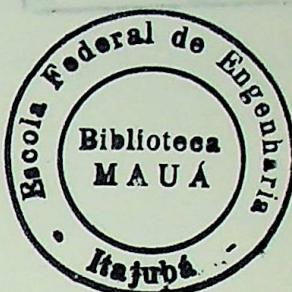


TESE

821



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ



Implementação de um Sistema de Controle Digital para Conversor Dual baseado em Microcontrolador

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

AUTOR : *Luiz Lenarth Gabriel Vermaas*

ORIENTADOR : *Prof. Valberto Ferreira da Silva*

CO-ORIENTADOR : *Prof. Carlos Alberto M. Pinheiro*

Trabalho de Dissertação apresentado à comissão de pós-graduação da Escola Federal de Engenharia de Itajubá como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Itajubá , Setembro de 1995.

CLASS	681.58 (M2.9)
CUTT.	✓ 522 i
TERM	891



Introducción al Sistema de Control
Digital para Conversor Dual
desarrollado en Microcontrolador

PRESENTACIÓN DE MESTRADO

AUTOR: José Enrique Gutiérrez Vázquez
ORIENTADOR: Lic. Arturo Ramírez de la Torre
CO-ORIENTADOR: Lic. Carlos López M. Linares

Este trabajo es presentación de la licenciatura en
Ingeniería en Procesos de Producción e Industrial de
la Universidad de Guadalajara, que tiene como
objetivo contribuir al mejoramiento continuo de
los procesos productivos en el país.

AGRADECIMENTOS

Aqui ficam registrados os agradecimentos de todos os envolvidos na realização da obra, que foram muitos e de diferentes tipos.

À minha esposa Ana Lucia Vargas, pela compreensão e apoio durante a fase de elaboração desse trabalho.

Aos meus pais Luis Vargas e exemplar que me deram o pelo qual eu sou.

“Alguns homens constroem cidades...
o restante vive nelas.”

Ao Prof. Valente Pacheco de Oliveira, professor
morrado, pelo ambiente de trabalho.

“Alguns homens planejam vias expressas...
o restante dirige nelas.”

Ao Prof. Carine Alberto Vargas, sempre de boa vontade estivera
apoiando meu trabalho.

Assim como estes poucos escolhidos, o sucesso virá para aqueles que se atrevem a ser pioneiros... aqueles que constroem as fundações e as grandes super-estruturas, para atender às necessidades da raça humana.

Ao Prof. Luiz Eduardo Machado, professor
de engenharia civil, que sempre apoiou
meu trabalho.

Desenvolva dentro de você mesmo a grandiosa obsessão de ajudar aos outros a ajudar a si próprios e motivar pessoas a desenvolver e usar o máximo de seu potencial, e você os ajudará a construir as mais sólidas fundações e as maiores super estruturas em suas vidas.

A todos os professores do
que realizaram juntos no meu projeto de trabalho de disertação.

Quando você aceitar o desafio para desenvolver esta obsessão de ajudar aos outros, você terá descoberto o significado de uma vida mais rica e abundante.

Ao amigo Leandro Machado Pacheco, comumente de

que realizamos juntos no meu projeto de trabalho de disertação.

Finalmente, a todos que durante os últimos meses participaram direta ou indiretamente

AGRADECIMENTOS

A Deus, sempre presente em todos os acontecimentos de nossa vida, fonte de força , inspiração e coragem nos momentos difíceis e muitas vezes esquecido nos momentos de alegria.

À minha esposa Andréa Costa Vermaas, pela compreensão e incentivo durante a fase de elaboração deste trabalho.

Aos meus pais Luiz Vermaas e Dynéa Gabriel Vermaas, pela educação exemplar que me deram e pela ajuda e incentivo em todas as etapas de minha vida.

Ao Prof. Valberto Ferreira da Silva por ter aceito orientar esta dissertação de mestrado, pela amizade e interesse demonstrados em todas as etapas deste trabalho.

Ao Prof. Carlos Alberto Murari Pinheiro, co-orientador deste trabalho, que sempre de boa vontade esteve pronto a nos auxiliar e nos prestar seu imprescindível apoio técnico.

Ao Prof. Carlos Alberto Dias Coelho, meu orientador acadêmico, pelo auxílio prestado durante à fase de obtenção de créditos.

Ao Prof. Luiz Eduardo Borges da Silva , pelo incentivo e fornecimento de artigos e equipamentos que contribuíram para conclusão desta dissertação de mestrado.

À todos os professores do Departamento de Eletrônica que me incentivaram à concluir este trabalho.

Ao amigo Luciano Machado Cavalca, companheiro de curso, pelo trabalho que realizamos juntos na fase inicial do trabalho de dissertação.

Enfim, à todos que direta ou indiretamente participaram desta conquista.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

RESUMO

RESUMO

Este trabalho descreve o projeto, implementação e testes de um sistema de controle de velocidade e corrente para conversor dual sem corrente de circulação, totalmente digital, baseado no microcontrolador 68HC11 da Motorola. A proposta básica desta dissertação é o desenvolvimento de hardware e software de um equipamento para aplicação didática.

São analisadas as potencialidades de hardware e software do microcontrolador 68HC11 e sua interface com o sistema a ser controlado. São descritos os circuitos da CPU, circuito de disparo digital baseado em contadores, amplificador de pulsos, transdutores de velocidade e corrente. São propostos os algoritmos de controle para implementação dos controladores PI de corrente e velocidade e lógica de comutação dos conversores tiristorizados, acompanhados do software em linguagem C.

Considerações à respeito do conversor dual com e sem corrente de circulação são feitas, assim como a operação no modo de condução descontínuo de corrente e estratégias de controle para este caso.

São apresentados também os resultados experimentais do comportamento dinâmico da velocidade e corrente na MCC, durante a partida, frenagem e reversão no sentido de rotação.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

ABSTRACT

ABSTRACT

This work describes the design, implementation and test of a current and speed digital control system for a dual converter with no circulation current. The system is based on the Motorola 68HC11 microcontroller. The objective of this work was the development of both hardware and software of digital control equipment for didactic purpose.

The 68HC11 hardware and software potentialities are analysed, considering the interface with the system to be controlled. The CPU and the trigger circuits are described. Also, the pulse amplifier and the current and speed transducers are presented. The control algorithms to implement the current and speed PI controller are proposed. This work also shows the computation logic of the converters, including the software in C language.

This work considers the dual converter with and without circulation current. Also, the discontinuous current conduction mode, and its control strategy are considered.

The experimental results with the dynamic behavior of the MCC speed and current during start-up, breaking and change rotation direction are presented.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

Capítulo I

Introdução ao Controle Digital

Capítulo II

Conversor, Dado

2.1 - Introdução

2.2 - Conversor Dado sem Correção de Codificação

2.3 - Modo de Codificação Descritiva

Capítulo III

Microcontrolador 6811-781

3.1 - Introdução

3.2 - Microcontrolador 6811-781

3.3 - Arquitetura do 6811-781

SUMÁRIO

Capítulo I

Introdução ao Controle Digital

Capítulo II

Conversor, Dado

2.1 - Introdução

2.2 - Conversor Análogo-Digital

2.3 - Conjunto de Integração

2.4 - Modo de Entrega

2.5 - Modo Multiplexado

2.6.1 - Profundidade de Código

2.6.2 - Profundidade de Código

Capítulo III

Microcontrolador 6811-781

Capítulo IV

Programação do 6811-781

Capítulo V

Diagrama de Fluxo

Capítulo VI

Diagrama de Organograma

Capítulo VII

Diagrama de Logica

4.2.2 - Descrição de Componente

4.2.3 - Especificação de Componente

SUMÁRIO

Capítulo I Introdução ao Controle Digital

Capítulo II Conversor Dual

2.1 - Introdução	10
2.2 - Conversor Dual sem Corrente de Circulação	13
2.3 - Modo de Condução Descontínuo	15

Capítulo III Microcontrolador 68HC11

3.1 - Introdução.....	20
3.2 - Microcontrolador 68HC11A1	20
3.2.1 - Modos de Operação	21
3.2.2 - Descrição dos Pinos	22
3.2.3 - Portas de Entrada e Saída	25
3.2.4 - Memórias	25
3.2.5 - Registros	26
3.2.6. - Conversor Analógico - Digital	27
3.2.7 - Conjunto de Instruções	29
3.2.8 - Modos de Endereçamento	30
3.3 - Modo Multiplexado Expandido	31
3.3.1 - Programação da EPROM.....	32

Capítulo IV Implementação do Hardware

4.1 - Introdução	35
4.2 - Circuito de Disparo Digital	37
4.2.1 - Filosofia do Circuito	37
4.2.2 - Descrição do Circuito	39
4.2.3 - Ensaios Dinâmicos.....	41
4.3 - Lógica de Bloqueio e Intertravamento	43
4.4 - Amplificador de Pulso	45

	4.5 - Transdutor de Corrente.....	47
	4.6 - Transdutor de Velocidade.....	48
Capítulo V	Estratégia de Controle	
	5.1 - Introdução.....	51
	5.2 - Controladores Digitais.....	51
	5.3 - Algorítmo de Controle.....	53
	5.4 - Estratégia na Condução Descontínua.....	58
Capítulo VI	Resultados Experimentais	
	6.1 - Introdução.....	64
	6.2 - Operação em dois quadrantes.....	65
	6.3 - Operação nos quatro quadrantes.....	69
Conclusões		76
Apêndice A	Função de Transferência do Motor	79
Apêndice B	Resultados de Simulação	87
Apêndice C	Softwares em Linguagem C	90
Referências Bibliográficas		104



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

FIG.1 - Diagrama em Blocos de um sistema microprocessado para aplicações em controle de sistemas e processos 2

FIG.2 - Diagrama em Blocos do Sistema de Controle para Conversor Dual 3

FIG.3 - Diagrama em Blocos do Conversor Dual 4

FIG.4 - Operações nos quatro Quadrantes 5

FIG.5 - Conversor Dual com conversão de frequência 6

FIG.6 - Conversor Dual com corrente de circulação 7

FIG.7 - Formas de onda de tensão e corrente nos terminais DC da alternador controlados pelo pulsos, com carga RL 8

FIG.8 - Formas de onda de tensão e corrente nos terminais DC do transformador 9

ÍNDICE DE FIGURAS

FIG.9 - Diagrama esquemático de um circuito de disparo 10

FIG.10 - Conexões do Celuloso Oscilador Externo 11

FIG.11 - Módulo de Operação do 68HC11A1 12

FIG.12 - Mapa de Memória do 68HC11A1 13

FIG.13 - Registradores OPTION e ADC11 14

FIG.14 - Diagrama Esquemático do 68HC11A1 15

FIG.15 - Diagrama em Blocos típico de um sistema de controle de MCC 16

FIG.16 - Diagrama em Blocos do Hardware 17

FIG.17 - Circuito do Disparo Digital Equivalente 18

FIG.18 - Forma de Onda da Saída do Circuito de Disparo 19

FIG.19 - Gráfico de Tensão para o variando de 60° para 90° 20

FIG.20 - Tempo de Resposta do Circuito de Disparo 21

FIG.21 - Trecho de Pulses gerado à partir do círculo de disparo 22

FIG.22 - Lógica de Requisição e Interrupção 23

FIG.23 - Amplificador de Pulses 24

ÍNDICE DE FIGURAS

FIG.1 - Diagrama em Blocos de um sistema microprocessado para aplicações em controle de sistemas e processos	2
FIG.2 - Diagrama em Blocos do Sistema de Controle para Conversor Dual	5
FIG.3 - Diagrama em Blocos do Conversor Dual	11
FIG.4 - Operação nos quatro Quadrantes	11
FIG.5 - Conversor Dual com corrente de circulação	12
FIG.6 - Conversor Dual sem corrente de circulação	14
FIG.7 - Formas de onda de tensão e corrente nos terminais DC do conversor controlado de 6 pulsos, com carga RL	16
FIG.8 - Formas de onda de tensão e corrente nos terminais DC do conversor controlado de 6 pulsos, com carga produzindo FCEM.	18
FIG.9 - Diagrama em Blocos do Microcontrolador 68HC11	21
FIG.10 - Conexões do Cristal ou Oscilador Externo	23
FIG.11 - Modos de Operação do 68HC11A1	24
FIG.12 - Mapa de Memória do 68HC11A1	26
FIG.13 - Registros OPTION e ADCTL	28
FIG.14 - Diagrama Esquemático do 68HC11A1	32
FIG.15 - Diagrama em Blocos típico de um sistema de controle de MCC	35
FIG.16 - Diagrama em Blocos do Hardware	36
FIG.17 - Circuito de Disparo Digital Equidistante	38
FIG.18 - Forma de Onda da Saída do Circuito de Disparo	41
FIG.19 - Gráfico de Tensão para α variando de 60° para 90° .	42
FIG.20 - Tempo de Resposta do Circuito de Disparo	43
FIG.21 - Trem de Pulses gerado à partir do circuito de disparo	44
FIG.22 - Lógica de Bloqueio e Intertravamento	45
FIG.23 - Amplificador de Pulso	46
FIG.24 - Transdutor de Corrente	47

FIG.25 - Circuito do Transdutor de velocidade	48
FIG.26 - Fluxograma do Programa Principal	55
FIG.27 - Fluxograma da Lógica de Reversão	57
FIG.28 - Diminuição de velocidade com frenagem regenerativa	58
FIG.29 - Realimentação Negativa de Tensão	59
FIG.30 - Compensação não-linear	60
FIG.31 - Características de Corrente no motor-conversor em regime permanente	61
FIG.32 - Diagrama em Blocos de um controlador com algoritmo adaptativo	62
FIG.33 - Resposta de Corrente com rotor travado.	65
FIG.34 - Resposta dinâmica na partida do motor à vazio	66
FIG.35 - Resposta dinâmica na partida do motor com carga	67
FIG.36 - Aumento de carga no eixo da MCC em Malha aberta.	68
FIG.37 - Aumento de carga no eixo da MCC em Malha fechada.	68
FIG.38 - Sinais de Bloqueio durante o comando de Reversão	70
FIG.39 - Velocidade e Corrente durante a reversão (com carga)	71
FIG.40 - Velocidade e Corrente durante a reversão (sem carga)	71
FIG.41 - Partida e Reversão do Sentido de Rotação	72
FIG.42 - Diminuição da rotação com frenagem regenerativa	73
FIG.43 - Diminuição da rotação sem frenagem regenerativa	74
FIG.44 - Representação esquemática de uma MCC de excitação independente	79
FIG.45 - Diagrama em blocos da MCC	81
FIG.46 - Desaceleração do motor	82
FIG.47 - Curva real de desaceleração do motor	83



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

CAPÍTULO I

Introdução ao Controle Digital

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO AO CONTROLE DIGITAL

O advento dos microprocessadores desde o início da década de 1970, trouxe uma nova dimensão em todos os ramos da atividade humana, apresentando uma crescente e efetiva participação em diversas aplicações, em particular as áreas de Sistemas de Controle e Eletrônica de Potência tem incorporado com grande rapidez estas inovações tecnológicas. O impacto desta evolução na área de Potência é tão significante quanto o advento dos semicondutores de potência em meados de 1950 [1]. Durante muitos anos, as metodologias de controle existentes não podiam ser totalmente exploradas devido à impossibilidade de implementação. Entretanto, hoje em dia, a potencialidade dos novos componentes associados ao rápido progresso da engenharia de software, abre possibilidades tão amplas que a situação seguramente inverteu; ou seja, o equipamento está bem adiante das metodologias disponíveis [13].

As funções de controle que podem ser implementadas por um sistema microprocessado incluem:

- **Lógica** - Cálculo do instante de tempo em que cada tiristor ou transistor de potência faz o chaveamento ligado/desligado (“on / off”).
- **Disparo** - Determinação da forma de onda, duração, e amplitude do sinal de gate dos tiristores, ou do sinal de base de transistores.
- **Regulação** - Implementação de reguladores em malhas de realimentação de corrente, tensão e/ou velocidade.
- **Proteção** - Monitoração e realização de ação corretiva em caso de sobrecargas e falhas de modo geral.
- **Diagnóstico** - Diagnóstico e indicação de falhas e outras causas de desligamento.
- **Sequenciamento** - Sequência de ligamento e desligamento de alimentação de potência, contatores, referências e outros sinais auxiliares.

Um sistema digital baseado em microprocessador, para aplicações em controle de processos, é constituído basicamente de uma unidade central de processamento (CPU) associada aos seguintes elementos:

- Gerador de clock
- Memória apenas de leitura (ROM)
- Memória de acesso aleatório (RAM)
- Controlador de interrupção
- Portas de entradas e saídas analógicas
- Portas de entradas e saídas digitais
- Interface de comunicação serial.

Um diagrama de blocos típico deste sistema é mostrado na figura 1.

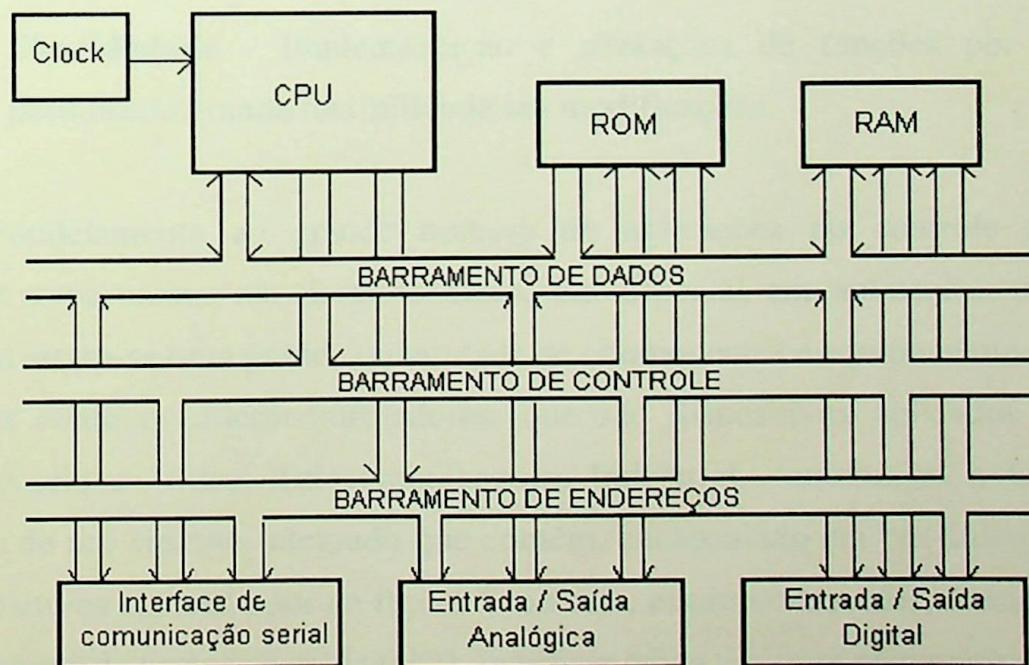


FIG. 1 - Diagrama em blocos de um sistema microprocessado para aplicações em controle de sistemas e processos.

A CPU é conectada aos demais dispositivos através dos barramentos de endereço, dados e controle. O número de linhas do barramento de dados,

normalmente determina o comprimento da palavra (número de bits) do computador. O barramento de endereços especifica uma localização particular de memória, o barramento de controle determina a operação de leitura de uma posição de memória ou escrita em uma posição de memória. No barramento de dados fluem instruções ou dados entre CPU, memórias e periféricos. Algumas linhas do barramento de endereços podem ser decodificadas para gerar o sinal de seleção de chip (chip-select) de dispositivos periféricos. O programa deste sistema microprocessado, consiste de um conjunto de instruções usualmente armazenada em memórias do tipo ROM. Os dados a serem processados podem estar carregados em memória RAM, ou obtidos através das entradas analógicas ou digitais.

Sistemas de controle microprocessados, ou em geral, sistemas digitais, possuem algumas vantagens em relação a sistemas analógicos, conforme descrito à seguir:

- **Diagnósticos** - Uma vantagem adicional do controle microprocessado é possibilitar a realização de diagnósticos no sistema, reduzindo consequentemente o tempo de desligamento do sistema por motivo de falhas.
- **Flexibilidade** - Implementação e alterações de funções por software, permitindo grande flexibilidade em modificações.

Paralelamente ao grande número de aplicações do controle digital de sistemas e processos em diversas áreas, em especial em aplicações industriais, desenvolveram-se uma grande quantidade de componentes e equipamentos para este fim, tais como os microcontroladores, que são dispositivos aplicados em áreas como: Áudio e Vídeo, Telecomunicações, Industrial, Automotiva e Uso Geral. Trata-se de um circuito integrado que contém, encapsulado em um único invólucro os dispositivos apresentados na figura 1, ou seja, microprocessador, memória RAM, ROM, portas de entrada e saída (I/O), interface serial e outros elementos e recursos, dependendo da versão utilizada. A grande vantagem dos microcontroladores é possibilitar projetos de equipamentos mais compactos, de dimensões reduzidas.

Diversos autores [2],[3],[4],[5],[6], apresentam projetos de sistemas de controle digital baseados em microprocessadores, tais como 6800, 6802, Z-80, 68000, 8086, Z-8000 e outros. Em [2] são apresentadas considerações de projeto

para conversores de potência AC/DC operando em quatro quadrantes. São apresentadas estratégias de controle, função de transferência do controlador e problemas associados com a condução descontínua de pontes conversoras.

Um método de controle para conversor dual, baseado em microprocessador, é descrito por [3] para se obter um sistema com resposta rápida de velocidade, utilizando-se malha interna de controle de corrente com compensação não-linear e compensação proporcional integral. O método proposto consiste em linearizar o sistema, utilizando valores da corrente obtidos durante a condução descontínua do conversor tiristorizado. Aplicando-se o método proposto obtém-se resposta rápida de corrente, sem a necessidade de outra malha interna no controlador de corrente.

O projeto e a implementação de um sistema de controle, baseado no microprocessador Z-80, em linguagem assembly com ponto flutuante, é descrito por [5]. O algoritmo desenvolvido permite ao operador optar por três algoritmos de controle distintos : “dead beat”, Dahlin e PID. Testes experimentais, com os três algoritmos de controle são realizados para aplicação em controle de velocidade de um motor CC, e os resultados obtidos são considerados adequados.

Uma das grandes vantagens do controlador digital em relação ao analógico são: sua versatilidade e flexibilidade. Por versatilidade, entenda-se, que o mesmo hardware pode ser utilizado para controlar diferentes tipos de plantas; por flexibilidade, que o mesmo hardware, pode ser utilizado para se obter diferentes respostas dinâmicas, conforme desejado, ou para se obter a resposta ótima para uma planta com parâmetros diferentes. Estas características são observadas por [6], que apresenta projeto e análise de um controlador microprocessado para controle de velocidade de MCC de uso industrial.

A implementação de um sistema de controle de velocidade e corrente para motor de corrente contínua totalmente digital, é apresentado por [8]. São utilizados três sistemas de desenvolvimento baseados no microprocessador MC6809, para implementar as funções de: disparo dos tiristores, regulação de corrente e regulação de velocidade.

Dentro deste contexto, o objetivo desta dissertação de mestrado é desenvolver e implementar um sistema de controle para conversor dual baseado no microcontrolador 68HC11 da Motorola. Cabe ressaltar que com a utilização do microcontrolador , torna-se possível a implementação de um sistema com hardware

simples e compacto. A proposta deste trabalho surgiu em função da necessidade de um equipamento digital, para aplicação em um sistema de controle de Conversor Dual nos laboratórios do Departamento de Eletrônica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá, em disciplinas de graduação e pós-graduação, tratando-se portanto de um equipamento de uso didático, porém com características de um sistema industrial.

O módulo com microcontrolador 68HC11 (conforme mostra a figura 2), realizará as seguintes tarefas: regulação de corrente, regulação de velocidade, lógica de controle de comutação das pontes tiristorizadas do conversor dual (Bloq.1 e Bloq.2). O sinal de controle gerado neste módulo é aplicado via barramento de dados do microcontrolador no módulo de circuito de disparo digital equidistante, não necessitando portanto de conversão D/A.

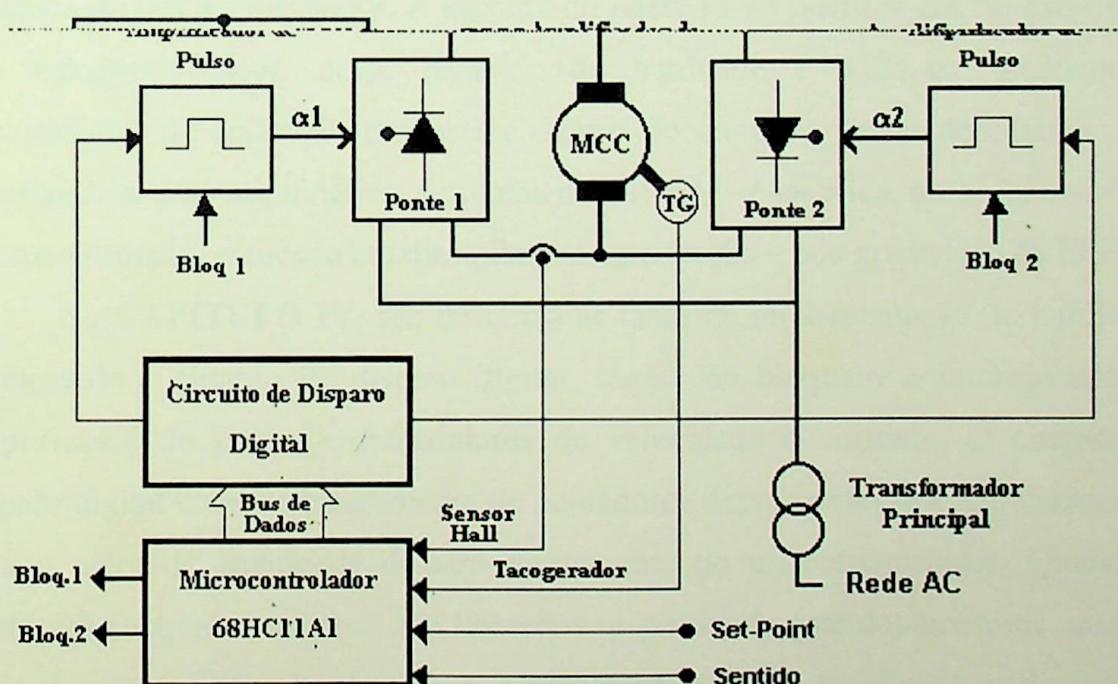


FIG. 2 - Diagrama em Blocos do Sistema de Controle para Conversor Dual.

O software que compõe o sistema foi desenvolvido em linguagem C e compilado para o código hexadecimal do 68HC11 utilizando-se o software C Compiler Hi-Tech. Após a compilação o programa é gravado em memória EPROM e executado pelo microcontrolador.

A apresentação deste trabalho está organizada da seguinte forma:

No **CAPÍTULO II**, são descritos os aspectos relacionados ao sistema controlado, ou seja, o conversor dual. São apresentados os dois tipos de conversores duais existentes: com corrente de circulação e sem corrente de circulação, e os respectivos princípios de funcionamento. São feitas considerações à respeito do modo de condução descontínuo de corrente para cargas do tipo RL e para cargas que produzam força contra-eletromotriz (FCEM).

O **CAPÍTULO III**, é dedicado à análise do microcontrolador 68HC11 da Motorola e seus recursos de hardware e software. São apresentados o diagrama em blocos interno, a descrição de pinos e o hardware proposto no modo multiplexado expandido do microcontrolador. Também são analisados os recursos de conversão A/D do microcontrolador para aquisição de um sinal analógico. A fase inicial do trabalho de dissertação consiste do estudo do microcontrolador 68HC11, montagem do projeto no modo multiplexado expandido, desenvolvimento e compilação de softwares de teste em linguagem C, com o objetivo de se familiarizar com os recursos do microcontrolador. A escolha do 68HC11 se justifica em função de ser um microcontrolador, cujos recursos de hardware e software atendem às necessidades da aplicação proposta e dentro do contexto de se desenvolver um equipamento para uso didático, a escolha do 68HC11 se justifica, uma vez que é um microcontrolador estudado em disciplinas de graduação e pós-graduação da EFEI.

No **CAPÍTULO IV**, são descritas as fases de implementação do hardware, abrangendo : circuito de disparo digital, lógica de bloqueio e intertravamento, amplificador de pulsos e transdutores de velocidade e corrente. O circuito de disparo digital consiste basicamente de contadores decrescentes que são carregados com o valor de ângulo de disparo diretamente do microcontrolador. Quando a contagem atinge o valor zero, são liberados os pulsos de gate dos tiristores, que são aplicados no amplificador de pulsos. A realimentação de velocidade é realizada com tacogerador DC e a de corrente com sensor hall conectado do lado DC do conversor tiristorizado.

A estratégia de controle proposta é apresentada no **CAPÍTULO V**. São descritos o algoritmo de controle do programa principal e da lógica de reversão dos conversores. São apresentadas também estratégias de controle para a operação do sistema no modo de condução descontínuo, que no entanto não foram implementadas neste trabalho.

Os resultados de diversos ensaios realizados no sistema implementado são apresentados no **CAPÍTULO VI**. São analisados o comportamento dinâmico do sistema na partida da MCC, a característica de regulação de velocidade para aumento de carga no eixo do motor e o comportamento da velocidade e corrente na reversão e para redução no valor da referência de velocidade.

Os **apêndices** contém a função de transferência da MCC, os softwares desenvolvidos em linguagem C e a simulação do sistema para uma resposta em degrau, realizada no Simulink do MATLAB.

As fotos à seguir mostram a bancada de trabalho no laboratório de pesquisa do GEPE de Eletrônica de Potência do Departamento de Eletrônica da EFEI e o protótipo do sistema de controle microcontrolado desenvolvido.

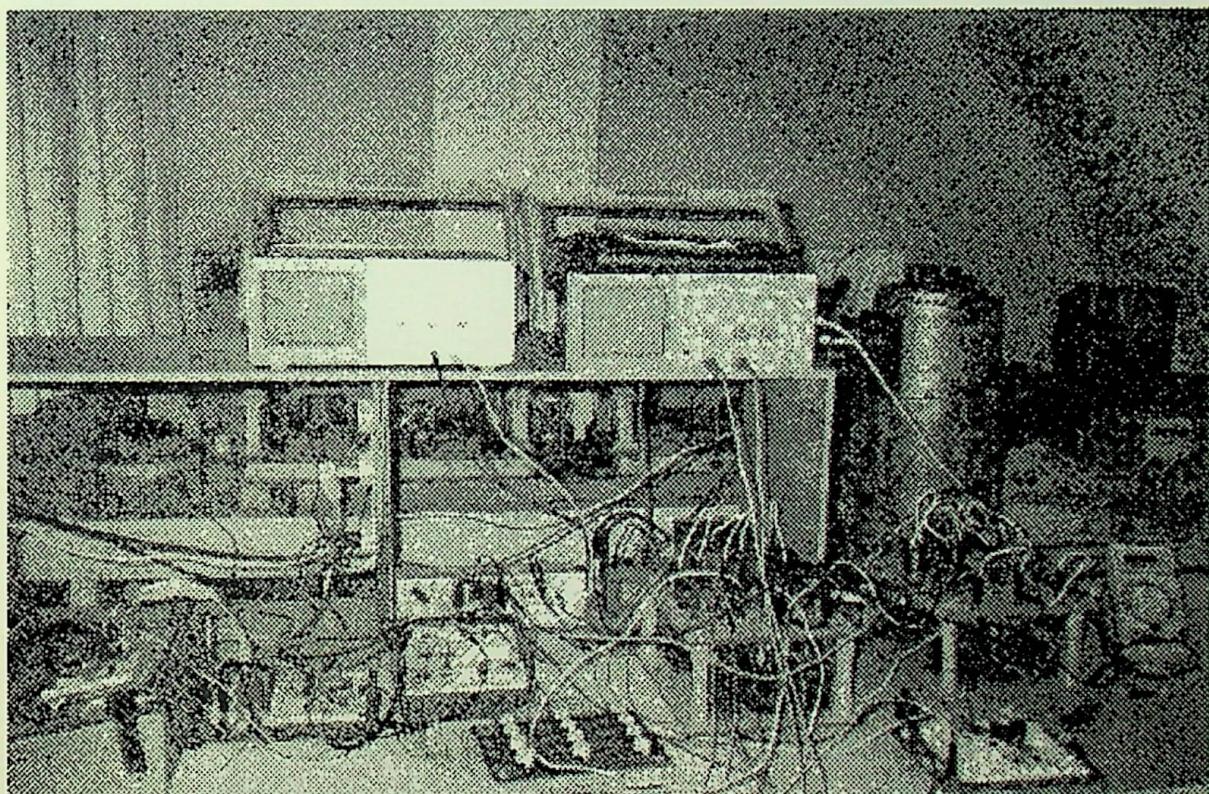


FOTO 1 - Protótipo implementado em Laboratório.

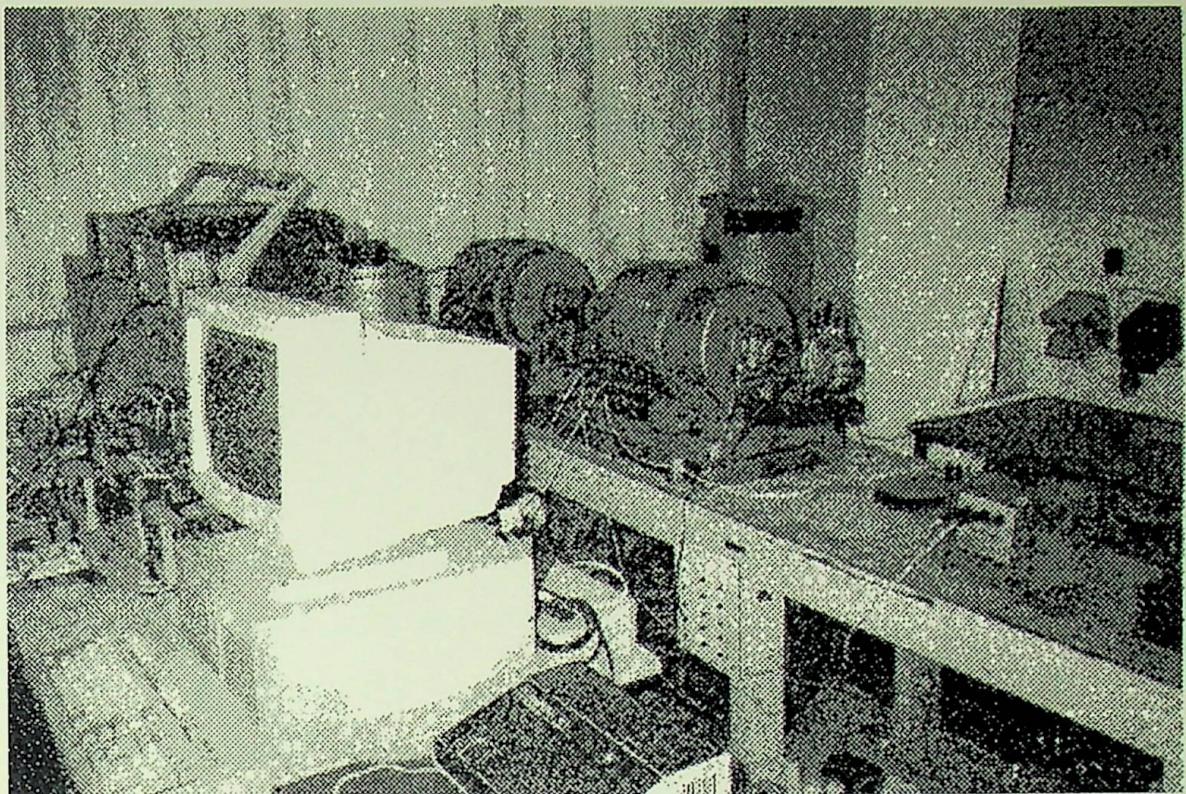


FOTO 2 - Vista do Grupo Motor-Gerador utilizado.

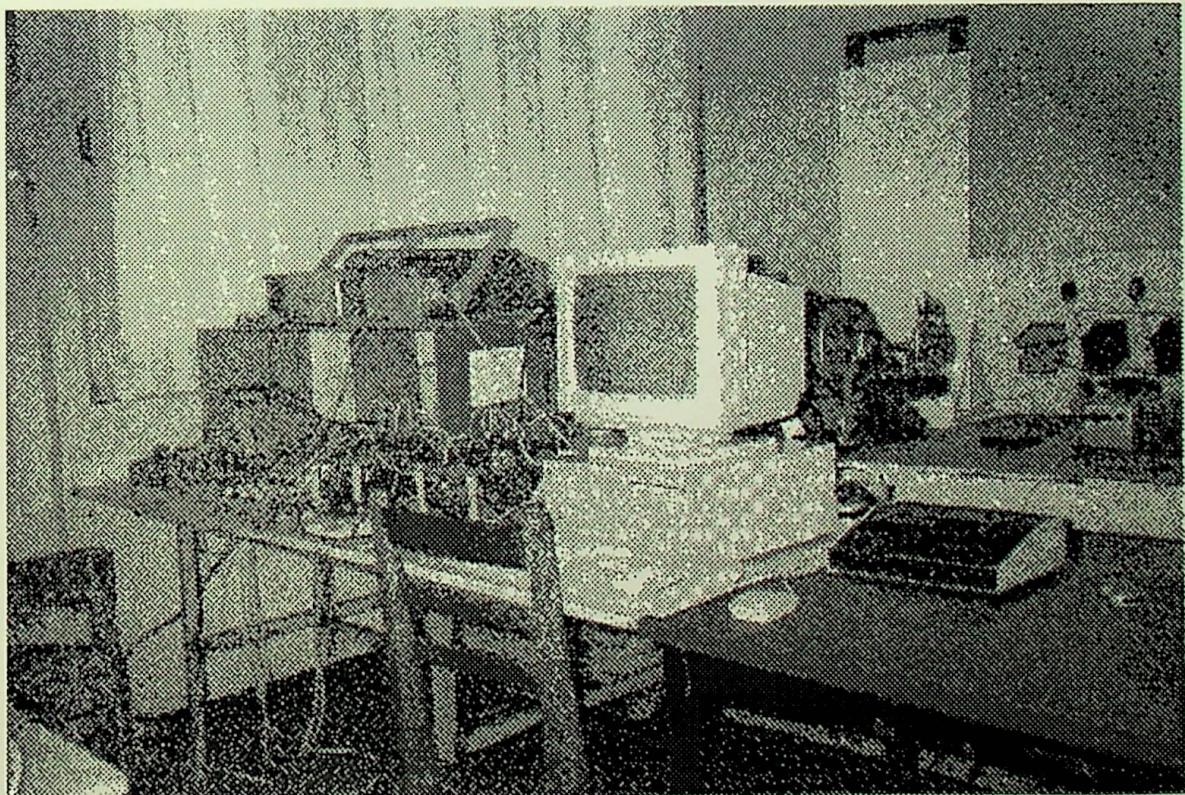


FOTO 3 - Vista Geral da Bancada de Trabalho.



Introdução

A função principal de um conversor controlado é converter uma energia elétrica alternada em uma tensão DC controlada. Consiste basicamente em um gerador sincronizado, cuja saída, ou pode ser dispositivos de resistência, suas componentes paralelas nas suas terminais de geração. O princípio de operação é que este gerador gera uma tensão de saída AC que é controlada através de um inversor.

CAPÍTULO II

Conversor Dual

O conversor dual é um conversor trifásico que opera em duas fases quadrantes opostas ou seja, o fluxo de corrente do lado DC tem que ser invertido. A operação é feita de forma que quando o lado AC estiver operando na direção de geração, o lado DC também opera na direção de geração, polos opostos, e vice-versa. Isso é feito para minimizar perda de potência no lado AC, que é de aproximadamente 10% da potência de saída da fonte de potência do conversor Dual.

O dispositivo conversor é fabricado de modo Modular de Conversores (MMC), que é uma tecnologia de construção de dispositivos de conversão de energia elétrica alternativa, baseado em células de conversão de corrente, para lado AC, de silicônio metálico. Figura 1 mostra os quatro quinze módulos de MMC. Isto é, é um sistema com quinze módulos, cada módulo com sua respectiva função de gerar mais complexas de corrente.

CAPÍTULO II

CONVERSOR DUAL

2.1 Introdução

A função básica de um conversor controlado é converter uma tensão de entrada alternada em uma tensão DC controlada. Consiste basicamente de um circuito retificador , onde alguns, ou todos os dispositivos de retificação são tiristores controlados por sinais nos seus terminais de gate . O princípio básico de operação consiste em controlar o ângulo de disparo dos tiristores, ou seja, o instante no tempo onde cada tiristor entra em condução durante cada ciclo AC. Desta forma, é possível selecionar segmentos da forma de onda da tensão AC que irão aparecer nos terminais DC e em consequência torna-se possível controlar o valor médio da tensão na saída do conversor.

No entanto, um único conversor trifásico tiristorizado é capaz de operar em dois quadrantes apenas, ou seja, o fluxo de corrente no lado DC tem sempre um único sentido. O Conversor Dual é, portanto um circuito constituído de dois conversores trifásicos do tipo com comutação pela rede, em anti-paralelo, alimentadas por um único transformador, permitindo a operação em quatro quadrantes, isto é, com correntes positivas e negativas. A figura 3 ilustra o diagrama em blocos da parte de potência do conversor Dual.

O objetivo é controlar a velocidade de uma Máquina de Corrente Contínua (MCC) nos sentidos horário e anti-horário. A inversão ou diminuição de rotação é conseguida com frenagem regenerativa, isto é, há uma devolução de energia da MCC, para a rede AC de alimentação. A figura 4 ilustra os quatro quadrantes de operação da MCC. Trata-se de um sistema com ótimo desempenho, com resposta rápida, mas em contrapartida com funções de controle mais complexas de serem implementadas.

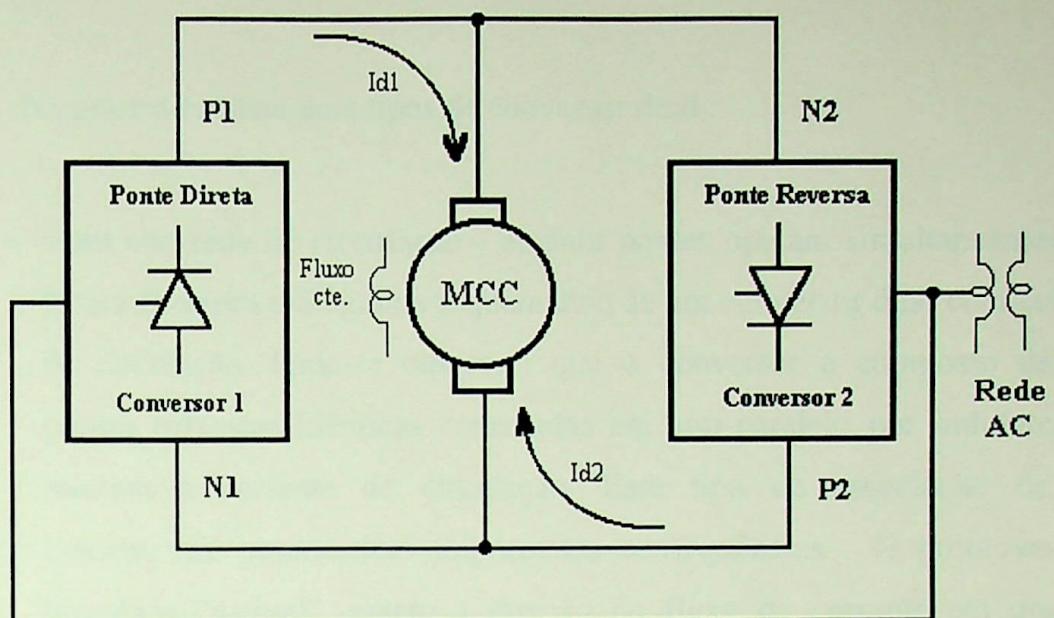


FIG. 3 - Diagrama em Blocos do Conversor Dual

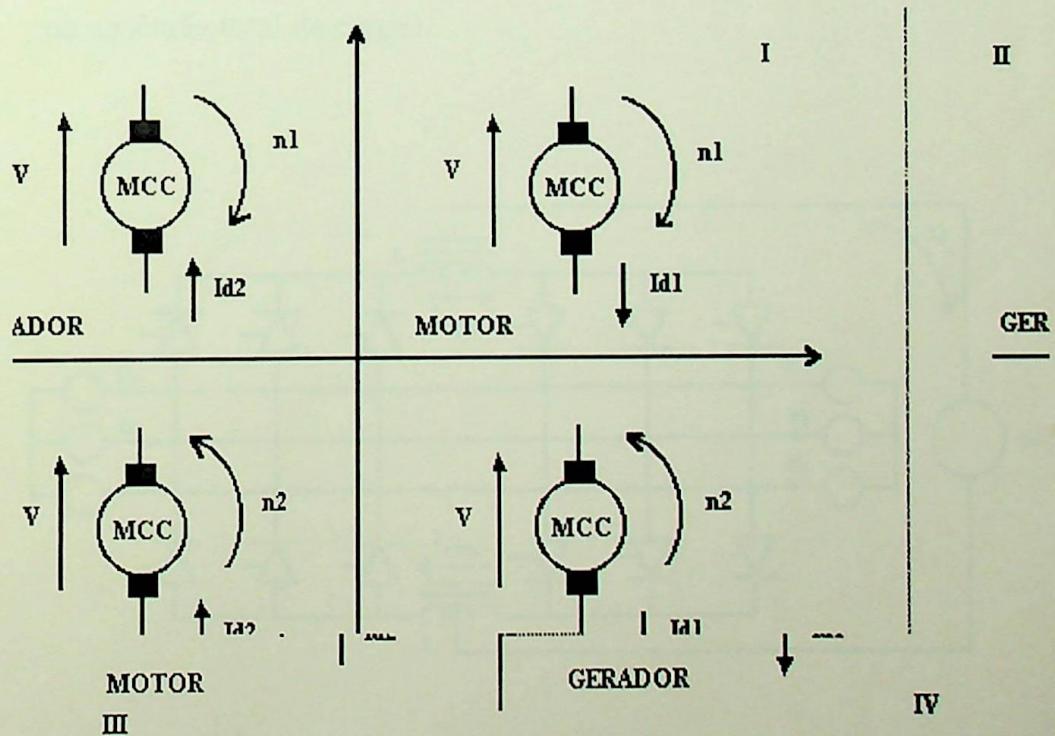


FIG. 4 - Operação nos Quatro Quadrantes

Na prática existem dois tipos de conversor dual :

- **Com corrente de circulação** - as duas pontes operam simultaneamente. A figura 5 mostra o diagrama esquemático de um conversor dual com corrente de circulação. Pode-se observar, que o conversor é composto de duas pontes trifásicas idênticas conectadas em anti-paralelo por indutores que limitam a corrente de circulação. Este tipo de associação de dois conversores, possui duas importantes consequências : 1) promover uma liberdade “natural” quanto a direção do fluxo de corrente em qualquer instante de operação, fazendo com que a reversão do fluxo de potência seja um processo inherentemente “natural” sem descontinuidades e anomalias; 2) estando as duas pontes funcionando no modo contínuo, a relação cossenoidal entre o ângulo de disparo e a tensão DC de saída é garantida independentemente da carga conectada aos terminais do conversor (mesmo na ausência total de carga).

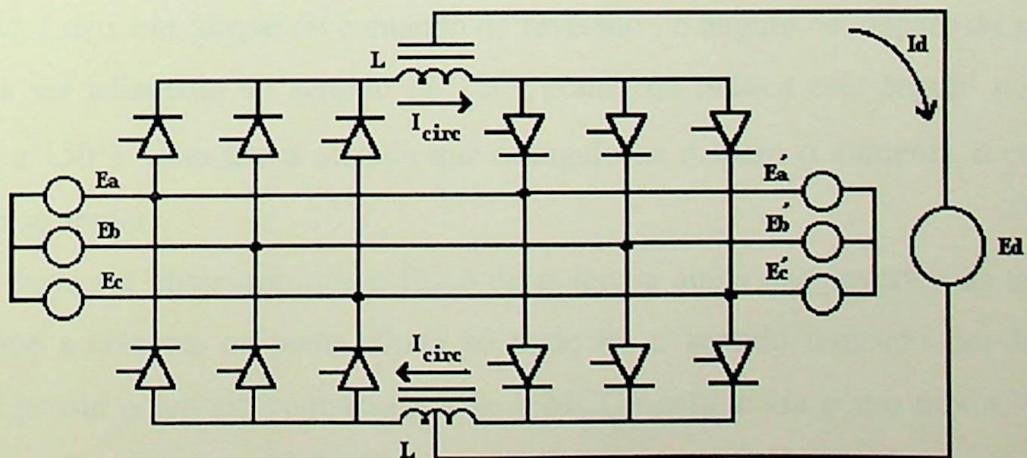


FIG. 5 - Conversor Dual com corrente de circulação.

- **Sem corrente de circulação** - somente uma ponte opera por vez. Este

conversor é descrito na próxima seção.

Optou-se por utilizar neste trabalho o Conversor Dual sem corrente de circulação , que apesar de possuir uma maior demora na reversão de velocidade, é o mais econômico, visto que não necessita de indutores em série com cada ponte, para limitar a corrente de circulação entre as mesmas, além de não sobredimensionar os SCR's e transformadores.

2.2 - Conversor Dual Sem Corrente de Circulação

Quando o conversor 1 opera, a MCC atua como motor com o sentido de giro n1 indicado no quadrante I da figura 5. Neste caso o sentido do fluxo de potência é da rede para o motor e o ângulo de disparo está na faixa entre 0 e 120 graus ($0^\circ < \alpha < 120^\circ$). A força contra-eletromotriz FCEM V e a corrente Id1 possuem o sentido indicado na figura 5, quadrante I.

Em função de um comando de reversão de velocidade, a MCC deverá ter seu sentido de giro invertido de n1 para n2. No entanto para que isto aconteça, a corrente Id1 deverá ser anulada , permitindo assim o disparo da ponte 2 (ponte reversa). Logo, em função do comando de reversão , o ângulo de disparo da ponte 1 tende a ser adiantado no sentido de 120° graus (na prática este ângulo pode ser levado a 150°). Com isto a medida que o ângulo de disparo α aumenta, a corrente tende a se anular.

Deve ser observado que o fluxo de potência ainda não inverteu de sentido, visto que a corrente na ponte direta só pode ter o sentido indicado por Id1 e a FCEM possui o sentido contrário a Id1 a MCC opera ainda como motor. Com a corrente nula , o motor gira devido sua própria inércia.

Após a corrente Id1 ter sido anulada, espera-se um “tempo morto” entre 5 a 10 [ms] para se disparar a ponte 2 como inversora, para garantir que o processo de “desligamento” do conversor 1 seja completado. O ângulo de disparo desta ponte varia na direção de 150° a 95° graus, que é para evitar sobrecorrentes durante os instantes iniciais da regeneração. Como a MCC continua a girar no sentido n1, a

tensão induzida na armadura continua a ter o mesmo sentido (o campo não sofreu nenhuma alteração), porém a corrente para a MCC passa a ter o sentido indicado por Id_2 , o que caracteriza a operação da MCC como gerador e transforma a energia cinética no eixo em energia elétrica, entregando potência para a rede. Neste caso o conversor opera no II quadrante e o fluxo de potência é da MCC para a rede AC.

Quando a velocidade se anula, o próprio circuito de controle, sem nenhuma interrupção da corrente, desloca α da ponte reversa no sentido de 30° graus que é para permitir a MCC acelerar no sentido n_2 . A corrente agora possui o sentido indicado por Id_2 e a FCEM em sentido contrário, caracterizando portanto que a MCC opera novamente como motor. A figura 6 apresenta o detalhamento do circuito do conversor dual sem corrente de circulação e o comportamento da corrente na carga durante a reversão de velocidade.

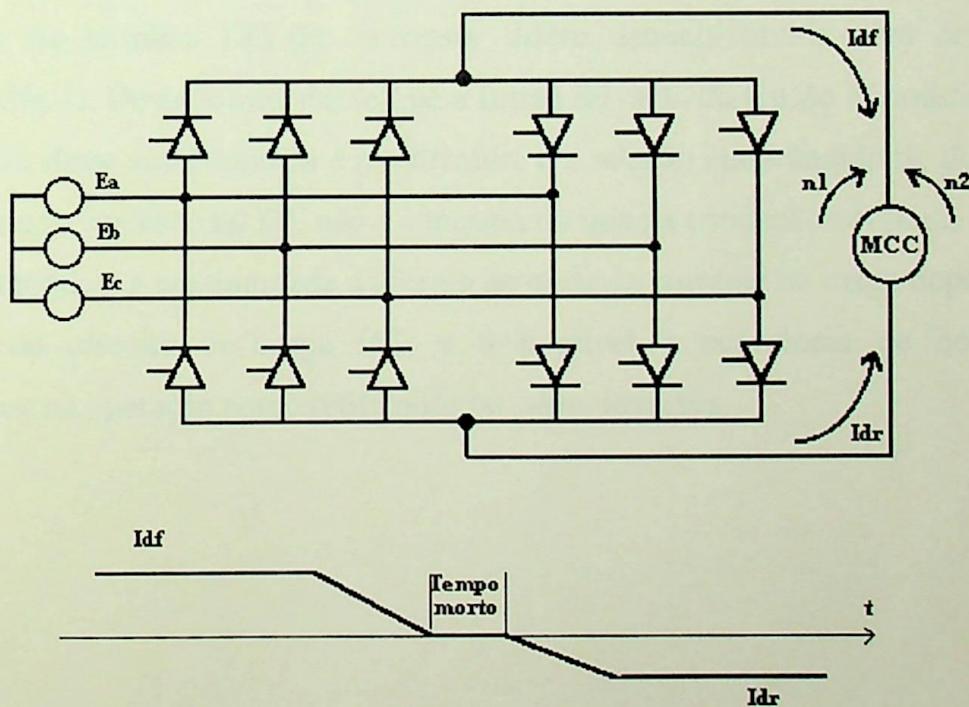


FIG. 6 - Conversor Dual sem Corrente de Circulação

2.3 - MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO

Tem sido considerado, até então, que a corrente nos terminais DC do conversor é contínua e perfeitamente “lisa”. Esta consideração, faz supor que o ripple AC da corrente no lado DC do conversor é desprezível em relação à componente contínua. Na prática, no entanto, esta suposição nem sempre é válida; e de fato pode-se ter casos onde a magnitude do ripple AC da corrente é comparável à componente contínua [9]. De qualquer forma, desde que o valor de pico instantâneo do ripple AC da corrente seja menor do que a componente contínua, então a corrente na malha será sempre maior que zero, e o conversor é mantido em condução contínua.

Por outro lado, se o valor instantâneo de pico negativo do ripple AC da corrente, é maior do que a componente DC, e desde que o fluxo de corrente não inverta, a forma de onda da corrente direta torna-se descontínua, e a forma de onda da tensão no terminal DC do conversor difere daquela obtida com condução contínua (fig.7). Desta forma, desde que a forma de onda da tensão é modificada, o valor médio deste sinal também é modificado, e a relação entre ângulo de disparo e a tensão média no terminal DC não é a mesma do que na condução contínua.

Na prática, a continuidade da forma de onda da corrente na carga depende da natureza do circuito de carga DC, e é possível a ocorrência de condução descontínua na operação como retificador ou como inversor.

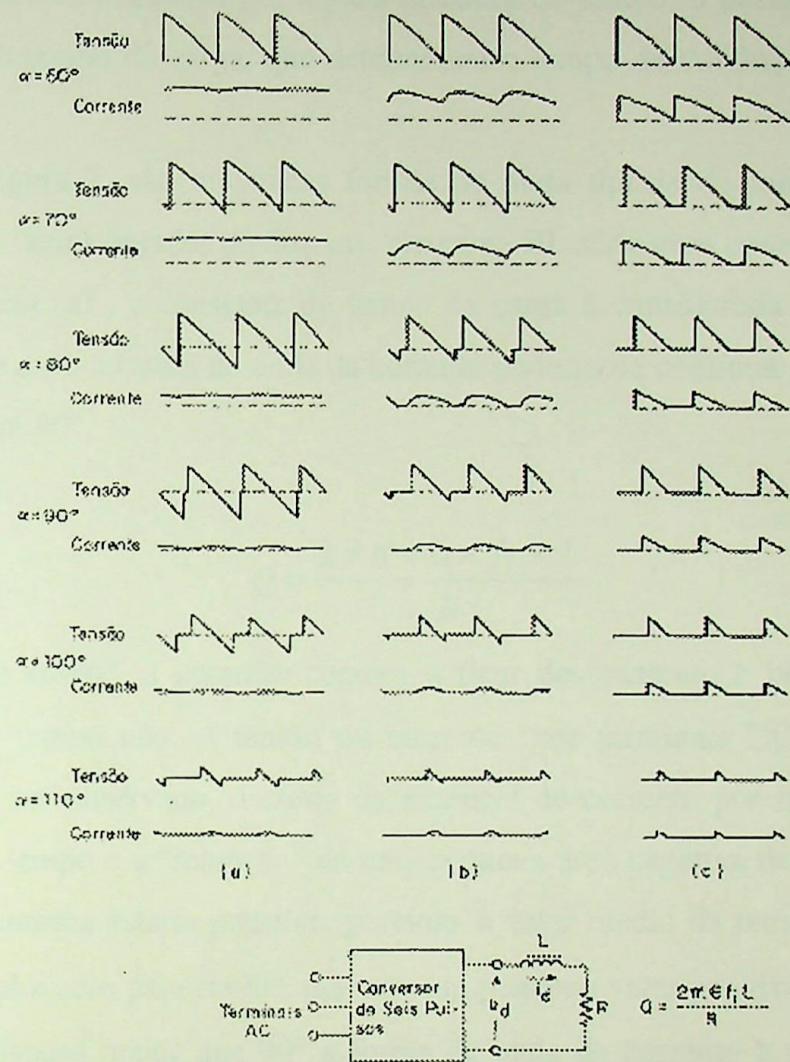


FIG. 7 - Formas de onda de tensão e corrente nos terminais DC do conversor controlado de 6 pulsos , com carga RL.

Se a carga no terminal DC, é puramente passiva (apenas absorve potência), então a forma de onda da corrente torna-se, inevitavelmente, descontínua para ângulos de disparo superiores a 90° . Para ilustrar, a figura 7 apresenta as formas de onda de um conversor de seis pulsos com carga RL passiva. Examinando-se a forma de onda de tensão no terminal DC do conversor de 6 pulsos, fica claro que se o ângulo de disparo está entre 0° e 60° , o valor instantâneo da tensão nos terminais DC será sempre positivo, e portanto, em toda esta faixa de ângulo de disparo, a corrente em uma carga passiva deste tipo deve necessariamente ser contínua. Para ângulos de disparo superiores a 60° , a tensão nos terminais DC do conversor tende

à assumir valores negativos por alguns instantes de tempo, e passa a depender da constante de tempo da carga, que determinará o tempo de condução no semicírculo negativo.

Na figura 7, são mostradas formas de onda típicas de tensão e corrente, obtidas para vários ângulos de disparo, em carga RL série com constantes de tempo diferentes. Em (a), a constante de tempo da carga é considerada muito alta ($Q \rightarrow \infty$), e neste caso a forma de onda da corrente permanece contínua para ângulos de disparo de até 90° .

Onde,

$$Q = \frac{2 \times \pi \times 6 \times f_i \times L}{R}$$

A partir de $\alpha=90^\circ$, a corrente começa a ficar descontínua, e por um pequeno intervalo de tempo não há tensão ou corrente nos terminais DC do conversor. Como pode ser observado, o efeito da ausência de corrente por um determinado intervalo de tempo é a “remoção” de uma pequena área negativa de tensão que, na condução contínua estaria presente, portanto o valor médio da tensão no lado DC não será igual a zero para $\alpha=90^\circ$, mas sim um pequeno valor positivo. Fazendo-se o ângulo de disparo maior que 90° a forma de onda da corrente torna-se cada vez mais descontínua até que para $\alpha=120^\circ$ não há condução dos tiristores e a tensão no lado DC torna-se igual a zero.

Examinando-se agora as formas de onda mostradas em (b), obtidas para uma carga com fator $Q=3$, observa-se que a corrente começa a ficar descontínua para $\alpha=80^\circ$. Novamente, a tensão no lado DC do conversor torna-se zero em $\alpha=120^\circ$.

Finalmente, em (c) são mostradas as formas de onda para uma carga puramente resistiva ($Q=0$). Neste caso fica claro que a descontinuidade começa a acontecer com $\alpha=60^\circ$ e mais uma vez para $\alpha=120^\circ$ a tensão DC vale zero.

Com cargas com capacidade de armazenar tensão, por exemplo um capacitor, ou a armadura de uma máquina de corrente contínua que induz uma força contra-eletromotriz (FCEM), é possível operar com corrente descontínua em qualquer ponto de operação, se a demanda de corrente na carga for suficientemente pequena. A figura 8 apresenta as formas de onda obtidas em um conversor de seis pulsos operando como retificador com uma carga produzindo uma força contra-

eletromotriz para vários níveis de corrente de carga. Também é possível ocorrer descontinuidade de corrente com o conversor operando como inversor [9].

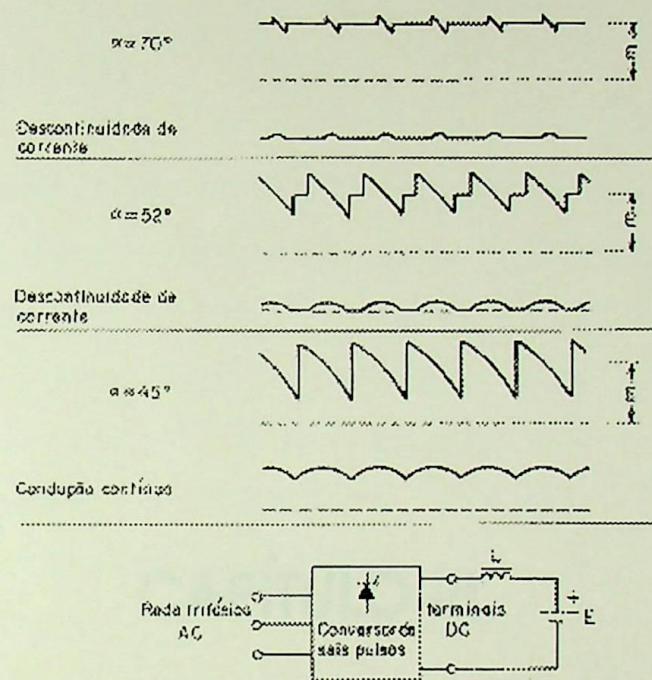


FIG. 8 - Formas de onda de tensão e corrente no lado DC de um conversor controlado de 6 pulsos operando como retificador, com carga produzindo FCEM.

A conclusão geral que se pode obter, desta discussão, é que com condução contínua, a forma de onda da tensão no lado DC do conversor, e em consequência também o valor médio deste sinal, é perfeitamente definido, e depende apenas do ângulo de disparo dos tiristores; por outro lado, com condução descontínua, a forma de onda da tensão e seu valor médio dependem do ângulo de disparo e também da carga.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

CAPÍTULO III

Microcontrolador 68HC11

CAPÍTULO III

MICROCONTROLADOR 68HC11

3.1 - INTRODUÇÃO

Os microcontroladores são circuitos integrados encapsulados em um único invólucro que contém : microprocessador, memória RAM (tipicamente de 128 a 256 bytes), portas I/O (o número de linhas disponíveis depende da versão e configuração do CI), temporizadores / contadores (de 2 a 3 , alguns com circuito watch dog) e canais seriais (1 ou 2). Esta configuração é básica em todas as versões de microcontroladores, opcionalmente tem-se : memórias ROM, PROM, EPROM, EEPROM, conversores analógicos- digitais A/D (1 a 8 canais, com resolução de 8 a 10 bits) , conversores digitais- analógicos D/A, PWM e outros [18].

Os microcontroladores possuem um custo mais elevado do que microprocessadores isoladamente, de 8 e 16 bits, mas possuem a vantagem de reunirem em um único chip diversas interfaces, o que possibilita projetar equipamentos mais compactos. Em aplicações e produtos que necessitem de circuitos de dimensões reduzidas, tais como : eletrodomésticos (fornos de microondas, CD players, etc.), aparelhos eletrônicos portáteis de medidas, eletrônica embarcada em autos (injeção de combustível, suspensão ativa, frenagem anti-derrapante, alarmes, supervisão de portas e janelas, fluídos) e aeronaves (comandos, supervisão, navegação, etc.), em sistemas dedicados em geral, estes componentes são ótimas opções.

3.2 - MICROCONTROLADOR 68HC11A1

O microcontrolador especificado para a implementação deste projeto é uma versão da família 68HC11 da Motorola, o 68HC11A1, com invólucro de 48 pinos

dual-in-line), que contém : um microprocessador de 8 bits, 256 bytes de RAM , 512 bytes de EEPROM, um temporizador / contador de 16 bits com watchdog programáveis, um canal serial assíncrono, um conversor A/D de quatro entradas analógicas e portas paralelas de entrada e saída digitais de propósitos gerais (I/O) ou específicas, como, expansão de memórias e controle das interfaces.

A unidade microcontroladora (MCU) CMOS de alta densidade (HCMOS), de alta velocidade e baixo consumo, opera internamente com frequência de até 2Mhz, sendo necessário para tanto um circuito oscilador de 8Mhz externamente. A figura 9 apresenta o diagrama em blocos do 68HC11A1.

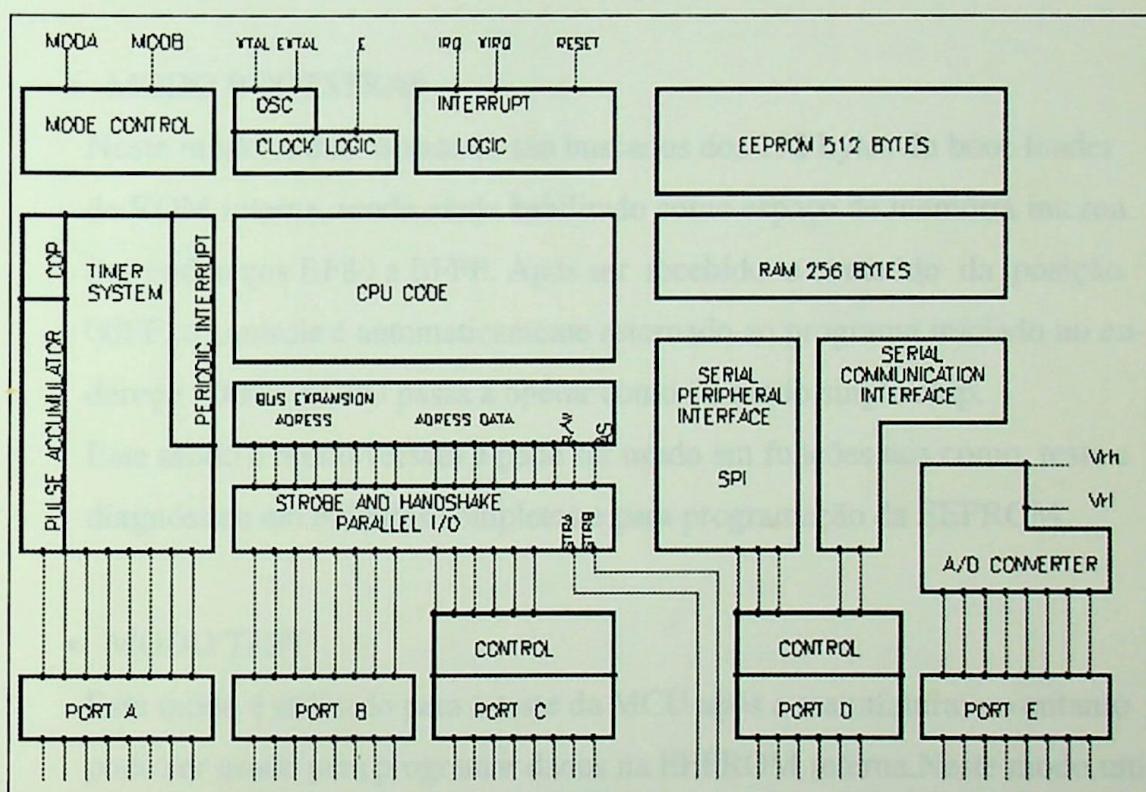


FIG. 9 - Diagrama em Blocos do Microcontrolador 68HC11

3.2.1 - MODOS DE OPERAÇÃO

O Microcontrolador utiliza dois pinos (MODA e MODB) para selecionar um dos dois modos básicos de operação ou um dos dois modos especiais de operação. Os modos básicos de operação são : SINGLE CHIP e EXPANDED MULTIPLEXED; os modos especiais são : BOOTSTRAP e TEST MODE.

- MODO SINGLE CHIP

Neste modo são utilizadas apenas as funções internas da Unidade Microcontroladora, não sendo utilizados os barramentos de endereços e dados externos.

- MODO EXPANDED MULTIPLEXED

Neste modo de operação, a MCU pode endereçar um espaço de 64K bytes. O byte mais significativo do barramento de endereço é obtido na PORTA B, o byte menos significativo na PORTA C e o barramento de dados estão multiplexados na PORTA C.

- MODO BOOTSTRAP

Neste modo, todos os vetores são buscados dos 192 bytes do boot-loader da ROM interna, sendo ainda habilitado como espaço de memória interna dos endereços BF80 a BFFF. Após ser recebido o conteúdo da posição 00FF, o controle é automaticamente retornado ao programa iniciado no endereço 0000 e a CPU passa a operar como no modo single chip.

Este modo é muito versátil e pode ser usado em funções tais como, teste e diagnóstico em módulos completos e para programação da EEPROM.

- MODO TEST

Este modo é utilizado para o teste da MCU após a manufatura; no entanto pode ser usado para programar dados na EEPROM interna. Neste modo um bit de controle especial é configurado para permitir o acesso a outros bits de controle de testes especiais.

3.2.2 - Descrição de Pinos

- Vdd e Vss - Pinos de Alimentação do microcontrolador. Vdd = +5 volts e Vss é o terra.
- RESET - Pino de controle ativo em nível baixo utilizado para inicializar a

MCU.

- XTAL, EXTAL - Pinos para conexão de cristal ou clock compatível com lógica CMOS para controle de circuito gerador de clock interno. A figura 10 mostra as conexões do cristal e oscilador externo.

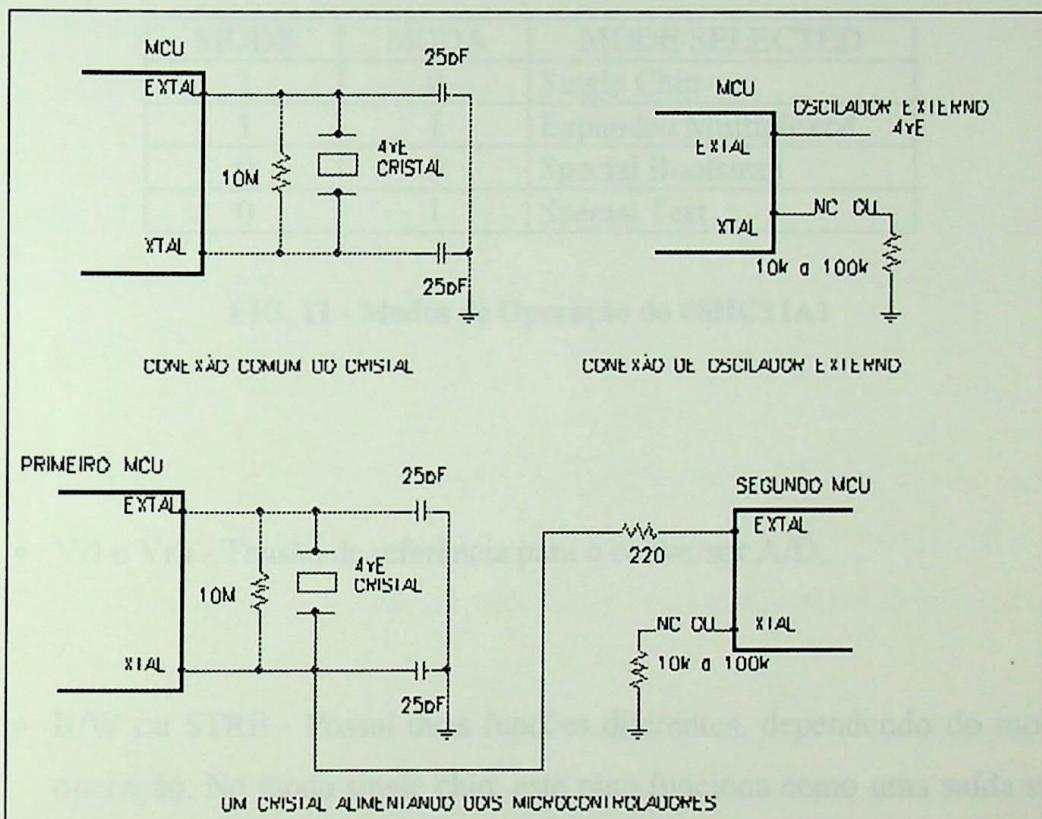


FIG. 10 - Conexões do Cristal ou Oscilador Externo

- E - Saída do clock gerado internamente, que pode ser utilizado como referência de tempo para dispositivos externos. A frequência da saída E é de um quarto da frequência nos pinos XTAL e EXTAL.
- IRQ - Possibilita a interrupção assíncrona da MCU através da aplicação de edge negativo ou nível baixo, dependendo de configuração prévia. É necessária a conexão de um resistor externo entre IRQ e Vdd.

- XIRQ - Possibilita a interrupção não mascarável da MCU . Esta entrada é ativa por nível baixo e requer um resistor pullup para Vdd.
- MODA / MODB - Durante o reset, estes pinos são utilizados para controlar os dois modos básicos e os dois modos especiais de operação, conforme mostra a figura 11.

MODB	MODA	MODE SELECTED
1	0	Single Chip
1	1	Expanded Multiplexed
0	0	Special Bootstrap
0	1	Special Test

FIG. 11 - Modos de Operação do 68HC11A1

- Vrl e Vrh - Tensão de referência para o conversor A/D.
- R/W ou STRB - Possui duas funções diferentes, dependendo do modo de operação. No modo single chip, este pino funciona como uma saída strobe; no modo expanded-multiplexed, sua função é gerar o sinal R/W (read-write). O pino R/W controla o sentido do fluxo de dados no barramento de dados externo.
- AS / STRA - No modo single chip sua função é STRA (strobe da entrada) e no modo expanded-multiplexed AS (strobe de endereço).
- LINHAS DE ENTRADA E SAIDA (PA0-PA7, PB0-PB7,PC0-PC7,PD0-PD5,PE0-PE7) - Estes pinos de entrada e saída estão arranjados em 4 portas de 8 bits (A,B, C e E) e uma porta de 6 bits (D). O item 3.2.3 fornece informações mais detalhadas à respeito destas portas.

3.2.3 - Portas de Entrada e Saída

- PORTA A - Em todos os modos de operação, a porta A pode ser configurada para 3 entradas com funções de captura; 4 saídas e 1 acumulador de pulso ou 5 saídas.
- PORTA B - No modo single chip , todos os pinos da porta B são saídas de propósitos gerais. No modo expanded-multiplexed, os bits da porta B atuam como o byte mais significativos do barramento de endereços.
- PORTA C - No modo single chip , são pinos de entrada e saída de propósitos gerais.No modo expanded-multiplexed , os pinos da porta C estão configurados como barramento de dados e endereços multiplexados.
- PORTA D - Em todos os modos de operação , a porta D é utilizada como entrada e saída de propósitos gerais ou com subsistemas de interface de comunicação serial (SCI) e interface periférica serial (SCI).
- PORTA E - Entradas do conversor A/D da MCU.

3.2.4 - MEMÓRIAS

O mapeamento da memória para os quatro possíveis modos de operação da MCU são apresentados na figura 12. No modo single chip a MCU não realiza endereçamento de dispositivos externos. A localização interna de memória é apresentada como uma área hachurada e sua identificação mostrada ao lado direito do diagrama. No modo expanded-multiplexed a localização de memória é basicamente a mesma que no modo single chip, exceto que as localizações entre as

áreas hachuradas são utilizadas para endereçamento externo (EXT) de memórias e dispositivos de I/O.

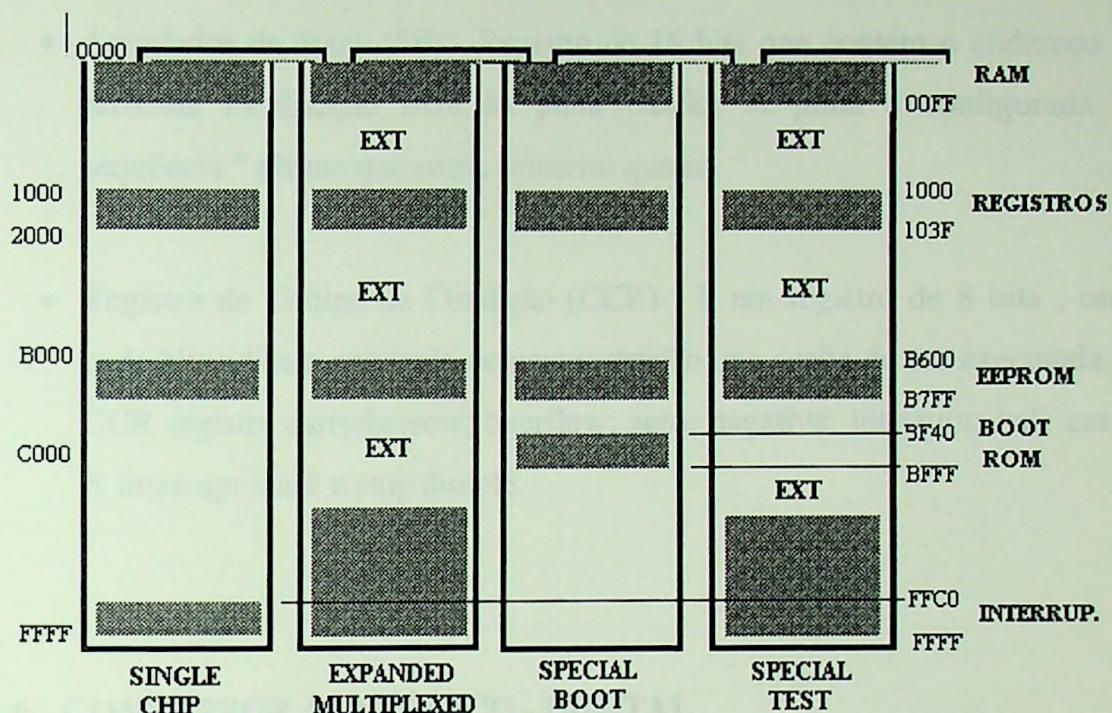


FIG. 12 - Mapa de Memória do 68HC11A1

3.2.5 - REGISTROS

A MCU possui os registros descritos a seguir :

- Acumulador A e B - Estes acumuladores são registros de 8 bits de propósito geral usado para armazenar operandos e resultados em operações aritméticas ou de manipulação de dados. Estes dois acumuladores podem ser tratados como um único registro de 16 bits , chamado acumulador D em algumas instruções.
- Registro de Indexação X e Y (IX e IY) - Registros de 16 bits usados no modo de endereçamento indexado.

- Contador de Programa (PC) - O contador de Programa é um registro de 16 bits que armazena o endereço da próxima instrução a ser executada.
- Apontador de Stack (SP) - Registro de 16 bits que contém o endereço da próxima localização livre na pilha (stack). A pilha é configurada na sequência “ último que entra, primeiro que sai ”
- Registro de Código de Condição (CCR) - É um registro de 8 bits , onde cada bit indica o resultado de uma instrução que acaba de ser executada. O CCR registra carry/borrow; overflow; zero; negative; interrupt; half carry; X interrupt mask e stop disable.

3.2.6 - CONVERSOR ANALÓGICO - DIGITAL

O microcontrolador 68HC11A1 possui 8 canais para conversão analógica para digital , com entradas multiplexadas, aproximação sucessiva e sample- hold. A versão de 48 pinos possui apenas 4 canais A/D ao invés de 8 como na versão de 52 pinos. Duas linhas dedicadas (Vrl e Vrh) fornecem a tensão de referência para o conversor A/D, que converterá um sinal de entrada igual a Vrl em 00(Hex) e um sinal de entrada de valor Vrh será convertido em FF(Hex).Cada conversão requer um tempo de 32 ciclos de clock para se completar, sendo portanto o tempo típico de conversão igual a 8 microsegundos para uma frequência no barramento de 1 Mhz, que é a frequência utilizada nesta implementação .

Associados ao conversor A/D estão os registros de Status/Controle ADCTL, OPTION e de resultados ADR1, ADR2, ADR3, ADR4. Os registros ADCTL e OPTION são apresentados na figura 13 e têm como função sinalizar algumas situações (como por exemplo, fim de conversão) e realizar o controle do A/D, enquanto que ADR1, ADR2, ADR3, ADR4 são registros apenas de leitura, usados para armazenar os 8 bits do resultado da conversão.

b7 ADPU	b6 CSEL	b5 IRQE	b4 DLY	b3 CME	b2 -	b1 CR1	b0 CR0
------------	------------	------------	-----------	-----------	---------	-----------	-----------

OPTION

b7 CCF	b6 -	b5 SCAN	b4 MULT	b3 CD	b2 CC	b1 CB	b0 CA
-----------	---------	------------	------------	----------	----------	----------	----------

ADCTL

CD	CC	CB	CA	CANAL	Resultado em ADRx se MULT = 1
0	0	0	0	PE0	ADR1
0	0	0	1	PE1	ADR2
0	0	1	0	PE2	ADR3
0	0	1	1	PE3	ADR4
0	1	0	0	PE4	ADR1
0	1	0	1	PE5	ADR2
0	1	1	0	PE6	ADR3
0	1	1	1	PE7	ADR4
1	0	0	0	Reservado	ADR1
1	0	0	1	Reservado	ADR2
1	0	1	0	Reservado	ADR3
1	0	1	1	Reservado	ADR4
1	1	0	0	Vh	ADR1
1	1	0	1	Vl	ADR2
1	1	1	0	$\frac{1}{2}$ Vh	ADR3
1	1	1	1	Reservado	ADR4

FIG. 13 - Registros OPTION e ADCTL

- CCF - Este bit de status (apenas de leitura) é setado quando os registros de resultado contém resultados de conversão válidos.

- SCAN - Bit de controle de varredura contínua.
- MULT - Quando este bit é zero, o sistema A/D é configurado para fazer quatro conversões consecutivas no canal selecionado pelos quatro bits de seleção de canais (CD-CA). Quando este bit é setado, o sistema A/D é configurado para fazer conversões em cada canal do grupo especificado por CD e CC.
- CD,CC,CB,CA - Bits de Seleção de Canais.

3.2.7 - CONJUNTO DE INSTRUÇÕES

A MCU pode executar todas as instruções dos microprocessadores M6800 e M6801, além de mais 91 opcodes novos. Estas instruções podem ser classificadas em 5 tipos diferentes : 1) Acumulador e Memória, 2) Registros de Indexação e Apontador de Stack, 3) Salto e Controle de Programa, 4) Manipulação de bits e 5) Instruções de Registro de Código de Condição.

- Acumulador e Memória - A maioria destas instruções utilizam dois operandos. Um operando é o acumulador ou um registro de indexação, o outro operando é obtido da memória, utilizando-se um dos modos de endereçamento, conforme será visto na próxima seção. As instruções que envolvem acumulador e memória podem ser divididas em 4 subgrupos : 1) carregamento , armazenamento e transferência , 2) operação aritmética, 3) lógica e 4) deslocamento e rotação.
- Registros de Indexação e Apontador de Stack - Estas instruções permitem a utilização de um método para armazenamento de dados e manipulação do registro de indexação, apontador de stack e segmentos individuais de dados com o registro e apontador de stack.
- Salto e Controle de Programa - Estas instruções permitem alterar a sequência normal do programa através de salto condicionais ou incondicionais.

- Manipulação de Bits - A MCU é capaz de modificar qualquer bit localizado nos primeiros 256 bytes do espaço de memória no modo de endereçamento direto.
- Registro de Código de Condição - Estas instruções estão relacionadas a registros e são usadas para controle de operação do processador durante a execução do programa.

Informações mais detalhadas sobre o conjunto de instruções do 68HC11A1, podem ser obtidas em [19].

3.2.8 - MODOS DE ENDEREÇAMENTO

A MCU utiliza seis modos de endereçamento diferentes, permitindo ao programador otimizar o uso de opcodes em todas as situações.

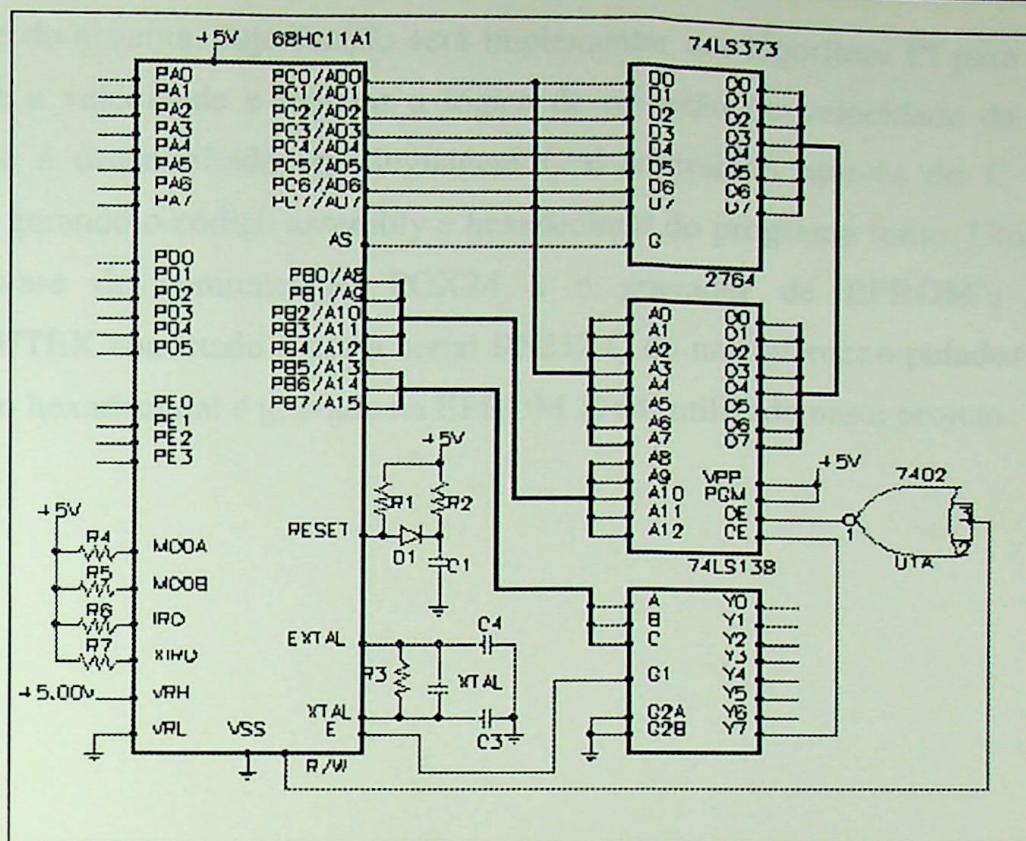
- Endereçamento Imediato - O operando é o byte imediatamente posterior ao opcode. São instruções de dois, três ou quatro bytes.
- Endereçamento Direto - Neste modo o byte que segue o opcode é o byte menos significativo do endereço do operando e o byte mais significativo é assumido como 00 (Hex). O endereçamento direto permite ao usuário endereçar uma área de memória de 256 bytes (0000 a 00FF) utilizando-se dois bytes de instrução e tempo de execução reduzido.
- Endereçamento Extendido - No modo de endereçamento extendido, o endereço efetivo são os dois bytes imediatamente posteriores ao opcode da instrução, que pode ser de três ou quatro bytes.
- Endereçamento indexado - Neste modo um dos dois registros de indexação

(X ou Y) são utilizados para calcular o endereço efetivo. Neste caso o endereço efetivo é variável e depende de dois fatores: 1) o conteúdo atual dos registros de indexação (X ou Y) e 2) os 8 bits de offset contidos na instrução.

- Endereçamento relativo - Este modo é utilizado apenas nas instruções do tipo BRANCH. No endereçamento relativo o byte que segue o opcode é adicionado ao contador de programas (PC) se , e somente se, a condição para o branch for verdadeira.
- Endereçamento inerente - No endereçamento inerente, todas as informações necessárias para a execução da instrução estão contidas no opcode.

3.3 - MODO MULTIPLEXADO EXPANDIDO

O projeto realizado com o 68HC11A1 para esta aplicação baseia-se no modo multiplexado expandido (expanded multiplexed), descrito na seção 3.2.1 deste trabalho. O circuito é constituído do microcontrolador 68HC11A1, memória EPROM externa de 8 kbytes (2764), latch/buffer para demultiplexar as linhas de endereços e dados (74LS373) e decodificador de endereços para EPROM , futuras expansões de memórias e interfaces (74LS138), conforme mostra a figura 14.



$R_1=R_2=100k$; $R_3=10M$; $R_4=R_5=R_6=R_7=10k$; $C_1=1\mu F$; $C_3=C_4=25pF$; $D_1=1N4937$; $XTAL=4MHz$

FIG. 14 - Diagrama Esquemático do 68HC11A1 no Modo Expanded Multiplexed

Algumas linhas da Porta A, serão utilizadas para se fazer o intertravamento e bloqueio das pontes reversa e direta do conversor dual. Pode-se observar pela figura que para se habilitar a memória EPROM é necessário que se tenha a combinação digital 111 nas entradas A,B,C do 74LS138, para ativar a saída Y7; portanto a EPROM está localizada na área de memória de E000 a FFFF. A porta B fornece o byte mais significativo do endereço, a porta C fornece o bus de dados e endereço menos significativos multiplexados e a porta E (conversor A/D) será utilizada para a leitura do sinal de referência, realimentação de velocidade e corrente. O capítulo 4 apresentará, como este circuito está conectado ao restante do sistema e a implementação completa do Hardware, incluindo circuito de disparo digital, amplificadores de pulso, ponte tiristorizada e transdutores.

3.3.1 - PROGRAMAÇÃO DA EPROM

A memória EPROM é utilizada para armazenar o programa que irá fazer o

controle do sistema, cuja função será implementar um algoritmo PI para malha de corrente e velocidade e realizar a lógica de reversão de velocidade da MCC. O software é desenvolvido em linguagem C e compilado através do C Compiler Hitech, gerando o código assembly e hexadecimal do programa fonte. Utilizando-se o software de comunicação PGX24 e o gravador de EPROM's PE-8 da COMPUTEX conectado à porta serial RS232-C de um microcomputador IBM/PC, o código hexadecimal é gravado na EPROM 2764, utilizada neste projeto.

CAPÍTULO IV

Implementação do Hardware



3 INTRODUÇÃO

Nos capítulos 2 e 3 foram feitas considerações gerais das principais técnicas de funcionamento do conversor dual e do microcontrolador 8051. No momento, é importante, para descrevermos detalhadamente os circuitos envolvidos, bem como o seu controle, bem como suas funções. Na figura 15, observamos um diagrama típico de um sistema de controle de velocidade e direção de um motor, que será estudado continuamente.

CAPÍTULO IV

Implementação do Hardware

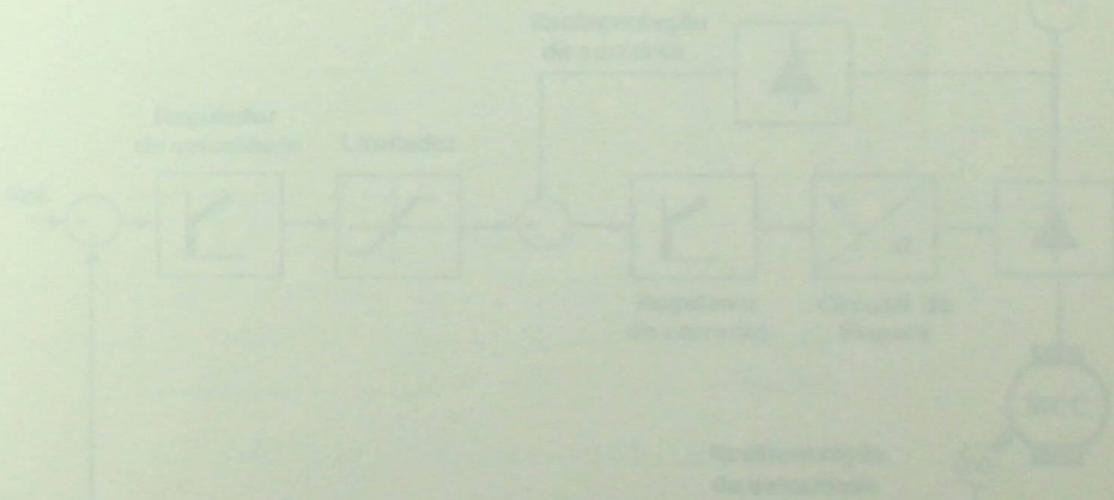


FIG. 15 - Diagrama em bloco típico de um sistema de controle de velocidade

Novas práticas e implementar um sistema integrante de aplicação.

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO DO HARDWARE

4.1 INTRODUÇÃO

Nos capítulos 2 e 3 foram feitas considerações à respeito do princípio de funcionamento do conversor dual e do microcontrolador 68HC11, respectivamente. Neste capítulo, será descrito com detalhes todos os circuitos envolvidos no sistema de controle, bem como suas funções. Na figura 15 , observamos um diagrama em blocos típico de um sistema de controle de velocidade e corrente de uma máquina de corrente contínua.

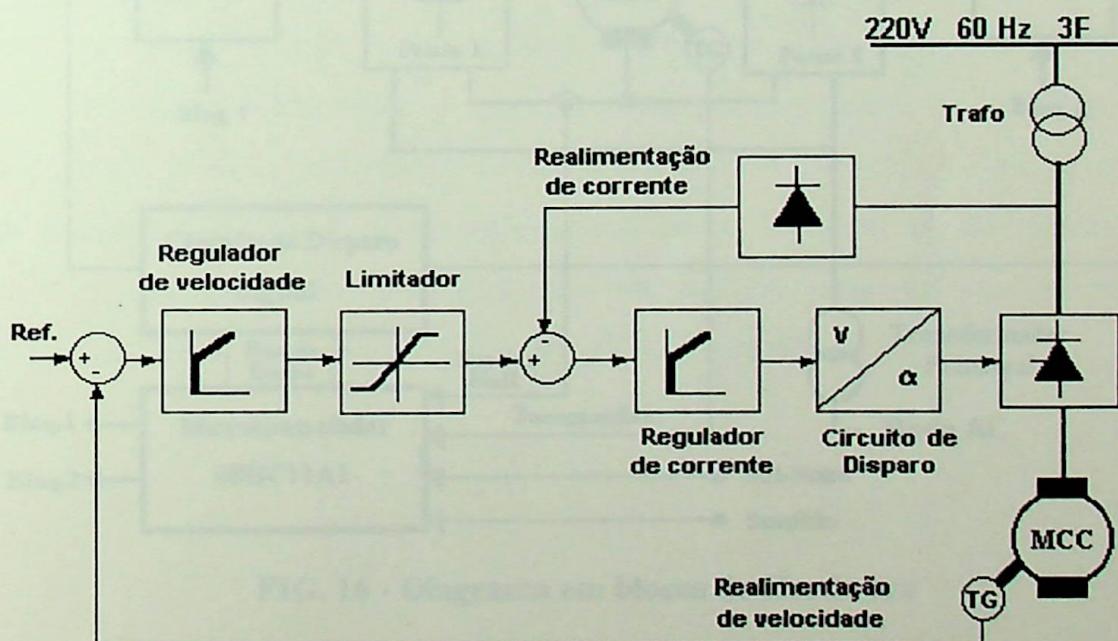


FIG. 15 - Diagrama em blocos típico de um sistema de controle de MCC.

Nossa proposta é implementar um sistema semelhante ao apresentado na figura 15, com a diferença que, ao invés de uma ponte trifásica tiristorizada na parte

de potência, teremos o conversor dual, possibilitando a operação da MCC nos quatro quadrantes. Os blocos somadores (ou comparadores), regulador de velocidade, limitador e regulador de corrente serão implementados por software pelo microcontrolador. Além destas funções o microcontrolador, realizará a aquisição de dados (conversão A/D) de velocidade e corrente da MCC e executará a lógica de reversão e intertravamento das pontes tiristorizadas.

O circuito de disparo utilizado é do tipo digital, o que possibilita sua conexão direta ao barramento de dados do microcontrolador, sem a necessidade de conversor D/A. A figura 16 apresenta o diagrama em blocos do hardware proposto, onde, o sinal Bloq. 1 e Bloq. 2, são gerados pelo microcontrolador para bloquear as pontes 1 e 2 respectivamente, segundo uma lógica descrita no próximo capítulo.

16.1 - FILOSOFIA DO CIRCUITO

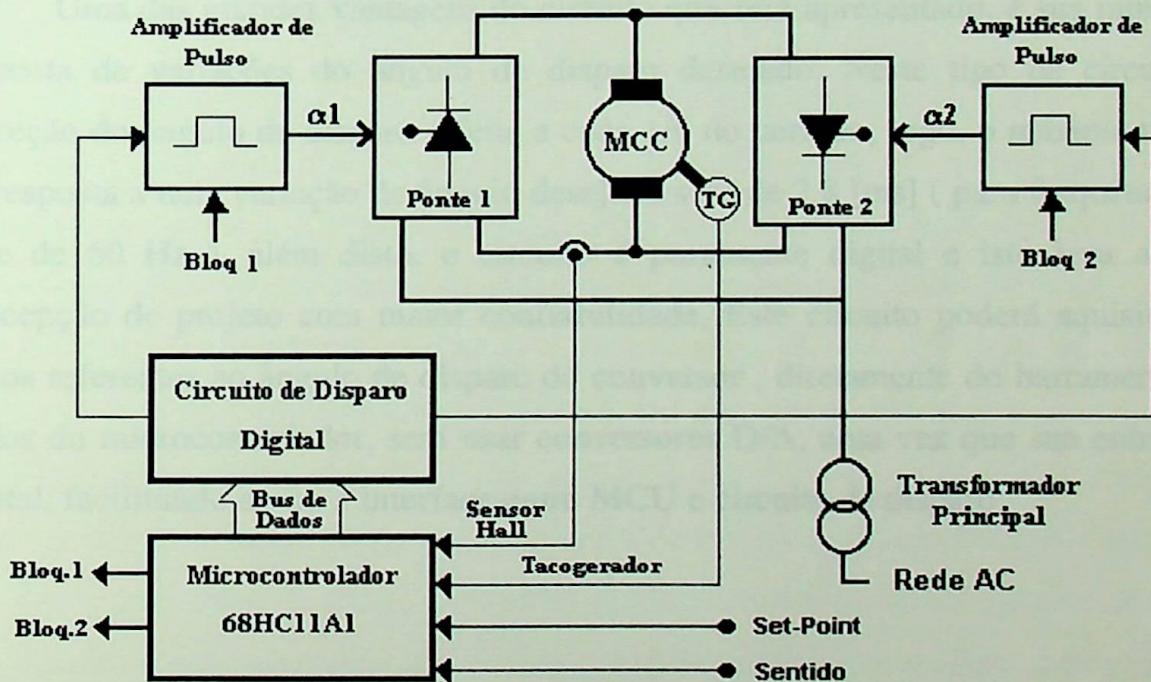


FIG. 16 - Diagrama em blocos do Hardware

4.2 CIRCUITO DE DISPARO DIGITAL

A maioria dos circuitos de disparo de conversores trifásicos são de natureza analógica. Apesar dos mesmos serem de baixo custo e fácil implementação apresentam a desvantagem de permitirem apenas uma correção para modificações na tensão de controle durante um período. Isto pode comprometer o desempenho de um dado sistema que por exemplo trabalhe em tempo real, além de vários ajustes nas diversas etapas do circuito de comando, que podem prejudicar o perfeito funcionamento do mesmo se não forem bem executados. O circuito de disparo digital equidistante descrito, soluciona boa parte dos problemas acima citados.

4.2.1 - FILOSOFIA DO CIRCUITO

Uma das grandes vantagens do circuito que será apresentado, é sua rapidez à resposta de variações do ângulo de disparo desejado. Neste tipo de circuito a correção do ângulo de disparo é feita a cada $1/6$ do período, logo, o máximo tempo de resposta a uma variação do ângulo desejado será de 2,8 [ms] (para frequência da rede de 60 Hz), além disto, o circuito é puramente digital e isto leva a uma concepção de projeto com maior confiabilidade. Este circuito poderá aquisitar os dados referentes ao ângulo de disparo do conversor , diretamente do barramento de dados do microcontrolador, sem usar conversores D/A, uma vez que sua entrada é digital, facilitando assim a interface entre MCU e circuito de disparo.

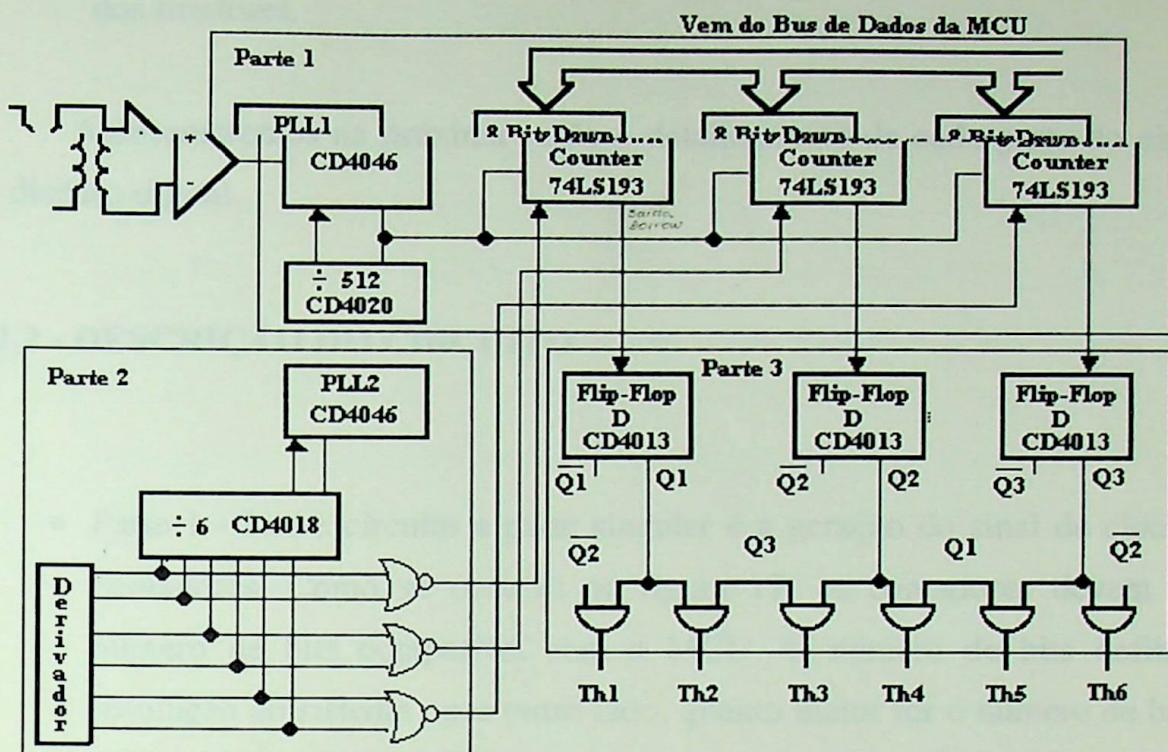


FIG.17 - Circuito de Disparo Digital Equidistante

O circuito consiste basicamente de três contadores decrescentes, sendo um para cada fase, que são carregados com a informação do ângulo de disparo diretamente da MCU. A cada passagem por zero (tensão de sincronismo) das respectivas fases de controle, os contadores recebem um sinal de load e então contam decrescentemente até que o contador seja zerado. Quando isto ocorrer, pulsos de borrow (final de contagem) são gerados pelos contadores e estes sinais estão atrasados de um ângulo α em relação aos pulsos de load dos contadores (zeros de sincronismo). Os pulsos de borrow conseguidos com o final da contagem, são demultiplexados de modo a gerar a sequência conveniente de disparo. A figura 17 apresenta um diagrama do circuito mencionado. Para melhor compreensão subdividi-se o circuito em três partes:

- Parte 1 - Composta pelos contadores decrescentes acompanhados com a base de tempo conveniente, fornecida pelo PLL1.
- Parte 2 - Circuito responsável pelo sincronismo de carga dos contadores, detetando a passagem por zero das tensões de sincronismo via PLL2.
- Parte 3 - Circuito interpretador e demultiplexador dos pulsos de final de contagem , responsável pela sequência e intertravamento lógico do disparo

dos tiristores.

Apresentaremos na próxima seção o detalhamento de cada parte do circuito de disparo digital.

4.2.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

- Parte 1 - Neste circuito a parte singular é a geração do sinal de clock dos contadores. Como se observa na figura 17, os contadores devem ter o número de bits compatível com a MCU. O número de bits definirá a resolução do sistema , por outro lado, quanto maior for o número de bits da MCU , maior terá que ser a frequência do clock. O cálculo da frequência de clock é feito do seguinte modo :

Para $N=8$ bits, pode-se representar $2^8 = 256$ números distintos ; logo para α variando de 0° a 180° temos :

$$F_{clock} = \frac{256}{T} = \frac{256 * 2}{T} = 512 * F_{rede}$$

Para $F_{rede} = 60$ Hz , temos :

$$F_{clock} = 30720 \text{ Hz}$$

Desta maneira para se obter o clock desejado é necessário utilizar um circuito multiplicador de frequência, constituído de um PLL e um contador para multiplicar a frequência da rede por 512.

- Parte 2 - O ângulo α de disparo é contado a partir do zero de sincronismo, atrasado de 30 graus em relação a fase correspondente. Além disto, deverá haver uma defasagem de 60 graus entre o disparo de dois tiristores consecutivos da ponte. Isto é conseguido através de um PLL acoplado a um contador Johnson (CD4018), que no conjunto formam um circuito multiplicador por 6. Desta forma, cada saída do contador estará atrasada de um pulso de clock, em relação a saída anterior, sendo este atraso correspondente a um ângulo de 60 graus. Estes pulsos serão utilizados para gerar o sinal de carregamento dos contadores (load), isto é feito através de porta NOR que combinarão os pulsos correspondentes aos tiristores 1 e 4, 3 e 6, 5 e 2 e carregarão os contadores correspondentes a cada fase, no devido tempo.
- Parte 3 - O circuito de demultiplexação é composto de 3 Flip-Flop's D e portas lógicas AND. Em um Flip-Flop tipo D , a saída acompanha a entrada toda vez que um pulso de clock ocorrer. As entradas dos Flip-Flop's estão ligadas a 3 saídas do contador Johnson e o clock ligado a saída borrow dos contadores decrescentes. Assim, mesmo que a entrada D de um dos Flip-Flop's esteja habilitada, o Flip-Flop só habilitará o circuito de demultiplexação quando for dado o pulso de borrow, portanto, a habilitação poderá ser mais ou menos atrasada em relação a entrada D, dependendo dos valores carregados no contador decrescente. É desta forma que se obtém o ângulo de disparo α . A figura 18 mostra as formas de onda de saída do circuito de disparo, para cada tiristor.

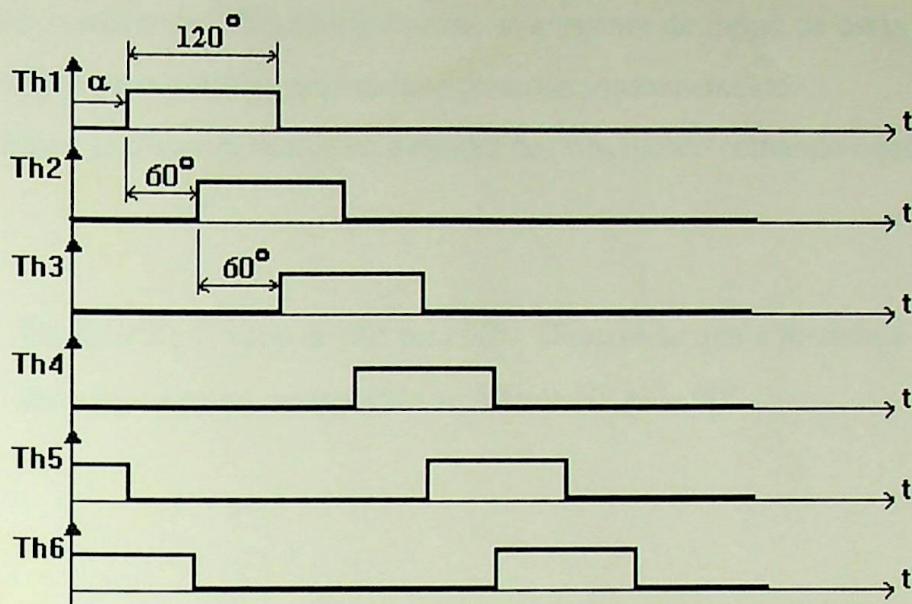


FIG. 18 - Forma de onda da saída do circuito de disparo

Como pôde ser observado, o sistema descrito apresenta inúmeras vantagens sobre os circuitos de disparo analógicos, entre elas a principal é o tempo de resposta a variações no sinal de referência. Uma desvantagem deste circuito é que o valor do ângulo de disparo é discreto e não contínuo como no caso dos analógicos, mas isto na prática não é problema, pois a resolução obtida pode ser muito boa, senão, vejamos :

Para $N= 8$ bits, tem-se uma resolução de $180 / 256 = 0,70$ graus. Este valor é suficiente na maioria das aplicações, por outro lado pode ser aumentado desde que seja utilizado um MCU com maior número de bits.

4.2.3 - ENSAIOS DINÂMICOS

Ensaios do comando foram realizados para variação tipo degrau do sinal de referência, com o objetivo principal de se verificar o comportamento dinâmico do circuito de disparo equidistante.

Os gráficos a seguir mostram alguns resultados obtidos com osciloscópio de memória digital tipo TEKTRONIX 2211 conectado a um microcomputador IBM-

PC. Com o software GRABBER realizou-se a captura da forma de onda da tela do osciloscópio para o microcomputador e posterior armazenamento.

Estes gráficos demonstram a rapidez de respostas do comando equidistante.

- Gráfico 1 : α varia de 60° para 90° - Observa-se que a mudança é feita em uma única etapa aumentando-se Alfa de 60° para 90° .

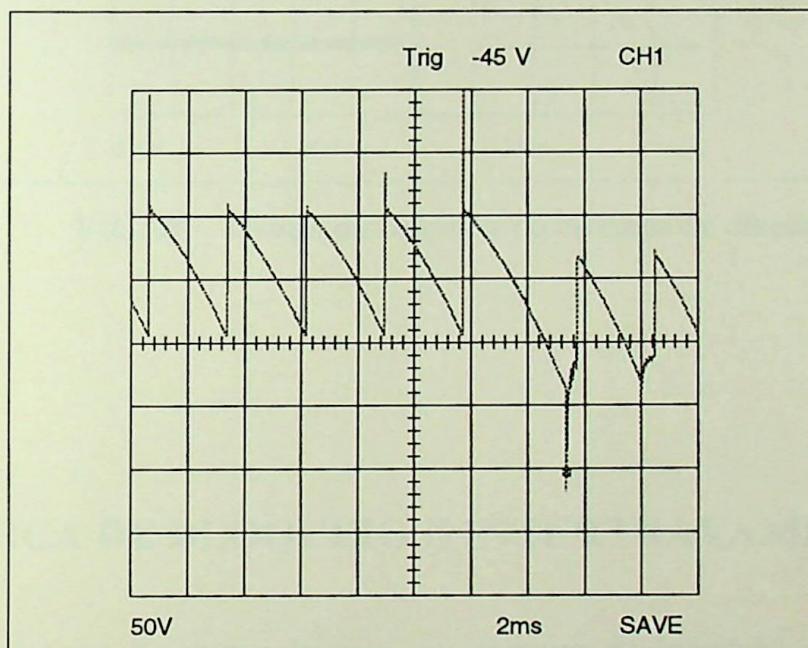


FIG. 19 - Gráfico de tensão para α variando de 60° para 90°

- Gráfico 2 : α varia de 150° para 30° - Observa-se , neste caso, que o tempo de resposta do circuito de disparo é de aproximadamente 4.5 [ms]

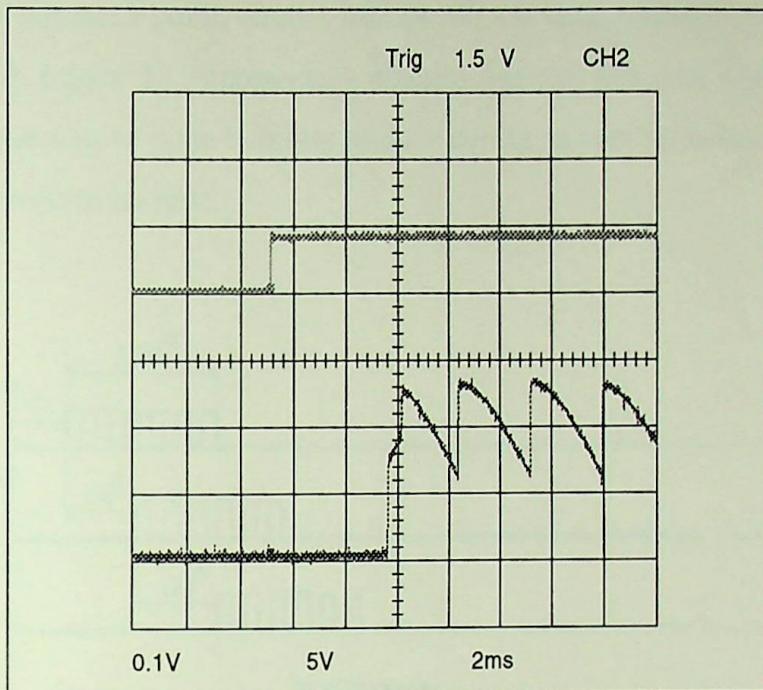


FIG. 20 - Tempo de resposta do circuito de disparo

4.3 - LÓGICA DE BLOQUEIO E INTERTRAVAMENTO

Este circuito é essencialmente um circuito de interface entre o circuito de disparo digital e o amplificador de pulso.

Conforme descrito na seção anterior, o circuito de disparo digital fornece os sinais de disparo para cada um dos SCR's da Ponte Tiristorizada. No entanto os sinais gerados pelo circuito de disparo são pulsos de duração de 120 graus (ver figura 18). Torna-se necessário portanto, modular este sinal com o de um oscilador de frequência aproximada de 16 kHz, através de um gate NAND, para gerar um trem de pulsos de 120 graus de duração (figura 21) que será amplificado e aplicado nas entradas gate-catodo de cada tiristor. Além disto é necessário implementar uma lógica de bloqueio e intertravamento para as pontes direta e reversa, conforme visto na seção 2.3 deste trabalho. Esta lógica é realizada na MCU 68HC11A1, que gera sinais digitais na porta A (pinos 3 e 4) para bloquear a ponte desejada. Se, por exemplo, os pinos 3 e 4 forem resetados, as duas pontes estarão bloqueadas. Para

habilitar a ponte direta e bloquear a reversa, deve-se setar o pino 3 e resetar o pino 4; e para bloquear a ponte direta , habilitando a reversa, reseta-se o pino 3 e seta-se o pino 4. A figura 22 , apresenta o circuito que executa esta lógica. É importante observar que não se pode habilitar as duas pontes ao mesmo tempo, o que resultaria em curto-circuito na rede.

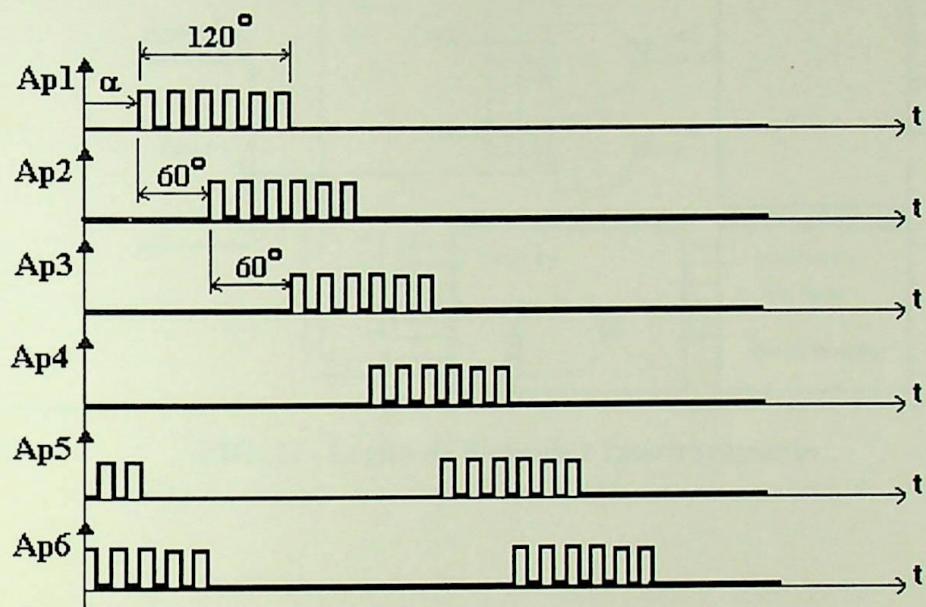


FIG. 21 - Trem de Pulso gerado à partir do circuito de disparo

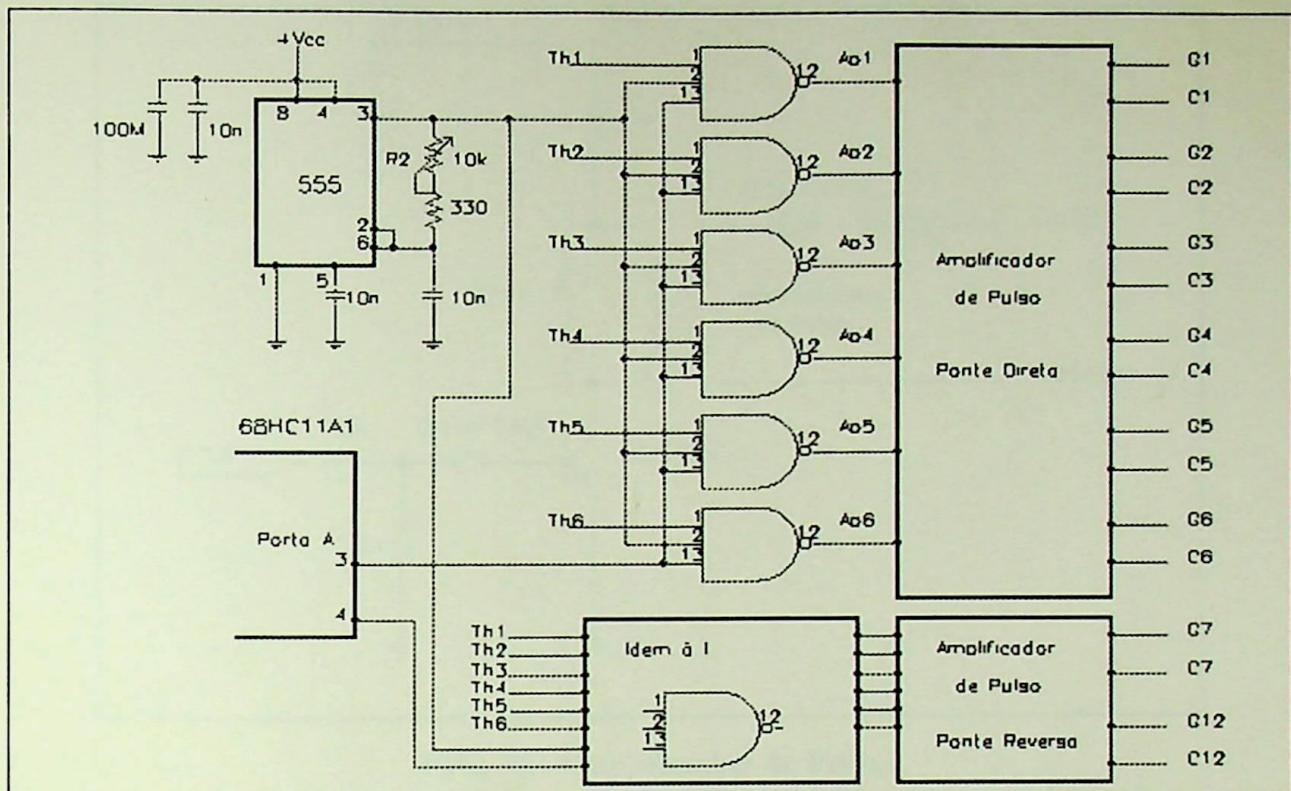


FIG. 22 - Lógica de Bloqueio e Intertravamento

4.4 - AMPLIFICADOR DE PULSO

Cada um dos tiristores da ponte é ligado a um amplificador de pulso (fig.23) que permite o disparo a partir de um sinal do circuito que realiza a lógica de bloqueio e intertravamento, descrito anteriormente, além de promover a isolamento entre os circuitos de comando e de potência. Esta isolamento é obtida devido a utilização de transformadores de pulso com relação 1:1.

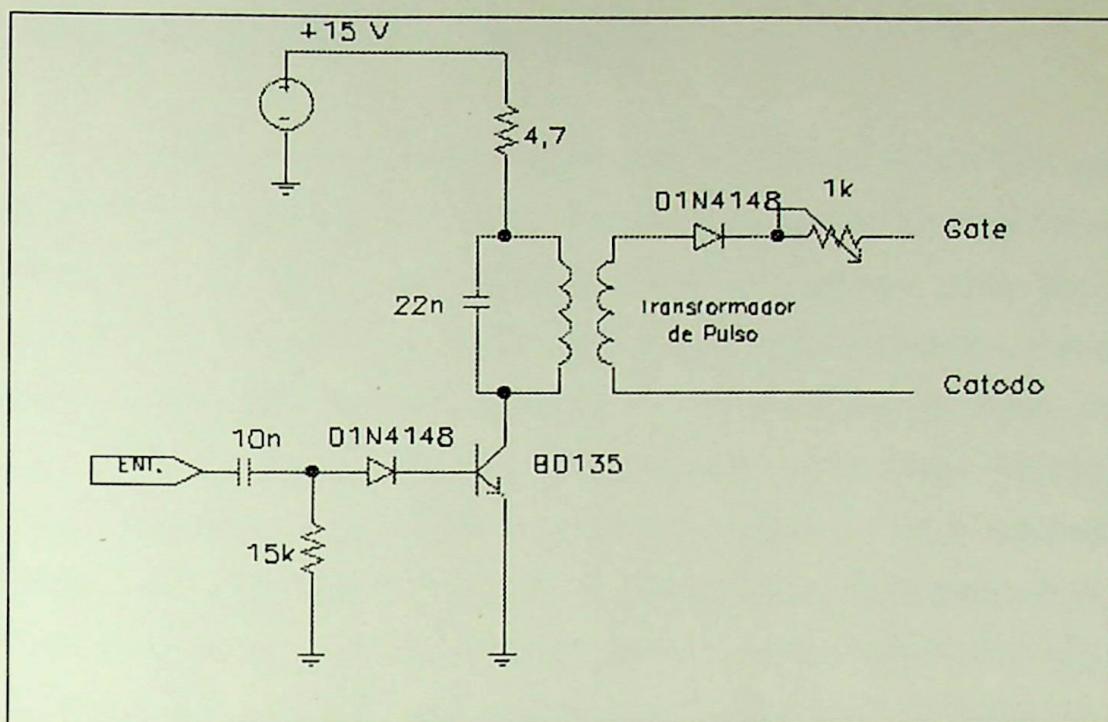


FIG. 23- Amplificador de Pulso

Neste tipo de amplificador, denominado classe C, a base do transistor BD135, forma um circuito do tipo clamper (deslocador) negativo. Devido as diferentes constantes de tempo, na carga e descarga do capacitor, o transistor ficará polarizado só durante os semi-ciclos positivos do sinal de entrada (ENT.). O capacitor de 22nF deverá ser sintonizado com a indutância equivalente do transformador de pulsos, de acordo com a seguinte relação:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}}$$

onde,

f - frequência do oscilador (555)

A tensão aplicada entre gate e catodo é do tipo senoidal, com amplitude máxima igual a da tensão de alimentação .

4.5 - TRANSDUTOR DE CORRENTE

Para a medição da corrente, optou-se por utilizar um sensor hall conectado no lado DC do conversor tiristorizado. As principais características do sensor hall que justificam esta escolha são: permite medição de qualquer forma de onda de corrente (DC, AC , impulso,...), alto nível de isolação galvânica entre primário (alta potência) e secundário (circuito eletrônico), boa sensibilidade, ótima exatidão, excelente comportamento dinâmico, confiabilidade comprovada, adaptado para operação em ambientes “agressivos”, simples de utilizar, de fácil instalação e de excelente relação custo/benefício. O sensor utilizado nesta implementação (LA 50-P da LEM S.A.) possui os seguintes dados elétricos: corrente nominal de 50 [A] rms, faixa de medição de 0 a \pm 70 [A], relação de transformação de 1:1000 e isolação de 2 [kV] rms. Para se obter a tensão adequada à entrada do microcontrolador e à malha de controle , o sinal do sensor hall é aplicado à um estágio de amplificação, filtragem do ripple AC e obtenção do valor absoluto, conforme apresentado na figura 24.

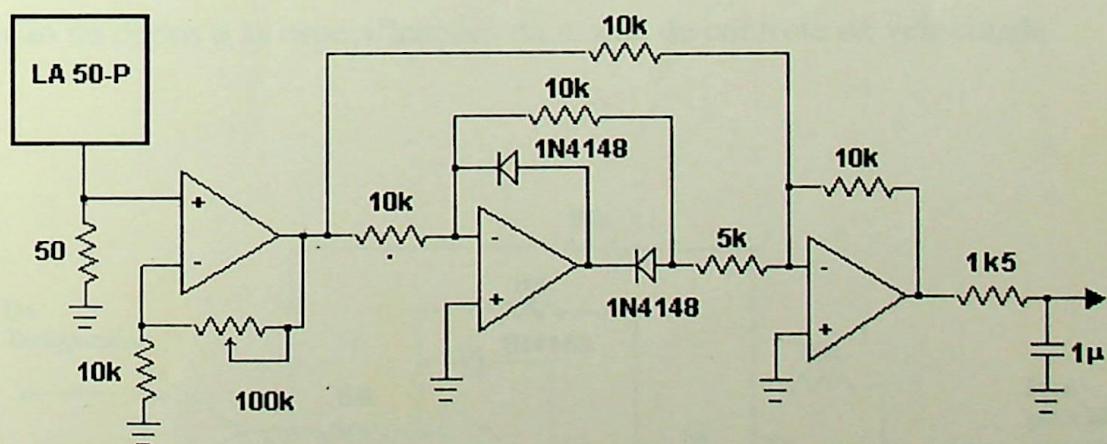


FIG. 24 - Transdutor de corrente

O cálculo do filtro do transdutor de corrente, foi realizado levando-se em consideração que a forma de onda da corrente no lado DC da ponte tiristorizada de

seis pulsos, possui uma ondulação com frequência igual a 6 vezes a frequência da rede AC, sendo portanto igual a 360Hz para rede AC de 60Hz. A constante de tempo do filtro do transdutor de corrente (T_{gi}), deve ser portanto [15]:

$T_{gi} \leq (1/2) \text{ Período} / N^{\circ} \text{ de Pulso}$

Tgi = 1.5 [ms]

4.6 - TRANSDUTOR DE VELOCIDADE

A malha de controle de velocidade deve, em condições ideais, estar isenta de ruídos oriundos da deteção da velocidade. Se o sistema é mecânico, é sujeito a vibrações torcionais, que se realimentadas, podem comprometer o desempenho da regulação [14]. Para tanto, um local adequado deve ser escolhido para o dispositivo detetor de velocidade, que geralmente é um tacômetro, com precisão de 0.1 a 0.5% da velocidade nominal, ou um gerador de pulsos.

Nesta aplicação em particular, optou-se pelo uso de um tacômetro acoplado ao eixo do MCC, cujo sinal é devidamente tratado para se adequar ao sistema de aquisição de dados e às especificações da malha de controle de velocidade.

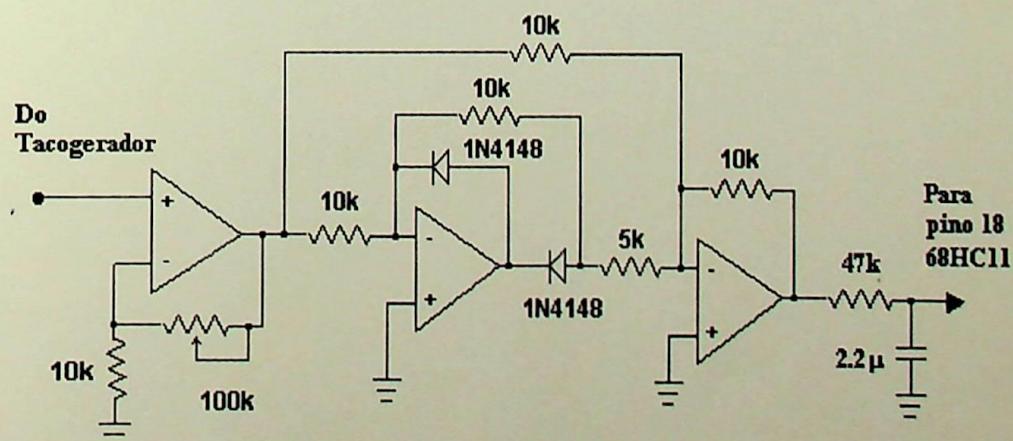


FIG. 25 - Circuito do transdutor de velocidade.

Devido à ondulação da tensão de saída do tacogerador, utilizou-se um filtro com constante de tempo de aproximadamente 100 [ms]. O sinal de saída do transdutor de velocidade é aplicado ao conversor A/D do microcontrolador 68HC11 (pino PE1), correspondendo ao endereço ADR2 utilizado no desenvolvimento do software.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

CAPÍTULO V

Estratégia de Controle

CAPÍTULO V

ESTRATÉGIA DE CONTROLE

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão descritos aspectos relacionados à implementação da estratégia de controle por software e apresentação de um algoritmo do controlador proporcional integral PI com anti-windup. É apresentado o algoritmo que determina a condução do conversor direto ou reverso, denominado de lógica de reversão. Também são feitas considerações quanto à estratégia de controle no modo de condução descontínuo de corrente.

5.2 - CONTROLADORES DIGITAIS

O projeto de um sistema de controle digital, inherentemente discreto, é, em princípio, similar ao projeto de um sistema de controle analógico ou contínuo. O objetivo do projeto é basicamente a especificação do controlador, para que o sistema controlado tenha um comportamento de acordo com especificações, tais como :erro em regime permanente, máximo overshoot, tempo de subida e tempo de acomodação, entre outros. De fato , em diversas situações, o processo controlado é o mesmo, exceto que em sistemas de dados discretos (digitais), o controlador é projetado para processar dados digitais ou amostrados.

Em aplicações de controle em malhas de corrente e velocidade de motores de corrente contínua, usualmente são utilizados controladores tipo proporcional-integral (PI) [10], que permitem erro em regime permanente igual a zero e resposta rápida. O termo diferencial é raramente utilizado, em função do considerável ruído e ripple

existentes nos sinais de realimentação de velocidade e corrente.

Para se implementar um controlador digital, são utilizadas as equações dos controladores analógicos (contínuos) convertidas para o equivalente digital. Esta transformação, pode ser feita com o uso de Transformada Z [10],[16] ou por meio de equações diferenças.

O controlador PI , no domínio de dados contínuos (em s) é descrito pela seguinte função de transferência:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.1)$$

A componente proporcional K_p é implementada digitalmente como um ganho constante K_p .

O controlador PI ideal é a soma dos elementos proporcional e integral:

$$m(t) = K_p \times e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (5.2)$$

onde:

$m(t)$ = saída do controlador;

$e(t)$ = erro = valor de referência - realimentação;

K_p = Ganho proporcional do controlador;

K_i = Ganho integral do controlador.

Sua representação na forma discreta é:

$$m_n = K_p e_n + K_i \sum_{j=1}^n T e_j \quad (5.3)$$

Obtendo-se o valor anterior:

$$m_{n-1} = K_p e_{n-1} + K_i \sum_{j=1}^{n-1} T e_j \quad (5.4)$$

Subtraindo-se (5.3) e (5.4), obtém-se o algorítmo na forma incremental:

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_p(e_n - e_{n-1}) + K_i T e_n \quad (5.5)$$

Que rearranjada, fica:

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_1 e_n + K_2 e_{n-1} \quad (5.6)$$

onde:

$$K_1 = K_p + K_i T;$$

$$K_2 = -K_p.$$

As variáveis internas do algorítmo são atualizadas à partir das relações:

$$m_{n-1} = m_n$$

$$e_{n-1} = e_n$$

No seu campo de aplicação, o algorítmo PI é utilizado com sucesso para garantir o correto desempenho das variáveis controladas em torno do ponto de operação. Entretanto, para alguns sistemas, o benefício conseguido com a ação integral é acompanhado pelo problema de sobrecarga, e eventual saturação, da ação integral. Desta forma, para variações bruscas no sistema, em que a ação de controle satura, o sinal atuante evolui mais lentamente que o previsto no projeto, provocando uma sobrecarga da ação integral.

Uma das vantagens da utilização das equações desenvolvidas anteriormente é a eliminação dos somatórios que podem sobrecarregar ou saturar devido a ação integral (windup), quando, por alguma razão o erro persiste [17],[20]. Estas equações serão utilizadas na implementação do software de controle.

5.3 - ALGORÍTMO DE CONTROLE

No microcontrolador 68HC11, serão implementados os controladores PI de velocidade e corrente e a lógica de reversão dos conversores tiristorizados, conforme mencionado no capítulo 1. Por software ativa-se os conversores A/D do

microcontrolador, que são utilizados para aquisição do sinal de referência de velocidade (ADR1), realimentação de velocidade (ADR2) e realimentação de corrente (ADR3). Tendo sido aquisitados estes sinais, processa-se o erro de velocidade, através de um controlador PI com esquema de anti-saturação da parte integral (algoritmo descrito na seção anterior). A saída do controlador de velocidade é utilizada como condição para se disparar a lógica de reversão, conforme será descrito com mais detalhes posteriormente. Da mesma forma que o sinal de erro de velocidade, também o erro de corrente é processado por um controlador PI com anti windup, cujo valor de saída determina o ângulo de disparo dos conversores tiristorizados. O fluxograma do programa principal é apresentado na figura 26.

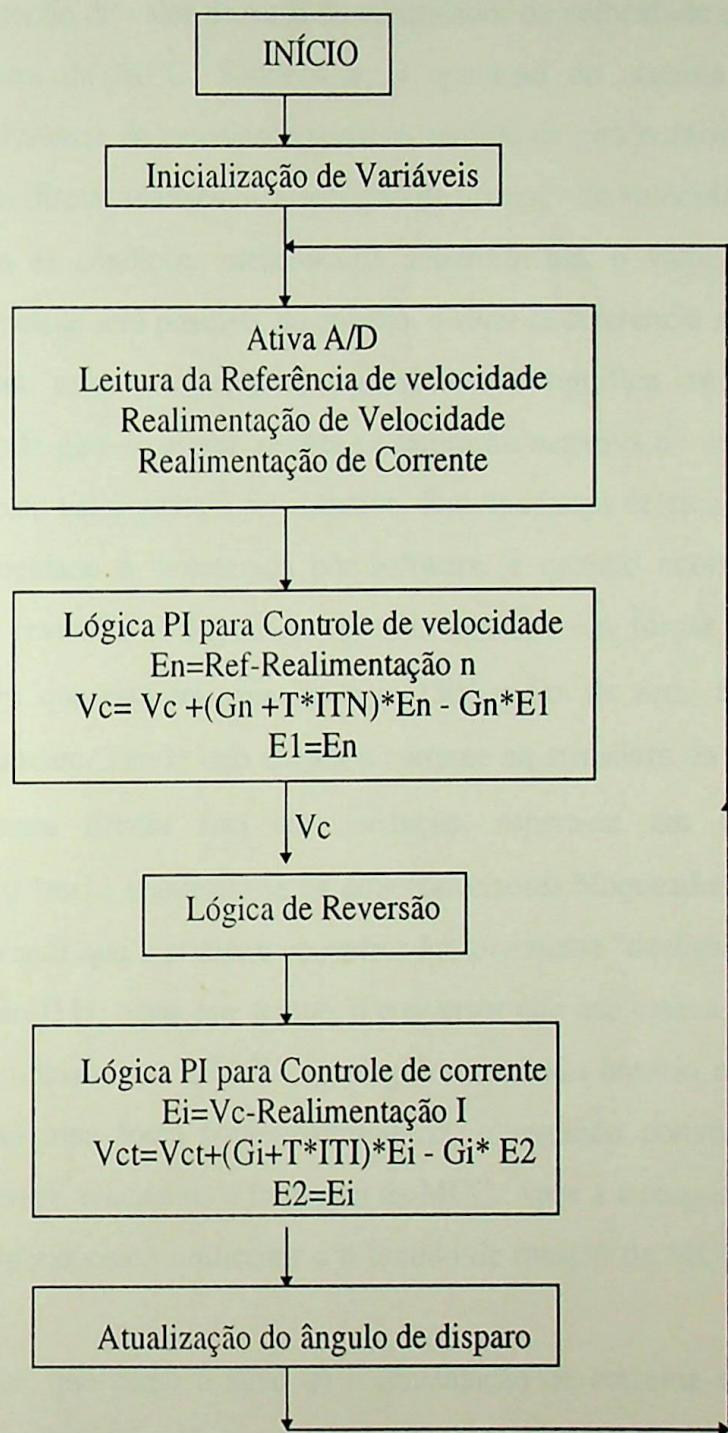


FIG. 26 - Fluxograma do Programa Principal

A estratégia proposta para se fazer a reversão dos conversores tiristorizados, baseia-se na monitoração do valor de saída do controlador de velocidade e do valor da corrente na armadura da MCC. Supondo-se, a operação do sistema em regime permanente, com referência de velocidade positiva, sentido de giro horário e condução da ponte tiristorizada direta, analisemos a operação de reversão de velocidade.

Considerando as condições mencionadas anteriormente, o valor de saída do controlador de velocidade será positivo, no entanto, o sinal de referência de velocidade sendo alterado de um valor positivo para negativo, o que significa um comando de reversão do sentido de giro do motor, resulta na saturação negativa do controlador de velocidade, isto é, este valor passa a ser negativo. Esta mudança de sinal na saída do controlador de velocidade é monitorada por software, e quando ocorre, dispara a chamada lógica de reversão. A lógica de reversão consiste em forçar o ângulo de disparo do conversor que está em operação para 150° , a fim de zerar a corrente no mesmo mais rapidamente. Tendo sido zerada a corrente na armadura da MCC, o que significa que nenhum tiristor está em condução, espera-se um tempo τ de aproximadamente 10 [ms], mantendo-se os dois conversores bloqueados ($Bloq1.=0$; $Bloq2.=0$), para garantir que o primeiro conversor foi totalmente “desligado”, antes de se disparar o segundo [11]. Após este tempo, o conversor que não estava em operação é disparado. Como inicialmente a MCC, ainda gira no sentido horário em função de sua inércia, gerando uma força contra-eletromotriz, o segundo conversor opera à princípio como inversor, realizando a frenagem da MCC. Após a frenagem, o segundo conversor passa a operar como retificador e o sentido de rotação da MCC passa a ser anti-horário.

Cabe ressaltar, que como o sinal de realimentação de corrente é tomado em módulo (seção 4.5), para garantir a operação satisfatória da malha de controle de corrente, o sinal de referência de corrente deve ser sempre positivo, para qualquer sentido de rotação da MCC. Como o sinal de referência de corrente é gerado pela saída do controlador de velocidade, processa-se por software o valor absoluto deste sinal antes de se aplicar no controlador de corrente.

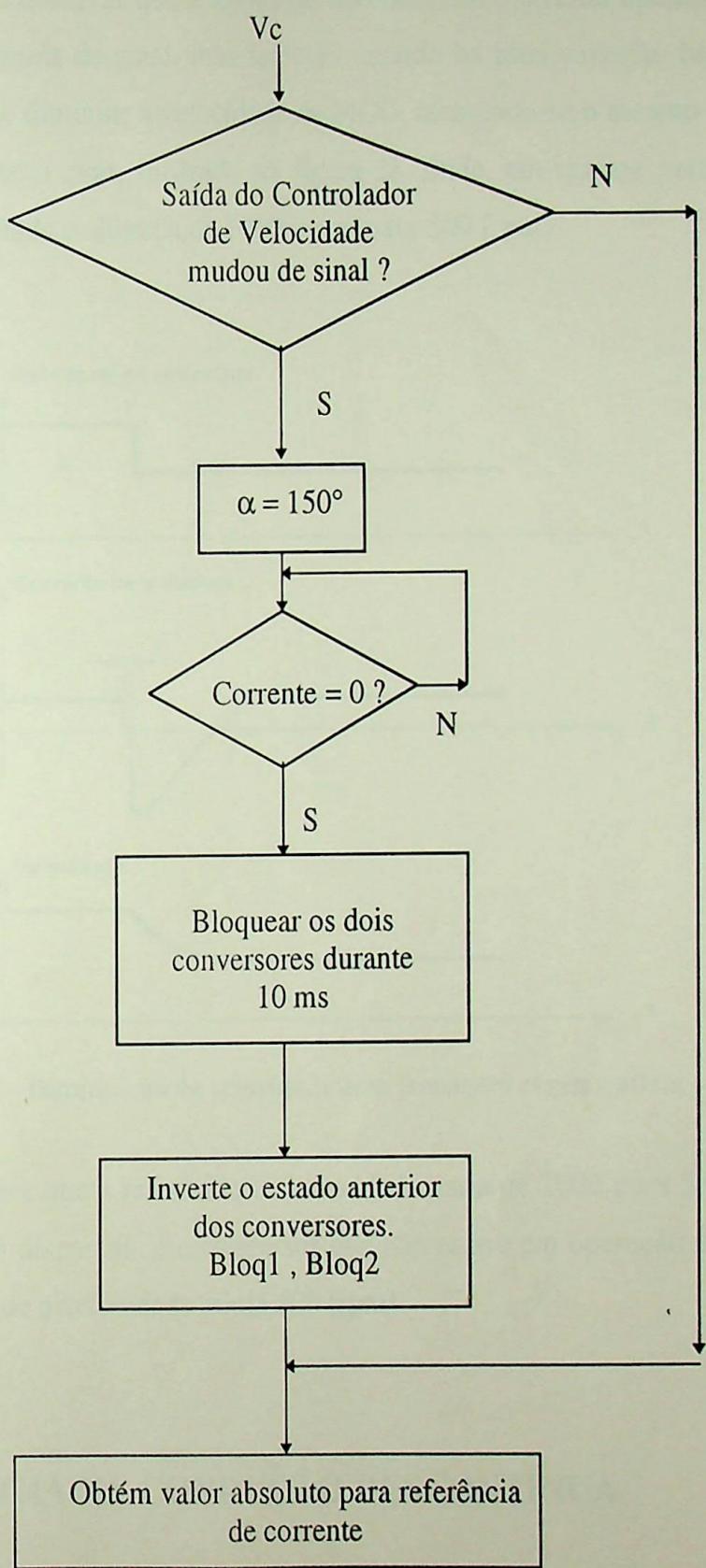


FIG. 27 - Fluxograma da lógica de reversão.

É interessante observar que a lógica de reversão não é ativada apenas quando o sinal de referência muda de sinal, mas também quando há uma variação brusca neste sinal no sentido de se diminuir a velocidade da MCC, mantendo-se o mesmo sentido de rotação. Considere-se o caso, ilustrado na figura 28, onde, em regime permanente, a referência de velocidade é alterada de 1000 [rpm] para 500 [rpm].

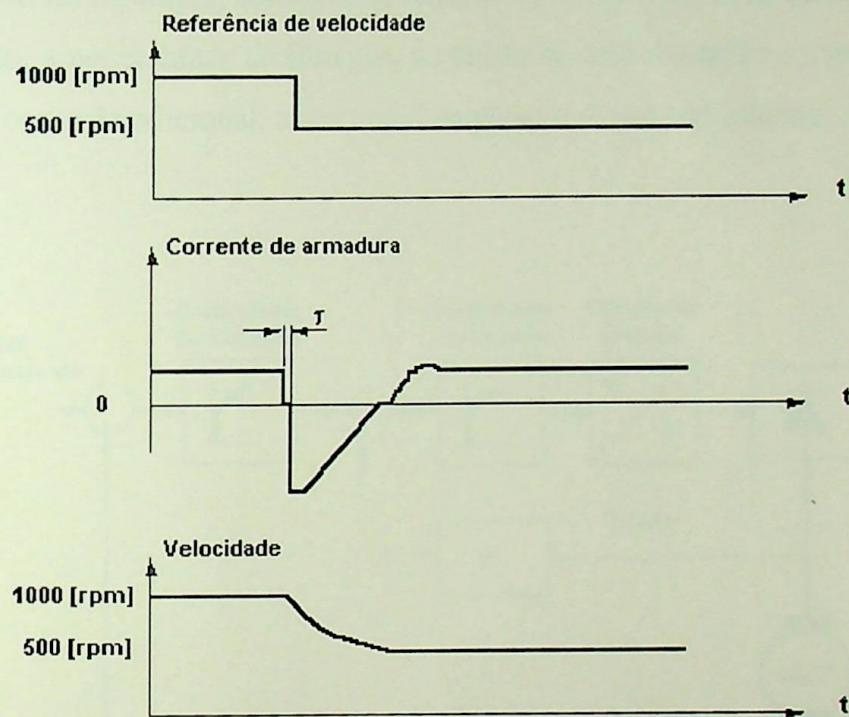


FIG. 28 - Diminuição de velocidade com frenagem regenerativa.

No instante em que a referência de velocidade varia de 1000 para 500 [rpm], a lógica de reversão é disparada, e o conversor que não estava em operação é disparado como inversor até que a velocidade atinja 500 [rpm].

5.4 - ESTRATÉGIA NA CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Conforme descrito no capítulo 2, associado ao conversor tiristorizado, está o problema da descontinuidade da corrente no lado DC do conversor, que pode ocorrer em função do ângulo de disparo dos tiristores e da natureza da carga. Este fato deve ser

levado em consideração no projeto do sistema de controle, uma vez que a função de transferência do drive de potência no modo de condução descontínuo de corrente é diferente do modo contínuo [21]. Existem basicamente três formas de se tratar o problema: realimentação de tensão negativa, controlador não-linear e controlador adaptativo.

Incorporando-se a realimentação de tensão na malha de corrente, conforme apresentado na figura 29, consegue-se reduzir o efeito da condução descontínua [2]. No entanto, a necessidade de filtragem da tensão de realimentação e a presença de uma malha de controle adicional, torna mais complexo o projeto do sistema.

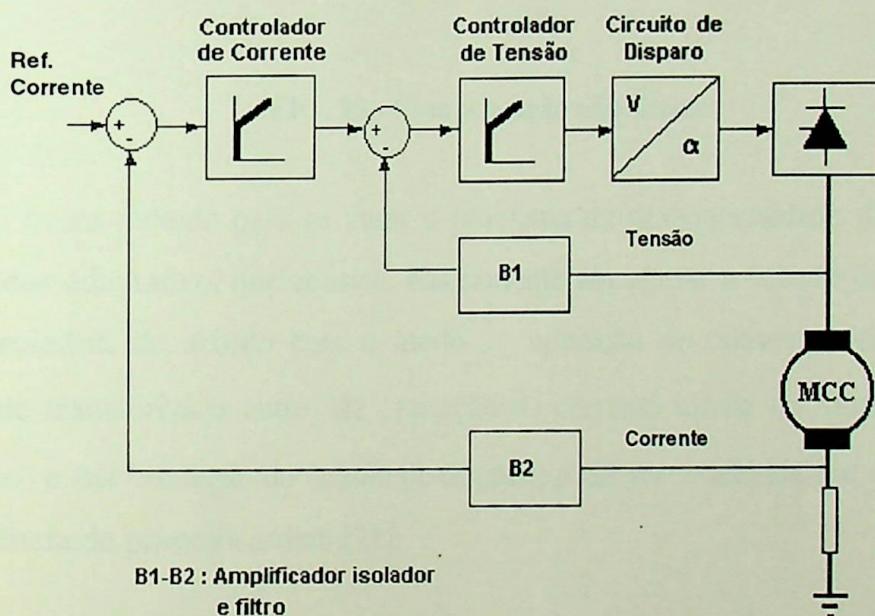


FIG. 29 - Realimentação Negativa de Tensão

A compensação não-linear é apresentada por [3], sendo outra forma de se melhorar o comportamento do sistema na condução descontínua. A figura 30 mostra o diagrama em blocos da malha de corrente com compensação não-linear, cujo objetivo é linearizar a característica do conversor tiristorizado durante a condução descontínua de corrente.

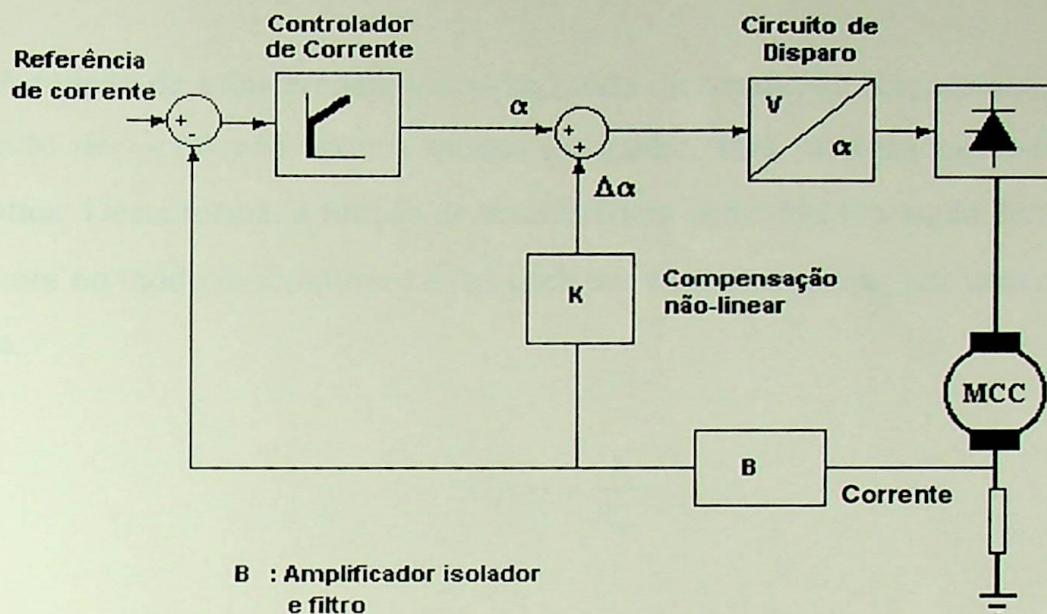


FIG. 30 - Compensação não-linear

O outro método para se tratar o problema da descontinuidade da corrente é o controlador adaptativo, que consiste basicamente em alterar a função de transferência do controlador, de acordo com o modo de operação do conversor tiristorizado. A função de transferência entre ΔI_c (variação da corrente média no modo contínuo de condução) e $\Delta\alpha$ (variação do ângulo de disparo) pode ser modelada por uma função de transferência de primeira ordem [21]:

$$G_c(s) = \frac{\Delta I_c(s)}{\Delta\alpha(s)} = \frac{K_c}{Ls + R}$$

onde:

$G_c(s)$ = função de transferência no modo contínuo;

ΔI_c = variação do valor médio da corrente no modo contínuo;

$\Delta\alpha$ = variação do ângulo de disparo;

K_c = ganho do conversor linearizado;

L = indutância do MCC;

R = resistência do MCC.

A função de transferência $G_d(s)$ no modo de condução descontínuo, no entanto é diferente de $G_c(s)$ não apenas quanto ao ganho, mas também quanto à estrutura matemática. Desta forma, a função de transferência entre ΔId (variação do valor médio da corrente no modo descontínuo) e $\Delta\alpha$ pode ser expressa apenas por uma componente resistiva:

$$G_d(s) = \frac{1}{R_{eq}}$$

onde:

$G_d(s)$ = função de transferência no modo descontínuo;

R_{eq} = resistência equivalente , igual ao gradiente das curvas da figura 31.

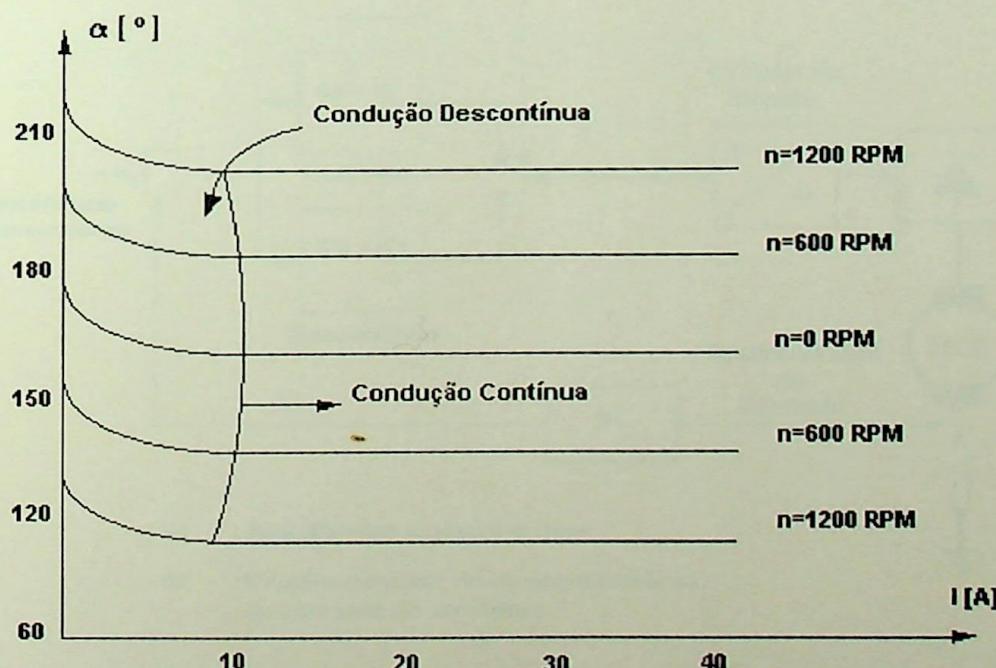


FIG. 31 - Característica de corrente no motor-conversor em regime permanente.

Em [21] é proposto um algoritmo adaptativo para malha de controle de corrente de um sistema analógico, cuja filosofia, no entanto, pode ser implementada em controladores digitais. A estratégia proposta, baseia-se em aumentar a componente proporcional do controlador de K_p (ganho proporcional para o modo de condução contínuo) para $K'p$, durante a condução descontínua de corrente, onde $K'p$ pode ser ajustado na faixa de 6 a 68 vezes maior do que K_p . Da mesma forma, para se fazer a compensação da constante de tempo da armadura da MCC, durante o fluxo de corrente intermitente (condução descontínua), uma rede de atraso com constante de tempo de 10ms é acrescentado na saída do controlador de corrente nos intervalos de fluxo de corrente não intermitente. O diagrama em blocos para esta estratégia de controle é apresentado na figura 32. Estratégia semelhante a esta é implementada em um sistema de controle analógico por [22].

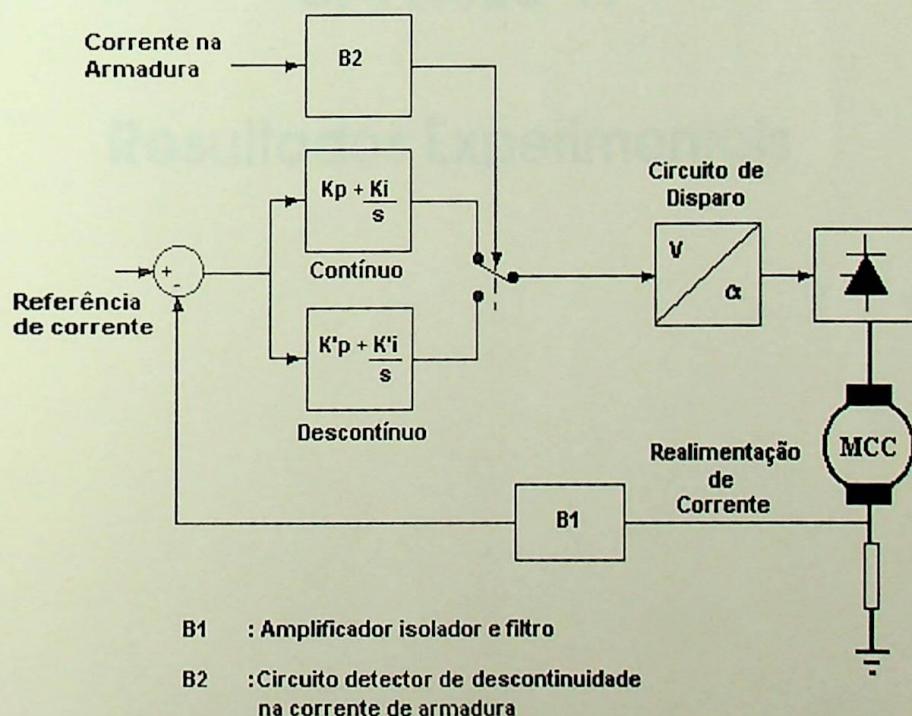


FIG. 32 - Diagrama em blocos de um controlador adaptativo.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

CAPÍTULO VI

Resultados Experimentais

CAPÍTULO VI

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 - INTRODUÇÃO

O sistema de controle digital descrito nos capítulos anteriores foi desenvolvido e implementado experimentalmente nos laboratórios do Departamento de Eletrônica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá e os resultados obtidos são apresentados neste capítulo. Diversos testes foram realizados com o objetivo de se verificar o comportamento dinâmico do sistema em situações distintas, tais como : partida da MCC à vazio e com carga, característica de regulação da malha de velocidade para variação de carga no eixo da MCC, comportamento dinâmico da velocidade e da corrente na reversão e na frenagem, entre outros.

Na seção 6.2 são apresentados os resultados de ensaios realizados para uma única ponte trifásica tiristorizada, que foram úteis para se verificar o comportamento dinâmico do sistema na partida e a característica de regulação de velocidade, aplicando-se variações de carga no eixo do motor. Realizados estes ensaios iniciais, partiu-se para a implementação do sistema operando nos quatro quadrantes, cujos resultados são apresentados na seção 6.3.

Todos os resultados apresentados, foram obtidos através de medição direta no sistema implementado em laboratório, registrados em osciloscópio de memória TEKTRONIX 2211 e aquisitados por microcomputador através do software GRABBER[24].

6.2 - OPERAÇÃO EM DOIS QUADRANTES

A princípio, foram realizados testes para se verificar o comportamento dinâmico da malha de regulação de corrente (malha interna), para as especificações de ganho e constantes de tempo do controlador PI. O ganho da parte proporcional foi ajustado em 0.1 e a constante de tempo de integração em 52 [ms] . A figura 33 , mostra a resposta de corrente na armadura da MCC, para uma variação do tipo degrau na referência de corrente de 0 para 5.0 [A] com rotor travado.

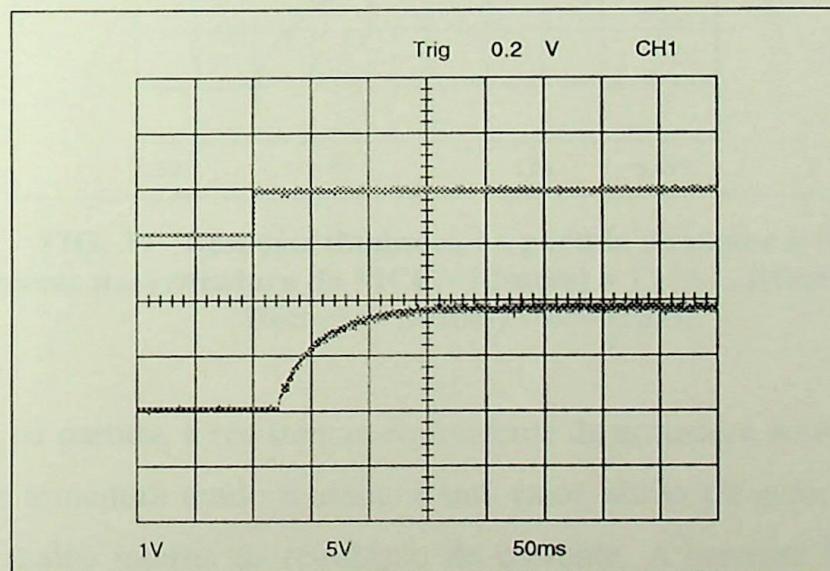


FIG. 33 - Resposta de corrente com rotor travado. $I(\text{final}) = 5.0 \text{ [A]}$

Observa-se um atraso de aproximadamente 20 [ms] entre a aplicação do degrau e o início da resposta de corrente, devido ao tempo de processamento do software de controle. Pode-se observar, também que o sistema possui resposta estável, sem overshoot e tempo de acomodação de 120 [ms] aproximadamente.

Implementou-se posteriormente o sistema de controle com malha de realimentação de velocidade e corrente, fazendo-se o ganho do controlador de

velocidade igual a 2.8, e a constante de tempo de integração igual a 280 [ms], sendo os parâmetros do controlador de corrente os mesmos descritos anteriormente. A resposta dinâmica do sistema durante a partida do motor à vazio, é apresentado na figura 34. A curva superior apresenta a corrente na armadura e a inferior a rotação no eixo do motor.

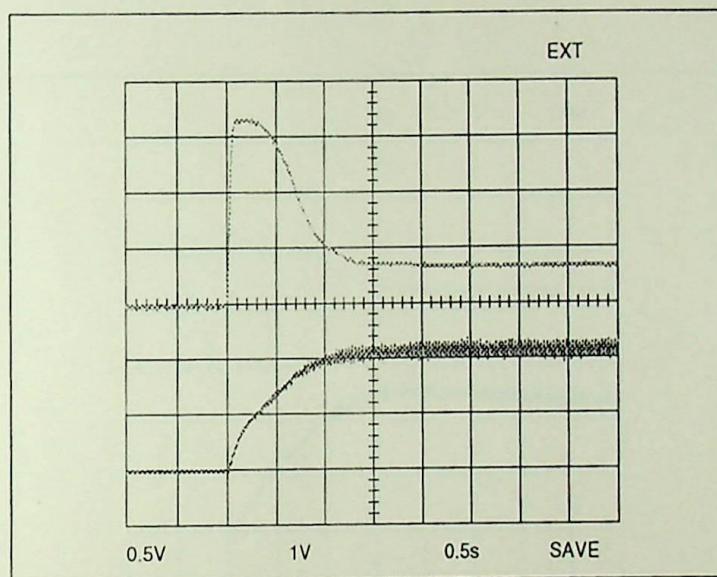


FIG. 34 - Resposta dinâmica na partida do motor à vazio.
Corrente na Armadura da MCC - $I(\text{limite}) = 11 \text{ [A]}$, $I(\text{final}) = 1.9 \text{ [A]}$
Rotação - $n(\text{final}) = 800 \text{ [rpm]}$

Como na partida, a resistência equivalente da armadura do motor é muito baixa, a corrente de armadura tende a assumir um valor muito elevado, sendo limitada, no entanto pela malha interna de regulação de corrente. A corrente limite na partida do motor foi ajustada para 1.5 Pu, ou seja, 1.5 vezes maior que a corrente nominal da MCC, que neste caso é de 7.72 [A] segundo dados de placa do motor. Após a aceleração da máquina, tendo a velocidade atingido o valor determinado pela referência, a corrente diminui para 1.9 [A] aproximadamente.

O mesmo ensaio foi realizado com carga, acoplando-se um gerador síncrono alimentando um banco de resistência, ao eixo da MCC, cujo resultado é apresentado na figura 35.

Observa-se que, com carga, a resposta de velocidade é logicamente mais lenta do que no caso anterior, e que mais uma vez durante a aceleração da MCC, a corrente na armadura é limitada pela malha de regulação de corrente em aproximadamente 11 [A] durante a partida e em regime permanente em 4.8 [A]. A resposta de velocidade apresenta um pequeno overshoot, estabilizando em aproximadamente 1000[RPM].

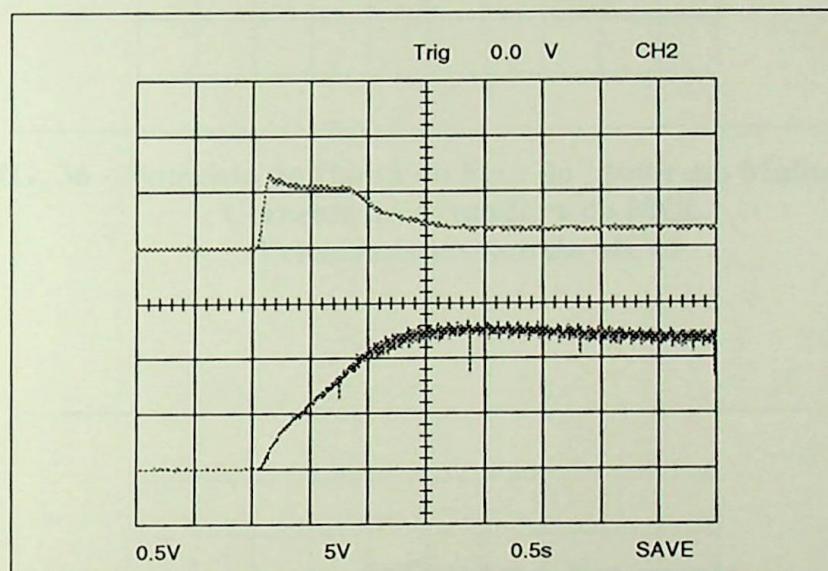


FIG. 35 - Resposta dinâmica na partida do motor com carga.
Corrente na Armadura da MCC - $I(\text{limite}) = 11 \text{ [A]}$, $I(\text{final}) = 4.9 \text{ [A]}$
Rotação - $n(\text{final}) = 1000 \text{ [rpm]}$

A fim de se verificar a característica da malha de controle de velocidade para variação de carga no eixo do motor, realizou-se ensaios em malha fechada e em malha aberta para fins de análise comparativa. À princípio, estando o motor operando à vazio e em malha aberta, acrescentou-se carga ao seu eixo, resultando no decréscimo de sua rotação, conforme ilustra a figura 36.

O mesmo procedimento foi realizado para o sistema em malha fechada, observando-se que no instante em que há o aumento de carga no eixo do motor, a rotação tende a diminuir, sendo posteriormente compensada pela malha de controle de velocidade, retornando ao seu valor original.

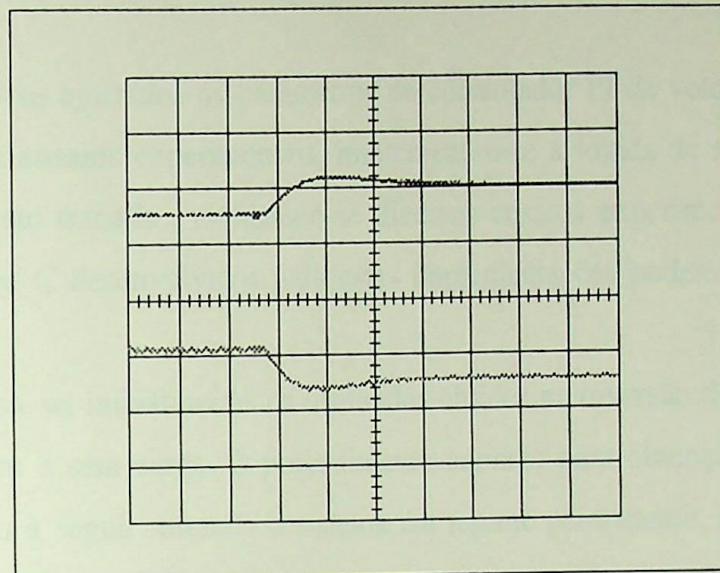


FIG. 36 - Aumento de Carga no Eixo do Motor em Malha Aberta.
Corrente na Armadura da MCC.
Velocidade no eixo da MCC.

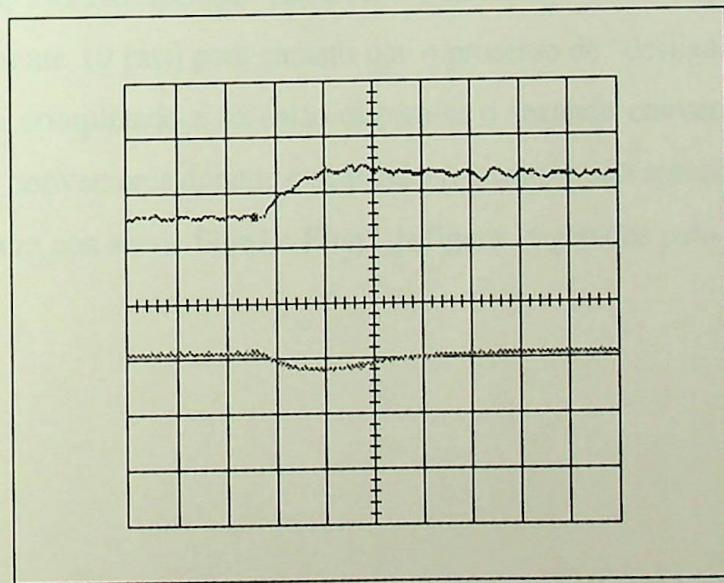


FIG. 37 - Aumento de Carga no Eixo do Motor em Malha Fechada
Corrente na Armadura da MCC.
Velocidade no eixo da MCC.

Os resultados obtidos para estes ensaios foram considerados satisfatórios e comprovam a eficiência e o bom funcionamento do sistema em malha fechada.

6.3 - OPERAÇÃO NOS QUATRO QUADRANTES

Tendo-se ajustados os parâmetros do controlador PI de velocidade e corrente e realizados os ensaios experimentais, implementou-se a lógica de reversão descrita na seção 5.3 deste trabalho, realizando-se diversos ensaios experimentais. Os softwares em linguagem C desenvolvidos para estas implementações podem ser consultados no apêndice C.

Analisa-se, inicialmente, os resultados obtidos na inversão do sentido de rotação do motor com e sem carga. O procedimento adotado para obtenção destes resultados foi o descrito à seguir: estando o sistema em regime permanente, com sentido de giro horário e rotação de 800 [rpm], aplicou-se um comando de reversão de velocidade, via chave digital conectada à porta A do microcontrolador. Por software fez-se a inversão do sinal do valor de referência de velocidade havendo o disparo da lógica de reversão. Neste instante o ângulo de disparo é levado para 150° para forçar a corrente do conversor que está em operação cair a zero. Quando isto ocorre espera-se um tempo de aproximadamente 10 [ms] para garantir que o processo de “desligamento” do primeiro conversor foi completado e só então dispara-se o segundo conversor. Estes sinais de bloqueio dos conversores durante o comando de reversão são apresentados na figura 38 e correspondem aos sinais **Bloq1** e **Bloq2** da figura 16 gerados pelo microcontrolador.

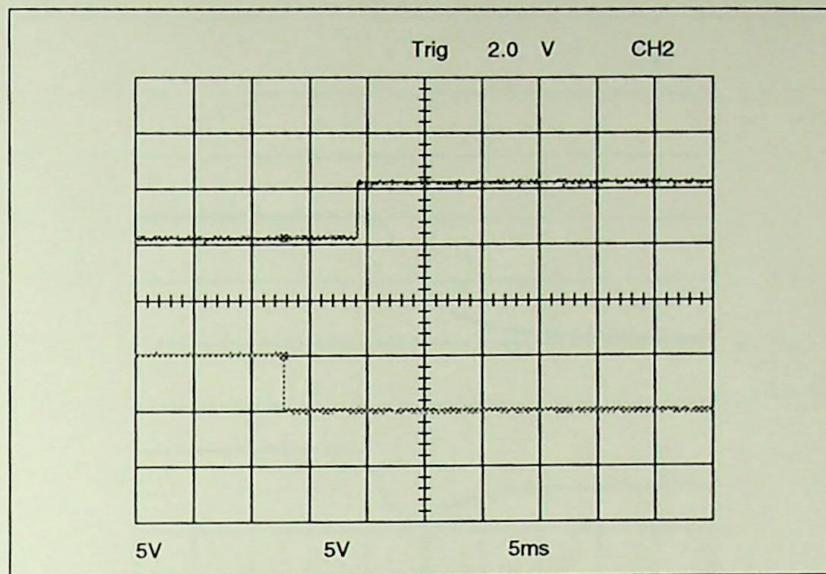


FIG. 38 - Sinais de Bloqueio dos Conversores durante o Comando de Reversão.
Conversor 1 inicialmente bloqueado e conversor 2 habilitado.
Conversor 1 e 2 bloqueados.
Conversor 1 habilitado e conversor 2 bloqueado.

Quando o segundo conversor é disparado, inicialmente opera como inversor, realizando a frenagem da MCC e posteriormente como retificador. À partir daí a MCC passa a operar com sentido de rotação e corrente contrários à condição inicial. As curvas de velocidade e corrente durante o comando de reversão, com e sem carga são apresentadas na figura 39 e 40 respectivamente.

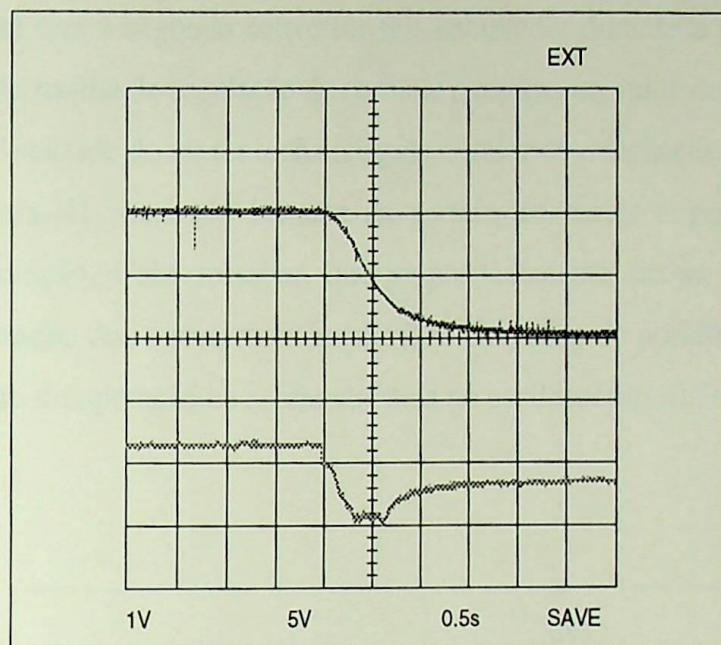


FIG. 39 - Velocidade e Corrente durante a Reversão (com carga).
Inversão do sentido de giro.
Inversão do sentido da corrente de armadura.

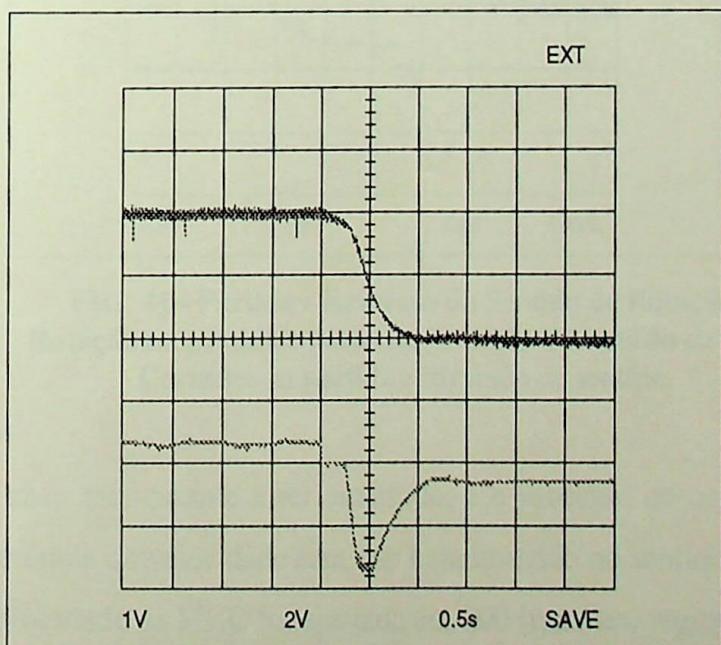
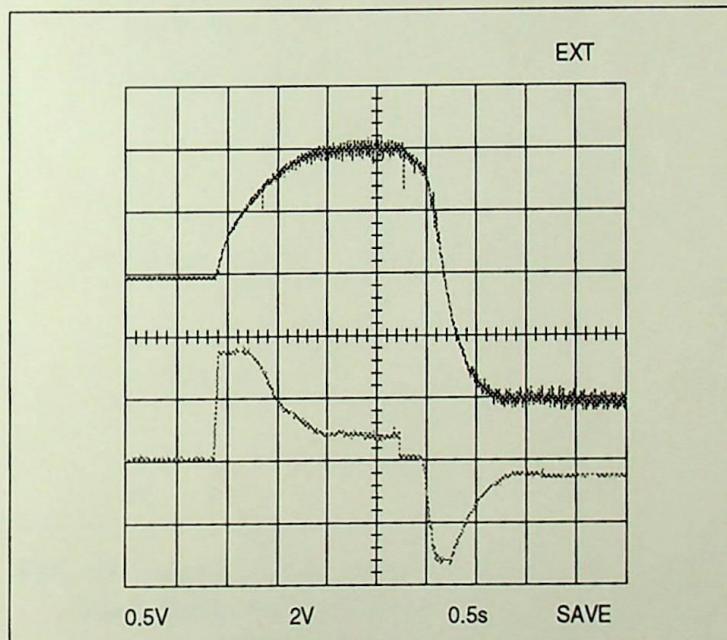


FIG. 40 - Velocidade e Corrente durante a Reversão (sem carga).
Inversão do sentido de giro.
Inversão do sentido da corrente de armadura.

Observa-se que inicialmente a corrente na armadura cai a zero e permanece neste valor até que o segundo conversor seja habilitado; durante a frenagem a corrente é limitada pela malha de regulação de corrente e retorna ao valor de regime permanente tão logo a velocidade do motor tenha atingido o valor de referência.

A figura 41 mostra o instante da partida do motor e posterior reversão no sentido de rotação. Cabe ressaltar, que propositadamente fez-se o tempo de espera entre a comutação dos conversores igual a 200 [ms] afim de possibilitar a visualização deste intervalo de operação na escala utilizada no osciloscópio [0.5s/div.].



**FIG. 41 - Partida e Reversão do Sentido de Rotação.
Rotação na partida e posterior inversão do sentido de giro.
Corrente na partida e inversão de sentido.**

Outro caso interessante a ser analisado, é o processo de comutação quando se diminui a referência de velocidade sem que haja inversão no sentido de giro. No ensaio realizado a velocidade da MCC foi ajustada em 800 [rpm] em regime permanente e por software aplica-se um degrau na referência de velocidade de 800 para 400 [rpm]. A aplicação deste degrau, provoca a queda do valor de saída do controlador de velocidade através de zero para valores negativos [25], disparando desta forma a lógica de

reversão dos conversores. Assim, o conversor que não estava em operação é disparado como inversor realizando a frenagem da MCC, sendo bloqueado à medida que a velocidade atinge o valor de 400 [rpm]. Observa-se que a corrente fica negativa durante a diminuição de velocidade, o que caracteriza a operação do conversor como inversor, neste intervalo de operação. A figura 42 , mostra as curvas de velocidade e corrente para o caso citado anteriormente.

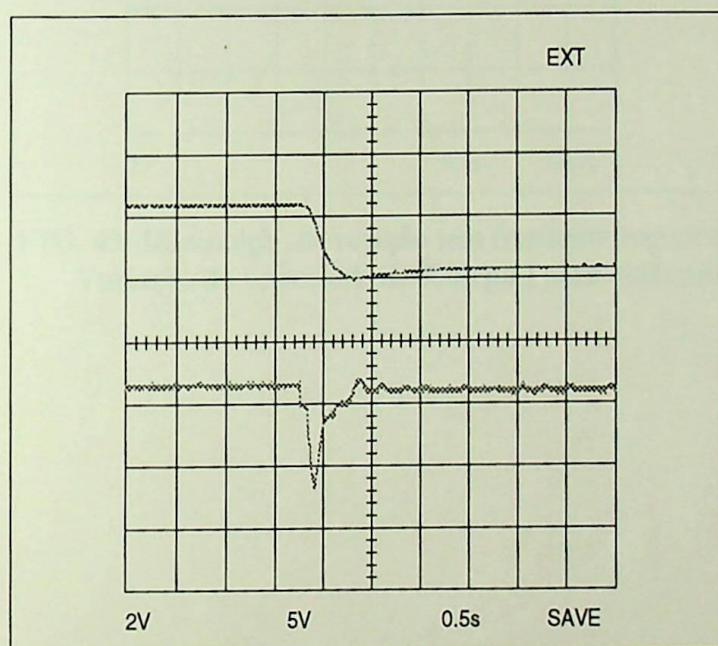


FIG. 42 -Diminuição da rotação com frenagem regenerativa.
Variação da velocidade de 800[rpm] para 400[rpm].
Corrente na armadura da MCC.

A título de comparação, o mesmo ensaio foi realizado, variando-se a referência de velocidade em degrau de 800 [rpm] para 400 [rpm], sem frenagem regenerativa, ou seja, a diminuição da velocidade ocorre naturalmente por atrito e ventilação. Com frenagem regenerativa o tempo para diminuição da velocidade de 800 [rpm] para 400 [rpm] é de aproximadamente 0.5 [s], enquanto que sem frenagem regenerativa é de 3.5 [s] conforme pode ser observado na figura 43.

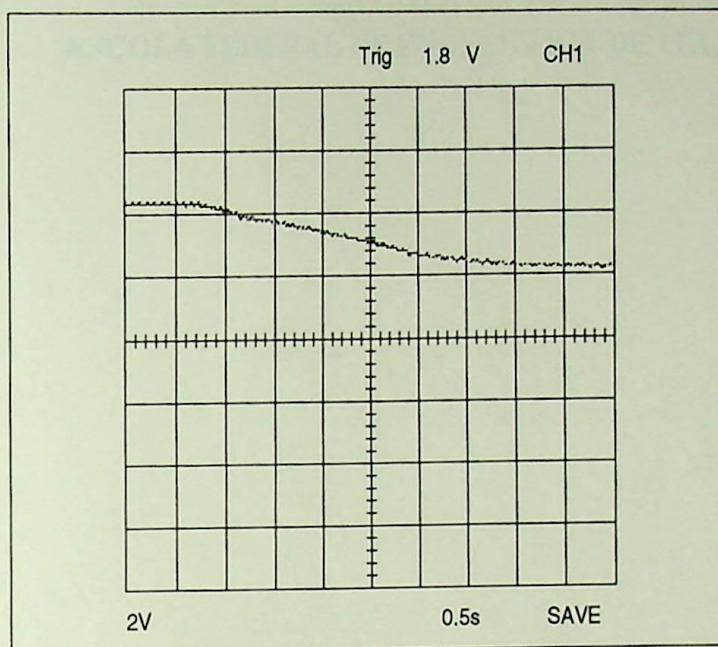


FIG. 43 -Diminuição da rotação sem frenagem regenerativa.
Variação da velocidade de 800[rpm] para 400[rpm].



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

CONCLUSÕES

CONCLUSÃO

As fases de projeto, implementação e operação de um sistema de controle digital para conversor dual, baseado em microcontrolador são apresentadas neste trabalho. O microcontrolador especificado neste projeto, o 68HC11A1 da Motorola, apresenta características de hardware e software que atendem às necessidades desta aplicação. Sua utilização permitiu o projeto de um equipamento didático versátil , de hardware simples e baixo custo, além de ser de fácil programação, em função da possibilidade de se programar em linguagem de alto nível utilizando o compilador Hi-Tech C Compiler [26].

Para finalidade didática a que se destina, o algoritmo de controle de velocidade e corrente do tipo proporcional-integral (PI) desenvolvido por software, é de fácil implementação e mostrou-se eficiente nos diversos testes experimentais realizados. A lógica de reversão dos conversores tiristorizados, baseada na monitoração da saída do controlador de velocidade é uma estratégia de controle simples e eficaz para conversores duais sem corrente de circulação e os resultados obtidos pelo uso desta estratégia foram considerados satisfatórios.

Teste laboratoriais com uma MCC de 1,7 [kW] comprovaram o bom desempenho do sistema proposto para diversos tipos de ensaios realizados, entre eles , foram registrados:

- O comportamento dinâmico da corrente na armadura da MCC, comprovando a atuação da malha de controle de corrente, limitando em aproximadamente 11 [A] a corrente na armadura durante a partida.
- A resposta de velocidade no eixo da MCC, para um degrau aplicado na referência de velocidade, observando-se um pequeno overshoot e tempo de acomodação de 2.5 [s] com carga.
- A característica de regulação da malha de velocidade, verificando-se que a velocidade permanece constante para um aumento de carga no eixo da MCC, o que não procede com o sistema em malha aberta.

- Os sinais de bloqueio dos conversores tiristorizados, durante o comando de reversão de velocidade, comprovando a eficiência da lógica de bloqueio e intertravamento implementada, impedindo que os dois conversores tiristorizados sejam habilitados simultaneamente.
- O comportamento da velocidade e corrente de armadura da MCC, durante o comando de reversão de velocidade com frenagem regenerativa, observando-se um tempo de resposta de aproximadamente 1.5 [s] para inverter o sentido de rotação de 800 [rpm] no sentido horário, para a mesma rotação em sentido anti-horário.
- A resposta dinâmica da velocidade e corrente de armadura da MCC, para uma diminuição em degrau da referência de velocidade. Registrou-se um tempo de 0.5 [s] para diminuição de rotação de 800 [rpm] para 400 [rpm], com frenagem regenerativa, enquanto que a mesma operação com uma única ponte tiristorizada é realizada em 3.5 [s].

A principal contribuição deste trabalho é a implementação de um equipamento didático simples para aplicação em sistemas de controle de conversor dual ou outras aplicações na mesma área, uma vez que devido a flexibilidade característica de equipamentos digitais programáveis, pode-se utilizar o equipamento aqui descrito para controle de outros sistemas.

Como sugestão para futuros trabalhos de pesquisa ou mesmo de dissertação de mestrado, dando sequência ao trabalho que foi desenvolvido, pode-se sugerir:

- aperfeiçoamento e otimização do software proposto, afim de se obter menor tempo de processamento dos algoritmos de controle.
- implementação e teste de estratégia de controle para condução descontínua de corrente na carga proposta na seção 5.4 deste trabalho.
- implementação de algoritmos de controle mais sofisticados do que o Proporcional Integral.
- integração deste sistema de controle com um sistema de supervisão e proteção também baseado em microcontrolador.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE
ITAJUBÁ

APÊNDICE A

APÊNDICE A

FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO MOTOR

A.1 - Equacionamento do Motor

A figura 44 mostra a representação esquemática de um motor de corrente contínua de excitação independente.

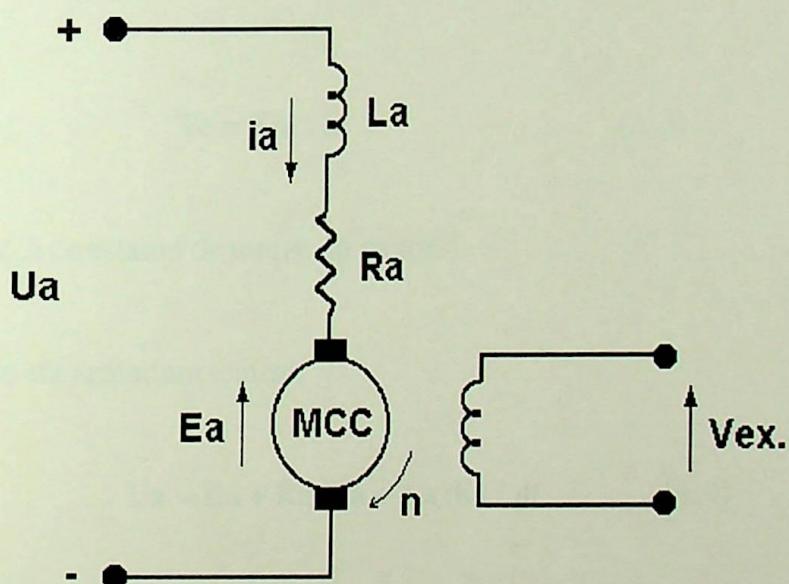


FIG. 44 - Representação esquemática de um motor de corrente contínua de excitação independente.

Os dados de placa do Motor de Corrente Contínua utilizado são apresentados à seguir:

- Tensão = 220 [V]
- Potência = 1.7 [kW]
- Corrente = 7.72 [A]
- Rotação nominal = 1500 [rpm]
- Rotação à vazio = 1770 [rpm]

Definições [15] :

a) O conjugado de atrito é suposto proporcional à velocidade, desta forma:

$$T_a = B \cdot n \quad (A.1)$$

b) Conjugado motor :

$$T_e = B \cdot n + J \cdot dn/dt \quad (A.2)$$

também:

$$T_e = K_m \cdot i_a \quad (A.3)$$

onde K_m é a constante de torque do motor.

Do circuito da armadura tem-se:

$$U_a = E_a + R_a \cdot I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} \quad (A.4)$$

$$E_a = K_m \cdot n \quad (A.5)$$

Tomando-se a Transformada de Laplace das equações :

$$T_e(s) = B \cdot N(s) + s J \cdot N(s) \quad (A.6)$$

$$T_e(s) = K_m \cdot I_a(s) \quad (A.7)$$

$$U_a(s) = E_a(s) + R_a I_a(s) + s L_a I_a(s) \quad (A.8)$$

$$E_a(s) = K_m \cdot N(s) \quad (A.9)$$

de (A.8) tem-se:

$$\frac{I_a(s)}{U_a(s) - E_a(s)} = \frac{1}{R_a + s L_a} \quad (A.10)$$

de (A.6) tem-se:

$$\frac{N(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{B + s J} \quad (A.11)$$

Com estas duas últimas equações representa-se o motor através da sua Transformada de Laplace e em diagrama em blocos tem-se:

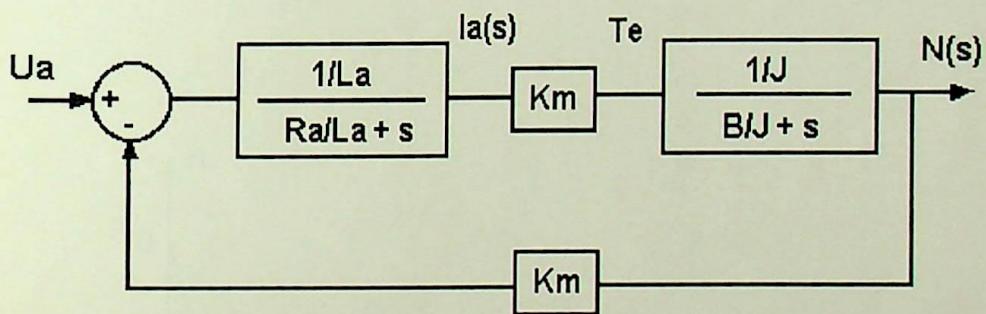


FIG. 45 - Diagrama em blocos do motor de corrente contínua.

A.2 Levantamento Experimental da Constante de Tempo Mecânica do Motor - τ_m

De (A.2), tem-se:

$$T_e = B \cdot n + J \frac{dn}{dt}$$

Fazendo-se $U_a=0$, o conjugado motor cai a zero e o motor desacelera de sua velocidade inicial no até zero. Assim :

$$J \frac{dn}{dt} + B \cdot n = 0$$

cuja solução é:

$$n = n_0 \cdot e^{-t/\tau_m} \quad , \text{ onde:}$$

$\tau_m = \frac{J}{B}$ é a constante de tempo mecânica do motor.

Fazendo-se $t = \tau_m$, então, $n = 0.368$. no , que representado graficamente conduz a:

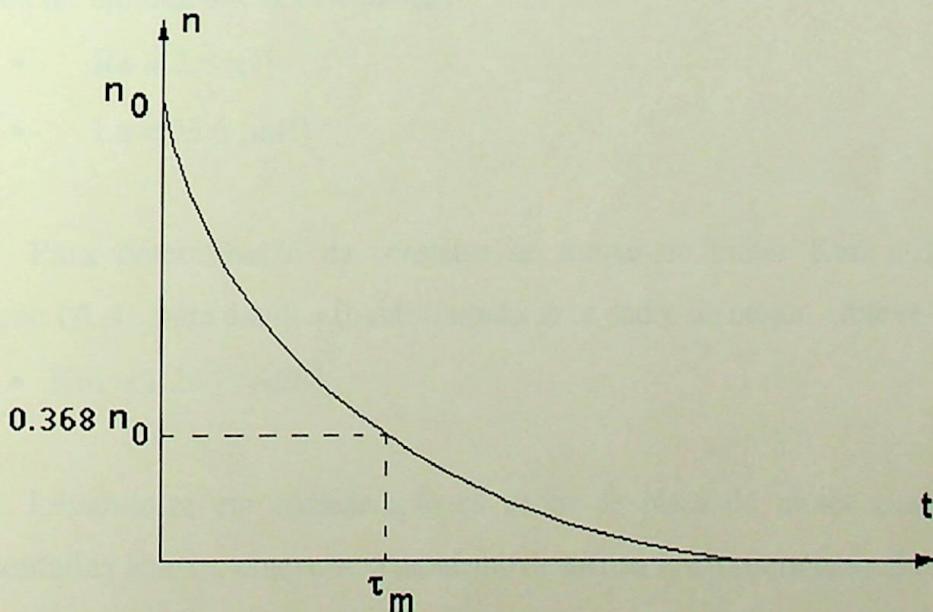


FIG. 46 - Desaceleração do Motor.

Através de um tacogerador e um osciloscópio de memória Tektronix 2211, levantou-se esta constante de tempo, conforme mostra a figura 47 obtida com o software Grabber, também da Tektronix.

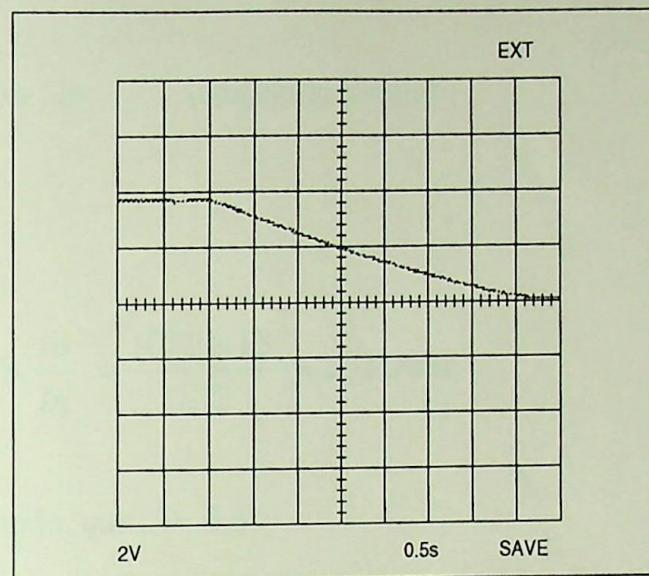


FIG. 47 - Curva real de desaceleração do motor.

Da curva acima, temos:

$$\tau_m = 2.5 \text{ [s]}$$

A determinação da resistência e indutância da armadura foram realizadas através de medida direta, obtendo-se :

- $R_a = 2.8 \text{ [\Omega]}$
- $L_a = 33.6 \text{ [mH]}$

Para determinação da constante de torque do motor K_m , utilizou-se a equação (A.4), para $dia/dt = 0$, substituindo-se os dados do motor. Obteve-se:

- $K_m = 1.26 \text{ [Vrad/s]}$

Levando-se em consideração os dados de placa do motor e as relações apresentadas abaixo, obteve-se o momento de inércia J , e o coeficiente de atrito B .

$$P_n = T_n \cdot n, \text{ ou ainda}$$

$$T_n = P_n / n = 1700 / 157.07 = 10.82 \text{ [Nm]}$$

Tem-se ainda:

$$T_n = K_m \cdot I_n e,$$

$$T_o = K_m \cdot I_o \quad (\text{conjugado à vazio})$$

assim:

$$T_o = T_n \cdot \frac{I_o}{I_n} = \frac{10.82 \times 1.8}{7.72} = 2.52 \text{ [Nm]}$$

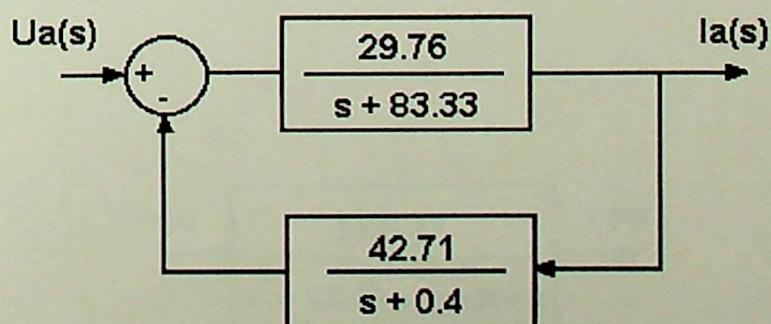
Lembrando, que : $T = B \cdot n$

$$B = \frac{T_o}{n_o} = \frac{2.52}{178.02} = 0.0118 \text{ [Nm/rad/s]}$$

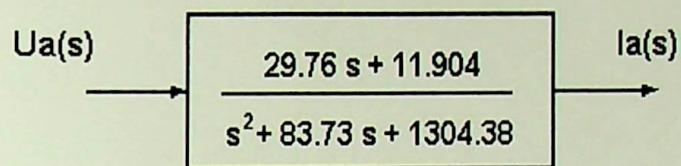
$$\text{Sabendo-se que : } \tau_m = J/B \quad \text{e } \tau_m = 2.5 \text{ [s]}$$

$$J = B \cdot \tau_m = 0.0295 \text{ [kg.m}^2\text{]}$$

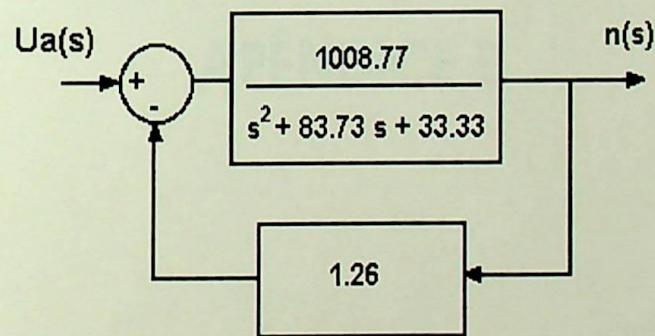
Fazendo-se a substituição dos dados calculados e medidos no diagrama em blocos da figura 45, temos:



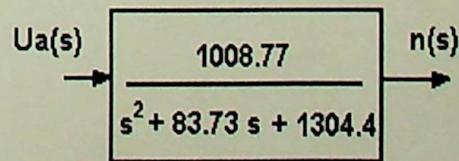
Que pode ser reduzido para :



Para a saída em velocidade, temos:



Que simplificado :





ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

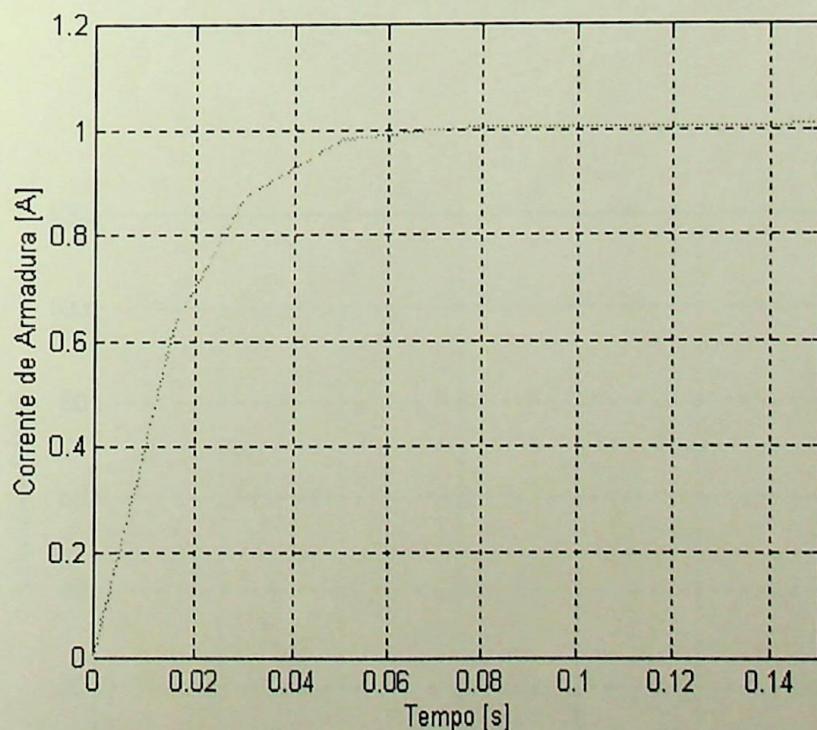
APÊNDICE B

APÊNDICE B

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Realizou-se a simulação do sistema de controle digital , através do software **Matlab with Simulink** versão 4.0 [27] e os resultados são apresentados à seguir. As simulações foram realizadas, considerando o sistema operando apenas com um conversor trifásico tiristorizado, afim de se obter os ganhos e constantes de tempo dos controladores de velocidade e corrente, para uma determinada resposta dinâmica especificada.

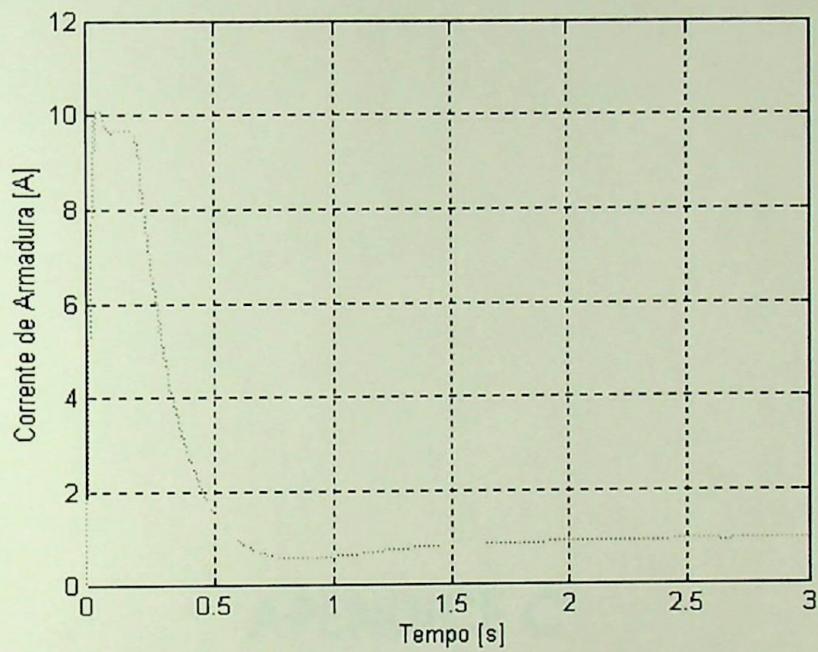
A simulação da malha de corrente com rotor travado, considerando ganho do controlador proporcional igual a 0.1 e constante de tempo de integração de 52[ms], nos conduz ao seguinte resultado:



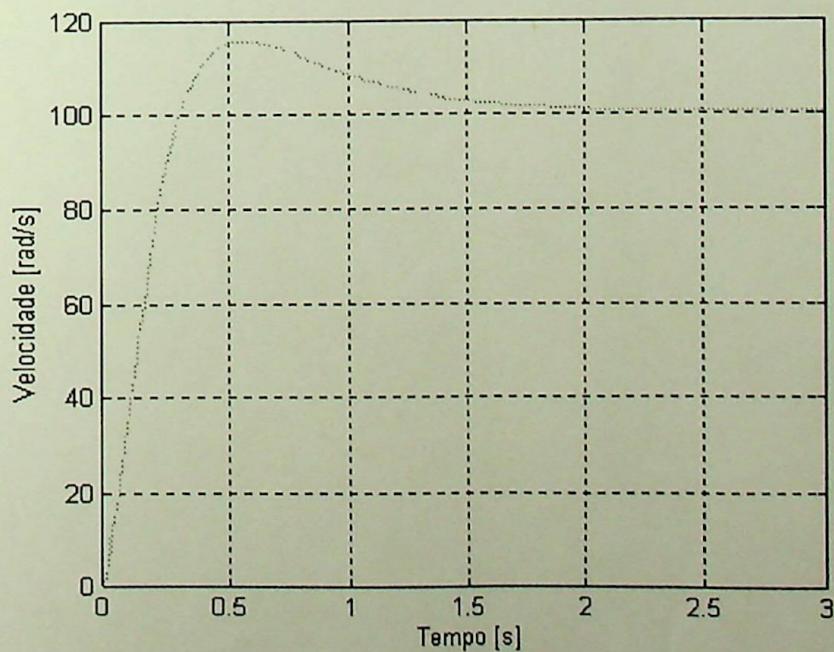
Resposta da malha de corrente para um degrau unitário.

A simulação do sistema de controle digital com realimentação de velocidade e corrente, considerando ganho do controlador proporcional de velocidade de 2.8 e

constante de tempo da parte integral de 280 [ms]. Os resultados à seguir apresentam a resposta da corrente na armadura e velocidade do motor para um degrau aplicado na referência de velocidade.



Corrente na Partida.



Velocidade na Partida.



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

APÊNDICE C

APÊNDICE C

SOFTWARES EM LINGUAGEM C

C.1 - Software para Teste da Malha de Controle de Corrente

```
/* Programa em Linguagem C para teste da malha de controle de corrente */
/* Programador : Luiz Lenarth Gabriel Vermaas */
```

```
/* Declaracao de variaveis */
```

```
volatile unsigned char ADR1 @ 0x1031,
ADR2 @ 0x1032,
ADR3 @ 0x1033,
TCNTL @ 0x100F,
TCNTH @ 0x100E,
ADCTL @ 0x1030,
OPTION @ 0x1039,
PORTA @ 0x1000,
DA @ 0xC000;

const unsigned int k=0x0100,
m=0xFFFF;

const float max=255.0,
min=0.0,
x=1000000.0,
ii=0.015,
ITI=19.23, /* Inverso da cte de tempo de integração */
GI=0.1; /* Ganho da parte proporcional */

near float T,VCT;

near unsigned int tr,ta,td;

near int E,E2,EL,R;

near unsigned char B;

main()
```

```
{  
T=ii;  
OPTION=0x80;  
PORTA=0x08; /* Habilita conversor 1 , desabilita conversor 2 */  
  
INICIO:  
  
if ((PORTA & 1)==0) /* Aplicação do degrau na referência */  
{DA=0xE0;  
E2=0;  
VCT=min;  
}  
else  
{  
ta=(k*TCNTH+TCNTL);  
  
ADCTL=0x10; /* Leitura do conversor A/D */  
  
do{  
} while ((ADCTL & 0x80) == 0); /* Testa fim de conversão */  
  
EI=(ADR1-ADR3); /* Cálculo do erro de corrente */  
  
VCT=VCT+(GI+T*ITI)*EI-GI*E2; /* Equação do Controlador PI */  
  
if (VCT<min) VCT=min;  
if (VCT>max) VCT=max;  
  
E2=EI;  
  
B=(unsigned char)VCT;  
DA=(255-B); /* Atualiza o ângulo de disparo */  
  
td=(k*TCNTH+TCNTL);  
if(td>=ta) tr=td-ta;  
else tr=m-ta+td+1;  
T=tr/x;  
}  
goto INICIO;  
}
```

C.2 - Software para Operação em Dois Quadrantes

**/* Programa em Linguagem C para operação em 2 quadrantes.
Implementação do controle de velocidade e corrente */**

/* Declaracao de variaveis */

```

volatile unsigned char    ADR1 @ 0x1031,
                        ADR2 @ 0x1032,
                        ADR3 @ 0x1033,
                        TCNTL @ 0x100F,
                        TCNTH @ 0x100E,
                        ADCTL @ 0x1030,
                        OPTION @ 0x1039,
                        PORTA @ 0x1000,
                        DA @ 0xC000;

const unsigned int        k=0x0100,
                        m=0xFFFF;

const float               max=255.0,
                        min=0.0,
                        x=1000000.0,
                        ITN=3.57, /* Inverso da cte de tempo de velocidade */
                        ITI=19.23, /* Inverso da cte de tempo de corrente */
                        ii=0.015,
                        GI=0.1, /* Ganho de corrente */
                        GN=2.8; /* Ganho de velocidade */

near float                T,VC,VCT;

near unsigned              int tr,ta,td;

near int                  E,E1,E2,EI,R;

near unsigned char         B;

main()
{
    T=ii;
    VC=min;
    VCT=min;
    OPTION=0x80;
    PORTA=0x08;
}

```

```
E1=0;  
E2=0;  
INICIO:  
  
if ((PORTA & 1)==0)      /* Aplica degrau na referência */  
    {DA=0xE0;}  
else  
{  
ta=(k*TCNTH+TCNTL);  
  
ADCTL=0x10;      /* Leitura do Conversor A/D */  
  
do{  
} while ((ADCTL & 0x80) == 0);      /* Teste de fim de conversão */  
  
E=(ADR1-ADR2);      /* Erro de velocidade */  
  
VC=VC+(GN+T*ITN)*E-GN*E1;      /* PI de velocidade */  
  
if (VC<min)  
    VC=min;  
if (VC>max)  
    VC=max;  
  
E1=E;  
  
R=(int)VC;  
  
EI=(R-ADR3);      /* Erro de Corrente */  
  
VCT=VCT+(GI+T*ITI)*EI-GI*E2;      /* PI de Corrente */  
  
if (VCT<min) VCT=min;  
if (VCT>max) VCT=max;  
  
E2=EI;  
  
B=(unsigned char)VCT;  
DA=(255-B);      /* Atualiza ângulo de disparo */  
  
td=(k*TCNTH+TCNTL);  
if(td>=ta) tr=td-ta;  
else tr=m-ta+td+1;  
T=tr/x;  
}  
goto INICIO;  
}
```

C.3 - Software para Teste da Lógica de Reversão

/* Programa em Linguagem C, para teste da lógica de reversão. */

/* Declaracao de variaveis */

volatile unsigned char ADR1 @ 0x1031,
ADR2 @ 0x1032,
ADR3 @ 0x1033,
ADCTL @ 0x1030,
OPTION @ 0x1039,
PORTA @ 0x1000,
TCNTH @ 0x100E,
TCNTL @ 0x100F,
DA @ 0xC000;

const unsigned int tp=10000,
K=0x0100,
m=0xFFFF,
ALFA = 224;

near float T,VC,VCT;

const float max=255.0,
min=0.0,
x=1000000.0,
ITN=3.57,
ITI=19.23,
ii=0.015,
GI=0.1,
GN=2.8;

near unsigned char TESTE,
AUX,
B,
START,
SENT,
CONT;

near unsigned int ti,tf,tr;

near int E,E1,E2,EI,R,REF;

main()

{

```
T=ii;  
VC=min;  
VCT=min;  
E1=0;  
E2=0;  
OPTION=0x80;  
TESTE=0x02;  
AUX=0x08;  
PORTA=0x08;
```

INICIO:

```
START = (PORTA & 0x01);  
if (START == 0x00)  
{  
    DA = ALFA;  
    VC=min;  
    VCT=min;  
    E1=0;  
    E2=0;  
  
}  
else  
{  
    SENT = (PORTA & 0x02);  
    if ((SENT ) == TESTE)  
    {  
        if ( TESTE == 0x02) TESTE=0x00;  
        else TESTE = 0x02;  
  
        DA=ALFA; /* Força o ângulo de disparo para 150 graus */  
  
        do{  
  
            ADCTL=0x10;  
            do{ }while((ADCTL & 0x80)==0);  
  
        } while( ADR3 > 0x08 ) ; /* Espera corrente cair a zero */  
  
        PORTA = 0x00; /* Bloqueia os dois conversores */  
  
        ti=K*TCNTH+TCNTL; /* Espera 10 ms */  
        do{  
            tf=K*TCNTH+TCNTL;  
            if(tf>=ti)tr=tf-ti;  
            else tr=m-ti+tf+1;}while(tr<tp);  
  
        if( AUX == 0x08 ) AUX =0x10;
```

```
else AUX=0x08;

PORTA = AUX; /* Inverte sinais de bloqueio dos conversores */
VCT=0;
E2=0;
goto INICIO;
}
else
{

ti=(K*TCNTH+TCNTL);

ADCTL=0x10;
do{ }while((ADCTL&0x80)==0);

if((PORTA & 0x04)==0x00) REF=ADR1/2;
else REF=ADR1;

E=(REF-ADR2); /* Erro de Velocidade */

VC=VC+(GN+T*ITN)*E-GN*E1; /* Equação do PI de Velocidade */
if (VC<min)
{PORTA=PORTA | 0x20;}
else
{PORTA=PORTA & 0xDF;}
if(VC<min) VC=min;
if(VC>max) VC=max;

E1=E;

R=(int)VC;
EI=(R-ADR3); /* Erro de Corrente */

VCT=VCT+(GI+T*ITI)*EI-GI*E2; /* Equação do PI de Corrente */

if(VCT<min) VCT=min;
if(VCT>max) VCT=max;

E2=EI;

B=(unsigned char)VCT;

DA=(255-B); /* Atualiza ângulo de disparo */

tf=(K*TCNTH+TCNTL);
if(tf>=ti)tr=tf-ti;
else tr=m-ti+tf+1;
T=tr/x;
};
```

```
};  
goto INICIO;  
}
```

C.4 - Software para Teste de Frenagem Regenerativa

/* Programa em linguagem C , para teste de frenagem regenerativa .
 Implementa os controladores PI de corrente e velocidade, lógica de reversão dos
 conversores e gera a diminuição em degrau para a metade do valor da
 referência de velocidade ajustado pelo operador.

Programador : Luiz Lenarth Gabriel Vermaas */

/* Declaração de variáveis */

```

volatile unsigned char      ADR1 @ 0x1031,
                           ADR2 @ 0x1032,
                           ADR3 @ 0x1033,
                           ADCTL @ 0x1030,
                           OPTION @ 0x1039,
                           PORTA @ 0x1000,
                           TCNTH @ 0x100E,
                           TCNTL @ 0x100F,
                           DA @ 0xC000;

const unsigned int         tp=10000,
                           K=0x0100,
                           m=0xFFFF,
                           ALFA = 170;

near float                 T,VC,VCT;

const float                max=255.0,
                           min=0.0,
                           x=1000000.0,
                           ITN=3.57, /*Inverso da cte de tempo de integração
                           do controlador de velocidade*/
                           ITI=19.23, /*Inverso da cte de tempo de integração
                           do controlador de corrente*/
                           GI=0.1, /*Ganho do controlador de corrente*/
                           GN=2.8, /*Ganho do controlador de velocidade*/
                           ii=0.015;

near unsigned char          TESTE,
                           AUX,
                           B,
                           START,
                           SENT;

near unsigned int           ti,tf,tr;

near int                   E,E1,E2,EL,R,REF;

```

```
main()
{
/* Inicialização de Variáveis      */
T=ii;
VC=min;
VCT=min;
E1=0;
E2=0;
OPTION=0x80;
TESTE=0x00;
AUX=0x08;
PORTA=0x08;
REF=1;

INICIO:

START = (PORTA & 0x01);
if (START == 0x00) /*Entrada digital para aplicação de degrau no set-point*/
{
    DA = ALFA;
    E1=0;
    E2=0;
    VC=0;
    VCT=0;

}
else
{
    if (SENT==TESTE) /*Teste para ativar lógica de reversão*/
    {
        if (TESTE==0) TESTE=1;
        else TESTE=0;
    DA=ALFA; /* Força ângulo de disparo para 150 graus */

    do{
        ADCTL=0x10;
        do{ }while((ADCTL & 0x80)==0);

        }while ( ADR3 > 0x08 ); /* Espera corrente na armadura cair a zero. */

    PORTA = 0x00; /* Bloqueio dos dois conversores */
}
```

```
ti=K*TCNTH+TCNTL; /* Espera de 10ms */
do{
tf=K*TCNTH+TCNTL;
if(tf>=ti)tr=tf-ti;
else tr=m-ti+tf+1;}while(tr<tp);

if( AUX == 0x08 ) AUX =0x10;
else AUX=0x08;

PORTA = AUX; /* Inverte sinais de bloqueio dos conversores */
VCT=0;
E2=0;
goto INICIO;

}

else
{

ti=(K*TCNTH+TCNTL);

ADCTL=0x10; /* Leitura do A/D */
do{ }while((ADCTL&0x80)==0);

if((PORTA & 0x04)==0x00) REF=ADR1/2;
else REF=ADR1; /* Redução da referência de velocidade para metade */
E=(REF-ADR2); /* Cálculo do erro de velocidade */

VC=VC+(GN+T*ITN)*E-GN*E1; /* Equação do Controlador PI */

if(VC>min) {VC1=VC;
SENT=1; }

if(VC<min) {VC1=-VC;
SENT=0; }

if(VC>max) VC1=max;
if(VC<-max) VC1=max;

E1=E;

R=(int)VC1;
EI=(R-ADR3); /* Cálculo do Erro de Corrente */

VCT=VCT+(GI+T*ITI)*EI-GI*E2; /* Equação do controlador PI */

if(VCT<min) VCT=min;
if(VCT>max) VCT=max;

E2=EI;
```

```
B=(unsigned char)VCT;  
DA=B;      /* Atualiza ângulo de disparo */  
  
tf=(K*TCNTH+TCNTL);  
if(tf>=ti)tr=tf-ti;  
else tr=m-ti+tf+1;  
T=tr/x;  
};  
};  
goto INICIO;  
}
```



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] **Bose, B.K.** , "Introduction to Microcomputer Control", Microcomputer Control of Power Electronics and Drives, IEEE PRESS, N.Y. , 1987.
- [2] **Joos, G. ; Barton, T.H.** , "Four Quadrant DC variable speed drives - design considerations", Proc. IEEE vol.63, n. 12, 1660-1668, 1975.
- [3] **Ohmae, T. ; Matsuda, T. ; Suzuki, T ; Azusawa, N. ; Kamiyama, K. ; Konish, T.** , "A Micropirprocessor-Controlled Fast-Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives", IEEE Trans. Ind. Application, vol. IA-16, n. 3 , 388-394, 1980.
- [4] **Refail, M. K.** , "Microprocessor-based digital controller for DC motor speed control" , Microprocessor and Microsystems , vol. 10 , 1986.
- [5] **Vale, M. I. M. ; Pena, R. T.** , "Um Sistema a Microcomputador para controle de Processos" , Anais do 7º Congresso Brasileiro de Automática , 608-613
- .
- [6] **Ula, A. H. M. S. ; Steadman, J.W. , Wu, J. M.**, "Design and Demonstration of a Microcomputer Controller for an Industrial Sized DC Motor" , IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 3, n. 1, 1988.
- [7] **Silva, V.F.** , "Eletrônica de Potência" , Apostila da Disciplina Eletrônica de Potência - E721, EFEI.
- [8] **Sinzato, M. G.**, "Implementação de um Controle de Velocidade e Corrente para Motor de Corrente Contínua baseado em Microprocessador", Dissertação de Mestrado, EFEI, 1991.

- [9] **Pelly, B. R.** , "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters" New York,1971.
- [10] **Phillips, C.L. ; Nagle, H. T.** , "Digital Control System Analysis and Design", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1984.
- [11] **Krishnan, T. ; Ramaswami, B.**, "Speed Control of DC Motor using Thyristor Dual Converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-23, November, 1976.
- [12] **Barbi, I.**, "Eletrônica de Potência", Editora da UFSC, Florianópolis, 1986.
- [13] **Leite, V.M.P.**, "Técnicas Avançadas em Controle de Processos", USP, São Paulo.
- [14] **Borges, R. M.** , "Controle por Microcomputador da Velocidade de Motor de Corrente Contínua Alimentado por Retificador Controlado a Tiristor para Acionamento Industrial", Dissertação de Mestrado, UNICAMP, 1987.
- [15] **Rezek, A. J. J.** , "Análise em Regime Permanente e Transitório de um Sistema de Conversão de Energia Elétrica AC/DC", Dissertação de Mestrado, EFEI, 1986.
- [16] **Kuo, B.C.**, "Automatic Control Systems", Seventh Edition, Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1995.
- [17] **Bruciapaglia, A.H.; Apolonio, R.** , "Uma Estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral para controladores PID discretos: aplicação no controle de velocidade de um motor de CC.", 2º Congresso Latinoamericano de Controle Automático - Buenos Aires , 519-524, 1986.

- [18] **Pinheiro**, C.A.M., “Tópicos em Microcontroladores” , Notas de Aula, EFEI.
- [19] **MC68HC11A1**, “Motorola Semiconductor Technical Data”
- [20] **Thomas**, H.W. ; **Sandoz**, D.J. ; **Thomson**, M. , “New Desaturation Strategy for Digital PID Controllers” , IEE Proceedings, vol. 130, Julho, 1983.
- [21] **Collings**, T.D. ; **Wilson**, W. J. , “A Fast-Response Current Controller for Microprocessor-Based SCR-DC Motor Drives” , IEEE Trans. on Industry Applications , vol. 27 , Setembro/Outubro, 1991.
- [22] **Siemens**, “Drive System Components - SIMADYN C Analog System” , Catalog DA 97, 1980.
- [23] **Tang**, P.C. ; **Lu**, S. ; **Wu**, Y. , “Microprocessor-Based Design of a Firing Circuit for Three-Phase Full-Wave Thyristor Dual Converter” , IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. IE-29 , Fevereiro, 1982.
- [24] Manual do Grabber V. 2.0 , “Waveform Transfer Software” , Tektronix, 1989.
- [25] **Siemens**, “Controle e Regulação de Acionamentos Elétricos em Corrente Contínua” , Informativo Técnico, Maio, 1977.
- [26] User’s Manual HTXC11, “Hi-Tech C Compiler”, Avocet Systems, Inc.
- [27] Manual do Simulink, “Simulink - Dynamic System Simulation Software”, The Math Works, Inc. , January, 1993.

- [28] **Filho, M.S.; Nieniewski, M.**, "Estudos do Comportamento de um Controlador PID de uso Geral à base de Microprocessador", 5º Congresso Brasileiro de Automática, Campina Grande, 1984.
- [29] **Duff, D.L.; Ludbrook, A.** , "Reversing Thyristor Armature Dual Converter with Logic Crossover Control", IEEE Transactions on Industry and General Applications, May/June.
- [30] **Sen, P. C.; MacDonald, M.L.**, "Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, VOL. IECI-25, NO. 4, Nov.,1978.
- [31] **Duarte, J.L.; Aubry, J.F.; Iung, C.**, "Current and Speed Digital Control of Commutationless DC Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL.36, NO.4, November, 1989.
- [32] **Joos, G. ; Goodman, E.D.**, "Modeling the Discontinuous Conduction Mode in Converter-Fed Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. IA21, NO.1, January/February, 1985.

DATA 08/02/1996
 PROC.
 PED. PPG
 LIV.
 Cz\$ DDAJAO

INVENTÁRIO BIM - EFEI	
DATA	Rubrica

