário determinar todos os parâmetros do servomotor. Para isto será efetuada a modelagem não-paramétrica, utilizando ensaios do sistema em malha aberta.

A metodologia que deverá ser utilizada na modelagem é baseada em (BASILIO et al, 2001) conforme pode ser verificada no apêndice A1.

6.1. Estimativa dos parâmetros

Para se estimar os parâmetros do modelo proposto neste trabalho, inicialmente foi feita a aquisição dos dados de tensão e corrente, logo após a aplicação de um degrau na tensão de entrada.

Os dados obtidos foram tratados no software MATLAB® para minimização dos ruídos no sinal de corrente, através do algoritmo apresentado no Apêndice A.3, onde foram aplicados conceitos de detecção de pico para obter o valor de pico da forma de onda de corrente em períodos definidos de análise e com isto obter-se uma forma de onda com redução de ruído e mais apropriada para utilização do algoritmo de estimação.

A figura 6.2 mostra a corrente medida e a corrente de pico a cada instante, obtida através do algoritmo. A figura 6.3 mostra em *zoom* a corrente medida pelo sensor Hall após o condicionamento de sinal no LabVIEW®. Nota-se que a medição de corrente apresenta sinal pulsante com frequência em torno de 9,5 Hz.

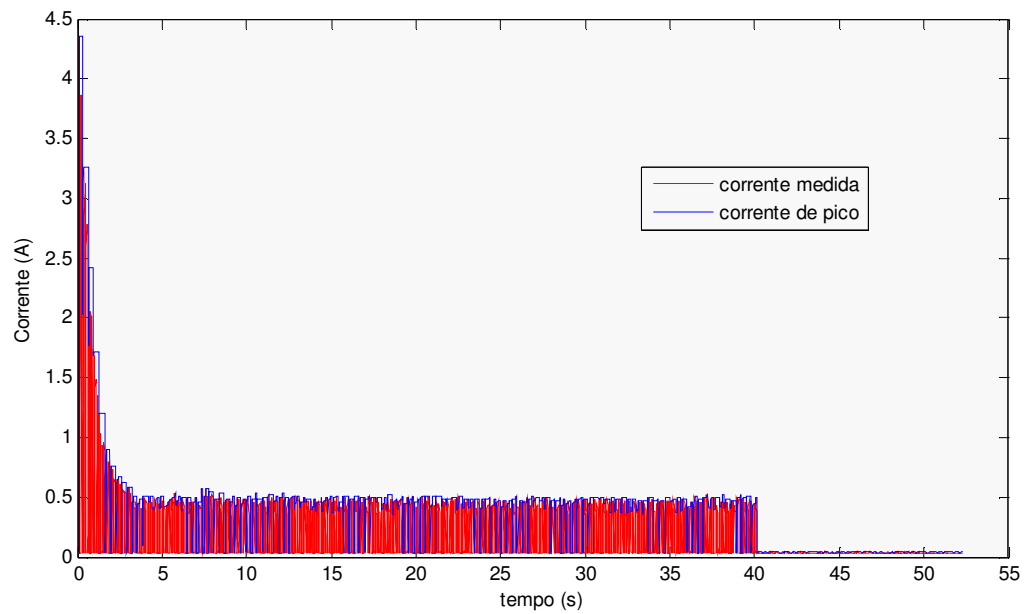


Figura 6.2 Sinal de corrente Utilizado na Estimação de Parâmetros

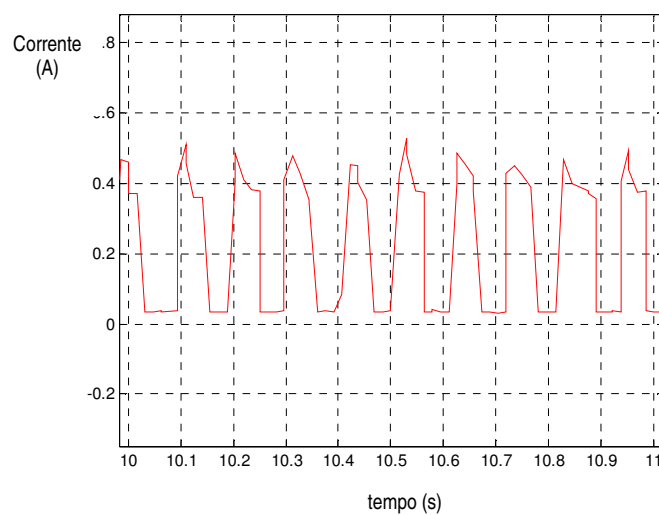


Figura 6.3 Zoom no Sinal de Corrente da Figura 6.2

A figura 6.4 mostra a tensão no tacogerador e a corrente absorvida pelo motor e o respectivo degrau teórico.

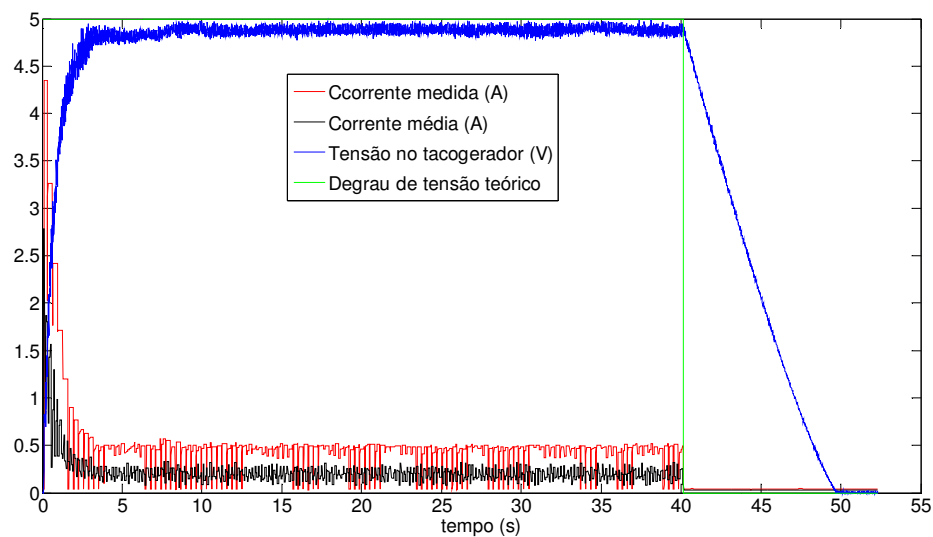


Figura 6.4 Resposta de velocidade e corrente ao degrau de tensão, aplicada ao motor

Os dados obtidos na aquisição foram utilizados para a aplicação do método dos mínimos quadrados (Apêndice A.2) para a estimativa de parâmetros. Baseado nesta metodologia foi desenvolvido o algoritmo do Apêndice A.4 que determina os parâmetros estimados de R_a , L_a e k_ω por meio da determinação de θ_1 , conforme a relação (A1.14) do Apêndice A1. A convergência dos termos de θ_1 pode ser observada na Figura 6.5, sendo a precisão de 10^{-4} atingida após 172 iterações.

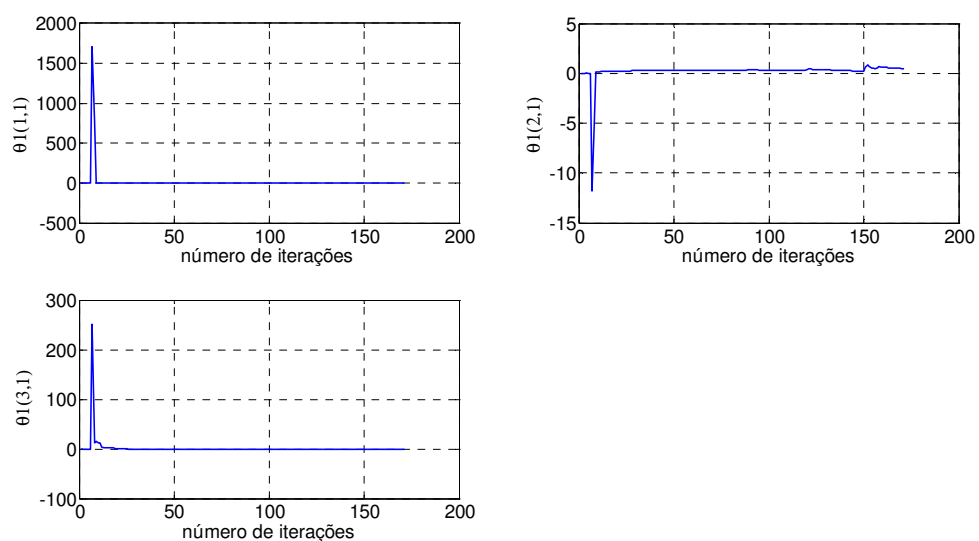


Figura 6.5 Convergência do algoritmo de estimação dos termos de θ_1

De forma similar, o algoritmo apresentado no Apêndice A.5 permite determinar os parâmetros b e J por meio da determinação de θ_2 , conforme a relação (A1.18) do Apêndice A1. A convergência dos termos de θ_2 pode ser observada na Figura 6.6, sendo a precisão de 10^{-6} atingida após 439 iterações.

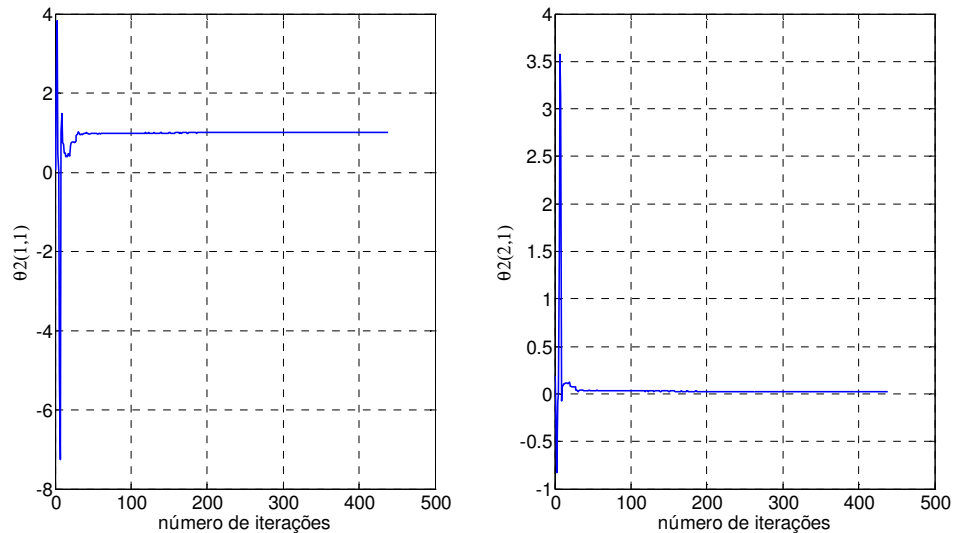


Figura 6.6 Convergência do algoritmo de estimação dos termos de θ_2

Utilizando os valores de θ_1 e θ_2 , foram estimados os parâmetros do sistema resultando nos dados apresentados na Tabela 6.1.

R_a	7,9969 Ω
L_a	172,4836 mH
K_t	0,521149 N.m/A
k_ω	0,521149 V/rpm
b	$2,7315 \times 10^{-3}$ N.m.s/rad
J	$11,983398 \times 10^{-3}$ kg.m ²

Tabela 6.1 Parâmetros estimados da máquina CC

Para verificar a validade do modelo, foi feita uma simulação, comparando-se os resultados obtidos com resultados tabelados.

6.2. VERIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS OBTIDOS

Os parâmetros estimados, apresentados na Tabela 6.1 foram colocados no modelo das equações (A1.7) e (A1.16), do Anexo A1, e simulados utilizando MATLAB®, obtendo os gráficos apresentados nas figuras 6.7 e 6.8 que demonstram a comparação entre os resultados reais obtidos por aquisição de dados e os simulados, utilizando os parâmetros estimados.

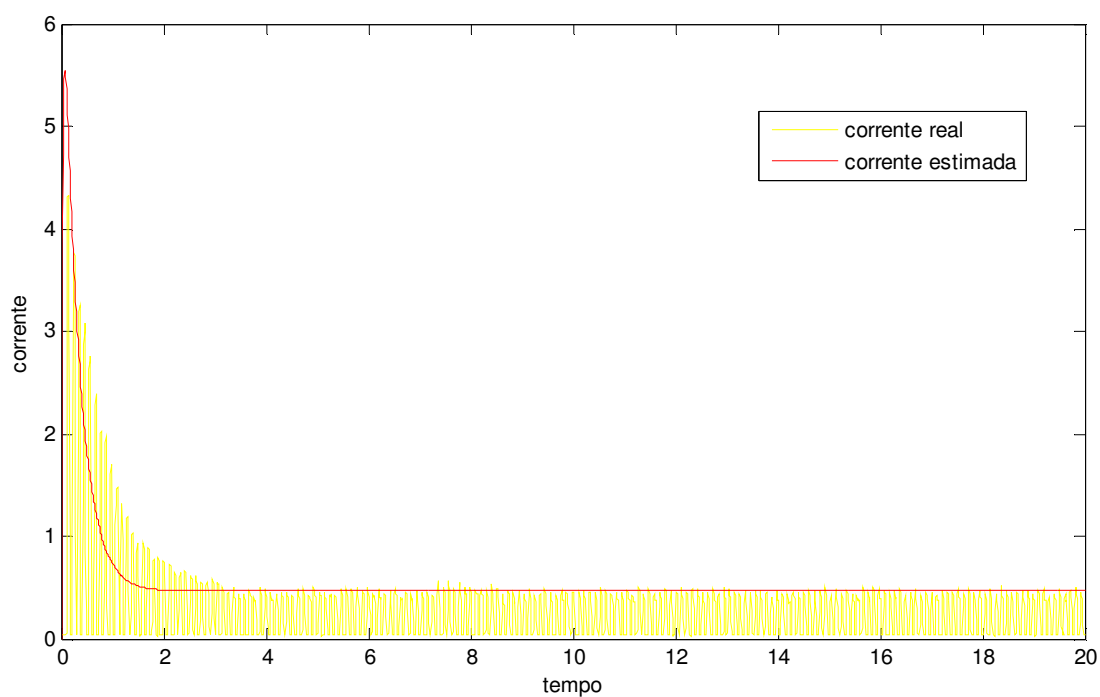


Figura 6.7 Comparação da corrente real com a corrente simulada

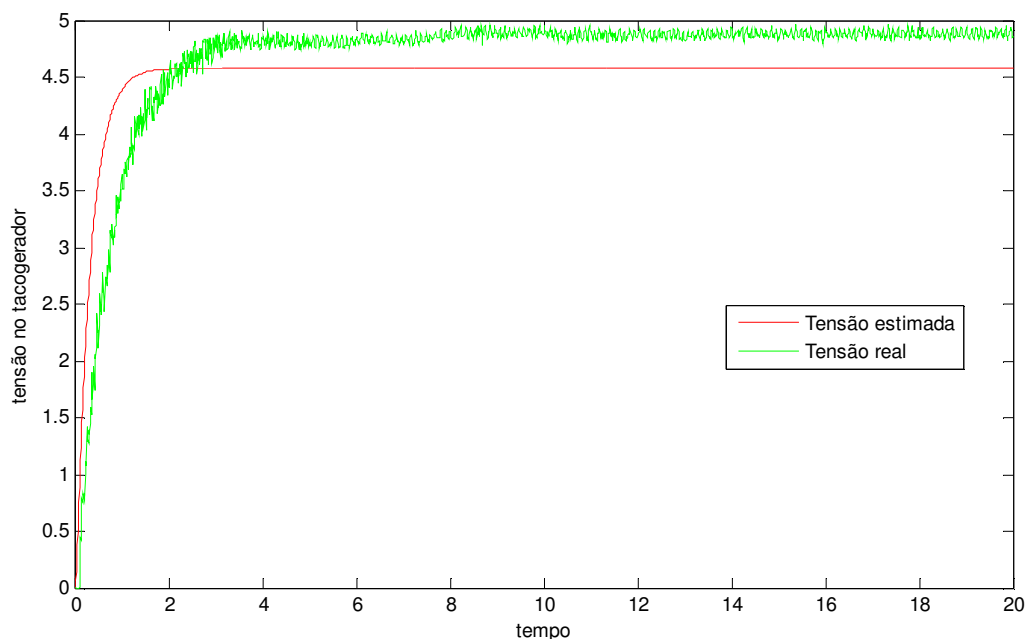


Figura 6.8 Comparação da tensão no tacogerador real com a tensão simulada

Os gráficos das figuras 6.7 e 6.8 mostram comportamentos semelhantes entre os parâmetros reais e estimados, validando a identificação de parâmetros efetuada experimentalmente.

Devemos salientar que outros ensaios foram realizados para efetuar a estimação de parâmetros. Para tentar minimizar os ruídos produzidos na aquisição de dados, foram também utilizados outros tipos de tratamento de sinal, por exemplo obtendo os valores médios em intervalos definidos de tempo, ou mesmo, usando filtros passa-baixas adequadamente projetados. Contudo, a solução que permitiu obter melhor convergência nos algoritmos de estimação consiste na aplicação de algoritmo de detecção de pico, apresentado no Apêndice 3, conforme já citado anteriormente.

7. PROJETO, SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

7.1. Programa de Controle

Na lógica do controlador de velocidade o sinal proveniente do tacogerador (velocidade) é comparado ao o valor desejado (*set point*) selecionado no painel de controle do programa. Desta comparação, verifica-se a necessidade de acelerar ou frear o motor, selecionando as saídas CTR0 ou CTR1 do módulo ELVIS[®], conforme figura 7.1, que posteriormente acionará um ou outro lado da ponte H. O algoritmo de controle define o sinal de saída que será a referência do regulador de corrente. Este, por sua vez, não permite que a corrente exceda a corrente máxima dos transistores e do motor.

Finalmente, através deste último regulador, é gerado o sinal PWM que irá controlar a velocidade do motor.

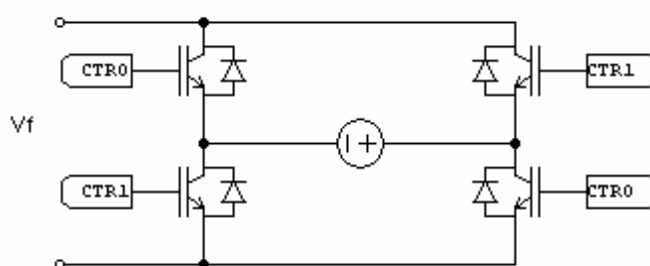


Figura 7.1 – Seleção do sentido de rotação

O diagrama de blocos do sistema de controle desenvolvido em LabVIEW[®] está ilustrado na figura 7.2.

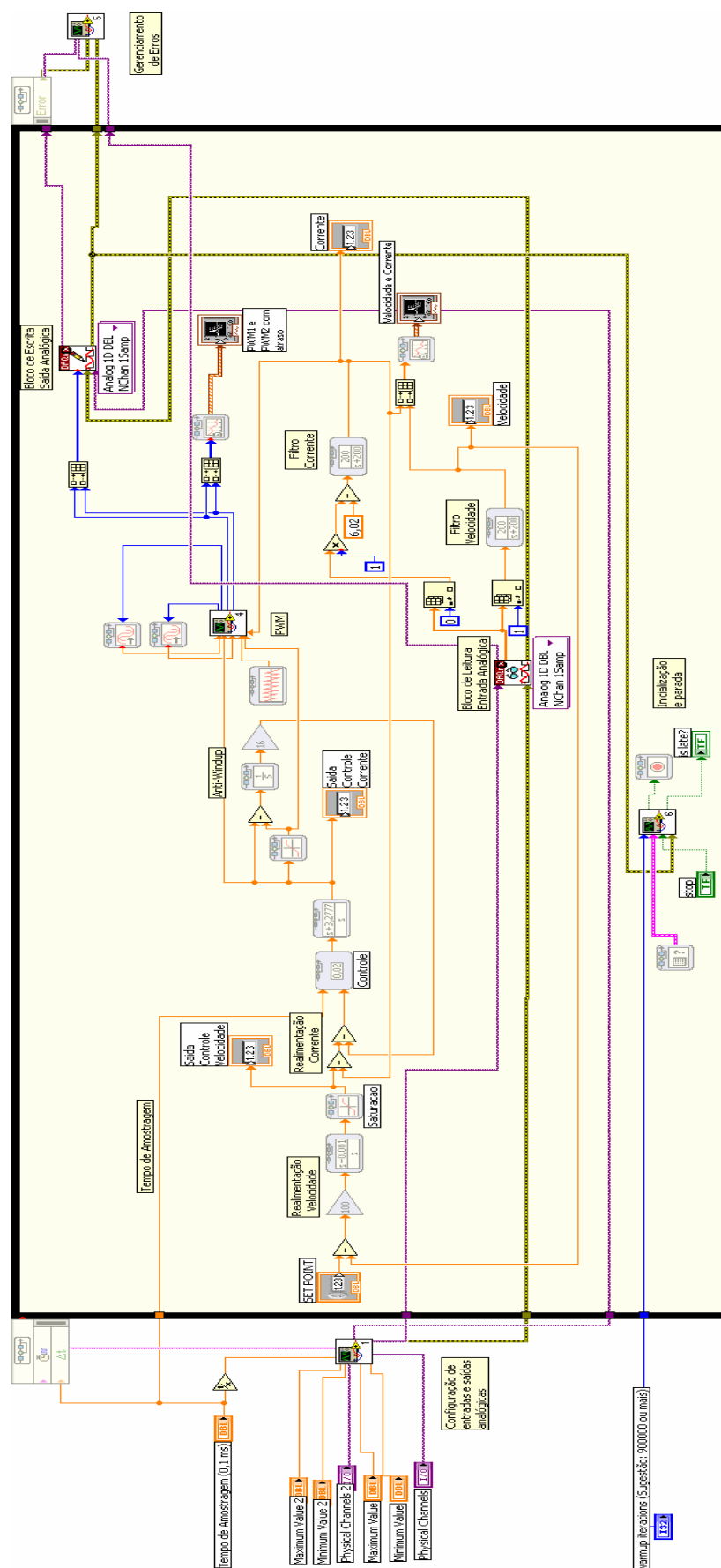


Figura 7.2 – Diagrama de blocos do programa do sistema de controle desenvolvido no LabVIEW®

Fazem parte do programa apresentado no diagrama de blocos:

- configurações de entradas e saídas analógicas, apresentado detalhadamente na figura 7.3;
- geração de tempo de amostragem, tempo de simulação e gerenciamento de inicialização e parada (*run/stop*);
- controle de velocidade, controle de corrente, anti-windup e filtros, apresentados detalhadamente na figura 7.4;
- geração de PWM, apresentado detalhadamente na figura 7.5;
- blocos de interface com painel frontal (comandos numéricos para *set-point*, visualização dos sinais dos sensores, visualização de gráficos, etc.).

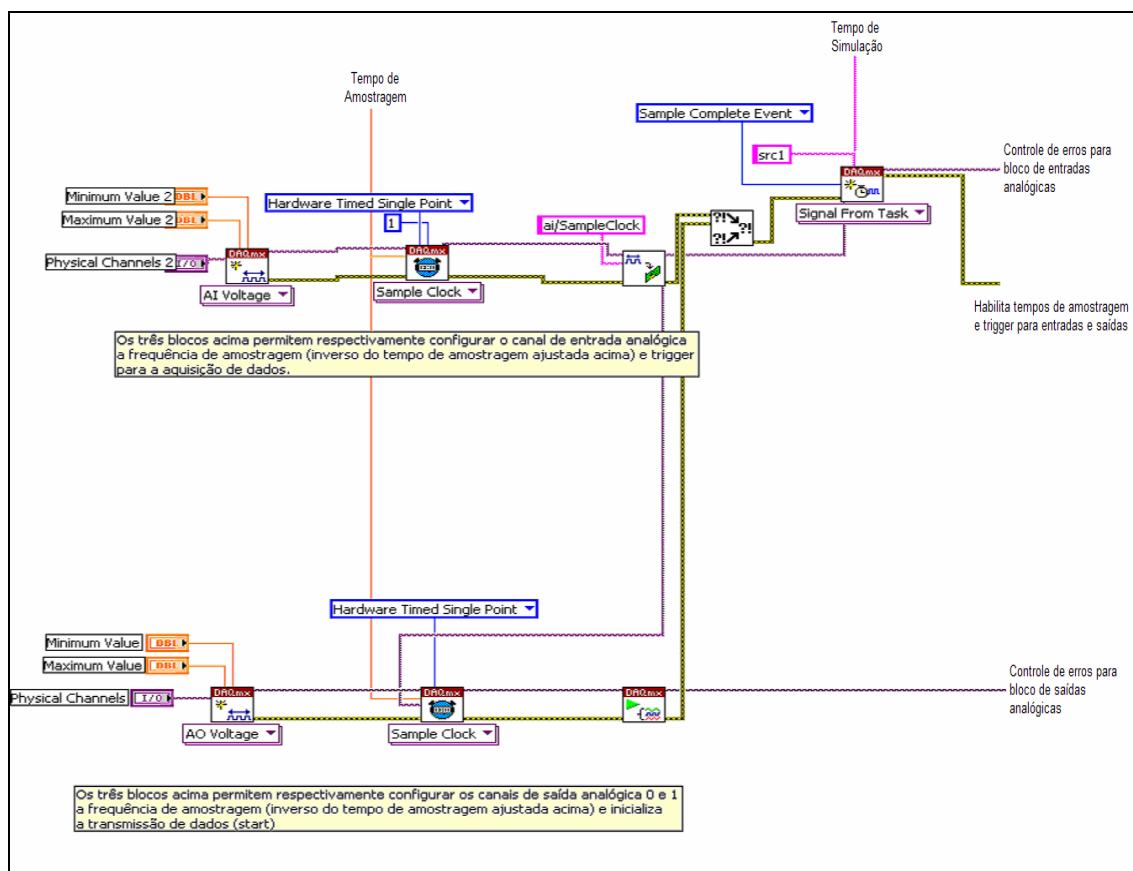


Figura 7.3 – Configuração de entradas e saídas analógicas

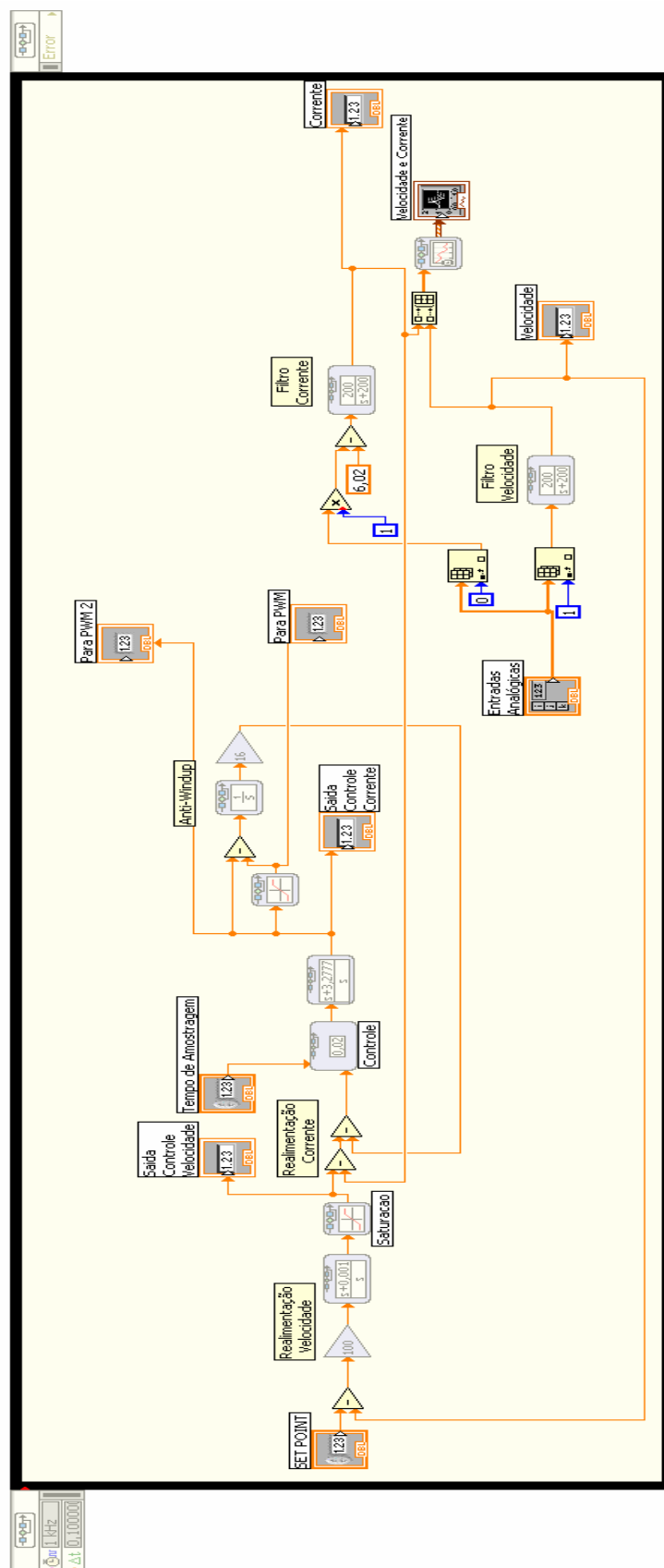


Figura 7.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle em LabVIEW®

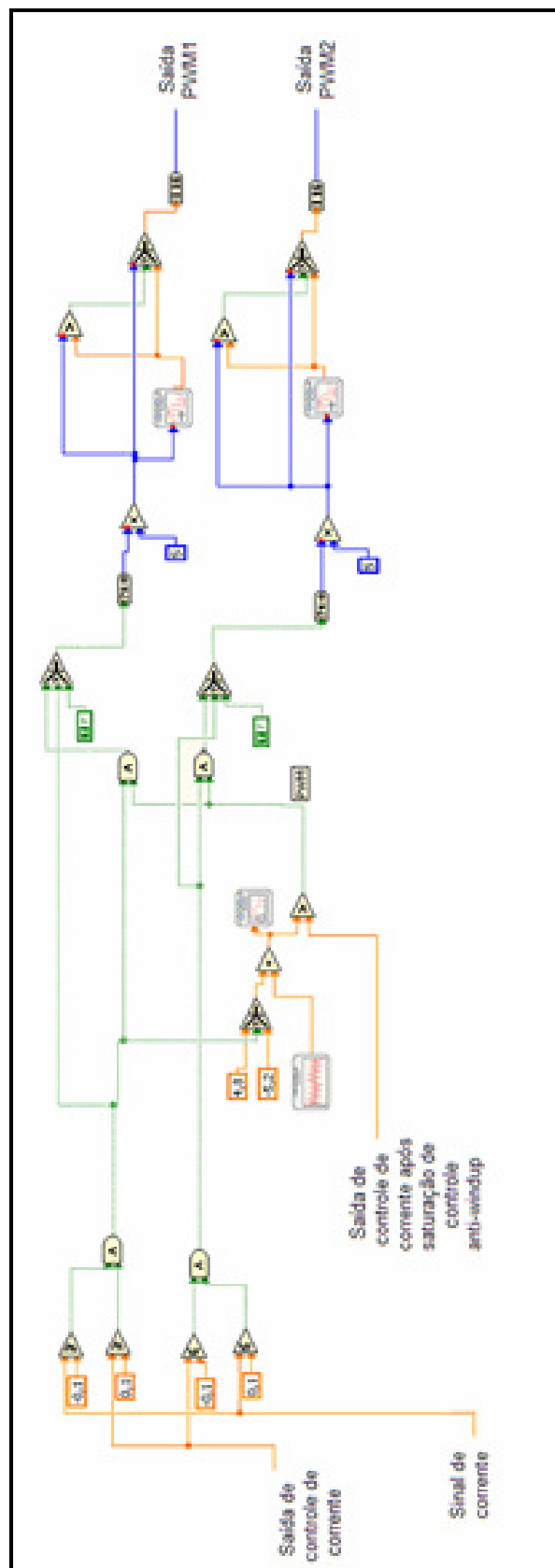


Figura 7.5 – Programa para Geração de PWM

O programa de geração de PWM utiliza um sinal dente de serra com frequência de 500Hz para produzir o sinal, cuja amplitude é de 5V.

Antes de ser aplicado ao circuito de controle, o PWM é aplicado em um acoplador óptico. Ao passar pelo acoplamento o sinal é invertido, ou seja, o período em que o sinal fica em nível alto passa a ser nível baixo e vice-versa. Portanto, quando o sinal sair do gerador em nível alto, este vai manter os transistores da ponte H em corte, devido à inversão do sinal. Assim, os transistores entram em condução quando o sinal de saída do gerador estiver em nível baixo.

O programa também inclui circuito de detecção de borda e proteção por meio de atraso de resposta quando ocorre inversão da polaridade do sinal de controle, resultando em inversão no sentido de circulação de corrente controlado pela seleção entre saídas PWM1 ou PWM2, evitando que os dois lados da ponte sejam acionados simultaneamente o que colocaria a fonte de alimentação em curto-circuito.

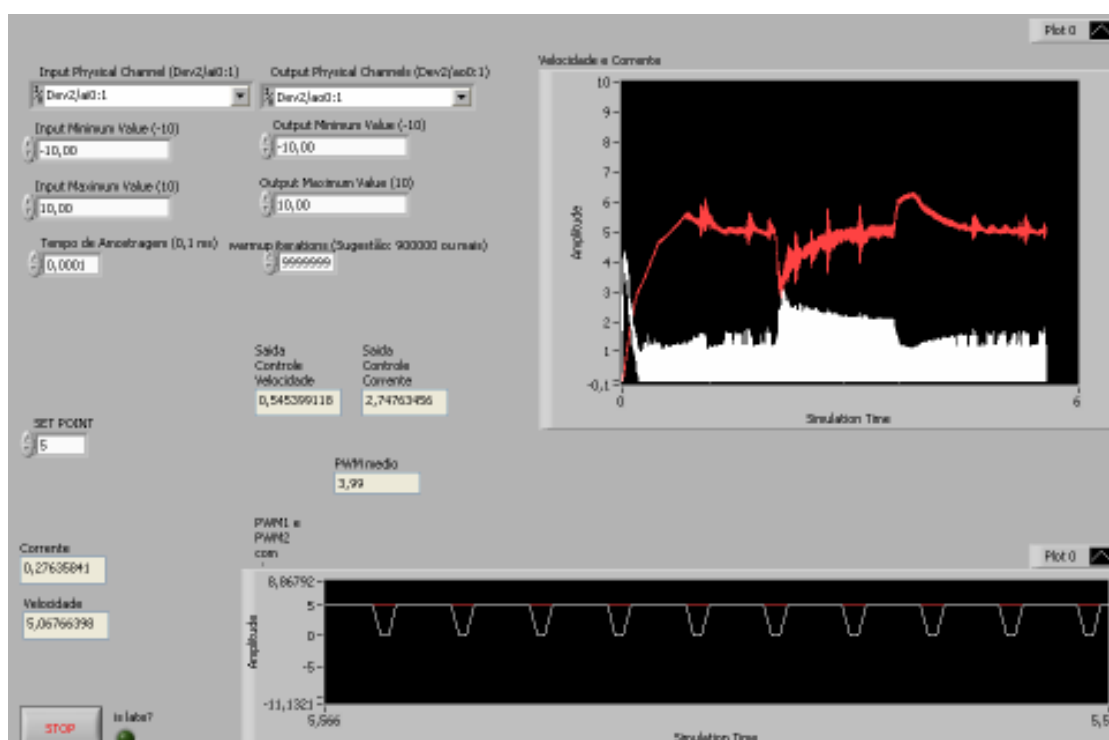


Figura 7.6 – Painel frontal do programa de controle

O painel frontal do programa em LabVIEW® (Figura 7.6) ou painel de controle, funciona como IHM (Interface Homem Máquina) . Por meio desta interface podem ser selecionadas entradas e saídas, tempo de amostragem, *set point* bem como visualizados os valores instantâneos medidos para corrente, velocidade e PWM produzido pelo controle.

7.2. Projeto de Controladores

Neste item serão apresentados os ensaios práticos com os controladores PID projetados verificando a eficiência do controle desenvolvido no sistema de aquisição de dados. Um comparativo entre os resultados práticos e de simulação também será efetuado.

Conforme descrito no capítulo 4, o sistema inclui controlador de corrente, para evitar que picos de corrente provoquem danos à interface eletrônica de acionamento, além de permitir maior vida útil do motor. Na malha externa um controlador de velocidade envia o sinal de referência para o ajuste da corrente e define o set point que é proporcional à velocidade desejada.

Combinando-se as figuras 2.5, o modelo matemático do motor (6.1), o motor com gerador pwm e tacogerador da figura 4.1 e sistema com controle de velocidade e corrente, teremos a figura 7.7.

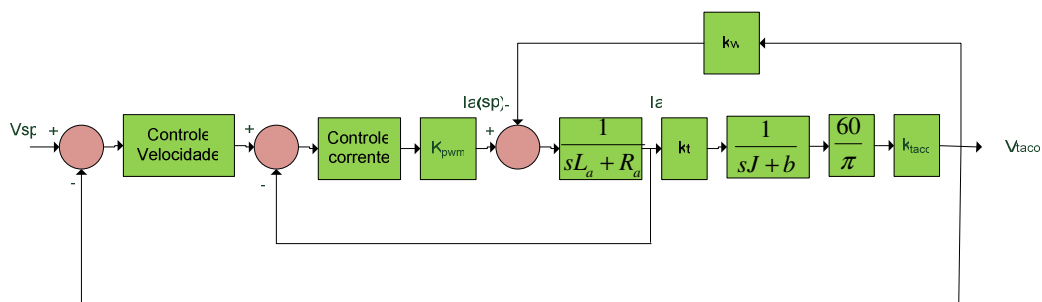


Figura 7.7 – Modelo do sistema com controle de velocidade e corrente

Da figura 7.7 e considerando um controle de corrente usando PI, obtemos a malha de corrente, mostrada na figura 7.8 onde $I_a(sp)$ é o *set point* de corrente, K_{P2} e T_{I2} são, respectivamente, o ganho proporcional e a constante de integração do controle da malha de corrente.

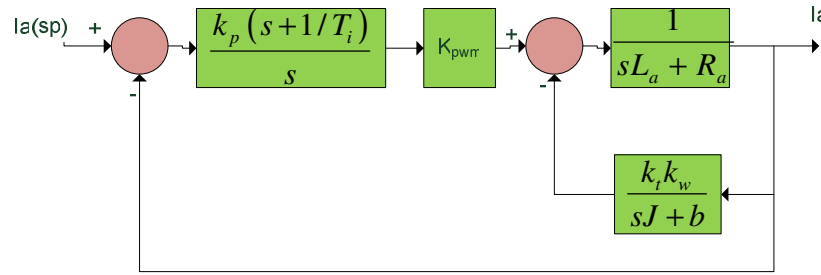


Figura 7.8 Malha de controle de corrente

Através da simplificação dos blocos da figura 7.8, chegamos à seguinte função de transferência:

$$\frac{I_a}{I_{asp}} = \frac{k_{p2} \left(s + \frac{1}{T_{i2}} \right)}{s} \times \frac{1}{L_a} \times \frac{k_{pwm} \left(s + \frac{b}{J} \right)}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{b}{J} \right) s + \frac{R_a b + k_t k_w}{L_a J}} \quad (7.1)$$

Substituindo-se os valores da tabela 6.1 na equação acima, temos:

$$\frac{I_a}{I_{asp}} = \frac{k_{p2} \left(s + \frac{1}{T_{i2}} \right)}{s} \times \frac{58,14(s + 0,228)}{s^2 + 46,72s + 143,05}$$

Os pólos da equação característica são respectivamente: -3,2940 e -43,4280. Utilizando-se a técnica do cancelamento do pólo mais instável, que neste caso vale -3,2940, teremos a seguinte função de transferência para o controlador de corrente PI:

$$PI2 = \frac{k_{p2}(s + 3,2940)}{s} \quad (7.2)$$

Com os dados obtidos no projeto do controlador de corrente foram realizadas simulações para determinar-se experimentalmente o ganho proporcional mais adequado. Os resultados são apresentados na figura 7.9:

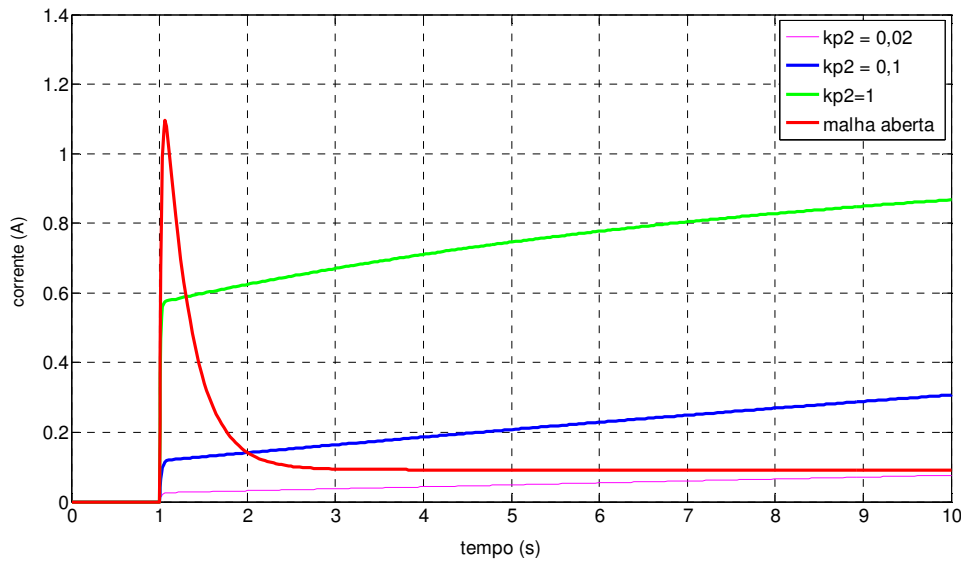


Figura 7.9 Resultados da simulação do controlador de corrente para diversos ganhos

O sistema em malha aberta apresenta um elevado pico de corrente, conforme mostra a figura 7.9. Utilizando o controlador PI projetado, com ganho proporcional convenientemente sintonizado, resulta na diminuição desse pico.

Optou-se por utilizar um ganho de 0,02, ver figura 7.9, para evitar que a corrente suba muito rapidamente, pois durante os testes experimentais, os picos de corrente ocasionaram a queima dos transistores da ponte e em alguns casos até os circuitos de controle (IR 2110) foram danificados.

Definido o controlador de corrente, projetou-se na sequência o compensador de velocidade. Para isto, retornando ao modelo da figura 7.8 e substituindo os valores numéricos do sistema conforme tabela 6.1 bem como do controle de corrente (PI_2) da equação (7.2) obtemos como resultado o bloco simplificado da figura 7.10, onde V_{sp} é o *set point* de velocidade, k_{P1} e T_{i1} são respectivamente, o ganho proporcional e a constante de integração do controle da malha de velocidade.

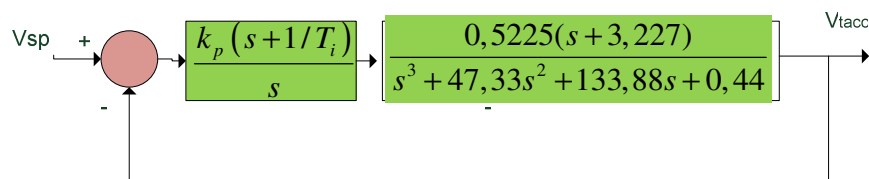


Figura 7.10 Diagrama de blocos simplificado da figura 7.7

As raízes da equação característica do modelo apresentado na figura 7.10 são respectivamente: -44,308, -3,0180 e -0,0033.

Novamente, cancelando-se o pólo mais instável chegamos à função de transferência do controlador de velocidade PI1.

$$PI1 = \frac{k_{p1}(s + 0,0033)}{s} \quad (7.3)$$

Utilizando-se o modelo do controlador desenvolvido foram realizadas simulações para determinar o melhor ganho proporcional, cujos resultados são mostrados na figura 7.11.

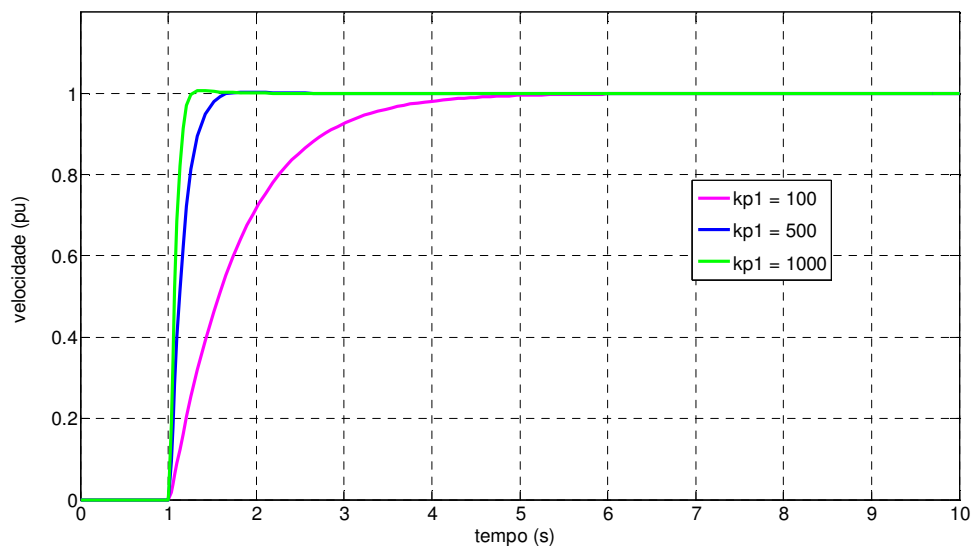


Figura 7.11 Resultados da simulação do controlador de velocidade para diversos ganhos

Pela figura 7.11, podemos notar que o melhor ganho proporcional é igual a 1000. Entretanto, ao considerar um modelo mais próximo do real, conforme figura 7.12, onde foram introduzidos ruídos gerados pelo sistema e saturação do controlador e carga, a resposta oscilou e se tornou instável, conforme demonstrado na figura 7.13.

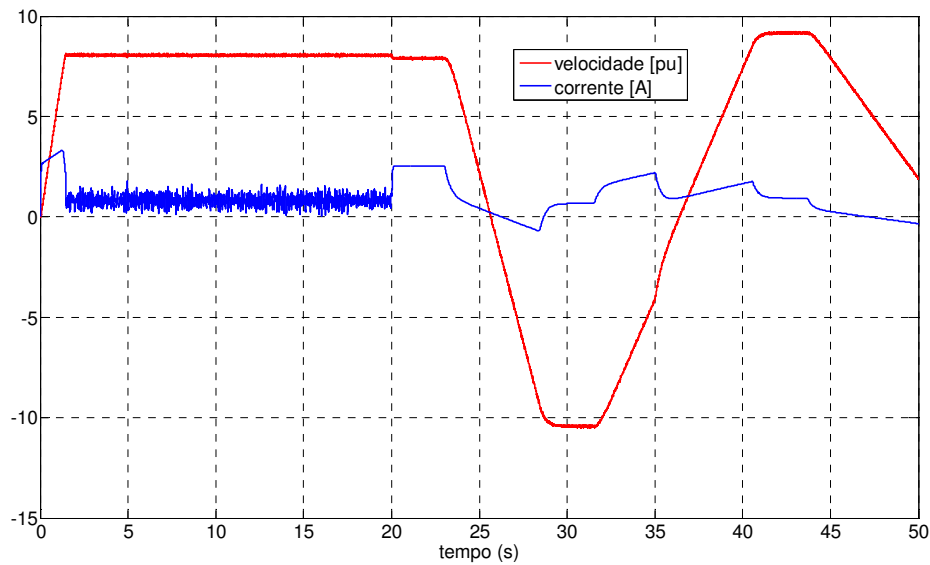


Figura 7.13 Simulação do sistema real com ganho proporcional 1000

Reduzindo-se o ganho proporcional gradativamente, notamos que o sistema adquire estabilidade para $K_p < 400$.

Para $100 < k_p < 400$, o tempo de subida é de aproximadamente 1,4s. Reduzindo-se o k_p para 50, este tempo se eleva para 2s. Para que o controlador opere em uma região mais distante possível da saturação optou-se por utilizar um ganho proporcional 100, já que valores superiores a este não apresentaram significativa melhoria no desempenho.

7.3. Testes Experimentais

Utilizando-se os valores projetados e ajustados através da simulação foram obtidos os seguintes resultados experimentais no sistema com aquisição de dados:

7.3.1 Controle 1 - PI

Alimentação em 160 V, a vazio, portanto, utilizando *set point* 5 significa 80V na armadura.

Neste caso, a velocidade do motor assume os valores da tabela 7.1.

Set-point	Velocidade do motor (rpm)
2	480
3	768
4	1120
5	1248
6	1312
7	1376
8	1456
9	1480
10	1496

Tabela 7.1 – Velocidade do motor em relação ao set-point ajustado para tensão de alimentação de 160V

Ensaio em malha fechada, para variação na amplitude do degrau (3, 6, 8), tempo de ensaio de 100s, com PI1 (controle de velocidade) e PI2 (controle de corrente) projetados, utilizando Filtro Passa Baixa para filtrar ruídos no sinal dos sensores de corrente e velocidade e com carga inserida aos 40s e retirada aos 70s. Os controladores e filtros utilizados foram:

$$PI1 = 100(s + 0.003)/s$$

Controle de velocidade

$$PI2 = 0.02(s + 3.2940)/s$$

Controle de corrente

$$\text{Filtros} = 200/s + 200$$

Para minimizar o efeito da saturação devido à presença de componente integradora, inserimos controle *anti-windup* conforme metodologia apresentada na figura 5.3. O ganho ajustado experimentalmente, para este controlador, foi

$k_{aw} = 16$, então a função de transferência do compensador anti-windup utilizada foi: $AWU(s)=16/s$.

Os resultados obtidos respectivamente em simulação no MATLAB® e em ensaio prático em sistema de aquisição de dados para variação na amplitude do degrau foram:

a. Degrau inicial = 3,0

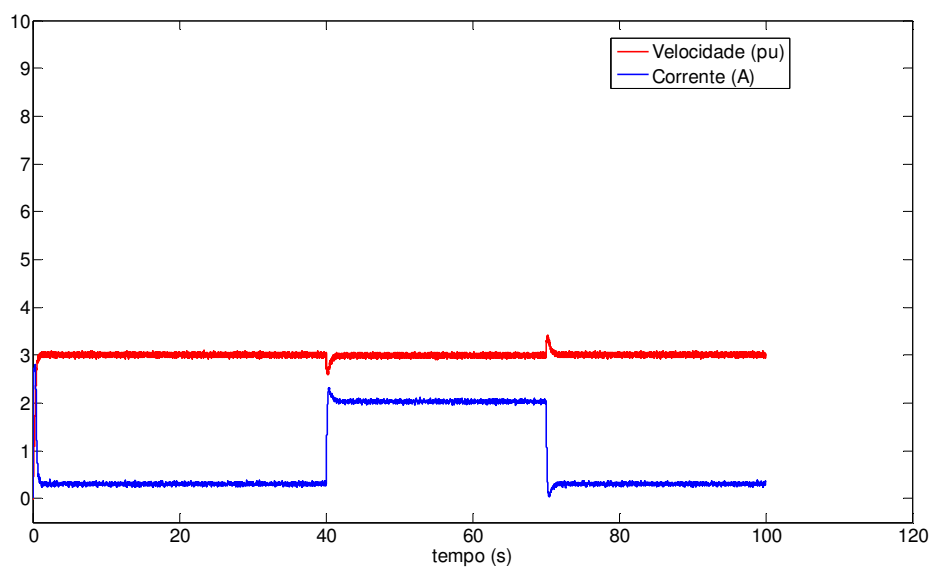


Figura 7.14 Resultado de simulação para $PI1=100(s+0.003)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 3,0

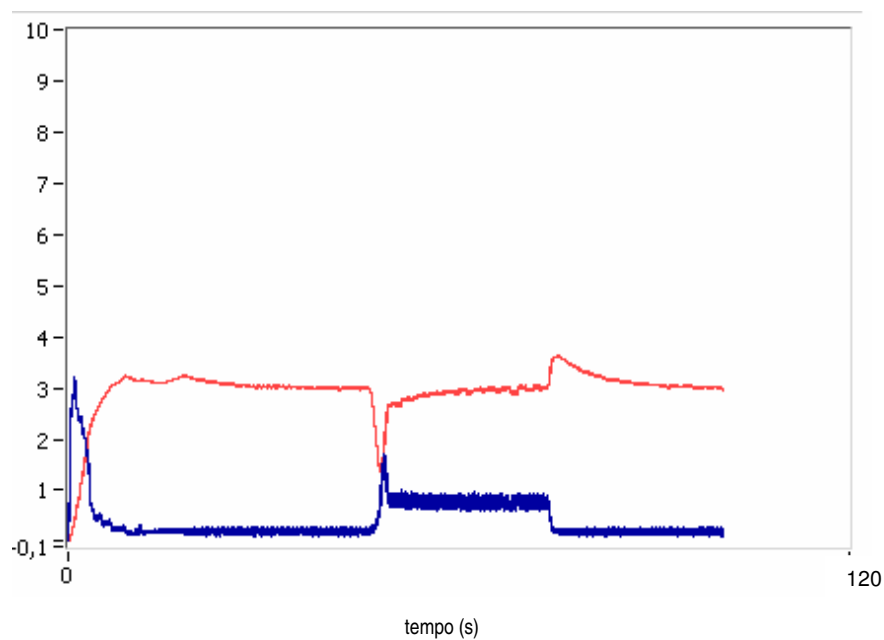


Figura 7.15 Resultado prático para $PI1=100(s+0.003)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 3,0

b. Degrau inicial = 6,0

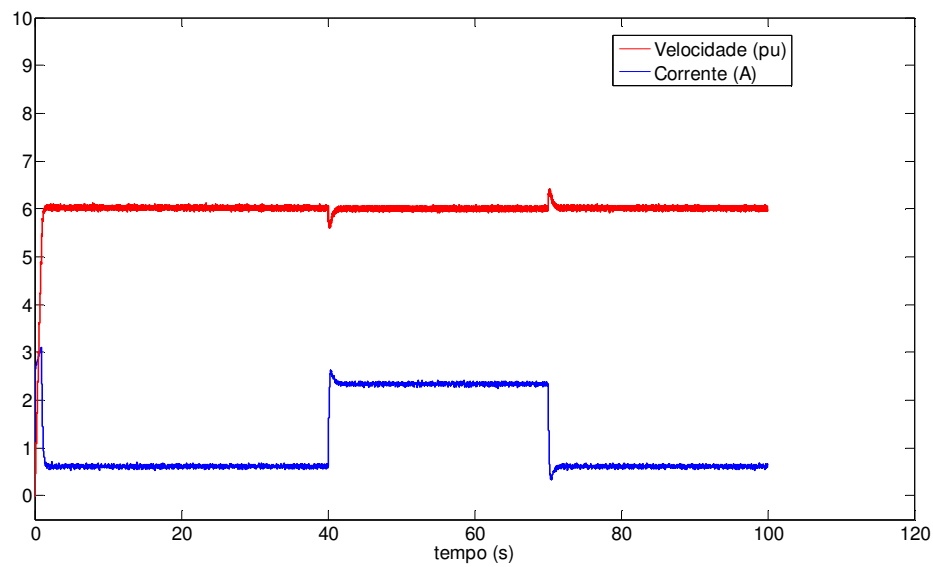


Figura 7.16 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.003)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 6,0

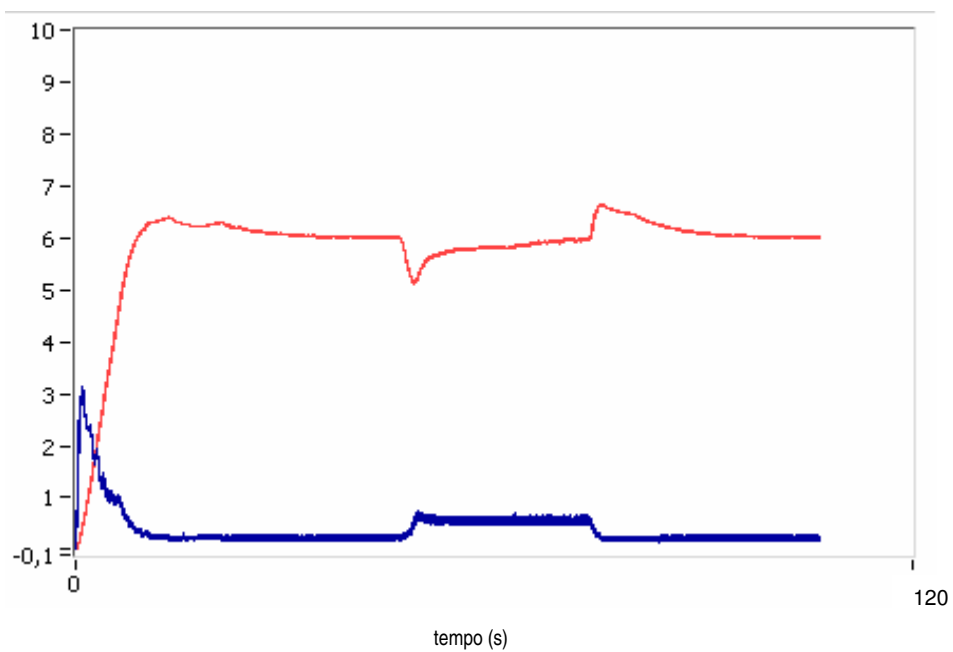


Figura 7.17 Resultado prático para $PI1=100(s+0.003)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 6,0

c. Degrau inicial 8,0

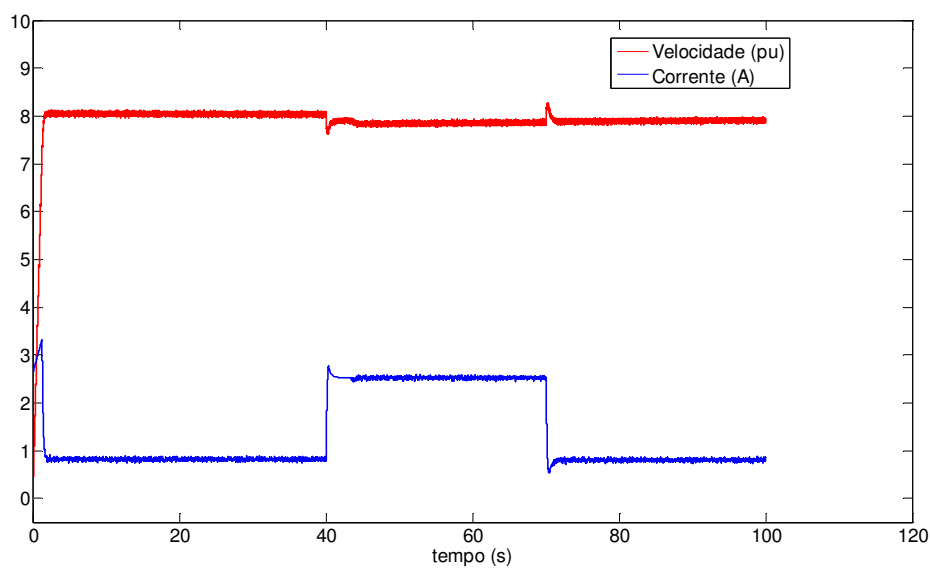


Figura 7.18 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.003)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 8,0

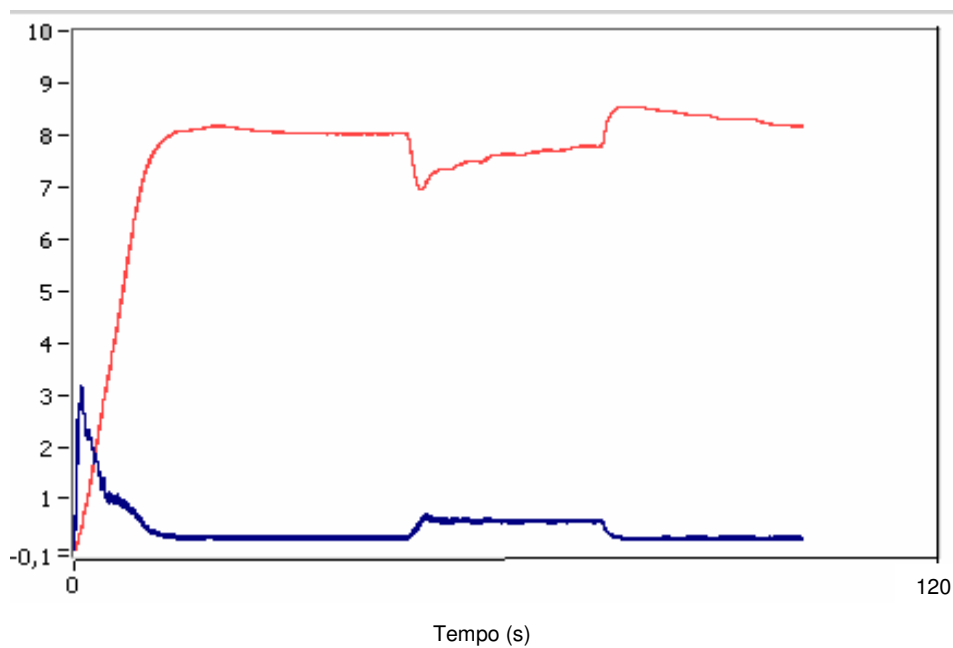


Figura 7.19 Resultado prático para $PI1=100(s+0.003)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 8,0

Pode-se observar nas figuras 7.15, 7.17 e 7.19, a rápida recuperação da velocidade ao ser inserida a carga bruscamente, durante a marcha do motor,

no instante 40s e ao ser desligada a carga, também bruscamente, no instante 70s.

Para as três referências (baixa, média e alta), o sistema respondeu de forma semelhante e em nenhum dos casos apresentou erro estacionário.

Comparando-se as respostas do experimento (7.15, 7.17 e 7.19), com as respostas de simulação (7.14, 7.16 e 7.18) nota-se uma curva bastante semelhante, com exceção dos tempos de resposta que na simulação são significativamente inferiores (cerca de 1/8 vezes o tempo prático).

As respostas mais lentas observadas no caso prático, podem ser explicadas porque o modelo de simulação não considera:

- a) O atrito viscoso e momento de inércia do gerador cc, uma vez que o mesmo possui características eletro mecânicas semelhantes às do motor e foi utilizado como carga nos ensaios práticos.
- b) Os tempos de processamento do programa e da placa de aquisição de dados. Pode ser observado que nos testes de malha aberta nas quais os degraus foram aplicados manualmente, ou seja, sem a utilização de aquisição de dados, os tempos de resposta foram bastante semelhantes, como verificados nas figuras 6.7 e 6.8.

7.3.2 Controle 2 - PI

Alimentação em 160 V a vazio, portanto utilizando *set point* 5 significa 80V na armadura.

A tabela 7.1, indica a velocidade do motor para cada caso.

Ensaio em malha fechada, para variação na amplitude do degrau (3, 6, 8), tempo de ensaio de 100s, com PI1 alterado mas mesmo PI2 projetado, utilizando FPB para filtrar ruídos no sinal dos sensores de corrente e velocidade e com carga inserida aos 40s e retirada aos 70s. Os controladores e filtros utilizados foram:

$$PI1=100(s+0.005)/s$$

Controle de velocidade

$$PI2=0.02(s+3.2940)/s$$

Controle de corrente

$$Filtros = 200/s+200$$

$$AWU(s) = 16/s$$

a. Degrau inicial = 3,0

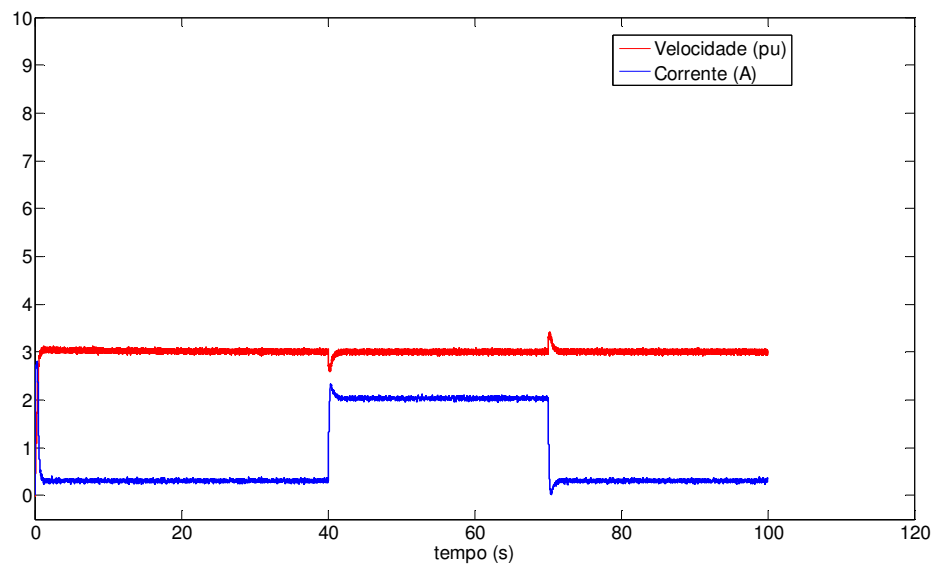


Figura 7.20 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.005)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 3,0

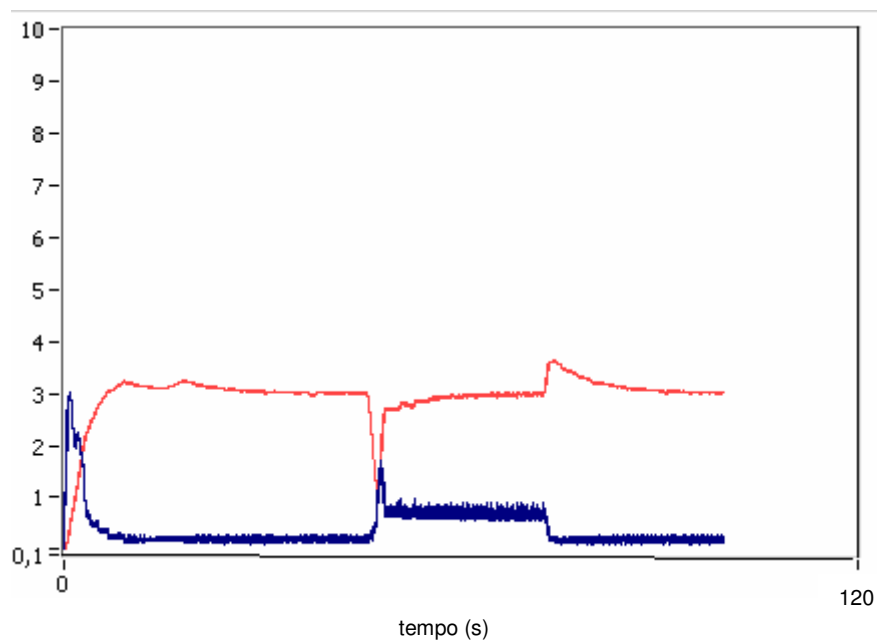


Figura 7.21 Resultado prático para $PI1=100(s+0.005)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 3,0

b. Degrau inicial 6,0

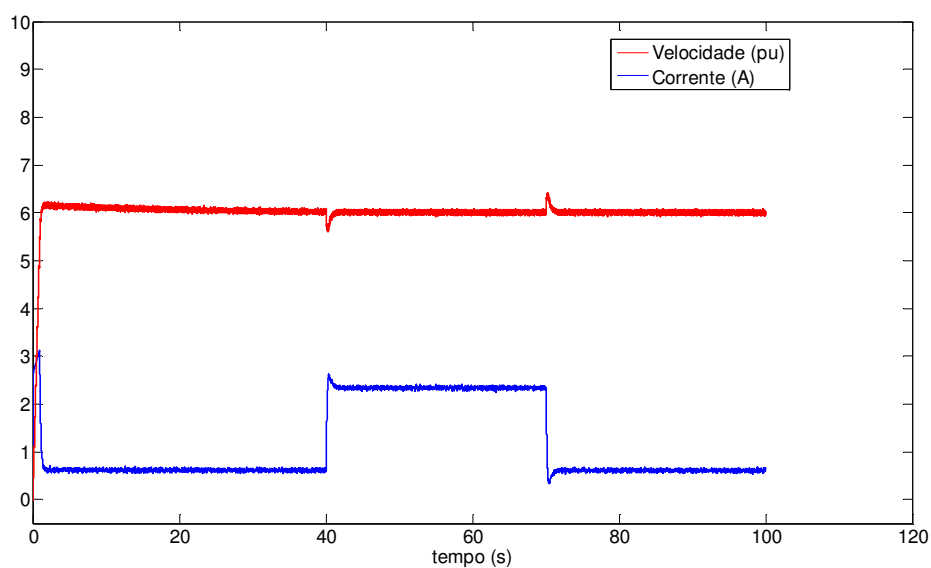


Figura 7.22 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.005)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 6,0

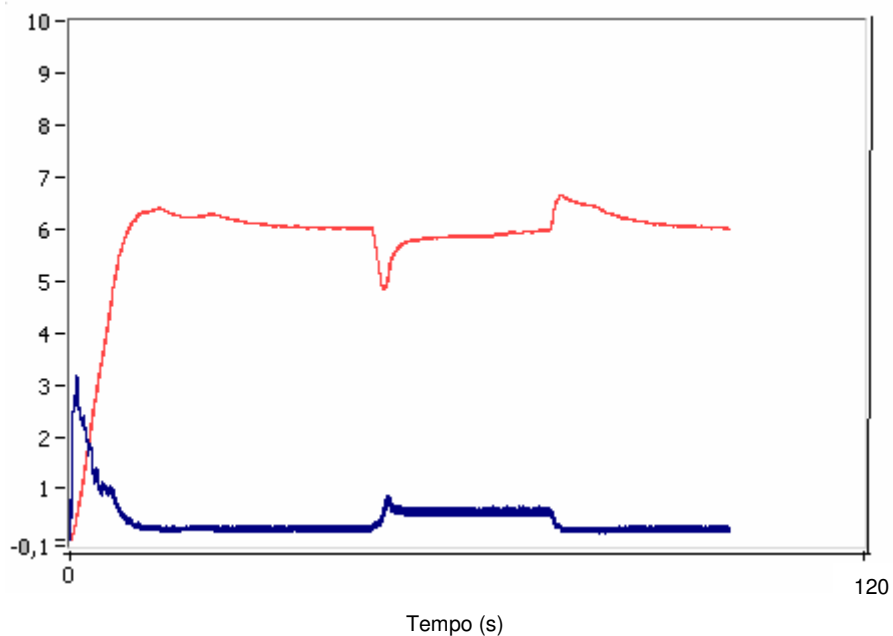


Figura 7.23 Resultado prático para $PI1=100(s+0.005)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 6,0

c. Degrau inicial = 8,0

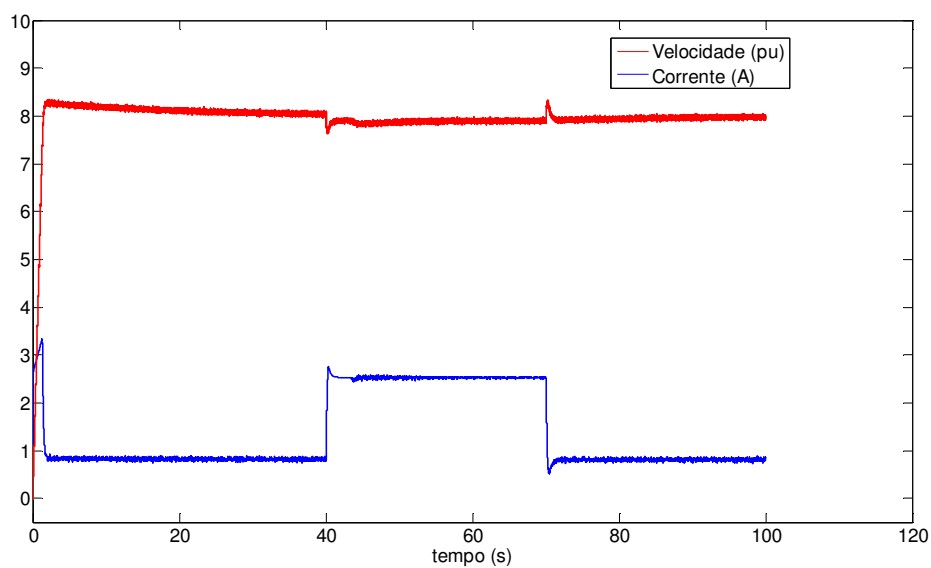


Figura 7.24 Resultado da simulação para $PI1=100(s+0.005)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 8,0

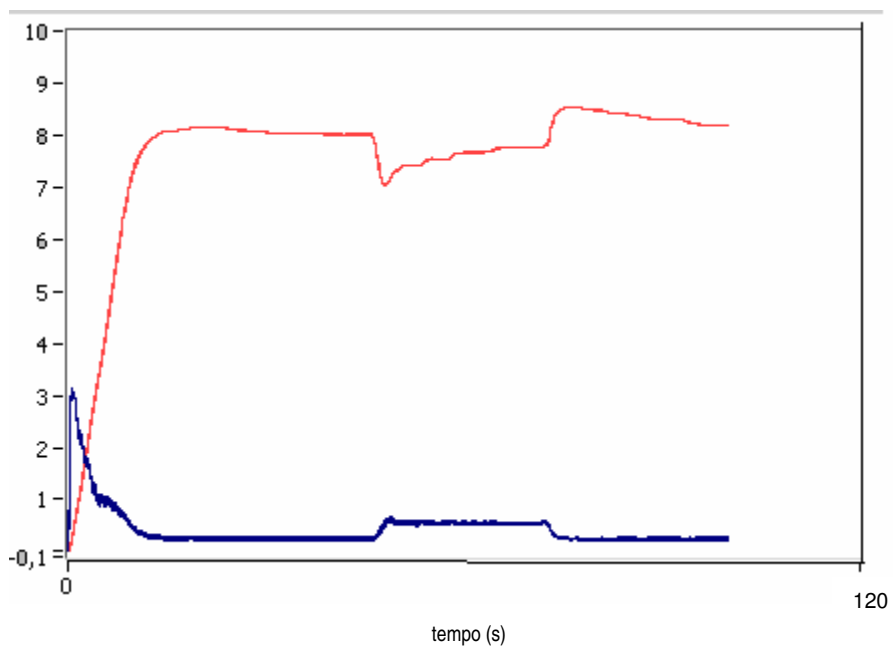


Figura 7.25 Resultado prático para $PI1=100(s+0.005)/s$, $PI2=0,02(s+3,2940)/s$, degrau 8,0

As figuras 7.23, 7.25 e 7.27 foram obtidas sob as mesmas condições de teste do item 7.3.1, apenas modificando-se ligeiramente o controle de

velocidade, mantendo-se o mesmo controlador de corrente, as alterações nas curvas de resposta, neste caso, foram muito pouco significativas.

7.3.3 Controle 3 - Digital

Considerando o controle projetado (Controle 1), discretizamos estes compensadores de forma a desenvolver o controle discreto. As funções discretas, considerando tempo de amostragem de $T = 0,0001$ s, são:

Controlador de velocidade:

$$G_1(z) = 100 \frac{(z - 0,9999998)}{(z - 1)}, \text{ discretizado por integração trapezoidal}$$

O Apêndice A6, mostra a sequência de comandos utilizada para a discretização da função acima.

Controlador de corrente:

$$G_2(z) = 0,02 \frac{(z - 0,9998353)}{(z - 1)}, \text{ discretizado por integração trapezoidal}$$

Filtros:

$$G_f(z) = \frac{0,0198013267}{(z - 0,98019867)}, \text{ discretizado utilizando ZOH}$$

Anti-windup

$$G_a(z) = 16 \frac{0,0001}{(z - 1)}, \text{ discretizado utilizando ZOH}$$

Foram realizados ensaios e simulações nas mesmas condições apresentadas no Controle 1 e os resultados são mostrados abaixo:

a. Degrau inicial 3,0

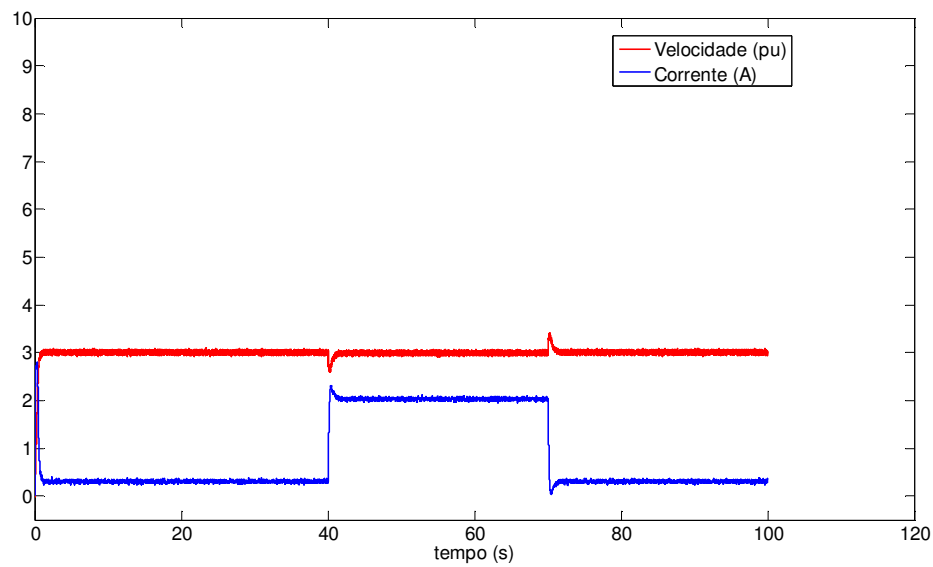


Figura 7.26 Resultado da simulação para controlador discreto – degrau 3,0

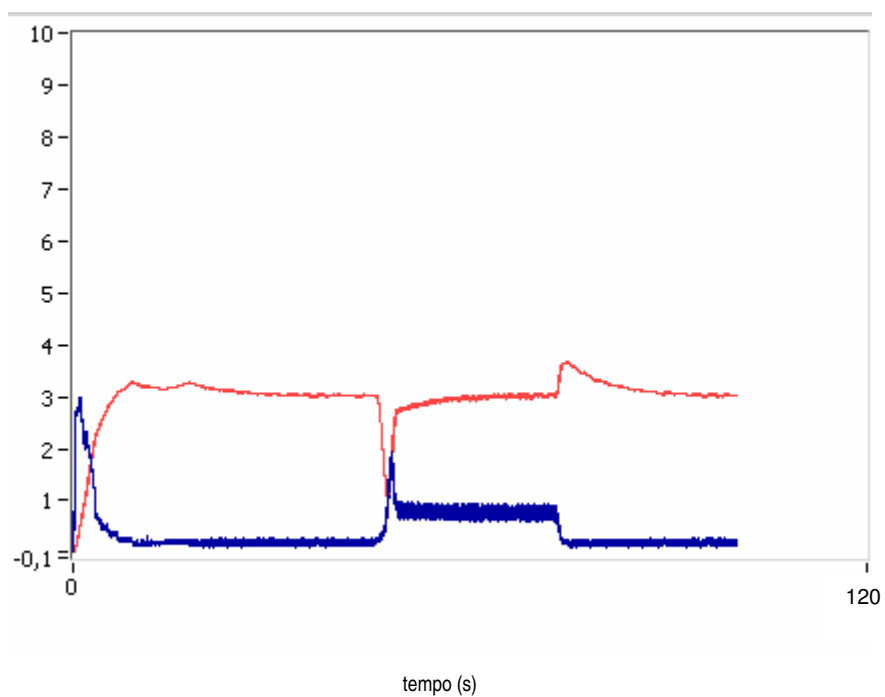


Figura 7.27 Resultado prático para controle discreto – degrau 3,0

b. Degrau 6,0

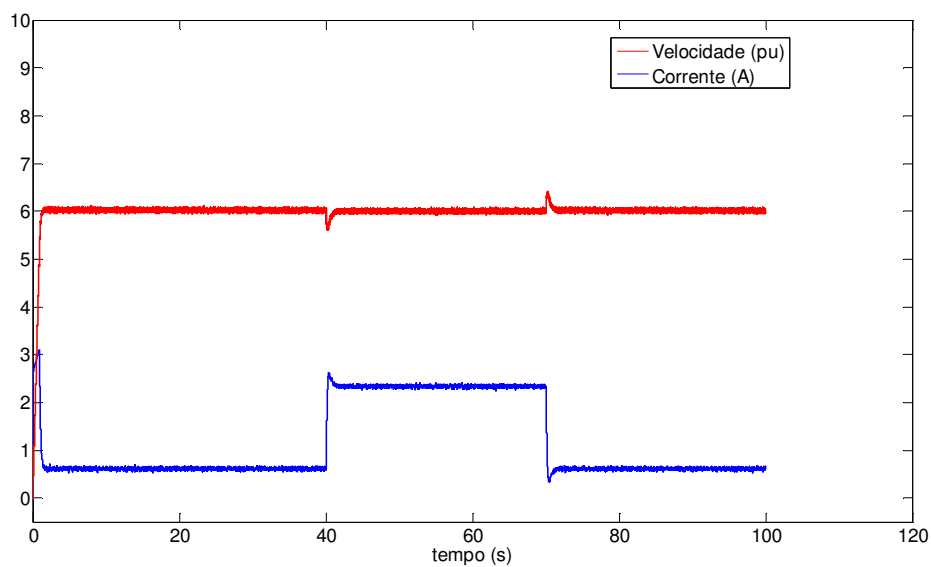


Figura 7.28 Resultado da simulação para controlador discreto – degrau 6,0

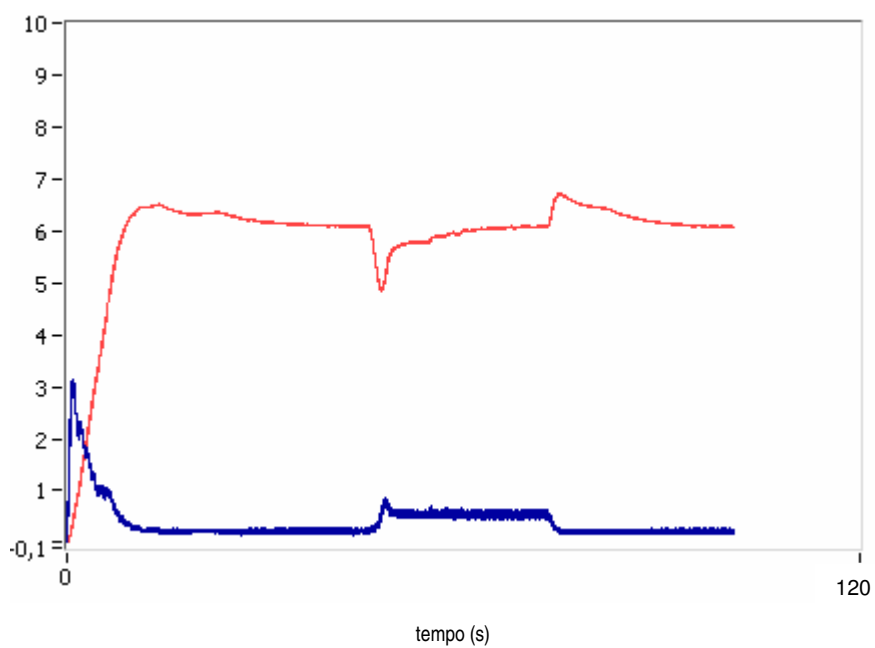


Figura 7.29 Resultado prático para controle discreto – degrau 6,0

c. Degrau 8,0

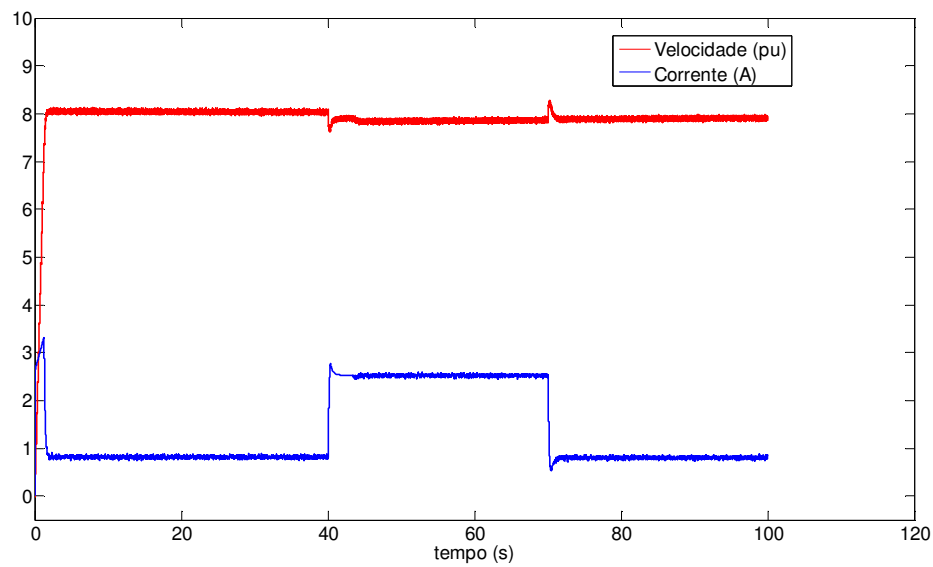


Figura 7.30 Resultado da simulação para controlador discreto – degrau 8,0

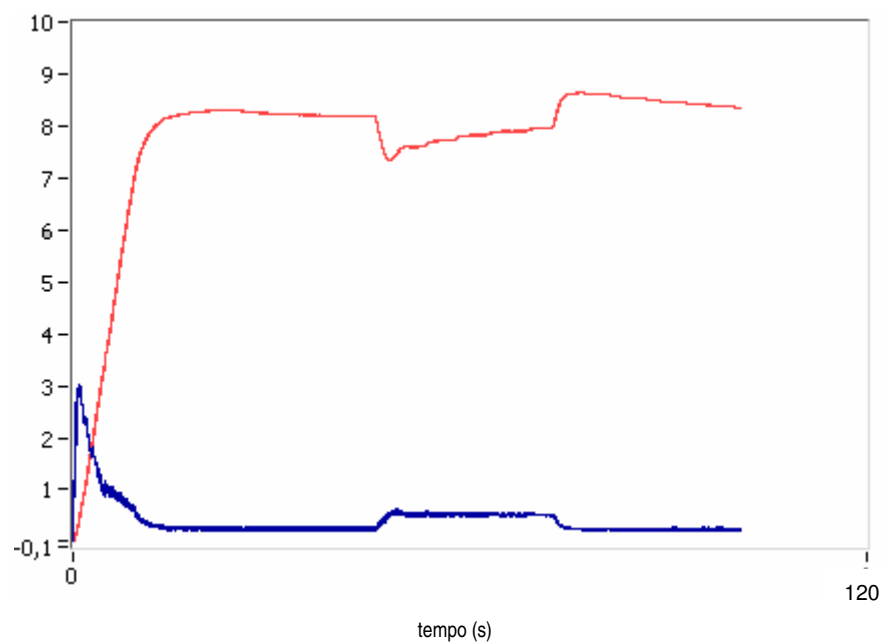


Figura 7.31 Resultado prático para controle discreto – degrau 8,0

Observa-se que os resultados obtidos para as diversas condições de degrau são similares às obtidas no sistema contínuo, mostrando a aplicabilidade do controle discreto. É importante citar que os controladores discretos são facilmente implementáveis, utilizando a interface de programação gráfica do LabVIEW®.

Contudo, caso desejássemos desenvolver o controle em outras plataformas e utilizando equações recursivas que possam ser processadas computacionalmente, isto poderia ser facilmente conseguido. Por exemplo, o controle de velocidade discreto pode ser desenvolvido pela equação abaixo, deduzida pela metodologia apresentada na equação (5.34) fazendo $T_D=0$, obtendo a equação equivalente:

$$Y(k+1) = -99,999U(k) + 100U(k+1) + Y(k)$$

Para desenvolver esta equação no LabVIEW®, basta montar o diagrama de blocos da figura 7.32.

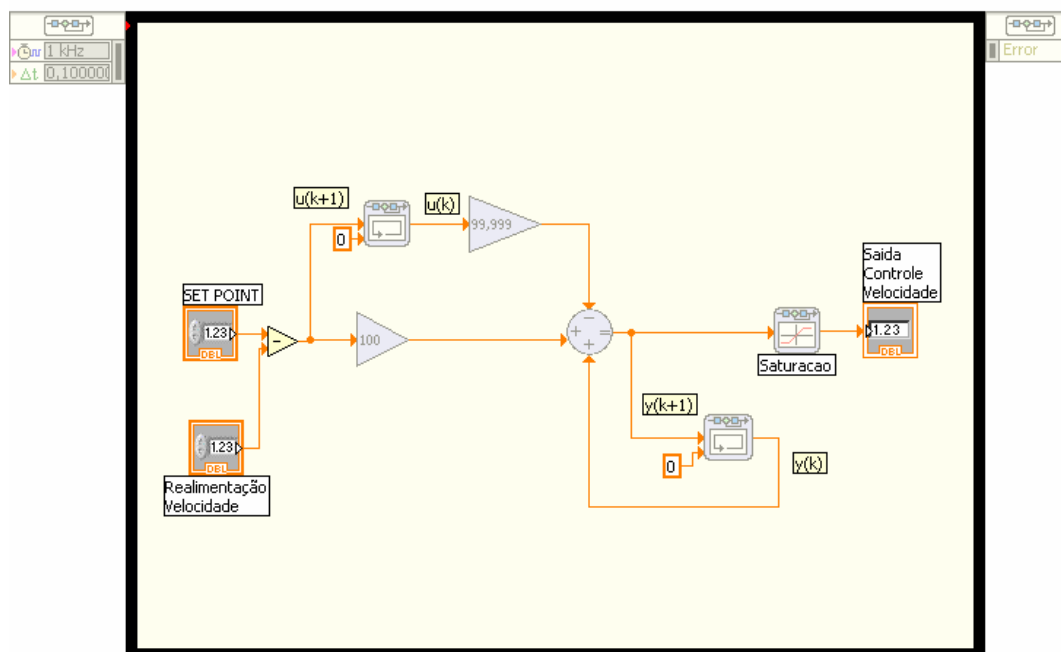


Figura 7.32 Controle de velocidade discreto implementado por equação recursiva

Para finalizar, é importante citar que não foi possível realizar testes com o controlador PID, pois a amplificação dos ruídos pelo modo derivativo levou o controlador rapidamente ao estado de saturação, resultando em controle ineficiente e sensível, provocando danos para o sistema de acionamento.

8. CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o estudo e a implementação de controle de velocidade para um motor de corrente contínua.

A abordagem utilizou equipamentos similares aos tipicamente empregados na indústria mostrando uma solução versátil, moderna e eficiente baseada em sistema de aquisição de dados com kit educacional ELVIS® (*Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite*), permitindo efetuar o controle de forma computacional em software LabVIEW®. Além da aplicabilidade na indústria, a metodologia e a plataforma desenvolvidas podem ser utilizadas na preparação de experiências didáticas para o ensino de engenharia, pois envolvem conceitos essenciais para os engenheiros, principalmente nas áreas de instrumentação, controle de processos contínuos, eletrônica de potência e acionamento controlado de máquinas elétricas, dentre outras.

O sistema de acionamento utilizado apresenta circuito eletrônico em ponte completa com IGBT e circuito integrado IR2110, permitindo o acionamento reversível com regeneração controlado por sinal PWM produzido por programação.

Antes de efetuar o controle, desenvolveu-se a modelagem não-paramétrica do sistema baseada no método dos mínimos quadrados ponderados. A estimação de parâmetros da representação de estados discretos do sistema foi conseguida monitorando, por aquisição de dados, as informações de velocidade e corrente instantâneos do motor, respectivamente medidos por tacogerador e sensor por efeito Hall. A partir do modelo matemático, efetuou-se a sintonia de controladores PID para o sistema permitindo efetuar o controle de velocidade com limitação de corrente de armadura. A malha de controle de corrente permite minimizar os danos produzidos pelas grandes elevações nas correntes durante a partida nos sistemas de acionamento convencionais.

A validação da modelagem matemática foi efetuada comparando os resultados obtidos na prática com aqueles obtidos por simulação, utilizando software MATLAB®. A eficiência do projeto e a sintonia de controladores foram avaliados por meio da análise da resposta a variações na referência de velocidade (*set-point*) bem como à variação da carga acoplada ao eixo do motor. Aspectos práticos foram analisados, tais como o efeito da saturação do sinal de controle e a presença de ruídos nos sinais dos sensores, sendo propostas soluções como a introdução de controles *anti-windup* para minimizar o efeito da saturação, bem como a introdução de filtros para diminuir os ruídos na aquisição dos dados. A semelhança entre resultados práticos e de simulação evidenciam a eficiência na modelagem e controle desenvolvidos, que apresentam em ambos os casos, controle de velocidade com relativa precisão e limitação na corrente produzida, mesmo quando o sistema é submetido a variações de carga.

Como sugestão para trabalhos futuros podemos citar:

- avaliação de novas metodologias de controle como, por exemplo, o controle *fuzzy*, controle por realimentação de estados, dentre outros;
- estudo e implantação de novos sistemas de acionamento mais robustos e menos sensíveis, permitindo operação segura mesmo em condições adversas de variações de corrente (di/dt) e tensão (dv/dt);
- projeto de um kit de controle robusto dedicado ao desenvolvimento do controle de velocidade de motores de corrente contínua em laboratórios da área de eletrônica de potência;
- desenvolvimento do controle por meio de microcontroladores em substituição ao sistema de aquisição de dados com ELVIS® e LabVIEW®.

Finalizando, é importante salientar que, como resultados da pesquisa efetuada, foram publicados os seguintes artigos:

PATANE, E. J. ; ASSIS, W. O. ; REZEK, Â. J. J. . Desenvolvimento de Controle de Velocidade em Malha Fechada para Motores DC Utilizando Aquisição de Dados. In: 6º Congresso Internacional de Automação, Sistemas e Instrumentação, 2006, São Paulo - SP. Anais do 5º Congresso Internacional de Automação, Sistemas e Instrumentação. São Paulo - SP, 2006.

PATANE, E. J. ; ASSIS, W. O. ; REZEK, Â. J. J. . Desenvolvimento de Controle de Velocidade em Malha Fechada para Motores DC Utilizando Aquisição de Dados. Revista Controle e Instrumentação, 2007, São Paulo - SP.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ASSIS, W. O.; **“Análise comparativa de estratégias de controle para acionamentos industriais usando chopper”** Dissertação de mestrado, EFEI- Escola de Engenharia de Itajubá, Dezembro, 1997.
- BLAKE, C; BULL C; **“IGBT or MOSFET: Choose Wisely, Application Note, International Rectifier”** acessado em 10/06/2007 <http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/choosewisely.pdf>.
- BASÍLIO, J. C., MOREIRA, J. C **“Experimentos para estimação dos parâmetros de motores de corrente contínua”** COBENGE – Congresso Brasileiro de Ensino de Engenharia, 2001.
- BOSE, B. K., **“Modern Power Electronics - Evolution, Technology and Applications”**, IEEE Industrial Electronics Society, New York, USA, 1992.
- BOYLESTAD, R. NASHELSKY L. **“Electronic Devices and Circuit Theory”** New Jersey , Prentice Hall, 2002.
- DARIDO, T.Y.T. **“Análise comparativa de desempenho de reguladores digitais em acionamento de motor de corrente contínua excitação série”** Dissertação de mestrado, EFEI- Escola de Engenharia de Itajubá, Abril, 2004.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H.; **“Sistemas de Controles Modernos”**, 8ª, RJ, LTC, 1998.
- FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY, J.R.;KUSCO, A., **“Máquinas elétricas”** McGraw-Hill, 1975.
- GARCIA, C.; **“Controle de processos industriais”**, Apostila do curso de pós graduação em Instrumentação, Automação e Controle, IMT – Instituto Mauá de Tecnologia, Escola de Engenharia Mauá, 2003.
- ISERMAN, R.; **“Digital Control Systems”**, Vol. II, Springer – Verlag, 1992.
- KASSAKIAN, J. G., SCHLECHT, M. F. and VERGHESE, G. C., **“Principles of Power Electronics”**, Ed. Addison - Wesley, Massachusetts, USA, June/1992.
- LANDER, Cyril W , **“Eletrônica Industrial, teoria e aplicações”** 2ª ed. R.J. Makron Books, 1997.

- MOHAN, N., UNDELAND, T. M. and ROBBINS, W. P., **“Power Electronics - Converters, Applications, and Design”**, John Wiley and Sons, New York, USA, 1995.
- NASAR, A.S., **“Máquinas Elétricas”** McGraw-Hill do Brasil, 1984.
- OGATA, Katsuhiko , **“Engenharia de Controle Moderno”**, 3ª RJ , Prentice Hall, 1998.
- POMILIO, J.A. **“Eletrônica de potência”** DSCE- FEEC – UNICAMP, 2001.
- REZEK, J.J.R. et. Al., **“Análise comparativa de desempenho de reguladores digitais em acionamento controlado para motor série corrente contínua”** Revista Intech, 2003.
- SIMONE, G.A., **“Máquinas de corrente contínua”**, São Paulo, Érica 2000.
- SCHUCHI, L.; RECHII C.; PINHEIRO, J.R. **“Estágio de entrada de uma UPS on-line de alta eficiência controlado por um único DSP”** Sba Controle & Automação v.16 n.2, Campinas, abr./jun., 2005.
- SOUSA, G. C. D., BOSE, B. K., **“A Fuzzy Set Theory Based Control of a Phase-Controlled Converter DC Machine Drive”**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, N.1, January/February, 1994.
- TORO, Vicent Del , **“Fundamentos de Máquinas Elétricas”** Prentice Hall do Brasil, 1990.

APÊNDICE A.1

DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR

Determinação dos Parâmetros k_t e k_ω

É fácil mostrar que os parâmetros k_t e k_ω , quando expressos em unidades do sistema internacional possuem praticamente o mesmo valor (BASÍLIO et al, 2001). Logo basta determinar uma delas. Note que a partir da equação (2.15) e assumindo que a tensão de saída do tacogerador varia linearmente com a velocidade do motor de corrente contínua, podemos dizer que:

$$e(s) = \frac{k_\omega}{k_{taco}} V_{taco}(s) \quad (A1.1)$$

onde k_{taco} é a relação entre a velocidade angular do motor ω_m e a tensão medida na saída do tacogerador V_{taco} . O parâmetro k_{taco} pode ser obtido pelo catálogo do fabricante do tacogerador ou estimada plotando um gráfico de motor $V_{taco} \times \omega_m$ e calculando a inclinação.

Para determinar o parâmetro k_ω pode-se executar um ensaio conforme descrito a seguir.

- com os terminais do motor em aberto, aplicar um torque externo ao motor, fazendo-o, assim, funcionar como gerador;
- varie o torque de carga (na máquina síncrona acoplada ao motor de corrente contínua) e meça as respectivas tensões nos terminais do tacogerador e do motor (funcionando como gerador); como os terminais do motor estão em aberto, não há circulação de corrente na armadura e, portanto, a tensão medida é praticamente igual à força contraeletromotriz e (conforme equação (2.22)).
- A determinação de k_ω pode ser obtida ajustando-se os pontos de V_{taco} e e , traçando uma reta que passa pela origem e calculando a inclinação.

Determinação de R_a e L_a

Observando-se a figura 2.6, podemos observar facilmente que:

$$I_a(s) = \frac{1}{sL_a + R_a} (V(s) - k_\omega \omega_m(s)) \quad (A1.2)$$

$$sL_a I_a(s) + R_a I_a(s) = V(s) - k_\omega \omega_m(s) \quad (A1.3)$$

Aplicando-se a Transformada Inversa de Laplace, encontramos a equação no domínio do tempo:

$$L_a \frac{dI_a(t)}{dt} = -R_a I_a(t) + V(t) - k_\omega \omega_m(t) \quad (A1.4)$$

Reescrevendo a equação (A1.4), incluindo gerador PWM e tacogerador resulta em:

$$\frac{dI_a(t)}{dt} = -\frac{R_a}{L_a} I_a(t) + \frac{k_{pwm}}{L_a} V_t(t) - \frac{2\pi}{60} \frac{k_\omega}{k_{taco} L_a} V_{taco}(t) \quad (A1.5)$$

Para obter os parâmetros será necessário efetuar ensaios com o motor em vazio, variando a tensão aplicada v e medindo os valores da corrente de armadura I_a e da tensão no tacogerador V_{taco} . Definindo $e_v = v - \frac{k_\omega}{k_{taco}} V_{taco}$ e traçando um gráfico de $I_a \times e_v$ poderemos aproximar o gráfico a uma reta e calculando a inclinação e os pontos de intersecção com o eixo, poderemos calcular o parâmetro R_a . Contudo, a determinação de L_a não poderá ser obtida diretamente.

Para determinar L_a será necessário utilizar a representação de estados obtida na equação (A1.5).

Efetuando ensaio com entrada v variável (por exemplo, uma entrada pulsante com largura aleatória) e medindo os valores instantâneos de I_a e da tensão no tacogerador (V_{taco}) pode-se aplicar métodos de identificação de parâmetros de sistemas discretos no tempo, tais como o método dos mínimos quadrados, para fazer a estimação dos parâmetros.

Deve-se lembrar que $\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$ também poderá ser calculada diretamente.

Para utilização do método dos mínimos quadrados (ver apêndice A.2) é necessário que a equação (A1.5) seja escrita da forma:

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (A1.6)$$

Obtemos portanto:

$$\begin{aligned} \dot{I}_a &= \left[-\frac{R_a}{L_a} \right] I_a + \left[\frac{k_{pwm}}{L_a} \quad -\frac{2\pi k_\omega}{60k_{taco}L_a} \right] \begin{bmatrix} V_t \\ V_{taco} \end{bmatrix}, \\ \dot{I}_a &= AI_a + Bu \end{aligned} \quad (A1.7)$$

onde:

$$\begin{aligned} A &= \left[-\frac{R_a}{L_a} \right] I_a, \\ B &= \left[\frac{k_{pwm}}{L_a} \quad -\frac{2\pi k_\omega}{60k_{taco}L_a} \right] \\ u &= \begin{bmatrix} V_t \\ V_{taco} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

A equação (A1.6) deverá ser então discretizada como segue:

$$X((k+1)T) = G(T)x(kT) + H(T)u(kT) \quad (A1.8)$$

As matrizes G e H dependem do período de amostragem T, uma vez que este período é constante, G e H são matrizes constantes. Para determinar G(T) e H(T), utiliza-se a solução da equação (A1.6).

$$x(t) = e^{At}x(0) + e^{At} \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau$$

Assumindo-se que $u(t) = u(kT)$ para o kT -ésimo período de amostragem.

Desde que,

$$x((k+1)T) = e^{A(k+1)T}x(0) + e^{A(k+1)T} \int_0^{(k+1)T} e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau \quad (A1.9)$$

$$x(kT) = e^{AkT} x(0) + e^{AkT} \int_0^{kT} e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau \quad (A1.10)$$

Multiplicando-se a equação (A1.10) por e^{AT} e subtraindo-se de (A1.9), obtem-se:

$$\begin{aligned} x((k+1)T) &= e^{AT} x(kT) + e^{A(k+1)T} \int_{kT}^{(k+1)T} Bu(\tau) d\tau \\ x((k+1)T) &= e^{AT} x(kT) + e^{AT} \int_0^T Bu(kT) dt \\ x((k+1)T) &= e^{AT} x(kT) + \int_0^T e^{A\lambda} Bu(kT) dt \end{aligned} \quad (A1.11)$$

onde $\lambda = (T - t)$ e conforme definido:

$$G(T) = e^{AT} = \mathcal{L}^{-1} \left\{ [sI - A]^{-1} \right\}$$

$$H(T) = \left(\int_0^T e^{AT} dt \right) B$$

Portanto a equação (A1.11) é equivalente à equação (A1.8).

Para discretizar a equação, basta escrevê-la na forma da equação (A1.7), determinando $G(T)$ e $H(T)$:

$$G(T) = L^{-1} \left\{ \left[sI + \frac{R_a}{L_a} \right]^{-1} \right\} = L^{-1} \left\{ \frac{1}{s + \frac{R_a}{L_a}} sI \right\} = e^{-\frac{R_a}{L_a} T} \quad (A1.12)$$

$$H(T) = \left(\int_0^T G(T) dt \right) B = \left(\int_0^T e^{-\frac{R_a}{L_a} T} T dT \right) \left[\frac{k_{pwm}}{L_a} \quad -\frac{2\pi k_\omega}{60k_{taco} L_a} \right]$$

onde:

$$H(T) = \left[-\frac{k_{pwm}}{R_a} \left(e^{-\frac{R_a}{L_a} T} - 1 \right) \quad \frac{2\pi k_\omega}{60R_a k_{taco}} \left(e^{-\frac{R_a}{L_a} T} - 1 \right) \right]$$

E conforme (A1.7) e (A1.8):

$$I_a(k+1) = e^{-\frac{R_a T}{L_a}} I_a(k) + \frac{k_{pwm}}{R_a} \left(e^{-\frac{R_a T}{L_a}} - 1 \right) V - \frac{2\pi k_\omega}{60 R_a k_{taco}} \left(e^{-\frac{R_a T}{L_a}} - 1 \right) V_{taco} \quad (A1.13)$$

Portanto o vetor de solução θ_1 para o algoritmo de estimação resulta em:

$$\theta_1 = [G(T) \ H(T)] = \left[e^{-\frac{R_a T}{L_a}} \quad \frac{k_{pwm}}{R_a} \left(e^{-\frac{R_a T}{L_a}} - 1 \right) \quad - \frac{2\pi k_\omega}{60 R_a k_{taco}} \left(e^{-\frac{R_a T}{L_a}} - 1 \right) \right] \quad (A1.14)$$

Determinação de J e b

Para obter os parâmetros de estimação é necessário efetuar ensaios com o motor em vazio. Nesta situação o torque de carga tem baixos valores e por isso será desprezado na modelagem. Substituindo a equação (2.21) e assumindo a relação linear $v_{taco} = k_{taco} \omega_m$ e $T_L = 0$ obtemos:

$$\begin{aligned} \omega_m(s) &= \frac{1}{sJ + b} k_t i_a(s) \\ sJ\omega_m(s) + b\omega_m(s) &= k_t i_a(s) \end{aligned}$$

Fazendo-se a Transformada Inversa de Laplace:

$$J \frac{d\omega_m(t)}{dt} + b\omega_m(t) = k_t i_a(t) \quad (A1.15)$$

Na figura 6.1 podemos verificar que:

$$\omega_m(t) = \frac{2\pi}{60 k_{taco}} V_{taco}(t)$$

Podemos reescrever a equação (A1.15):

$$J \frac{d \frac{2\pi}{60 k_{taco}} V_{taco}(t)}{dt} = -b \frac{2\pi}{60 k_{taco}} V_{taco}(t) + k_t i_a(t)$$

$$\frac{dV_{taco}(t)}{dt} = \frac{-b}{J} V_{taco}(t) + \frac{60 k_{taco} k_t}{2\pi J} i_a(t)$$

$$\dot{V}_{taco} = \frac{-b}{J} V_{taco} + \frac{60k_{taco}k_t}{2\pi J} I_a \quad (A1.16)$$

Utilizando para a equação (A1.16) um procedimento semelhante ao da equação (A1.8), chegamos à seguinte função discretizada:

$$V_{taco}(k+1) = e^{-\frac{b}{J}T} V_{taco}(k) + \left(1 - e^{-\frac{b}{J}T}\right) \left(\frac{60k_{taco}k_t}{2\pi b}\right) I_a(k) \quad (A1.17)$$

O modelo de representação de estados (A1.17) pode ser utilizado para calcular os parâmetros b e J . Efetuando ensaio com entrada v variável (por exemplo, uma entrada pulsante com largura aleatória) e, medindo os valores instantâneos de I_a e da tensão no tacogerador (V_{taco}), podem-se aplicar métodos de identificação de parâmetros de sistemas discretos no tempo, tais como o método dos mínimos quadrados, para fazer a estimação dos parâmetros b e J .

Deve-se lembrar que $\tau_m = \frac{J}{b}$ também poderá ser calculada diretamente.

O vetor de solução θ_2 para o algoritmo de estimação resulta em:

$$\theta_2 = \begin{bmatrix} e^{-\frac{b}{J}T} & \frac{60k_{taco}k_t}{2\pi b} \left(1 - e^{-\frac{b}{J}T}\right) \end{bmatrix} \quad (A1.18)$$

APÊNDICE A.2

MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS

Considere um sistema discreto que pode ser representado pela seguinte equação:

$$Y = mu + b$$

Onde: m,b – parâmetros do sistema a serem estimados

u – entrada do sistema

y – saída do sistema

$$\text{Fazendo } Y_i = D_i + e_i$$

Onde Y_i e D_i são matrizes com valores medidos experimentalmente considerando determinados valores de entrada e medindo a saída temos:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & 1 \\ x_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ x_n & 1 \end{bmatrix} \hat{\theta} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad \text{onde: } \hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{m} \\ \hat{b} \end{bmatrix}$$

Na equação θ representa os parâmetros estimados de m e b. Para estimar estes parâmetros é necessário minimizar o erro e.

Definindo uma função custo para minimizar o erro em $e_i = Y_i - D_i \hat{\theta}$

$$J = \sum_{i=1}^n e_i^2 = E^T E$$

$$J = (Y - D\hat{\theta})^T (Y - D\hat{\theta})$$

$$J = Y^T Y - \hat{\theta}^T D^T Y - Y^T D \hat{\theta} + \hat{\theta}^T D^T \hat{\theta}$$

Para achar o menor valor basta derivar a equação de J.

$$\frac{\partial J}{\partial t} = -2Y^T D + 2\hat{\theta}^T D^T D = 0$$

onde:

$$\hat{\theta} = (D^T D)^{-1} D^T Y$$

Algoritmo para Identificação de Parâmetros pelo Método dos Mínimos Quadrados Ponderados

O método dos mínimos quadrados ponderados é uma extensão do método dos mínimos quadrados que apresenta um algoritmo de estimação de parâmetros eficiente e preciso (ISERMANN, 1992).

Montagem do algoritmo

1. Escolher uma matriz de ponderação diagonal $P(k)$ de ordem $2n$ de tal forma que os termos da diagonal principal são iguais e relativamente elevados.

2. Ajustar um valor de esquecimento γ e a variável auxiliar α tal que:

$$0 < \gamma \leq 1 \quad \alpha = 1 - \gamma$$

3. Inicializar $Y(k)$, $Y(k-1)$, $Y(k-2)$ e $D(k)$ a partir dos valores iniciais coletados na entrada e saída.

$$Y(k) = Y(3) \quad Y(k-1) = Y(2) \quad Y(k-2) = Y(1)$$

$$U(k-1) = U(2) \quad U(k-2) = U(1)$$

$$D(k) = [-Y(k-1) \ -Y(k-2) \ U(k-1) \ U(k-2)]^T$$

4. Assumir valores iniciais para: $\hat{\theta}(k+1)$ e $\hat{\theta}(k)$

Repetir as operações listadas de 5 a 9 enquanto $\max |\theta(k+1) - \theta(k)| \geq \varepsilon$
onde ε representa uma tolerância para o erro de estimação.

5. Atualizar $\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k+1)$

6. Calcular o ganho de Kalman do sistema através de:

$$K(k) = \frac{P(k)}{\gamma} D(k) \left(\frac{1}{\alpha} + D^T(k) \frac{P(k)}{\gamma} D(k) \right)^{-1}$$

7. Estimar o novo valor $\hat{\theta}(k+1)$ a partir de valores $Y(k)$ coletados:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + K(k)(Y(k) - D^T(k)\hat{\theta}(k))$$

8. Calcular a nova matriz de ponderação por:

$$P(k) = \frac{1}{\gamma} (1 - K(k)D^T(k)) P(k)$$

9. Atualizar:

$$Y(k) = Y(k+1) \quad Y(k-1) = Y(k) \quad Y(k-2) = Y(k-1)$$

$$U(k-1) = U(k) \quad U(k-2) = U(k-1)$$

$$D(k) = [-Y(k-1) \ -Y(k-2) \ U(k-1) \ U(k-2)]^T$$

APÊNDICE A.3

Algoritmo para Tratamento dos Sinais Após Aquisição

```

clear
Correntel=[.....]
Velocidade1=[.....]
TAmostr=Correntel(end,1)/(length(Correntel))

Corrente=Correntel(:,2);
Tempo=Correntel(:,1);
Velocidade=Velocidade1(:,2);
final=length(Tempo);

% Algoritmo para obter curva de corrente com valores de pico
i=1;
T=Tempo(1); corrpico=0;
while i<final
    Tinicio=Tempo(i);
    corrpico2(i)=Corrente(i);
    while (T-Tinicio)<=0.3 & i<final;
        corrpico2(i+1,1)=max(Corrente(i,1),corrpico2(i,1));
        corrpico(i,1)=corrpico2(i,1);
        T=Tempo(i);
        i=i+1;
    end
end
corrpico(i,1)=corrpico2(i-1,1);
i;
final;
T;
plot(Tempo,Corrente,'r')
hold
plot(Tempo,corrpico,'b')

% Algoritmo para obter curva de corrente por média de pontos
j=1;
Tj=Tempo(1); corrmmed=0;
while j<final
    Tinicioj=Tempo(j);
    corrmmed(j)=Corrente(j);
    corrsoma=0;
    jj=1;
    while (Tj-Tinicioj)<=0.05 & j<final;
        corrsoma=Corrente(j+1,1)+corrsoma;
        Tj=Tempo(j);
        j=j+1;
        jj=jj+1;
    end
    corrmmed(j-jj+1:j,1)=corrsoma/jj;
end
j;
final;
T;

```

```

figure
plot(Tempo, Corrente, 'r')
hold
plot(Tempo, corrmed, 'b')

iaa=corrpico;
iab=corrmed;
vtaco=Velocidade;

Tfimdegrau=40.135;
t=1;
Tempodegrau=0;
while Tempodegrau<=Tfimdegrau
    Tempodegrau=Tempo(t,1);
    t=t+1;
end
t
v1=5*[ones(t,1)];
v2=zeros(length(Tempo)-t,1);
v=[v1;v2];

figure
plot(Tempo', iaa', 'r', Tempo', iab', 'k', Tempo', vtaco', 'b', Tempo', v', 'g')

vx=[Tempo, vtaco];
ix=[Tempo, Corrente];
ipico=[Tempo, iaa];
imed=[Tempo, iab];

```

APÊNDICE A.4

Algoritmo para Identificação dos Parâmetros – 1ª Parte

```
% Programa para identificação de parâmetros
% de um sistema discreto

% Considere entrada degrau

format long;
clear tempo x
erro=1e-4;           % tolerancia
ia1=iaa(1);ia2=iaa(2); %lendo corrente
v1=v(1);v2=v(2);      % lendo tensão
vtacol=vtaco(1);vtaco2=vtaco(2);% lendo tensão do tacogerador
(velocidade)

% Parâmetros de configuração do algoritmo
% ajustados por tentativa e erro mas:
% a << gama e a + gama = 1
% p = matriz de ganho que multiplica o erro que deve ser minimizado
%(define a rapidez de convergencia, deve apresentar alto valor)

gama=0.95;a=0.05;
p=[1e9 0 0;0 1e9 0;0 0 1e9];
teta0=[1 1 1]';tetal=[0 0 0]';
d=[ia1 v1 vtacol]';

i=1;
while min(abs(tetal-teta0))>erro | max(abs(tetal-teta0))>erro
    teta0=tetal;
    k=(p/gama)*d*inv((1/a)+d'*(p/gama)*d);
    v1=v2;ia1=ia2;vtacol=vtaco2;
    v2=v(i+1);ia2=iaa(i+1);vtaco2=vtaco(i+1);

    tetal=teta0+k*(ia2-d'*teta0);
    x(i,1)=tetal(1,1);
    x(i,2)=tetal(2,1);
    x(i,3)=tetal(3,1);
    tempo(i)=i;
    p=([1 0 0;0 1 0;0 0 1]-k*d')*p/gama;

    d=[ia1 v1 vtacol]';
    i=i+1
end

i
tetal

subplot(2,2,1);plot(tempo,x(:,1));grid;pause
subplot(2,2,2);plot(tempo,x(:,2));grid;pause
subplot(2,2,3);plot(tempo,x(:,3));grid

kPWM=10;
ktaco=1/185;
```



```
RaLa=-log(tetal(1))/TAmostr;  
Raest=(kPWM/(tetal(2)))*(1-exp(-RaLa*TAmostr))  
Laest=Raest/RaLa  
  
kw2=-(tetal(3)*ktaco*Raest*60)/(2*pi*(1-exp(-RaLa*TAmostr)));  
  
kwest=kw2
```

APÊNDICE A.5

Algoritmo para Identificação dos Parâmetros – 2ª Parte

```
% Programa para identificação de parâmetros
% de um sistema discreto

% Considere entrada degrau

format long;
clear tempo xb
erro=1e-6; % tolerancia
ia1=iaa(1);ia2=iaa(2); %lendo corrente
vtacol=vtaco(1);vtaco2=vtaco(2);% lendo tensão do tacogerador
(velocidade)

% Parâmetros de configuração do algoritmo
% ajustados por tentativa e erro mas:
% a << gama e a + gama = 1
% p = matriz de ganho que multiplica o erro que deve ser minimizado
%(define a rapidez de convergencia, deve apresentar alto valor)

gama=0.99;a=0.01;
p=[1e8 0;0 1e8];
teta0b=[1 1]';tetalb=[0 0]';
d=[vtacol ia1]';

i=1;
while min(abs(tetalb-teta0b))>erro | max(abs(tetalb-teta0b))>erro
    teta0b=tetalb;
    k=(p/gama)*d*inv((1/a)+d'*(p/gama)*d);
    ia1=ia2;vtacol=vtaco2;
    ia2=iaa(i+1);vtaco2=vtaco(i+1);

    tetalb=teta0b+k*(vtaco2-d'*teta0b);
    xb(i,1)=tetalb(1,1);
    xb(i,2)=tetalb(2,1);
    tempo(i)=i;
    p=([1 0;0 1]-k*d')*p/gama;

    d=[vtacol ia1]';
    i=i+1
end

i
tetalb

subplot(1,2,1);plot(tempo,xb(:,1));grid;pause
subplot(1,2,2);plot(tempo,xb(:,2));grid

ktest=kwest;

BJ=-log(tetalb(1))/TAmostr;
Best=(ktaco*ktest*60/(2*pi*tetalb(2)))*(1-exp(-BJ*TAmostr))
Jest=Best/BJ
```

APÊNDICE A.6

Rotina utilizada para discretização da função de controle

MATLAB®

```
>> format long
```

```
>> n2=100*[1 0.003];
```

```
>> d2=[1 0];
```

```
>> sist=tf(n,d)
```

Transfer function:

$$\frac{100 s + 0.1}{s}$$

```
>> sist2=tf(n2,d2)
```

Transfer function:

$$\frac{100 s + 0.3}{s}$$

```
>> sistd2=c2d(sist2,0.0001,'tustin')
```

Transfer function:

$$\frac{100 z - 100}{z - 1}$$

Sampling time: 0.0001

```
>> [numd2 dend2]=tfdata(sistd2,'v')
```

numd2 =

```
1.0e+002 *
```

```
1.0000000150000000 -0.9999999850000000
```

dend2 =

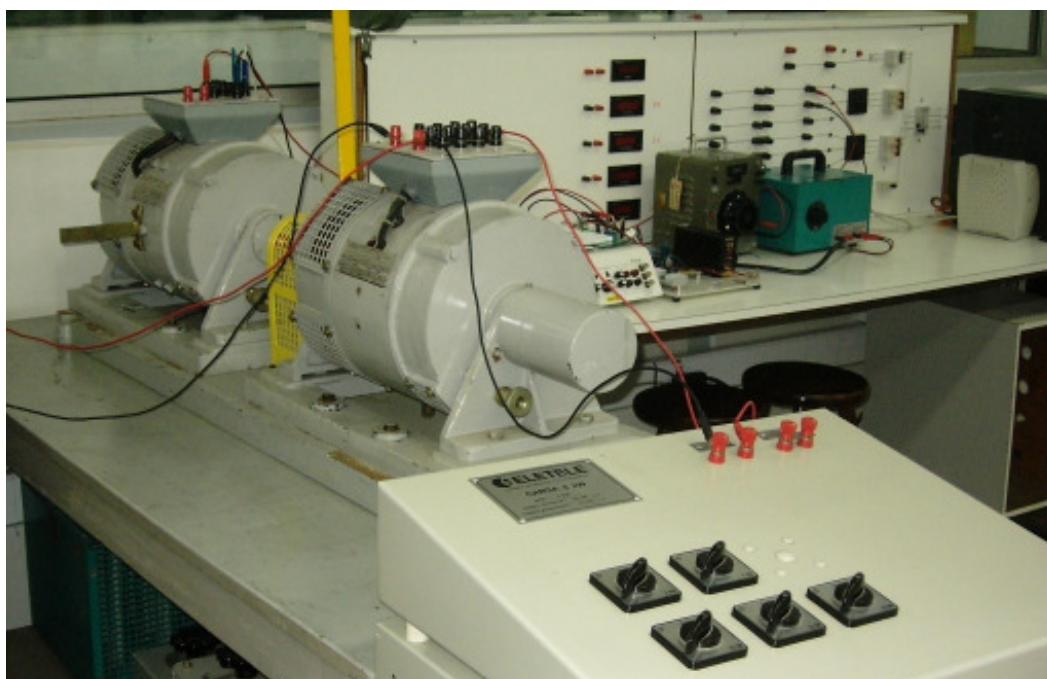
```
1 -1
```

APENDICE A7

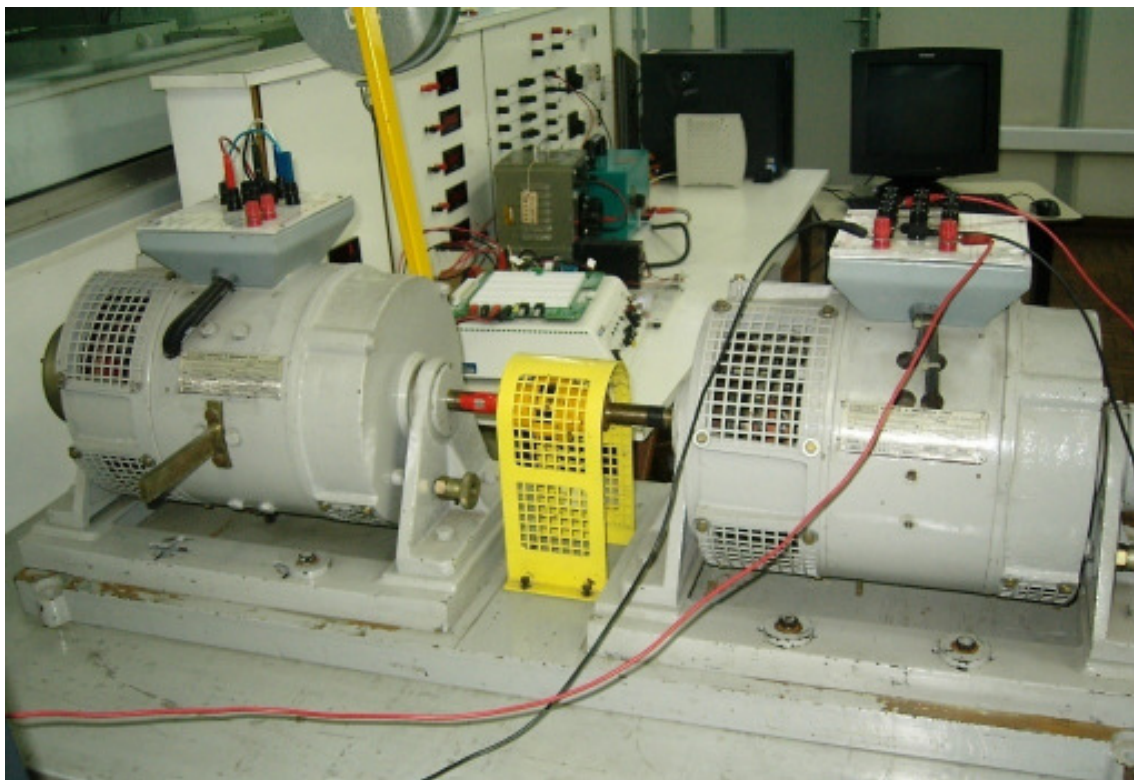
Fotografias do Motor e do Sistema de Acionamento Desenvolvido



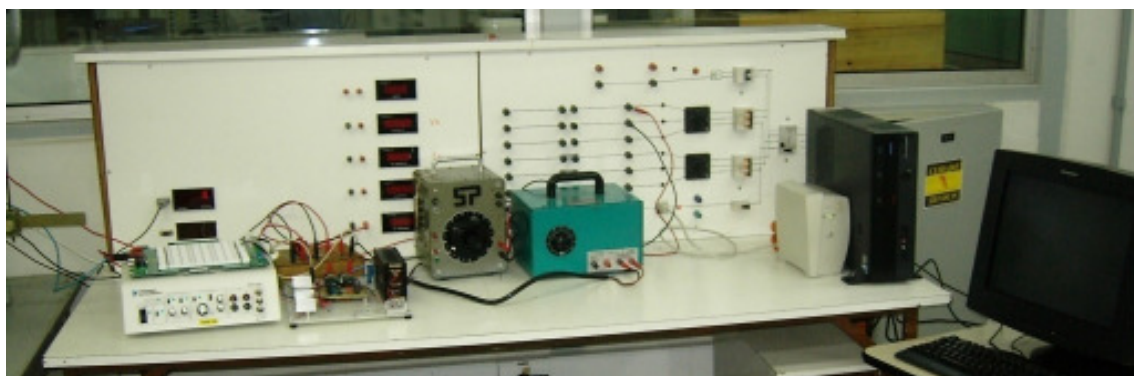
A5.1 – Visão geral da área de trabalho



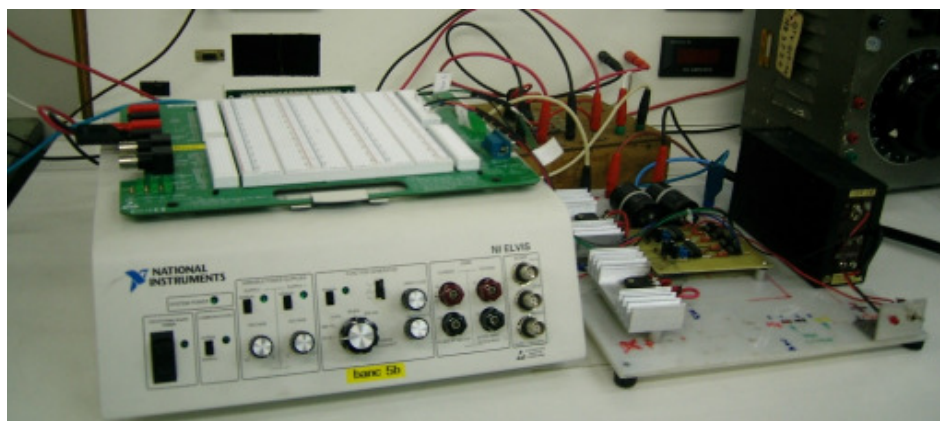
A5.2 – Motor de corrente contínua com gerador como carga e carga do gerador



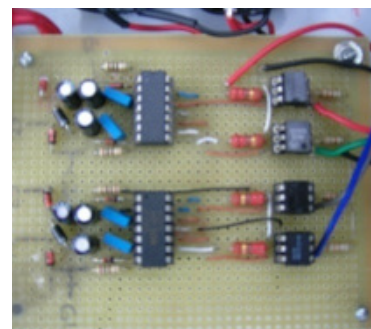
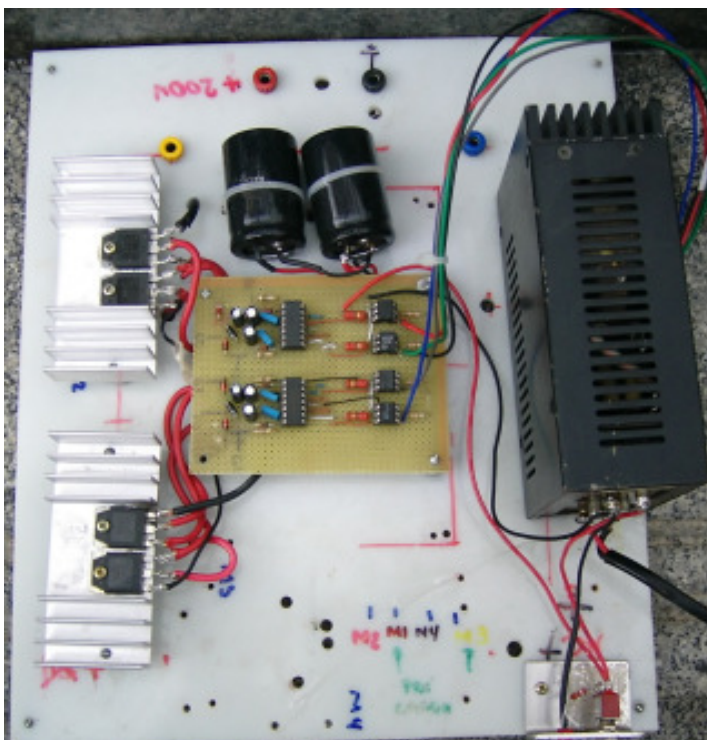
A5.3 – Conjunto motor-gerador



A5.4 – Bancada com equipamentos de controle



A5.5 Bancada com equipamentos de controle com destaque para o kit ELVIS®



A5.6 – Placa de controle (direita) – IR 2110 com acopladores ópticos (superior esquerda) – IGBT's (inferior esquerda)



A5.7 – Sensor de corrente (Hall)



A5.8 – Taco gerador