TESE
1051

LA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

"Projeto e Implementação de um Acionamento Controlado Analógico e Digital para Máquina de Corrente Contínua, Utilizando Chopper de Quatro Quadrantes"

Gustavo Enrique Iribarren Aranda

ITAJUBÁ, JULHO - 2000

CLASS. 621.313.2(043.2)
CUTTER. A662p
TOMBO. 1051

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Mauá – Bibliotecária Margareth Ribeiro

621.313.2(043.2)
A662 p

Aranda, Gustavo Enrique Iribarren.
Projeto e implementação de um acionamento controlado analógico e digital para máquina de corrente contínua, utilizando chopper de quatro quadrantes / por Gustavo Enrique Iribarren Aranda ; orientado por Angelo José Junqueira Rezek. – Itajubá, MG : EFEI, 2000.

101 p. il.

Dissertação (mestrado) – Escola Federal de Enge_ nharia de Itajubá.

1.Acionamento analógico e digital. 2. Chopper. 3. Máquinas – corrente contínua. I. Rezek, Angelo José Junqueira, orient. II. Escola Federal de Engenha_ ria de Itajubá. III. Título.

Ministério da Educação

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

ANEXO I

PRONUNCIAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

A Banca Examinadora, abaixo assinada, nomeada pela Portaria 190 de 25 de julho de 2000, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: **"Projeto e Implementação de um Acionamento Analógico e Digital para Máquina de Corrente Contínua Utilizando Chopper de Quatro Quadrantes".** apresenta pronunciamento no sentido de que o Coordenador dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite ao DRA (Departamento de Registro Acadêmico) a expedição do título de **Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica,** na área de **Automação em Sistemas Elétricos Industriais,** satisfeitas as demais exigências regimentais, à **Gustavo Enrique Iribarrem Aranda**

Itajubá, 28 de julho de 2000

Prof. Richard Magdalena Stephan
1° Examinador - COPPE/UFRJ

Prof. Carlos Alberto Dias Coelho
2° Examinador - EFEI

Prof. José Antônio Cortez
3° Examinador – EFEI

Prof. Angelo José Junqueira Resek
4° Examinador – EFEI (Orientador)

Aos meus pais Enrique e Mery, e
aos meus irmãos Abdiel e Meritzel,
pelo amor, apoio e compreensão.

Agradecimentos

À Deus, que a cada instante nos ensina o caminho para o conhecimento e realização como pessoas.

Ao professor Angelo José Junqueira Rezek, pela orientação, apoio, amizade, incentivo e dedicação durante a realização deste trabalho.

Ao professor Carlos Alberto Dias Coelho, pela valiosa ajuda prestada durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores José A. Cortez, José M.E. Vicente, Milton E. Oliveira Filho, Valberto F. da Silva, Carlos A.M. Guimarães e Luiz L.G. Vermaas, pelas valiosas colaborações dadas durante a elaboração deste trabalho.

Aos colegas da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica do Panamá, pelo companheirismo, solidariedade e apoio através desta jornada.

Aos alunos Eben-Ezer P. de Silveira, Márcio Folly, Fabrício Ribeiro e Otávio Vicentini, pelo apoio recebido durante a realização deste trabalho.

Aos funcionários e amigos do LAB/DET/DON da EFEI, Edmundo F. da Silva, J.C. Anselmo, Ana M. Tavares, Raimundo R. da Silva, Túlio M. Pimentel e Maria das Graças C. de Sousa, pela boa vontade e ajuda recebida durante a elaboração deste trabalho.

Aos funcionários e amigos da Secretaria de Pós-Graduação, especialmente ao Carlos A. Santos e à Cristina Silva, da BIM e do DRA, pelo apoio durante o curso de pós-graduação.

Ao CNPq (Assessoria de Cooperação Internacional), pela bolsa de estudos concedida.

À FAPEMIG processo TEC 2917/98 e ao CNPq processo 522286/96-8, aos quais esta dissertação está vinculada.

Aos meus amigos, pelo apoio durante a realização deste trabalho.

E em especial a todos os meus familiares, por seu incondicional amor e incentivo.

Meus sinceros agradecimentos.

Sumário

Resumo vii
Abstract viii
Lista de Figuras ix
Lista de Tabelas xiii
Lista de Símbolos xiv

Capítulo 1 Introdução 1
1.1 Considerações Iniciais 1
1.2 Objetivos 2
1.3 Estrutura do Trabalho 3

Capítulo 2 Conversores CC-CC 4
2.1 Chopper Redutor (*Buck*) 6
2.2 Chopper Elevador (*Boost*) 11
2.3 Chopper Regenerativo 15
2.4 Chopper de Dois Quadrantes 17
2.5 Chopper de Quatro Quadrantes (Ponte-Completa) 18

Capítulo 3 Acionamento Controlado de uma Máquina CC 22
3.1 Equacionamento e Diagrama de Blocos do Motor 23
3.2 Equacionamento do Conversor, Circuito de Disparo e Filtros 29
3.3 Estratégia de Controle 34
3.3.1 Escolha e Ajuste dos Reguladores 35

Capítulo 4 Implementação do Acionamento Controlado 44
4.1 Controle do Ângulo de Disparo 46
4.2 Implementação dos Reguladores e Filtros 51
4.3 Resultados Experimentais 53

Capítulo 5 Controle Digital do Acionamento 61
5.1 Conversão de Dados (A/D e D/A) 61
5.2 Projeto do Controle Discreto no Tempo 64
5.3 Resultados Experimentais 70

Capítulo 6 Conclusões e Recomendações 75

Anexo A Manual de Instalação da Placa PCL-711B da Advantech Co 78
Anexo B Programa para o Acionamento Controlado de uma Máquina CC utilizando Reguladores PI 83
Anexo C Ilustração da Montagem Prática em Laboratório 91

Referências Bibliográficas 98

Resumo

Um sistema de controle de velocidade e limitação de corrente para um motor de corrente contínua, utilizando o chopper transistorizado de quatro quadrantes, foi implementado em laboratório.

O acionamento controlado com chopper de quatro quadrantes possibilita a inversão de rotação de motores CC. Um circuito, usando o circuito integrado TCA 780 (Icotron-Siemens), foi desenvolvido para a geração de pulsos de disparo dos transistores IGBT's. Os reguladores PI (Proporcional Integral) foram dimensionados pelo método de otimização simétrica, e introduzidos no sistema de controle analógico utilizando amplificadores operacionais.

No sistema de controle digital, a conversão de dados é feita pela placa PCL-711B (Advantech Co.). Os reguladores digitais PI foram introduzidos computacionalmente no sistema por intermédio de equações recursivas, aplicando o método de aproximação por integração trapezoidal, com programação em C++.

Abstract

A transistorized controlled four-quadrant chopper DC drive system, with speed control and current limiting, has been implemented in laboratory.

The controlled four-quadrant chopper DC drive is used in applications that require a speed reversal. A circuit, using the dedicated integrated circuit TCA 780 (Icotron-Siemens), has been developed for the generation of the firing pulses for the IGBT's. The PI (Proportional-Integral) regulators have been obtained by the symmetrical optimization, and incorporated in the analog control system using operational amplifiers.

In the digital control system, the data acquisition is achieved by the PCL-711B card (Advantech Co.). The digital PI regulators are introduced through the computer in the system by recursive equations, using trapezoidal integration and programming in software C++.

Lista de Figuras

Capítulo 2

Figura 2.1 Circuito do chopper redutor 6

Figura 2.2 Forma de onda da tensão e corrente na carga para o chopper redutor 7

Figura 2.3 Corrente de saída no limite do modo contínuo-descontínuo 10

Figura 2.4 Forma de onda da tensão e corrente de saída, para o modo de operação descontínuo 11

Figura 2.5 Circuito do chopper elevador 12

Figura 2.6 Forma de onda da tensão na carga e corrente no indutor para o chopper elevador 12

Figura 2.7 Circuito do chopper regenerativo 15

Figura 2.8 Forma de onda da tensão e corrente no motor para o chopper regenerativo 16

Figura 2.9 Circuito do chopper de dois quadrantes 17

Figura 2.10 Circuito do chopper de quatro quadrantes 18

Figura 2.11 Forma de onda da tensão e corrente no motor para o chopper de quatro quadrantes 20

Lista de Figuras

Capítulo 2

Figura 2.1 Circuito do chopper redutor 6

Figura 2.2 Forma de onda da tensão e corrente na carga para o chopper redutor 7

Figura 2.3 Corrente de saída no limite do modo contínuo-descontínuo 10

Figura 2.4 Forma de onda da tensão e corrente de saída, para o modo de operação descontínuo 11

Figura 2.5 Circuito do chopper elevador 12

Figura 2.6 Forma de onda da tensão na carga e corrente no indutor para o chopper elevador 12

Figura 2.7 Circuito do chopper regenerativo 15

Figura 2.8 Forma de onda da tensão e corrente no motor para o chopper regenerativo 16

Figura 2.9 Circuito do chopper de dois quadrantes 17

Figura 2.10 Circuito do chopper de quatro quadrantes 18

Figura 2.11 Forma de onda da tensão e corrente no motor para o chopper de quatro quadrantes 20

Capítulo 3

Figura 3.1 Representação da parte mecânica e do circuito elétrico da armadura do motor CC com excitação independente 23

Figura 3.2 Diagrama de blocos da parte mecânica do motor CC 26

Figura 3.3 Diagrama de blocos do circuito da armadura da máquina CC 28

Figura 3.4 Diagrama de blocos completo da máquina CC 28

Figura 3.5 Acionamento de uma máquina CC através de chopper de quatro quadrantes 29

Figura 3.6 Método PWM 30

Figura 3.7 Diagrama de blocos do circuito de disparo e chopper 33

Figura 3.8 Diagrama de blocos do controle de velocidade em malha fechada de uma máquina CC através de chopper 34

Figura 3.9 Malha de regulação de corrente 37

Figura 3.10 Malha de regulação de velocidade 40

Capítulo 4

Figura 4.1 Diagrama completo do acionamento utilizando chopper de quatro quadrantes 45

Figura 4.2 Circuito *snubber* 46

Figura 4.3 Formas de ondas típicas do TCA 780 48

Figura 4.4 Circuito gerador de pulsos e defasador 49

Figura 4.5 Circuito de isolação e amplificação de pulso 50

Figura 4.6 Reguladores PI e filtros implementados 51

Figura 4.7 Polarização reversa da base dos IGBT's 54

Figura 4.8 Circuito limitador de tensão 55
Figura 4.9 Tensão do motor CC 55
Figura 4.10 Corrente de armadura e velocidade do motor CC no sentido positivo de rotação 56
Figura 4.11 Resposta a degraus positivo e negativo de carga. Corrente de armadura e velocidade 57
Figura 4.12 Partida a vazio. Corrente de armadura e velocidade 58
Figura 4.13 Partida com carga. Corrente de armadura e velocidade 58
Figura 4.14 Transitório de reversão de velocidade com carga, ±1500 [rpm]. Corrente de armadura e velocidade ... 59
Figura 4.15 Partida com carga. Sinal de controle V_{CC} e velocidade 60

Capítulo 5

Figura 5.1 Diagrama esquemático do controle digital em malha fechada de uma máquina CC através de chopper 62
Figura 5.2 Diagrama esquemático e formas de onda demonstrativas da atuação do amostrador e do extrapolador de ordem zero (EOZ) 65
Figura 5.3 Integração trapezoidal 67
Figura 5.4 Fluxograma do controle digital 70
Figura 5.5 Resposta a degraus positivo e negativo de carga. Corrente de armadura e velocidade 71
Figura 5.6 Partida a vazio. Corrente de armadura e velocidade 72
Figura 5.7 Partida com carga. Corrente de armadura e velocidade 72

Figura 5.8 Transitório de reversão de velocidade com carga, ±1500 [rpm]. Corrente de armadura e velocidade ... 73
Figura 5.9 Partida com carga. Sinal de controle V_{CC} e velocidade 74

Anexo C

Figura C.1 Montagem do acionamento 92
Figura C.2 Motor CC e carga 93
Figura C.3 Bancada de trabalho 94
Figura C.4 Circuito de disparo dos IGBT's 95
Figura C.5 Reguladores PI analógicos 96
Figura C.6 Computador utilizado para controle digital 97

Lista de Tabelas

Capítulo 3

Tabela 3.1 Dados do motor CC 36
Tabela 3.2 Escolha do tipo de controlador e método adequado de otimização para o sistema 41
Tabela 3.3 Ajuste dos parâmetros dos reguladores resultantes da aplicação dos métodos da otimização em função da linearidade, do módulo e da simetria 42

Anexo A

Tabela A.1 Ajuste dos Endereços I/O 79

Lista de Símbolos

$D, D_1, D_2 \ldots$	Diodos.
D_r	Ciclo de trabalho (*duty cycle*).
D_z	Diodo zener.
e, E	Força contra eletromotriz do motor CC em pu e V, respectivamente.
EOZ	Extrapolador de ordem zero.
F_{AD}	Freqüência de conversão A/D (*pacer rate*).
f_S	Freqüência de chaveamento da forma de onda repetitiva.
I_1	Corrente mínima no indutor.
I_2	Corrente máxima no indutor.
i_a, I_a	Corrente de armadura do motor CC em pu e A, respectivamente.
i_d	Corrente de entrada do chopper.
I_d	Corrente média de entrada do chopper.
I_{exc}	Corrente de campo nominal do motor CC.
i_L	Corrente no indutor.
I_N	Corrente de armadura nominal.
i_o	Corrente de saída do chopper.
I_o	Corrente média de saída do chopper.
I_{omin}	Corrente média mínima de saída para manter o modo operação contínua.
i_{Real}	Realimentação de corrente.
i_{Ref}, i_R	Corrente de referência.

J	Momento de inércia.
K_m	Constante do motor CC.
L	Indutor/Indutância.
L_a	Indutância total (armadura e indutor de alisamento).
m, M	Conjugado do motor CC em pu e N.m, respectivamente.
m_c, M_c	Torque de carga ou conjugado resistente em pu e N.m, respectivamente.
M_N	Conjugado nominal do motor CC.
M_o	*Overshoot*
n, n_u	Velocidade do motor CC em rpm e pu, respectivamente.
n_N	Velocidade nominal do motor CC.
n_o	Velocidade a vazio do motor CC.
n_p	Número de pulsos por período.
n_{Real}	Realimentação de velocidade.
n_{Ref}, n_R	Velocidade de referência.
P_1, P_2	Potenciômetros.
P_d	Potência média de entrada do chopper.
P_N	Potência nominal do motor CC.
P_o	Potência média de saída do chopper.
Q, Q_1, Q_2 ...	IGBT's.
R_a	Resistência total (armadura e indutor de alisamento).
S	Chave.
t	Tempo.
T	Período de chaveamento.
T_0	Constante de tempo de ação integral.
T_a	Constante de tempo da armadura.
T_D	Tempo de bloqueio da chave com corrente nula e condução descontínua.

T_e	Constante de tempo equivalente de otimização da malha de corrente.
T_F, T_{gs1}, T_{gs2}	Constantes de tempo dos filtros de alisamento do sinal de referência.
T_{gi}, T_{gn}	Constantes de tempo dos filtros dos transdutores de corrente e velocidade.
T_H	Constante de tempo de aceleração.
T_i	Constante de tempo do regulador de corrente.
T_I	Constante de tempo de integração do regulador.
T_n	Constante de tempo do regulador de velocidade.
T_{off}, T_{on}	Tempo de bloqueio e condução da chave.
T_{r1}, T_{r2}	Constantes de tempo de retardo.
T_{so}, T_{so}'	Soma das pequenas constantes de tempo das malhas de corrente e velocidade.
T_{SS}	Constante de tempo do circuito de disparo.
u, U	Tensão de alimentação em pu e V, respectivamente.
U_N	Tensão de alimentação nominal.
V_{CC}	Tensão de controle.
V_{CH}	Ganho do chopper.
V_d	Tensão média de entrada do chopper.
v_i	Ganho do circuito da armadura
v_L	Tensão no indutor.
V_o	Tensão média de saída do chopper.
V_p	Tensão de pico da rampa.
V_R	Ganho proporcional do regulador PI.
V_{Ri}	Ganho do regulador de corrente.
V_{Rn}	Ganho do regulador de velocidade.
V_s	Tensão eficaz por fase no secundário do transformador.

V_{si}	Ganho direto da malha de corrente.
X	Sinal analógico de entrada.
X*	Sinal amostrado.
Y	Sinal discreto gerado pelo extrapolador de ordem zero.

α	Ângulo de disparo do chopper.
α_u	Ângulo de disparo do chopper em pu.
ϕ	Fluxo magnético do motor.
τ	Tempo de amostragem.
ω	Velocidade angular.
ζ	Relação de amortecimento.

Capítulo 1

Introdução

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

1.1 – Considerações Iniciais

As máquinas elétricas (corrente contínua, indução, síncronas) têm sido os cavalos de trabalho da indústria por muitos anos. As máquinas de corrente contínua dominaram tradicionalmente os sistemas de acionamento. Na indústria, é ainda largamente utilizado o acionamento controlado para máquina de corrente contínua, podendo-se citar por exemplo, nos processos de bobinamento da indústria de papel, na laminação das indústrias siderúrgicas e de alumínio. Também é usado para o acionamento de veículos de tração elétrica como trens elétricos, carros de metrô. Outras aplicações são os acionamentos de acessórios automotivos e servomotores de corrente contínua. Também vislumbra-se atualmente a possibilidade de utilização do veículo elétrico, e o acionamento por intermédio de chopper transistorizado de quatro quadrantes deve ser considerado.

Apesar de que a máquina de corrente contínua é mais cara, os princípios de controle e o equipamento conversor requerido são

mais simples nos acionamentos de corrente contínua. A simplicidade e flexibilidade do controle de motores de corrente contínua, os tornaram convenientes para aplicações em acionamentos de velocidade variável.

O controle de sistemas dinâmicos pode ser analógico ou digital. O controle digital proporciona grande flexibilidade na implementação de funções de controle e nas eventuais modificações e expansões dos sistemas desenvolvidos. Esta é a principal vantagem sobre os circuitos de controle analógicos, cujas configurações são rigidamente definidas e portanto não oferecem flexibilidade.

1.2 – Objetivos

O objetivo desta dissertação é o de implementar um sistema de acionamento controlado a quatro quadrantes para máquina de corrente contínua, empregando chopper transistorizado a IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistors*).

O sistema proposto tem larga utilização em robótica e na indústria automotiva para o acionamento com reversão de velocidade de acessórios elétricos, por exemplo, vidros elétricos (velocidade bidirecional do motor) e limpador de pára-brisas (velocidade unidirecional do motor). Também existe a possibilidade de utilizar este acionamento em cadeiras elétricas, esteiras rolantes para ergometria e veículos elétricos, pois atualmente, pesquisas intensas são feitas no sentido da possibilidade de utilização do carro elétrico.

Para atender estas aplicações, o presente trabalho efetua a implementação do controle analógico e também digital, aplicando diferentes algoritmos computacionais.

1.3 – Estrutura do Trabalho

Para atender à proposta deste trabalho, o texto está estruturado em seis capítulos, incluindo esta introdução, e três anexos.

O capítulo 2 apresenta a teoria dos conversores CC-CC (choppers), abordando conceituação e classificação.

No capítulo 3 é apresentado o equacionamento da máquina CC e dos componentes do sistema a ser controlado, e o projeto dos reguladores.

O capítulo 4 apresenta a implementação prática do sistema de acionamento do motor CC, utilizando o chopper transistorizado de quatro quadrantes com IGBT's, com os resultados obtidos.

No capítulo 5 é apresentada a implementação do controle digital para o acionamento do motor CC, com os resultados obtidos.

O capítulo 6 apresenta as conclusões e recomendações finais, e as perspectivas de futuros trabalhos nessa área.

Capítulo 2

Conversores CC-CC

Em muitas aplicações industriais, é necessário converter uma fonte CC de tensão constante a uma fonte CC de tensão variável. Um chopper, converte diretamente de CC a CC, pelo que também se conhece como conversor CC-CC. O chopper pode ser considerado como o equivalente a um transformador CA com relação de espiras continuamente variável. Tal qual um transformador, pode-se utilizar como uma fonte CC redutora ou elevadora de tensão.

Os choppers são largamente utilizados no controle de velocidade dos motores de tração de veículos elétricos, guindastes marinhos, empilhadeiras de almoxarifados e transportadores em minas. Também são utilizados em fontes chaveadas de tensão CC. Entre as vantagens dos choppers tem-se: a suavidade de controle da tensão, a elevada eficiência, uma resposta dinâmica rápida e o fato de permitirem regeneração, possibilitando o retorno de energia à fonte CC, o que dá como resultado uma economia em aqueles sistemas de transporte que têm paradas freqüentes.

Os choppers fornecem uma tensão de saída CC variável a partir de uma fonte CC de tensão constante, através do controle do

tempo de condução de um elemento semicondutor atuando como chave.

O controle da tensão de saída pode ser feito de duas formas:

Operação com freqüência fixa. Neste método, o tempo de condução da chave é variado para controlar a tensão média de saída, mantendo o período total de chaveamento constante. Este método, chamado modulação por largura de pulso (PWM), é o mais utilizado.

Operação com freqüência variável. Neste método, a freqüência de chaveamento (e portanto o período) é variada. O tempo de condução, ou o tempo de bloqueio, é mantido constante. Este método é chamado modulação por freqüência. A freqüência deve ser variada por uma faixa ampla para obter o controle da tensão de saída. Para baixos valores de tensão de saída a corrente de carga se torna descontínua, o que é uma dificuldade se a carga é um motor CC. Além disso, a geração de componentes de *ripple* dificulta o projeto de filtros. A modulação por freqüência não será discutida neste trabalho.

Os choppers foram inicialmente introduzidos por volta de 1960, usando tiristores com comutação forçada que operavam à baixa freqüência PWM. Quando os BJT's (*Bipolar Junction Transistors*) de potência tornaram-se disponíveis e com o advento dos MOSFET's a freqüência de operação foi ampliada.

Atualmente, GTO's (*Gate Turn-Off Thyristors*) são populares em acionamento de metrôs de alta potência, enquanto BJT's ou IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) são usados em aplicações de baixa ou média potência, tais como fontes chaveadas e acionamento de veículos elétricos, e MOSFET's são quase exclusivamente usados em fontes chaveadas de alta freqüência e baixa potência.

Os conversores CC-CC apresentam variações, dependendo das características de operação do circuito e suas aplicações específicas. Portanto, podem ser classificados nos seguintes tipos:

- Chopper redutor (*buck*).
- Chopper elevador (*boost*).
- Chopper regenerativo.
- Chopper de dois quadrantes.
- Chopper de quatro quadrantes ou ponte-completa.

2.1 – Chopper Redutor (*Buck*)

O chopper redutor produz uma tensão média de saída menor do que a tensão de entrada. É aplicado em fontes reguladas CC, e no controle de velocidade de motores CC para operação no primeiro quadrante, pois a corrente de carga não pode ser negativa e o diodo de retorno impede que a tensão de saída assuma valores negativos. A figura 2.1 mostra o circuito do chopper redutor que utiliza o IGBT como chave, e aplicado no acionamento de motores CC com excitação independente.

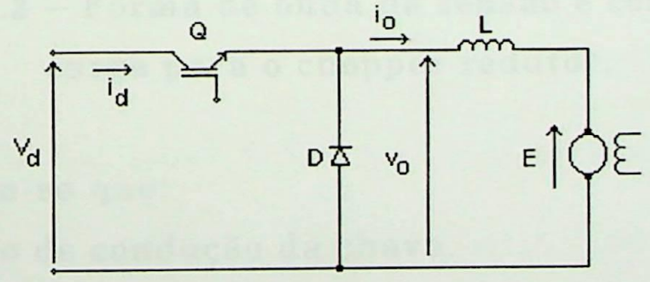


Figura 2.1 – Circuito do chopper redutor.

Um indutor é incluído em série com a carga para alisamento do sinal de corrente e redução do di/dt (taxa do crescimento da

corrente) na partida do motor. Isto é, para evitar os efeitos destrutivos na chave.

O princípio de funcionamento é caracterizado pelo chaveamento da tensão contínua de entrada, feito pelo transistor. Quando o IGBT está conduzindo, o diodo está polarizado reversamente e a tensão de entrada é aplicada à carga, produzindo um aumento da corrente i_o. Quando o IGBT está bloqueado, o diodo conduz, permitindo a circulação da corrente de carga e evitando a formação de um arco voltaico sobre o IGBT. A figura 2.2 mostra a forma de onda de tensão e corrente na carga para o chopper redutor.

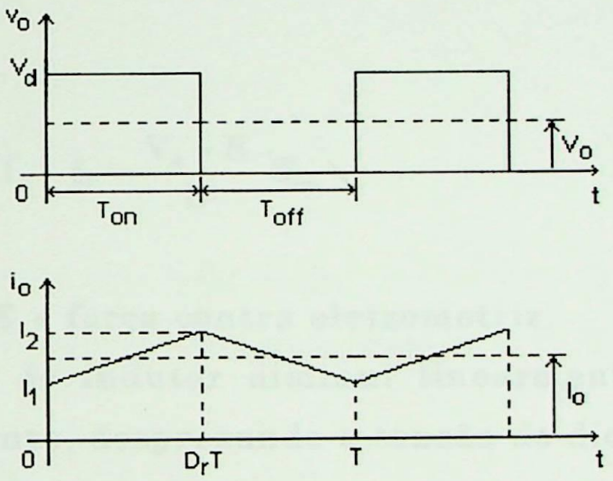


Figura 2.2 – Forma de onda da tensão e corrente na carga para o chopper redutor.

Na figura 2.2 tem-se que:

T_{on} – Tempo de condução da chave.

T_{off} – Tempo de bloqueio da chave.

T – Período de chaveamento ($T = T_{on} + T_{off}$).

D_r – Ciclo de trabalho (*duty cycle*).

V_d – Tensão média de entrada.

V_o – Tensão média de saída.

I_o – Corrente média de saída.

I_1 – Corrente mínima no indutor.

I_2 – Corrente máxima no indutor.

Neste chopper, a corrente do indutor é a corrente que flui na carga. A forma de onda da corrente no indutor L é uma rampa. A tensão através do indutor, desprezando sua resistência, é:

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{2.1}$$

A corrente do indutor aumenta linearmente de I_1 até I_2 no tempo T_{on}. Portanto, desprezando a tensão de saturação do transistor,

$$I_2 - I_1 = \frac{V_d - E}{L} \cdot T_{on} \tag{2.2}$$

sendo, $v_o = V_d$ e E a força contra eletromotriz.

A corrente do indutor diminui linearmente de I_2 até I_1 no tempo T_{off}. Portanto, desprezando a tensão do diodo,

$$I_1 - I_2 = \frac{-E}{L} \cdot T_{off} \quad \rightarrow \quad I_2 - I_1 = \frac{E}{L} \cdot T_{off} \tag{2.3}$$

Substituindo $T_{on} = D_r T$ e $T_{off} = (1 - D_r)T$ nas equações (2.2) e (2.3), resulta:

$$I_2 - I_1 = \frac{V_d - E}{L} \cdot D_r T \tag{2.4}$$

e

$$I_2 - I_1 = \frac{E}{L} \cdot (1 - D_r) T \tag{2.5}$$

Eliminando as correntes I_1 e I_2 nas equações (2.4) e (2.5), dá:

$$E = D_r V_d = \frac{T_{on}}{T} \cdot V_d \qquad (2.6)$$

Desprezando-se a resistência do indutor L, a tensão média de saída V_o é:

$$V_o = V_{Lm} + E \qquad (2.7)$$

onde, V_{Lm} é a tensão média no indutor.

Tem-se que a tensão média no indutor V_{Lm} é zero.

Logo,

$$V_o = E \qquad (2.8)$$

Substituindo a equação (2.8) na equação (2.6), obtém-se que a tensão média de saída do chopper redutor é:

$$V_o = \frac{T_{on}}{T} \cdot V_d = D_r V_d \qquad (2.9)$$

Desprezando as perdas de potência associadas com os elementos do circuito, a potência de entrada P_d é igual à potência de saída P_o. Portanto,

$$V_d I_d = V_o I_o \qquad (2.10)$$

Então,

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D_r} \quad \rightarrow \quad I_d = D_r I_o \qquad (2.11)$$

onde, I_d é a corrente média de entrada.

O chopper possui dois modos distintos de operação. Na operação contínua, a corrente na carga nunca cai a zero. No modo descontínuo, a corrente de saída vai para zero antes do final do período. O limite de continuidade é quando a corrente apenas toca o zero, mas não permanece em zero. Neste ponto, I_o é definida como a corrente mínima do chopper para manter a operação contínua. A figura 2.3 ilustra a forma de onda da corrente de saída no limite do modo contínuo-descontínuo.

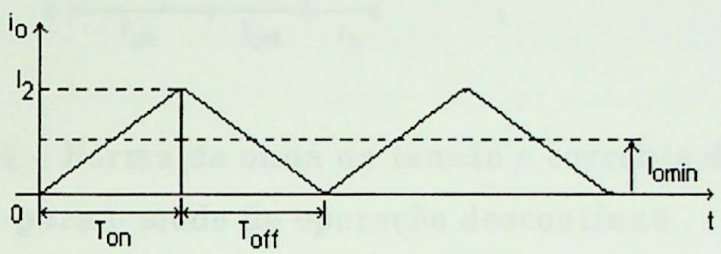


Figura 2.3 – Corrente de saída no limite do modo contínuo-descontínuo.

A corrente média mínima de saída I_{omin} para manter o modo de operação contínua pode ser calculada da seguinte forma:

Como $I_o = \frac{I_2 - I_1}{2}$ e sendo $I_1 = 0$, tem-se:

$$I_{omin} = \frac{V_d - V_o}{2L} \cdot D_r T = \frac{TV_d}{2L} \cdot D_r(1 - D_r) \qquad (2.12)$$

Portanto, durante uma condição de operação, com um conjunto de valores para T, V_d, V_o, L e D_r, se a corrente média de saída torna-se menor do que a corrente média limite I_{omin}, então a operação é descontínua.

A figura 2.4 mostra a forma de onda da tensão e corrente de saída, para a condição de operação no modo descontínuo.

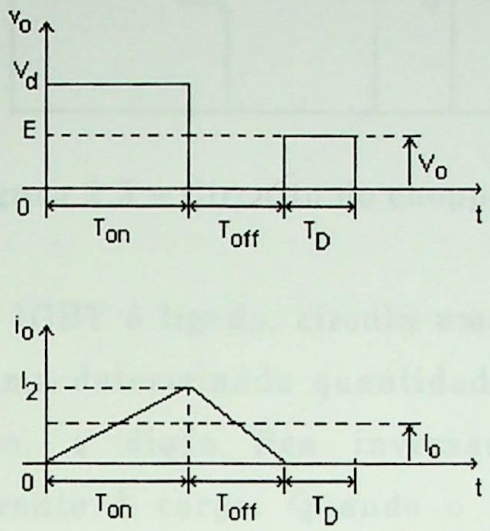


Figura 2.4 – Forma de onda da tensão e corrente de saída, para o modo de operação descontínuo.

Na figura 2.4, T_D é o intervalo de bloqueio do transistor em que o diodo de retorno finaliza a condução, e a corrente de saída cai a zero, caracterizando a operação descontínua.

2.2 – Chopper Elevador (*Boost*)

O chopper elevador produz uma tensão média de saída maior do que a tensão de entrada. É aplicado em fontes reguladas CC. A figura 2.5 ilustra o circuito do chopper elevador utilizando um IGBT.

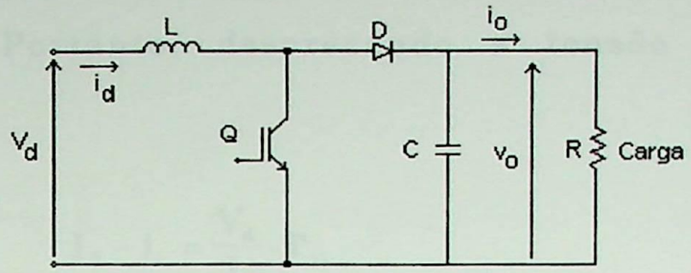


Figura 2.5 – Circuito do chopper elevador.

Quando o IGBT é ligado, circula uma corrente pelo indutor, armazenando uma determinada quantidade de energia no mesmo. Neste momento, o diodo fica inversamente polarizado, não fornecendo corrente à carga. Quando o IGBT desligar, o diodo passa a conduzir e a energia armazenada no indutor é transferida para a carga. Durante a condução do IGBT, o capacitor fornece a corrente à carga e deve manter a tensão de saída sem grandes variações, caso contrário, a ondulação de saída será alta. A figura 2.6 mostra a forma de onda da tensão na carga e corrente no indutor para o chopper elevador.

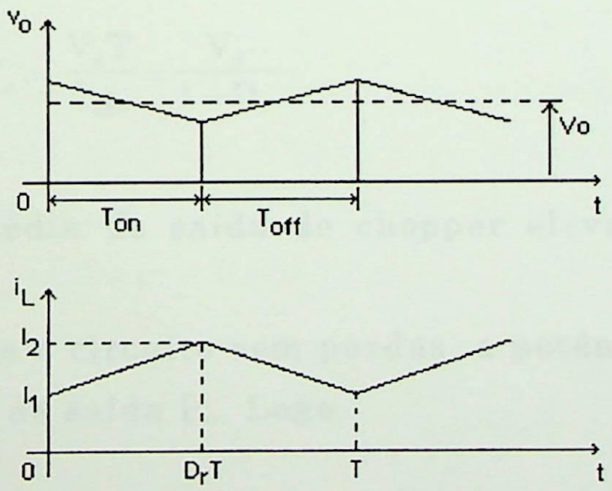


Figura 2.6 – Forma de onda da tensão na carga e corrente no indutor para o chopper elevador.

A corrente do indutor aumenta linearmente de I_1 até I_2 no tempo T_{on}. Portanto, desprezando a tensão de saturação do transistor,

$$I_2 - I_1 = \frac{V_d}{L} \cdot T_{on} \tag{2.13}$$

A corrente do indutor diminui linearmente de I_2 até I_1 no tempo T_{off}. Portanto, desprezando a tensão do diodo,

$$I_1 - I_2 = \frac{V_d - V_o}{L} \cdot T_{off} \quad \rightarrow \quad I_2 - I_1 = \frac{V_o - V_d}{L} \cdot T_{off} \tag{2.14}$$

Comparando as equações (2.13) e (2.14), tem-se que:

$$V_o = \frac{V_d}{T_{off}} \cdot T \tag{2.15}$$

Substituindo $T_{off} = (1 - D_r)T$ na equação (2.15), resulta:

$$V_o = \frac{V_d T}{T_{off}} = \frac{V_d}{1 - D_r} \tag{2.16}$$

que é a tensão média de saída do chopper elevador, no modo de operação contínuo.

Considerando o circuito sem perdas, a potência de entrada P_d é igual à potência de saída P_o. Logo,

$$V_d I_d = V_o I_o \tag{2.17}$$

Então,

$$I_o = \frac{V_d}{V_o} \cdot I_d \quad \rightarrow \quad I_o = (1 - D_r) I_d \tag{2.18}$$

A corrente média do indutor no limite entre modo contínuo e descontínuo, sendo $I_1 = 0$, é:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \cdot I_2 \tag{2.19}$$

Logo,

$$I_{LB} = \frac{V_d}{2L} \cdot T_{on} \tag{2.20}$$

Substituindo $T_{on} = D_r T$ e a equação (2.16) na equação (2.20), dá:

$$I_{LB} = \frac{TV_o}{2L} \cdot D_r (1 - D_r) \tag{2.21}$$

No chopper elevador, a corrente do indutor e a corrente de entrada são a mesma ($i_L = i_d$). Usando as equações (2.18) e (2.20), obtém-se que a corrente média mínima de saída para manter o modo de operação contínua é dada por:

$$I_d = \frac{V_d}{2L} \cdot D_r T \quad \rightarrow \quad \frac{I_{omin}}{1 - D_r} = \frac{V_d}{2L} \cdot D_r T$$

$$I_{omin} = \frac{TV_d}{2L} \cdot D_r (1 - D_r) \tag{2.22}$$

2.3 – Chopper Regenerativo

O chopper regenerativo é o chopper elevador "invertido", sendo aplicado na frenagem regenerativa de motores CC. A figura 2.7 ilustra o circuito do chopper regenerativo, usando IGBT, com operação no segundo quadrante.

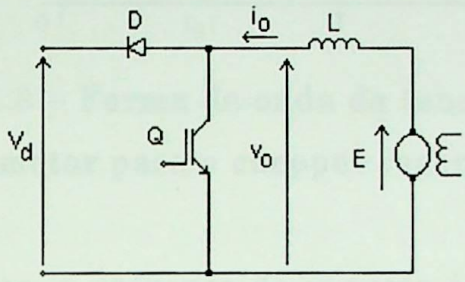


Figura 2.7 – Circuito do chopper regenerativo.

Quando o motor está em frenagem regenerativa, estando o IGBT bloqueado, a corrente flui da carga para a fonte e a tensão de saída é $v_o = V_d$. Quando o IGBT conduz, a corrente flui através dele e, portanto, ainda tem-se a corrente i_o fluindo da carga para a fonte e a tensão de saída é nula. Desta forma, o valor médio da tensão será positivo e o fluxo de potência será do motor para a fonte. Portanto, a operação será no segundo quadrante. A figura 2.8 mostra a forma de onda da tensão e corrente no motor para o chopper regenerativo.

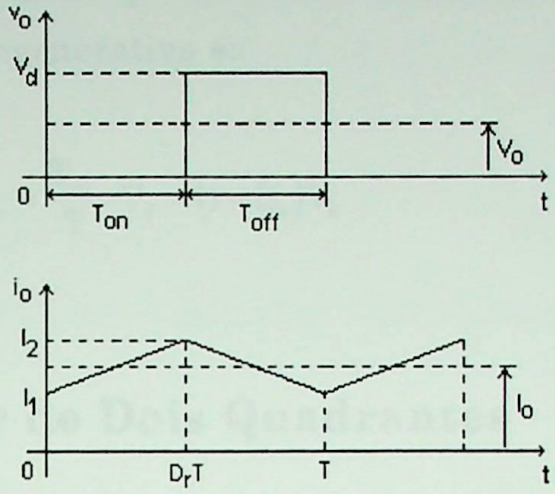


Figura 2.8 – Forma de onda da tensão e corrente no motor para o chopper regenerativo.

Neste chopper, a corrente do indutor é a corrente que circula no motor. Logo,

$$I_2 - I_1 = \frac{E}{L} \cdot T_{on} \tag{2.23}$$

e

$$I_1 - I_2 = \frac{E - V_d}{L} \cdot T_{off} \quad \rightarrow \quad I_2 - I_1 = \frac{V_d - E}{L} \cdot T_{off} \tag{2.24}$$

sendo, $v_o = V_d$.

Eliminando as correntes I_1 e I_2 nas equações (2.23) e (2.24), tem-se que:

$$E = \frac{T_{off}}{T} \cdot V_d \tag{2.25}$$

Substituindo $T_{off} = (1 - D_r)T$ na equação (2.25), resulta:

$$E = (1 - D_r)V_d \tag{2.26}$$

Neste caso, tem-se que $V_o = E$. Portanto, a tensão média de saída do chopper regenerativo é:

$$V_o = \frac{T_{off}}{T} \cdot V_d = (1 - D_r) V_d \qquad (2.27)$$

2.4 – Chopper de Dois Quadrantes

O chopper de dois quadrantes combina as características do chopper redutor e do chopper regenerativo. A figura 2.9 ilustra o circuito do chopper de dois quadrantes usando IGBT's.

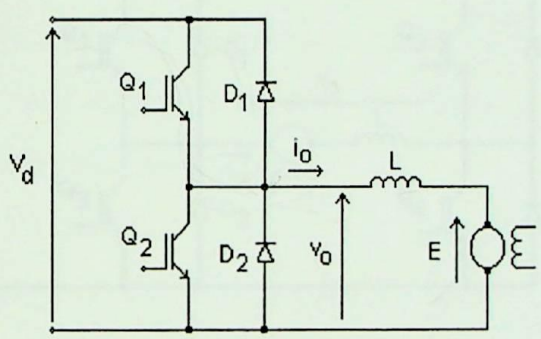


Figura 2.9 – Circuito do chopper de dois quadrantes.

O IGBT Q_1 e o diodo D_2 operam no primeiro quadrante, onde a tensão de saída e a corrente são positivas, acionando o motor CC. O IGBT Q_2 e o diodo D_1 operam no segundo quadrante, onde a tensão de saída é positiva e a corrente é negativa, com frenagem regenerativa do motor CC. Quando Q_1 estiver ligado, a tensão de alimentação V_d está conectada aos terminais do motor. Se o motor estiver girando e Q_1 estiver desligado, a corrente i_o do motor será levada a zero através do diodo D_2. Se Q_2 for agora ligado, a tensão interna do motor proporcionará um fluxo de corrente reversa

através desse IGBT. Quando Q_2 estiver desligado, o único caminho para a corrente i_o será através do diodo D_1, de volta para a fonte CC.

2.5 – Chopper de Quatro Quadrantes (Ponte-Completa)

O chopper de quatro quadrantes fornece tanto reversibilidade quanto regeneração. A figura 2.10 mostra o circuito do chopper de quatro quadrantes usando IGBT's.

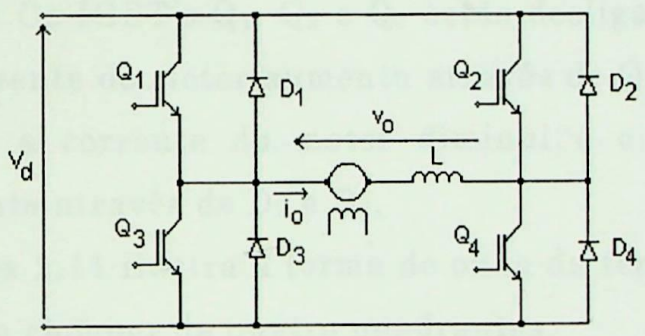


Figura 2.10 – Circuito do chopper de quatro quadrantes.

A operação em quatro quadrantes ocorre da seguinte maneira:

Atuação como motor (Primeiro quadrante): Os IGBT's Q_1 e Q_4 conduzem. Os IGBT's Q_2 e Q_3 estão desligados. Quando Q_1 e Q_4 são ligados simultaneamente, a tensão de alimentação V_d aparece através dos terminais do motor, e a corrente do motor aumenta. Quando Q_1 é desligado e Q_4 segue ligado, a corrente do motor flui através de Q_4 e D_3 reduzindo-se o seu valor. Alternativamente, pode-se desligar tanto Q_1 como Q_4, o que força a corrente do motor a diminuir através de D_2 e D_3.

Frenagem regenerativa (Segundo quadrante): Os IGBT's Q_1, Q_2 e Q_4 estão desligados. Quando Q_3 é ligado, a corrente do motor, que aumenta, flui através de Q_3 e D_4. Quando Q_3 é desligado, o motor, que atua como gerador, devolve a energia à fonte de alimentação através de D_1 e D_4.

Atuação como motor em operação reversa (Terceiro quadrante): Os IGBT's Q_2 e Q_3 conduzem. Os IGBT's Q_1 e Q_4 estão desligados. Quando Q_2 e Q_3 são ligados juntos, a corrente do motor aumenta e flui no sentido reverso. Quando Q_2 é desligado e Q_3 ligado, a corrente do motor flui através de Q_3 e D_4 reduzindo-se. Alternativamente, podem-se desligar simultaneamente Q_2 e Q_3, o que força a corrente do motor a diminuir através de D_1 e D_4.

Frenagem regenerativa em operação reversa (Quarto quadrante): Os IGBT's Q_1, Q_2 e Q_3 estão desligados. Quando Q_4 é ligado, a corrente do motor aumenta através de Q_4 e D_3. Quando Q_4 é desligado, a corrente do motor diminui e o motor devolve a energia à fonte através de D_2 e D_3.

A figura 2.11 ilustra a forma de onda da tensão e corrente no motor, para o chopper de quatro quadrantes.

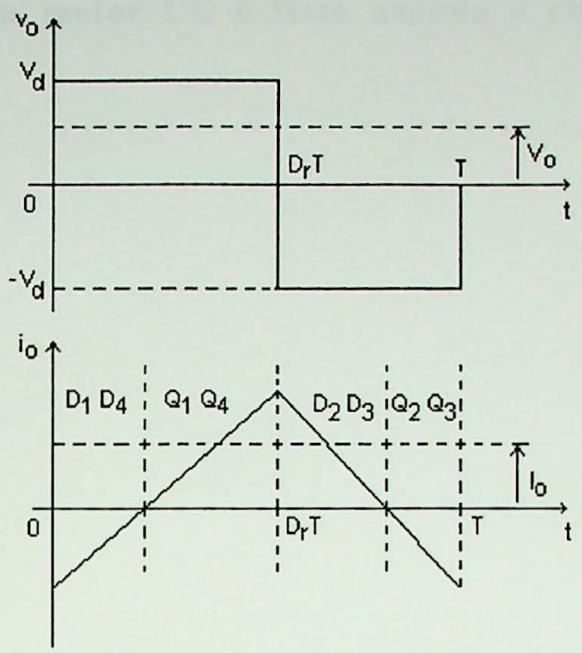


Figura 2.11 – Forma de onda da tensão e corrente no motor para o chopper de quatro quadrantes.

Na figura 2.11, no intervalo de $0<t<D_rT$, conduzem os diodos D_1, D_4 e os IGBT's Q_1, Q_4; no intervalo de $D_rT<t<T$, conduzem os diodos D_2, D_3 e os IGBT's Q_2, Q_3.

A tensão média de saída V_o do chopper de quatro quadrantes é dada por:

$$V_o T = V_d D_r T - V_d (1 - D_r) T$$

$$V_o = (2D_r - 1) V_d \qquad (2.28)$$

Logo, para $D_r > 1/2$ a rotação é no sentido positivo. Para $D_r < 1/2$ a rotação é no sentido negativo. E para $D_r = 1/2$ o motor está parado.

A escolha do tipo de conversor a ser utilizado depende da aplicação. A necessidade de preservação de energia, particularmente em veículos de vias elétricas alimentados por baterias, recomenda frenagem regenerativa com a energia sendo retornada à fonte CC. Para o presente trabalho, o controle de

velocidade de um motor CC é feito usando o chopper de quatro quadrantes.

Capítulo 3

Acionamento Controlado de uma Máquina CC

O acionamento de um motor de corrente contínua com excitação independente pode ser feito com eficiência, por um circuito constituído de uma ponte retificadora a diodos e chopper.

O acionamento controlado em malha fechada deve apresentar bom desempenho na regulação de velocidade e limitação de corrente, durante a partida, variações de carga e outros transitórios. Para isto é necessário o adequado dimensionamento dos reguladores e da malha de controle de velocidade e corrente.

A malha interna de regulação de corrente possibilita a limitação de corrente do motor em um valor pré-ajustado, ficando o mesmo desta maneira protegido.

Neste capítulo, inicialmente serão calculados os ganhos e constantes de tempo do sistema, e como continuação dimensionados os controladores para regulação de velocidade e corrente.

3.1 – Equacionamento e Diagrama de Blocos do Motor

Os motores CC de excitação independente, em que uma fonte independente de corrente contínua produz o fluxo magnético de excitação, são os tipos mais utilizados em aplicações de controle de velocidade e posição.

A representação do circuito de armadura do motor de corrente contínua com excitação independente, bem como da parte mecânica, está mostrada na figura 3.1.

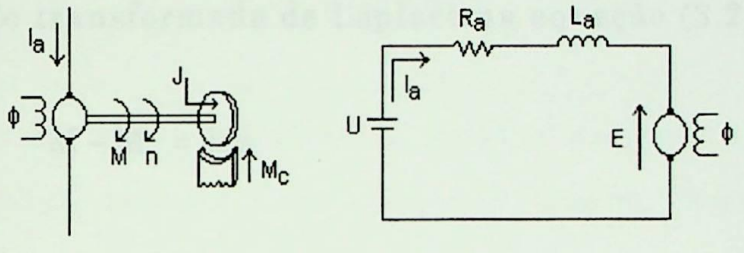


Figura 3.1 – Representação da parte mecânica e do circuito elétrico da armadura do motor CC com excitação independente.

Na figura 3.1 tem-se que:

E – Força contra eletromotriz.

U – Tensão de alimentação.

R_a – Resistência total (armadura e indutor de alisamento).

L_a – Indutância total (armadura e indutor de alisamento).

ϕ – Fluxo magnético do motor.

I_a – Corrente de armadura.

M – Conjugado do motor.

M_c – Torque de carga ou conjugado resistente.

J – Momento de inércia (motor + carga).

n – Velocidade (rpm).

ω – Velocidade angular (rad/s).

O conjugado do motor CC é dador por:

$$M = K_m \phi I_a \tag{3.1}$$

sendo, K_m e ϕ constantes.

A equação da parte mecânica (motor + carga), desprezando o atrito viscoso de rotação, é:

$$M - M_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \tag{3.2}$$

Aplicando transformada de Laplace na equação (3.2), tem-se:

$$M - M_c = Js\omega \tag{3.3}$$

A velocidade angular ω pode ser expressada como:

$$\omega = \frac{2\pi}{60} \cdot n \tag{3.4}$$

Substituindo a equação (3.4) na equação (3.3), resulta:

$$\frac{2\pi}{60} \cdot n = \frac{1}{Js} \cdot (M - M_c) \tag{3.5}$$

Logo,

$$\frac{2\pi}{60} \cdot \frac{n}{n_o} \cdot n_o = \frac{1}{Js} \cdot \left(\frac{M - M_c}{M_N} \right) M_N \tag{3.6}$$

$$\frac{n}{n_o} = \frac{1}{\frac{2\pi}{60}\cdot\frac{Jn_o s}{M_N}}\cdot\left(\frac{M - M_c}{M_N}\right) \qquad (3.7)$$

Define-se a constante de tempo de aceleração T_H como sendo:

$$T_H = \frac{2\pi}{60}\cdot\frac{Jn_o}{M_N} \qquad (3.8)$$

Então,

$$\frac{n}{n_o} = \frac{1}{sT_H}\cdot\left(\frac{M}{M_N} - \frac{M_c}{M_N}\right) \qquad (3.9)$$

Definindo em valores "pu" as grandezas conjugado do motor, conjugado de carga, rotação e corrente de armadura, tem-se:

$$\frac{M}{M_N} = m \quad (pu)$$

$$\frac{M_c}{M_N} = m_c \quad (pu)$$

$$\frac{n}{n_o} = n_u \quad (pu)$$

$$\frac{I_a}{I_N} = i_a \quad (pu)$$

onde,

M_N – Conjugado do motor nominal.

n_o – Velocidade a vazio.

I_N - Corrente de armadura nominal.

Logo,

$$n_u = \frac{1}{sT_H} \cdot (m - m_c) \tag{3.10}$$

A constante de tempo de aceleração pode ser interpretada como sendo o tempo necessário para o motor atingir a velocidade a vazio partindo do repouso, quando o mesmo é acelerado por intermédio de um conjugado resultante igual ao conjugado nominal do motor.

A figura 3.2 ilustra o diagrama de blocos da parte mecânica do motor CC.

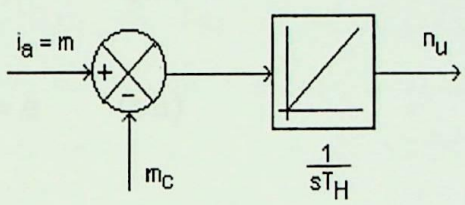


Figura 3.2 – Diagrama de blocos da parte mecânica do motor CC.

Para o circuito de armadura do motor CC, tem-se:

$$U = R_a I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + E \tag{3.11}$$

Aplicando transformada de Laplace na equação (3.11):

$$I_a = \frac{U - E}{R_a + sL_a} \tag{3.12}$$

A constante de tempo da armadura T_a é definida como:

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} \tag{3.13}$$

Então,

$$\frac{I_a}{I_N} = \frac{U - E}{U_N} \cdot \frac{U_N}{R_a I_N} \cdot \frac{1}{1 + sT_a} \tag{3.14}$$

Define-se em valores "pu" as tensões U e E:

$$\frac{U}{U_N} = u \qquad (pu)$$

$$\frac{E}{U_N} = e \qquad (pu)$$

onde,

U_N – Tensão de alimentação nominal.

Logo,

$$i_a = \frac{v_i}{1 + sT_a} \cdot (u - e) \tag{3.15}$$

onde, $v_i = \frac{U_N}{R_a I_N}$

A constante v_i pode ser interpretada como o fator multiplicador da corrente nominal, para a obtenção da corrente com rotor bloqueado, quando tensão nominal é aplicada à armadura.

A figura 3.3 mostra o diagrama de blocos das grandezas elétricas da armadura.

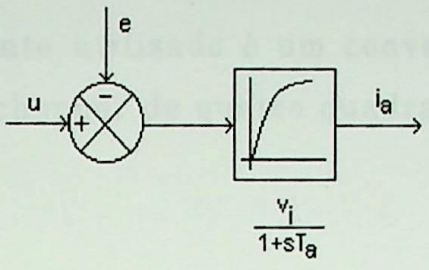


Figura 3.3 – Diagrama de blocos do circuito da armadura da máquina CC.

A determinação da constante de tempo T_a pode ser feita medindo-se a resistência R_a e a indutância L_a do circuito da armadura. Deve ser levado em consideração a indutância de alisamento incluída em série com o circuito da armadura.

Para um fluxo constante, a tensão induzida é diretamente proporcional à velocidade angular. Portanto, para condição de fluxo nominal, n_u = e (pu).

O diagrama de blocos completo da máquina CC, incluindo o circuito da armadura e a parte mecânica, é mostrado na figura 3.4.

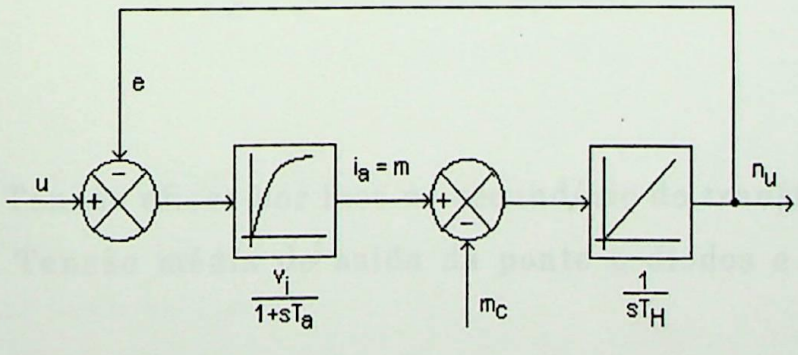


Figura 3.4 – Diagrama de blocos completo da máquina CC.

3.2 – Equacionamento do Conversor, Circuito de Disparo, Transdutores e Filtros

O acionamento utilizado é um conversor constituído de uma ponte a diodos e chopper de quatro quadrantes, conforme mostrado na figura 3.5.

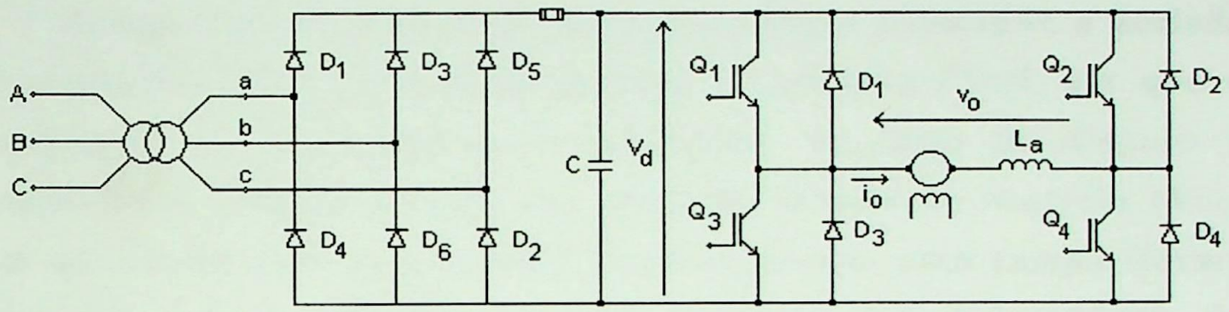


Figura 3.5 – Acionamento de uma máquina CC através de chopper de quatro quadrantes.

Para a ponte a diodos na configuração Graetz, sem o capacitor, tem-se que:

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_s \qquad (3.16)$$

onde,

V_s – Tensão eficaz por fase no secundário do transformador.

V_d – Tensão média de saída da ponte a diodos e entrada do chopper.

Com a instalação do capacitor a tensão média eleva-se um pouco, devido à detecção de pico que o mesmo propícia.

Para o chopper de quatro quadrantes, conforme a equação (2.28), tem-se que:

$$V_o = (2D_r - 1)V_d$$

onde,

V_o – Tensão média na máquina CC.

O controle da tensão da máquina é feito ajustando o período de condução dos transistores através do método PWM, em que a freqüência de chaveamento é constante. O pulso de disparo é gerado pela comparação de um nível de tensão de controle (V_{CC}) com uma forma de onda repetitiva, geralmente uma rampa (forma dente de serra), conforme mostrado na figura 3.6. A freqüência da forma de onda repetitiva com um pico constante estabelece a freqüência do chopper.

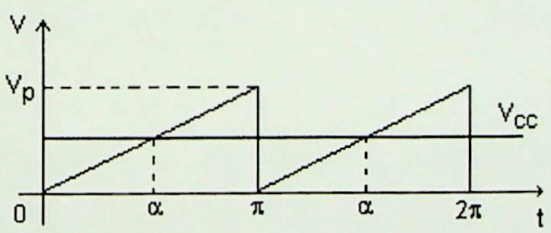


Figura 3.6 – Método PWM.

Na figura 3.6 tem-se que:

α – Ângulo de disparo do chopper.

V_p – Tensão de pico.

V_{CC} – Tensão de controle.

Da análise das figuras 2.11 e 3.6, resulta que:

$$D_r T = \pi - \alpha \qquad \rightarrow \qquad D_r = \frac{\pi - \alpha}{T} \tag{3.17}$$

onde,

T – Período de chaveamento.

D_r – Ciclo de trabalho (*duty cycle*).

Tem-se que T = π. Então,

$$D_r = 1 - \frac{\alpha}{\pi} = 1 - \alpha_u \tag{3.18}$$

onde, $\alpha_u = \alpha/\pi$ é o ângulo de disparo em "pu".

Substituindo a equação (3.18) na equação (2.28), dá:

$$V_o = \left[2\left(1 - \alpha_u\right) - 1\right] V_d \qquad \rightarrow \qquad V_o = \left(1 - 2\alpha_u\right) V_d \tag{3.19}$$

Considerando $V_d = U_N$, que corresponde à tensão nominal da máquina, pode-se definir as tensões médias de entrada e saída do chopper em valores "pu", como:

$$\frac{V_d}{U_N} = v_d \qquad \text{(pu)}$$

$$\frac{V_o}{U_N} = \frac{U}{U_N} = u \qquad \text{(pu)}$$

Logo,

$$\frac{V_o}{U_N} \cdot U_N = (1 - 2\alpha_u) \cdot \frac{V_d}{U_N} \cdot U_N$$

$$u = 1 - 2\alpha_u \qquad (3.20)$$

Portanto, definindo-se V_{CH} como o ganho do chopper em "pu", tem-se:

$$\left|\frac{du}{d\alpha}\right| = 2{,}0 = V_{CH} \qquad (3.21)$$

O circuito de disparo pode ser considerado como um elemento retardador de primeira ordem da forma $1/(1+sT_{SS})$, sendo T_{SS} a constante de tempo do circuito de disparo. Esta constante é calculada por:

$$T_{SS} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{f_S n_p}\right) \qquad (3.22)$$

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

onde,

f_S – Freqüência de chaveamento da forma de onda repetitiva.

n_p – Número de pulsos por período.

O diagrama de blocos equivalente ao circuito de disparo, com controle através do método PWM, e o chopper está ilustrado na figura 3.7.

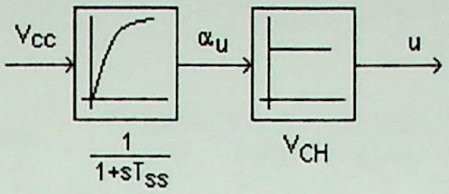


Figura 3.7 – Diagrama de blocos do circuito de disparo e chopper.

O controle da corrente de armadura e da velocidade é feito em malha fechada, e usando transdutores para realimentação dos valores instantâneos reais.

O transdutor de corrente é constituído de um sensor Hall, que relaciona a corrente de armadura com uma tensão CC proporcional. A utilização de um filtro do sinal de corrente é recomendável, devido à ondulação.

O transdutor de velocidade é constituído de um tacogerador acoplado ao eixo do motor CC. A inclusão de um filtro é recomendada, devido à ondulação da tensão de saída do tacogerador.

A malha de controle de velocidade e limitação de corrente completa, incluindo os reguladores de velocidade e corrente, transdutores e filtros, é mostrada na figura 3.8.

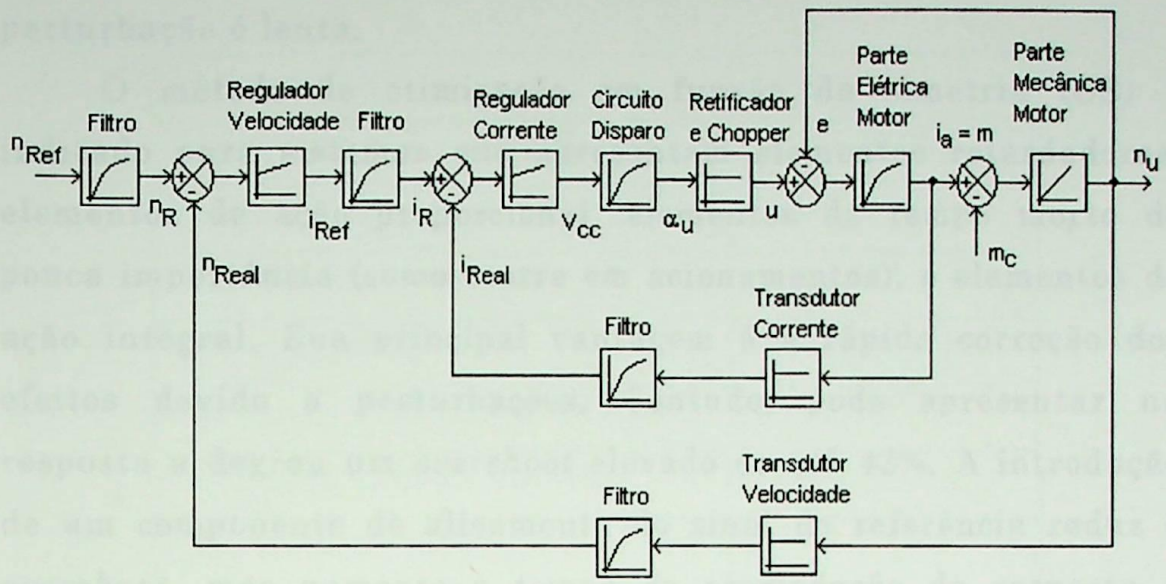


Figura 3.8 – Diagrama de blocos do controle de velocidade em malha fechada de uma máquina CC através de chopper.

3.3 – Estratégia de Controle

A estratégia usada para a escolha e ajuste dos parâmetros dos reguladores é o método de otimização, baseado na acomodação do módulo da resposta de freqüência do sistema [10, 13, 14].

A otimização da malha de controle é baseada na relação existente entre as diversas constantes de tempo que aparecem no sistema, de forma a determinar as características do controlador mais apropriado. Para um sistema que não apresenta nenhum elemento de ação integral, é indicado o método de otimização em função do módulo (OM). Este método se deriva da acomodação do módulo da resposta de freqüência no valor unitário para a maior margem de freqüências possível. Desta maneira, permite a correção rápida do efeito de um degrau de referência, de forma a garantir um desempenho com relação de amortecimento de ζ = 0,707 e *overshoot* de M_o = 4% aproximadamente, sem apresentar

oscilações significativas. No entanto, a correção do efeito de uma perturbação é lenta.

O método de otimização em função da simetria (OS) é indicado para sistemas que apresentam elementos retardadores, elementos de ação proporcional, elementos de tempo morto de pouca importância (como ocorre em acionamentos), e elementos de ação integral. Sua principal vantagem é a rápida correção dos efeitos devido a perturbações. Contudo, pode apresentar na resposta a degrau um *overshoot* elevado de até 43%. A introdução de um componente de alisamento do sinal de referência reduz o *overshoot*, mas aumenta o tempo de acomodação da resposta a degrau do sistema.

A otimização em função da linearidade (OL) somente tem sentido nos casos em que o *overshoot* deve ser nulo, embora com resposta muito lenta, e em que a correção dos efeitos das perturbações é de importância secundária.

3.3.1. – Escolha e Ajuste dos Reguladores

Os dados do motor de corrente contínua com excitação independente utilizado são apresentados na tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Dados do motor CC.

Fabricante	Equacional
Tensão de alimentação	$U_N = 220$ [V]
Potência nominal	$P_N = 1,7$ [KW]
Velocidade nominal	$n_N = 1500$ [rpm]
Velocidade a vazio	$n_o = 1770$ [rpm]
Corrente armadura nominal	$I_N = 7,72$ [A]
Corrente campo nominal	$I_{exc} = 0,35$ [A]
Resistência total (armadura e indutor de alisamento)	$R_a = 7,2$ [Ω]
Indutância total (armadura e indutor de alisamento)	$L_a = 2,74$ [H]

O conjugado nominal do motor é obtido por:

$$M_N = \frac{P_N}{\frac{2\pi}{60} \cdot n_N} = \frac{1700}{\frac{2\pi}{60} \cdot 1500} = 10,82\,[\text{N.m}] \qquad (3.23)$$

O valor do momento de inércia J é 0,07 [Kg.m^2]. A constante de tempo T_H é calculada pela equação (3.8). Então,

$$T_H = 1,20\,[\text{s}]$$

A constante de tempo T_a é obtida pela equação (3.13). Logo,

$$T_a = 380,56\,[\text{ms}]$$

A constante v_i é calculada por:

$$v_i = \frac{U_N}{R_a I_N} = \frac{220}{7{,}2 \cdot 7{,}72} = 3{,}96 \qquad (3.24)$$

Admitindo uma freqüência de chaveamento da forma de onda repetitiva do método PWM de 120 Hz, e considerando 1 pulso por período no circuito de disparo utilizado tem-se, na equação (3.22):

$$T_{SS} = 4{,}17\,[\text{ms}]$$

Foi adotado um valor de $T_{SS} = 4{,}10$ [ms].

O transdutor de corrente utilizado está constituído de um sensor Hall. É incluído um filtro, e a constante de tempo do filtro adotada é:

$$T_{gi} = 1{,}35\,[\text{ms}]$$

A malha de regulação de corrente completa é ilustrada na figura 3.9.

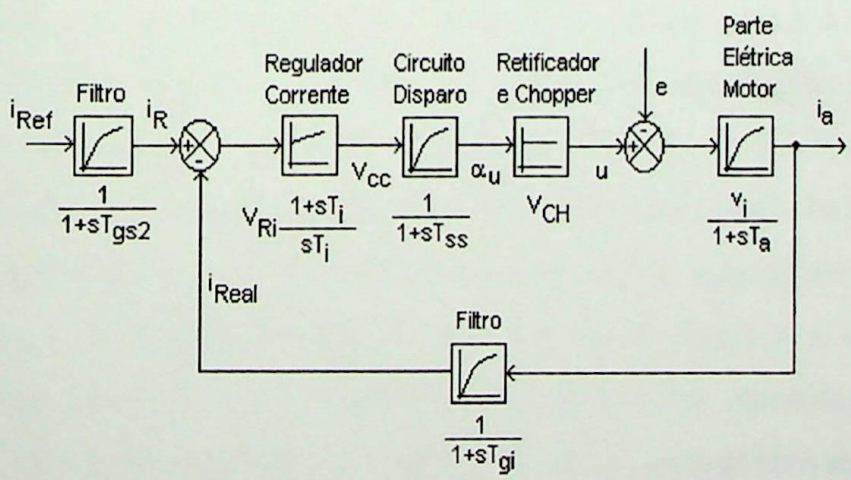


Figura 3.9 – Malha de regulação de corrente.

Aplicando a metodologia de otimização e controle [10, 13, 14], as constantes de tempo podem ser divididas em grandes e pequenas constantes de tempo, sendo uma grande constante de tempo maior que quatro vezes o somatório das demais. A constante de tempo T_a pode ser considerada uma grande constante de tempo de retardo. A escolha do tipo de regulador a ser utilizado obedece ao seguinte procedimento:

- Calcula-se a soma das pequenas constantes de tempo T_{so} e ganho direto V_{si}.

$$T_{so} = T_{SS} + T_{gi} = 5{,}45\ [\text{ms}] \tag{3.25}$$

$$V_{si} = V_{CH} v_i = 2{,}0 \cdot 3{,}96 = 7{,}92 \tag{3.26}$$

- Determina-se a relação entre a maior constante de tempo T_a e 4 vezes a soma das outras.

$$\frac{T_a}{4T_{so}} = 17{,}46 > 1 \tag{3.27}$$

- Consulta-se a tabela 3.2 para a escolha do tipo de regulador, e do método de otimização a ser utilizado. Assim, para a malha de corrente, o sistema apresenta uma grande constante de tempo de retardo, dada por T_a e a relação $T_a/4T_{so} > 1$. Portanto, o controlador requerido é do tipo PI (Proporcional Integral), e deve apresentar um método de otimização simétrica (OS). A constante de tempo de alisamento de sinal (T_{gs2}) e a constante de tempo equivalente de otimização da malha considerada (T_e) devem estar no intervalo $0...4T_{so}$ e $2...4T_{so}$, respectivamente.

A constante de tempo de alisamento de sinal, para o filtro do valor de referência para a malha de corrente, pode ser obtida por:

$$T_{gs2} = 4T_{so} = 21{,}80 \text{ [ms]} \tag{3.28}$$

De acordo com a tabela 3.3, tem-se que:

O ganho do regulador de corrente é:

$$V_{Ri} = \frac{T_a}{2V_{si}T_{so}} \quad \rightarrow \quad V_{Ri} = 4{,}41 \tag{3.29}$$

e a constante de tempo do regulador de corrente é:

$$T_i = 4T_{so} \cdot \frac{T_a}{T_a + 3T_{so}} \quad \rightarrow \quad T_i = 20{,}90 \text{ [ms]} \tag{3.30}$$

A constante de tempo equivalente de otimização da malha de corrente, incluindo o regulador e o filtro de referência, é dada por:

$$T_e = 2T_{so} + \frac{1}{2} \cdot T_{gs2} = 21{,}80 \text{ [ms]} \tag{3.31}$$

Com estes dados obtidos, é possível obter a malha de regulação de velocidade, conforme a figura 3.10.

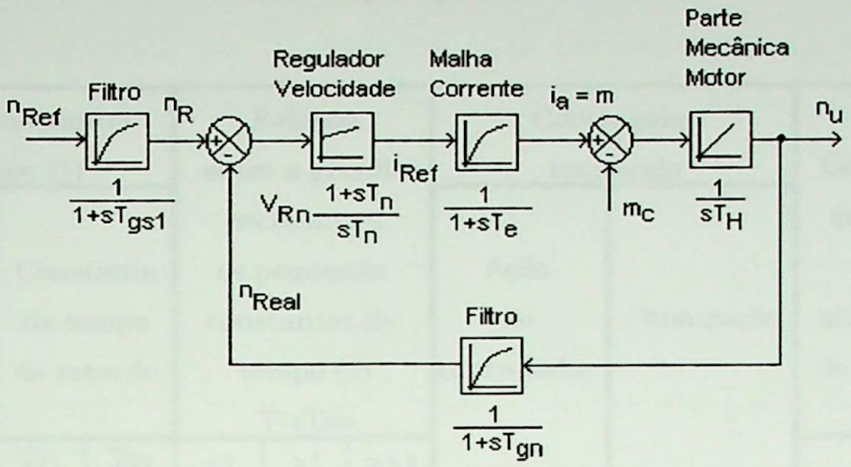


Figura 3.10 – Malha de regulação de velocidade.

O método de otimização simétrica [10, 13, 14] não considera o efeito de perturbações da força contra eletromotriz (sinal "e") na malha de corrente.

Um filtro foi adicionado ao transdutor de velocidade devido à ondulação da tensão de saída do tacogerador. A constante de tempo adotada foi T_{gn} = 100 [ms].

Tabela 3.2 – Escolha do tipo de controlador e método adequado de otimização para o sistema.

Grandes constantes de tempo (1)			Relação entre a grande constante e as pequenas constantes de tempo (2) T/4Tso			Controlador requerido		Constante de tempo de alisamento do sinal (4)	Constante de tempo equivalente do sistema
Constante de tempo de ação integral	Constante de tempo de retardo					Ação do controlador	Otimização		
T_0	Tr_1	Tr_2	<1	>1	>>1			Tg_s	Te
	(3)					I	OM		2Tso
						PI	OM		2Tso
						PI	OS	0....4Tso	2 ... 4Tso
						P	OM		2Tso
						PID	OM		2Tso
						PID	OS	0....4Tso	2 ... 4Tso
						PD	OM		2Tso
						PI	OS	4Tso	4Tso
						P	OM		2Tso
						PID	OS	4Tso	4Tso
						PD	OM		2Tso

(1) Não podem aparecer simultaneamente uma constante de tempo de ação integral T_0 e uma constante de tempo de retardo T_{r1}.

(2) A relação existente entre a grande constante de tempo T e a constante de tempo equivalente σ, se refere à constante de tempo T_{r1} característica do maior retardo de 1ª ordem ou a constante de tempo de ação integral T_0.

(3) O sistema controlado não inclui nenhum retardo que possa ser considerado como grande.

(4) Constante de tempo do elemento de filtragem da entrada do sistema.

Tabela 3.3 – Ajuste dos parâmetros dos reguladores resultantes da aplicação dos métodos da otimização em função da linearidade, do módulo e da simetria.

Otimização	Ajuste dos parâmetros do controlador				
				V_R	
	T_I	T_n	T_V	Sem elementos de ação integral no sistema	Com elementos de ação integral no sistema
OL Otimização em função da linearidade	$4V_S T_{so}$	T_{r1}	T_{r2}	$\frac{T_{r1}}{4V_S T_{so}}$	--------
OM Otimização em função do módulo	$2V_S T_{so}$	T_{r1}		$\frac{T_{r1}}{2V_S T_{so}}$	
OS Otimização em função da simetria sem elementos de ação integral no sistema	--------	$\frac{4T_{so} T_{r1}}{T_{r1} + 3T_{so}}$			
OS Otimização em função da simetria com elementos de ação integral no sistema		$4T_{so}$		--------	$\frac{T_o}{2T_{so}}$
Ação do controlador	I	PI PID	PD PID	P PD	PI PID

Para esta malha de regulação de velocidade, a escolha do tipo de regulador a ser utilizado obedece à mesma metodologia usada para a malha de regulação de corrente.

- A soma das pequenas constantes de tempo T_{so}' é:

$$T_{so}' = T_e + T_{gn} = 121{,}80 \text{ [ms]} \qquad (3.32)$$

- Determina-se a relação $T_H/4T_{so}'$.

$$\frac{T_H}{4T_{so}'} = 2{,}46 > 1 \qquad (3.33)$$

- Consulta-se a tabela 3.2 para a escolha do tipo de regulador a ser utilizado. Assim, o sistema apresenta uma grande constante de tempo de ação integral T_H, sendo a relação $T_H/4T_{so}' > 1$. Então, o controlador requerido é do tipo PI, e deve apresentar um método de otimização simétrica (OS). As constantes de tempo de alisamento de sinal (T_{gs1}) e equivalente de otimização (T_e'), se necessária, seriam ambas no valor de $4T_{so}'$.

Logo,

$$T_{gs1} = T_e' = 4T_{so}' = 487{,}20 \text{ [ms]} \qquad (3.34)$$

De acordo com a tabela 3.3, tem-se que:
O ganho do regulador de velocidade é:

$$V_{Rn} = \frac{T_H}{2T_{so}'} \quad \rightarrow \quad V_{Rn} = 4{,}93 \qquad (3.35)$$

e a constante de tempo do regulador de velocidade é:

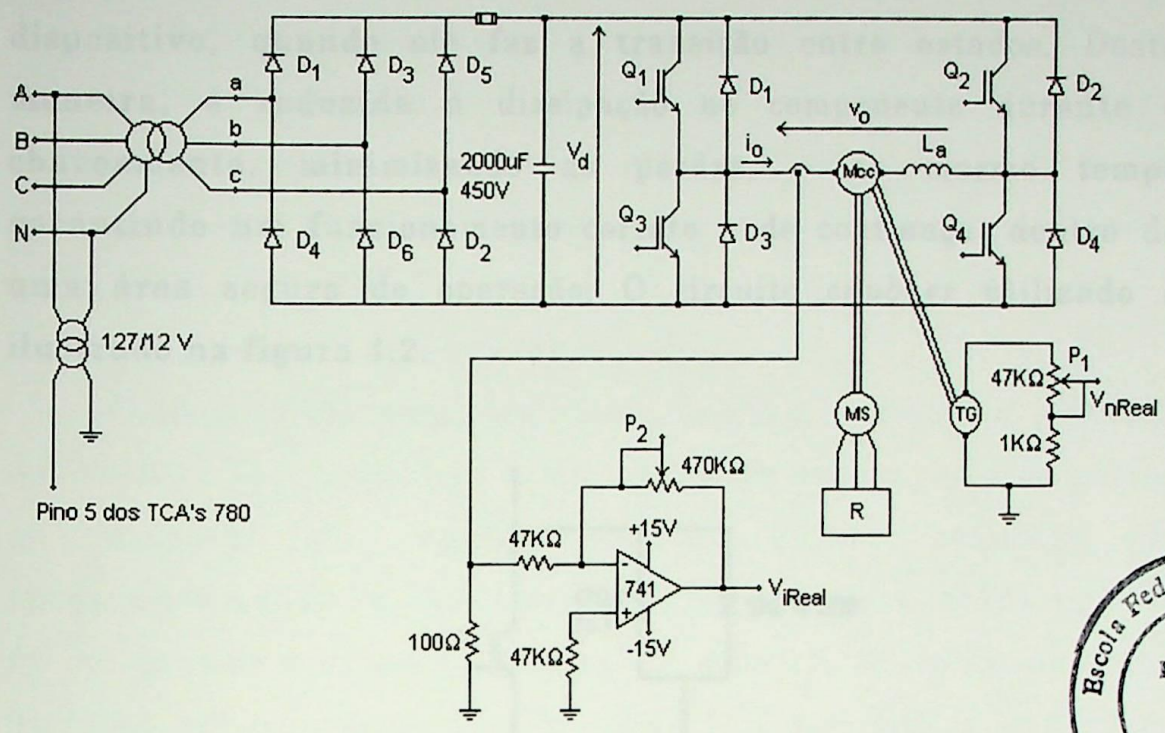
$$T_n = 4T_{so}' \quad \rightarrow \quad T_n = 487{,}20 \text{ [ms]} \qquad (3.36)$$

Capítulo 4

Implementação do Acionamento Controlado

O sistema de controle de velocidade e limitação de corrente, com os reguladores dimensionados, foi implementado em laboratório utilizando um conversor constituído de ponte a diodos e chopper de quatro quadrantes.

O diagrama completo do acionamento usando chopper transistorizado de quatro quadrantes a IGBT's, com carga constituída de uma máquina síncrona com eixo acoplado ao motor CC, é mostrado na figura 4.1.



Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

Figura 4.1 – Diagrama completo do acionamento utilizando chopper de quatro quadrantes.

No chopper transistorizado, o IGBT funciona como uma chave, de modo que a tensão é aplicada à carga enquanto houver pulso na base do transistor.

Neste acionamento, quando o motor gira no sentido positivo, conduzem os IGBT's Q_1 e Q_4, e os diodos D_2 e D_3. Quando o motor gira no sentido negativo, conduzem os IGBT's Q_2 e Q_3, e os diodos D_1 e D_4.

O transdutor de corrente utilizado é constituído de um sensor Hall. A limitação da corrente máxima é feita pelo ajuste do ganho, através do potenciômetro P_2. O transdutor de velocidade está constituído de um tacogerador. O ajuste é feito através do potenciômetro P_1, para velocidade máxima.

Um circuito *snubber* foi adicionado aos IGBT's para limitar, ou controlar, o dv/dt (taxa do crescimento da tensão) no dispositivo, quando ele faz a transição entre estados. Desta maneira, é reduzida a dissipação no componente durante o chaveamento, minimizando as perdas, e ao mesmo tempo garantindo um funcionamento correto e de confiança, dentro de uma área segura de operação. O circuito *snubber* utilizado é ilustrado na figura 4.2.

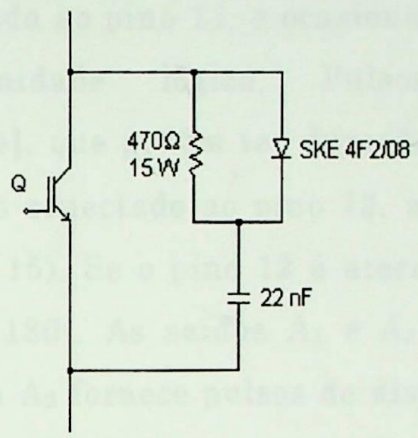


Figura 4.2 – Circuito *snubber*.

4.1 – Controle do Ângulo de Disparo

O circuito integrado TCA 780 (Icotron-Siemens) é um circuito integrado desenvolvido para controlar o ângulo de disparo de tiristores, transistores e triacs continuamente de 0° a 180°, garantindo uma faixa total de controle em circuitos CA.

O circuito é alimentado pelo pino 16 com ajuste por uma fonte de tensão interna regulada em 3,1 [V], assegurando independência dos parâmetros essenciais em função das variações na tensão de alimentação.

A sincronização é obtida através de um detetor de zero (pino 5) altamente sensível, conectado a um registrador de sincronismo.

O TCA 780 possui um gerador de rampa que consiste essencialmente de uma fonte controlada de corrente constante, que carrega linearmente um capacitor externo (pino 10, $C_{10} \leq 0{,}5$ [μF]). A corrente desta fonte é determinada por uma resistência externa (pino 9, R_9 entre 20 e 500 [KΩ]). O tempo de subida da rampa é assim determinado pela combinação RC.

O circuito integrado compara a tensão de rampa com a tensão de controle V_{CC}, conectada ao pino 11, e ocasiona a saída de pulsos de disparo via unidade lógica. Pulsos positivos de aproximadamente 30 [μs], que podem ter duração alterada através de um capacitor externo conectado ao pino 12, aparecem na saída A_1 (pino 14) e A_2 (pino 15). Se o pino 12 é aterrado, a largura de pulso pode atingir até 180°. As saídas A_1 e A_2 são afetadas por meia onda, onde a saída A_2 fornece pulsos de disparo somente se a tensão de sincronização for positiva, e a saída A_1 somente se a tensão de sincronização for negativa. As correspondentes saídas invertidas A_1' e A_2' podem ser obtidas pelos pinos 2 e 4.

Todas as saídas podem ser inibidas através do pino 6, conectando-se este à terra através de uma chave, relé ou transistor NPN.

As formas de ondas típicas do TCA 780 são mostradas na figura 4.3.

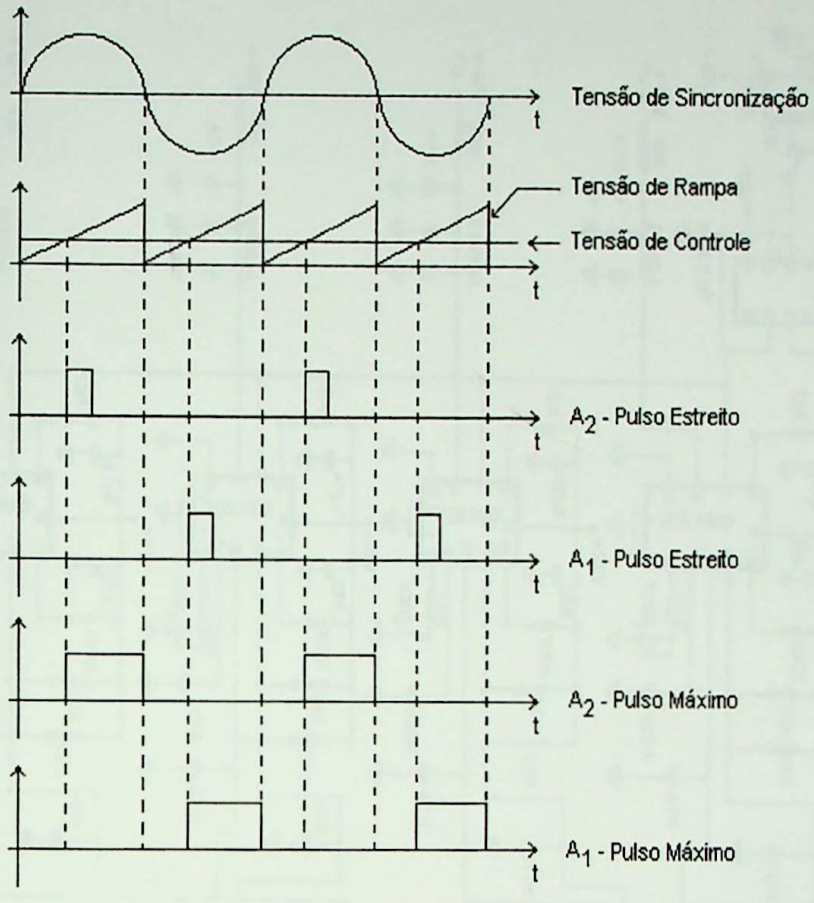
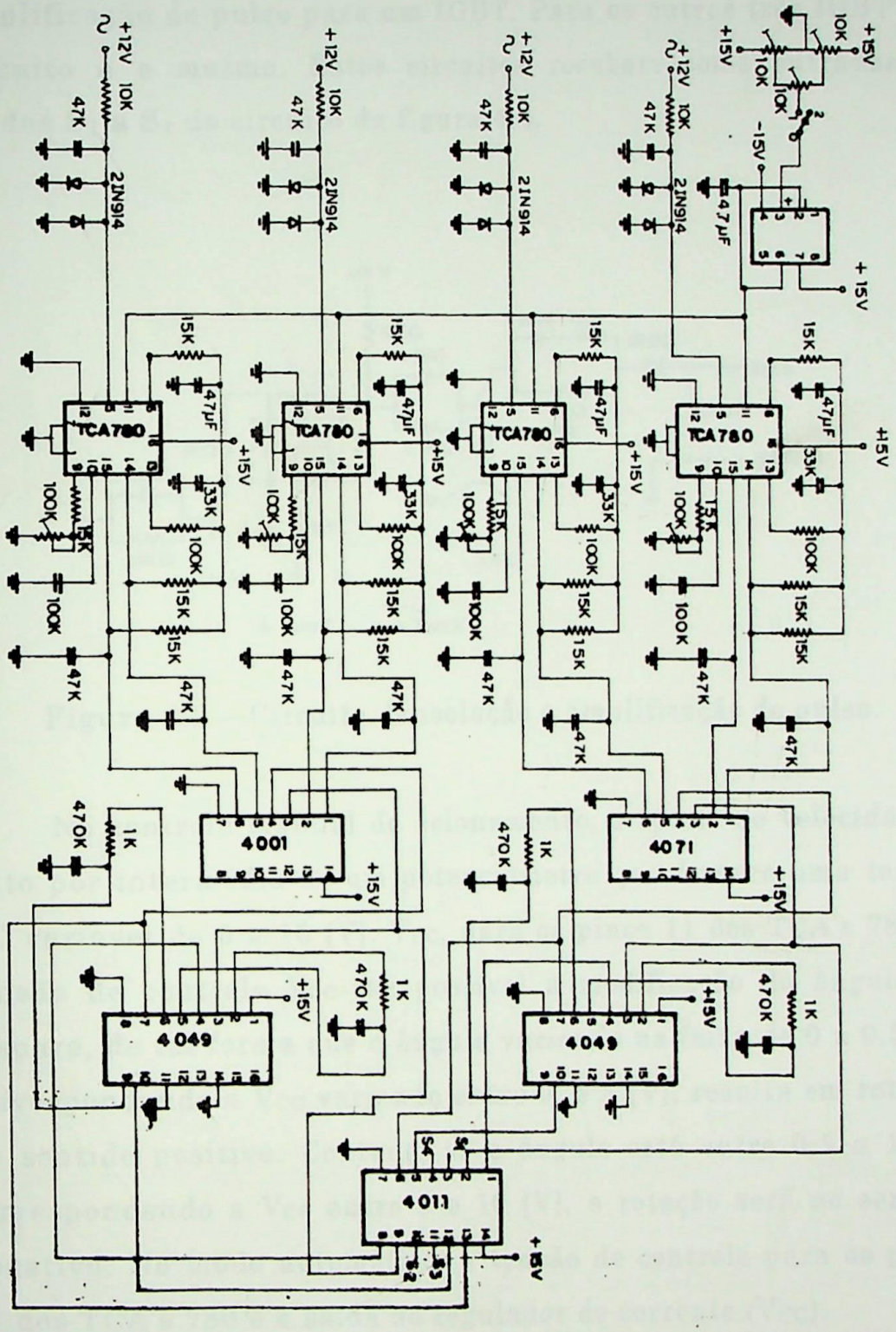


Figura 4.3 – Formas de ondas típicas do TCA 780.

Para o circuito implementado, a freqüência de chaveamento da forma de onda repetitiva (rampa) é 120 [Hz]. O valor de pico da rampa é dado pela combinação RC (pino 9 e 10).

O circuito gerador de pulsos, usando TCA's 780, e defasador são ilustrados na figura 4.4. A condução dos IGBT's permanece enquanto houver pulso nas bases. O pino 12 dos TCA's 780 é aterrado para manutenção dos pulsos, até o término da rampa. O circuito defasador é utilizado para inserir um atraso nos pulsos dos transistores do mesmo braço. Este circuito foi implementado com *buffers* inversores através do circuito integrado 4049 CMOS, e com portas lógicas NAND através do circuito integrado 4011 CMOS.



S_1, S_2, S_3, S_4 – Saídas do circuito.

Figura 4.4 – Circuito gerador de pulsos e defasador.

A figura 4.5 mostra o circuito de acoplamento e isolamento óptico (optoacoplador), utilizando o circuito integrado TIL 111, e amplificação de pulso para um IGBT. Para os outros três IGBT's, o circuito é o mesmo. Estes circuitos recebem como entradas as saídas S_1 a S_4 do circuito da figura 4.4.

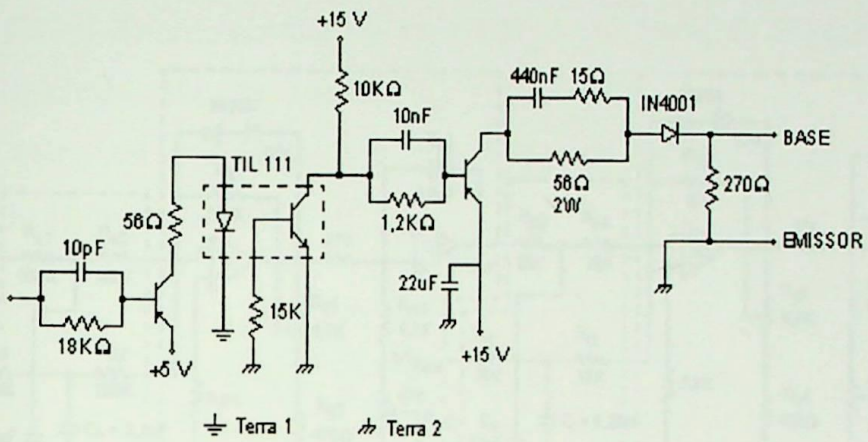


Figura 4.5 – Circuito de isolação e amplificação de pulso.

No controle manual do acionamento, o ajuste de velocidade é feito por intermédio de um potenciômetro que fornece uma tensão CC variável de 0 a 10 [V], V_{CC}, para os pinos 11 dos TCA's 780. A tensão de controle V_{CC} faz possível a modificação do ângulo de disparo, de tal forma que o ângulo variando na faixa de 0 a 0,5 pu, correspondendo a V_{CC} variando entre 0 e 5 [V], resulta em rotação no sentido positivo. Contudo, se o ângulo está entre 0,5 a 1 pu, correspondendo a V_{CC} entre 5 e 10 [V], a rotação será no sentido negativo. No modo automático, a tensão de controle para os pinos 11 dos TCA's 780 é a saída do regulador de corrente (V_{CC}).

4.2 – Implementação dos Reguladores e Filtros

Os reguladores PI, dimensionados pelo método de otimização simétrica, são introduzidos no circuito através de amplificadores operacionais. A figura 4.6 ilustra os reguladores PI e filtros implementados.

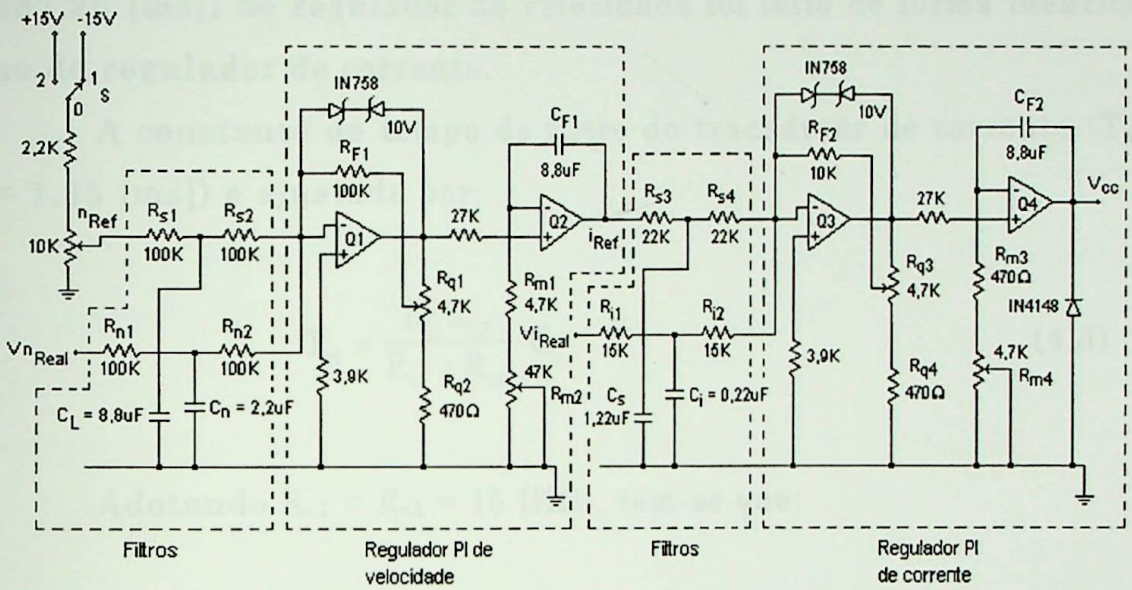


Figura 4.6 – Reguladores PI e filtros implementados.

Com a chave S na posição 1, resulta num sentido positivo de rotação. Contudo, se a chave S é comutada para a posição 2, o sentido de rotação será negativo.

Nos reguladores PI implementados, o ajuste da parte proporcional é separado do ajuste da parte integral. O ganho V_{Ri} = 4,41 foi ajustado aplicando-se uma tensão contínua na resistência R_{i1}, e medindo-se a tensão de saída de Q_3. Para isto variou-se o potenciômetro R_{q3}.

A constante do tempo do regulador de corrente T_i é ajustada por:

$$T_i = (R_{m3} + R_{m4})C_{F2} \qquad (4.1)$$

Adotando C_{F2} = 8,8 [μF] e R_{m3} = 470 [Ω], e sendo a constante de tempo T_i = 20,90[ms], o valor de ajuste da resistência R_{m4} é:

$$R_{m4} = \frac{T_i}{C_{F2}} - R_{m3} \quad \rightarrow \quad R_{m4} = 1{,}905\,[K\Omega] \tag{4.2}$$

O ajuste do ganho (V_{Rn} = 4,93) e constante de tempo (T_n = 487,20 [ms]) do regulador de velocidade foi feito de forma idêntica ao do regulador de corrente.

A constante de tempo do filtro do transdutor de corrente (T_{gi} = 1,35 [ms]) é ajustada por:

$$T_{gi} = \frac{R_{i1} R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} \cdot C_i \tag{4.3}$$

Adotando $R_{i1} = R_{i2}$ = 15 [KΩ], tem-se que:

$$C_i = \frac{R_{i1} + R_{i2}}{R_{i1} R_{i2}} \cdot T_{gi} \quad \rightarrow \quad C_i = 0{,}18\,[\mu F] \tag{4.4}$$

Foi adotado um capacitor de 0,22 [μF].

A constante de tempo do filtro de alisamento do sinal de referência de corrente (T_{gs2} = 21,80 [ms]) é ajustada por:

$$T_{gs2} = \frac{R_{s3} R_{s4}}{R_{s3} + R_{s4}} \cdot C_S \tag{4.5}$$

Utilizando no canal de referência duas resistências de 22 [KΩ], ou seja $R_{s3} = R_{s4}$ = 22 [KΩ], resulta:

$$C_S = \frac{R_{s3} + R_{s4}}{R_{s3} R_{s4}} \cdot T_{gs2} \quad \rightarrow \quad C_S = 1{,}98\,[\mu F] \tag{4.6}$$

Foi utilizada uma associação em paralelo de capacitores de 1 [μF] e 0,22 [μF].

Adotando resistências de $R_{s1} = R_{s2} = 100$ [KΩ] para o filtro do sinal de referência de velocidade, e $R_{n1} = R_{n2} = 100$ [KΩ] para o filtro do transdutor de velocidade, tem-se:

- Para o filtro do sinal de referência de velocidade ($T_{gs1} = 487,20$ [ms]):

$$C_L = \frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s1} R_{s2}} \cdot T_{gs1} \quad \rightarrow \quad C_L = 9,74\ [\mu F] \qquad (4.7)$$

Foi adotada uma associação em paralelo de quatro capacitores de 2,2 [μF] correspondendo a 8,8 [μF].

- Para o filtro do transdutor de velocidade ($T_{gn} = 100$ [ms]):

$$C_n = \frac{R_{n1} + R_{n2}}{R_{n1} R_{n2}} \cdot T_{gn} \quad \rightarrow \quad C_n = 2,0\ [\mu F] \qquad (4.8)$$

Foi adotado um capacitor de 2,2 [μF].

4.3 – Resultados Experimentais

O sistema de acionamento controlado através de chopper transistorizado de quatro quadrantes, foi implementado na prática com boa precisão e dinâmica no controle de velocidade e limitação de corrente.

Devido a que a carga do chopper é um motor CC, o crescimento da tensão a partir da formação do arco no comutador do motor CC pode provocar transientes de tensão com elevados

valores de dv/dt (taxa do crescimento da tensão). Portanto, para proteção contra dv/dt, além do circuito *snubber*, e evitar possíveis disparos dos IGBT's por causa de ruídos, os IGBT's que não estejam conduzindo em um momento dado, durante a operação do acionamento, são polarizados reversamente nas bases através de uma bateria de 9 [V]. A figura 4.7 mostra a polarização reversa da base dos IGBT's usando chave para seleção dos pulsos.

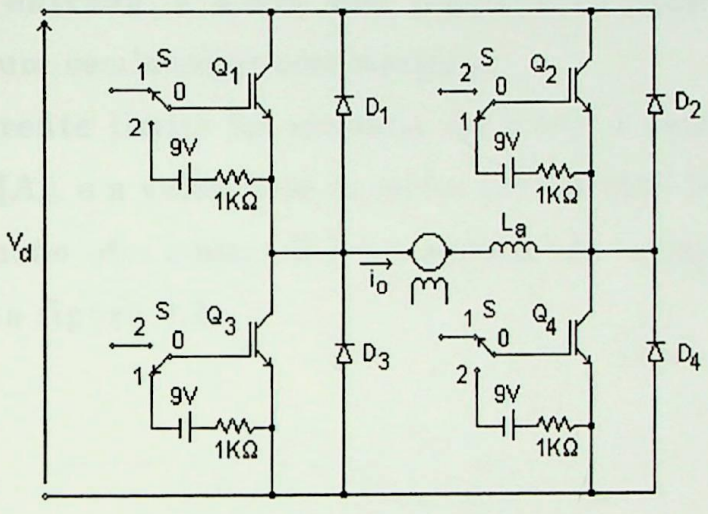


Figura 4.7 – Polarização reversa da base dos IGBT's.

Com a chave S na posição 1, os IGBT's Q_1 e Q_4 estão ligados e os IGBT's Q_2 e Q_3 estão desligados. Na posição 2 (inversão de rotação), os IGBT's Q_1 e Q_4 estão desligados e os IGBT's Q_2 e Q_3 estão ligados.

Na saída do regulador de corrente é ligado um diodo zener, conforme é ilustrado na figura 4.8, para limitar o valor máximo da tensão de controle V_{CC} em 9 [V].

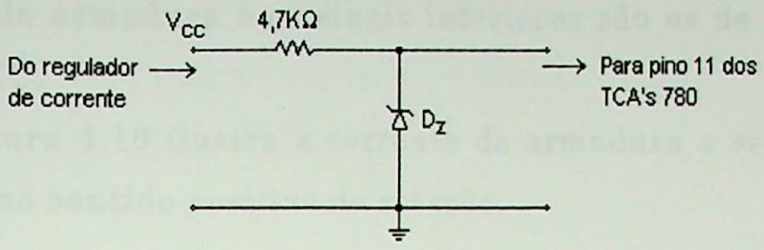
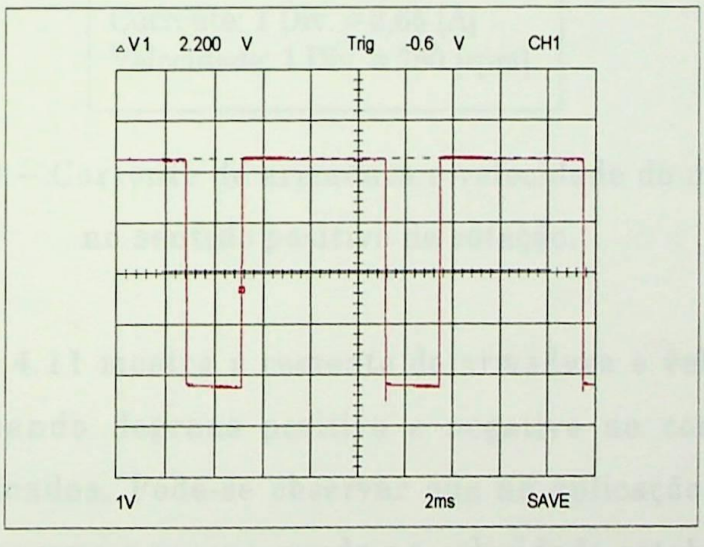


Figura 4.8 – Circuito limitador de tensão.

Os sinais de corrente e velocidade do motor CC, bem como os sinais de entrada e saída dos reguladores, foram registrados utilizando um osciloscópio com memória.

A corrente limite foi ajustada em 9 [A], a corrente do motor CC em 7,5 [A], e a velocidade do motor CC em 1500 [rpm].

A tensão do motor CC no sentido de rotação positivo é mostrada na figura 4.9.

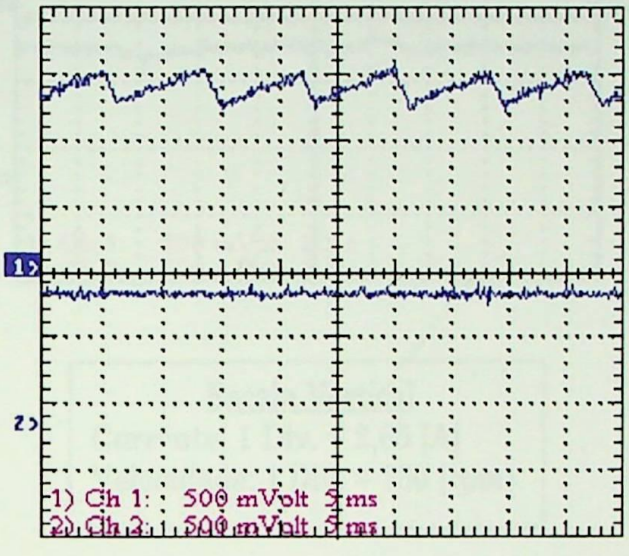


Escala Vertical
1 Div. = 115,45 [V]

Figura 4.9 – Tensão do motor CC.

Nas figuras 4.10 a 4.14, os sinais superiores são os de correntes de armadura e os sinais inferiores são os de velocidades do motor CC.

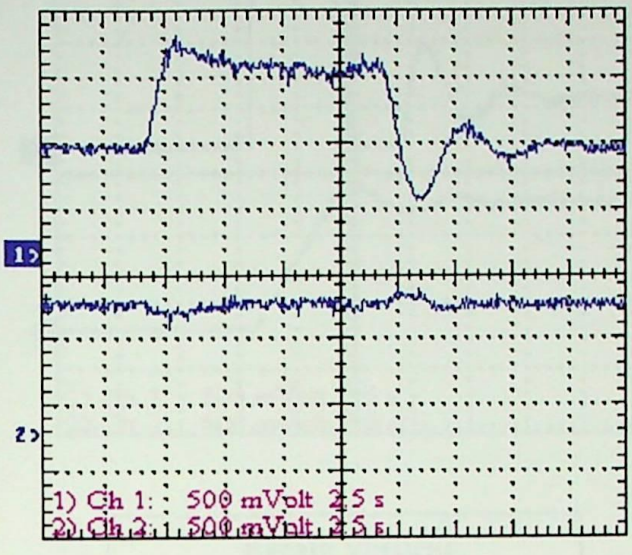
A figura 4.10 ilustra a corrente de armadura e velocidade do motor CC no sentido positivo de rotação.



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 2,65 [A]
Velocidade: 1 Div. = 750 [rpm]

Figura 4.10 – Corrente de armadura e velocidade do motor CC no sentido positivo de rotação.

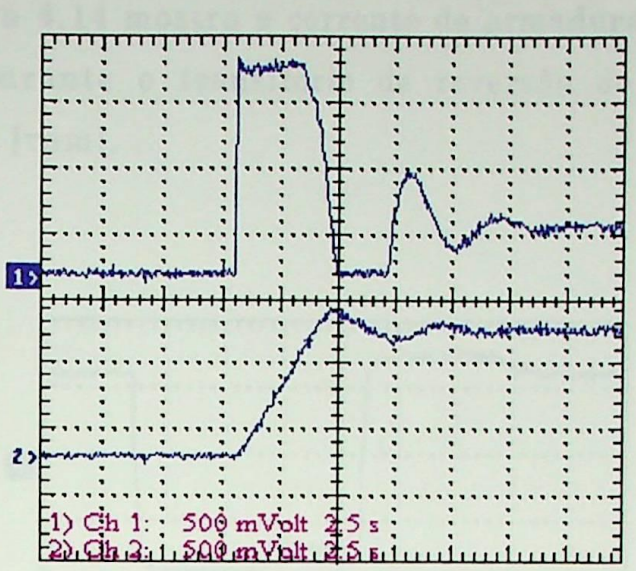
A figura 4.11 mostra a corrente de armadura e velocidade do motor CC, quando degraus positivo e negativo no conjugado de carga são aplicados. Pode-se observar que na aplicação do degrau positivo, ocorre uma pequena queda na velocidade estabilizando-se rapidamente. No degrau negativo, ocorre um pequeno aumento na velocidade e se estabiliza rapidamente.



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 2,65 [A]
Velocidade: 1 Div. = 750 [rpm]

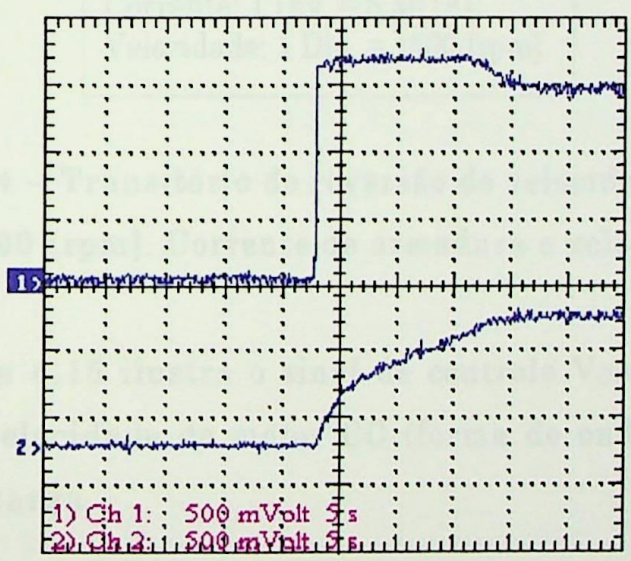
Figura 4.11 – Resposta a degraus positivo e negativo de carga. Corrente de armadura e velocidade.

Nas figuras 4.12 e 4.13 ilustram-se a corrente de armadura e velocidade durante a partida do motor CC a vazio e com carga, respectivamente.



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 2,65 [A]
Velocidade: 1 Div. = 750 [rpm]

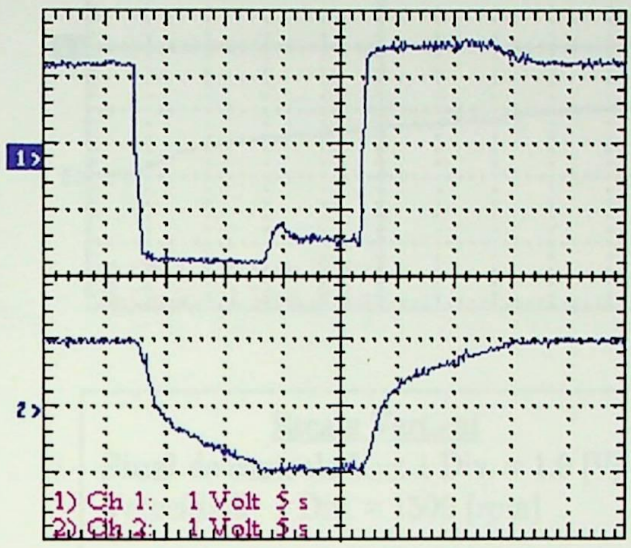
Figura 4.12 – Partida a vazio.
Corrente de armadura e velocidade.



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 2,65 [A]
Velocidade: 1 Div. = 750 [rpm]

Figura 4.13 – Partida com carga.
Corrente de armadura e velocidade.

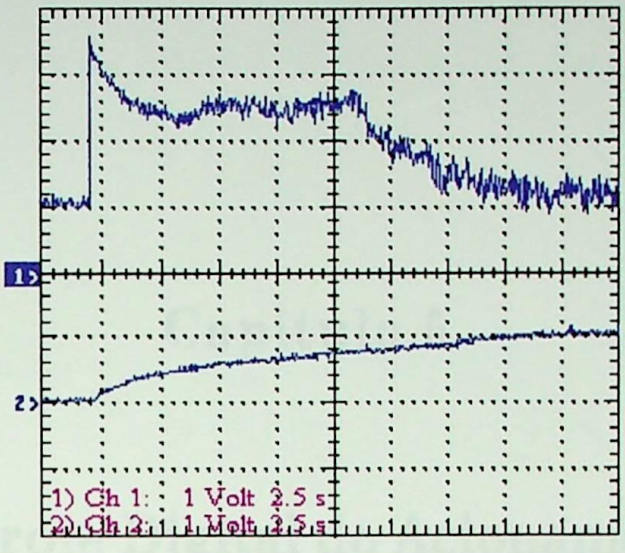
A figura 4.14 mostra a corrente de armadura e velocidade do motor CC durante o transitório de reversão de velocidade com carga, ±1500 [rpm].



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 5,30 [A]
Velocidade: 1 Div. = 1500 [rpm]

Figura 4.14 – Transitório de reversão de velocidade com carga, ±1500 [rpm]. Corrente de armadura e velocidade.

A figura 4.15 ilustra o sinal de controle V_{CC} (forma de onda superior) e velocidade do motor CC (forma de onda inferior) para partida com carga.



Escala Vertical
Sinal de controle V_{CC}: 1 Div. = 1,0 [V]
Velocidade: 1 Div. = 1500 [rpm]

Figura 4.15 – Partida com carga.
Sinal de controle V_{CC} e velocidade.

A análise do desempenho do sistema permite verificar a eficiência do método de otimização simétrica, como aplicação no acionamento de motores CC.

Capítulo 5

Controle Digital do Acionamento

A flexibilidade na utilização permite uma elevação no número de aplicações utilizando microprocessadores e computadores digitais em sistemas de controle. Embora ocorra uma degradação de desempenho pela introdução de amostragem, esta desvantagem é amplamente superada pela gama considerável de compensadores que podem ser realizados digitalmente.

Introduziu-se uma placa de conversão de dados (A/D e D/A) e um microcomputador PC, em substituição aos tradicionais reguladores constituídos de circuitos utilizando amplificadores operacionais.

5.1 – Conversão de Dados (A/D e D/A)

A introdução de um computador ou microprocessador digital para realizar as operações de controle, torna o sistema controlado mais versátil.

O controle pode ser efetuado computacionalmente através de programação, e utilizando uma placa de conversão de dados. A

malha de controle de velocidade e limitação da corrente de armadura da máquina CC foi implementada em laboratório, conforme mostrado na figura 5.1, utilizando a placa PCL-711B da Advantech Co..

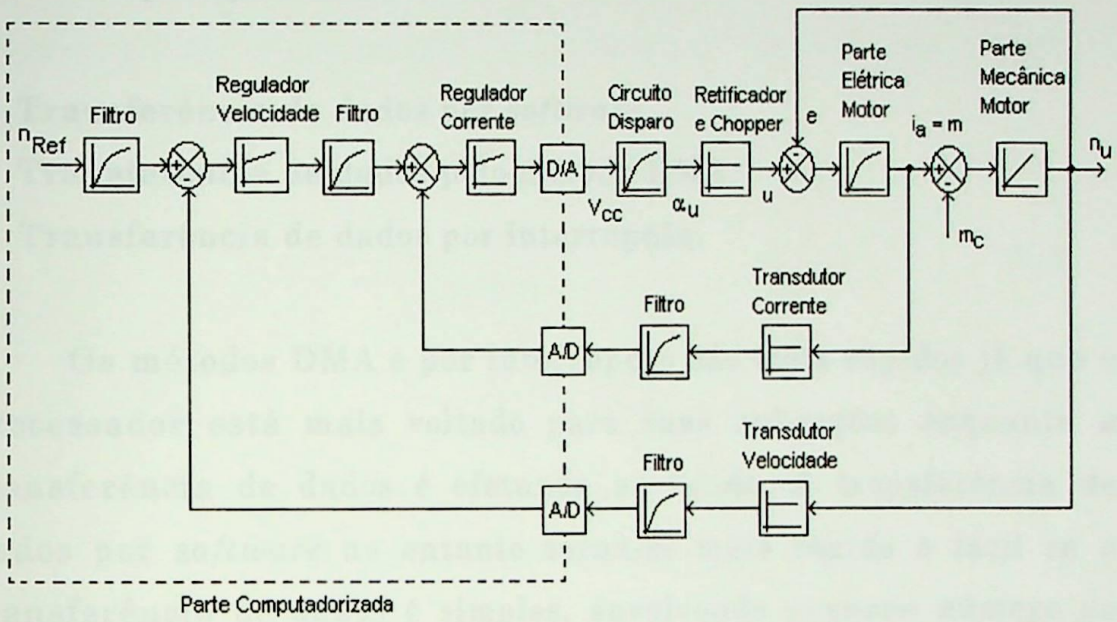


Figura 5.1 – Diagrama esquemático do controle digital em malha fechada de uma máquina CC através de chopper.

A placa PCL-711B PC-Multilab Card inclui conversão A/D, conversão D/A, e entradas e saídas digitais. A conversão A/D, com resolução de 12 bits, possui 8 canais de entrada programáveis para faixas de entrada de ±5 [V], ±2,5 [V], ±1,25 [V], ±0,625 [V], ±0,3125 [V], com tempo de conversão de até 25[μs]. A conversão D/A, com resolução de 12 bits, possui 1 canal de saída, tempo de acomodação de 30 [μs], e faixas de saída de 0 a +5 [V] ou 0 a +10 [V].

Foram utilizados dois canais de entrada para conversão A/D, correspondendo aos sinais de realimentação de velocidade e corrente, e um canal de saída para o sinal de controle V_{CC}.

O transdutor de corrente é um sensor Hall e o transdutor de velocidade é um tacogerador acoplado ao eixo do motor de corrente

contínua. Ambos os transdutores de corrente e velocidade incluem divisor resistivo para limitar a tensão de entrada para o conversor A/D, sendo em seguida os sinais de tensão corrigidos por *software* para condições de velocidade e carga proporcionais à nominal.

A transferência de dados pela placa PCL–711B pode ser feita por três operações básicas:

- Transferência de dados por *software*.
- Transferência de dados pelo método DMA.
- Transferência de dados por interrupção.

Os métodos DMA e por interrupção são mais rápidos já que o processador está mais voltado para suas aplicações enquanto a transferência de dados é efetuada ao fundo. A transferência de dados por *software* no entanto torna-se mais rápida e fácil se a transferência de dados é simples, envolvendo pequeno número de leituras.

Pelo método de transferência de dados por *software* os dados são transferidos para um *buffer* "A" enquanto esperam por um pulso de *trigger*, para que seja efetuada uma outra conversão. O processo continua até que seja feito o número de conversões especificado.

No caso considerado, os pulsos de *trigger* controlam o tempo entre as amostragens nos canais 0 e 1, sendo ajustados em função da freqüência de conversão F_{AD} (*pacer rate*) pela seguinte relação:

$$F_{AD} = \frac{2 \cdot 10^6}{C_1 \cdot C_2} \qquad (5.1)$$

O ajuste é efetuado por programação e adotando valores a C_1 e C_2 de forma que o intervalo entre as amostragens seja menor que

o tempo de amostragem τ adotado para o sistema específico, e dentro da capacidade do conversor. Foi adotado $C_1 = C_2 = 10$.

Os dados amostrados são armazenados em um *buffer* de dados com tamanho ajustado de 2 bytes a 64 Kbytes de memória. Se estiver sendo utilizado uma placa com um *buffer* FIFO (*First Input First Output*), o mínimo tamanho do *buffer* de memória depende da freqüência de amostragem, podendo ser obtido pela seguinte equação:

$$n \geq \frac{50}{(1000/f) - 1{,}3} \qquad (5.2)$$

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

onde,

n – Número de conversões no *buffer* de memória.

f – Freqüência de amostragem em Khz.

Foi adotado um *buffer* de dados de 10 amostras o que equivale a 20 bytes.

5.2 – Projeto do Controle Discreto no Tempo

A placa de conversão de dados inclui o amostrador e o extrapolador de ordem zero (EOZ), elementos essenciais de um sistema discreto. Num amostrador convencional, uma chave se abre para admitir um sinal de entrada a cada τ segundos, sendo τ o tempo de amostragem. Em geral, o tempo de amostragem deve ser suficientemente pequeno, de maneira que os dados entre estes instantes discretos possam ser aproximados por simples interpolação. Em aplicações práticas, o tempo de amostragem deve ser muito menor em comparação com a constante de tempo mais

significante da planta, e é ajustado conforme o tempo de execução do programa. O extrapolador de ordem zero, mais simples elemento de retenção, converte o sinal amostrado em um trem de pulsos aproximando-o a um sinal contínuo, de maneira que este permaneça constante entre dois instantes consecutivos de amostragem. O diagrama de blocos equivalente e as formas de onda demonstrativas da atuação do amostrador e do extrapolador de ordem zero são ilustrados na figura.5.2.

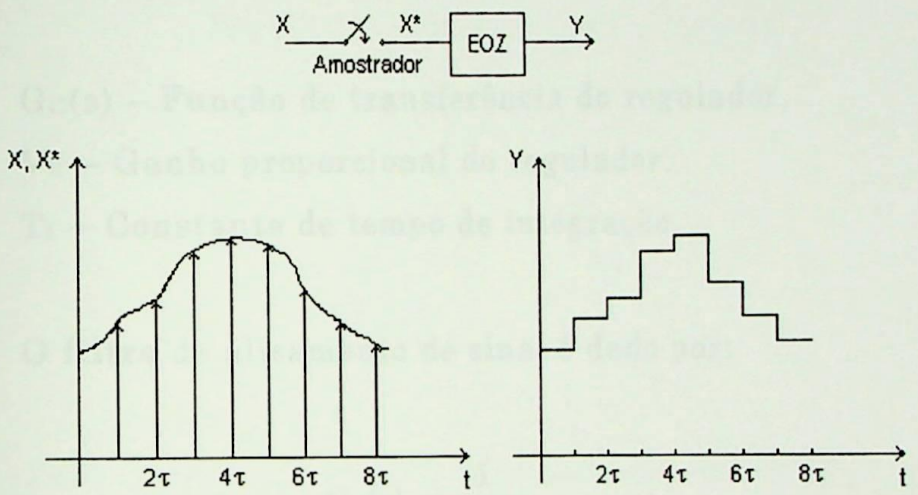


Figura 5.2 – Diagrama esquemático e formas de onda demonstrativas da atuação do amostrador e do extrapolador de ordem zero (EOZ).

Na figura 5.2 tem-se que:

X(t) – Sinal analógico de entrada.

X*(t) – Sinal amostrado.

Y(t) – Sinal discreto gerado pelo EOZ.

O critério adotado para ajuste do tempo de amostragem é $\tau <$ $\Im$, sendo $\Im$ a menor constante de tempo do sistema. É sugerido um ajuste em $\tau \cong 0{,}1\Im$. Para uma melhor performance, o tempo de

execução do programa deve ser o menor possível, mas deve atender ao critério de ajuste do tempo de amostragem. Foi adotado τ = 0,3 [ms].

Os reguladores PI dimensionados pelo método de otimização simétrica são introduzidos computacionalmente no sistema.

Os reguladores PI convencionais têm a seguinte forma:

$$G_C(s) = V_R\left(1+\frac{1}{T_I s}\right) \tag{5.3}$$

onde,

$G_C(s)$ – Função de transferência do regulador.

V_R – Ganho proporcional do regulador.

T_I – Constante de tempo de integração.

O filtro de alisamento de sinal é dado por:

$$G_F(s) = \frac{1}{1+T_F s} \tag{5.4}$$

onde,

$G_F(s)$ – Função de transferência do filtro.

T_F – Constante de tempo do filtro.

Os reguladores e filtros digitais são introduzidos no sistema por intermédio de equações recursivas, aplicando o método de aproximação por integração trapezoidal, conforme mostrado na figura 5.3. A aproximação trapezoidal é conhecida por transformação bilinear, e é bastante utilizada pois gera bons resultados nos processamentos.

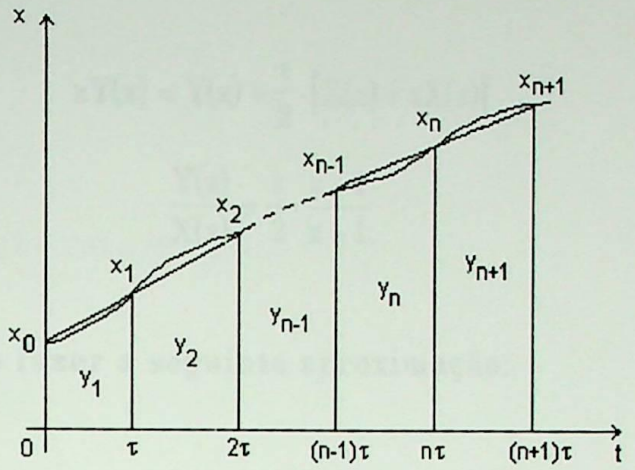


Figura 5.3 – Integração trapezoidal.

Onde,

$$y = \int_0^t x dt \tag{5.5}$$

Pelo método da integração trapezoidal, tem-se:

$$y_1 = y_0 + \frac{\tau}{2} \cdot (x_0 + x_1)$$

$$y_2 = y_1 + \frac{\tau}{2} \cdot (x_1 + x_2)$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$y_n = y_{n-1} + \frac{\tau}{2} \cdot (x_{n-1} + x_n) \tag{5.6}$$

$$y_{n+1} = y_n + \frac{\tau}{2} \cdot (x_n + x_{n+1}) \tag{5.7}$$

Aplicando transformada Z na equação (5.6), tem-se:

$$Y(z) = z^{-1}Y(z) + \frac{\tau}{2} \cdot \left[z^{-1}X(z) + X(z) \right] \tag{5.8}$$

Multiplicando por z ambos os membros da equação (5.8):

$$zY(z) = Y(z) + \frac{\tau}{2} \cdot [X(z) + zX(z)]$$

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\tau}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \tag{5.9}$$

Pode-se fazer a seguinte aproximação:

$$\frac{1}{s} = \frac{\tau}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \tag{5.10}$$

Substituindo a equação (5.10) na equação (5.3), resulta:

$$\frac{C(z)}{R(z)} = V_R \cdot \left[1 + \frac{\tau \cdot (z+1)}{2T_I \cdot (z-1)}\right]$$

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{V_R}{2T_I} \cdot \left[\frac{(\tau + 2T_I) \cdot z + (\tau - 2T_I)}{(z-1)}\right] \tag{5.11}$$

A equação (5.11) é a função de transferência discreta dos reguladores PI.

Logo,

$$2T_I zC(z) - 2T_I C(z) = V_R \cdot (\tau + 2T_I) \cdot zR(z) + V_R \cdot (\tau - 2T_I) \cdot R(z) \tag{5.12}$$

Aplicando transformada Z inversa à equação (5.12), tem-se:

$$c(k) = c(k-1) + \left(\frac{V_R \tau}{2T_I} + V_R\right) \cdot r(k) + \left(\frac{V_R \tau}{2T_I} - V_R\right) \cdot r(k-1) \tag{5.13}$$

A equação (5.13) é a equação recursiva dos reguladores PI.

Para os filtros digitais, a função de transferência discreta é:

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{\tau \cdot (z+1)}{(\tau + 2T_F) \cdot z + (\tau - 2T_F)} \tag{5.14}$$

A equação recursiva dos filtros é:

$$c(k) = \frac{\tau}{\tau + 2T_F} \cdot [r(k) + r(k-1)] + \frac{2T_F - \tau}{\tau + 2T_F} \cdot c(k-1) \tag{5.15}$$

O programa, desenvolvido em linguagem C++, executa a aquisição de dados de entrada, comanda as conversões A/D e D/A, implementa o algoritmo de controle para as malhas de velocidade e corrente, e fornece um sinal de controle para o circuito de disparo. O programa inclui temporização, diagnóstico de falha e ajuste de parâmetros *on-line*. O fluxograma do controle digital é ilustrado na figura 5.4.

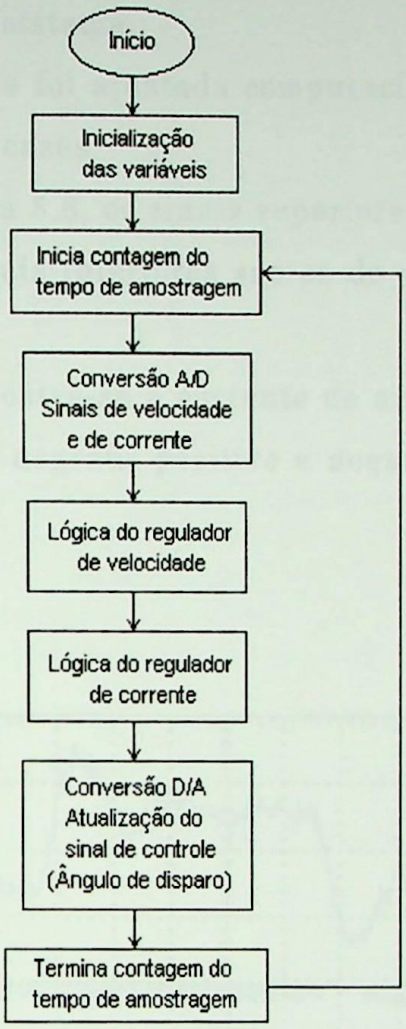


Figura 5.4 – Fluxograma do controle digital.

O programa completo implementado para o acionamento utilizando reguladores PI é apresentado no Anexo B.

5.3 – Resultados Experimentais

O sistema foi projetado para o acionamento de um motor CC de 1,7 [KW], 1500 [rpm], 220 [V] e corrente nominal I_N = 7,72 [A].

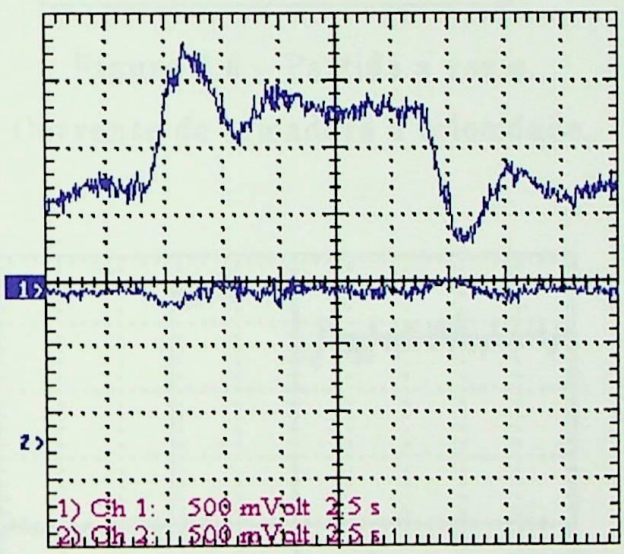
A ilustração da montagem prática é apresentada no Anexo C.

Os parâmetros foram ajustados *on-line* de forma a melhorar a resposta dinâmica do sistema.

A corrente limite foi ajustada computacionalmente em I_{Lim} = 1,20 pu para todos os casos.

Nas figuras 5.5 a 5.8, os sinais superiores são os de correntes de armadura e os sinais inferiores são os de velocidades do motor CC.

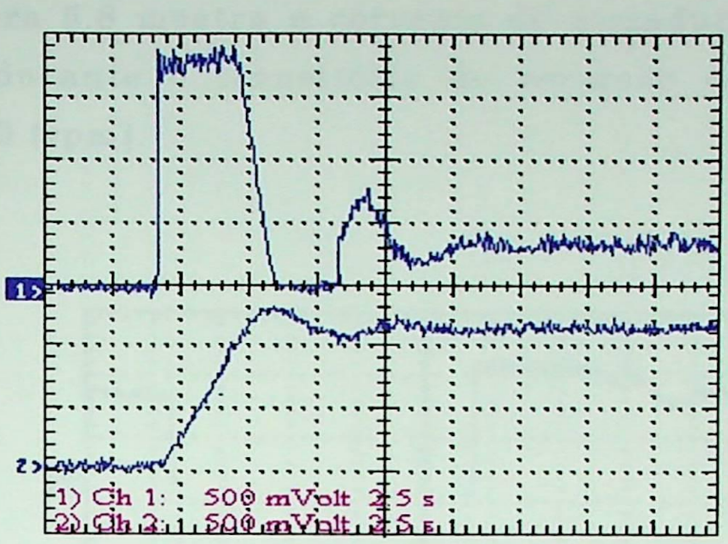
Na figura 5.5 mostra-se a corrente de armadura e velocidade do motor CC, quando degraus positivo e negativo no conjugado de carga são aplicados.



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 2,65 [A]
Velocidade: 1 Div. = 750 [rpm]

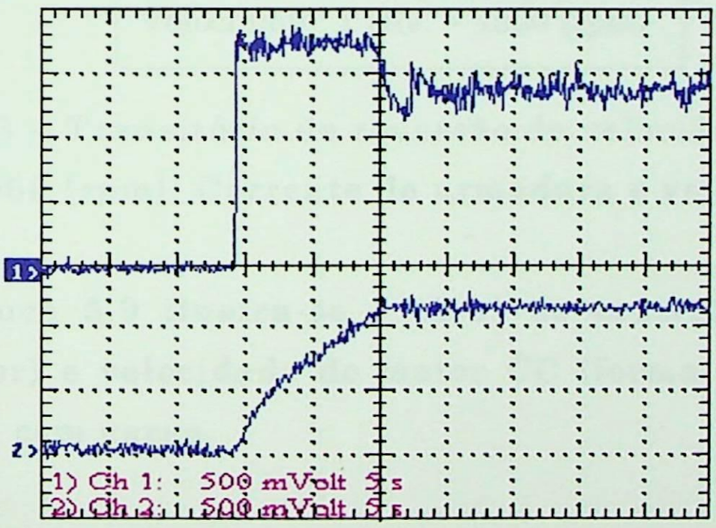
Figura 5.5 – Resposta a degraus positivo e negativo de carga. Corrente de armadura e velocidade.

As figuras 5.6 e 5.7 ilustram a corrente de armadura e velocidade durante a partida do motor CC a vazio e com carga, respectivamente.



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 2,65 [A]
Velocidade: 1 Div. = 750 [rpm]

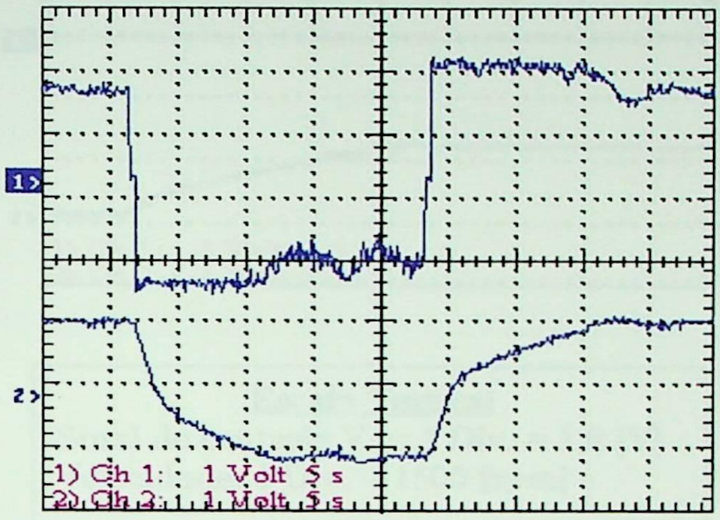
Figura 5.6 – Partida a vazio.
Corrente de armadura e velocidade.



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 2,65 [A]
Velocidade: 1 Div. = 750 [rpm]

Figura 5.7 – Partida com carga.
Corrente de armadura e velocidade.

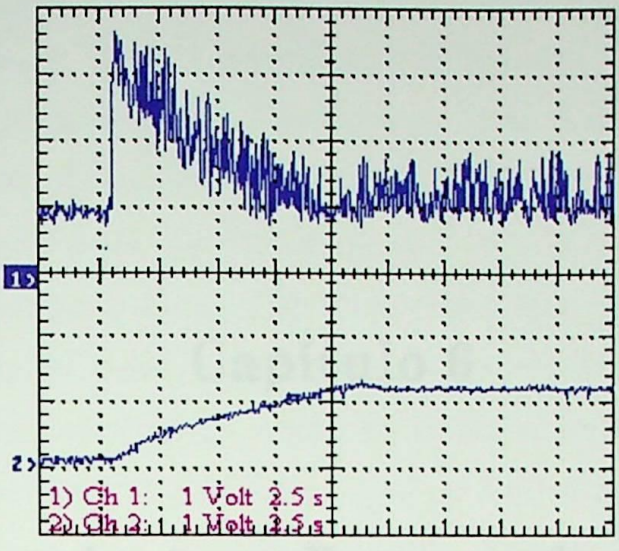
A figura 5.8 mostra a corrente de armadura e velocidade do motor CC durante o transitório de reversão de velocidade com carga, ±1500 [rpm].



Escala Vertical
Corrente: 1 Div. = 5,30 [A]
Velocidade: 1 Div. = 1500 [rpm]

Figura 5.8 – Transitório de reversão de velocidade com carga, ±1500 [rpm]. Corrente de armadura e velocidade.

Na figura 5.9 ilustra-se o sinal de controle V_{CC} (forma de onda superior) e velocidade do motor CC (forma de onda inferior) para partida com carga.



Escala Vertical
Sinal de controle V_{CC}: 1 Div. = 1,0 [V]
Velocidade: 1 Div. = 1500 [rpm]

Figura 5.9 – Partida com carga.

Sinal de controle V_{CC} e velocidade.

Capítulo 6

Conclusões e Recomendações

Esta Dissertação de Mestrado apresentou uma proposta de implementação prática de um sistema de controle de velocidade e limitação de corrente para motores de corrente contínua, utilizando o chopper transistorizado de quatro quadrantes.

O circuito de disparo implementado possui três estágios necessários para um bom comando da base dos transistores IGBT's, quais sejam: geração de pulsos utilizando circuitos integrados TCA 780, circuito de atraso dos pulsos dos transistores do mesmo braço, e estágio final de isolação e amplificação de pulsos.

Com o controle analógico, implementado com reguladores PI, conseguiu-se boa precisão e dinâmica do sistema regulado, independente da carga do motor. Da figura 4.11, obtém-se que o tempo de estabilização da velocidade do controle analógico é de aproximadamente 2,5 [s] para a entrada de carga, e de aproximadamente 3,0 [s] para a saída de carga.

O controle digital do acionamento, implementado com reguladores PI introduzidos através de equações recursivas, apresentou também boa precisão e dinâmica. Da figura 5.5, obtém-se que o tempo de estabilização da velocidade do controle digital é

de aproximadamente 2,5 [s] para a entrada de carga, e de aproximadamente 3,5 [s] para a saída de carga.

Em termos de comparação, verificou-se que o controle analógico respondeu muito ligeiramente com mais rapidez que o controle digital. Entretanto, o controle digital proporciona grande flexibilidade nas modificações dos parâmetros do sistema regulado.

A desvantagem do controle analógico é que necessita às vezes de substituição de componentes da placa de regulação, dependendo dos ganhos e constantes de tempo do sistema. Contudo, o controle digital é mais versátil pois basta apenas digitar os valores desses ganhos e constantes de tempo, sendo que a variação desses parâmetros pode ser feita *on-line*.

Com referência a custos, a implementação de sistemas de controle analógico tem um custo menor ao da implementação de sistemas de controle digital.

Como trabalhos futuros, são sugeridos os seguintes:

- Implementação do acionamento utilizando microcontrolador.
- Utilização de controle *fuzzy* ou redes neurais no acionamento.
- Comparação do projeto dos reguladores do sistema de controle do acionamento usando o método de otimização simétrica, com o projeto dos reguladores através de outros métodos, clássicos ou modernos, tais como, lugar das raízes, resposta em freqüência, realimentação de estado, etc..

O sistema de acionamento controlado implementado pode ser utilizado no ensino nos cursos de graduação e pós-graduação.

O tema investigado neste trabalho produziu até o momento os artigos citados a seguir, que podem servir como referências:

- Aranda, G.E.I.; Rezek, A.J.J.; Coelho, C.A.D.; Vicente, J.M.E.; Silva, V.F.; Cortez, J.A.: "A Simple Transistorized Controlled Four-Quadrant Chopper DC Drive", ISA POWID Conference 2000, San Antonio, TX, USA, 4-9 June 2000.

- Aranda, G.E.I.; Rezek, A.J.J.; Coelho, C.A.D.; Vicente, J.M.E.; Silva, V.F.; Cortez, J.A.: "A Simple Transistorized Controlled Four-Quadrant Chopper DC Drive", International Conference on Modelling and Simulation – MS'2000, Las Palmas de Gran Canaria, Spain, 25-27 September 2000.
- Aranda, G.E.I.; Rezek, A.J.J.; Coelho, C.A.D.; Vicente, J.M.E.; Silva, V.F.; Cortez, J.A.: "Chopper Transistorizado de Quatro Quadrantes para Utilização na Indústria Automotiva", 9º Congresso e Exposição Internacionais de Tecnologia da Mobilidade – SAE BRASIL 2000, São Paulo/SP, Brasil, 3 a 5 de outubro, 2000.
- Aranda, G.E.I.; Rezek, A.J.J.; Coelho, C.A.D.; Vicente, J.M.E.; Silva, V.F.; Cortez, J.A.: "Proposta de um Chopper Transistorizado de Quatro Quadrantes para ser Utilizado em Robótica", 1º Congresso de Lógica Aplicada à Tecnologia – LAPTEC 2000, São Paulo/SP, Brasil, 11 a 15 de setembro, 2000.

Anexo A

Manual de Instalação da Placa PCL-711B da Advantech Co.

Seleção do Endereço I/O

A placa PCL-711B utiliza 16 locações de endereço consecutivas no espaço I/O do computador. Os endereços do porto I/O são selecionados da chave DIP de 6 posições, SW1, na placa PCL-711B. Os endereços válidos são desde 000 até 3F0 (hexadecimal). O ajuste do endereço por *default* da fábrica é 220. No caso de existir outro periférico que esteja nesse endereço, o ajuste deve ser alterado conforme a informação dada na tabela A.1:

Tabela A.1 – Ajuste dos Endereços I/O.

Faixa de Endereços I/O (Hexadecimal)	**Posição da chave (SW1)**					
	1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
	A9	**A8**	**A7**	**A6**	**A5**	**A4**
000 – 00F	0	0	0	0	0	0
100 – 10F	0	1	0	0	0	0
.						
.						
200 – 20F	1	0	0	0	0	0
210 – 21F	1	0	0	0	0	1
220 – 22F *	1	0	0	0	1	0
.						
300 – 30F	1	1	0	0	0	0
.						
3F0 – 3FF	1	1	1	1	1	1

NOTA: 0 = Ligado (*On*), 1 = Desligado (*Off*)
A4 até A9 correspondem às linhas de endereço do computador.
**Default* da fábrica.

Neste trabalho, a faixa de endereços I/O utilizada foi 220 – 22F (*default* da fábrica).

Seleção da Faixa D/A

A faixa de saída D/A da placa PCL-711B depende da tensão de referência selecionada no *jumper* JP1. As tensões de referência

podem ser designadas como –5 [V] ou –10 [V], que fornecem uma faixa de saída D/A de 0 a +5 [V] ou 0 a +10 [V], respectivamente. Quando uma faixa de saída D/A de 0 a +5 [V] é requerida, ajuste o *jumper* JP1 em –5[V]. Se a aplicação requer uma faixa de saída D/A de 0 a +10 [V], então ajuste o *jumper* JP1 em –10 [V].

Neste trabalho, foi utilizada a faixa de saída D/A de 0 a +10 [V], correspondendo ao ajuste do *jumper* JP1 em –10 [V].

Conectores

A placa PCL-711B está equipada com três conectores de 20 pinos. Dois conectores estão localizados em CN3 e CN4. Estes são usados para entrada digital (CN4) e saída digital (CN3). O terceiro conector está localizado em CN1, e é utilizado para I/O analógico. Cada um destes conectores pode ser conectado com o mesmo tipo de cabos *ribbon*.

Neste trabalho, foi utilizado o conector localizado em CN1.

Montagem da Placa no Computador

Antes de montar a placa no computador, assegurar-se que a fonte do computador está desligada, e que todos os fios de potência e dispositivos periféricos foram desconectados do sistema.

Utilizar o seguinte procedimento para montar a placa PCL-711B no computador.

- Remover a coberta do CPU do computador, e localizar um *slot* de expansão livre no *motherboard* para instalar a placa PCL-711B.
- Inserir o conector da placa no *slot* de expansão, pressionando a placa firmemente no lugar. Utilize o *bracket* de montagem da

placa como uma guia entre o painel traseiro do CPU e o *motherboard*.

- Após inserir a placa firmemente no *slot*, segurar ela ao chassi do computador apertando seu *bracket* de montagem com um parafuso.
- Ligar os cabos *ribbon* aos conectores CN1, CN3 e CN4 que sua aplicação requer.
- Colocar a coberta do CPU e conectar os fios de potência e cabos periféricos que foram desconectados.

A instalação da placa PCL-711B está agora completa.

Configuração do *Software Driver*

Cada placa de conversão de dados PC-LabCard Advantech vem com um *software driver* que permite controlar as funções da placa utilizando linguagens de alto nível. As linguagens incluem BASICA, GWBASIC, Quick BASIC 4.0/4.5, Microsoft C, Turbo C/C++, Borland C/C++ e Turbo Pascal.

Neste trabalho, o *software* utilizado foi o Turbo C++ . Para configurar o *software driver* para Turbo C++, utilizar o seguinte procedimento.

- Copiar os arquivos com extensão .lib em uma pasta qualquer.
- Após copiados os arquivos, adicionar os arquivos .lib no seu programa de aplicação. Para cada tipo de programa, dependendo se for *Small*, *Compact*, *Medium* ou *Large*, escolher o arquivo .lib correspondente. Para *Small*, o programa deve conter o arquivo 711cs.lib. Para *Compact*, o arquivo 711cc.lib. Para *Medium*, o arquivo 711cm.lib. E para *Large*, o arquivo 711cl.lib.

- Instalar o arquivo PCL-711.exe que está no disquete PCL-711B, *Driver and Utility Disk*. Se tiver alguma dúvida, consultar os arquivos files.doc do mesmo disquete utilizando o Autoexec.bat.

Procedimento para rodar o programa de aplicação em Turbo C++

- Rodar o Turbo C++.
- Criar o projeto.

  Na barra de menu, entrar no menu *Project*. Depois entrar na opção *Open Project* desse menu. Aparece a janela *Open Project File*, onde se digita o nome do projeto. Os arquivos *Project* têm a extensão .prj. Após digitar o nome do projeto, entrar em *OK* e aparece a janela *Project*. Nessa janela, com o comando *Insert*, escolher o arquivo .lib apropriado e inseri-lo no projeto. O arquivo .lib selecionado vai aparecer na janela *Project*.
- No menu *File*, entrar na opção *New*. Vai aparecer uma janela de comandos nova, onde o programa de aplicação é digitado.
- Salvar o programa de aplicação.

  Para isto, ir ao menu *File* e entrar na opção *Save* ou *Save as*. Aparece uma janela, onde se digita o nome do programa de aplicação. O arquivo do programa tem extensão .cpp.
- Após salvar o programa, ir para a janela *Project*. Com o comando *Insert*, localizar o programa de aplicação digitado e inseri-lo na janela *Project*. Depois compilar e rodar o programa utilizando o comando *Run* do menu *Run*, ou teclando Ctrl + F9.
- Se o programa de aplicação estiver digitado, então criar o projeto, inserir os arquivos .lib correspondentes e o programa na janela *Project*. Após inserido o programa, compilar e rodar o mesmo.

Anexo B

Programa para o Acionamento Controlado de uma Máquina CC utilizando Reguladores PI

```
/*
   ************************************************************************
   * Programa : Chopper com IGBT                                          *
   * Descrição : Controle digital para acionamento de uma máquina de      *
   *             corrente contínua utilizando a placa PCL-711B            *
   * Versão    : 11  Chopper com IGBT                                     *
   * Data      : 18/02/2000                                               *
   ************************************************************************
*/


        /* Inclusão de Diretivas */


#include <stdio.h>
#include <conio.h>          /* Aceita diretivas, incluindo códigos */
#include <stdlib.h>         /* de fontes de outros */
#include <dos.h>            /* programas ou diretórios. */
#include <timer.h>



        /* Declaração de Variáveis Globais */


extern "C" pcl711(int, unsigned int *);     /* Inclui função "pcl711" definida
                                            inteiro, sem sinal em um módulo
                                            separado utilizando  linguagem "C" */
unsigned int param[60];                      /* Definição de um vetor de dados -
                                            array - que formam a tabela de
                                            parâmetros inteiros e s/ sinal */
unsigned int datain[200], dataout[200];     /* Buffer de 10 dados inteiros +
                                                  para conversão */
unsigned int far * datin, * datout;         /* Endereço do buffer de dados acima
                                              - pointer - tipo inteiro e longo:
                                              2 palavras c/ range de 1Mbyte */
int tecla,i;                                /* Variáveis de leitura do teclado
                                                  e número de canais */

/* Variáveis pontos flutuantes do controle */
float nRef=0.72, nReal=0.0, ne=nRef;
float ne_1=0.1, nReal_1=0.0;
float iRef=1.20, iR=1.20, ie=-1.20, iReal=0.0, Ilim=1.20, iRefer=1.20;
float iRef_1=1.20, iR_1=1.20, ie_1=-1.20, iReal_1=0.0, iRefer_1=1.20;
float Tn=0.487, Tgs2=0.022, Ti=0.021;
float VRn=4.50, VRi=1.0, Vcc=0.1, Vcc_1=0.1, Vcontr=0.1;
float a1, a2, b1, b2, b3, b4, T=0.003;
float DataBuf[3];

/* Declaração de variáveis void - significa que não retorna um valor */
void conv_ad(void);
void conv_da(void);
void control(void);
void control1(void);
void control2(void);
void teclado(void);
```

```
                /* Conversão AD - Tabela de parâmetros */

void conv_ad()
{
    unsigned int i;
      /* Pointer - Espaço de memória - Variável que contém um endereço que,
         normalmente , é o endereço de outra variável."              */
    datin = datain;             /* Atribui ao pointer datin o valor
                                    equivalente à variável datain   */
    param[0]  = 0;              /* Número da placa             */
    param[1]  = 0x220;          /* Endereço de Base I/O    */
    /* Freqüência de amostragem = Freqüência de base da placa/(C1 * C2) */
                        /* 2M / (10 * 10) = 20 KHz */
    param[5]  = 10;             /* Divisor constante pacer C1 */
    param[6]  = 10;             /* Divisor constante pacer C2 */
    param[7]  = 0;              /* Modo Trigger, 0 : pacer trigger
                                    Permite funções D/I */
    /* Offset do Buffer , o endereço de memória (buffer) onde os dados
    serão guardados. Segmento, o comprimento do buffer de dados */
    param[10] = FP_OFF(datin);      /* Offset do Buffer A do A/D      */
    param[11] = FP_SEG(datin);      /* Segmento do Buffer A do A/D    */
    param[12] = 0;                  /* Endereço do Buffer B (não usado)*/
    param[13] = 0;                  /* Segmento- NÆo usado, setar em 0 */
    /* A conversão A/D envolve dois canais de entrada, canal 1 - corrente,
         e canal 0 - velocidade, com valores em pu ajustados em +/- 5 V */
    param[14] = 2;              /* Número de conversões A/D       */
    param[15] = 0;              /* Canal de início da conversão A/D*/
    param[16] = 1;              /* Canal de parada da conversão A/D*/
    param[17] = 0;              /* Ganho dos canais, 0 : +/- 5V   */


                /* Indicação de falha na conversão A/D */


    pcl711(3, param);           /* Func. 3 : Inicialização do Hardware    */
    if (param[45] != 0) {       /* Se parâmetro 45 diferente de 0, fazer:  */
        clrscr();               /* Limpar a tela   */
        printf("\n FALHA NA INICIALIZAÇÃO DO DRIVER !"); /* Imprimir   */
        getch();                /* Mostrar a tela de saída     */
        exit(1);                /* Fecha o loop e sai com status 1 - Erro  */
                }

    pcl711(4, param);           /* Func 4 : Inicialização do conversor A/D*/
    if (param[45] != 0) {
        clrscr();
        printf("\n FALHA NA INICIALIZAÇÃO DO A/D !");
        getch();
        exit(1);
                }

    pcl711(5, param);           /* Func 5 : Verificação número conversões A/D*/
    if (param[45] != 0) {
        clrscr();
        printf("\n FALHA NO SOFTWARE DE TRANSFERÊNCIA DE DADOS A/D !");
        getch();
        exit(1);
                }
```

```
                        /* Conversões A/D */

    for (i = 0; i < param[14]; i++)        /* Dados amostrados - canais 0 e 1 */
        {
          DataBuf[i] = datain[i]  & 0xFFF;
                        /* Coleta de dados para o buffer no endereço 0xFFF
        (os três primeiros dígitos hexadecimais podem ser zerados pois o
        restante, é suficiente para suportar 4096 dígitos binários ) */
          DataBuf[i] =((5.0 - (-5)) * DataBuf[i] / 4096) + (-5);
          /* Conversão para que o sinal de tensão seja disponível para
            aplicação nas equações recursivas de controle  */
            (5 - (-5)) : Faixa de entrada A/D (-5V  to  5V)
            4096       : Faixa da escala do A/D - 12 bit
            DataBuf    : Dado de entrada do A/D
            (-5)       : Inicio da escala do A/D "-5" V
          */
         }
        /* Leitura da tensão de realimentação para a malha de velocidade
          e de corrente, sob condições de velocidade e carga nominal */
          /* Conversão do sinal de velocidade - correção para pu */
        nReal=(DataBuf[0]/1.500);
          /* Conversão do sinal de corrente - correção para pu */
        iReal=(DataBuf[1]/1.493);
}


                        /* Controle */

        /* Equações Recursivas para efetuar funções de controle */

void control()
{
                                    /* Adotado tempo de amostragem T */

a1=T/((2*Tgs2)+T);
                                    /*Tgs2= Constante de tempo do filtro  */
a2=((2*Tgs2)-T)/(T+(2*Tgs2));

b1=VRn+((VRn*T)/(2*Tn));            /* VRn= Ganho do regulador de velocidade  */
                                    /* Tn= Constante de tempo do reg. velocidade */
b2=((VRn*T)/(2*Tn))-VRn;

b3=VRi+((VRi*T)/(2*Ti));            /* VRi= Ganho do regulador de corrente  */
                                    /* Ti= Constante de tempo do reg. de corrente */
b4=((VRi*T)/(2*Ti))-VRi;

}
```

```
                    /* Regulador de Velocidade */
void control1()
        {
        iRef=(b1*ne)+(b2*ne_1)+iRef_1;      /* nreal= Realimentação de velocidade  */
        iRef_1=iRef;                        /* nRef= Velocidade referência após filtro  */
        ne_1=ne;                            /* ne= Erro de velocidade  */
                                            /* iRef= Corrente referência - Saída
                                               regulador de velocidade  */


                    /* Filtro da Corrente de Referência */
iRefer=iRef;
        iR=a1*(iRefer+iRefer_1)+a2*iR_1;    /*  Sendo:                          */
        iR_1=iR;                            /* iR= Corrente referência após filtro  */
        iRefer_1=iRefer;                    /* iRef= Corrente referência  */
        if(iR>=Ilim) iR=Ilim;
        if(iR<=-Ilim) iR=-Ilim;             /* Limitação da corrente de referência  */
}

                    /* Regulador de Corrente */
void control2()
        {                                   /*  Sendo:                          */
        Vcc=(b3*ie)+(b4*ie_1)+Vcc_1;        /* ireal= realimentação de corrente  */
        Vcc_1=Vcc;                          /* iR= Corrente ref. após filtro  */
        ie_1=ie;                            /* ie= Erro corrente- Ent. regulador  */
        if(Vcc>0.95) Vcontr=0.95;
        if(Vcc<.05) Vcontr=.05;             /* Limitação da tensão de controle  */
        if(Vcc<=0.95 && Vcc>=.05) Vcontr=Vcc;
}


                /* Alteração nos parâmetros do sistema */
void teclado()
{
/* O acionamento destas teclas de subrotina, permitem ajuste on-line de
    parâmetros do sistema, com o ajuste sendo mostrado na tela de saída */

        /* Teclas "s" e "d" atuando na valor da velocidade de referência */
        if (tecla==115 && nRef<1.0) nRef=nRef+1.44; /* Ajuste limitado ao */
        if (tecla==100 && nRef>-1.0) nRef=nRef-1.44; /* intervalo -1.0<nRef<1.0 */

        /* Teclas "k" e "l" atuando na valor da velocidade de referência */
        if (tecla==107 && nRef<1.0) nRef=nRef+0.01; /* Ajuste limitado ao */
        if (tecla==108 && nRef>-1.0) nRef=nRef-0.01; /* intervalo -1.0<nRef<1.0 */

        /* Teclas "o" e "p" atuando na valor da velocidade de referência */
        if (tecla==111 && nRef<1.0) nRef=nRef+0.05; /* Ajuste limitado ao */
        if (tecla==112 && nRef>-1.0) nRef=nRef-0.05; /* intervalo -1.0<nRef<1.0 */

        /* Teclas "f" e "v" atuando no ganho VRn */
        if (tecla==102 && VRn<40.0) VRn=VRn+0.05;
        if (tecla==118 && VRn>0.02) VRn=VRn-0.05;

        /* Teclas "g" e "b" atuando na constante de tempo Tn */
        if (tecla==103 && Tn<5.00) Tn=Tn+0.05;
        if (tecla==98 && Tn>0.06) Tn=Tn-0.05;
```

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca
MAUÁ
BIM

```
        /* Teclas "h" e "n" atuando no ganho VRi */
        if (tecla==104 && VRi<10.0) VRi=VRi+0.05;
        if (tecla==110 && VRi>0.01) VRi=VRi-0.05;

        /* Teclas "j" e "m" atuando na constante de tempo Ti */
        if (tecla==106 && Ti<1.000) Ti=Ti+0.005;
        if (tecla==109 && Ti>0.006) Ti=Ti-0.005;
}


                /*  Conversão D/A - Tabela de Parâmetros */

void conv_da()
{
    datout=dataout;             /* Atribui ao pointer datout o valor
                                   equivalente à variável dataout  */
    param[0]=0;                 /* Número da placa                 */
    param[1]=0x220;             /* Endereço de base I/O            */
        /* Offset do Buffer , é o endereço de memória (buffer) onde os dados
           serão guardados. Segmento , é o comprimento do buffer de dados */
    param[20] = FP_OFF(datout);     /* Offset do buffer A dados  saída D/A  */
    param[21] = FP_SEG(datout);     /* Segmento do buffer A dados saída D/A */
    param[22] = 0;          /* Endereço do Buffer B saída (não usado) */
    param[23] = 0;          /* Segmento saída - Não usado, setar em 0 */
    param[24] = 1;          /* Número de conversões D/A            */
    param[25] = 0;          /* Canal de início da conversão D/A    */
    param[26] = 0;          /* Canal de parada da conversão D/A    */


                        /* Indicação de falha na conversão D/A */

    pcl711(3, param);       /* Func 3 : Inicialização do hardware      */
    if (param[45] != 0) { /* Se parâmetro 45 diferente de 0, fazer:  */
        clrscr();           /* Limpar a tela                   */
        printf("\n FALHA NA INICIALIZAÇÃO DO DRIVER !"); /* Imprimir  */
        getch();          /* Mostrar a tela de saída  */
        exit(1);          /* Fecha o loop e sai com status 1 - Erro  */
                        }
    pcl711(12, param);      /* Func 12: Inicialização do conversor D/A  */
    if (param[45] != 0) {
        clrscr();
        printf("\n FALHA NA INICIALIZAÇÃO DO D/A !");
        getch();
        exit(1);
                }
    pcl711(13, param);    /* Func 13: Verificação número conversões D/A*/
    if (param[45] != 0) {
        clrscr();
        printf("\n FALHA NO SOFTWARE DE TRANSFERÊNCIA DE DADOS D/A !");
        getch();
        exit(1);
                }
        /* Conversão para que o sinal de tensão de saída das equações
           recursivas de controle em pu ocupe um espaço de endereço do
           buffer de dados de saída.  */
    dataout[0]=(4095*Vcontr);
}
```

```
                        /* Programa principal */

void main(void)         /* Garante que as variáveis globais não retornam valores */
{                       /* Declaração de variáveis */
int xx=0;               /* Inicializa o número de interações em 0 */
Timer t;                /* Contador de tempo "t" */

clrscr();
gotoxy(1,10);  cprintf("[S] - Inverte vel. [+]");
gotoxy(40,10); cprintf("[D] - Inverte vel. [-]");
gotoxy(1,11);  cprintf("[O] - Incrementa  vel. [0.05]");
gotoxy(40,11); cprintf("[P] - Decrementa vel. [0.05]");
gotoxy(1,12);  cprintf("[K] - Incrementa  vel. [0.01]");
gotoxy(40,12); cprintf("[L] - Decrementa vel. [0.01]");

do{

  tecla=0;
  if (kbhit()) tecla=getch();

  xx++;         /* Incrementa 1 no número de interações */
  t.reset();    /* Reseta o temporizador "t" */
  t.start();    /* Inicia a temporização */

  asm cli;
  conv_ad();    /* Efetua a subrotina de conversão A/D */
  asm sti;
                        /* Condição para efetuar as equações de controle -
                        sinal de realimentação maior que o ruído normal */

control();
teclado();  /* Efetua a subrotina que inspeciona o acionamento de tecla */

  ne=nRef-nReal;
  if(iR<Ilim && iR>-Ilim) control1();
  if(iR==Ilim && ne<0.0) control1();
  if(iR==-Ilim && ne>0.0) control1();

  ie=iReal-iR;
  if(Vcc<0.95 && Vcc>.05)control2();
  if(Vcc>=0.95 && ie<0.0 ) control2();
  if(Vcc<=.05 && ie>0.0 ) control2();

  asm cli;
  conv_da();    /* Efetua a subrotina de conversão D/A */
  asm sti;

  if (xx>=10) {/* Imprime na tela resultados instantâneos cada 100 interações */
     xx=0;
     gotoxy(1,1);
     cprintf("VRn= %1.3f  Tn= %1.4f  VRi= %1.3f  Ti= %1.4f      ", VRn, Tn, VRi, Ti);
     gotoxy(1,2);
     cprintf("Tempo gasto: %fs      ", T);
     gotoxy(1,3);
     cprintf("canal[%3d] = % 1.3f (pu)   canal[%3d] = % 1.3f (pu)     ", 0, nReal, 1, iReal);
     gotoxy(1,4);
     cprintf("nRef= %1.2f  Vcontr= %1.2f  iR= %1.4f ie= %1.2f    ", nRef, Vcontr, iR, ie);
```

```
  gotoxy(1,5);
  cprintf("Said.R.Veloc= %1.3f  Said.R.Corr= %1.3f    ", iRef, Vcc);
  /* %1.4f V, significa, real, em 1 campo, com 4 dígitos decimais, em "V".
  %3d significa, inteiro, em 3 campos. */
}

t.stop();           /* Termina a temporização */
T=t.time();         /* Consideramos o tempo de amostragem c/ valor inicial
T=0.003 s. Se o tempo de execução do programa "t" , maior que "T", necessário
tentar reduzi-lo. Se "t" e menor fazemos T=t.*/
}
 while (tecla!=27);
}
```

Anexo C

Ilustração da Montagem Prática em Laboratório

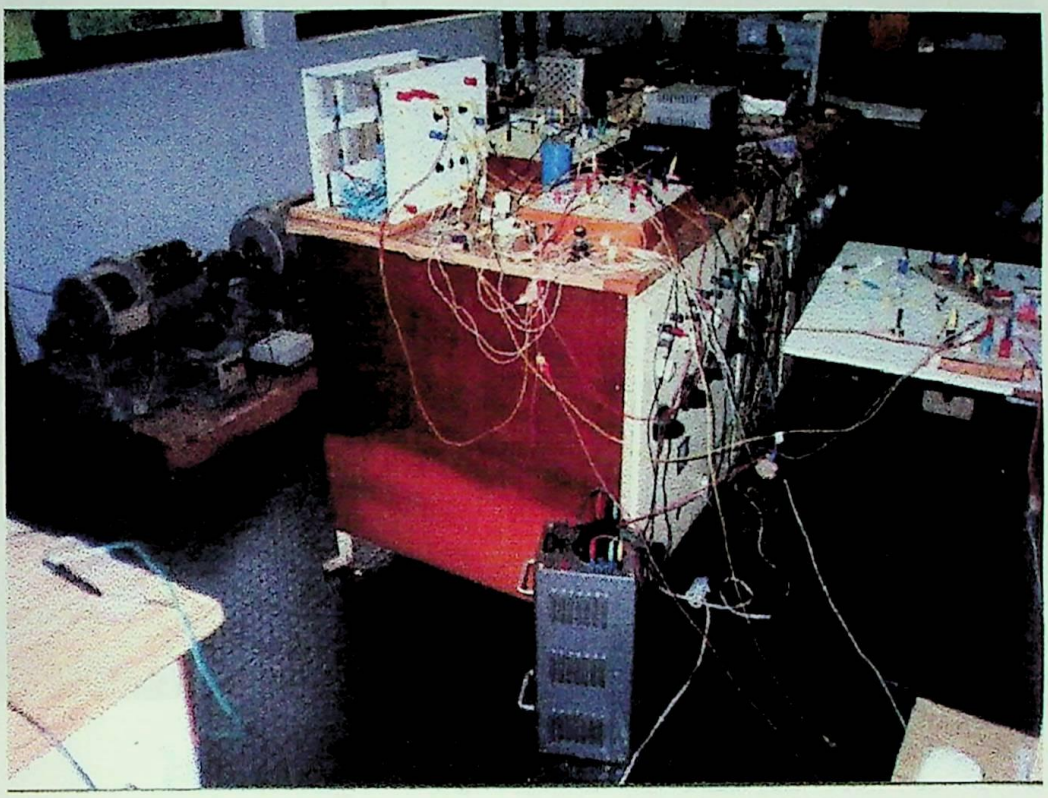


Figura C.1 – Montagem do acionamento.

Identificação das partes constituintes:

- Bancada de trabalho.
- Motor CC e carga.
- Varivolt.

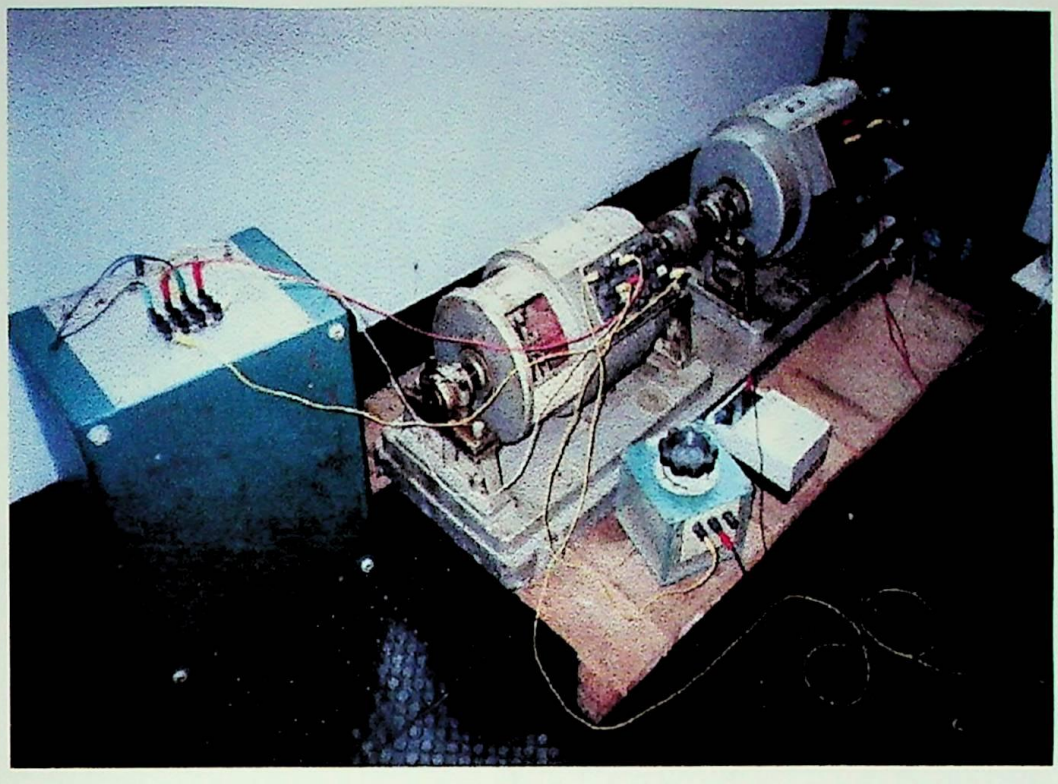


Figura C.2 – Motor CC e carga.

Identificação das partes constituintes:

- Motor CC.
- Máquina síncrona com eixo acoplado ao motor CC.
- Carga resistiva.
- Reostato de campo.
- Amperímetro.

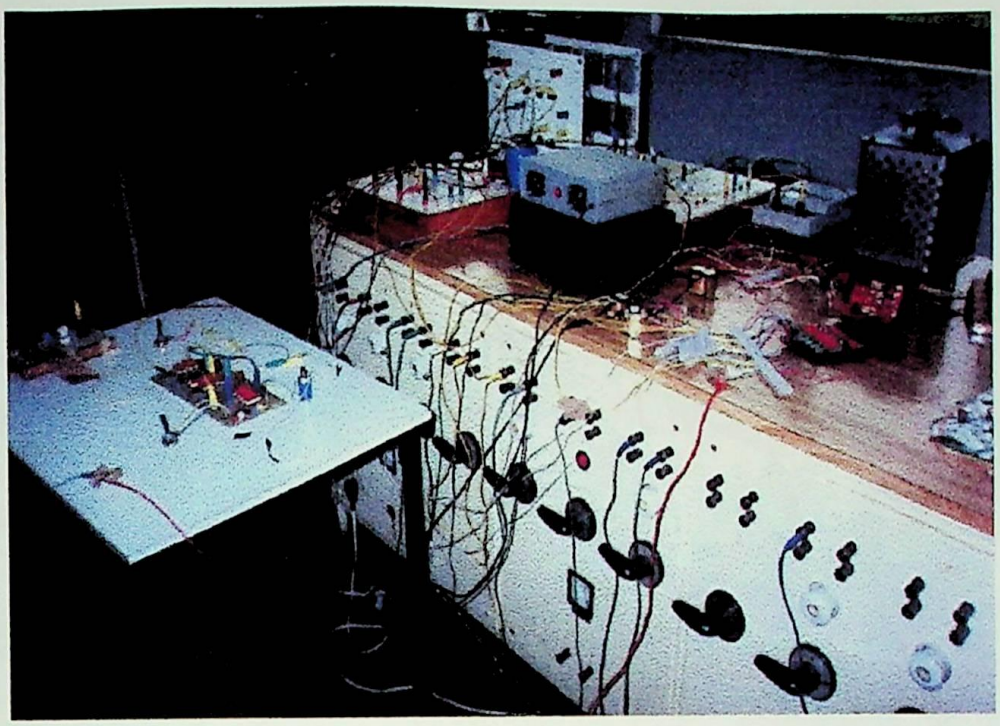


Figura C.3 – Bancada de trabalho.

Identificação das partes constituintes:

- Chopper de quatro quadrantes.
- Ponte conversora a diodos.
- Fonte de alimentação.
- Circuito de disparo.
- Reguladores PI analógicos.
- Reostato de partida.
- Sensor Hall.
- Amperímetro.
- Capacitor de entrada do chopper.

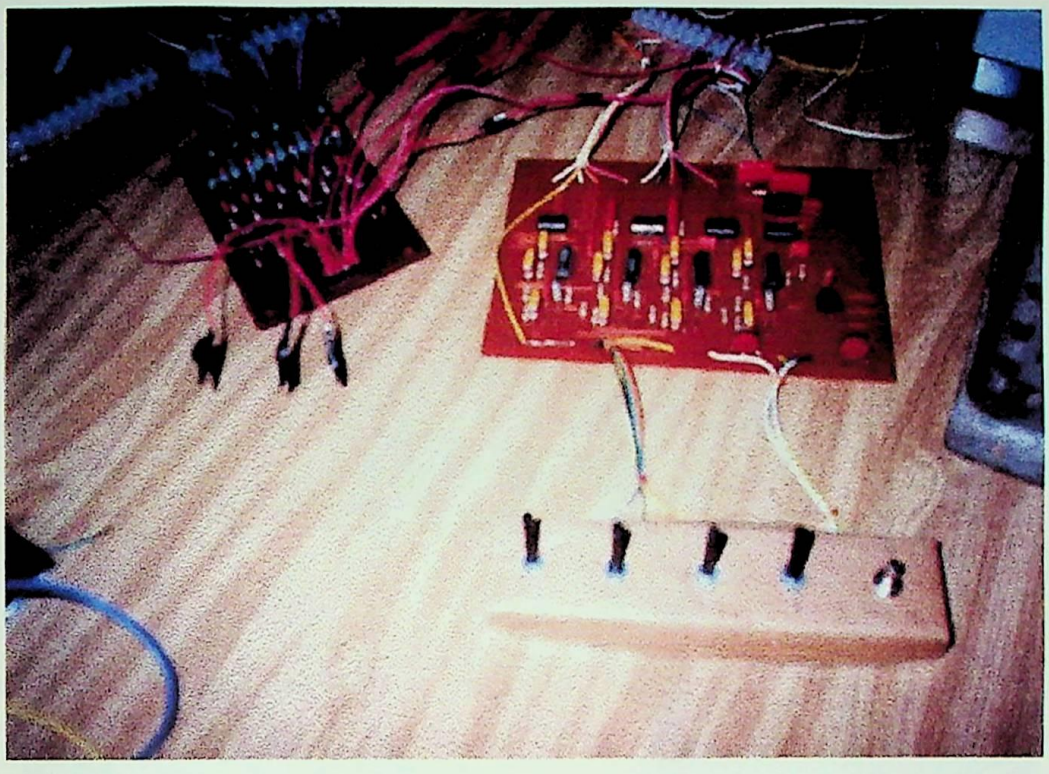


Figura C.4 – Circuito de disparo dos IGBT's.

Identificação das partes constituintes:

- Circuito gerador de pulsos e defasador.
- Circuito de isolação e amplificação de pulsos.

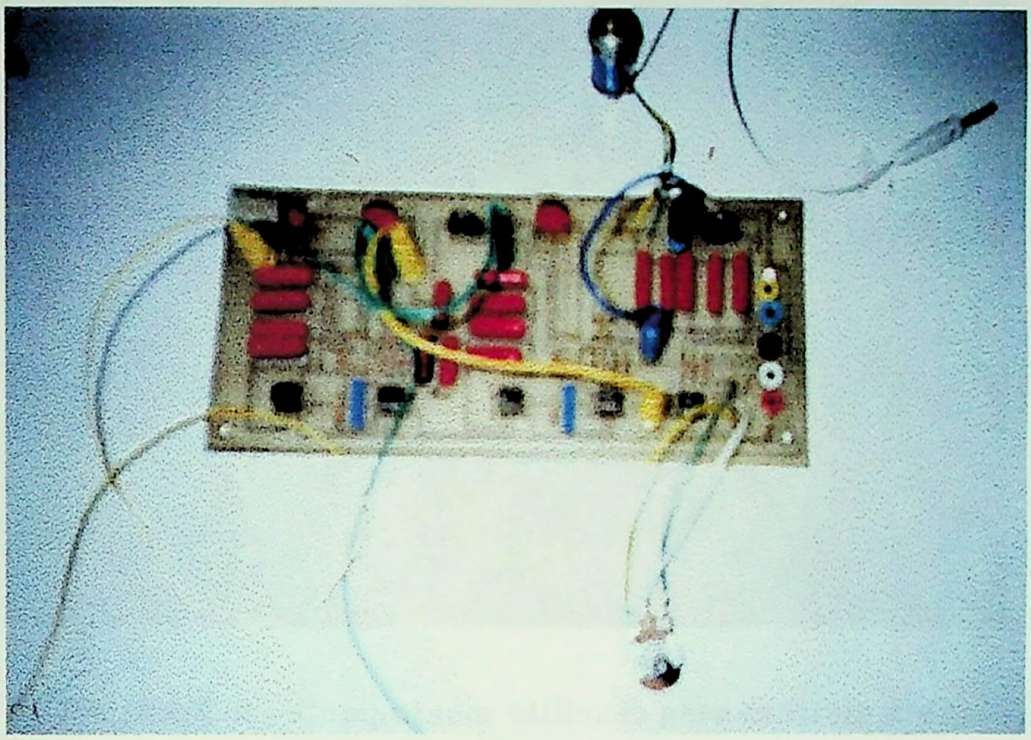


Figura C.5 – Reguladores PI analógicos.

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

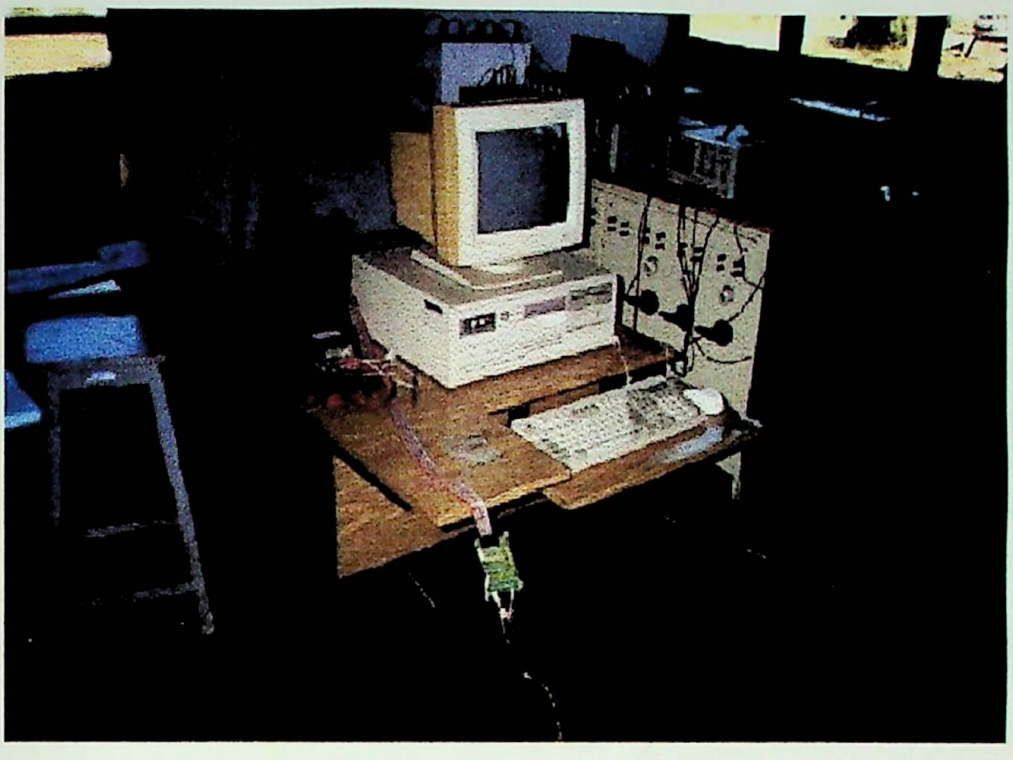


Figura C.6 – Computador utilizado para controle digital.

Identificação das partes constituintes:

- Computador 486, incluindo placa de conversão de dados, placa de bornes de entrada e programa em C++.
- Osciloscópio.

Referências Bibliográficas

[1] Advantech Corporation Co.: "PCL-711B – PC-Multilab Card – User's Manual", Taiwan, Aug. 1993.

[2] Almeida, J.L.A.: "Eletrônica de Potência", Editora Érica Ltda., São Paulo/SP, 1986.

[3] Assis, W.O.: "Análise Comparativa de Estratégias de Controle para Acionamentos Industriais Utilizando Chopper", EFEI, Itajubá/MG, dezembro, 1997.

[4] Azevedo Júnior, J.B.: "TTL/CMOS – Teoria e Aplicação em Circuitos Digitais", Vol. 1, 4a Edição, Editora Érica Ltda., São Paulo/SP, 1984.

[5] Chastel, J.P.; Darne, P.; Jakubowicz, A.; Perard, J.; Perret, R.; Poncet, J.M.; Toutain, E.: "Static Converters" (in French), IEG-INPG, Grenoble, France, 1980.

[6] Coelho, C.A.D.: "Controle Digital de Máquinas e Processos", FUPAI, Itajubá/MG, 1994.

[7] Coelho, C.A.D.: "Análise e Simulação de Sistemas Dinâmicos", EFEI, Departamento de Eletrônica, Itajubá/MG, 1996.

[8] Coelho, C.A.D.: "Root-Locus Based MATLAB Commands for Control System Design", 1997 MATLAB Conference, San Jose, CA, EUA, 06 a 08/10/97.

[9] D'Azzo, J.J.; Houpis, C.H.: "Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares", 2a Edição, Editora Guanabara Dois S.A., Rio de Janeiro/RJ, 1984.

[10] Fröhr, F.; Orttenburger, F.: "Introducción al Control Electrónico", Siemens, Marcombo S.A., Barcelona, España, 1986.

[11] Guimarães, C.A.M.: "Implementação de um sistema de chaveamento point on wave baseado em microcomputador", Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis/SC, 1986.

[12] Houpis, C.H.; Lamont, G.B.: "Digital Control Systems – Theory, Hardware, Software", McGraw-Hill Book Co., New York, USA, 1985.

[13] Kessler, C.: "Über die Vorausberechnung Optimal Abgestimmter Regelkreise", Regelungstechnik, 3, 1955, pp. 40-48.

[14] Kessler,C.: "Das Symmetrische Optimum", Regelungstechnik, 6, 1958, pp. 395-400 and 432-436.

[15] Lander, C.W.: "Eletrônica Industrial – Teoria e Aplicações", 2a Edição, MAKRON Books do Brasil Ltda., São Paulo/SP, 1996.

[16] Mohan, N.; Undeland, T.M.; Robbins, W.P.: "Power Electronics – Converters, Applications, and Design", 2nd Edition, John Wiley & Sons Inc., New York, USA, 1995.

[17] Quinderé, K.E.B.; Rezek, A.J.J.; Abreu, J.P.G.; da Silva, V.F.; Cortez, J.A.; Vicente, J.M.E.; Almeida, A.T.L.: "A Simple Regulators Optimization Method for a Thyristorized Controlled Synchronous Motor Drive System", ELECTROMOTION'99, University of Patras, Greece, 8-9 July 1999, pp. 439-445.

[18] Quinderé, K.E.B.: "Implementação de um Sistema de Acionamento para a Máquina Síncrona utilizando Reguladores Analógicos e Digitais", Dissertação de Mestrado, EFEI, Itajubá/MG, dezembro, 1999.

[19] Rashid, M.H.: "Electrónica de Potencia", 2a Edición, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., México, 1995.

[20] Sen, P.C.: "Thyristor DC Drives", John Wiley & Sons Inc., New York, USA, 1981.

[21] Rezek, A.J.J.; Rodrigues, M.S.; Miranda, V.A.M.; Oliveira, V.A.; Cassula, A.M.; Júnior, R.A.C.; Torres, A.Z.: "Projeto e Simulação de um Sistema de Acionamento Controlado para Máquina de Corrente Contínua", Anais II SIMEAR, Vol. III, EPUSP, São Paulo/SP, 1991, pp. 141-160.

[22] SIEMENS: "TCA 780 – Notas de Aplicação", Boletim Técnico Informativo ICOTRON, Out./Nov. 1978.

[23] Umland, J.W.: "Magnitude and Symmetric Optimum Criterion for the Design of Linear Control Systems: What Is It and How Does It Compare with the Others?", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, Nº 3, May/June 1990, pp. 489-497.