

TESE

943

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

“Análise Comparativa de Estratégias  
de Controle para Acionamentos  
Industriais Utilizando Chopper”

Wânderson de Oliveira Assis

ITAJUBÁ - MG



**Escola Federal de Engenharia de Itajubá**

**“ANÁLISE COMPARATIVA DE ESTRATÉGIAS  
DE CONTROLE PARA ACIONAMENTOS  
INDUSTRIAIS UTILIZANDO CHOPPER”**

**Wânderson de Oliveira Assis**

Dissertação apresentada à Escola Federal de  
Engenharia de Itajubá, para a obtenção do  
título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador** : Prof. Ângelo José Junqueira Rezek, Dr.

**Co-Orientador** : Prof. Luiz Eduardo Borges da Silva, Ph. D.

**Dezembro/1997**

CLASS. 621.314.1 (043.2)  
CUTTER. 048a  
TOMBO.



Escola Federal de Engenharia de Itajubá

"ANÁLISE COMPARATIVA DE ESTRATÉGIAS  
DE CONTROLE PARA AÇÕES  
INDUSTRIAIS UTILIZANDO CHOPPER"

Wanderson de Oliveira Assis

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Escola Federal de Engenharia de Itajubá, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. João Augusto de Moraes Resak, Jr.  
Co-Orientador: Prof. Dr. Eduardo Borges de Silva, Jr. D.

Itajubá, 2017



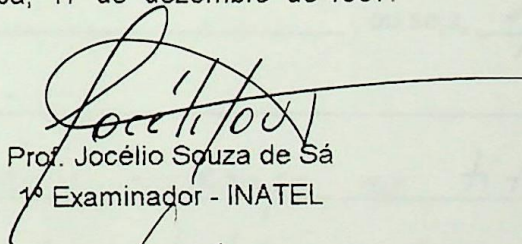
Ministério da Educação e do Desporto  
**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ**

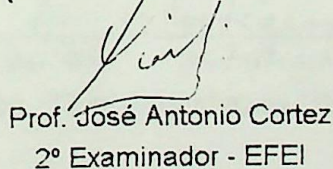
**A N E X O I**

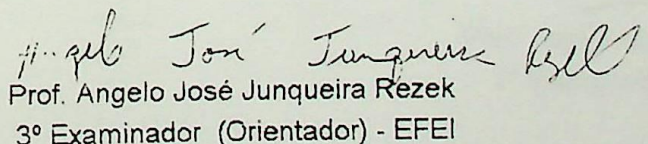
**PRONUNCIAMENTO DA BANCA EXAMINADORA**

A Banca Examinadora, abaixo assinada, nomeada pela Portaria nº 353 de 17 de dezembro de 1997, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: "Projeto e Implementação do Acionamento Controlado para Máquina de Corrente Contínua através de Chopper" 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 e Sistemas Elétricos Industriais**, satisfeitas as demais exigências regimentais, à Wânderson de Oliveira Assis.

Itajubá, 17 de dezembro de 1997.

  
Prof. Jocélio Souza de Sá  
1º Examinador - INATEL

  
Prof. José Antonio Cortez  
2º Examinador - EFEI

  
Prof. Angelo José Junqueira Rezek  
3º Examinador (Orientador) - EFEI



Ministério da Educação e do Desporto  
**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ**  
Reconhecida Lei 3232 - 05/01/1917

## ANEXO II

### FOLHA DE JULGAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

Título da Dissertação: "Projeto e Implementação do Acionamento Controlado para Máquina de Corrente Contínua através de Chopper".

Autor: Wânderson de Oliveira Assis

#### JULGAMENTO

Examinadores	Conceito	Rubrica
1º	A <sup>+</sup>	
2º	A <sup>+</sup>	
3º	A <sup>+</sup>	

Resultado Médio: Conceito A<sup>+</sup>, ou seja, aprovado  
com distinção.

Observações: A banca sugeriu mudança no título da dissertação:  
Análise comparativa de estratégias de controle para  
acionamento industrial utilizando chopper.

Itajubá, 17 de dezembro de 1997

Prof. Jocélio Souza de Sá  
1º Examinador - INATEL

Prof. José Antonio Cortez  
2º Examinador - EFEI

Prof. Angelo José Junqueira Rezek  
4º Examinador (Orientador) - EFEI

*Aos meus pais Francisco (in memoriam)  
e Cleunice (in memoriam), pelo exemplo  
de força, perseverança e amor,  
e aos meus queridos irmãos,  
Wagner, Simone e William.*

## Agradecimentos

A Deus, que deu-me forças e coragem para enfrentar as dificuldades que enfrentei.

Ao professor Ângelo Basso, pelo exemplo de honestidade, dedicação e produtividade.

Ao professor Luiz Eduardo, pelas dicas e sugestões que sempre disponibilizou para o magistério, mesmo fora do trabalho.

A amiga e companheira Alexandrina, pela ajuda em todos os momentos, e por ter me ajudado o verdadeiro sentido de vida.

Aos professores Germano, Valério e Carlos, pela amizade, dedicação e o apoio recebido.

Aos funcionários e amigos da Secretaria de Pós-Graduação, do Departamento de Eletrotécnica e do Laboratório de Fluorescência da UFPA, pela atenção e apoio durante o curso de pós-graduação e na elaboração deste trabalho de pesquisa.

A CAPES, por meio do Proim, pelo apoio financeiro.

Ao CNPQ, pelo apoio financeiro.

A todos os familiares e amigos, pelo apoio e incentivo.

*“Não é a consciência dos homens que determina o seu ser, mas ao contrário, é o seu ser social que determina sua essência.”*  
**K. Marx**

Atenciosamente,  
[Assinatura]

## Agradecimentos

A Deus, que deu-me força e coragem para enfrentar as situações mais adversas.

Ao professor Ângelo Rezek, pelo exemplo de orientação, dedicação e prestatividade.

Ao professor Luiz Eduardo, pelas dicas e sugestões que muito contribuíram para o engrandecimento deste trabalho.

À amiga e companheira Alessandra, pela ajuda em todos os momentos, e por ter me ensinado o verdadeiro sentido da vida.

Aos professores Germano, Valberto e Cortês, pela atenção dispensada e o apoio recebido.

Aos funcionários e amigos da Secretaria de Pós-Graduação, do Departamento de Eletrotécnica e do Laboratório de Eletrotécnica da EFEI, pela prestatividade e apoio durante o curso de pós-graduação e na elaboração deste trabalho de pesquisa.

À CAPES, pela bolsa de estudos concedida.

Ao CNPq e à FAPEMIG pelo suporte financeiro ao desenvolvimento deste projeto.

Meus sinceros agradecimentos.

## Sumário

• Resumo .....	vii
• Abstract .....	viii
• Lista de Figuras .....	ix
• Lista de Tabelas .....	xiv
• Simbologia .....	xv
• Capítulo 1 - Introdução .....	1
• Capítulo 2 - Conversores CC-CC .....	4
2.1 - Chopper Série .....	10
2.2 - Análise do Fator de Potência e Geração de Harmônicos .....	15
• Capítulo 3 - Acionamento Controlado de uma Máquina CC .....	20
3.1 - Equacionamento do Diagrama de Blocos do Motor .....	21
3.2 - Equacionamento do Conversor e Circuito de Disparo .....	27
3.3 - Estratégia de Controle .....	32
3.3.1 - Escolha e Ajuste dos Reguladores .....	33
3.4 - Simulação .....	41
• Capítulo 4 - Implementação do Chopper Tiristorizado .....	45
4.1 - Controle do Ângulo de Disparo .....	48

4.2 - Implementação dos Reguladores e Filtros .....	52
4.3 - Resultados Experimentais .....	53
• Capítulo 5 - Controle Digital através de Chopper Transistorizado .....	57
5.1 - Circuito chopper transistorizado .....	58
5.2 - Aquisição e Conversão de Dados .....	61
5.3 - Projeto do Controle Discreto no Tempo .....	64
5.4 - Resultados Experimentais .....	70
• Capítulo 6 - Implementação do Controle <i>Fuzzy</i> .....	74
6.1 - Controle Nebuloso ( <i>Fuzzy Control</i> ) .....	74
6.2 - Projeto do Controlador <i>Fuzzy</i> .....	77
6.2.1 - Exemplo Numérico da Atuação do Controle <i>Fuzzy</i> .....	82
6.2.2 - Implementação do Controle <i>Fuzzy</i> de Corrente .....	85
6.2.3 - Implementação do Controle <i>Fuzzy</i> Completo .....	86
• Capítulo 7 - Conclusões e Sugestões .....	94
• Anexo A - Escolha e Ajuste dos Reguladores Utilizando o Método do Lugar das Raízes .....	97
• Anexo B - Programa de Implementação para o Acionamento Controlado de uma Máquina CC Utilizando Reguladores PI .....	103
• Anexo C - Ilustração da Bancada de Trabalho em Laboratório .....	112
• Referências Bibliográficas .....	116

## Resumo

O sistema de controle de velocidade em malha fechada de uma máquina CC utilizando circuitos chopper foi implementado em laboratório, com a vantagem de um fator de potência muito melhor do que o acionamento utilizando ponte tiristorizada.

O acionamento através de chopper tiristorizado foi efetuado, sendo o controle do ângulo de disparo dos tiristores comandado pelo método PWM através do circuito integrado TCA 780. Os reguladores PI foram dimensionados pelo método de otimização simétrica e introduzidos no sistema utilizando amplificadores operacionais.

O chopper transistorizado utilizando o IGBT foi também implementado, sendo o controle digital e a aquisição de dados efetuados pelo cartão PCL - 711B da Advantech Co.. Os reguladores digitais PI foram introduzidos computacionalmente no sistema através de equações recursivas e utilizando o método de aproximação por integração trapezoidal, com programação em C<sup>++</sup>.

Finalmente, a teoria dos conjuntos difusos (*fuzzy sets*) foi revista e implementada no acionamento através de um algoritmo de controle visando ao controle de velocidade e limitação de corrente do motor CC.

## Abstract

Two prototypes of controlled chopper DC drive system has been implemented in laboratory, with a power factor of the arrangement better than the power factor of the thyristorized bridge.

The thyristorized chopper DC drive has been effectuated, and the circuit is based on dedicated integrated circuit TCA 780, that provides the firing pulses for the thyristors. The PI regulators have been obtained using the symmetrical optimization and incorporated to the analogic control system to provide current limitation and speed regulation, regardless the motor load.

The transistorized chopper DC drive also has been implemented, wherein the digital control and the data acquisition are 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<sup>++</sup>.

Finally, the fuzzy set theory has been reviewed and the compensation and control algorithm have been developed and used to the current and speed control loops, replacing the conventional PI regulators.

## Lista de Figuras

### Capítulo 2

Figura 2.1	Configuração básica do chopper série .....	6
Figura 2.2	Configuração básica do chopper paralelo .....	7
Figura 2.3	Configuração básica do chopper regenerativo .....	7
Figura 2.4	Configuração básica do chopper série-paralelo .....	8
Figura 2.5	Configuração básica do chopper com ponte completa .....	9
Figura 2.6	Configuração básica do chopper série incluindo indutor de alisamento .....	11
Figura 2.7	Forma de onda da tensão e corrente na carga para o chopper série operando no modo de condução contínua .....	12
Figura 2.8	Forma de onda da tensão e corrente na carga para o modo de condução descontínua .....	14
Figura 2.9	Acionamento de uma máquina CC através de ponte tiristorizada .....	15
Figura 2.10	Acionamento de uma máquina CC através do arranjo de ponte a diodos e chopper .....	19

### Capítulo 3

Figura 3.1	Representação da parte mecânica e do circuito elétrico da armadura do motor CC excitação independente .....	21
Figura 3.2	Diagrama de blocos da parte mecânica da máquina CC .....	23

Figura 3.3	Diagrama de blocos equivalente da parte mecânica da máquina CC .....	24
Figura 3.4	Diagrama de blocos equivalente do circuito da armadura da máquina CC .....	25
Figura 3.5	Diagrama de blocos completo da máquina CC .....	27
Figura 3.6	Método PWM .....	28
Figura 3.7	Diagrama de blocos do conversor CC e circuito de disparo .....	29
Figura 3.8	Transdutor de corrente utilizando TC's .....	30
Figura 3.9	Diagrama de blocos do controle de velocidade em malha fechada de uma máquina CC através de chopper .....	31
Figura 3.10	Malha de regulação de corrente .....	35
Figura 3.11	Ajuste da constante de tempo de alisamento empregando otimização em função da simetria .....	36
Figura 3.12	Diagrama de blocos da malha de regulação de velocidade ..	39
Figura 3.13	Resposta de velocidade e corrente a um degrau unitário. Motor CC com carga nominal .....	42
Figura 3.14	Diagrama completo do acionamento de um motor CC através de chopper. Simulação em MATLAB - Simulink .....	43

#### Capítulo 4

Figura 4.1	Circuito chopper de comutação por tensão em paralelo .....	45
Figura 4.2	Formas de onda no chopper comutação por tensão em paralelo .....	47
Figura 4.3	Formas de ondas típicas do TCA 780 .....	49
Figura 4.4	Circuito para disparo dos tiristores .....	50
Figura 4.5	Circuito de ajuste da tensão de controle $V_{CC}$ .....	51

Figura 4.6	Reguladores PI e filtros implementados .....	52
Figura 4.7	Diagrama completo do acionamento utilizando chopper tiristorizado .....	54
Figura 4.8	Tensão do motor CC - $\alpha' = 0.44$ .....	55
Figura 4.9	Controle de velocidade e limitação de corrente na partida do motor CC e na ocorrência de um distúrbio de carga .....	56

## Capítulo 5

Figura 5.1	Circuito chopper transistorizado .....	58
Figura 5.2	Forma de onda do chopper transistorizado .....	59
Figura 5.3	Diagrama do circuito gerador de pulso e interface .....	60
Figura 5.4	Diagrama esquemático do controle digital em malha fechada de uma máquina CC através de chopper .....	61
Figura 5.5	Diagrama esquemático e formas de onda demonstrativas da atuação do amostrador e retentor de ordem zero (ZOH) .....	65
Figura 5.6	Método de aproximação por integração trapezoidal .....	67
Figura 5.7	Fluxograma geral do programa de implementação .....	69
Figura 5.8	Velocidade e corrente de armadura do motor CC. Partida a vazio - $n_{Ref} = 0.9$ (pu) .....	71
Figura 5.9	Velocidade e corrente de armadura do motor CC. Partida com carga - $n_{Ref} = 0.9$ (pu) .....	71
Figura 5.10	Velocidade e corrente de armadura do motor CC. Partida com carga nominal - $n_{Ref} = 0.8$ (pu) .....	72
Figura 5.11	Velocidade e corrente de armadura do motor CC. Resposta a degrau negativo de carga .....	72
Figura 5.12	Velocidade e corrente de armadura do motor CC. Resposta a degrau positivo de carga .....	73

## Capítulo 6

Figura 6.1	Comparação entre um controlador <i>fuzzy</i> e um controlador convencional .....	75
Figura 6.2	Representação das funções de pertinência típicas para uma variável <i>fuzzy</i> .....	77
Figura 6.3	Representação das funções de pertinência adotadas para a malha de controle e limitação de corrente .....	79
Figura 6.4	Procedimento da atuação do controle <i>fuzzy</i> para regra 1 ....	83
Figura 6.5	Procedimento da atuação do controle <i>fuzzy</i> combinando as funções de pertinência para cada regra ativada .....	84
Figura 6.6	Partida com carga para sistema com regulador PI de velocidade e <i>fuzzy</i> de corrente .....	85
Figura 6.7	Resposta a degrau negativo de carga para sistema com regulador PI de velocidade e <i>fuzzy</i> de corrente .....	86
Figura 6.8	Representação das funções de pertinência adotadas para a malha de controle de velocidade .....	88
Figura 6.9	Partida para sistema com reguladores PI - 1° Caso .....	89
Figura 6.10	Partida para sistema com regulador PI de velocidade e <i>fuzzy</i> de corrente - 1° Caso .....	90
Figura 6.11	Partida para sistema com controle <i>fuzzy</i> - 1° Caso .....	90
Figura 6.12	Partida para sistema com reguladores PI - 2° Caso .....	91
Figura 6.13	Partida para sistema com regulador PI de velocidade e <i>fuzzy</i> de corrente - 2° Caso .....	91
Figura 6.14	Partida para sistema com controle <i>fuzzy</i> - 2° Caso .....	92

## Anexo A

Figura A.1	Lugar das raízes da malha de controle e limitação de corrente para controlador proporcional .....	98
Figura A.2	Resposta a degrau unitário do sistema de controle e limitação de corrente para controlador proporcional $K_C = 1$ .....	99
Figura A.3	Lugar das raízes da malha de controle e limitação de corrente para controlador PI .....	101
Figura A.4	Resposta a degrau unitário do sistema de controle e limitação de corrente para controlador PI .....	102

## Anexo C

Figura C.1	Montagem completa do acionamento .....	113
Figura C.2	Motor CC e carga .....	114
Figura C.3	Bancada de trabalho .....	115

# Lista de Tabelas

## Simbologia

### Capítulo 3

Tabela 3.1	Dados do motor CC .....	33
Tabela 3.2	Escolha do tipo de controlador e método adequado de otimização para o sistema .....	37
Tabela 3.3	Ajuste dos parâmetros dos reguladores resultantes da aplicação dos métodos da otimização em função da linearidade, do módulo e da simetria .....	38
Tabela 3.4	Índices de desempenho para a simulação de resposta a degrau para o sistema controlado .....	42

### Capítulo 4

Tabela 4.1	Simbologia das variáveis tensão e corrente para o chopper comutação por tensão em paralelo .....	47
------------	---	----

### Capítulo 6

Tabela 6.1	Regras base para o controle <i>fuzzy</i> de corrente .....	80
------------	--	----

## Simbologia

$b, B$	Conjugado acelerante em pu e N*m respectivamente
$C$	Capacitor / capacitância
$C_c, C_r$	Capacitor de comutação e de entrada respectivamente do chopper comutação por tensão em paralelo
$D, D_1, D_2, \dots$	Diodos
$D_a$	Diodo auxiliar do chopper comutação por tensão em paralelo
$D_{fw}$	Diodo de retorno (do inglês diodo <i>freewheeling</i> )
$DIE$	Derivada do erro de corrente
$DIR_{ef}$	Variação do sinal de corrente de referência
$DNE$	Derivada do erro de velocidade
$D_R$	Relação entre o tempo de condução da chave e o período (do inglês <i>duty ratio</i> )
$DV_{CC}$	Incremento ao sinal de controle $V_{CC}$
$E$	Força contra eletromotriz do motor CC
$F_{AD}$	Frequência de conversão A/D ( <i>pacemaker rate</i> )
$FD$	Fator de distorção devido ao ângulo de comutação
$FP$	Fator de Potência
$f_s$	Frequência de chaveamento da forma de onda repetitiva

$h$	Componentes harmônicas presentes
$i_0, I_0$	Corrente média na carga
$I_{0B}$	Corrente média de saída no limite entre a condução contínua e a condução descontínua
$i_a, I_a$	Corrente da armadura do motor
$IE$	Erro de corrente
IGBT	Elemento semiconductor (do inglês <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
$I_{Lim}$	Corrente limite
$I_{Lp}$	Corrente de pico no indutor de alisamento
$I_N$	Corrente nominal do motor CC
$I_p$	Corrente de pico
$I_{Real}$	Realimentação de corrente
$I_{Ref}, I_R$	Corrente de referência
$I_s$	Corrente eficaz no secundário do transformador por fase
$I_{s1}, I_{sh}$	Componente fundamental e harmônica da corrente eficaz do secundário do transformador por fase
$J$	Momento de inércia
$k$	Intervalos de amostragem
$K_1$	Constante que representa a proporcionalidade entre o torque e a corrente de armadura para fluxo constante
$K_C$	Ganho do controlador proporcional
$K_{RL}$	Constante de carga e atrito
$L$	Indutor / indutância
$L_a$	Indutor / indutância do circuito da armadura
$m, M$	Conjugado motor em pu e $N \cdot m$ respectivamente

$M_0$	Ultrapassagem percentual da resposta a degrau ( <i>overshoot</i> )
$m_C, M_C$	Torque de carga ou conjugado resistente em pu e N*m
$M_n$	Conjugado nominal do motor CC
NE	Erro de velocidade
$n, n_u$	Velocidade do motor em rpm e pu respectivamente
$n_N$	Velocidade nominal do motor CC
$n_p$	Número de pulsos por período
$n_{Real}$	Realimentação de velocidade
$n_{Ref}, n_R$	Velocidade de referência
P, P <sub>1</sub> , P <sub>2</sub>	Potenciômetros
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês <i>pulse-width modulation</i> )
Q <sub>1</sub> , Q <sub>2</sub> , Q <sub>3</sub> , ...	IGBT's
R <sub>a</sub>	Resistor / resistência do circuito da armadura
S	Elemento semiconductor ou circuito atuando como chave
S <sub>1</sub>	Pólo dominante do sistema
T	Período
T <sub>0</sub>	Constante de tempo de ação integral
T <sub>1</sub> , T <sub>2</sub> , T <sub>3</sub> , ...	Tiristores
T <sub>a</sub>	Constante de tempo da armadura do motor CC
T <sub>A</sub>	Tiristor auxiliar do chopper comutação por tensão em paralelo
T <sub>D</sub>	Tempo de bloqueio da chave com corrente nula e condução descontínua

$T_e$	Constante de tempo equivalente de otimização da malha de corrente
$T_F, T_{gs}, T_{gs1}, T_{gs2}$	Constantes de tempo dos filtros de alisamento do sinal de referência
$T_{gi}, T_{gn}$	Constantes de tempo dos filtros transdutores de corrente e velocidade
$T_H$	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
$T_P$	Tiristor principal do chopper comutação por tensão em paralelo
$t_r$	Tempo de subida da resposta a degrau
$T_{r1}, T_{r2}$	Constantes de tempo de retardo
$t_s$	Tempo de acomodação da resposta a degrau
$T_{SS}$	Constante de tempo do circuito de disparo
$u, U$	Tensão de alimentação do motor CC em pu e volts
$U_N$	Tensão nominal do motor CC em volts
$v_0, V_0$	Tensão na carga
$V_{CC}, V_{CC}'$	Tensão de controle
$V_{CH}$	Ganho direto do conversor CC-CC (chopper)
$V_d$	Tensão média de entrada do chopper
$V_{ff}$	Tensão fase-fase de alimentação da ponte a diodos
$V_i$	Ganho direto do circuito da armadura do motor CC
$v_L$	Tensão no indutor de alisamento
$V_P$	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 por fase
$V_{si}$	Ganho direto da malha de corrente
$V_{sn}$	Ganho direto da malha de velocidade
$X$	Sinal analógico de entrada
$X^*$	Sinal amostrado
$X_0$	Centro de gravidade da função de pertinência de saída
$Y$	Sinal discreto gerado pelo retentor de ordem zero
ZOH	Retentor de ordem zero
$\alpha$	Ângulo de disparo dos tiristores
$\alpha'$	Ângulo de disparo do conversor CC-CC (chopper)
$\delta$	Ângulo de extinção
$\phi$	Fluxo do motor
$\mu$	Funções de pertinência a conjuntos <i>fuzzy</i>
$\mu'$	Ângulo de comutação
$\sigma, \sigma'$	Soma das pequenas constantes de tempo das malhas de corrente e velocidade respectivamente
$\tau$	Tempo de amostragem
$\omega$	Rotação (rad/s)
$\omega_n$	Frequência natural não-amortecida
$\xi$	Relação de amortecimento

# Capítulo 1

---

## Introdução

As limitações de disponibilidade financeira e energética pelas quais vem passando o setor elétrico tem levado as concessionárias e consumidores a estudarem alternativas buscando evolução na qualidade do fornecimento de energia e melhorar as condições em que esta é entregue, evitando as oscilações de tensão e interrupções, além dos prejuízos que estes ocasionam.

Segundo números da Eletrobrás e da Abinee (1992), o segmento industrial responde por cerca de 55% do total do consumo, sendo os motores em geral os responsáveis pela maioria deste consumo. Além disso, os motores com acionamentos controlados, principalmente quando envolvem cargas muito variáveis, contribuem sobremaneira para a redução do fator de potência das cargas industriais, o que se traduz no inconveniente aumento de corrente circulando nas linhas de transmissão, sub-transmissão e distribuição.

Dentro deste contexto, encontra-se fundamentada esta Dissertação de Mestrado, propondo a implementação prática do acionamento controlado para máquina CC utilizando diferentes topologias do circuito chopper, com a vantagem de melhoria do fator de potência do que o acionamento utilizando as convencionais pontes tiristorizadas.

---

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

Para atender a estas aplicações, o presente estudo efetua a implementação do controle analógico e também digital, aplicando diferentes algoritmos computacionais, aliando assim as vantagens de flexibilidade de controle e menores custos e dimensões.

A estrutura da Dissertação de Mestrado está apresentada em sete capítulos, incluindo esta introdução, e três anexos. No Capítulo 2, é efetuada uma breve revisão dos conversores CC-CC (choppers) abordando conceituação básica, classificação, análise do fator de potência do acionamento e princípios necessários à compreensão do tema.

No Capítulo 3 é efetuado o equacionamento da máquina CC e dos componentes que envolvem o sistema a ser controlado, o dimensionamento dos reguladores utilizando o método de otimização simétrica e finalmente uma breve simulação do sistema através do *software* MATLAB - Simulink.

A implementação prática do sistema é apresentada no Capítulo 4 utilizando o conversor chopper tiristorizado, também conhecido como chopper com comutação por tensão em paralelo, sendo o controle do ângulo de disparo do chopper comandada pelo método PWM através do circuito integrado TCA 780.

---

No Capítulo 5 é apresentada a implementação prática do sistema através do conversor chopper transistorizado, utilizando o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) no acionamento. Os reguladores PI foram implementados computacionalmente utilizando uma placa de aquisição de dados e um PC (*personal computer*), com programação em C<sup>++</sup>, e utilizando um método de aproximação por integração trapezoidal.

No Capítulo 6, a teoria dos conjuntos difusos (*fuzzy sets*) é detalhada e implementada no acionamento através de um algoritmo de controle visando ao controle de velocidade e limitação de corrente.

Finalmente, reconhecendo a importância da continuidade dos estudos relacionados ao tema, no Capítulo 7, são apresentadas as conclusões obtidas e uma série de sugestões e recomendações para futuros trabalhos.

## Capítulo 2

---

### Conversores CC - CC

Conversores CC-CC (choppers) são circuitos largamente utilizados para converter uma tensão CC não regulada para um tensão de saída regulada ou variável, para aplicações tais como controle de velocidade de motores CC e fontes chaveadas CC. A entrada CC é usualmente uma bateria, ou derivada de uma tensão monofásica ou trifásica CA pelo uso de um retificador a diodos.

Os choppers são aplicados de modo a converter um sinal CC de tensão de entrada para um sinal de tensão de saída CC num nível desejado, através do controle do tempo de condução de um elemento semiconductor atuando como chave.

O controle da tensão de saída é feito de duas maneiras:

- \_ Operação com frequência fixa
- \_ Operação com frequência variável

No método de controle da tensão de saída com frequência fixa é ajustado o período de condução da chave para controlar a tensão média

---

de saída. Neste método, chamado PWM (do inglês, *pulse-width modulation*) ou modulação por largura de pulso, é variável a relação entre o tempo de condução e o período constante do sistema.

O outro método de controle é mais geral, onde ambas a frequência de chaveamento (e conseqüentemente o período) e a duração do período de condução são variadas. Este método de chaveamento, chamado modulação de frequência, apresenta como desvantagem a geração de componentes de *ripple* difíceis de serem filtradas. Além disso, para baixos valores de tensão de saída a corrente de carga se torna descontínua, o que é um inconveniente se a carga é um motor CC. O método de controle por modulação de frequência não será discutido neste trabalho.

Os choppers foram inicialmente introduzidos cerca de 1960, usando tiristores com comutação forçada que operavam à baixa frequência PWM. Quando os BJTs de potência tornaram-se disponíveis e com o advento dos MOSFETs a frequência de operação foi ampliada.

Atualmente, GTOs são populares em acionamento de metrô de alta potência, enquanto BJTs ou IGBTs são usados em aplicações de baixa ou média potência, tais como fontes chaveadas e acionamento de veículos elétricos, e MOSFETs são quase exclusivamente usados em fontes chaveada de alta frequência e baixa potência.

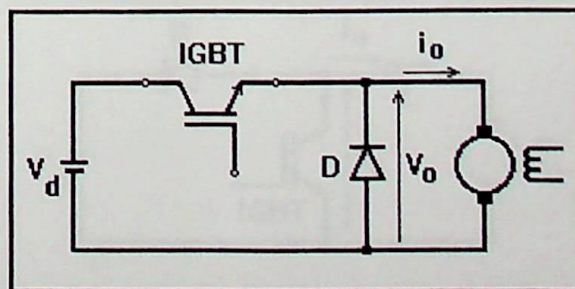
Os conversores CC-CC apresentam algumas variações, conforme as características de operação do circuito e suas aplicações específicas, podendo ser classificados nos seguintes tipos:

- \_ Chopper série
- \_ Chopper paralelo
- \_ Chopper regenerativo
- \_ Chopper série-paralelo
- \_ Chopper com ponte - completa

O chopper série e o chopper paralelo possuem uma topologia básica. Os outros tipos são combinações destes.

O chopper série ou redutor de tensão (do inglês *step-down or buck converter*) produz uma tensão de saída de valor médio mais baixo do que a tensão média de entrada, sendo sua aplicação em fontes reguladas CC e no controle de velocidade de motores CC para operação no 1º quadrante. Esta configuração de chopper será estudada detalhadamente adiante.

A figura 2.1 mostra a configuração básica do chopper série usando o IGBT como chave e aplicado no acionamento de motores CC de excitação independente.



**Figura 2.1** Configuração básica do chopper série

O chopper paralelo ou elevador de tensão (do inglês *step-up or boost converter*) produz um tensão média de saída maior do que a tensão média de entrada, sendo aplicado em fontes reguladas CC.

A figura 2.2 mostra a configuração básica do chopper paralelo usando o IGBT.

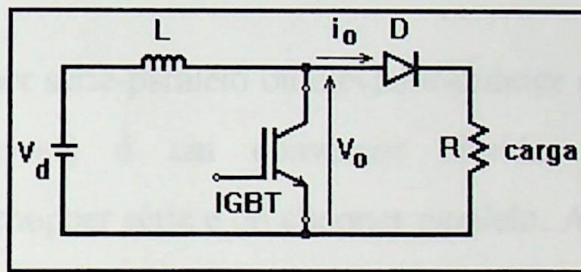


Figura 2.2 Configuração básica do chopper paralelo

O chopper regenerativo, equivale ao chopper paralelo “invertido”, sendo aplicado na frenagem regenerativa de motores CC.

A figura 2.3 mostra a configuração básica do chopper regenerativo usando o IGBT como chave e aplicado no acionamento de motores CC de excitação independente.

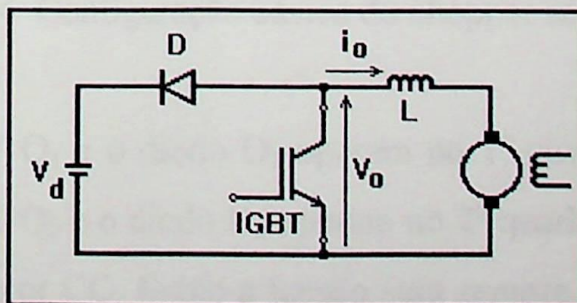


Figura 2.3 Configuração básica do chopper regenerativo

Quando o motor está em frenagem regenerativa, estando o IGBT bloqueado, a corrente flui da carga para a fonte (portanto  $i_0 < 0$ ) e a tensão de saída é  $V_0 = V_d$ . Quando o IGBT entra em condução, a corrente flui através dele (portanto ainda teremos  $i_0 < 0$ ) e a tensão de saída é nula. Assim, teremos um valor médio da tensão positivo, enquanto que o valor médio da corrente será negativo. Desta forma, o fluxo de potência ocorre da carga para a fonte, e a operação será sempre no 2º quadrante.

O chopper série-paralelo ou elevador-reductor de tensão (do inglês *buck-boost converter*) é um conversor híbrido, que combina as características do chopper série e do chopper paralelo. A figura 2.4 mostra a configuração básica do chopper série-paralelo usando IGBTs.

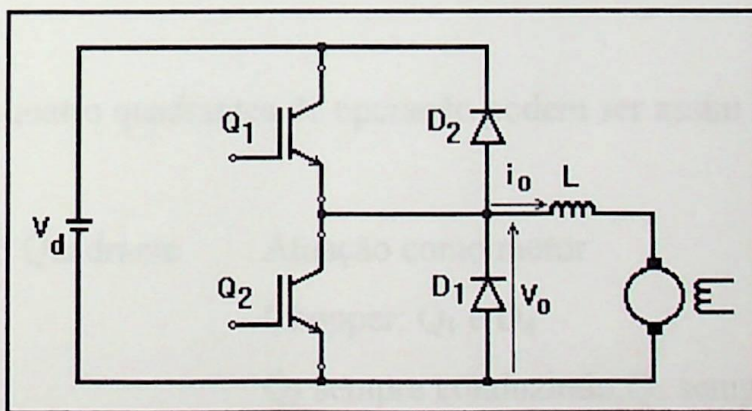


Figura 2.4 Configuração básica do chopper série-paralelo

O IGBT  $Q_1$  e o diodo  $D_1$  operam no 1º quadrante, acionando o motor CC. O IGBT  $Q_2$  e o diodo  $D_2$  operam no 2º quadrante, com frenagem regenerativa do motor CC. Então a tensão será sempre positiva ou nula e a corrente  $i_0$  será positiva ou negativa. Assim, é possível o fluxo bidirecional

da potência e este circuito pode ser usado tanto para o acionamento como para frenagem regenerativa de um motor CC.

O chopper com ponte completa (ponte H) é capaz de operar nos quatro quadrantes, proporcionando tanto reversibilidade quanto regeneração. A figura 2.5 mostra a configuração básica deste circuito.

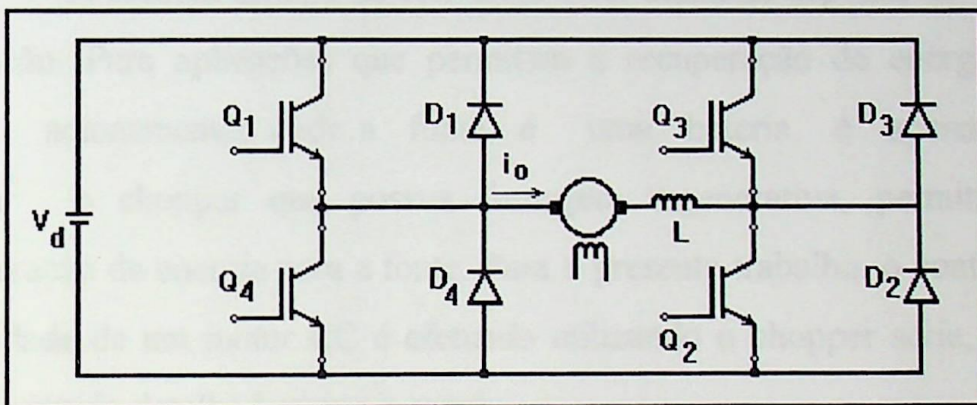


Figura 2.5 Configuração básica do chopper com ponte completa

Os quatro quadrantes de operação podem ser assim resumidos:

- \_ 1° Quadrante      Atuação como motor  
Chopper: Q<sub>1</sub> e D<sub>4</sub>  
Q<sub>2</sub> sempre conduzindo, Q<sub>3</sub> sempre bloqueado
- \_ 2° Quadrante      Atuação como frenagem regenerativa  
Chopper: Q<sub>4</sub> e D<sub>1</sub>  
Q<sub>2</sub> sempre conduzindo, Q<sub>3</sub> sempre bloqueado
- \_ 3° Quadrante      Atuação como motor, operação reversa  
Chopper: Q<sub>3</sub> e D<sub>2</sub>  
Q<sub>4</sub> sempre conduzindo, Q<sub>1</sub> sempre bloqueado

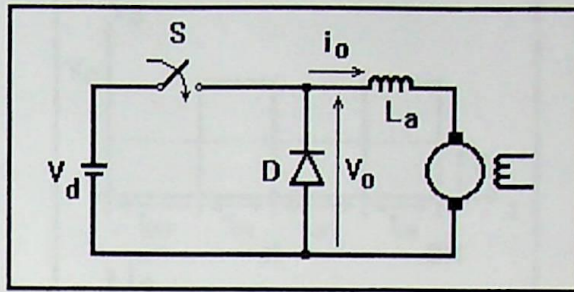
_ 4° Quadrante	Atuação como frenagem regenerativa
	Operação reversa
	Chopper: $Q_2$ e $D_3$
	$Q_4$ sempre conduzindo, $Q_1$ sempre bloqueado

A escolha do tipo de conversor a ser utilizada depende do tipo de aplicação. Para aplicações que permitam a recuperação de energia, tais como acionamentos onde a fonte é uma bateria, é aconselhável utilizar o chopper que possua frenagem regenerativa, permitindo a recuperação de energia para a fonte. Para o presente trabalho, o controle de velocidade de um motor CC é efetuado utilizando o chopper série, o qual será discutido detalhadamente a seguir.

### 2.1 - Chopper Série

O chopper série, como mostrado na figura 2.1, é comumente utilizado em controle de velocidade de motores CC, com operação em apenas um quadrante.

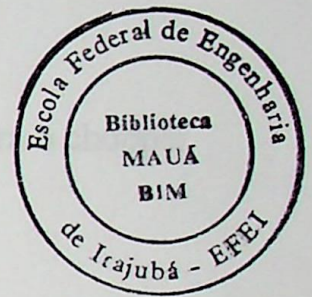
Um indutor é geralmente incluído em série com a carga para alisamento do sinal de corrente e redução do  $di/dt$  na partida do motor, visando evitar os efeitos destrutivos na chave S. O circuito resultante com a inclusão do indutor é mostrado na figura 2.6.



**Figura 2.6** Configuração básica do chopper série incluindo indutor de alisamento

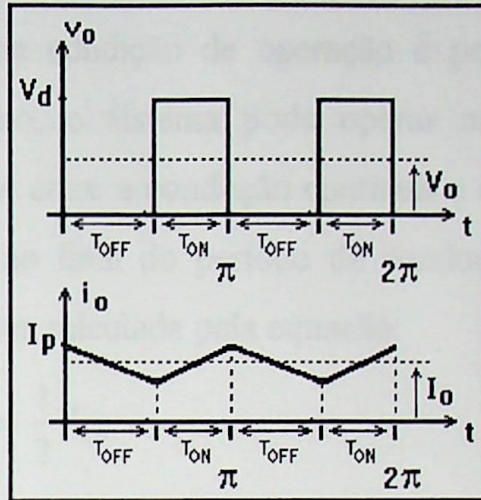
O chopper têm dois modos distintos de operação:

- \_ Modo de condução contínua.
- \_ Modo de condução descontínua.



Na prática, o chopper pode operar em ambos modos, que têm características significativamente diferentes. Contudo, o conversor e seu controle pode ser projetado baseado em ambos modos de operação.

No modo de condução contínua a corrente flue continuamente através da carga  $[i_o(t) > 0]$ . Este é o modo de operação para o chopper série, onde a carga é constituída de um motor CC e um diodo de retorno (do inglês diodo *freewheeling*) que é conectado em paralelo. Assim, com a chave conduzindo o diodo fica reversamente polarizado de modo que a tensão é aplicada à carga, provocando um aumento de  $i_o$ . Com a chave bloqueada, o diodo conduz, permitindo a circulação da corrente de carga e evitando a formação de um arco voltaico sobre a chave. A forma de onda de tensão e corrente na carga é mostrada na figura 2.7, admitindo uma chave ideal, tensão de entrada constante e carga puramente resistiva.



**Figura 2.7** Forma de onda da tensão e corrente na carga para o chopper série operando no modo de condução contínua

Onde:

$T_{ON}$  - Tempo de condução (chave fechada)

$T_{OFF}$  - Tempo de bloqueio (chave aberta)

$T$  - Período constante ( $T = T_{ON} + T_{OFF}$ )

$V_d$  - Tensão média de entrada

$V_o$  - Tensão média de saída

$I_o$  - Corrente média de saída

$I_p$  - Corrente de pico

A tensão média de saída pode ser obtida analisando a figura 2.6:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^{T_{ON}} v_o(t) dt + \int_{T_{ON}}^T 0 dt \right) \quad (2.1)$$

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T} V_d = D_R V_d \quad (2.2)$$

Sendo:  $D_R$  - Relação entre o tempo de condução da chave e o período (do inglês *duty ratio*).

Durante uma condição de operação e por influência de vários parâmetros do circuito, o sistema pode operar no modo de condução descontínua. No limite entre a condução contínua e descontínua, a corrente instantânea de saída no final do período de condução vai para zero, e a corrente média pode ser calculada pela equação:

$$I_{OB} = \frac{1}{2} I_p = \frac{1}{2} I_{Lp} \quad (2.3)$$

Onde:

$$I_{Lp} = \frac{1}{L_a} \int_0^{T_{ON}} v_L(t) dt = \frac{1}{L_a} (V_d - V_0) T_{ON} \quad (2.4)$$

Sendo:

$I_{Lp}$  - Corrente de pico no indutor de alisamento

$v_L$  - Tensão no indutor de alisamento

$L_a$  - Indutância de alisamento

$I_{OB}$  - Corrente média de saída no limite entre a condução contínua e a condução descontínua

Então:

$$I_{OB} = \frac{T_{ON}}{2L_a} (V_d - V_0) = \frac{T}{2L_a} V_d D_R (1 - D_R) \quad (2.5)$$

Portanto, durante uma condição de operação, com um conjunto de valores para  $T$ ,  $V_d$ ,  $V_0$ ,  $L_a$  e  $D_R$ , se a corrente média de saída torna-se menor do que a corrente média limite  $I_{OB}$ , então a condução está descontínua.

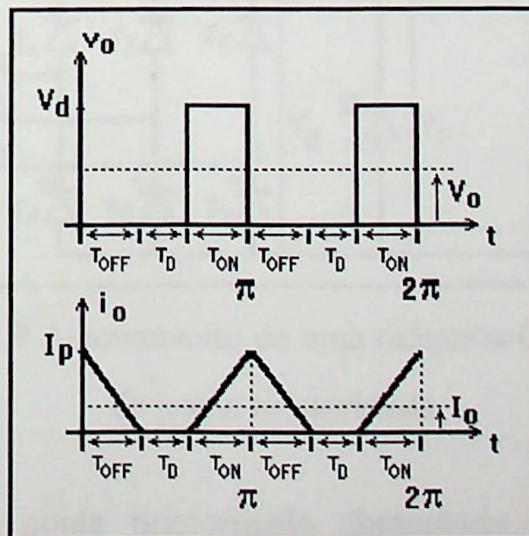
Usando a equação (2.5) e mantendo  $V_d$  e todos os parâmetros constantes, podemos mostrar que a corrente de saída requerida para o modo de condução contínua é máxima em  $D_R = 0.5$ .

Então:

$$I_{0B_{Max}} = \frac{T V_d}{8 L_a} \quad (2.6)$$

Isto significa dizer que, para os valores constantes de  $T$ ,  $V_d$  e  $L_a$ , se a corrente de saída mantém-se acima da corrente limite  $I_{0B_{Max}}$ , significa dizer que o motor está operando no modo de condução contínua. Por isto, pode-se então concluir que o dimensionamento de um indutor de alisamento adequado, garante a condução contínua.

A figura 2.8 mostra um exemplo de forma de onda da tensão e corrente na carga, para a condição de operação no modo de condução descontínua.



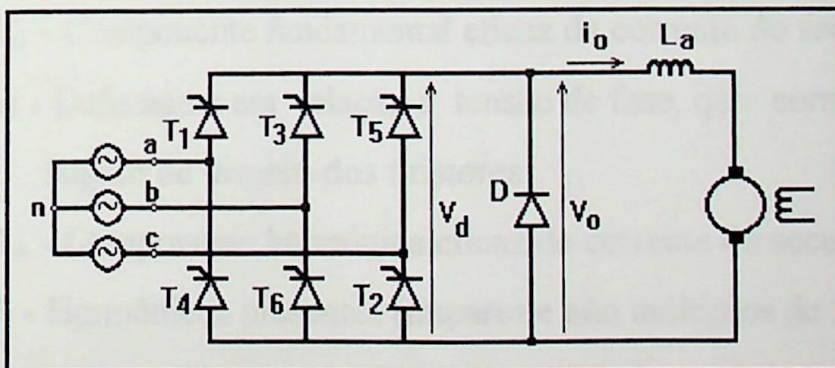
**Figura 2.8** Forma de onda da tensão e corrente na carga para o modo de condução descontínua.

Sendo:

$T_D$  - Intervalo de tempo de bloqueio da chave em que o diodo de retorno finaliza a condução e a corrente de saída  $i_o$  cai a zero, caracterizando a condução descontínua.

## 2.2 Análise do Fator de Potência e Geração de Harmônicos

Quando a fonte de alimentação é CA e deseja-se acionar uma máquina de corrente contínua, pode-se usar uma ponte tiristorizada, ou um arranjo constituído de uma ponte a diodos e o chopper.



**Figura 2.9** Acionamento de uma máquina CC através de ponte tiristorizada

Seja uma ponte tiristorizada alimentada por uma fonte CA, constituída de um transformador, conforme a figura 2.9, o fator de potência da carga é definido por:

$$FP = \frac{\text{Potência Média}}{\text{Potência Aparente}} \quad (2.7)$$

A potência aparente é calculada pelo produto da tensão e corrente eficazes do secundário do transformador.

Considerando que a corrente do secundário do transformador tem forma de onda retangular com amplitude  $I_0$ , ela pode ser expressa em termos de suas componentes harmônicas por:

$$i_s(\omega t) = \sqrt{2} I_{s1} \text{sen}(\omega t - \alpha) + \sum_{n=1}^{n=\infty} (-1)^n \sqrt{2} I_{sh} \text{sen}[h(\omega t - \alpha)] \quad (2.8)$$

Sendo:

$i_s(\omega t)$  - Corrente do secundário do transformador por fase

$I_{s1}$  - Componente fundamental eficaz da corrente do secundário

$\alpha$  - Defasagem em relação à tensão de fase, que corresponde ao ângulo de disparo dos tiristores

$I_{sh}$  - Componente harmônica eficaz da corrente do secundário

$h$  - Harmônicos presentes (ímpares e não múltiplos de 3) dados

por:  $h = 6n \pm 1$  para  $n = 1, 2, 3, \dots$

Desconsiderando o efeito da comutação, o valor eficaz da componente fundamental é

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_0$$

e o valor eficaz das componentes harmônicas é:

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h}, \text{ onde } h = 6n \pm 1.$$

Podemos calcular a corrente eficaz por fase no secundário do transformador como sendo:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_0 \quad (2.9)$$

Sendo:

$I_0$  - Corrente média na carga

$I_s$  - Corrente eficaz por fase no secundário do transformador

Para um ângulo de disparo  $\alpha$  variando de 0 a  $\pi$ , e considerando-se condução contínua, podemos calcular a tensão eficaz por fase no secundário do transformador:

$$V_s = \frac{\pi}{3\sqrt{6} \cos(\alpha)} V_0 \quad (2.10)$$

Sendo:  $V_0$  - Tensão média na carga

$V_s$  - Tensão eficaz por fase no secundário do transformador

Para o presente trabalho, considerando os valores constantes adotados para  $T$ ,  $V_d$  e  $L_a$ , e conforme a equação (2.6), o modo de operação é de condução contínua, onde a corrente flui continuamente durante todo o período.

---

O fator de potência, também desconsiderando o efeito de comutação, será dado por:

$$FP = \frac{I_{s1} \cos \alpha}{I_s} = FD \cos \alpha \quad (2.11)$$

Onde:

$I_s$  - Valor eficaz da corrente do secundário do transformador por fase.

FD - Fator de distorção devido ao ângulo de comutação

$\cos \alpha$  - Fator de deslocamento

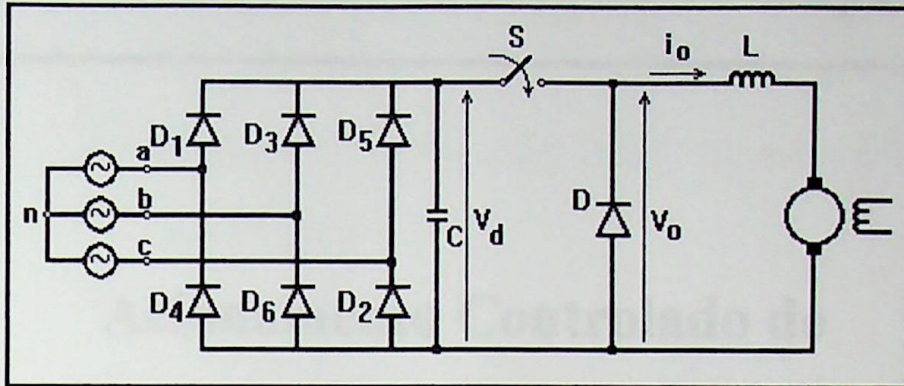
Considerando o modo de condução contínua, desprezando-se o ângulo de comutação, podemos fazer a seguinte aproximação:

Para  $0 \leq \alpha \leq \pi$ :

$$FP = 0.955 \cos(\alpha) \quad (2.12)$$

Para um arranjo constituído de ponte a diodos e chopper, conforme demonstrado na figura 2.10,  $\alpha = 0$  e o fator de potência desprezando-se o efeito da comutação é constante e vale aproximadamente:

$$FP = 0.955 \quad (2.13)$$



**Figura 2.10** Acionamento de uma máquina CC através do arranjo de ponte a diodos e chopper

Assim, no acionamento utilizando o circuito constituído do retificador a tiristor e mantendo a carga constante, a componente fundamental de corrente permanece essencialmente constante independente da velocidade, porém resultando em um baixo fator de deslocamento  $\cos(\alpha)$  em baixas velocidades.

A análise feita resulta que a utilização do chopper garante um melhor fator de potência do que se utilizarmos um retificador tiristorizado. Porém, para ambos os circuitos, em adição à componente fundamental de corrente, é gerada uma série de harmônicas, o que causa uma redução no fator de potência em ambos tipos de acionamento. O emprego de algum circuito que solucione o problema dos harmônicos resultará em um excelente fator de potência no acionamento utilizando ponte a diodos e chopper.

### Acionamento Controlado de uma Máquina CC

O motor de corrente contínua, apesar do alto custo, apresenta como uma das vantagens a boa performance quanto ao aspecto de regulação de velocidade.

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

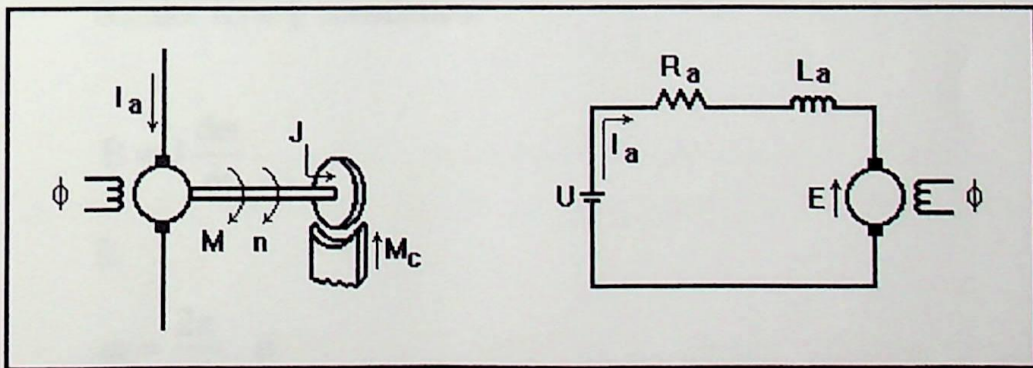
O acionamento controlado em malha fechada deve apresentar boa performance na regulação de velocidade e limitação de corrente durante a partida e distúrbios, bem como durante a ocorrência de um degrau de carga. Para isto é necessário o adequado dimensionamento dos reguladores e da malha de controle de velocidade e corrente.

Neste capítulo, inicialmente serão calculados os ganhos e constantes de tempo do sistema e em seguida dimensionados os compensadores para regulação de velocidade e corrente.

### 3.1 - Equacionamento do 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 da armadura do motor de corrente contínua tipo excitação independente bem como da parte mecânica está ilustrada na figura 3.1.



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

Onde:

E - Força contra eletromotriz

U - Tensão de alimentação

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

---

$R_a$  - Resistência do circuito da armadura

$L_a$  - Indutância do circuito da armadura

$\phi$  - Fluxo do motor

$I_a$  - Corrente da armadura

$M$  - Conjugado motor

$M_C$  - Torque de carga ou conjugado resistente

$B$  - Conjugado acelerante ( $B = M - M_C$ )

$J$  - Momento de inércia (motor + carga)

$n$  - Velocidade (rpm)

$\omega$  - Rotação (rad/s)

As principais relações entre as grandezas da parte mecânica e excitação do motor CC são:

$$M = K_1 \phi I_a \quad (3.1)$$

Sendo:  $K_1$  e  $\phi$  constantes.

$$B = J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.2)$$

E:

$$\omega = \frac{2\pi}{60} \cdot n \quad (3.3)$$

Substituindo as equações (3.1) e (3.3) em (3.2) e reajustando temos:

$$n = \frac{n_N}{M_n} \frac{M_n}{J \frac{2\pi}{60} n_N} \int B \cdot dt \quad (3.4)$$

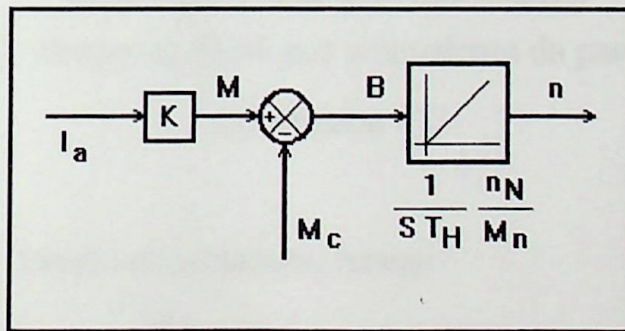
## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

Podemos definir a constante de tempo de aceleração  $T_H$  como:

$$T_H = \frac{2\pi}{60} \frac{J n_N}{M_n} \quad (3.5)$$

Esta constante de tempo pode ser interpretada como sendo o tempo necessário para o motor atingir a velocidade à 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 referente à parte mecânica do motor.



**Figura 3.2** Diagrama de blocos da parte mecânica da máquina CC

Definindo-se em valores “pu” as grandezas corrente, conjugado de carga, conjugado acelerante, rotação e conjugado motor, tem-se:

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

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

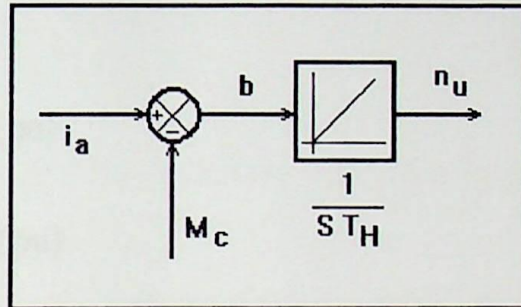
$$\frac{B}{M_n} = b \quad (\text{pu})$$

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

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

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

O diagrama de blocos da figura 3.2 pode então ser escrito conforme indicado na figura 3.3.



**Figura 3.3** Diagrama de blocos equivalente da parte mecânica da máquina CC

Para o circuito da armadura, temos:

$$U = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E \quad (3.6)$$

Aplicando transformada de Laplace:

$$U(s) = R_a I_a(s) + s L_a I_a(s) + E(s)$$

$$U(s) - E(s) = I_a(s) [R_a + s L_a]$$

$$I_a(s) = \frac{U(s) - E(s)}{R_a + s L_a} \quad (3.7)$$

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

Definindo  $T_a = \frac{L_a}{R_a}$  e reagrupando convenientemente, temos:

$$\frac{I_a}{I_N} = \frac{U - E}{U_N} \frac{U_N}{R_a I_N} \frac{1}{1 + S T_a} \quad (3.8)$$

Definindo-se em valores “pu” as grandezas corrente de armadura e as tensões U e E:

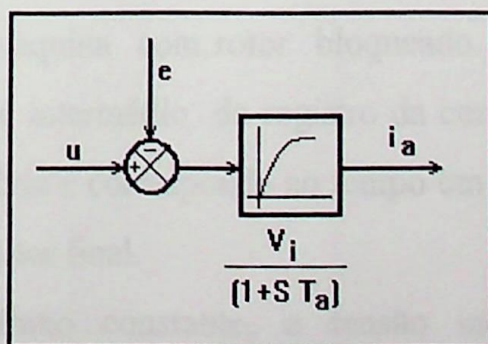
$$\frac{I_a}{I_N} = i_a \quad (\text{pu})$$

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

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

Fazendo  $V_i = \frac{U_N}{R_a I_N}$ , podemos apresentar o diagrama de blocos

das grandezas elétricas da armadura conforme a figura 3.4.



**Figura 3.4** Diagrama de blocos equivalente do circuito da armadura da máquina CC

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

---

O fator  $\frac{V_i}{1 + S T_a}$  pode ser considerado um elemento retardador de 1ª ordem.

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, sendo calculada por:

$$V_i = \frac{U_N}{R_a I_N} \quad (3.9)$$

A determinação da constante de tempo  $T_a$  pode ser feita de duas maneiras:

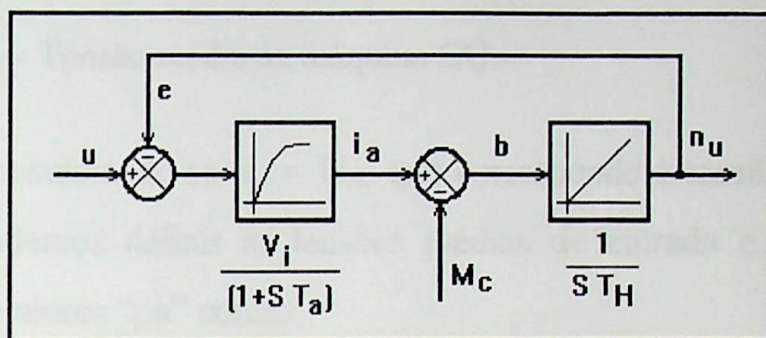
\_ Medindo-se a indutância  $L_a$  e a resistência  $R_a$  do circuito da armadura. Deve ser levado em consideração a indutância de alisamento incluída em série com o circuito.

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (3.10)$$

\_ Aplicando-se um degrau de tensão reduzido ao circuito de armadura estando a máquina com rotor bloqueado. A constante de tempo  $T_a$  pode ser obtida por intermédio do registro da corrente  $i_a$  através de um osciloscópio de memória e corresponde ao tempo em que a corrente demora para atingir 63% do valor final.

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

O diagrama de blocos completo da máquina, incluindo o circuito da armadura e parte mecânica está apresentado na figura 3.5:



**Figura 3.5** Diagrama de blocos completo da máquina CC

### 3.2 - Equacionamento do Conversor, Circuito de Disparo, Transdutores e Filtros.

Considerando o acionamento utilizando o conversor constituído de uma ponte a diodos e chopper série, conforme mostrado na figura 2.9, temos:

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_s \quad (3.11)$$

Sendo:

$V_s$  - Tensão eficaz por fase no secundário do transformador

$V_d$  - Tensão média de saída da ponte a diodos e entrada do chopper série.

---

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

E, conforme a equação (2.2):

$$V_0 = \frac{T_{ON}}{T} V_d = D_R V_d$$

Sendo:

$V_0$  - Tensão média na máquina CC.

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

$$\frac{V_d}{U_N} = V_{CH} \quad (\text{pu})$$

$$\frac{V_0}{U_N} = \frac{U}{U_N} = u \quad (\text{pu})$$

O controle da tensão da máquina é feito ajustando o período de condução da chave ( $T_{ON}$ ) através do método PWM, em que a frequência de chaveamento é constante. Os estados da chave são gerados pela comparação de um nível de tensão de controle ( $V_{CC}$ ) com uma forma de onda repetitiva, geralmente uma rampa (forma de dente de serra), conforme mostrado na figura 3.6. A frequência da forma de onda repetitiva com um pico constante estabelece a frequência de chaveamento do chopper.

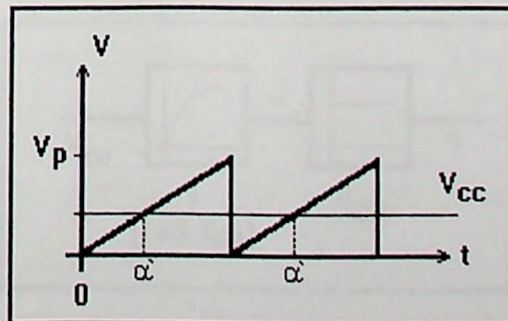


Figura 3.6 Método PWM

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

Considerando o ângulo de disparo  $\alpha'$  variável e proporcional ao tempo de condução da chave, podemos representá-lo, em “pu” da seguinte forma:

$$\alpha' = \frac{T_{ON}}{T} = D_R \quad (3.12)$$

O circuito de disparo pode ser considerado como um elemento retardador de 1ª ordem da forma  $\frac{1}{1 + S T_{SS}}$ , sendo  $T_{SS}$  a constante de tempo do circuito de disparo, calculada pela relação:

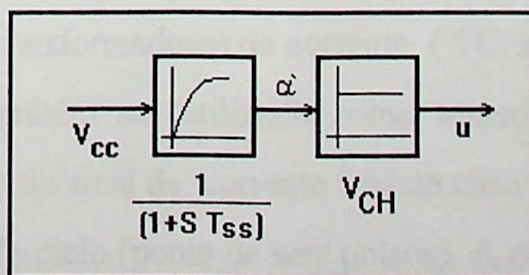
$$T_{SS} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{f_s \cdot n_p} \right) \quad (3.13)$$

Sendo:

$f_s$  - Frequência de chaveamento da forma de onda repetitiva

$n_p$  - Número de pulsos por período

O diagrama de blocos equivalente ao conversor CC-CC e o circuito de disparo com controle através do método PWM está demonstrado na figura 3.7:

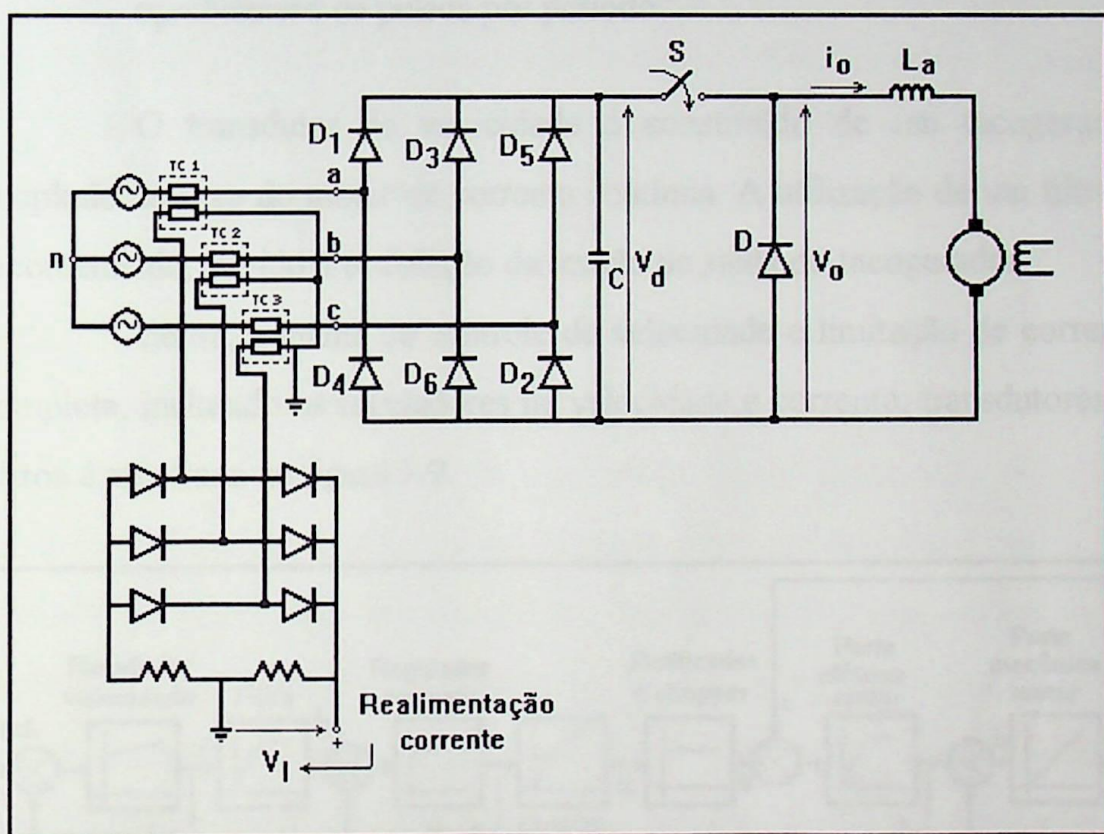


**Figura 3.7** Diagrama de blocos do conversor CC-CC e circuito de disparo

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

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

O transdutor de corrente pode ser constituído de um sensor hall, que relaciona a corrente de armadura com uma tensão CC proporcional.



**Figura 3.8** Transdutor de corrente utilizando TC's

Uma ponte a diodos ligada ao lado de corrente alternada através do secundário de transformadores de corrente (TC's) como ilustrado na figura 3.8, pode também ser utilizado como transdutor de corrente. A inclusão de um filtro do sinal de corrente é neste caso aconselhável, devido à ondulação de  $1/6$  do ciclo (ponte de seis pulsos). A constante de tempo do filtro  $T_{gi}$  é dada por:

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

$$T_{gi} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{f \cdot n_p} \right) \quad (3.14)$$

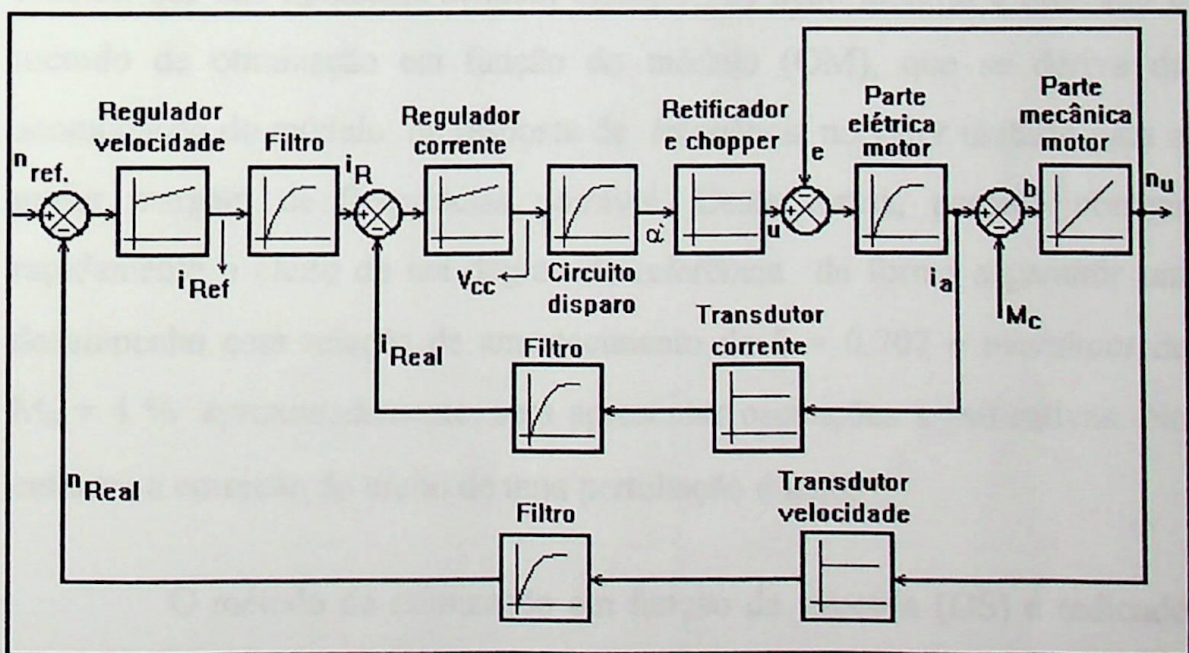
Onde:

f - Frequência da rede

$n_p$  - Número de pulsos por período

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

Então, 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 3.9.



**Figura 3.9** Diagrama de blocos do controle de velocidade em malha fechada de uma máquina CC através de chopper

### 3.3 - Estratégia de Controle

A estratégia utilizada para a escolha e ajuste dos parâmetros dos reguladores é baseada na acomodação do módulo da resposta de frequência do sistema. O controle utilizando o método do lugar das raízes é discutido no Anexo A, para facilitar a escolha do tipo de regulador e verificar a eficiência do controle após a introdução dos reguladores.

A otimização da malha de controle baseia-se 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), que se deriva da acomodação do módulo da resposta de frequência no valor unitário para a maior margem de frequências possível. Desta forma, permite corrigir rapidamente o efeito de um degrau de referência de forma a garantir um desempenho com relação de amortecimento de  $\xi = 0.707$  e *overshoot* de  $M_0 = 4\%$  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

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

---

rápida correção dos efeitos devido perturbações. Porém 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 de um motor de corrente contínua específico de excitação independente estão apresentados na tabela 3.1.

Tensão de alimentação	$U_N = 220 \text{ V}$
Potência nominal	$P_N = 1.7 \text{ KW}$
Velocidade nominal	$n_N = 1500 \text{ RPM}$
Corrente armadura nominal	$I_N = 7.72 \text{ A}$
Corrente campo nominal	$I_{Exc.} = 0.6 \text{ A}$

**Tabela 3.1** Dados do motor CC

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

---

As constantes de tempo  $T_H$  e  $T_a$  e o fator constante  $V_i$  foram obtidas em laboratório e equivalem a:

$$T_H = 1.2 \text{ [s]} \quad T_a = 70 \text{ [ms]} \quad V_i = 4.07$$

Considerando o acionamento utilizando o chopper, e ajustando a tensão de alimentação em  $V_d = U_N$ , podemos obter o ganho do chopper  $V_{CH}$  (em pu):  $V_{CH} = 1.0$ .

Admitindo uma frequência de chaveamento da forma de onda repetitiva do método PWM de 120 Hz e considerando 1 pulso por período no circuito de disparo utilizado temos, na equação (3.13):

$$T_{SS} = 4.167 \text{ [ms]}$$

O atraso pode variar de 0 a 8 [ms]. Foi adotado um valor intermediário de  $T_{ss} = 4.1$  [ms].

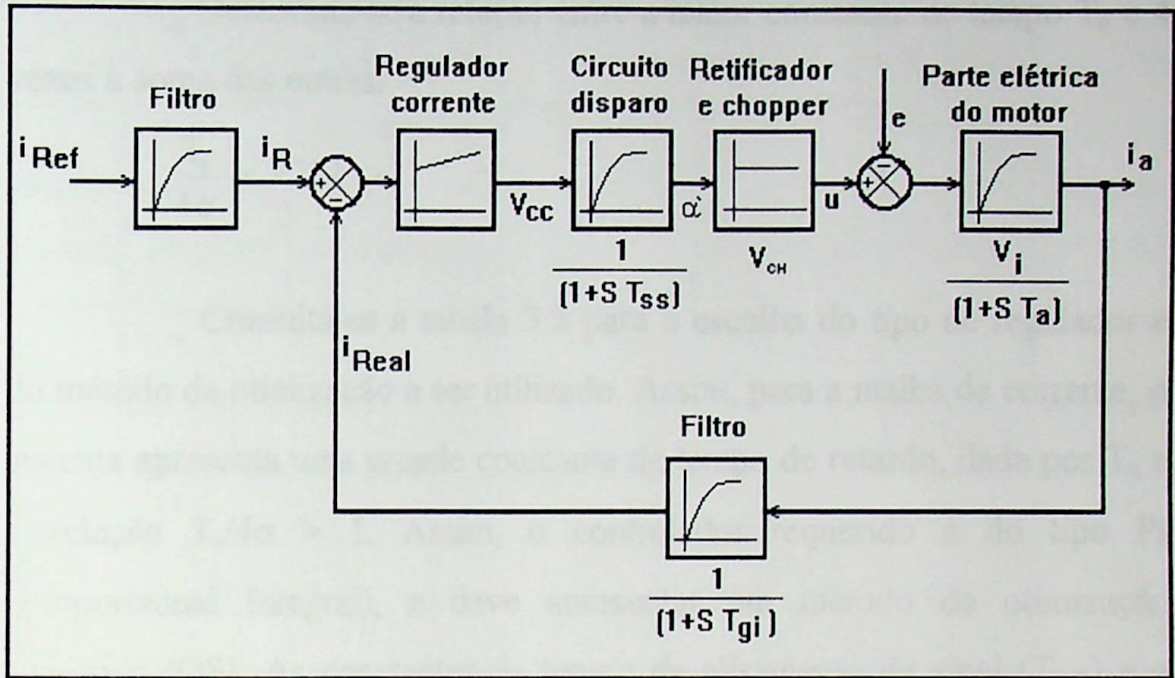
Utilizando um transdutor de corrente constituído de uma ponte a diodos alimentada pelo lado trifásico através de TC's, e incluindo um filtro, a constante do filtro pode ser obtida conforme a equação (3.14).

$$T_{gi} \leq 1.389 \text{ [ms]}$$

$$\text{Foi adotado } T_{gi} = 1.35 \text{ [ms]}$$

A malha de regulação de corrente completa é apresentada na figura 3.10.

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC



**Figura 3.10** Malha de regulação de corrente

Aplicando a metodologia de otimização e controle proposta por FROHR;ORTTENBURGER (1986), as constantes de tempo podem ser divididas em grandes e pequenas constantes de tempo, sendo uma grande constante de tempo maior que 4 vezes o somatório das demais. A constante  $T_a$  pode ser considerada uma grande constante de tempo de retardo. A escolha do tipo de regulador a ser utilizado obedece à seguinte metodologia:

— Calcula-se a soma das pequenas constantes de tempo  $\sigma$  e o ganho direto  $V_{si}$ .

$$\sigma = T_{ss} + T_{gi} = 5.45 \text{ [ms]}$$

$$V_{si} = V_i \cdot V_{ch} = 4.07$$

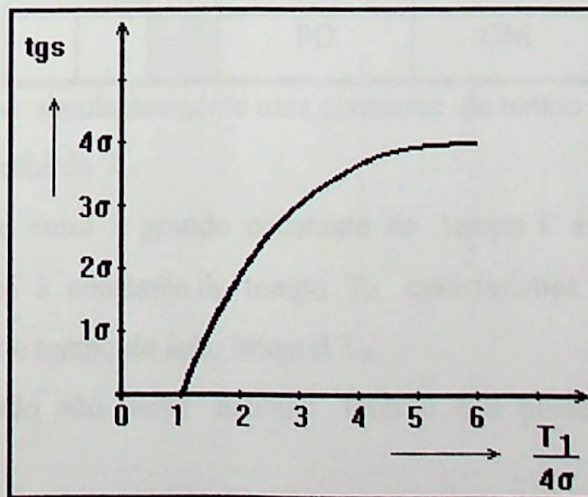
## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

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

$$\frac{T_a}{4\sigma} = 3.211 > 1$$

\_ 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  $T_a/4\sigma > 1$ . Assim, o controlador requerido é do tipo PI (Proporcional Integral), e deve apresentar um método de otimização simétrica (OS). As constantes de tempo de alisamento de sinal ( $T_{gs2}$ ) e a constante de tempo equivalente de otimização ( $T_e$ ) devem estar no intervalo entre  $0...4\sigma$  e  $2...4\sigma$  respectivamente.

O valor da constante de tempo de alisamento de sinal, para o filtro do valor de referência para a malha de corrente pode ser obtida pela figura 3.11 que equivale à equação 3.15.



**Figura 3.11** Ajuste da constante de tempo de alisamento empregando otimização em função da simetria

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

Grandes constantes de tempo (1)			Relação entre a grande constante e as pequenas constantes de tempo (2) $T/4\sigma$			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		
$T_0$	$T_{r1}$	$T_{r2}$	< 1	> 1	>>1			$T_{gs}$	$T_e$
	(3)					I	OM		$2\sigma$
						PI	OM		$2\sigma$
						PI	OS	$0 \dots 4\sigma$	$2 \dots 4\sigma$
						P	OM		$2\sigma$
						PID	OM		$2\sigma$
						PID	OS	$0 \dots 4\sigma$	$2 \dots 4\sigma$
						PD	OM		$2\sigma$
						PI	OS	$4\sigma$	$4\sigma$
						P	OM		$2\sigma$
						PID	OS	$4\sigma$	$4\sigma$
						PD	OM		$2\sigma$

(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  $\sigma$  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 do tempo do elemento de filtragem da entrada do sistema.

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

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

$$T_{gs2} = 4\sigma \left( 1 - e^{-\left(\frac{T_n}{4\sigma} - 1\right)} \right) \quad (3.15)$$

Então  $T_{gs2} = 19.41$  [ms]

Otimização	Ajuste dos parâmetros do controlador				
	T <sub>I</sub>	T <sub>n</sub>	T <sub>v</sub>	V <sub>R</sub>	
				Sem elementos de ação integral no sistema	Com elementos de ação integral no sistema
<b>OL</b> Otimização em função da linearidade	4 V <sub>s</sub> σ	T <sub>r1</sub>	T <sub>r2</sub>	$\frac{T_{r1}}{4V_s \sigma}$	-----
<b>OM</b> Otimização em função do módulo	2 V <sub>s</sub> σ	T <sub>r1</sub>		$\frac{T_{r1}}{2V_s \sigma}$	
<b>OS</b> Otimização em função da simetria sem elementos de ação integral no sistema	-----	$\frac{4 \sigma \cdot T_{r1}}{(T_{r1} + 3 \sigma)}$			-----
<b>OS</b> Otimização em função da simetria com elementos de ação integral no sistema	-----	4 σ		-----	
<b>Ação do controlador</b>	I	PI PID	PD PID	P PD	PI PID

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

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

O valor do ganho e da constante de tempo do regulador são dadas pela tabela 3.3 e equívalem a:

$$V_{Ri} = \frac{T_a}{2 V_{si} \sigma}$$

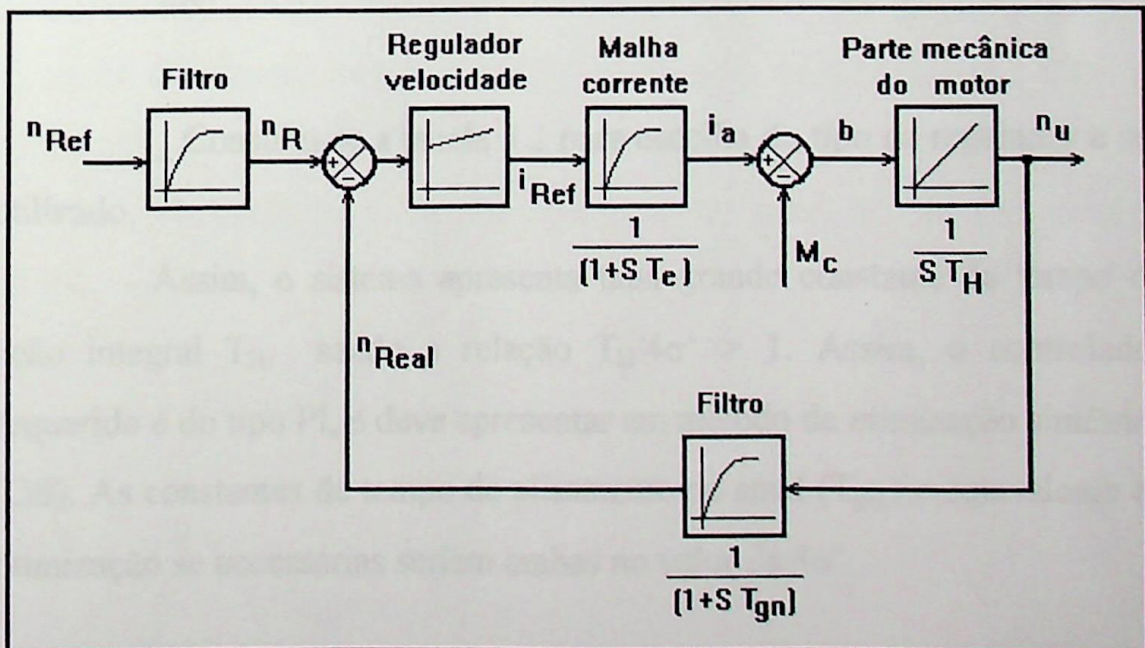
$$T_i = 4\sigma \left( \frac{T_a}{T_a + 3\sigma} \right) \quad (3.16)$$

Então:  $V_{Ri} = 1.58$   
 $T_i = 17.67 \text{ [ms]}$

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

$$T_e = 2 \sigma + \frac{1}{2} T_{gs2} = 20.605 \text{ [ms]} \quad (3.17)$$

Com estes dados obtidos, podemos obter a malha de regulação de velocidade conforme a figura 3.12.



**Figura 3.12** Diagrama de blocos da malha de regulação de velocidade

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

---

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).

Para esta malha de regulação de velocidade, a escolha do tipo de regulador utilizado obedece ao mesmo procedimento utilizado para a malha de regulação de corrente.

\_ Calcula-se a soma das pequenas constantes de tempo  $\sigma'$  e o ganho direto  $V_{sn}$ .

$$\sigma' = T_e + T_{gn} = 120.605 \text{ [ms]}$$

$$V_{sn} = 1$$

\_ Determina-se a relação  $T_H / 4\sigma'$ .

$$\frac{T_H}{4\sigma'} = 2.487 > 1$$

\_ Consulta-se a tabela 3.2 para 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  $T_H/4\sigma' > 1$ . Assim, 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 se necessárias seriam ambas no valor de  $4\sigma'$ .

$$T_{gs1} = T_e' = 4 \sigma' = 482.42 \text{ [ms]}$$



O valor do ganho e da constante de tempo do regulador são dadas pela tabela 3.3 e equivalem a:

$$V_{Rn} = \frac{T_H}{2 \sigma'} \quad (3.18)$$

$$T_n = 4\sigma'$$

Então:

$$V_{Rn} = 4.97$$

$$T_n = 482.42 \text{ [ms]}$$

### 3.4 - Simulação

A resposta a degrau unitário foi obtida por simulação através do *software* MATLAB - Simulink para o motor com carga nominal. Um limitador da corrente de referência foi introduzido, visando limitar a corrente de partida.

Na condição de carga o conjugado resistente é dado pela equação (3.19).

$$M_C = K_{RL} * n \quad (3.19)$$

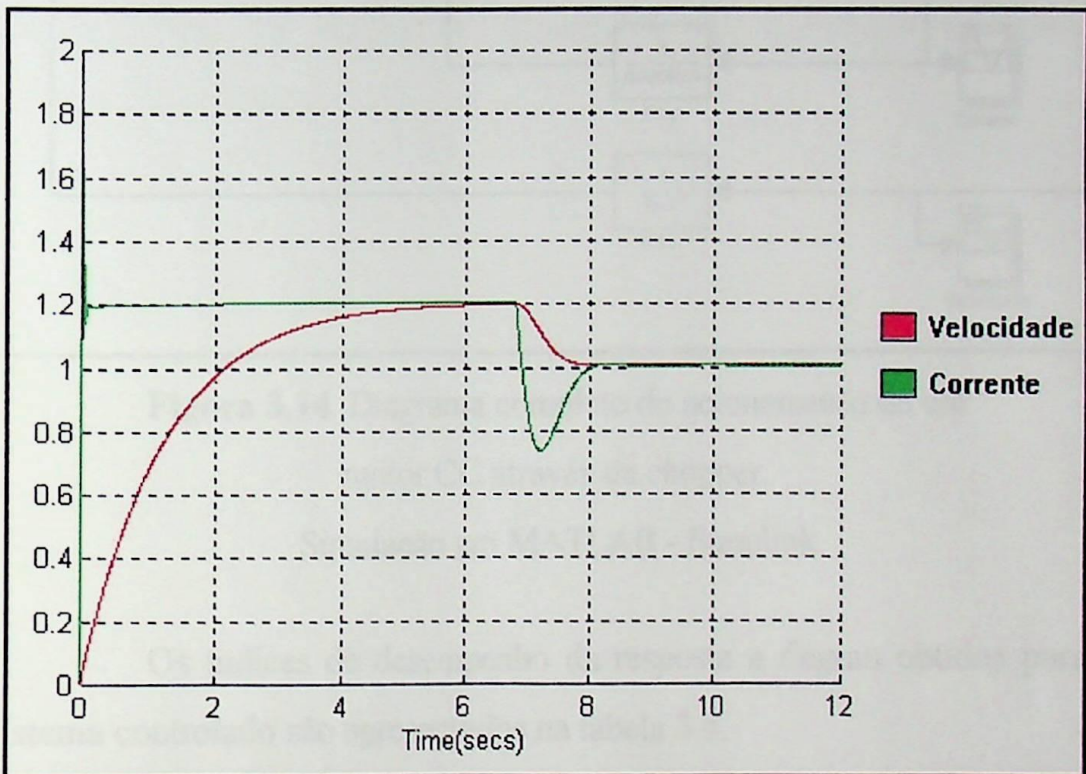
Sendo:

n - velocidade do motor

$K_{RL}$  - constante de carga e atrito = 1 (pu)

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

Para a condição de carga nominal o sistema foi simulado para um degrau de referência unitário. A simulação de resposta de velocidade e corrente é apresentada na figura 3.13. Foi adotada uma corrente limite  $I_{Lim} = 1.2$  pu, para limitar a corrente de partida.

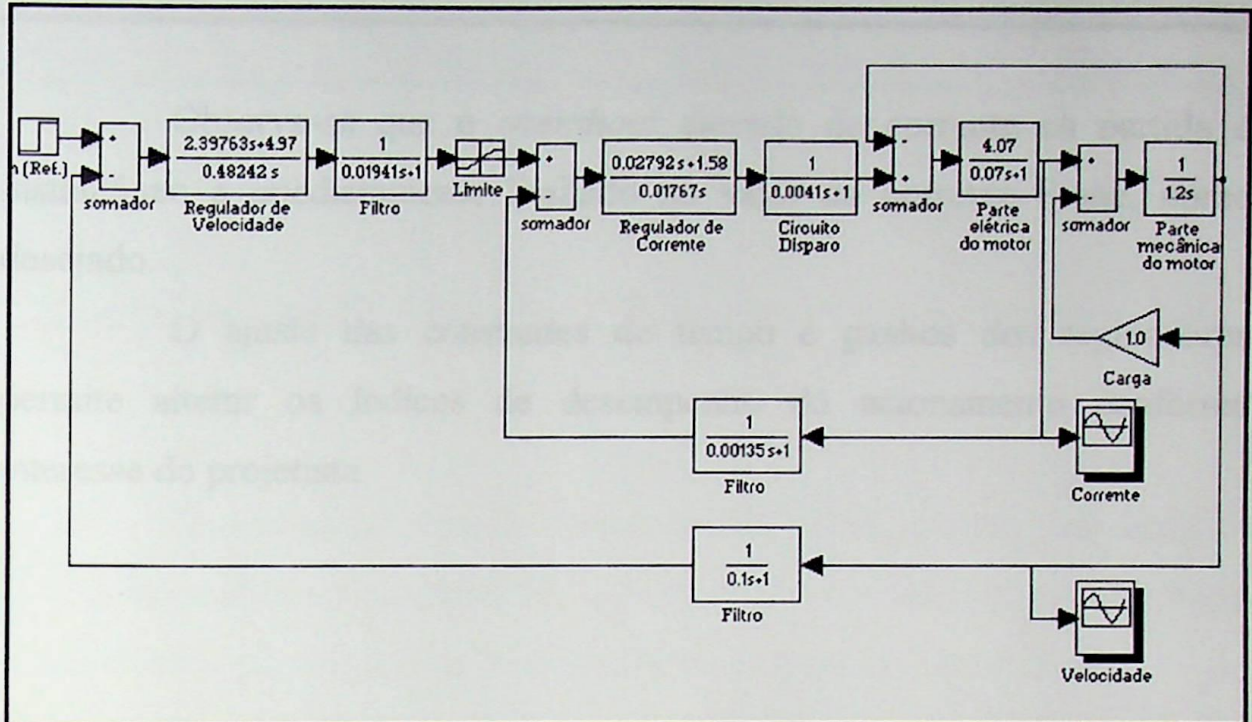


**Figura 3.13** Resposta de velocidade e corrente a um degrau unitário  
Motor CC com carga nominal

A malha completa de simulação é mostrada na figura 3.14.

A análise da simulação e dos índices de desempenho permitem verificar a eficiência do método de otimização e estratégia de controle utilizados, viabilizando sua aplicação em sistemas de acionamentos controlados de motores de corrente contínua.

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC



**Figura 3.14** Diagrama completo do acionamento de um motor CC através de chopper.

Simulação em MATLAB - Simulink

Os índices de desempenho da resposta a degrau obtidos para o sistema controlado são apresentados na tabela 3.4.

Índices de desempenho	Velocidade	Corrente
$t_r$ (s)		
Tempo de subida	1.7	< 0.02
$M_0$ (%)		
<i>Overshoot</i>	19.5	62.6
$t_s$ (s)		
Tempo de acomodação	7.8	8.1

**Tabela 3.4** Índices de desempenho para a simulação de resposta a degrau para o sistema controlado

## Acionamento Controlado de uma Máquina CC

Observa-se que o *overshoot* elevado de corrente na partida é instantâneo e imediatamente limitado no valor da corrente limite, como desejado.

O ajuste das constantes de tempo e ganhos dos reguladores permite alterar os índices de desempenho do acionamento conforme interesse do projetista.

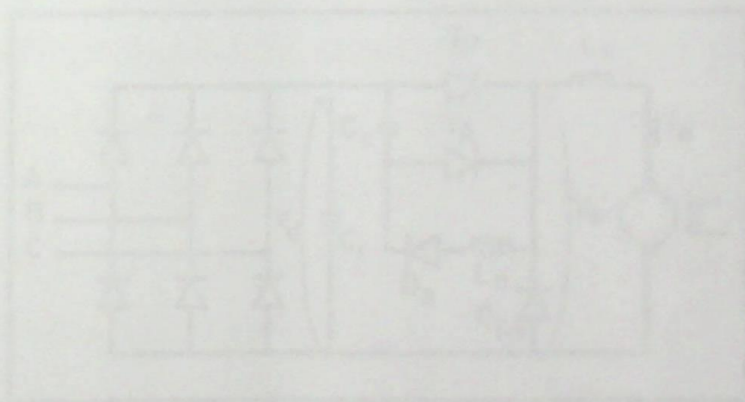


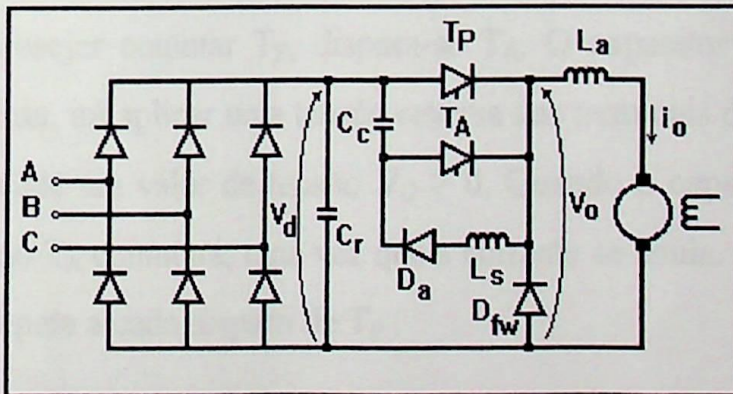
Figura 4.1 Circuito chopper de comutação por tiristor em paralelo.

Para funcionamento do circuito, o tiristor  $T_1$  deve ser disparado periodicamente. A corrente circulante pelo ramo, por  $T_1$ , é pelo circuito de carga, considerando a equação para o mesmo do V. 2.8. Assim o

## Implementação do Chopper Tiristorizado

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 tiristorizado.

No circuito chopper apresentado na figura 4.1, conhecido como chopper com comutação por tensão em paralelo, o tiristor principal  $T_P$  será sempre disparado em  $\alpha' = 0^\circ$ , e o tiristor auxiliar  $T_A$  terá sua comutação comandada pelo método PWM.



**Figura 4.1** Circuito chopper de comutação por tensão em paralelo

Para funcionamento do circuito, o tiristor auxiliar deve ser disparado primeiramente. A corrente circulará pela fonte, por  $C_c$ ,  $T_A$  e pelo circuito de carga, carregando o capacitor com uma tensão  $V_c > 0$ . Após o

## Implementação do Chopper Tiristorizado

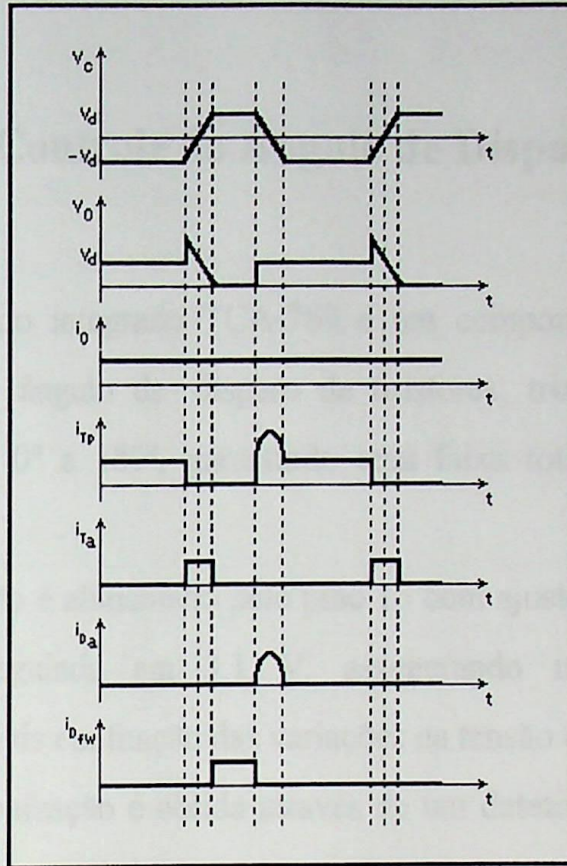
---

capacitor estar carregado, o circuito está preparado para a comutação e  $T_P$  é disparado, fazendo com que seja aplicada uma tensão  $V_d$  à carga. Ao mesmo tempo,  $T_P$  permite que entre em funcionamento o circuito formado por  $C_C$ ,  $L_S$  e  $D_a$  e o próprio  $T_P$ .

Uma vez que  $V_C > 0$ , a corrente circulará fazendo com que a energia inicialmente armazenada no campo elétrico do capacitor, seja transferida para o campo elétrico do indutor. Quando a corrente for máxima, a energia estará toda armazenada no indutor e a tensão do capacitor se anulará. A partir deste momento, a corrente começa a diminuir, sendo que a tendência é devolver novamente a energia ao capacitor. Assim haverá um instante em que a corrente se anulará e o capacitor terá se carregado com a mesma tensão inicial, porém com a polaridade invertida ( $V_C > 0$ ). Quando se desejar comutar  $T_P$ , dispara-se  $T_A$ . O capacitor que teve sua tensão invertida, irá aplicar uma tensão reversa aos terminais de  $T_P$  voltando a se carregar até um valor de tensão  $V_C > 0$ . Quando o capacitor atingir a máxima tensão  $T_A$  comutará, uma vez que a corrente se anula. A partir daí, a situação se repete a cada disparo de  $T_P$ .

As formas de onda em cada elemento do circuito são mostradas na figura 4.2, e as variáveis tensão e corrente são dados pela simbologia apresentada na tabela 4.1.

## Implementação do Chopper Tiristorizado



**Figura 4.2** Formas de onda no chopper comutação por tensão em paralelo

Componente	Corrente	Tensão
Tiristor principal - $T_P$	$i_{T_P}$	---
Tiristor auxiliar - $T_A$	$i_{T_A}$	---
Capacitor de comutação - $C_C$	---	$V_C$
Capacitor de entrada - $C_r$	---	$V_d$
Carga (Motor CC e Indutor de alisamento)	$i_o$	$V_o$
Diodo auxiliar - $D_a$	$i_{D_a}$	---
Diodo <i>freewheeling</i> - $D_{fw}$	$i_{D_{fw}}$	---
Indutor auxiliar - $L_s$	$i_{D_a}$	---

**Tabela 4.1** Simbologia das variáveis tensão e corrente para o chopper comutação por tensão em paralelo

### 4.1 - Controle do Ângulo de Disparo

O circuito integrado TCA-780 é um componente desenvolvido para controlar o ângulo de disparo de tiristores, triacs e transistores continuamente de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , garantindo uma faixa total de controle em circuitos AC.

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.

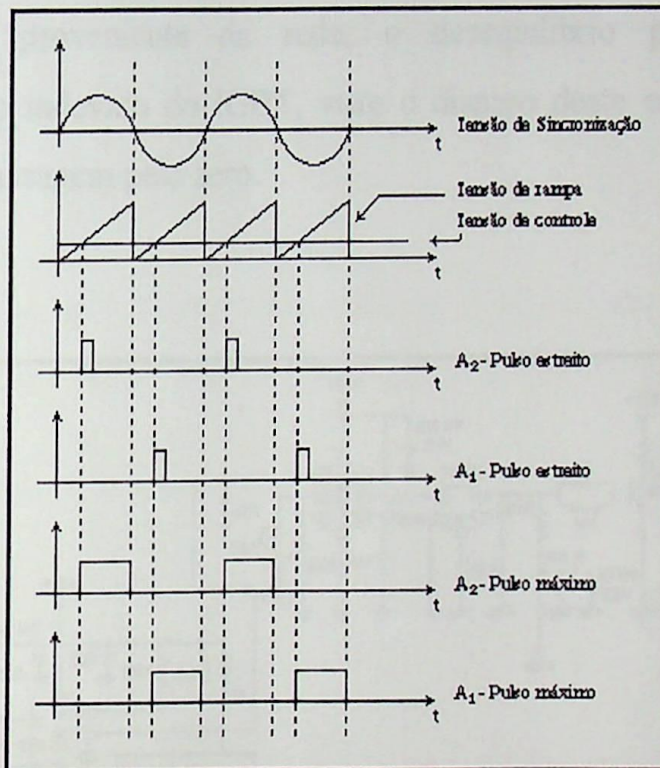
O TCA 780 possui um gerador de rampa que consiste essencialmente de uma fonte controlada de corrente constante, carregando linearmente um capacitor externo (pino 10,  $C_{10} \leq 0.5 \mu\text{F}$ ). A corrente desta fonte é determinada por uma resistência externa (pino 9,  $R_9$  entre 20 e 500  $\text{K}\Omega$ ). 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 provoca a saída de pulsos de disparo via unidade lógica. Pulsos positivos de aproximadamente 30  $\mu\text{s}$ , 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 ligado à terra, a largura de pulso pode atingir até  $180^\circ$ . As saídas  $A_1$  e  $A_2$  são

## Implementação do Chopper Tiristorizado

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.

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



**Figura 4.3** Formas de ondas típicas do TCA 780

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

A frequência de chaveamento da forma de onda repetitiva (rampa) é dependente da frequência do sinal de sincronização que alimenta o pino 5, podendo ser feita variável através de um circuito multivibrador astável (circuito de *clock*) utilizando o circuito integrado temporizador 555.



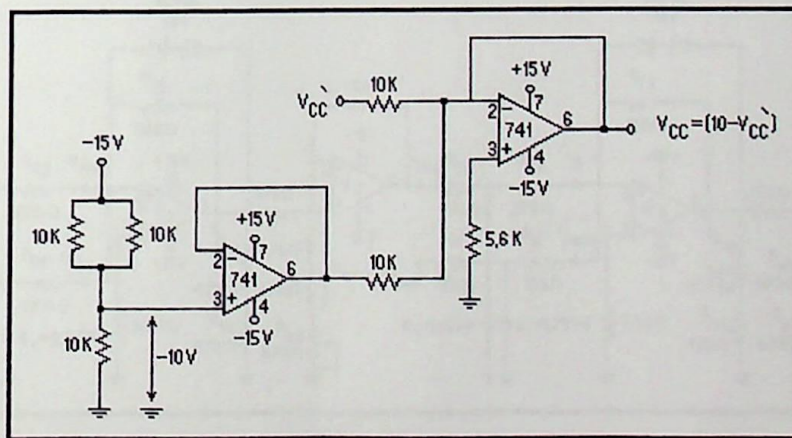
## Implementação do Chopper Tiristorizado

A figura 4.4 apresenta o circuito para disparo dos tiristores auxiliar e principal. O circuito completo é constituído de gerador de pulsos através do circuito integrado TCA 780, monoestável através do temporizador 555, acoplamento e isolamento óptico (optoacopladores) através do circuito integrado TIL 113, e transistores para amplificação de pulsos.

O ângulo de disparo do tiristor auxiliar pode ser obtido em termos da tensão de controle  $V_{CC}$  e da tensão de pico da rampa  $V_P$ , ajustada em 10 V.

$$\alpha^\circ = 180^\circ \frac{V_{CC}}{V_P} \quad (4.1)$$

O circuito para disparo dos tiristores é alimentado pela tensão de controle  $V_{CC}$  que é obtida pelo circuito apresentado na figura 4.5.



**Figura 4.5** Circuito de ajuste da tensão de controle  $V_{CC}$ .

Então:

$$V_{CC} = V_P - V_{CC}'$$

Sendo:  $V_P = 10$  [V]

## 4.2 - Implementação dos Reguladores e Filtros

Os reguladores PI dimensionados pelo método de otimização simétrica e filtros, são introduzidos no circuito através de amplificadores operacionais conforme demonstrado na figura 4.6.

A implementação dos reguladores PI possuem ajuste da parte proporcional em separado da parte integral. A constante de tempo do regulador de corrente  $T_i$  é ajustada por:

$$T_i = (R_{m3} + R_{m4})C_{F2} \quad (4.2)$$

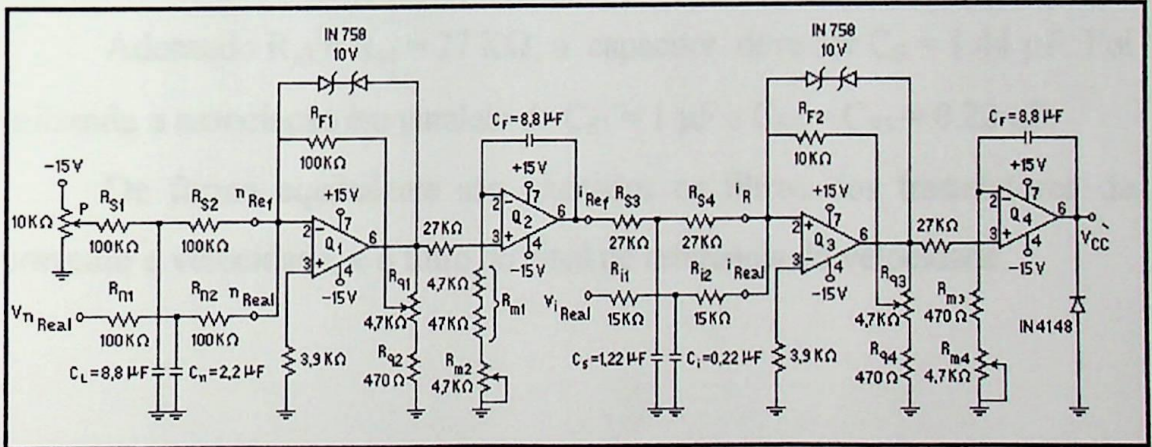


Figura 4.6 Reguladores PI e filtros implementados.

Adotando  $C_{F2} = 8.8 \mu\text{F}$  e  $R_{m3} = 470 \Omega$ , e sendo a constante de tempo  $T_i = 17.67 \text{ ms}$ , a resistência  $R_{m4}$  deve então ser ajustada em  $R_{m4} = 1.538 \text{ K}\Omega$ .

O ganho  $V_{Ri} = 1.58$  foi ajustado aplicando-se uma tensão contínua na resistência  $R_{i1}$  e variando-se  $R_{q3}$  de forma a obter o ganho desejado na tensão de saída de  $Q_3$ .

De forma equivalente é ajustado o regulador de velocidade para  $T_n = 482.42$  ms e  $V_{Rn} = 4.97$ .

As tensões  $V_{nReal}$  e  $V_{iReal}$  são provenientes respectivamente do transdutor de velocidade e de corrente.

A constante de tempo do filtro de alisamento do sinal de referência de corrente  $T_{gs2} = 19.41$  ms é ajustada por:

$$T_{gs2} = \frac{(R_{s3} \cdot R_{s4})}{(R_{s3} + R_{s4})} C_s \quad (4.3)$$

Adotando  $R_{s3} = R_{s4} = 27$  K $\Omega$ , o capacitor deve ser  $C_s = 1.44$   $\mu$ F. Foi utilizada a associação em paralelo de  $C_{s1} = 1$   $\mu$ F e  $C_{s2} = C_{s3} = 0.22$   $\mu$ F.

De forma equivalente são ajustados os filtros dos transdutores de corrente e velocidade, e o filtro do sinal de referência de velocidade.

### 4.3 - Resultados Experimentais

O diagrama completo do acionamento utilizando chopper tiristorizado com carga constituída de uma máquina síncrona com eixo acoplado ao motor CC é apresentado na figura 4.7.

## Implementação do Chopper Tiristorizado

O sistema de acionamento controlado através de chopper tiristorizado foi implementado na prática com boa precisão e dinâmica no controle de velocidade e limitação de corrente, mas com a desvantagem de que uma eventual falha de comutação de  $T_P$ , faz com que o capacitor descarregue impossibilitando comutações posteriores. Neste caso, o circuito deve ser desligado e, quando novamente energizado,  $T_A$  deve ser disparado em primeiro lugar.

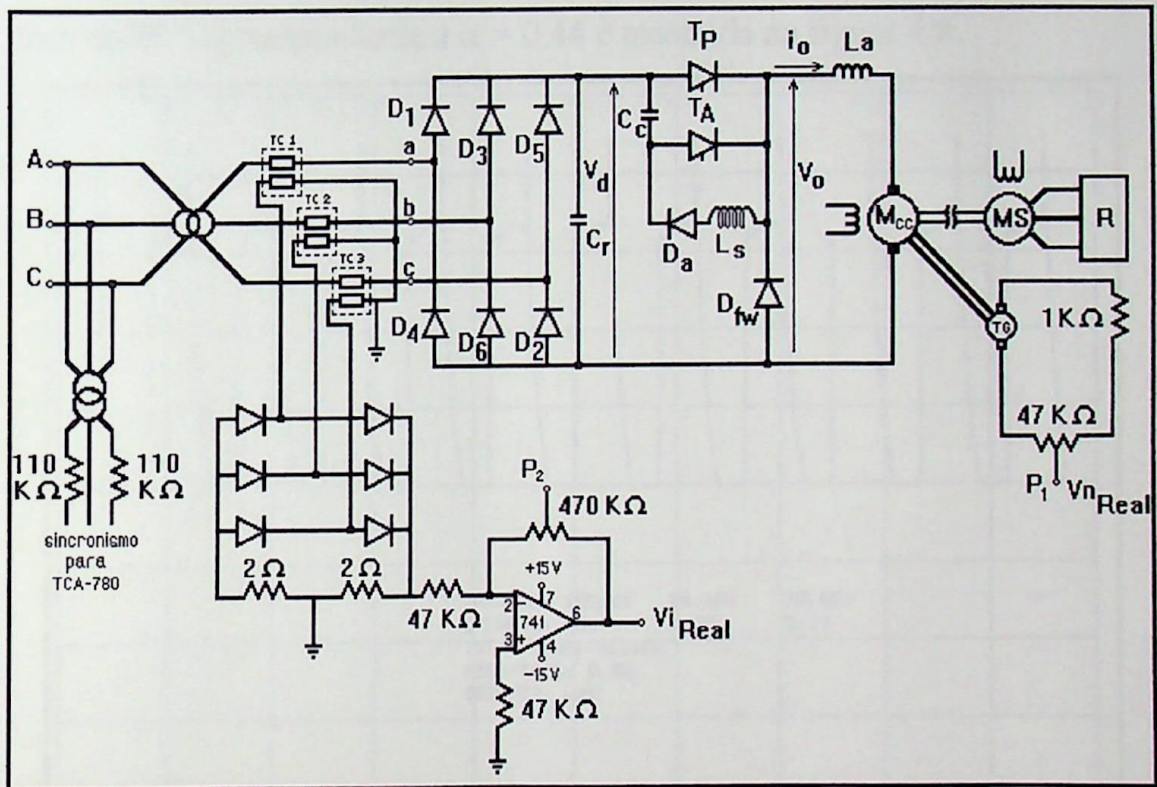


Figura 4.7 Diagrama completo do acionamento utilizando chopper tiristorizado.

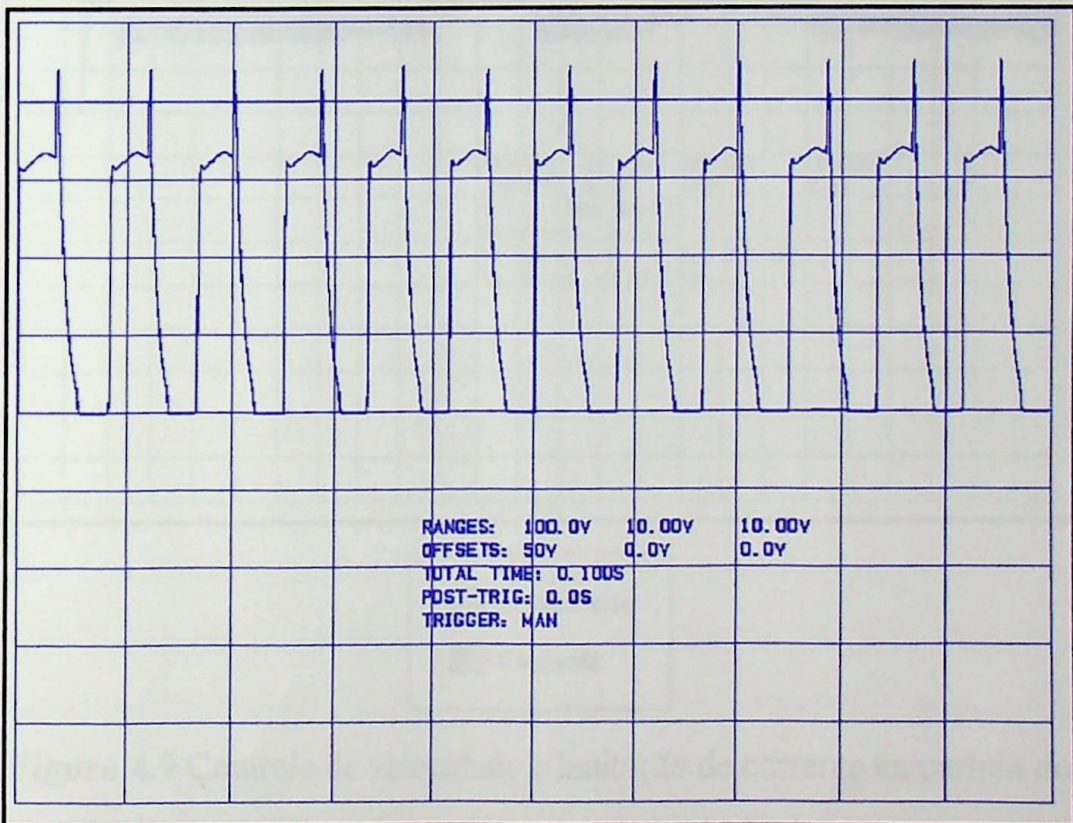
O transdutor de corrente utiliza uma ponte a diodos e TC's ligados no lado de corrente alternada. A limitação da corrente de partida é feita pelo ajuste do ganho através do potenciômetro  $P_2$ . O ajuste é feito considerando que a saída do amplificador operacional  $Q_2$ , que gera a tensão

## Implementação do Chopper Tiristorizado

correspondente à corrente de referência, fica saturado na partida e fica fixa em 13.5 V.

O transdutor de velocidade é constituído de um tacogerador com o ganho ajustado de modo que para velocidade nominal,  $V_{nReal}$  equivale ao máximo valor de  $V_{nRef}$  variável (15 V). O ajuste é feito através do potenciômetro  $P_1$ .

A tensão do motor obtida experimentalmente num ângulo de disparo fixo de  $80^\circ$ , correspondente a  $\alpha' = 0.44$  é mostrada na figura 4.8.

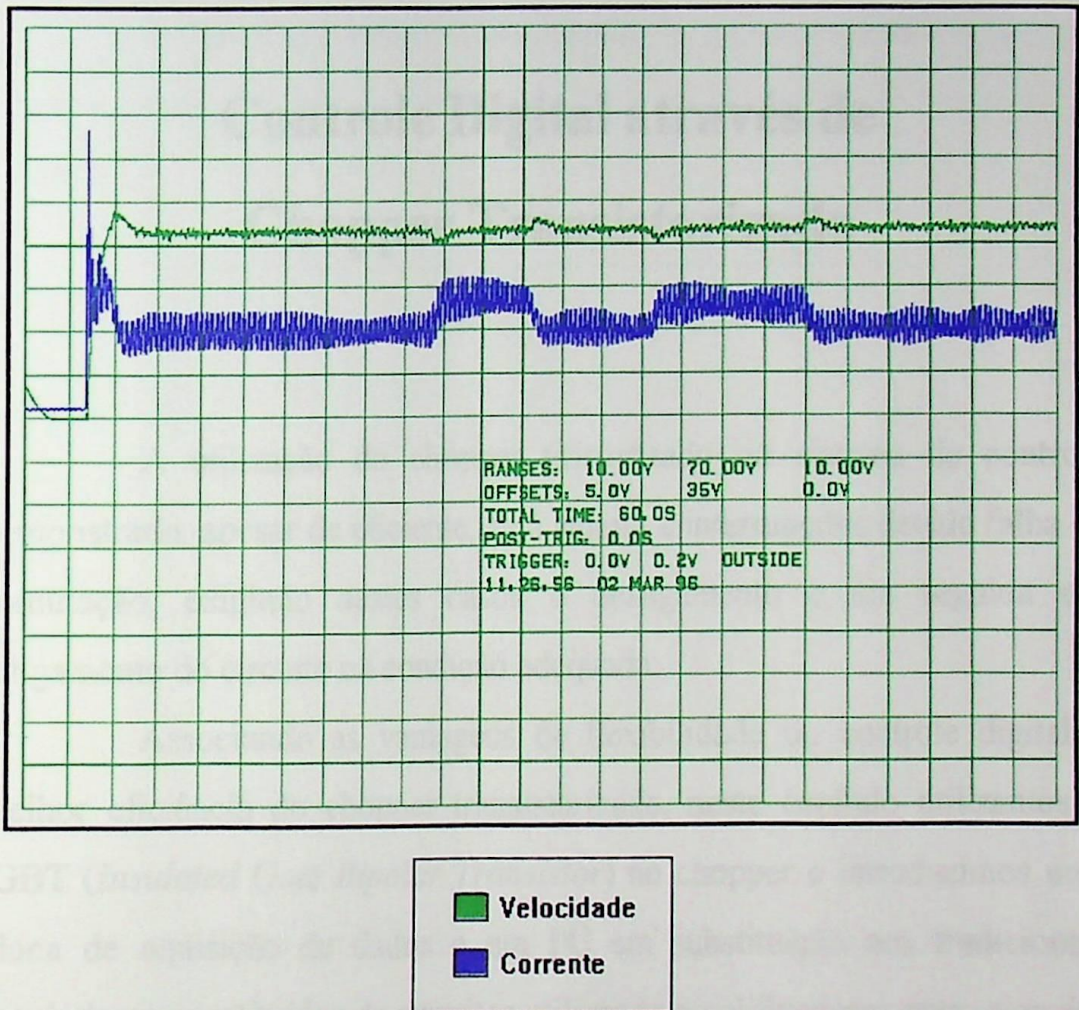


**Figura 4.8** Tensão do motor CC -  $\alpha' = 0.44$

A figura 4.9 mostra o resultado experimental obtido através de *plotter* do controle de velocidade e limitação de corrente na partida do motor CC e na ocorrência de um distúrbio de carga.

## Implementação do Chopper Tiristorizado

A análise do desempenho do sistema permite verificar a eficiência do método proposto por FROHR; ORTTENBURGER (1986) como aplicação no acionamento de motores CC.



**Figura 4.9** Controle de velocidade e limitação de corrente na partida do motor CC e na ocorrência de um distúrbio de carga.

Sugere-se um ajuste fino dos ganhos e constantes dos reguladores PI através da atuação nos potenciômetros  $R_{q2}$ ,  $R_{m2}$ ,  $R_{q4}$  e  $R_{m4}$ , visando melhorar ou adequar os índices de desempenho conforme a aplicação do sistema.

### Controle Digital através de Chopper Transistorizado

A utilização do chopper tiristorizado no sistema de controle demonstrado, apesar de eficiente, está sujeito a interrupções devido falha de comutação, exigindo nestes casos o desligamento e em seguida um religamento do circuito na condição adequada.

Associando as vantagens de flexibilidade do controle digital e melhor eficiência do chopper transistorizado, neste capítulo utilizamos o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) no chopper e introduzimos uma placa de aquisição de dados e um PC em substituição aos tradicionais reguladores constituídos de circuitos utilizando amplificadores operacionais.

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

---

## 5.1 - Chopper Transistorizado

O circuito constituído do arranjo de ponte a diodos e chopper transistorizado foi implementado através do IGBT conforme ilustrado na figura 5.1.

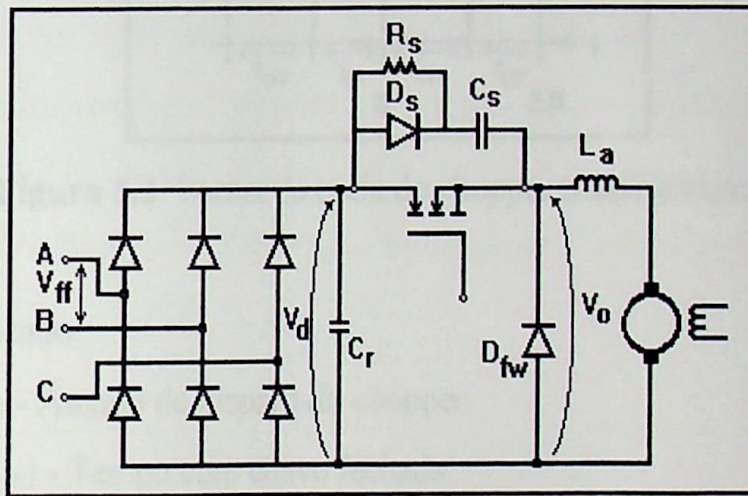


Figura 5.1 Circuito chopper transistorizado

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.

Um circuito *snubber* foi adicionado ao IGBT para controlar, ou limitar, a tensão e corrente no componente quando ele faz a transição entre estados. Desta forma, é reduzida a dissipação no elemento durante o chaveamento, minimizando as perdas, e ao mesmo tempo garantindo uma operação correta e de confiança dentro de uma área segura de operação.

A forma de onda da tensão na carga para o chopper transistorizado é mostrada na figura 5.2.

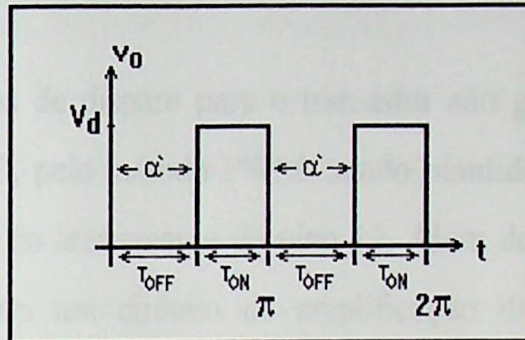


Figura 5.2 Forma de onda do chopper transistorizado

Sendo:

$\alpha'$  - Ângulo de disparo do chopper

$T_{ON}$  - Tempo com chave fechada

$T_{OFF}$  - Tempo com chave aberta

$T = T_{ON} + T_{OFF}$  - Período

Então, para o arranjo de ponte a diodos e chopper, temos:

$$V_o = V_d \left( \frac{T_{ON}}{T} \right)$$

$$V_o = V_d \left( \frac{\pi - \alpha'}{T} \right) \quad (5.1)$$

$$V_o = 1.35 V_{ff} \left( \frac{\pi - \alpha'}{T} \right)$$

Sendo:

$V_o$  - Tensão de saída do chopper

$V_d$  - Tensão de saída da ponte a diodos

$V_{ff}$  - Tensão fase-fase de alimentação da ponte a diodos

Os pulsos de disparo para o transistor são gerados pelo circuito integrado TCA 780, pelo método PWM, sendo mantidos constantes dentro do período através do aterramento do pino 12. Além do circuito gerador de pulso, é introduzido um circuito de amplificação de pulso, interface e isolamento óptico (optoacoplador) utilizando o circuito integrado TIL 111. O diagrama completo do circuito gerador de pulso e interface é demonstrado na Figura 5.3.

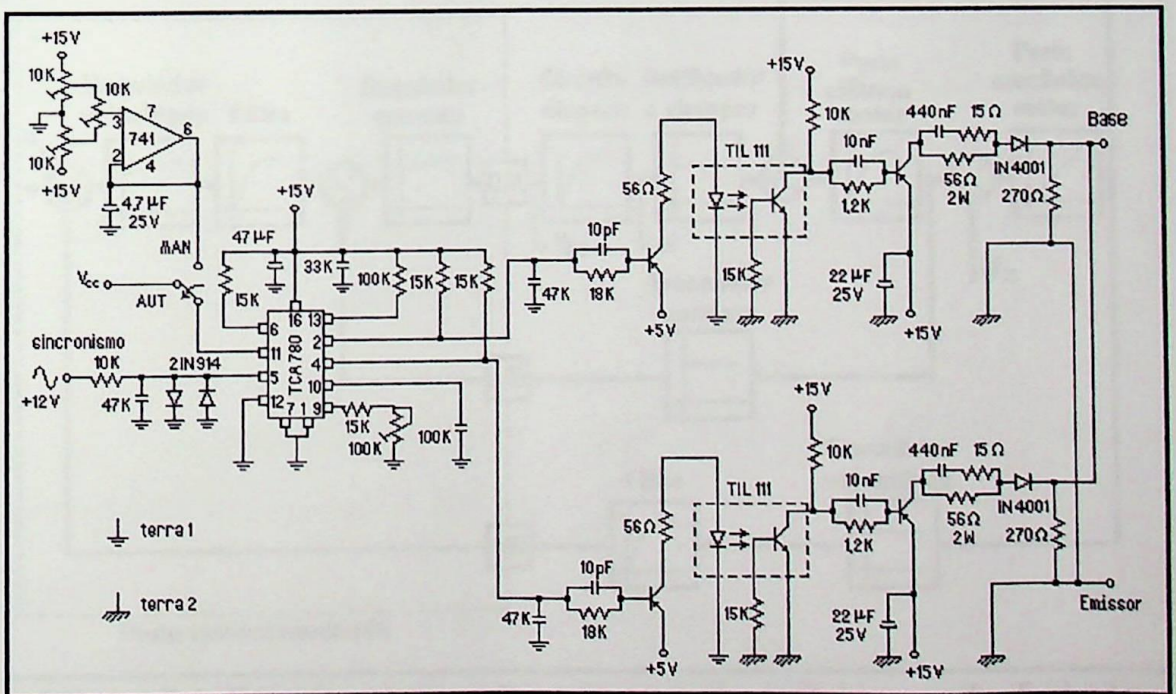


Figura 5.3 Diagrama do circuito gerador de pulso e interface.

## 5.2 - Aquisição e Conversão de Dados

A introdução de um computador ou microprocessador digital para realizar as operações de controle, torna o sistema controlado mais versátil e com menores custos, associados à melhoria da precisão obtida.

O controle pode ser efetuado computacionalmente através de programação e utilizando uma placa de aquisição de dados adequada além de conversores A/D e D/A. A malha de controle de velocidade e limitação da corrente de armadura da máquina de corrente contínua foi implementada em laboratório, conforme mostrado na figura 5.4, utilizando o cartão PCL-711B da Advantech Co..

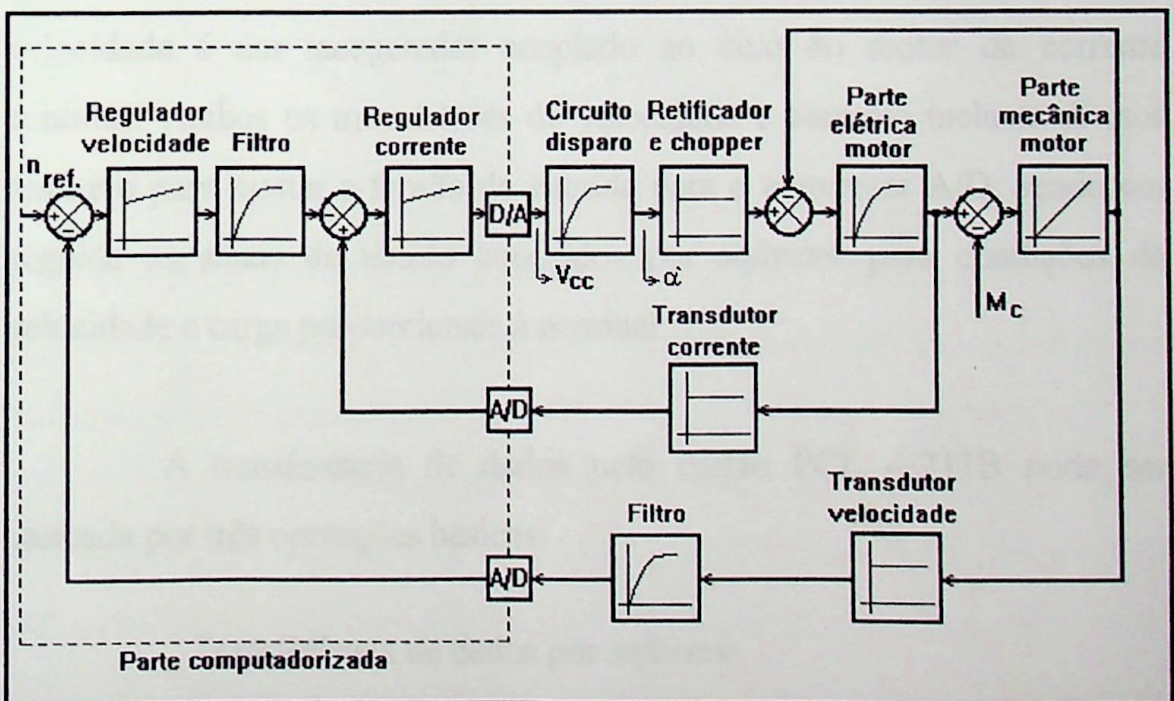


Figura 5.4 Diagrama esquemático do controle digital em malha fechada de uma máquina CC através de chopper.

A placa PCL-711B PC-Multilab Card é um cartão de aquisição de dados que 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  $\pm 5$  V,  $\pm 2.5$  V,  $\pm 1.25$  V, etc., com tempo de conversão de até 25  $\mu$ s. A conversão D/A, com resolução de 12 bits, possui apenas 1 canal de saída, tempo de acomodação de 30  $\mu$ s, 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 velocidade e corrente 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 pelo cartão PCL - 711B pode ser efetuada 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 da 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 efetuado 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 frequência de conversão  $F_{AD}$  (*pacemaker rate*) pela seguinte relação:

$$F_{AD} = \frac{2 * 10^6}{C_1 * C_2} \quad (5.2)$$

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  $\tau$  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 um cartão com um *buffer* FIFO (do inglês *First Input First Output*), o mínimo tamanho do *buffer* de memória depende da frequência de amostragem, podendo ser calculado pela seguinte equação:

$$n \geq \frac{50}{(1000/f) - 1.3} \quad (5.3)$$

Onde:

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

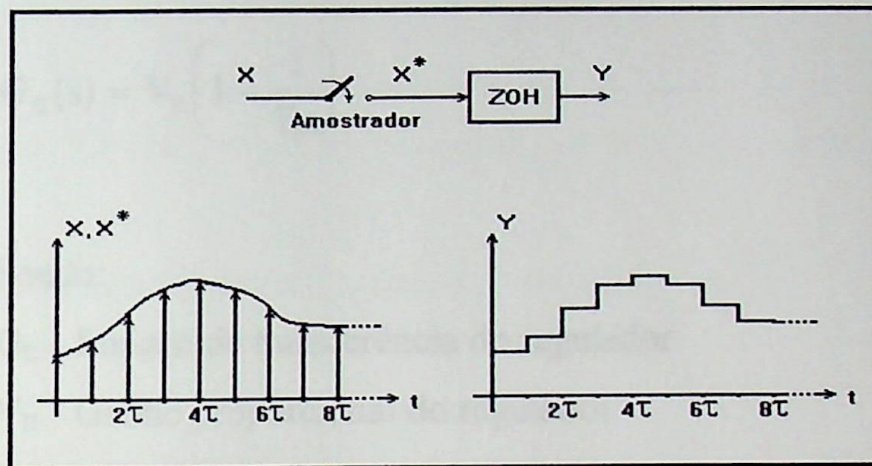
f - Frequência de amostragem em Khz.

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

### 5.3 - Projeto do Controle Discreto no Tempo

A placa de aquisição de dados inclui o amostrador (*sampler*) e o retentor de ordem zero ou ZOH (*zero-order hold*), elementos essenciais de um sistema discreto. Num amostrador convencional, uma chave se abre para admitir um sinal de entrada a cada  $\tau$  segundos, sendo  $\tau$  o tempo de amostragem. Em geral, o tempo de amostragem deve ser suficientemente pequeno de forma 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 significativa da planta, e é ajustado conforme o tempo de execução do programa. O retentor de ordem zero, mais simples elemento de retenção, converte o sinal amostrado em um trem de pulsos aproximando-o a um sinal contínuo, de forma 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 retentor de ordem zero são apresentados na figura 5.5.



**Figura 5.5** Diagrama esquemático e formas de onda demonstrativas da atuação do amostrador e retentor de ordem zero (ZOH)

Sendo:

$X(t)$  - Sinal analógico de entrada

$X^*(t)$  - Sinal amostrado

$Y(t)$  - Sinal discreto gerado pelo ZOH

O critério adotado para ajuste do tempo de amostragem é  $\tau < \mathfrak{T}$ , sendo  $\mathfrak{T}$  a menor constante de tempo do sistema. Sugere-se um ajuste em  $\tau \cong 0.1 \mathfrak{T}$ . 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  $\tau = 0,3$  [ms].

Os reguladores dimensionados pelo método de otimização em função da simetria são introduzidos computacionalmente no sistema.

Os reguladores PI convencionais têm a seguinte forma:

$$G_C(s) = V_R \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (5.4)$$

Sendo:

$G_C$  - 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:

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + T_F s} \quad (5.5)$$

Sendo:

$G_F$  - Função de transferência do filtro

$T_F$  - Constante de tempo do filtro

Os compensadores e filtros digitais são introduzidos no sistema através de equações recursivas aplicando o método de aproximação por integração trapezoidal, conforme ilustrado na Figura 5.6:

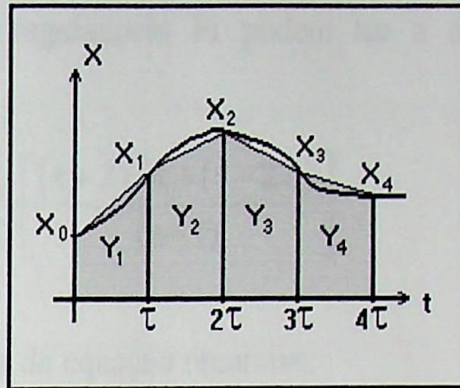


Figura 5.6 Método de aproximação por integração trapezoidal.

Pelo método da integração trapezoidal, temos:

$$\begin{aligned} Y_1 &= Y_0 + \frac{\tau(X_0 + X_1)}{2} \\ Y_2 &= Y_1 + \frac{\tau(X_1 + X_2)}{2} \\ Y_n &= Y_{n-1} + \frac{\tau(X_{n-1} + X_n)}{2} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Sendo:  $\tau$ - Tempo de amostragem

Aplicando transformada Z, chegamos a:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\tau(z+1)}{2(z-1)} \quad (5.7)$$

Podemos então fazer a seguinte aproximação:

$$Z\left[\frac{1}{s}\right] = \frac{\tau(z+1)}{2(z-1)} \quad (5.8)$$

Então, os reguladores PI podem ter a seguinte representação discreta no tempo:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{V_R}{2T_I} \left[ \frac{(\tau + 2T_I)z + (\tau - 2T_I)}{(z-1)} \right] \quad (5.9)$$

E, na forma de equação recursiva:

$$Y(k) = Y(k-1) + \left( \frac{V_R \tau}{2T_I} + V_R \right) X(k) + \left( \frac{V_R \tau}{2T_I} - V_R \right) X(k-1) \quad (5.10)$$

Para os filtros digitais:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\tau(z+1)}{(\tau + 2T_F)z + (\tau - 2T_F)} \quad (5.11)$$

E, na forma de equação recursiva:

$$Y(k) = \frac{\tau}{(2T_F + \tau)} [X(k) + X(k-1)] + \frac{(2T_F - \tau)}{(\tau + 2T_F)} Y(k-1) \quad (5.12)$$

O programa de implementação em linguagem C<sup>++</sup> efetua as funções de controle, comanda a transferência de dados e as conversões A/D e D/A, controlando a velocidade e corrente da máquina, conforme o fluxograma ilustrado na figura 5.7. O programa inclui ainda temporização, diagnóstico de falha e ajuste de parâmetros *on-line*.

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

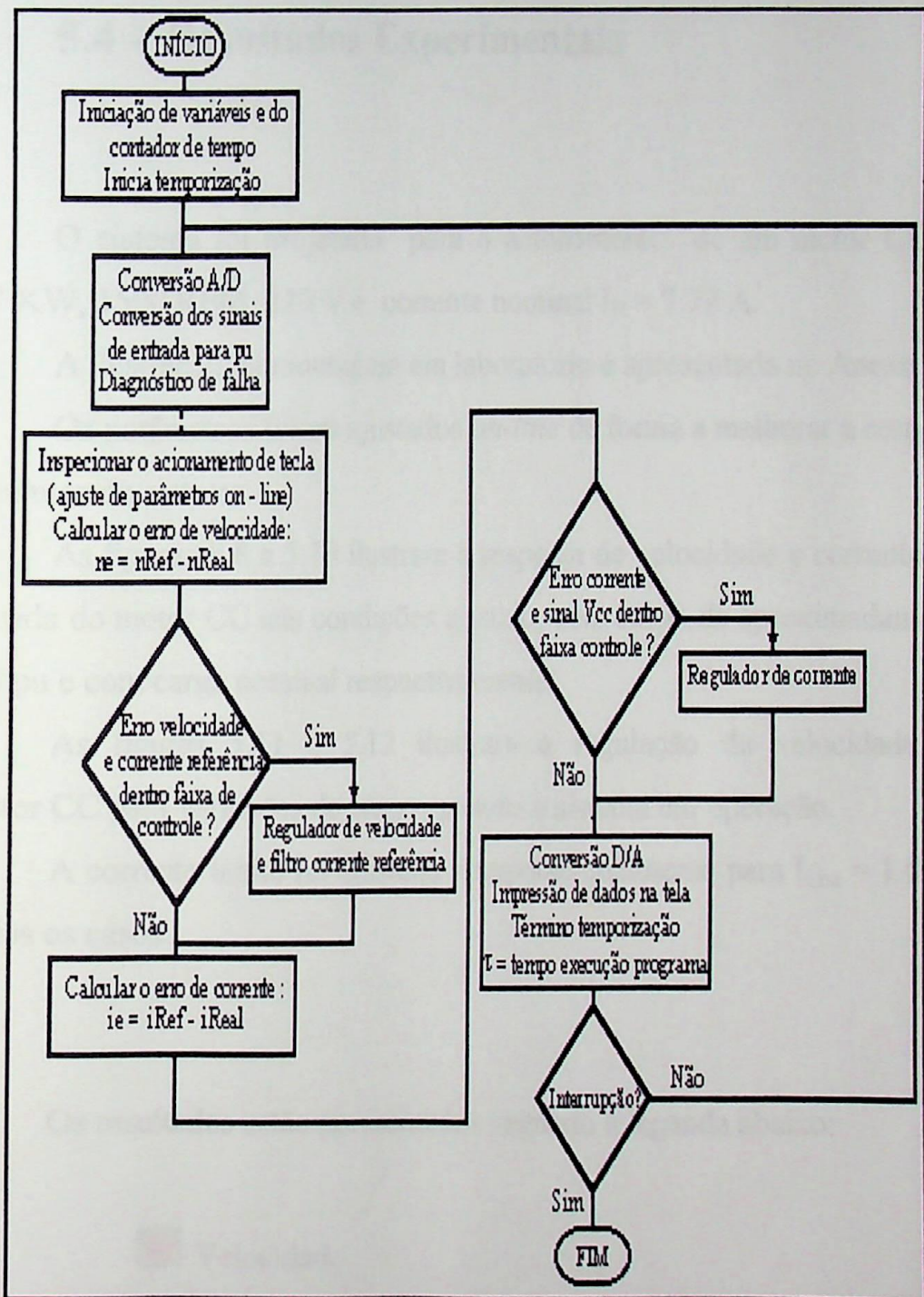


Figura 5.7 Fluxograma geral do programa de implementação

## 5.4 - 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 em laboratório é apresentada no Anexo C.



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

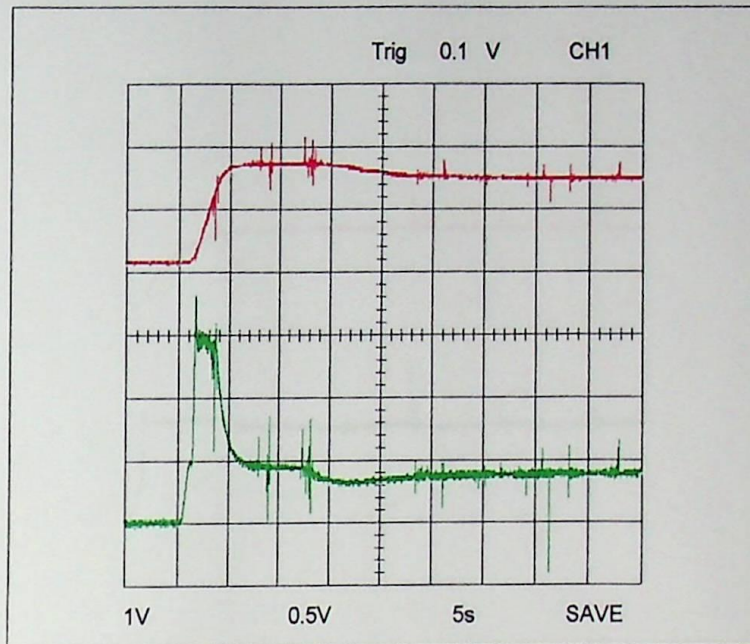
As figuras 5.8 a 5.10 ilustram a resposta de velocidade e corrente de partida do motor CC nas condições a vazio, com carga de aproximadamente 0.8 pu e com carga nominal respectivamente.

As figuras 5.11 e 5.12 ilustram a regulação de velocidade do motor CC para variações de carga estando o sistema em operação.

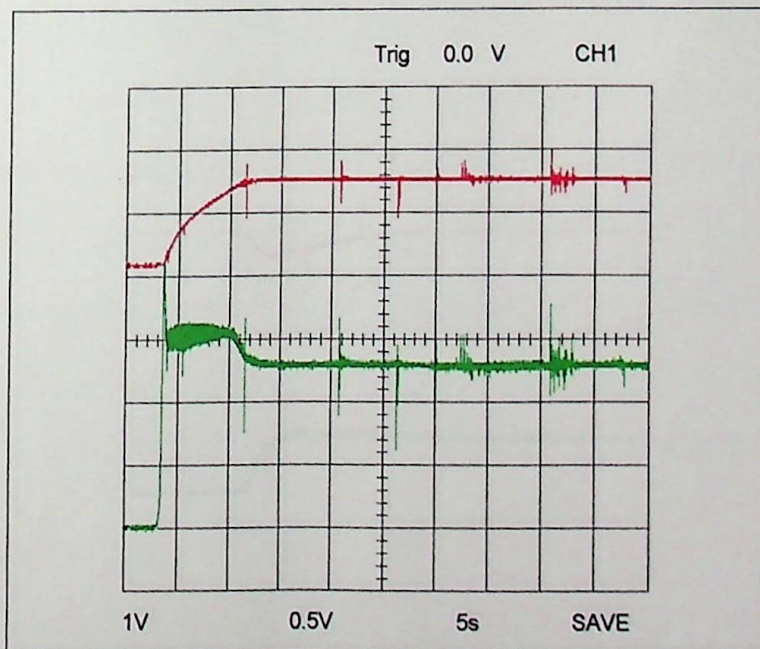
A corrente limite foi ajustada computacionalmente para  $I_{Lim} = 1.0$  em todos os casos.

Os resultados estão apresentados segundo a legenda abaixo:

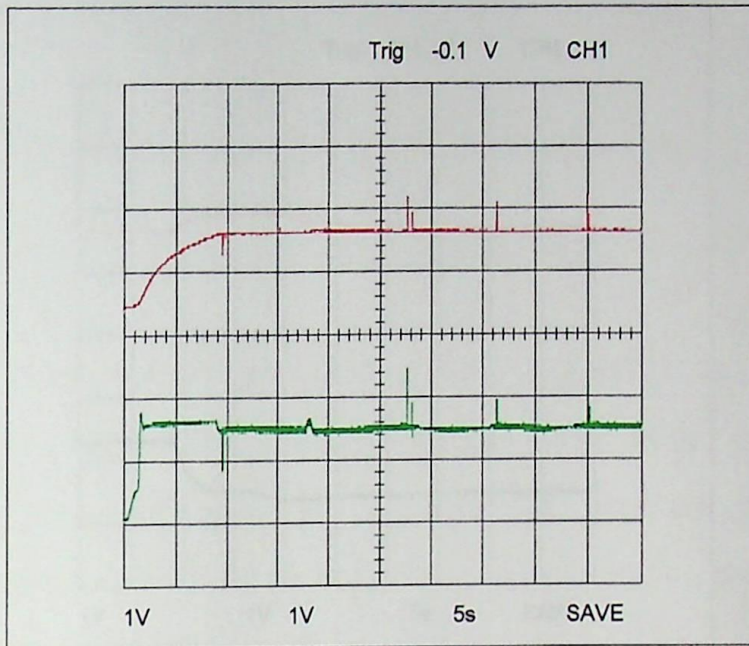
-  Velocidade
-  Corrente



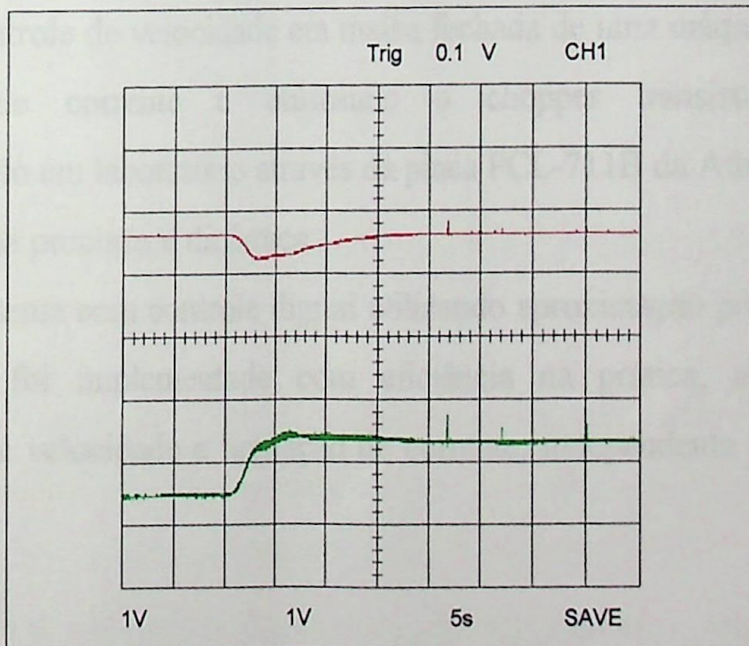
**Figura 5.8** Velocidade e corrente de armadura do motor CC  
Partida a vazio -  $n_{Ref} = 0.9$  (pu)



**Figura 5.9** Velocidade e corrente de armadura do motor CC  
Partida com carga -  $n_{Ref} = 0.9$  (pu)



**Figura 5.10** Velocidade e corrente de armadura do motor CC  
Partida com carga nominal -  $n_{Ref} = 0.8$  (pu)



**Figura 5.11** Velocidade e corrente de armadura do motor CC  
Resposta a degrau positivo de carga -  $n_{Ref} = 0.9$  (pu)





**Figura 5.12** Velocidade e corrente de armadura do motor CC

Resposta a degrau negativo de carga -  $n_{Ref} = 0.9$  (pu)

O controle de velocidade em malha fechada de uma máquina CC com limitação de corrente e utilizando o chopper transistorizado foi implementado em laboratório através da placa PCL-711B da Advantech Co., com uma boa precisão e dinâmica.

O sistema com controle digital utilizando aproximação por integração trapezoidal foi implementado com eficiência na prática, apresentando regulação de velocidade e limitação de corrente, independente da carga do motor.

### Implementação do Controle *Fuzzy*

A teoria dos conjuntos difusos (*fuzzy sets*) proposta por ZADEH (1965) está recentemente tomando-se uma das mais interessantes tecnologias para aplicações em sistemas de controle sofisticados. Complexos sistemas de controle podem ser implementados de uma forma simples, barata e eficiente.

A aplicação da teoria *fuzzy* em eletrônica de potência é ainda mais recente. Propõe-se a introdução desta tecnologia no acionamento controlado de uma máquina CC excitação separada, visando controle de velocidade e limitação de corrente.

#### 6.1 - Controle Nebuloso (*Fuzzy Control*)

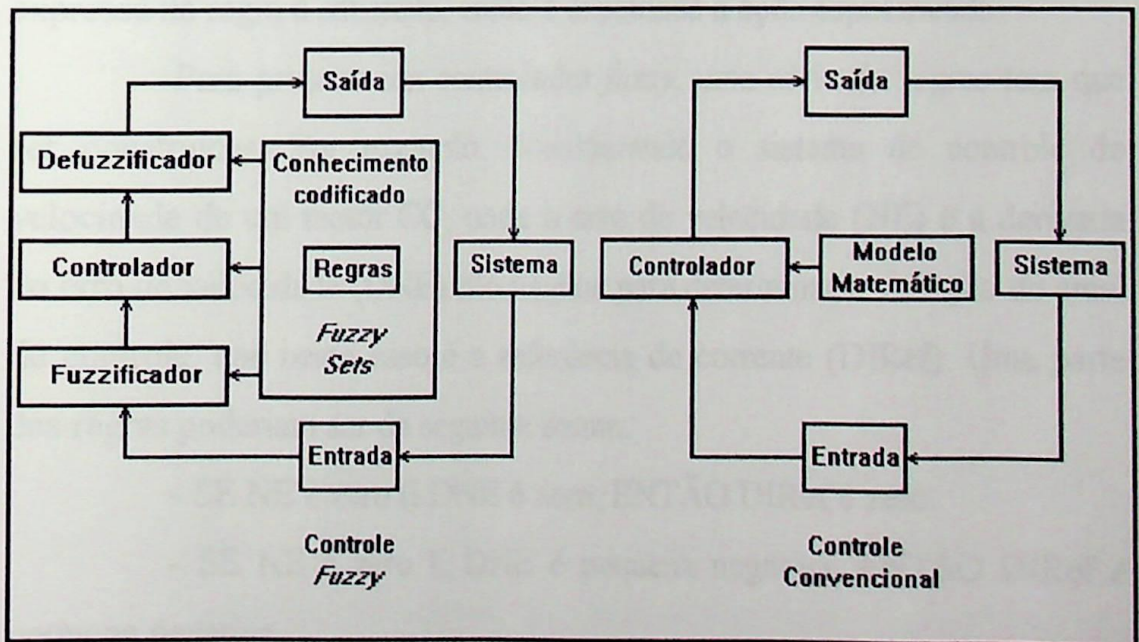
A teoria do controle utilizando lógica nebulosa (*fuzzy logic*) caracteriza as variáveis de interesse através de expressões linguísticas, tais como, “muito grande”, “grande”, “pequeno”, “quente”, “frio”, etc.

Estas expressões linguísticas são representadas numericamente por conjuntos difusos (*fuzzy sets*), sendo cada conjunto caracterizado por uma função de pertinência que varia de 0 a 1.

O algoritmo de controle *fuzzy* executa ações de controle escritas em termos destas idéias imprecisas tendo como referência a intuição e a experiência de um operador, projetista ou pesquisador.

O controle não exige a precisão de um modelo matemático e contudo se adapta bem a um processo onde o modelo é desconhecido ou mal definido.

Os componentes de um sistema de controle convencional e um *fuzzy* são mais ou menos iguais. A diferença reside no fato de que no *fuzzy* existe um elemento que converte as entradas em suas representações difusas, o fuzzificador (*fuzzifier*), e outro que converte a saída difusa inferida em um valor solução, numérico e preciso, o defuzzificador (*defuzzifier*). A figura 6.1 ilustra com diagrama de blocos um controlador *fuzzy* (*fuzzy controller*) e um convencional.



**Figura 6.1** Comparação entre um controlador *fuzzy* e um controlador convencional.

Em um sistema *fuzzy*, o valor de uma entrada é convertida pelo fuzzificador. Em seguida, regras de controle que sejam satisfeitas são executadas. Este processo produz um novo conjunto *fuzzy* representando cada saída ou solução variável. O defuzzificador cria um valor para a saída variável deste novo conjunto *fuzzy*. O valor de saída atua no sistema físico. A mudança é captada por sensores e o controle reinicia-se.

As variáveis *fuzzy* são definidas num intervalo numérico comumente chamado de “universo de discurso”. As regras *fuzzy* são tipicamente da forma condicional SE - ENTÃO, como segue:

SE (“x” é A e “y” é B) ENTÃO (“z” é C)

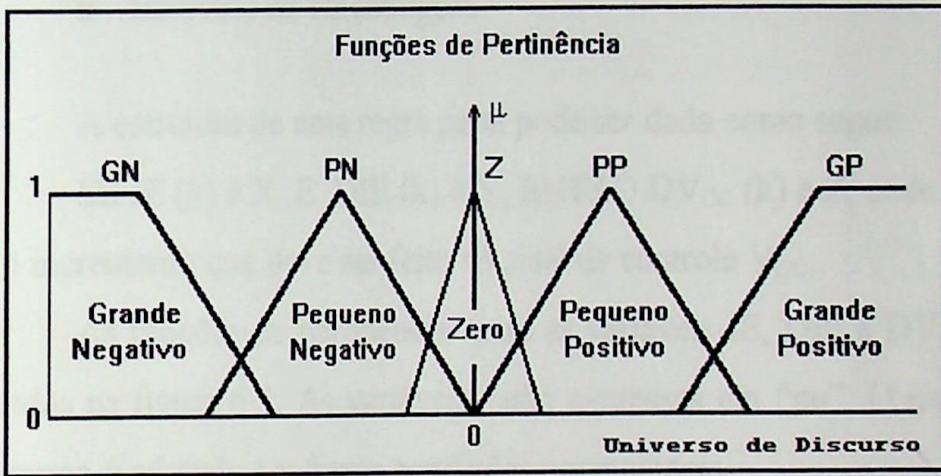
Onde “x” e “y” são variáveis *fuzzy* e A, B e C são subconjuntos *fuzzy* no universo de discurso X, Y e Z respectivamente. Se a condição expressa na regra é satisfeita, então é executada a ação especificada.

Para projetar um controlador *fuzzy*, uma série de regras tem que ser construídas. Por exemplo, considerando o sistema de controle de velocidade de um motor CC, onde o erro de velocidade (NE) e a derivada do erro de velocidade (DNE) são usados para determinar a variação do sinal de controle, que neste caso é a referência de corrente (DIRef). Uma parte das regras poderiam ser da seguinte forma:

- SE NE é zero E DNE é zero, ENTÃO DIRef é zero.
- SE NE é zero E DNE é pequena negativa, ENTÃO DIRef é pequena negativa.
- SE NE é pequena positiva e DNE é pequena negativa, ENTÃO DIRef é zero.

No caso, o erro (NE), a derivada do erro (DNE) e a variação do sinal de controle (DIRef) são consideradas variáveis *fuzzy*, com possíveis valores dados por funções de pertinência ( $\mu$ ) a conjuntos *fuzzy* tais como pequeno positivo, pequeno negativo, zero, e assim por diante.

As funções de pertinência para a variável erro poderiam ser representadas conforme a figura 6.2.



**Figura 6.2** Representação das funções de pertinência típicas para uma variável *fuzzy*.

### 6.2 - Projeto do Controlador *Fuzzy*.

Seja a malha de limitação de corrente proposta no Capítulo 5. Deseja-se substituir os convencionais reguladores PI por um controlador *fuzzy*. As variáveis de entrada do controlador *fuzzy* consideradas de interesse são obtidas por:

$$IE(k) = I_{\text{Real}}(k) - I_{\text{Ref}}(k) \quad (6.1)$$

$$DIE(k) = IE(k) - IE(k-1) \quad (6.2)$$

Onde:

$IE(k)$  - Erro de corrente

$I_{Real}(k)$  - Realimentação de corrente

$I_{Ref}(k)$  - Corrente de referência

$DIE(k)$  - Derivada do erro de corrente

$k$  - Intervalo de amostragem

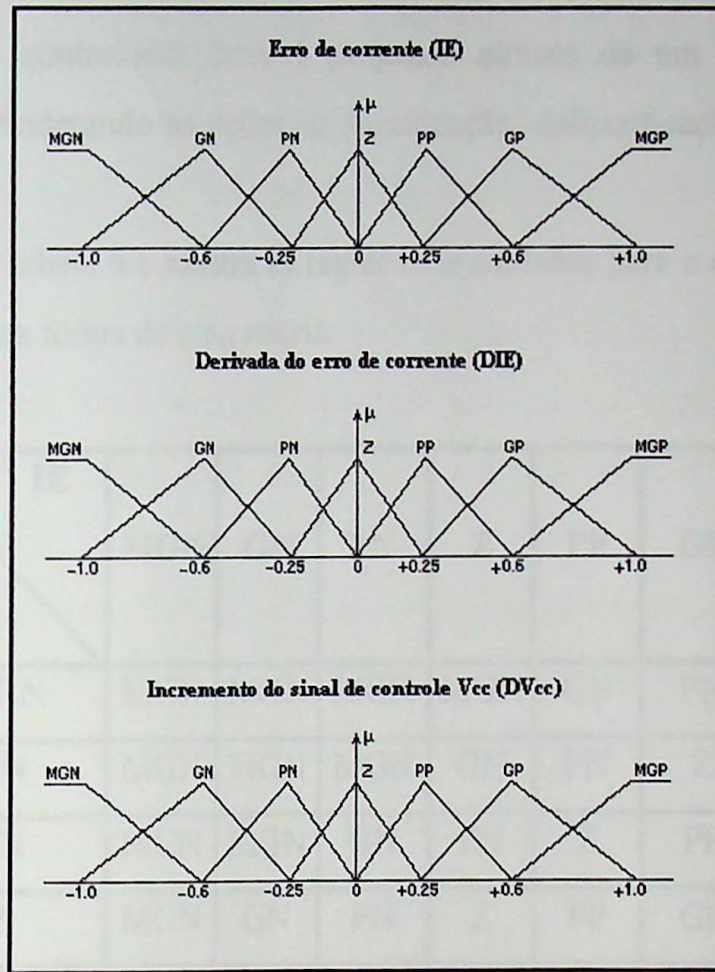
A estrutura de uma regra geral pode ser dada como segue:

SE  $IE(k)$  é X E  $DIE(k)$  é Y, ENTÃO  $DV_{CC}(k)$  é Z, onde  $DV_{CC}(k)$  é o incremento que deve ser feito ao sinal de controle  $V_{CC}$ .

As funções de pertinência para as variáveis  $IE$ ,  $DIE$  e  $DV_{CC}$  são mostradas na figura 6.3. As variáveis estão expressas em “pu”. O universo de discurso é adotado conforme condições operacionais.

Cada variável de controle e de ação é decomposta num conjunto de regiões difusas (*fuzzy sets*) denominados *labels*. Geralmente cada *label* ou subconjunto *fuzzy* tem forma assimétrica, tendendo-se a uma maior concentração próximo à origem. Isto permite maior precisão no controle próximo ao ponto de operação estável.

O número de *labels* associados a uma dada variável deve ser ímpar entre 5 e 9. Além disso, a extremidade de cada *label* deve sobrepor os vizinhos. Esta sobreposição propicia ao controlador *fuzzy* uma ação contínua e estável. A sobreposição deve estar entre 10 e 50 % do espaço do vizinho e a soma dos pontos verticais da sobreposição deve preferencialmente ser menor que 1.



**Figura 6.3** Representação das funções de pertinência adotadas para a malha de controle e limitação de corrente.

A elaboração das regras são baseadas na intuição e experiência do projetista. O número de regras está relacionado com o número de variáveis de controle. No caso em estudo, existem duas variáveis de controle, cada uma delas divididas em 7 subconjuntos *fuzzy*, produzindo 49 possíveis combinações de entrada. Deste modo, 49 regras podem ser necessárias. Aqui, algum cuidado deve ser tomado quanto ao número de regras. Como cada regra representa uma parte do conhecimento, eliminar regras implica omitir informação, muitas vezes importante.

O controlador *fuzzy* é projetado através de um algoritmo de controle considerando as ações de fuzzificação, defuzzificação e todas as regras.

A tabela 6.1 mostra as regras base adotadas para o controle *fuzzy* de corrente na forma de uma matriz.

IE \ DIE	MGN	GN	PN	Z	PP	GP	MGP
MGN	MGN	MGN	MGN	MGN	GN	PN	Z
GN	MGN	MGN	MGN	GN	PN	Z	PP
PN	MGN	MGN	GN	PN	Z	PP	GP
Z	MGN	GN	PN	Z	PP	GP	MGP
PP	GN	PN	Z	PP	GP	MGP	MGP
GP	PN	Z	PP	GP	MGP	MGP	MGP
MGP	Z	PP	GP	MGP	MGP	MGP	MGP

**Tabela 6.1** Regras base para o controle *fuzzy* de corrente

Onde: MGN - Muito grande negativo

GN - Grande negativo

PN - Pequeno negativo

Z - Zero

PP - Pequeno positivo

E assim por diante.

Como ilustrado na figura 6.3, um valor numérico de entrada pode ser um membro de mais do que um conjunto *fuzzy*. Para isto, basta ele estar situado numa região de sobreposição. Isto significa que, para um específico par de valores IE e DIE, mais do que uma regra pode ser ativada. Portanto, tem de existir um meio de combinar as ações de controle ativadas por cada regra, de forma que uma ação simples mas significativa, com contribuição de todas estas regras, seja efetuada. Esta é a função do defuzzificador.

Existem vários métodos de transformação do conjunto difuso de saída em um valor preciso, representado a solução. O método do centróide é o mais indicado para sistemas de controle. Através dele calculamos o centro de gravidade do conjunto difuso obtido, produzindo um resultado que é sensível a todas as regras e tende a se deslocar de forma suave através da superfície de controle.

A defuzzificação pelo método centróide seleciona a saída como um valor correspondente ao centro de gravidade da função de pertinência de saída, sendo dado pela seguinte expressão:

$$X_0 = \frac{\int x\mu(x)dx}{\int \mu(x)dx} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \quad (6.3)$$

Onde:

$X_0$  - Centro de gravidade da função de pertinência de saída.

$x_i$  - Centro de gravidade da função de pertinência de saída ativada por cada regra.

$\mu(x_i)$  - Função de pertinência ativada por cada regra.

### 6.2.1 - Exemplo Numérico da Atuação do Controle *Fuzzy*.

Suponha que em determinado momento “ $t_0$ ” as variáveis de controle apresentam os seguintes valores instantâneos.

$$IE(t_0) = -0.2;$$

$$DIE(t_0) = 0.1.$$

Conforme a figura 6.3, tanto  $IE(t_0)$  quanto  $DIE(t_0)$  possuem grau de pertinência em dois subconjuntos difusos. A variável  $IE(t_0)$  ativa as funções de pertinência dos subconjuntos difusos PN e Z. A variável  $DIE(t_0)$  ativa as funções de pertinência de Z e PP. Por isto, serão ativadas as seguintes regras *fuzzy*:

Regra 1 - SE  $IE(t_0)$  é PN E  $DIE(t_0)$  é Z, ENTÃO  $DV_{CC}(t_0)$  é PN.

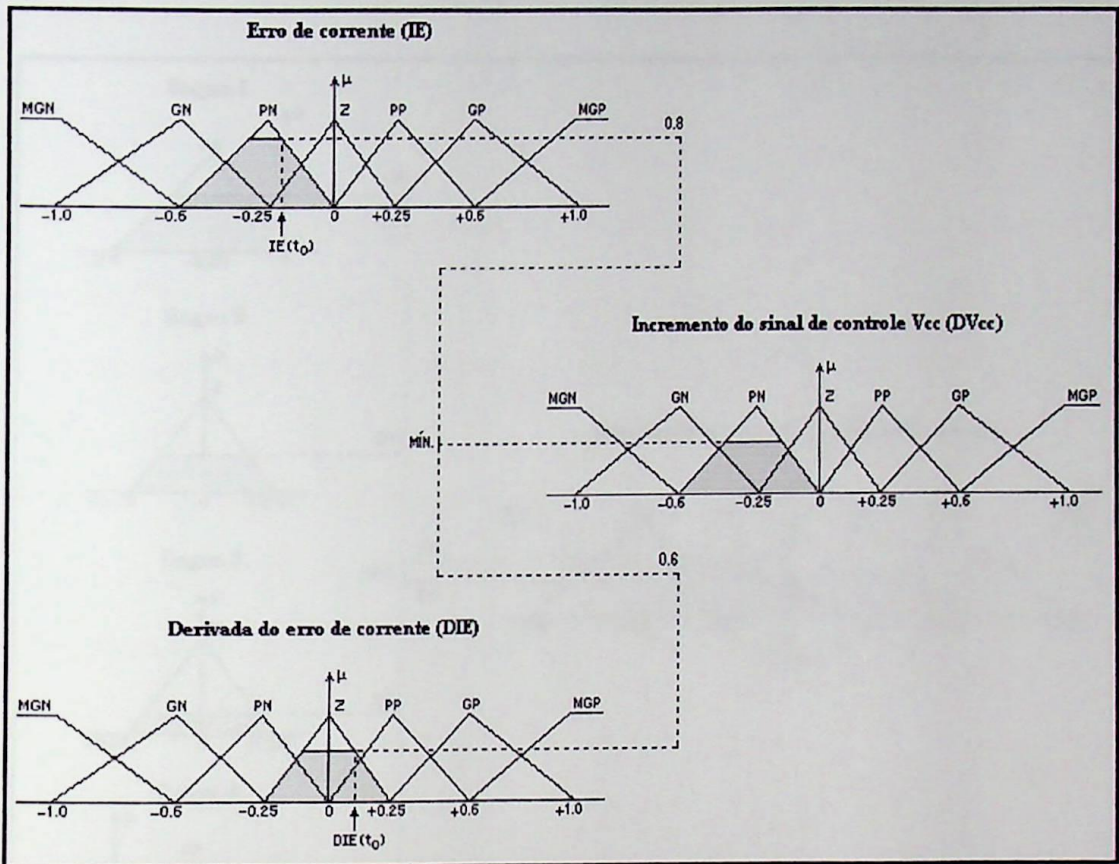
Regra 2 - SE  $IE(t_0)$  é Z E  $DIE(t_0)$  é Z, ENTÃO  $DV_{CC}(t_0)$  é Z.

Regra 3 - SE  $IE(t_0)$  é PN E  $DIE(t_0)$  é PP, ENTÃO  $DV_{CC}(t_0)$  é Z.

Regra 4 - SE  $IE(t_0)$  é Z E  $DIE(t_0)$  é PP, ENTÃO  $DV_{CC}(t_0)$  é PP.

A ação da Regra 1 é apresentada na figura 6.4 e obedece ao seguinte procedimento:

- Para cada regra, o **mínimo** das pertinências deve ser tomado.
- A função de pertinência da consequência deve ser truncada no valor obtido da premissa.

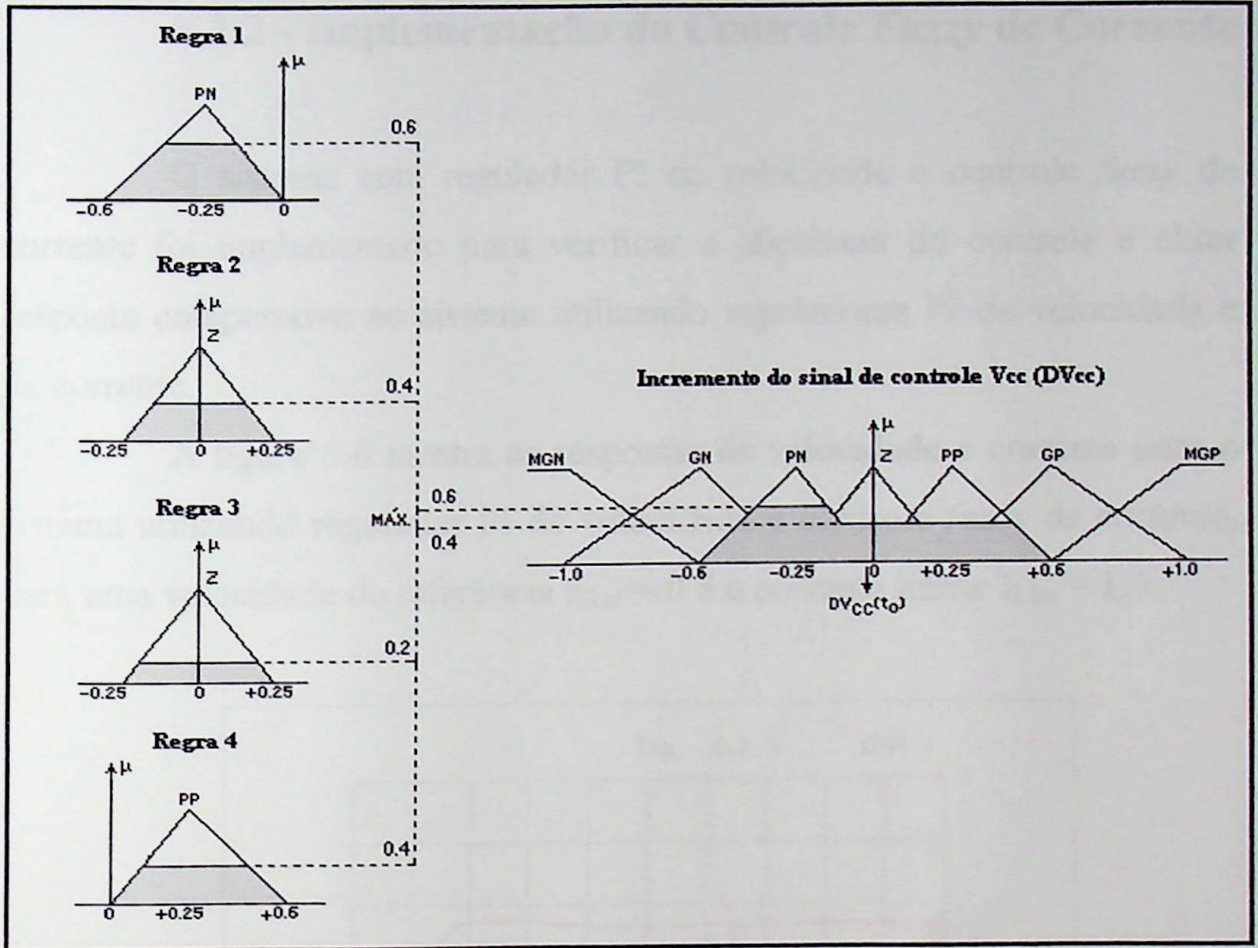


**Figura 6.4** Procedimento da atuação do controle fuzzy para regra 1

A função de pertinência é obtida de forma semelhante para cada regra ativada. As funções de pertinência assim obtidas são combinadas entre si, considerando o **máximo** das funções de pertinência de cada regra ativada. Este procedimento é mostrado na figura 6.5.

Nesta nova função de pertinência obtida é aplicada a técnica do cálculo do centro de gravidade, obtendo-se um valor de inferência como resultado. Para os valores instantâneos de entrada, a saída obtida é:

$$DV_{CC}(t_0) = -0.034.$$



**Figura 6.5** Procedimento da atuação do controle fuzzy combinando as funções de pertinência para cada regra ativada.

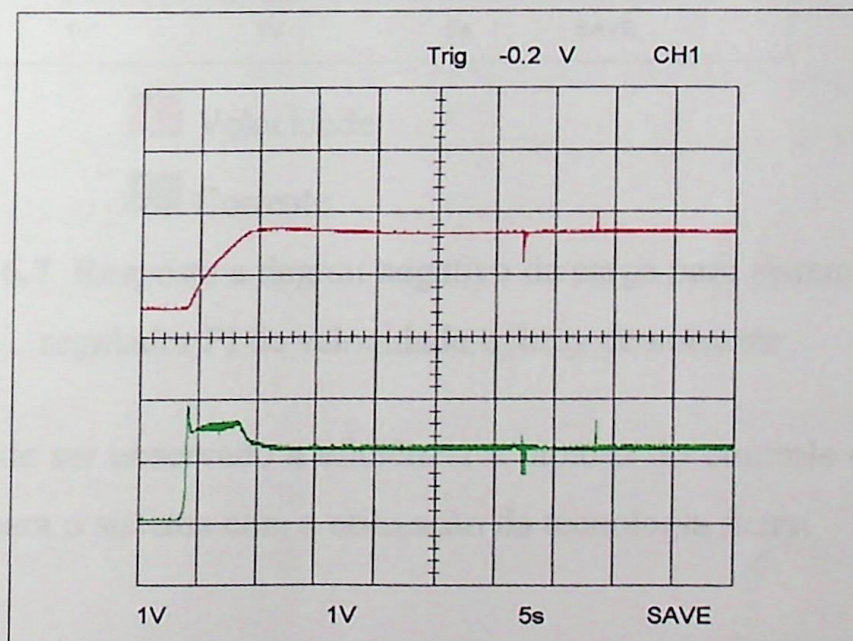
Uma atenuação constante deve ser introduzida para reduzir proporcionalmente o incremento de  $V_{CC}$ . Esta atenuação deve ser ajustada de forma a tornar o sistema estável.

O sistema de controle refaz este procedimento a cada momento, até que o ciclo se estabilize quando a Regra 2 for a única a ser ativada.

### 6.2.2 - Implementação do Controle *Fuzzy* de Corrente

O sistema com regulador PI de velocidade e controle *fuzzy* de corrente foi implementado para verificar a eficiência do controle e obter resposta comparativa ao sistema utilizando reguladores PI de velocidade e de corrente.

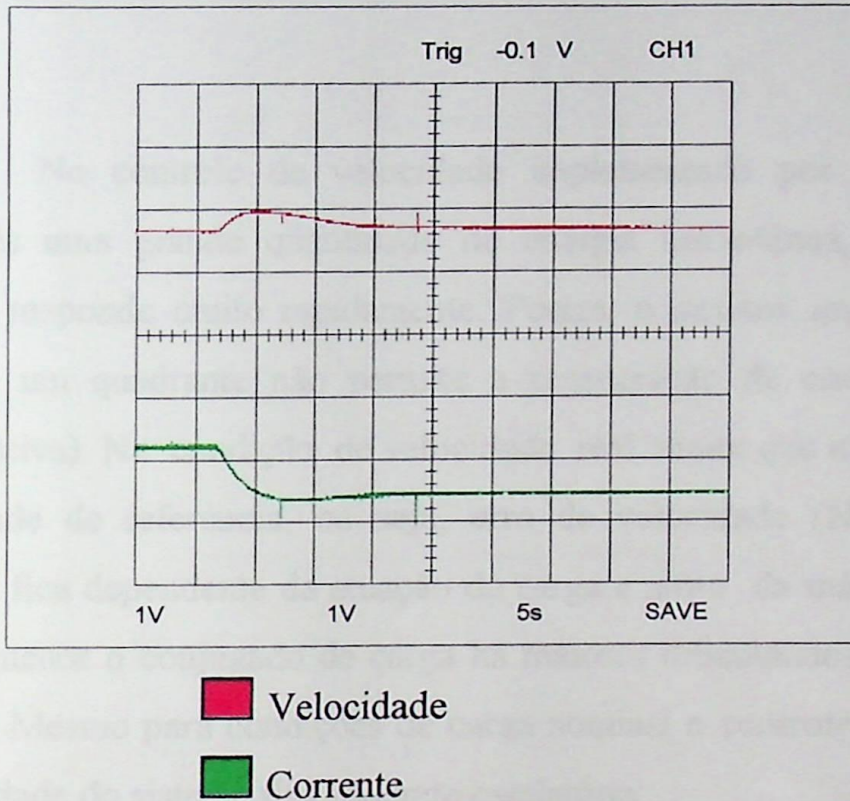
A figura 6.6 mostra as respostas de velocidade e corrente para o sistema utilizando regulador PI de velocidade e controle *fuzzy* de corrente, para uma velocidade de referência  $n_{Ref} = 0.8$  e corrente limite  $I_{Lim} = 1.0$ .



- Velocidade
- Corrente

**Figura 6.6** Partida com carga para sistema com regulador PI de velocidade e *fuzzy* de corrente

A figura 6.7 mostra a resposta a degrau negativo de carga nas mesmas condições.



**Figura 6.7** Resposta a degrau negativo de carga para sistema com regulador PI de velocidade e *fuzzy* de corrente

Pode ser observado a eficiência e rapidez do controle e limitação de corrente para o sistema com a utilização da tecnologia *fuzzy*.

### 6.2.3 - Implementação do Controle *Fuzzy* Completo.

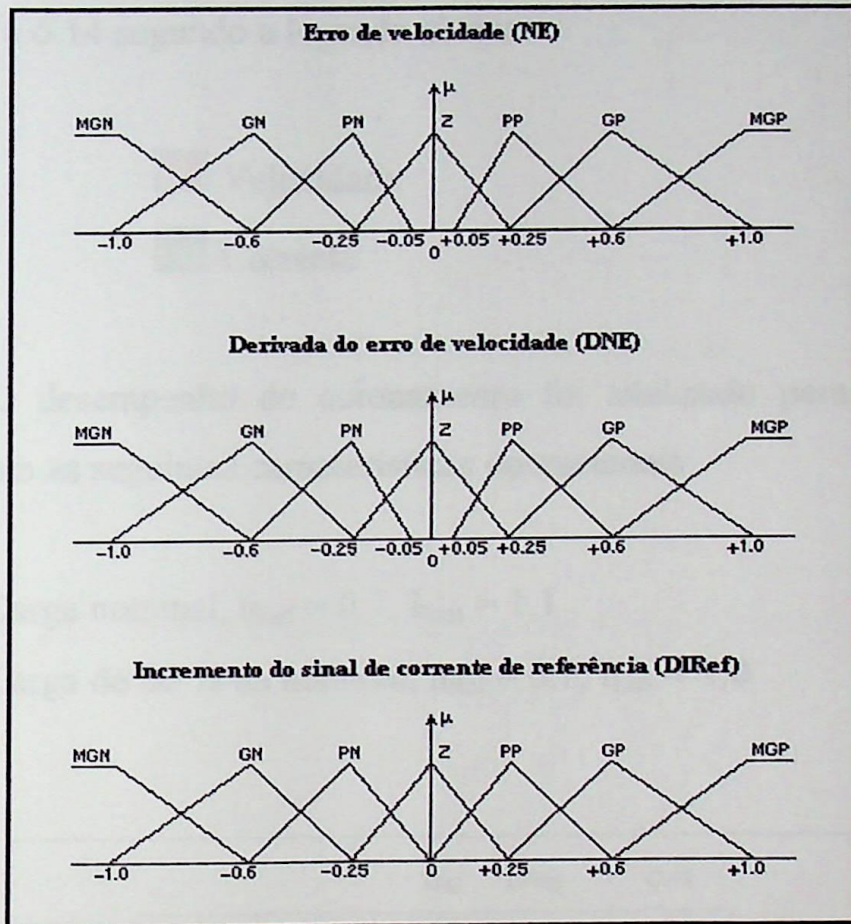
O controle de velocidade utilizando lógica *fuzzy* foi introduzido, sendo o algoritmo de controle implementado da mesma forma que o

controle implementado para a malha de corrente. Porém a introdução do controle *fuzzy* completo tornou o sistema bastante oscilatório devido as malhas estarem em cascata.

No controle de velocidade implementado por lógica *fuzzy* é fornecida uma grande quantidade de energia instantânea, e por isto, o sistema responde muito rapidamente. Porém, o sistema implementado em apenas um quadrante não permite a regeneração de energia (frenagem regenerativa). Na condição de velocidade real maior que a correspondente velocidade de referência, ou seja, erro de velocidade (NE) negativo, o controle fica dependente da atuação da carga e atrito da máquina. Por isto, quanto menor o conjugado de carga há maiores dificuldades de controlar o sistema. Mesmo para condições de carga nominal o controle é dificultado e a velocidade do sistema fica bastante oscilatória.

A estratégia utilizada para solução do problema é restringir a atuação do controle a erro de velocidade (NE) e derivada do erro de velocidade (DNE) de até  $\pm 5\%$ . Dentro desta região introduziu-se um pequeno incremento ao sinal de referência de corrente ( $DI_{Ref}$ ), positivo ou negativo, a cada interação, de forma a atingir velocidade e corrente estáveis.

As funções de pertinência adotadas para a malha de controle de velocidade são mostrados na figura 6.8.



**Figura 6.8** Representação das funções de pertinência adotadas para a malha de controle de velocidade.

Para analisar o desempenho do sistema e obter uma resposta comparativa em relação aos sistemas implementados utilizando reguladores PI, controle misto (PI de velocidade e *fuzzy* de corrente) e o controle *fuzzy* completo foram obtidos dados mantendo a mesma condição de carga, referência de velocidade e corrente limite.

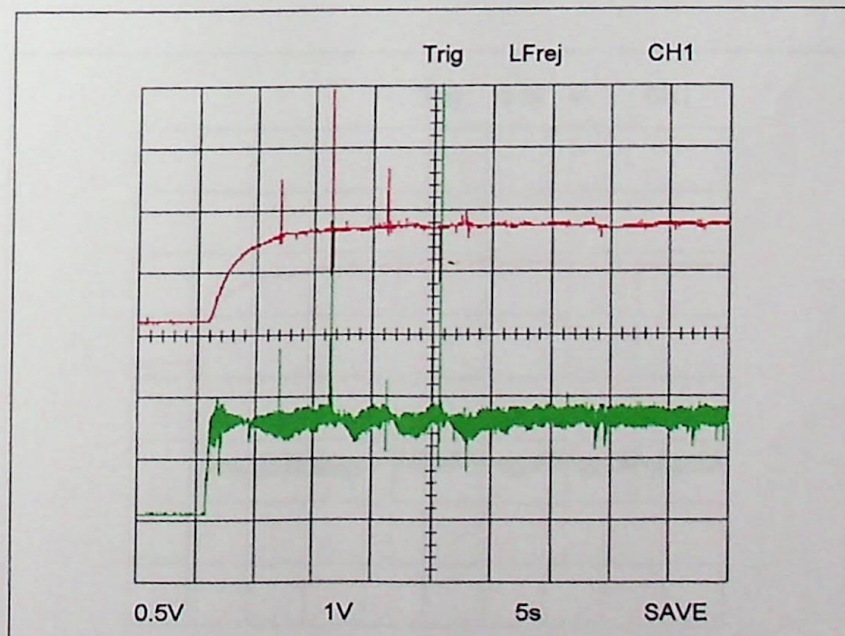
As respostas de velocidade e corrente estão apresentadas nas figuras 6.9 a 6.14 segundo a legenda abaixo:

- Velocidade
- Corrente

O desempenho do acionamento foi analisado para dois casos distintos com as seguintes características operacionais:

1° Caso - Carga nominal,  $n_{Ref} = 0.7$ ,  $I_{Lim} = 1.1$

2° Caso - Carga de 80 % da nominal,  $n_{Ref} = 0.7$ ,  $I_{Lim} = 1.0$



**Figura 6.9** Partida para sistema com reguladores PI

1° Caso



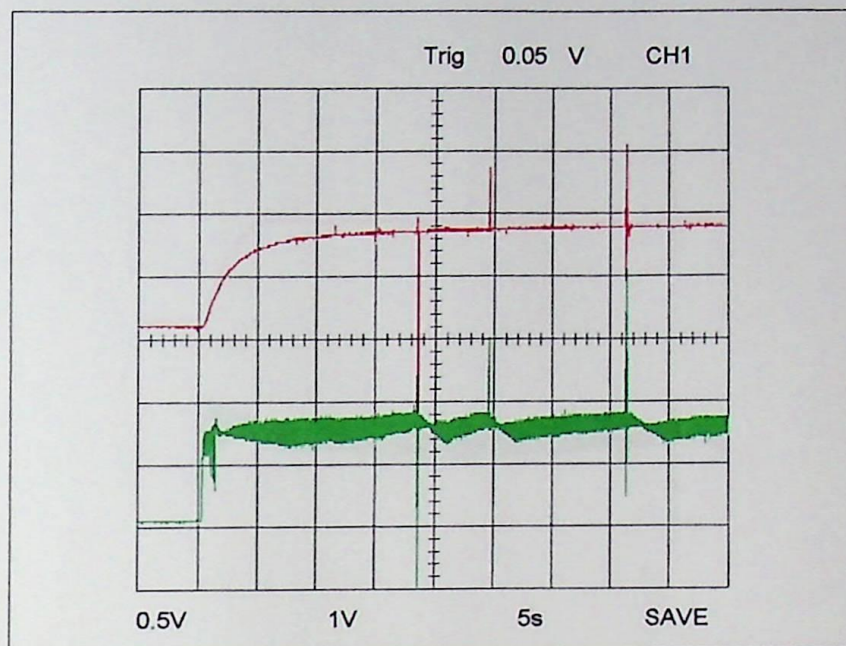


Figura 6.10 Partida para sistema com regulador PI de velocidade e *fuzzy* de corrente

1° Caso

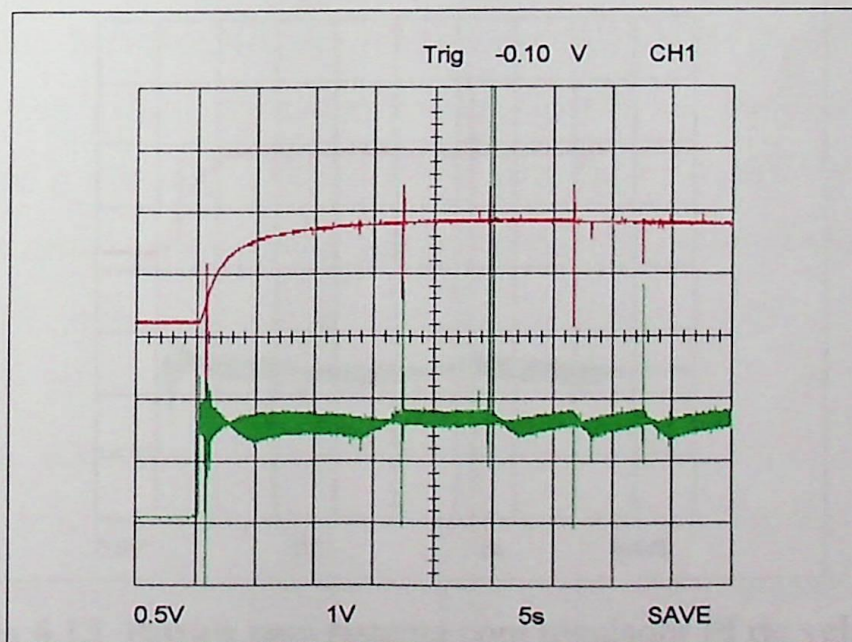
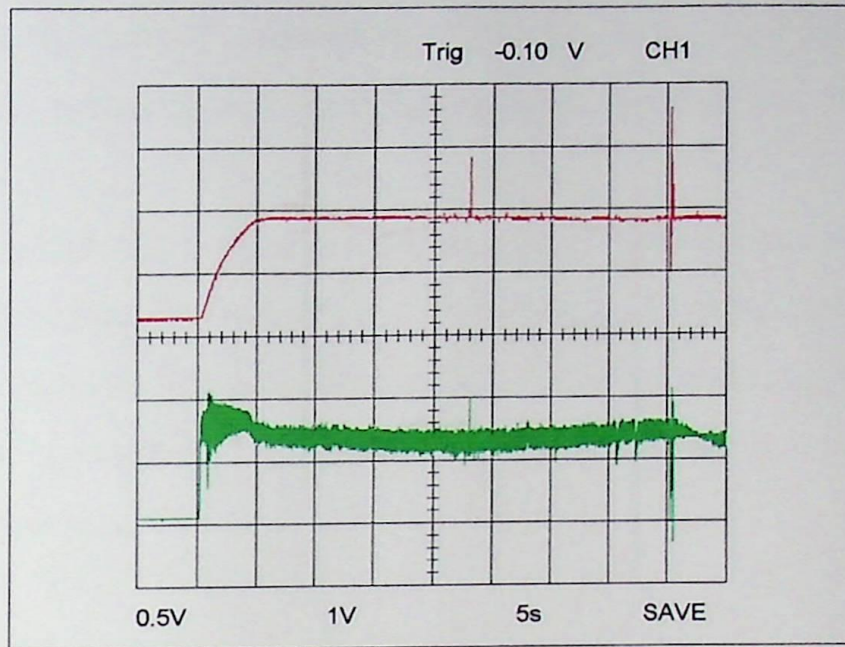
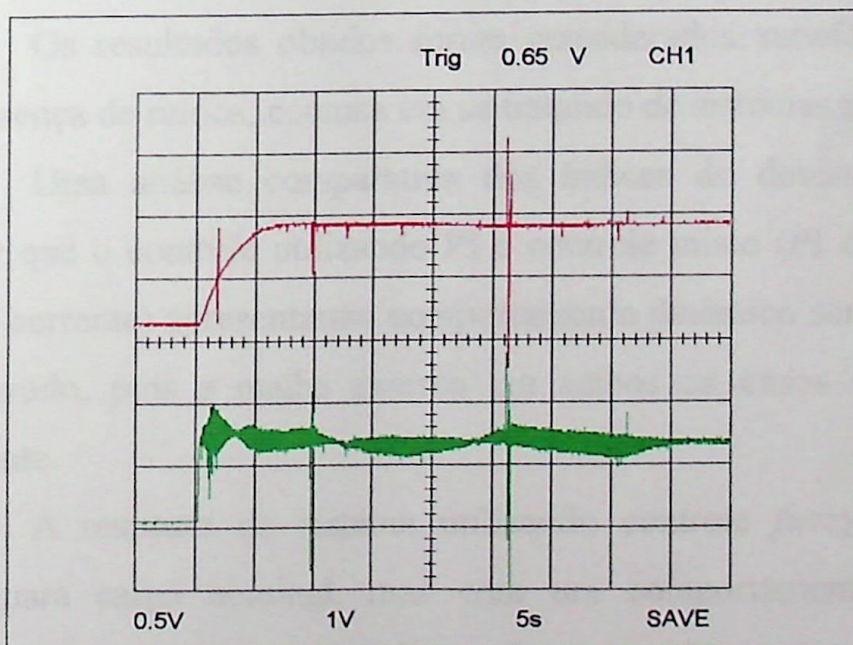


Figura 6.11 Partida para sistema com controle *fuzzy*

1° Caso



**Figura 6.12** Partida para sistema com reguladores PI  
2° Caso



**Figura 6.13** Partida para sistema com regulador PI de velocidade  
e *fuzzy* de corrente  
2° Caso



**Figura 6.14** Partida com carga para sistema com controle *fuzzy*  
2º Caso

Os resultados obtidos foram considerados satisfatórios, embora com presença de ruídos, comuns em se tratando de sistemas práticos.

Uma análise comparativa dos índices de desempenho permite observar que o controle utilizando PI e controle misto (PI de velocidade e *fuzzy* de corrente) apresentaram comportamento dinâmico semelhante, o que era esperado, pois a malha externa em ambos os casos utiliza controle equivalente.

A resposta do sistema utilizando controle *fuzzy* apresentou-se estável para carga nominal, mas com um comportamento ligeiramente oscilatório na partida com a redução de carga. Observou-se também que quanto menor for a carga maior é a oscilação da resposta e maior o tempo de acomodação ( $t_s$ ). Contudo, o tempo de subida ( $t_r$ ) que é tido como o

tempo que a resposta demora para atingir 90 % do valor final pela primeira vez, apresentou-se muito baixo, o que representa a velocidade do controle *fuzzy*.

Finalmente podemos concluir que o sistema com controle *fuzzy* apesar de eficiente, está limitado para a condição de plena carga, devido ao sistema não possuir frenagem regenerativa. Assim a variação de carga gera instabilidade no sistema, o que inviabiliza a utilização na maioria das aplicações práticas.

### Conclusões e Sugestões

O acionamento controlado para máquina de corrente contínua apresenta ainda grandes aplicações, contribuindo para a redução do fator de potência das cargas industriais.

Dentro deste contexto, esta Dissertação de Mestrado apresentou uma proposta de implementação prática do controle de velocidade e limitação de corrente para motores CC, utilizando os conversores CC-CC (choppers), com a vantagem de garantir um melhor fator de potência em relação à utilização das convencionais pontes tiristorizadas.

No estudo foram verificadas as características e o desempenho do acionamento utilizando duas topologias de circuito chopper: o chopper tiristorizado e o chopper transistorizado. Em aplicações práticas observou-se que, o chopper tiristorizado, apesar de eficiente, está sujeito a interrupções devido a falha de comutação, o que inviabiliza a maioria das aplicações. O chopper transistorizado apresentou-se como um circuito de fácil implementação, com suavidade de controle de tensão, e baixos custos e dimensões, sendo indicado para aplicações de baixa ou média potência.

Dentre as tecnologias de controle implementadas destaca-se a eficiência e flexibilidade do acionamento proposto no Capítulo 5. O sistema com reguladores PI introduzidos através de equações recursivas e utilizando o método de aproximação por integração trapezoidal apresentou-se com boa precisão e dinâmica, independente da carga do motor.

O controle utilizando *fuzzy sets* apesar de eficiente, apresentou um desempenho comprometido, além de estar limitado para a condição de plena carga, devido ao sistema não possuir frenagem regenerativa. Assim, o sistema torna-se instável para variações de carga consideráveis. É importante lembrar no entanto que, para conversores que permitam operação na condição de frenagem, o controle *fuzzy* pode apresentar resultados bastante satisfatórios.

Como trabalho futuro, sugere-se a implementação do acionamento em quatro quadrantes, proporcionando tanto reversibilidade quanto regeneração. Para isto, é recomendada a utilização do circuito chopper com ponte completa utilizando o IGBT. A regulação pode ser efetuada com eficiência utilizando a estratégia apresentada no Capítulo 5 ou o controle *fuzzy*.

São também sugestões para possíveis trabalhos de continuidade:

- Análise qualitativa e quantitativa das contribuições sobre o fator de potência das cargas, para os acionamentos utilizando ponte tiristorizada e chopper.

- Implementação de um circuito para solucionar o problema de falha de comutação no chopper tiristorizado.

- Utilização de redes neurais no acionamento.

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

- Assis, W. O., Rezek, A. J. J., Silva, L.E.B., “Projeto e Implementação de Controle Digital para Acionamento de uma Máquina CC através de Chopper”, **Anais II SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica**, EFEI - São Lourenço / MG, Novembro / 1997;
- Rezek, A. J. J., Silva, V. F., Sinzato, F. T. D., Teodor Jr., M. and Assis, W. O., “A Simple Firing Scheme for Thyristorized Chopper Circuit Based on a TCA 780 Dedicated Integrated Circuit”, **Anais II CONTROLO - 2<sup>nd</sup> Portuguese Control Conference**, Porto, Portugal, pp. 753-756, Setembro / 1996;

Por fim, vale salientar que as considerações finais de cada capítulo adicionam-se às apresentadas, concluindo-se, dessa forma, o trabalho aqui apresentado.

### Escolha e Ajuste dos Reguladores Utilizando o Método do Lugar das Raízes

A escolha do tipo de regulador a ser introduzido pode ser feita utilizando o método do lugar das raízes.

Seja a malha de controle e limitação de corrente proposta no Capítulo 3, e considerando a introdução de um controlador proporcional  $K_C$ , a função de transferência de malha fechada do sistema é:

$$G(s) = \frac{V_i K_C (1 + T_{gi}s)}{(1 + T_{SS}s) (1 + T_a s) (1 + T_{gi}s) + V_i K_C} \quad (\text{A.1})$$

Substituindo os valores dos parâmetros do sistema dimensionados, a equação característica é:

$$s^3 + 998.92889 s^2 + 194.7348 \cdot 10^3 s + (2.58098 \cdot 10^6 + 10.50458 \cdot 10^6 K_C) = 0 \quad (\text{A.2})$$

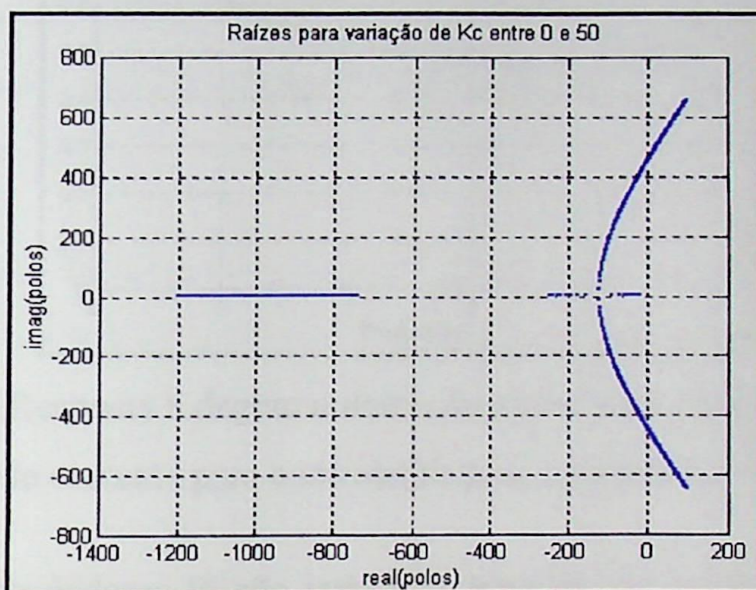
Aplicando o critério de estabilidade de ROUTH, para análise das condições de estabilidade do sistema, podemos concluir que os valores de  $K_C$  que tornam o sistema estável são:

$$-0.246 < K_C < 18.273$$

---

## Escolha e Ajuste dos Reguladores Utilizando o Método do Lugar das Raízes

O lugar das raízes do sistema é apresentado na figura A.1, onde podem ser observadas as regiões de estabilidade correspondentes.

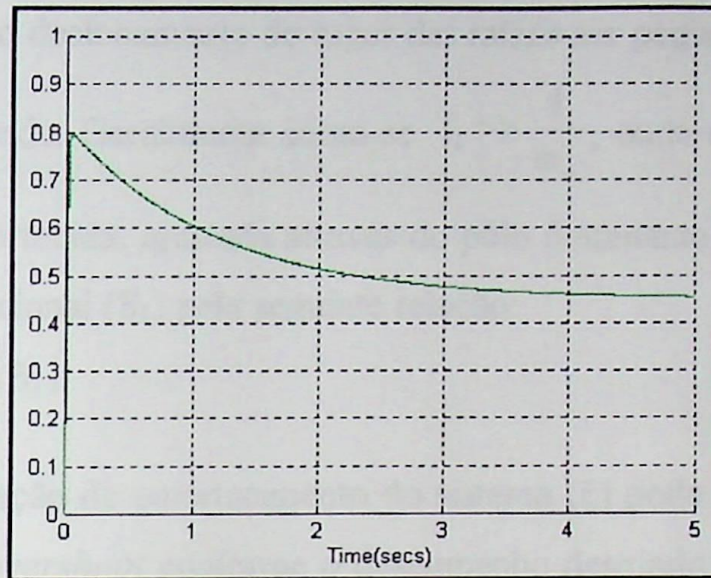


**Figura A.1** Lugar das raízes da malha de controle e limitação de corrente para controlador proporcional.

A figura A.2 mostra a resposta do sistema a degrau unitário para um controlador proporcional  $K_C = 1$ .

Analisando o lugar das raízes e a resposta a degrau unitário para controle proporcional, podemos identificar o tipo de controlador adequado para eliminar o erro em regime permanente e ajustá-lo conforme os índices de desempenho desejados. Para o caso específico, o controlador indicado é do tipo PI.

## Escolha e Ajuste dos Reguladores Utilizando o Método do Lugar das Raízes



**Figura A.2** Resposta a degrau unitário do sistema de controle e limitação de corrente para controlador proporcional  $K_C = 1$ .

Controladores PI são indicados para sistemas em que é possível obter comportamento transitório satisfatório com controle proporcional e nos quais se possa permitir alguma deterioração. A adição da componente integradora do PI provoca a deterioração do comportamento transitório do sistema, podendo inclusive, se ajustado de forma descuidada, provocar instabilidade. O regulador PI a ser introduzido tem a seguinte forma:

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = K_P \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (\text{A.3})$$

Onde:

$K_P$  - Ganho da componente proporcional do regulador PI

$K_I$  - Ganho da componente integradora do regulador PI

$T_I$  - Constante de tempo do regulador PI

## Escolha e Ajuste dos Reguladores Utilizando o Método do Lugar das Raízes

---

Para o deslocamento do lugar das raízes ser pequeno é necessário que  $T_I$  seja grande. Geralmente adota-se  $T_I \gg \frac{1}{\omega_n}$ , onde  $\omega_n$  a frequência natural não-amortecida, ajustada através do pólo dominante do sistema para controle proporcional ( $S_1$ ) pela seguinte relação:

$$\omega_n = |S_1| \quad (\text{A.4})$$

A relação de amortecimento do sistema ( $\xi$ ) pode ser especificada a partir de um *overshoot* conforme o desempenho desejado. Para a corrente do motor CC foi especificado um *overshoot* de 40 % ( $M_0 = 0.4$ ).

A relação de amortecimento pode ser obtida por:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + [\pi / \ln(M_0)]^2}} \quad (\text{A.5})$$

Então:  $\xi = 0.28$ .

Aproximando-se este sistema a um sistema de 2º grau, podemos determinar o pólo dominante do sistema por:

$$S_1 = -\xi\omega_n + j\sqrt{1 - \xi^2} \omega_n \quad (\text{A.6})$$

Então:  $S_1 = -0.28 \omega_n + j 0.96 \omega_n$

Seja a equação característica (A.2) colocada da seguinte forma:

$$D(s) + K_C N(s) = 0 \quad (\text{A.7})$$

Para o pólo dominante específico  $S_1$ , e com a introdução de um regulador PI podemos fazer a seguinte relação:

---

## Escolha e Ajuste dos Reguladores Utilizando o Método do Lugar das Raízes

---

$$\frac{D(S_1)}{N(S_1)} = -K_p + j 0 \quad (\text{A.8})$$

Igualando a parte imaginária da equação A.8, obtemos obter o valor de  $\omega_n$  que atende às condições especificadas. Será adotado o maior resultado para  $\omega_n > 0$ .

$$\text{Então: } \omega_n = 263.147$$

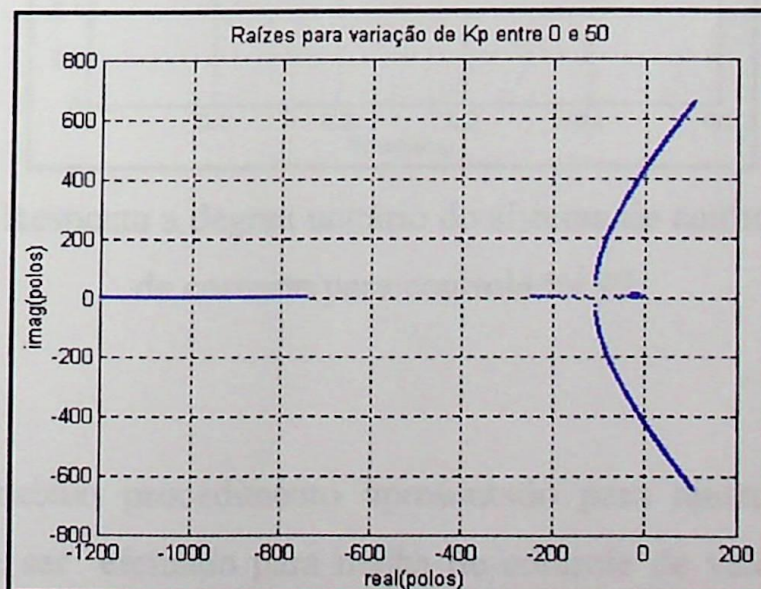
Igualando a parte real, obtemos o valor de  $K_p$  correspondente:

$$K_p = 5.368$$

Pela relação  $T_I \gg \frac{1}{\omega_n}$  (geralmente 10 a 20 vezes), podemos

estimar  $T_I$ . Adotado:  $T_I = 55$  [ms].

O lugar das raízes para a malha de corrente, com a introdução do PI e admitindo  $K_p$  variável é mostrada na figura A.3.



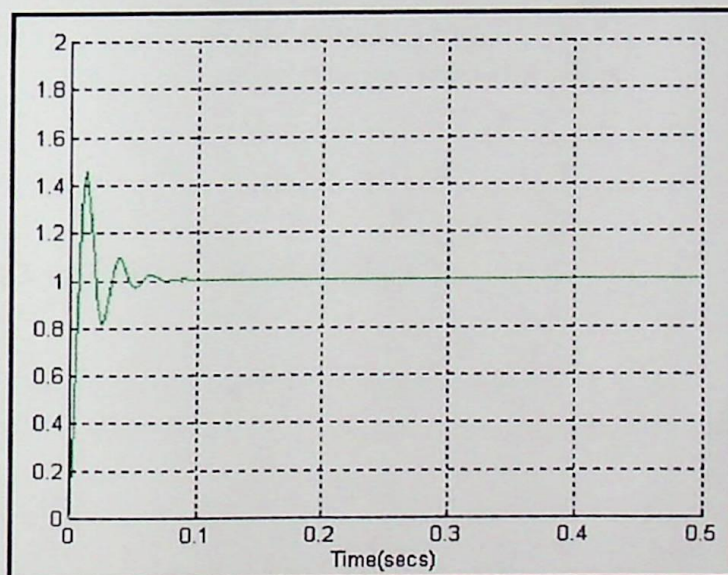
**Figura A.3** Lugar das raízes da malha de controle e limitação de corrente para controlador PI.

## Escolha e Ajuste dos Reguladores Utilizando o Método do Lugar das Raízes

---

Pode ser observada a deterioração e pequeno deslocamento do lugar das raízes devido ação da componente integradora.

A simulação da malha de corrente para um degrau unitário com a introdução do regulador PI dimensionado é mostrada na figura A.4, onde pode ser observado um desempenho com *overshoot* próximo ao especificado. Além disso, pode-se verificar a eliminação do erro em regime permanente.



**Figura A.4** Resposta a degrau unitário do sistema de controle e limitação de corrente para controlador PI.

O mesmo procedimento apresentado para ajuste da malha de corrente, pode ser efetuado para malha de controle de velocidade, com a vantagem de especificação dos parâmetros do regulador conforme os índices de desempenho desejados.

**Programa de Implementação 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 o cartão PCL-711B
* Versão     : 9 Chopper com IGBT - Parâmetros ajustados
* Data      : 01/05/97
*****
*/

```

/\* 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[10], dataout[10]; /* 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 numero de canais */

/* Variáveis pontos flutuantes do controle */
float ne=0.7, nReal=0.0, nRef=0.7;
float ne_1=0.1, nReal_1=0.0;
float iRef=1.0, iR=1.0, ie=-1.0, iReal=0.0, Ilim=1.0, iRefer=1.0;
float iRef_1=1.0, iR_1=1.0, ie_1=-1.0, iReal_1=0.0, iRefer_1=1.0;
float Tn=5.0, Tgs2=0.015, Ti=0.01;
float VRn=1.5, VRi=0.05, Vcc=0.9, Vcc_1=0.9, Vcontr=0.9;
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 endereço de outra variável." */
    datin = datain;          /* Atribui ao pointer datin o valor
                             equivalente à variável datain */
    param[0] = 0;           /* Número do cartão */
    param[1] = 0x220;       /* Endereço de Base I/O */
    /* Frequência de amostragem = Frequência de base do cartão/(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 , é endereço de memória (buffer) onde os dados
    serão guardados. Segmento , é 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- Não 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 p/ 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) : Início 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]/1.072);
/* 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;

tecla=0;}

/* Regulador de Velocidade */

void controll()
{
iRef=(b1*ne)+(b2*ne_1)+iRef_1; /* nreal= Realimentação de velocidade*/
iRef_1=iRef; /* nRef= Veloc. refer. após filtro */
ne_1=ne; /* ne= Erro de velocidade */
/* iRef= Corrente ref. - 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 refer. 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>0.9) Vcontr=0.9;
    if(Vcc<0.1) Vcontr=0.1; /* Limitação da tensão de controle */
    if(Vcc<=0.9 && Vcc>=0.1) Vcontr=Vcc;
}

/* Alteração nos parâmetros do sistema */
void teclado()
{
    if (kbhit()) tecla=getch(); /* Se for pressionada alguma tecla, */
    /* abrir a tela de saída */
    /* 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+0.05; /* Ajuste limitado ao */
    if (tecla==100 && nRef>0.06) nRef=nRef-0.05; /* intervalo 0<nRef<1 */

    /* Teclas "f" e "v" atuando no ganho VRn */
    if (tecla==102 && VRn<40.0) VRn=VRn+0.1;
    if (tecla==118 && VRn>0.2) VRn=VRn-0.1;

    /* Teclas "g" e "b" atuando na constante de tempo Tn */
    if (tecla==103 && Tn<5.000) Tn=Tn+0.05;
    if (tecla==98 && Tn>0.06) Tn=Tn-0.05;

    /* Teclas "h" e "n" atuando no ganho VRi */
    if (tecla==104 && VRi<10.0) VRi=VRi+0.5;
    if (tecla==110 && VRi>0.6) VRi=VRi-0.5;

    /* 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 do cartão */
    param[1]=0x220;     /* Endereço de base I/O */
                        /* Offset do Buffer , é endereço de memória (buffer) onde os dados
                        serão guardados. Segmento , é 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" */
    asm cli; /* Admite inclusão de uma função da linguagem assembler -
            função cli */
    do{ xx++; /* Incrementa 1 no número de interações */
        t.reset(); /* Reseta o temporizador "t" */
        t.start(); /* Inicia a temporização */
        conv_ad(); /* Efetua a subrotina de conversão A/D */
            /* Condição para efetuar as equações de controle -
            sinal de realimentação maior que o ruído normal */
        if(nReal>0.08)
            {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();

        if (iReal>0.08)
            {ie=iReal-iR;
            if(Vcc_1<0.9 && Vcc_1>0.1)control2();
            if(Vcc_1>0.9 && ie<0.0) control2();
            if(Vcc_1<0.1 && ie>0.0) control2();}

        if (iReal<0.08)
            Vcc=Vcc_1;

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

        if (xx==100) /* Imprime na tela resultados instantâneos cada 100 interações */
            {xx=0;

            clrscr();
            printf("\nVRn= %1.3f Tn= %1.4f VRi= %1.3f Ti= %1.4f", VRn, Tn, VRi, Ti);
            printf("\nTempo gasto: %fs ", T);
            printf("\ncanal[%3d] = % 1.3f (pu) canal[%3d] = % 1.3f (pu)", 0, nReal, 1, iReal);
            printf("\n nRef= %1.2f Vcontr= %1.2f iR= %1.4f ie= %1.2f", nRef, Vcontr, iR, ie);
            printf("\n 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" é menor fazemos T=t.*/

if (kbhit()) tecla=getch(); /* Admite alteração dos parâmetros on-line */
    }
while(tecla!=27); /* Interrupção do programa pela tecla ESC */
asm sti;        /* Admite inclusão de uma função da linguagem assembler -
                função sti */
    }
```

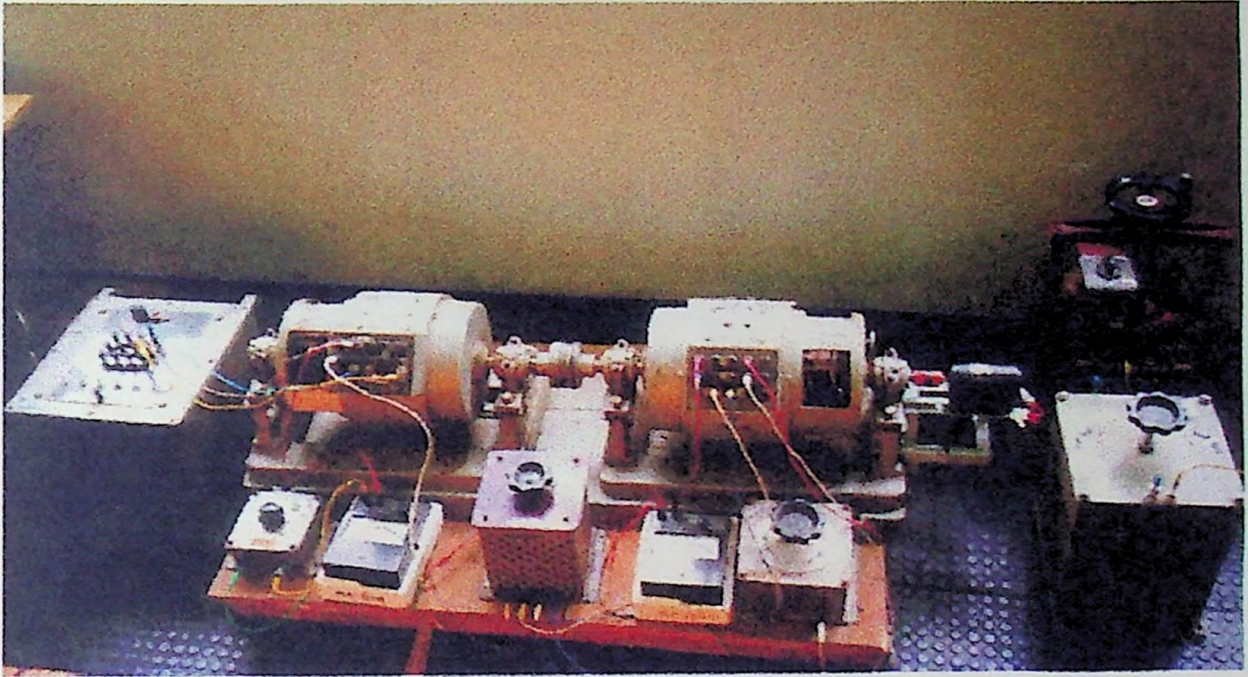
**Montagem Prática em  
Laboratório**



**Figura C.1** Montagem completa do acionamento

Identificação das partes constituintes:

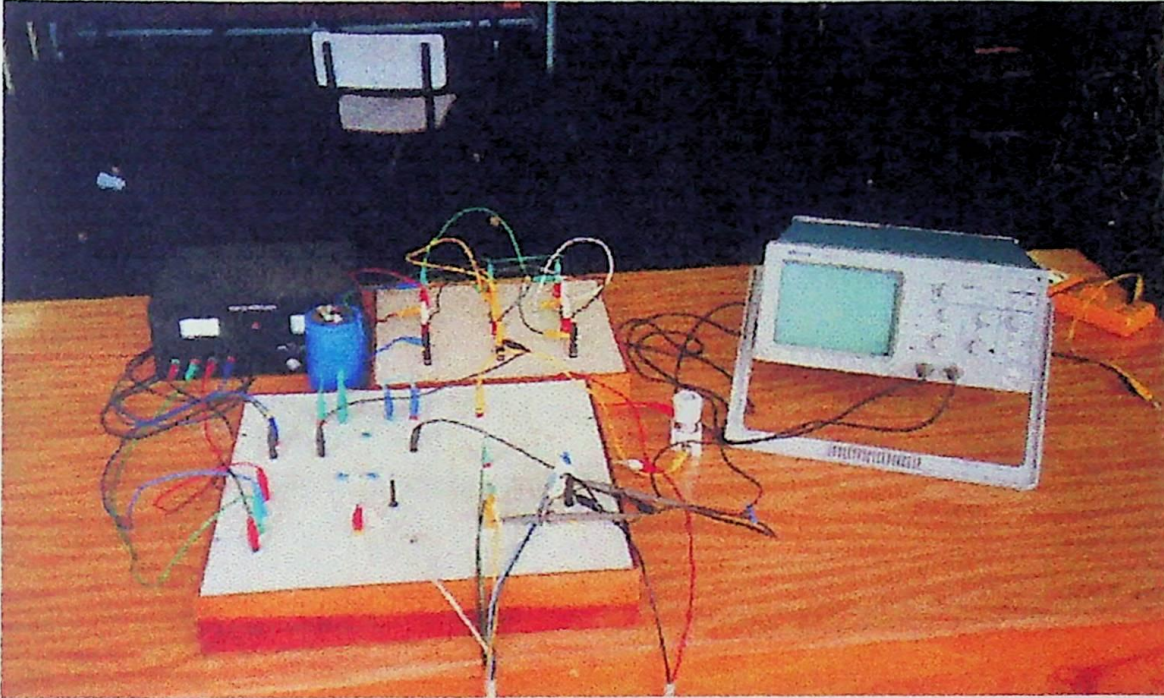
- \_ PC (*personal computer*), incluindo placa de aquisição de dados, placa de bornes de entrada e programa de implementação em C<sup>++</sup>.
- \_ Motor e carga
- \_ Bancada de trabalho



**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 partida
- \_ Reostato de campo e amperímetros
- \_ Indutor de alisamento



**Figura C.3** Bancada de trabalho

Identificação das partes constituintes:

- \_ Fonte de alimentação externa;
- \_ Capacitor de entrada do chopper;
- \_ Ponte conversora a diodos;
- \_ Caixa didática, incluindo IGBT, transdutor de corrente ( sensor Hall ), placa de disparo utilizando TCA 780, placa de interface e isolamento, divisor resistivo para realimentação de velocidade, filtros para os sinais de realimentação, circuito *snubber*, etc.;
- \_ Fusível;
- \_ Osciloscópio.

---

## Referências Bibliográficas

- [1] Mohan, N., Undeland, T. M. and Robbins, W. P., “Power Electronics - Converters, Applications, and Design ”, John Wiley and Sons, New York, USA, 1995;
- [2] Bose, B. K., “ Modern Power Electronics - Evolution, Technology and Applications ”, IEEE Industrial Electronics Society, New York, USA, 1992;
- [3] Silva, V. F., “ Aspectos Operacionais de Conversores de Potência ”, Dissertação de Mestrado, EFEI, Itajubá/MG, 1980;
- [4] Kassakian, J. G., Schlecht, M. F. and Verghese, G. C., “ Principles of Power Electronics ”, Ed. Addison - Wesley, Massachusetts, USA, June/1992;
- [5] Almeida, José Luis Antunes, “ Eletrônica de Potência ”, Ed. Érica, São Paulo/ SP, 1986;

- [6] Eletricidade Moderna, “ Energia Reativa - A nova legislação sobre o fator de potência das cargas ”, Ed. Aranda, nº 217, pp. 22-39, abril/1992;
- [7] 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 - Seminário Internacional de Motores Elétricos e Acionamentos Reguláveis**, vol. III, pp. 141-160, EPUSP, São Paulo/SP, 1991;
- [8] Rezek, A. J. J., “ Industrial Electricity ”, EFEI, Itajubá/MG, 1993;
- [9] Fröhr, F., Orttenger, F., “ Introducción al Control Electrónico ”, Marcombo S. A., Siemens Aktiengesellschaft, Barcelona, 1986;
- [10] Ogata, K., “Projeto de Sistemas Lineares de Controle com MATLAB”, Ed. Prentice-Hall do Brasil Ltda., Rio de Janeiro / RJ, 1996;
- [11] Ogata, K., “ Solução de Problemas de Engenharia de Controle com MATLAB ”, Ed. Prentice - Hall do Brasil Ltda., Rio de Janeiro/ RJ, 1997;

## Referências Bibliográficas

---

- [12] D'Azzo, J. J., Houpis, C. H., "Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares", Ed. Guanabara Dois S. A., Rio de Janeiro/RJ, 1978;
- [13] Ogata, K., "Modern Control Engineering", Prentice - Hall, Inc., Englewood Cliffs / NJ, USA, 1970;
- [14] SIEMENS, "TCA 780 - Notas de aplicação", Boletim Técnico Informativo ICOTRON, Out./Nov. 1978.
- [15] Boylestad, R., Nashelsky, L., "Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos", Ed. Prentice - Hall do Brasil Ltda., Rio de Janeiro / RJ, 1984;
- [16] Advantech Corporation Co., "PCL-711B - PC Multilab Card - User's Manual", Taiwan, Aug. 1993;
- [17] Rosa, P. C., "Implementação de Reguladores PID - Digitais em Sistemas com Microprocessadores", Dissertação de Mestrado, EFEI, Itajubá / MG, 1989;
- [18] Sousa, G. C. D., and Bose, B. K., "A Fuzzy Set Theory Based Control of a Phase - Controlled Converter DC Machine Drive", **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 30, nº 1, pp. 34-44, Jan./Feb. 1994;

## Referências Bibliográficas

---

- [19] Cox, E., “ Fuzzy Fundamentals ’”, IEEE Spectrum, October / 1992;
- [20] Guimarães, C. A. M., “ Um Sistema de Chaveamento Point on Wave Baseado em Microcomputador ”, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis / SC, 1986;
- [21] Coelho, C. A. D., “ Algoritmos Computacionais Baseados no Lugar das Raízes para Ajuste de Parâmetros de Sistemas de Controle ”, **Anais VI Seminário de Pesquisa da EFEI**, pp. 66 - 74, Itajubá / MG, maio / 1992.

EFEI / BIBLIOTECA

ESTE LIVRO DEVE SER DEVOLVIDO NA

ÚLTIMA DATA CARIMBADA.

04. 9 98	06/06/05	
<del>20. 10 98</del>	13/06/05	
<del>17. 12. 98</del>	20/06/05	
<del>28. 12. 98</del>	<del>00/00/00</del>	
19. 03 99	28/06/05	
05. 04 99	09 SET 2005	
16. 4. 99	27/06/06	
10. 5 99	03/07/06	
21. 5 99	16-08-07	
27. 6. 99	25/06/06	
15. 06. 99	25/08/08	
01/07/99	04/09/08	
19/10/99		
29. 10 99		
10. 11. 99		
27 11. 99		
27. 10 2000		
28. 08. 01		
13/09/02		
01/11/06		
07/11/2003		

EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ

8200943



NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA