

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

**CONTROLADORA FLEXÍVEL MULTI-EIXO PARA ACIONAMENTOS  
FRACIONÁRIOS DE ALTA DINÂMICA**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PARA A  
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

**Eng. Juan C. Campos Rubio**

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1992

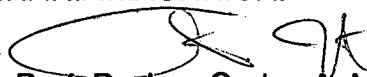
# CONTROLADORA FLEXÍVEL MULTI-EIXO PARA ACIONAMENTOS FRACIONÁRIOS DE ALTA DINÂMICA

Eng. Juan Carlos Campos Rubio

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE:

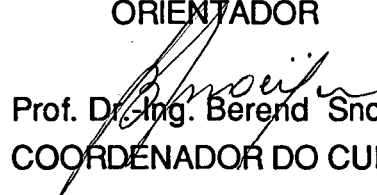
**MESTRE EM ENGENHARIA**

ESPECIALIDADE ENGENHARIA MECÂNICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA.



Prof. Dr.-Ing. Carlos A. Martin

ORIENTADOR



Prof. Dr.-Ing. Berend Snoeijer

COORDENADOR DO CURSO

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr.-Ing. Carlos A. Martin

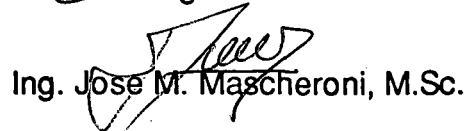
PRESIDENTE



Prof. Dr.-Ing. Herman A. Lücke



Prof. Dr. Eng. Czesław L. Barczak



Ing. Jose M. Mascheroni, M.Sc.

Em tudo, equilíbrio, porque, se tivermos equilíbrio, asseguraremos em toda part e em qualquer tempo, a presença da caridade e da paciência, em nós mesmos, as duas guardiãs capazes de garantir-nos trajeto seguro e chegada feliz

EMMANUEL

**Este trabalho é dedicado**

**Aos meus pais, Juan e Holanda, pelo exemplo;**

**a meus irmãos Laura, Claudio e Roxana, pelo apoio;**

**a minha esposa Marta pelo companherismo e a**

**meus amigos, pelo incentivo.**

## **AGRADECIMENTOS**

À minha família, principalmente aos meus pais, Juan Segundo e Holanda, pelo exemplo e dedicação em todos os instantes da minha vida e deste trabalho.

À minha esposa Marta, por sua efetiva participação na minha vida e neste trabalho, dandome apoio e carinho em todos os momentos necessários.

Ao Prof<sup>o</sup>. Dr.-Ing. Carlos Alberto Martin, pela orientação, amizade, paciência e apoio, que foram fundamentais para a realização deste trabalho.

Ao Ing. Jose M. Mascheroni pelo apoio e sugestões para este trabalho.

Prof. Dr. Eng<sup>o</sup>. Czeslau L. Barczak, pela amizade e ajuda na confecção desta dissertação.

Ao Prof. Dr.-Ing. Herman A. Lücke, pela colaboração e participação na banca examinadora desta dissertação.

Aos amigos Eduardo Toro, Flavio Lorini, Moacir Eckardt, Héctor Muñoz, Luis Rapso e Ricardo Tavares, pela amizade e companherismo.

Aos estagiários do Laboratório de Hardware do GRUCON, principalmente ao Nabor Censi, Kendi Chikude e Samuel Sheidth pela valiosa colaboração no desenvolvimento desta dissertação.

À o Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da UFSC que possibilitou a realização deste trabalho.

E, finalmente, a todos os que, de uma forma ou de outra, colaboraram para que esta dissertação pudesse ser realizada com efetivo sucesso, o perene e eterno reconhecimento.

## INDICE

<b>RESUMO</b>	i
<b>ABSTRACTS</b>	ii
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	iii
<b>LISTA DE TABELAS</b>	vi
<b>1. INTRODUÇÃO</b>	1
<b>2. REVISÃO DE CONCEITOS BÁSICOS</b>	3
2.1 Comando Numérico	3
2.1.1 Comando Numérico para Máquinas-Ferramenta	3
2.2. Microprocessadores e o Controle Digital do Movimento	5
2.2.1 Controle Digital de Movimento	5
2.3. Sistemas de Comando/Controle de Movimento Computadori- zado	7
2.3.1 Processador Central	9
2.3.2 Controlador Específico	9
2.3.3 Amplificadores de Potência	10
2.3.3.1 Amplificadores Lineares	10
2.3.3.2 Amplificadores Chaveados	11
2.4.4 Motores Fracionários	13
2.4.4.1 Servomotores de Corrente Contínua	14
2.4.4.2 Servomotores de Corrente Alternada	18
2.4.4.3 Motores de Passo	19
2.4.5 Sensores em Acionamentos	20
2.4.5.1 Sensores de Velocidade	20
2.4.5.2 Sensores de Posição	21

<b>3. CIRCUITOS INTEGRADOS CONTROLADORES DE MOVIMENTO CIM</b>	<b>25</b>
3.1 Descrição Geral	26
3.2 Atuais Opções de Mercado em CIM	27
3.2.1 LM628/LM629	27
3.2.2 KM3701/KM3702	28
3.2.3 CY525/CY545	30
3.2.4 HCTL-1000/HCTL-1100	31
3.3 Tabela Comparativa	33
3.4 Introdução ao Projeto de um Sistema de Controle Digital Baseado em CIM	34
<b>4. CONTROLADOR DE APLICAÇÃO GERAL HCTL-1000</b>	<b>36</b>
4.1 Introdução	36
4.2 Teoria de Operação	36
4.3 Descrição da Funcionamento dos Sinais Externos	38
4.3.1 Sinal LIMIT	38
4.3.2 Sinal STOP	38
4.3.3 Sinal de Entrada de "Encoder" (CHA, CHB e INDEX)	39
4.3.4 Porta de Comando do Motor (CM0 - CM7)	40
4.3.5 Porta de Saída PWM (SIGN e PULSE)	40
4.3.6 Sinal de Perfil Trapezoidal (PROF)	41
4.3.7 Sinal de Iniciação/Espera (INIT)	41
4.3.8 Sinais de Saída do Comutador (PHA - PHD)	41
4.4 Operação do HCTL-1000	41
4.4.1 Registros Acesíveis ao Usuário	41
4.4.2 Comutador	51
4.4.3 Fluxograma de Funcionamento	53
4.4.4 Rotinas de Partida e Modos de Controle	54
4.4.5 Modo de Controle de Posição	56
4.4.6 Controle Proporcional de Velocidade	57
4.4.7 Controle Integral de Velocidade	58

4.4.8 Modo de Controle por Perfil Trapezoidal	61
4.5 Interfaceando o HCTL-1000	63
4.5.1 Interface do HCTL-1000 com um Processador Central	63
4.5.2 Interface do HCTL-1000 com Amplificadores e Motores	65
<b>5. PLACA CONTROLADORA DE MOTORES PARA 2 EIXOS - CM2</b>	<b>67</b>
5.1 Introdução	67
5.2 Base de tempos	68
5.2.1 Divisor de Frequência	68
5.2.2 Circuito Oscilador	69
5.3 Interface Bus-LHW / HCTL-1000	69
5.3.1 Introdução	69
5.3.2 Decodificação do Bus de Controle	72
5.3.3 Multiplexador Dados/Endereços	73
5.3.4 Seletor de Componente	74
5.3.5 Seqüenciador de Sinais	75
5.4 Geração dos Sinais de Comando do Motor	78
5.4.1 Sinais PWM	78
5.4.2 Comutador	78
5.4.3 Sinais Analógicos	79
5.4.4 Gerador de Pulsos para Comando de Motores de Movimento Discreto	80
5.5 Sinais de Realimentação de Posição	82
<b>6. SIMULAÇÕES</b>	<b>85</b>
6.1 introdução	85
6.2 Modelagem do Sistema	86
6.2.1 Modelagem dos Componentes	86
6.2.2 Determinação dos Parâmetros do Sistema Dinâmico Proposto	89
6.2.3 Cálculo da Função Transferência em Malha Aberta	90



6.3 Análise dos Efeitos da Variação de A, B, K e T na Resposta do Sistema Através de Simulação Numérica	91
6.3.1 Efeitos na Resposta ao Degrau do Sistema	92
6.4 Projeto dos Parâmetros do Filtro Digital Pelo Método da Combinação de Parâmetros	95
6.4.1 Modificação da Função Transferência do Sistema em Malha Aberta	95
6.4.1.1 Geração de um Novo Sistema em Malha Fechada	96
6.4.1.2 Determinação da Margem de Fase e da Margem de Ganho	97
6.4.2 Utilizando o Método da Combinação de Parâmetros para o Projeto do Filtro de Compensação Digital do HCTL-1000	98
6.4.2.1 O Método da Combinação de Parâmetros e os Gráficos de Módulo e Fase do Diagrama de Bode	98
6.4.3 Cálculo dos Parâmetros do Filtro Digital para o Sistema em Estudo	101
<b>7. ENSAIOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>107</b>
<b>8. RESULTADOS, CONCLUSÕES E SUGESTÕES</b>	<b>114</b>
<b>APÊNDICE 1 - PROCESSADOR CENTRAL</b>	<b>118</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>128</b>

## RESUMO

A constante evolução da automação de processos discretos de manufatura, traz uma demanda crescente por sistemas de controle que possam coordenar movimentos em múltiplos eixos. Este trabalho apresenta uma nova concepção para o controle deste tipo de sistema, a qual consiste na utilização de modernos circuitos integrados dedicados, desenvolvidos para serem implementados em "sistemas digitais de controle de movimento", aqui abreviadamente denominados de "CICM" (Circuitos Integrados Controladores de Movimento).

Inicialmente é feita uma revisão dos conceitos básicos em sistemas de controle e servomecanismos, com especial enfoque nas vantagens obtidas com a utilização dos CICM na arquitetura dos modernos CNC.

A seguir são apresentados os CICM como parte integrante de um sistema para controle de movimento em posicionadores. São enumerados os diferentes tipos existentes no mercado, assim como suas vantagens e desvantagens, são igualmente estabelecidas recomendações que orientem na sua seleção.

Em seguida é feita uma descrição mais profunda do CICM selecionado para a realização de um sistema de controle digital de movimento. Da mesma forma é descrito o Processador Central que realiza a função de hospedeiro.

Posteriormente são caracterizados os diferentes módulos que compõem uma Placa desenvolvida para o "Controle de Movimento" baseada na utilização de CICM e são igualmente abordadas as diferentes funções que esta pode realizar.

Com vistas à determinação dos parâmetros e do comportamento dinâmico de um servomecanismo controlado através do sistema desenvolvido, são apresentados resultados obtidos através de simulações e ensaios dinâmicos de um servomecanismo banco de ensaio.

Os ensaios dinâmicos realizados mostraram que é viável a integração do sistema desenvolvido em instrumentos e aparelhos da classe Mecânica de Precisão.

## ABSTRACT

The constant evolution of automation of discrete manufacturing processes is increasing the demand for system control that can coordinate multiple axis movement. In the present work, a new conception to control this type of system is presented. This one, is based on the use of dedicated integrated circuits, built to use in movement control digital systems, here called "ICMC" (Integrated Circuits for Motion Control).

A review of basic ideas in control systems and servomechanisms is introduced, to show the advantages of the use of the ICMC in the modern CNC architecture.

Following, the use of ICMC integrated as part of a position system movement control is discussed. The different types that can be found in the market, also the advantages and disadvantages of each, are described, and some recommendations are made.

The selected ICMC is described, and the control processor that will be the host processor is described as well. The different functions of the modules that are part of the board developed are also described.

The results of simulations and dynamic tests of the system show that the integrated system can be used in instruments and equipment of the "Precision Engineering" class.

## LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.01 - Utilização do controle de movimento programável, via CNC nos processos descontínuos de produção.
- Figura 2.02 - Diagrama geral de um CN para controle de 3 eixos.
- Figura 2.03 - Sistema computadorizado de comando/controle de movimento baseado em CIM.
- Figura 2.04 - Configuração básica de amplificadores de potência: (a) tipo "H"; e (b) tipo "T" /40/.
- Figura 2.05 - Formas de onda de tensão em amplificadores chaveados.
- Figura 2.06 - Resposta a uma perturbação repentina de torque num sistema de controle de velocidade utilizando SCR /40/.
- Figura 2.07 - Amplificador PWM tipo ponte H.
- Figura 2.08 - Motores CC Coreless: (a) tipo disco; e (b) tipo cilindro ou copo /40/.
- Figura 2.09 - Características construtivas de motores de CC convencionais vs BL.
- Figura 2.10 - Perfis de velocidade característicos para motores.
- Figura 2.11 - Tacogeradores. (a) Tacogerador com ímãs permanentes e (b) Tacogerador de CA.
- Figura 2.12 - Interruptor óptico.
- Figura 2.13 - Componentes básicos de codificadores ópticos; (a) Translativos (escalas opto-eletrônicas) e (b) rotativos (encoders).
- Figura 2.14 - Codificadores ópticos absolutos: (a) em código binário; (b) em código gray; (c) em um código especialmente desenvolvido /27/.
- Figura 2.15 - (a) Codificador óptico incremental e (b) Sinais em quadratura.
- Figura 3.01 - Diagrama de blocos CIM /36/.
- Figura 3.02 - Esquema característico de utilização de um LM 628/629.
- Figura 3.03 - Utilização do KM 3701 para comandar dois motores de passo simultaneamente.
- Figura 3.04 - Utilização do KM 3701 e KM 3702 para o controle de dois motores CC.
- Figura 3.05 - Utilização do CY 545 para comandar um motor de passo.
- Figura 3.06 - Esquema básico para utilização de um HCTL 1000/1100.
- Figura 3.07 - Sistema proposto para controle de movimento baseado em CIM.
- Figura 4.01 - Blocodiagrama dos registros internos do HCTL 1000 /47/.

- Figura 4.02 - Fluxograma do modo de operação /47/.
- Figura 4.03 - Diagrama de blocos dos registradores do HCTL 1000 /47/.
- Figura 4.04 - Sinais de saída da porta de comando de motor /47/.
- Figura 4.05 - Sinais de saída da porta PWM /47/.
- Figura 4.06 - Sinal de inibição do sentido inverso.
- Figura 4.07 - Alinhamento do sinal de Index do codificador /47/.
- Figura 4.08 - (a) Interface do comutador com sinal PWM; (b) Configuração do comutador /47/.
- Figura 4.09 - Modo Integral de velocidade /38/.
- Figura 4.10 - Modo de perfil trapezoidal.
- Figura 4.11 - Diagrama de blocos das portas de Entrada/Saída /47/.
- Figura 4.12 - Interface para amplificador de entrada analógica /47/.
- Figura 4.13 - Interface para amplificador chaveado tipo Ponte H.
- Figura 5.01 - Diagrama de blocos do módulo CM2.
- Figura 5.02 - Circuito divisor de frequência.
- Figura 5.03 - Circuito Oscilador.
- Figura 5.04 - Ciclo de acesso ao HCTL 1000 utilizando um clock de 1.25 MHz.
- Figura 5.05 - Diagrama de blocos da interface.
- Figura 5.06 - Interface para de codificação do barramento de controle.
- Figura 5.07 - Circuito lógico de multiplexação de dados e endereços.
- Figura 5.08 - Seleção do componente.
- Figura 5.09 - Sequenciador de sinais.
- Figura 5.10 - Sequenciamento de sinais.
- Figura 5.11 - Ciclo de escrita.
- Figura 5.12 - Ciclo de leitura.
- Figura 5.13 - Interface para um amplificador analógico.
- Figura 5.14 - Interface para comando de motores de movimento discreto.
- Figura 5.15 - Lógica de inicialização.
- Figura 5.16 - Filtro de sinais de encoder.
- Figura 5.17 - Geração do sinal de sincronização dos bi-estáveis.
- Figura 6.01 - Esquema simplificado do sistema dinâmico Controlador-Planta.
- Figura 6.02 - Malha aberta do sistema dinâmico em estudo.
- Figura 6.03 - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.
- Figura 6.04 - Resposta ao degrau do sistema sem compensação.
- Figura 6.05 - Resposta ao degrau do sistema compensado.

Figura 6.06 - Efeito da variação do Zero "A" na resposta ao degrau.

Figura 6.07 - Efeito da variação do Polo "B" na resposta ao degrau.

Figura 6.08 - Efeito da variação do Período "T" na resposta ao degrau.

Figura 6.09 - Identificação dos parâmetros de um sistema dinâmico via diagrama de Bode /7/.

Figura 6.10 - Contribuição do Polo na Fase do sistema /45/.

Figura 6.11 - Contribuição do Polo no Módulo do sistema /45/.

Figura 6.12 - Contribuição do Zero na Fase do sistema /45/.

Figura 6.13 - Contribuição do Zero no Módulo do sistema /45/.

Figura 6.14 - Diagrama de Bode para o sistema sem compensação /45/.

Figura 6.15 - Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.

Figura 7.01 - Montagem do sistema de ensaio.

Figura 7.02 - Resposta no domínio tempo a uma excitação em degrau medida no sistema

Figura 7.03 - Rampa de velocidade obtida pela programação dos valores da Tabela 7.2.

Figura 7.04 - Montagem do sistema de medição.

Figura 7.05 - Trem de pulsos obtido pela programação dos valores da Tabela 7.3.

Figura 7.06 - Resultado obtido no posicionamento repetitivo e ininterrupto, através da execução do programa contido na Tabela 7.3.

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Comparação do desempenho entre sistemas controladores de movimento baseados em microprocessadores.

Tabela 2.2 - Tipos de sensores de Posição.

Tabela 3.1 - Comparação entre diferentes CICM.

Tabela 4.1 - Bits do registrador Flag.

Tabela 4.2 - Comandos válidos em R00H.

Tabela 4.3 - Bits do registros Status.

Tabela 4.4 - Limite mínimo do período de amostragem para os diferentes modos de controle /47/.

Tabela 4.5 - Número máximo de operações de E/S permitidas.

Tabela 6.1 - Quadro comparativo dos efeitos de A, B, K e T na resposta do sistema.

Tabela 7.1 - Valores utilizados para inicialização dos diversos parâmetros do sistema.

Tabela 7.2 - Valores utilizados para inicialização dos diversos parâmetros do sistema.

Tabela 7.3 - Valores utilizados para inicialização dos diversos parâmetros do sistema.

Tabela 7.1 - Valores dos parâmetros do movimento e programa em Assembler 8085 para um posicionamento repetitivo e ininterrupto.

# 1 INTRODUÇÃO

Este trabalho, "Controladora Flexível Multi-Eixo Para Acionamentos Fracionários de Alta Dinâmica", realizado no Laboratório de Hardware (LHW) do GRUCON, propõe-se inicialmente a resolver o problema do controle de movimento em múltiplos eixos. Uma vez que o GRUCON/ LHW tem, como uma de suas linhas de pesquisa a "Automação de Máquinas Não-Covencionais" surgiu a necessidade de controlar varios eixos, sem que isto acarretase alterações no hardware do sistema CNC já existente.

Para o controle de sistemas que possam coordenar movimentos em múltiplos eixos é possível distinguir duas linhas principais de soluções, quais sejam, processamento seqüenciado (centralizado) e processamento paralelo (multiprocessamento). O presente trabalho tem por objetivo explorar novas soluções para o controle de movimento em aplicações de automação, menos dispendiosas e que reúnam qualidades das duas linhas citadas. Apoiase na utilização dos denominados "Circuitos Integrados Controladores de Movimento (CICM)". Tal escolha permite simplificar o desenvolvimento do hardware, além de eliminar o software específico de controle de movimento, que já se encontra implementado nos próprios CICM.

Com a contínua busca de novas soluções, em publicações especializadas, pode-se constatar a existência no mercado de vários CICM, desenvolvidos para diferentes tipos de concepções, com características próprias e abarcando uma extensa gama de aplicações. Assim, para a realização de um sistema para controle de movimento computadorizado foi escolhido como controlador dedicado (CICM) o HCTL-1000 da Hewlett-Packard Corp. Justifica-se esta escolha por ser capaz de controlar vários tipos de motores e pela maior flexibilidade, somada ao fato do fabricante oferecer uma maior quantidade de informações bem estruturadas.

Através do projeto e realização de uma placa controladora puderam ser constatadas as características dos CICM. Uma vez que estes controladores possuem implementado um algoritmo de controle no qual estão inclusas as funções de um Filtro Digital (compensador) e como forma de verificar a sua real influência sobre o desempenho dinâmico do sistema de controle, um estudo sobre as características do Filtro Digital se faz necessário.

Na implementação do sistema para o controle e acionamento de diferentes tipos de motores, diversos ensaios dinâmicos e experiências práticas foram realizadas com a



finalidade de qualificar o sistema de controle, tentando atingir as especificações estipuladas na etapa de projeto.

Desta forma, com a finalidade de facilitar a realização de variados concepções de acionamentos em automação de máquinas não-convencionais, foi preciso desenvolver um sistema controlador que permita:

- Sua utilização em conjunto com o sistema de micro-computador desenvolvido no GRUCON/LHW, de forma a aumentar a flexibilidade e campo de atuação do CNC já existente.
- Uma fácil adaptação (integrabilidade) a diferentes concepções.
- O controle de vários eixos simultaneamente sem comprometer o desempenho dinâmico do sistema.
- Facilitar a expansão no número de eixos, atendendo assim às exigências dos diversos projetos.
- Dispor de um sistema próprio do qual se tenham todas as informações possíveis e que permita futuras modificações.
- Proporcionar ao usuário todas as informações necessárias para a correta utilização e fácil manutenção.

Nos Capítulos seguintes serão caracterizados os diferentes passos e etapas a serem vencidas no desenvolvimento do sistema proposto.

## 2. REVISÃO DE CONCEITOS BÁSICOS

Neste capítulo será feita uma breve revisão de conceitos e termos técnicos, assim como das características de componentes de "hardware" específicos para aplicação em automação ou a ela relativa. Esta revisão se faz necessária para tornar mais acessível o emprêgo destes conceitos no trabalho. Contudo apenas os termos, conceitos e componentes fortemente relacionados ao trabalho serão revistos, especialmente no que tange aos aspectos dinâmicos.

### 2.1 COMANDO NUMÉRICO (CN)

Numerosas definições do que é um comando numérico são apresentadas na literatura. Como uma conceituação mais simples pode-se dizer que "é qualquer dispositivo para controlar uma máquina, instrumento ou processo mediante informações numéricas". Neste trabalho, Comando Numérico será "um dispositivo, geralmente eletrônico, capaz de dirigir ações de um ou mais sistemas dinâmicos, de maneira que as ordens relativas aos seus deslocamentos sejam executadas de forma totalmente automática, a partir de informações numéricas e simbólicas definidas por intermédio de um programa".

#### 2.1.1 O COMANDO NUMÉRICO PARA MÁQUINAS- FERRAMENTA

Processos discretos de manufatura são a mais conhecida e difundida das possíveis aplicações do CN. Trata-se da fabricação de peças isoladas que possuem formas macrogeométricas e propriedades mecânicas bem definidas. Foram principalmente os problemas referentes à usinagem de peças que propiciaram a primeira aplicação do CN em uma máquina-ferramenta. Posteriormente a sua utilização tem-se generalizado em todo tipo de máquina ferramenta ou similar. Conforme pode-se ver na Figura 2.1, quando de controle de processos discretos de manufatura, diferentes níveis de controle se fazem necessários, dependendo na maioria dos casos do volume de produção. Atualmente o mercado demanda uma maior diversidade de produtos, com geometrias complexas e tempos de fabricação reduzidos. Devido a isto, um número cada vez maior de fabricantes está adotando a utilização de equipamentos caracterizados pela sua flexibilidade e alta produtividade, características estas supridas pela utilização do CN /35/.

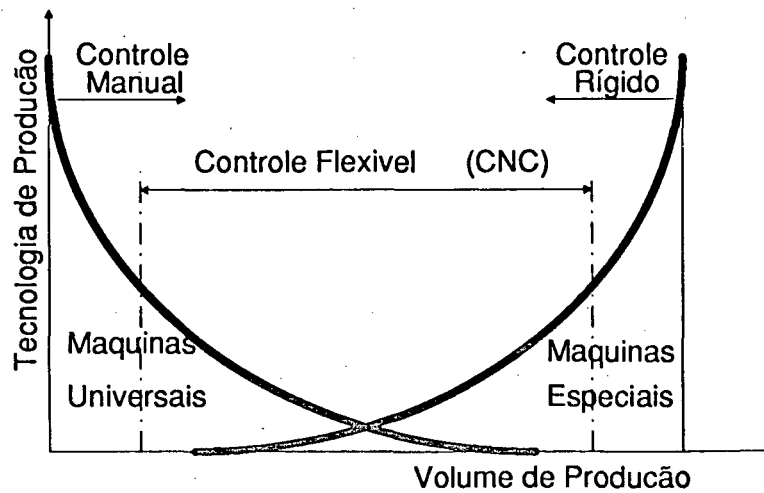


Figura 2.1 - Utilização do controle de movimento programável, via CNC nos processos descontínuos de produção.

Sempre que o volume de produção e o grau de complexidade estiver dentro de certas margens, o CN representa a solução ideal pelas vantagens que decorrem de sua utilização: flexibilidade para modificar rapidamente os programas de fabricação de peças, precisão elevada, aumento da produtividade, possibilidade de fabricação de peças extremamente complexas, redução de peças refugadas, segurança, etc./8/.

Na Figura 2.2 é mostrado um diagrama funcional simplificado de um CN de MF que controla três eixos de movimento (três graus de liberdade). Pode-se distinguir quatro (4) subconjuntos funcionais dentro da arquitetura proposta: Unidade de entrada e saída de dados e visualização, unidade de memória interna e interpretação de ordens, unidade de cálculo e a unidade de interface com os elementos mecânicos /24/.

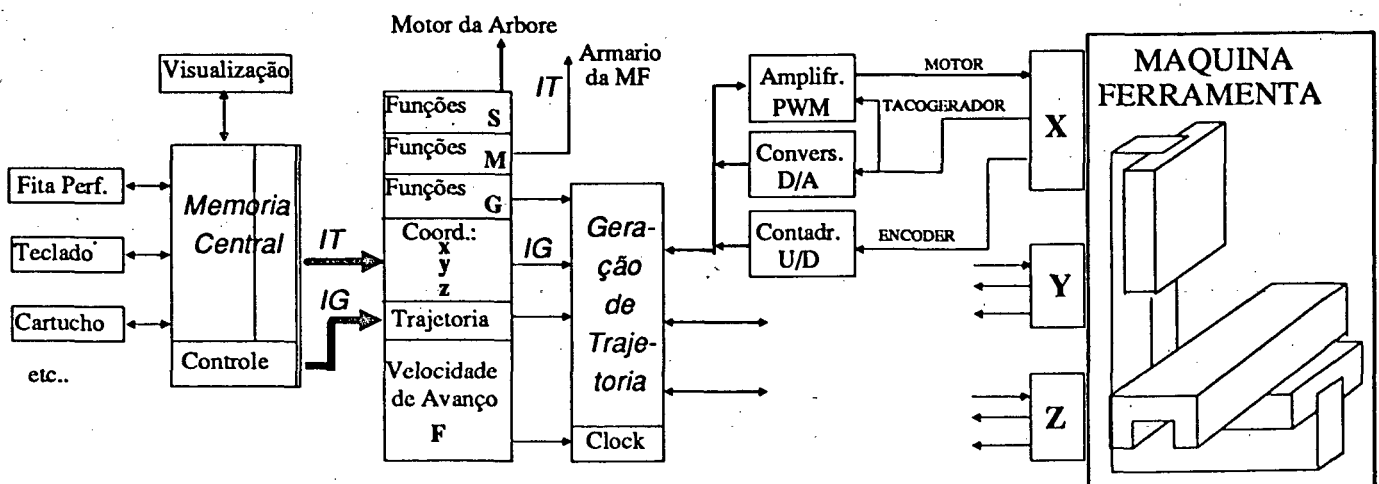


Figura 2.2 - Diagrama geral de um CN para controle de 3 eixos.

O Comando Numérico Computadorizado (CNC), utilizando microprocessadores, permitiu a realização das operações lógicas, aritméticas e de controle de movimento e especialmente a memorização de informações, até então só em fitas. Desta forma, a utilização de uma unidade de microcomputador programável se tornou imprescindível.

## 2.2 - MICROPROCESSADORES E O CONTROLE DIGITAL DO MOVIMENTO.

O advento dos microprocessadores e seus periféricos trouxe consigo uma nova era para os CNCs. Estes componentes, pelas suas características de capacidade de processamento de informações, rapidez e tamanho reduzido, substituíram placas e até armários eletrônicos inteiros, responsáveis pelo processamento. Decorrente destes significativos avanços na área da microeletrônica outras áreas puderam progredir de uma forma mais rápida.

A constante evolução no campo do controle de processos discretos de manufatura cria uma demanda crescente por sistemas de controle que possam coordenar movimentos em múltiplos eixos, assim como a necessidade de se monitorar as variáveis envolvidas no processo produtivo.

### 2.2.1 - CONTROLE DIGITAL DE MOVIMENTO

Novos problemas aparecem quando se abandona o caso mais simples em controle de movimento, isto é, a realização do controle de um único eixo. Várias alternativas se apresentam como possíveis soluções no controle de múltiplos eixos, podendo ser diferenciadas duas grandes linhas concepcionais para este tipo de sistema: processamento em paralelo e processamento série ou seqüencial./34/

O **processamento paralelo** ou multiprocessamento, caracteriza-se pela utilização de mais de um processador de controle. A configuração predominante nos CNCs. que utilizam o multiprocessamento é a denominada "*master-slave*" ou mestre-escravo, onde um dos processadores é responsável pela coordenação das tarefas de controle dos demais. Desta forma, um grande número de tarefas (o maior possível) é delegado aos processadores auxiliares, evitando assim a sobrecarga do processador principal (mestre). A maior vantagem deste tipo de configuração é que o aumento do número de eixos não afeta o período de amostragem, uma vez que cada um dos processador auxiliares trata do "seu" eixo individualmente. No entanto, protocolos de comunicação podem se tornar extremamente complexos.

No **processamento série** ou centralizado, um único processador de controle realiza tanto as tarefas de coordenação geral dos movimentos quanto as tarefas de controle particulares de cada eixo. Obviamente esta CPU precisa ser bem mais "poderosa" quando comparada com as utilizadas em qualquer outro tipo de concepção, de modo especial, precisa ser suficientemente rápida, pois sua rapidez poder-se-á tornar um sério fator limitante do desempenho. É claro, um processador deste tipo custará mais caro do que os utilizados no processamento paralelo, porém este custo é freqüentemente compensado pela redução do número de processadores e suas interconecções. /34/

Combinando-se os dois casos caracterizam-se as **soluções híbridas** que, como o próprio nome sugere, propõe um sistema de controle digital valendo-se das características positivas de cada uma das concepções anteriormente citadas. Uma solução híbrida característica é a do co-processamento, por exemplo aquela, na qual enquanto um processador atualiza o sinal de correção dos diversos eixos, um segundo co-processador calcula futuras condições teóricas de amostragem. Este esquema de co-processamento permite a utilização de CPUs mais simples, trabalhando efetivamente em paralelo, garantindo um tempo uniforme de supervisão e comando dos eixos, mas sem a complexidade da comunicação interprocessador do sistema *master-slave* que utiliza processadores de uso geral. /44/

Outra concepção consiste na utilização de **circuitos integrado especiais**, desenvolvidos para serem implementados em "sistemas digitais de controle de movimento". Para efeito de nomenclatura chamar-se-ão estes componentes de Circuitos Integrados Controladores de Movimento ("**CICM**"). Estes dispositivos incorporam geralmente contadores UP/DOWN, que permitem uma conexão direta com codificadores ópticos incrementais, proporcionam saídas para accionamento de servomotores via DAC (conversores digital-analógicos), PWM (modulação de largura de pulso), comutação de fases ou ainda trens-de-pulso para accionamentos de movimento discreto. Possuem geralmente uma rede de compensação programável, na maioria dos casos um filtro PID (proporcional, integral diferencial). O processador central comunica-se com os **CICM** através de operações de leitura/escrita para a programação dos parâmetros fundamentais.

Entre as várias vantagens que estes dispositivos apresentam pode-se destacar as seguintes:

- Incorporam sua própria base de tempo programável (variação do período de amostragem).
- O algoritmo de controle está incluso ou microprogramado, o que influe positivamente nas características do controlador.
- Todas as funções de algoritmo são realizadas no controlador, portanto o processador

central deverá programar somente a definição da trajetória junto às constantes do filtro digital.

- Após a programação, toda tarefa de supervisão do movimento é realizada pelo controlador, o que praticamente "libera" o processador central para efetuar outras tarefas.

Com a finalidade de melhor comparar o desempenho no controle de movimento entre as 3 principais concepções em estudo, variadas características são confrontadas na Tabela 2.1 Como forma de facilitar a comparação foi escolhido o caso do controle de 2 eixos.

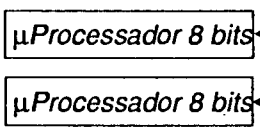
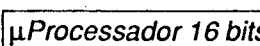
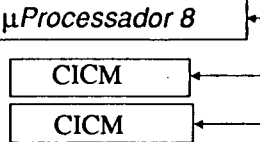
Caraterísticas	Processam. Paralelo	Processamento Série	Utilizando CICMs.
Configuração			
Custo Des. Hardware	Maior	Menor	Reduzido
Custo Des. Software	Alto	Médio	Muito Menor
Modificações Internas	Possíveis	Possíveis e Facilitadas	Impossíveis
Tempo Amostragem	Baixo	Maior	Reduzido
Expansão no N <sup>o</sup> de eixos controlados	Possível	Limitado pelo tempo de processamento	Ilimitado
Sinais de acionamento	gerados externamente	gerados externamente	Otimizados para o fim

Tabela 2.1 - Comparação do desempenho entre sistemas controladores de movimento baseados em microprocessadores

Analisando as diversas possibilidades optou-se pela realização de um sistema de controle digital de movimento baseado em CICM, que pelas suas características permite, por um lado, facilidade na obtenção de um protocolo de comunicação entre o microcomputador (microprocessador central) e os CICM (mais fácil que no coprocessamento), além de tornar o **hardware** extremamente simplificado; permite ainda uma redução substancial do **software** de controle, além de facilitar a realização de expansões.

## 2.3 - SISTEMAS COMPUTADORIZADOS DE COMANDO/CONTROLE DE MOVIMENTO

A utilização de sistemas para automatização de movimento com processamento por computador digital está cada vez mais difundida. As vantagens de custo e dimensões reduzidas

associadas aos microprocessadores, tornaram seu uso como compensadores e/ou controladores física e economicamente interessante.

No caso da automatização de movimento, a escolha entre a utilização de sistema de comando ou de sistema de controle, está intimamente ligada às características de cada um. Observa-se que a escolha de um ou outro recai sempre na relação custo/benefício. Da mesma forma, entre as possibilidades do tipo de concepção discutidas em 2.2.1 escolhe-se a dos CICM pelas vantagens citadas.

A Figura 2.3 (sem a realimentação e encoder) mostra um diagrama básico de um sistema de comando (malha aberta), que consiste essencialmente em um CICM (ver item 2.2) como elemento inteligente, que calcula o sinal de excitação para o acionamento em função da entrada de referência fornecida pelo Processador Central, seguindo critérios previamente descritos (algoritmo de controle).

Como foi dito no início deste capítulo, o principal problema dos sistemas de comando em malha aberta reside no total desconhecimento por parte do "controlador" das condições que definem o comportamento do sistema, o qual se encontra exposto à modificações nas condições que envolvem o processo (variações de carga, modificações no amortecimento do sistema, etc.) Por outro lado sistemas de controle (em malha fechada), se caracterizam por dispor de um sistema de medição que fornece ao controlador o valor da variável de saída (variável controlada) com o objetivo de determinar e corrigir o desvio em relação ao valor desejado da variável de saída. Neste caso o controlador atua sobre o processo para manter o valor de saída igual (ou próximo) ao valor de referência previamente determinado.

A Figura 2.3 (incluindo linha de realimentação & encoder) mostra um sistema de controle em malha fechada computadorizado onde o sistema a controlar é um sistema eletro-mecânico para posicionamento, no qual podem ser diferenciados os seguintes elementos típicos:

- Processador Central.
- Controlador Específico.
- Amplificador de Potência.
- Motor.
- Sensores.

os quais serão descritos a seguir.

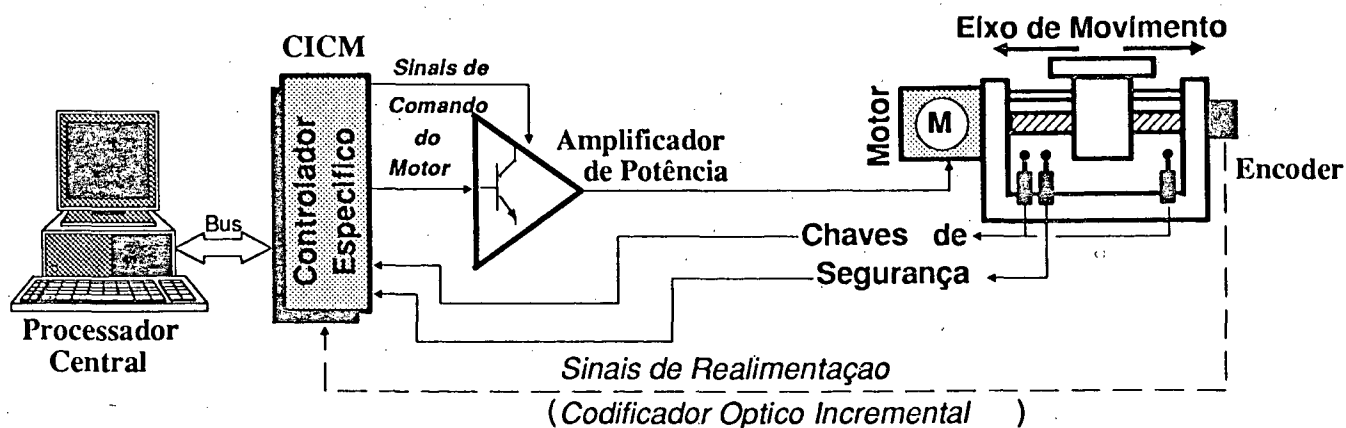


Figura 2.3 - Sistema computadorizado de comando/controlado de movimento baseado em CICM.

### 2.3.1 - PROCESSADOR CENTRAL.

O processador central é o elemento encarregado de supervisionar todo o sistema, colhendo e fornecendo dados. Este fornece ao controlador específico referências como posição final, tipo de movimento, etc.. O processador central é comandado mediante a execução de um programa e/ou leitura de instruções externas, por exemplo indicações do usuário. A função de processador central geralmente é realizada a partir de um sistema de microcomputador hospedeiro, como na Figura 2.3.

### 2.3.2 - CONTROLADOR ESPECÍFICO.

Basicamente um controlador específico é o elemento dentro de um sistema de controle de movimento encarregado de executar as ações comandadas pelo processador central. Tem a função de implementar o "algoritmo de controle" da malha de posição do sistema que realiza ininterruptamente o acompanhamento do movimento medindo continuamente a sua posição.

O controlador específico é basicamente um "microcontrolador altamente dedicado" o qual foi concebido para o controle de movimento (ver Capítulo 3). Existe no mercado internacional uma variada gama destes controladores específicos. Controladores específicos ou CICM consistem essencialmente de;

- Um processador ( $\mu P$ ) que executa o algoritmo de controle.
- Uma interface que permite ao processador colher informações obtida através de sensores.



- Uma interface para comunicação com o Processador Central (computador hospedeiro ou dedicado).
- Uma interface que permite ao processador exteriorizar os sinais de comando gerados, que serão amplificados na etapa de potência.

### **2.3.3 - AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA.**

O Amplificador de potência, dentro de um sistema de controle de movimento é o elemento encarregado de entregar ao servomotor a potência elétrica necessária, em função dos sinais de comando gerados pelo controlador específico.

A seguir descrevem-se os amplificadores mais utilizados em servo-sistemas, os quais devem possuir entre outras características, a capacidade de fornecer correntes ou tensões tanto positivas quanto negativas, portanto ser capaz de operar em quatro quadrantes /16/.

Dentre os amplificadores mais utilizados em sistemas para controle de movimento, pode-se diferenciar dois grandes grupos: os amplificadores contínuos ou "lineares" ("Linear Amplifiers"); e os amplificadores comutados ou chaveados (Switching Amplifiers).

Amplificadores lineares (AL), são realizados quase que exclusivamente a transistores.

Entretanto, os amplificadores do tipo chaveado podem ser encontrados utilizando tanto transistores como SCRs (Silicon Controlled Rectifiers ou também chamados de tiristores).

#### **2.3.3.1 - AMPLIFICADORES LINEARES.**

Duas formas construtivas caracterizam a configuração básica dos amplificadores a transistor, os do tipo "H" e os do tipo "T". Como mostra a Figura 2.4, a configuração "H" ou ponte completa é formada basicamente por quatro transistores e se utiliza de uma fonte CC unipolar. Os do tipo "T" requerem uma fonte bipolar e transistores complementares; no entanto, devido ao terra do sistema coincidir com o terra geral do sistema, uma realimentação direta de corrente ou de tensão de alimentação é facilmente realizada. Por esta razão os amplificadores de tipo "T" são, na maioria das vezes, utilizados em amplificadores lineares (AL) /40/. O comando nos AL é exercido através de um sinal analógico, onde a polaridade determina o sentido de rotação e o seu valor absoluto estabelece o nível de tensão que será aplicado ao motor. A influência dos sinais de saída dos transistores requer especial atenção, uma vez que uma condução simultânea de ambos transistores provocaria um curto circuito

entre as duas fontes de tensão. Uma característica indesejável deste tipo de amplificador é a distorção ocorrida em baixos níveis de tensão (distorção de cruzamento ou por "crossover"), embora este problema possa ser evitado polarizando os transistores no limite da "tensão de limiar" /10//15/.

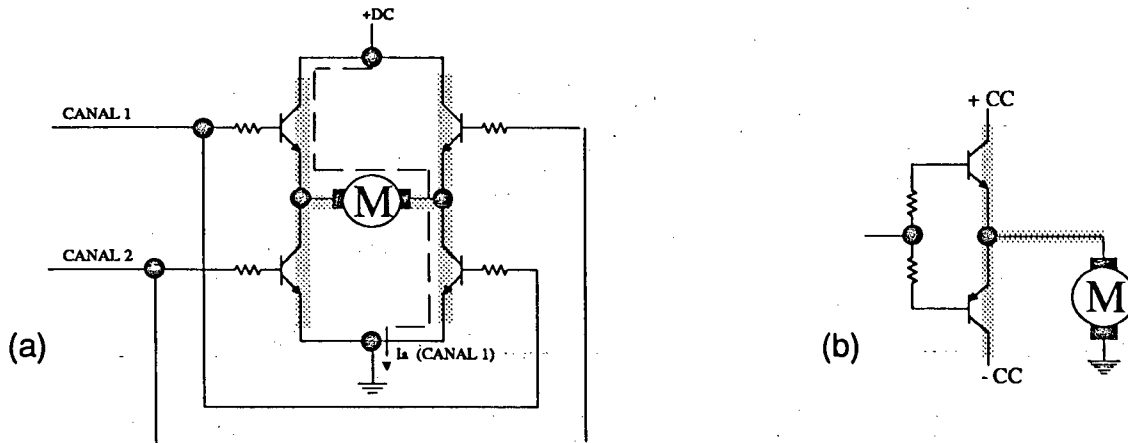


Figura 2.4 - Configuração básica de amplificadores de potência: (a) tipo "H"; e (b) tipo "T"/40/.

### 2.3.3.2 AMPLIFICADORES CHAVEADOS.

Enquanto os amplificadores lineares discutidos anteriormente se caracterizam, essencialmente pelo alto desempenho em controle de velocidade, estes sofrem do problema de geração de calor, precisando dissipar potências bem acima de 100 watt. Os amplificadores chaveados superam este problema pela rápida passagem ao comutarem na região de maior dissipação do estágio de corte para o de condução total e vice-versa.

Três métodos básicos são utilizados para o controle da tensão em amplificadores chaveados: modulação da largura do pulso (**PWM**; pulse-width modulation), modulação da frequência do pulso (**PFM**; pulse-frequency modulation), e conformação de onda (**SCR**; Silicon Controlled Rectifier ou retificador controlado). Analizam-se a seguir somente os amplificadores **PWM** e **SCR** pois amplificadores **PFM** praticamente não são empregados em aplicações de controle de motores. Suas principais diferenças são mostradas na Figura 2.5 /40/.

Da mesma forma que nos amplificadores lineares, os amplificadores chaveados podem ser do tipo H ou T. A maior vantagem dos do tipo H reside na utilização de uma fonte unipolar (item anterior), enquanto que sua maior desvantagem é em que o motor encontra-se "flutuando" (floating), dificultando assim a monitoração direta da corrente e/ou tensão. Contudo, o

tipo H é o mais utilizado neste tipo de Amplificador, especialmente quando altas tensões são requeridas.

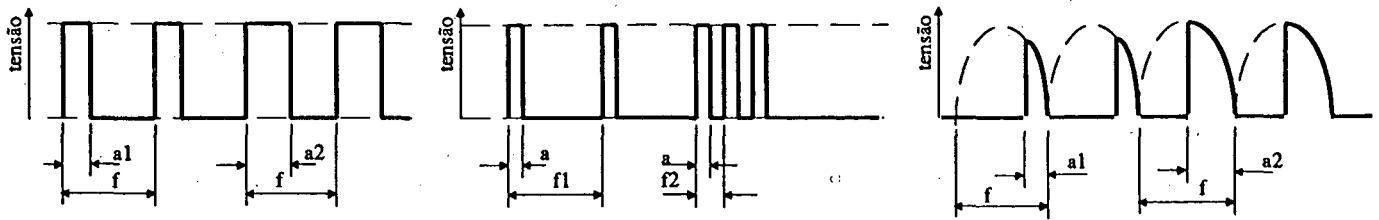


Figura 2.5 - Formas de onda de tensão em amplificadores chaveados.

### AMPLIFICADORES TIRISTORIZADOS - SCR.

Como citado anteriormente, o componente básico de um amplificador que opera pelo método da "conformação de onda" é o comumente o "tiristor". Este elemento tem como função básica retificar a tensão de alimentação CA, permitindo outrossim conduzir só durante parte do semiciclo de acordo com o nível do sinal de comando de ângulo de fase de disparo. Na Figura 2.6 é mostrada a forma de onda de uma tensão de alimentação retificada de freqüência fixa, onde o ângulo de disparo pode variar teóricamente de  $0^\circ$  a  $180^\circ$  elétricos.

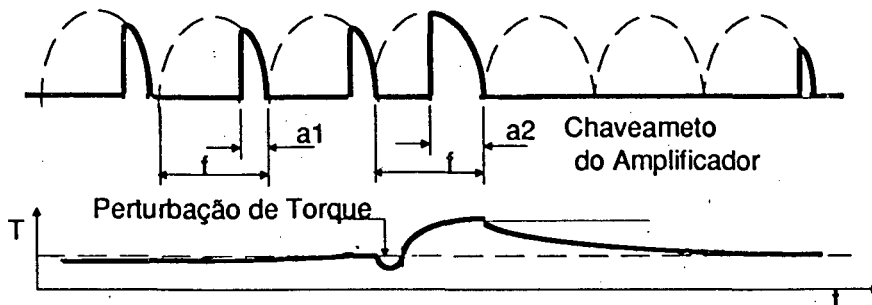


Figura 2.6 - Resposta a uma perturbação repentina de torque num sistema de controle de velocidade utilizando SCR /40/.

A tentativa de controle de motores em uma ampla faixa de velocidades utilizando acionamentos SCR, resulta freqüentemente em instabilidades momentâneas, especialmente em baixas velocidades. Assim, quando o sistema está operando com "ângulos de disparo" pequenos e ocorre um repentino distúrbio de torque, muitas vezes próximo "ao ponto de disparo", resulta uma variação da velocidade que acarreta um sinal de erro para ser compensado, como mostra a Figura 2.6.

### AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS - PWM.

O método comumente utilizado para controle da tensão em amplificadores chaveados é a "modulação da largura de pulso" (PWM) já apresentado em 2.3.3.2. Formado basicamente por uma ponte H de transistores e alimentado por uma fonte unipolar (Figura 2.7), um amplificador deste tipo trabalha mediante o chaveamento dos transistores em freqüência con-

stante, resultando numa tensão de saída que pode ser variada entre dois valores extremos cujo nível médio depende da largura de pulso, também chamado de "ciclo útil" (duty cycle).

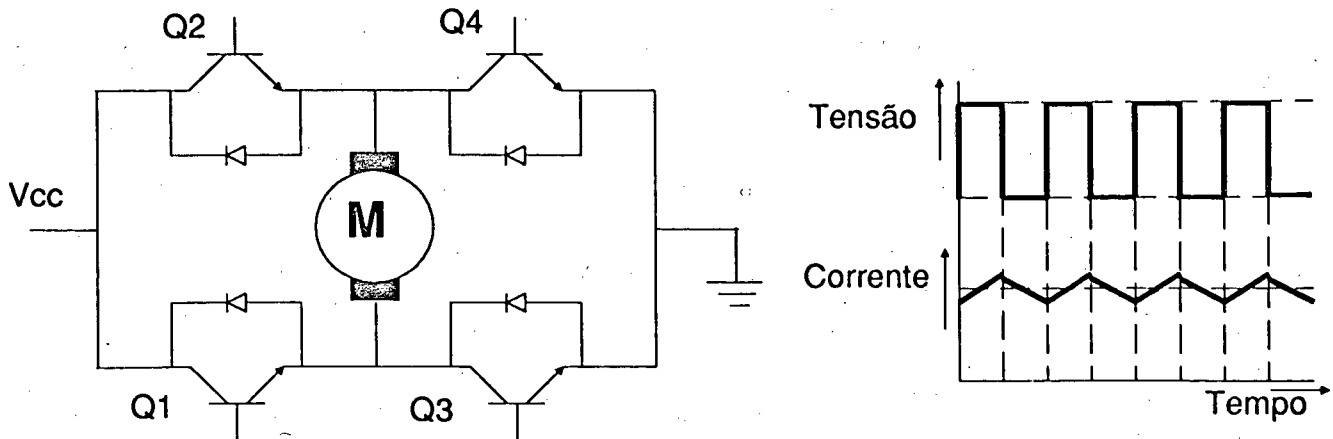


Figura 2.7 - Amplificador PWM tipo ponte "H".

Comumente 2 métodos podem ser utilizados para o chaveamento dos transistores de um circuito como o da Figura 2.7: os métodos unipolar e bipolar. O método bipolar se caracteriza por chavear os transistores aos pares. Desta forma para a corrente circular num sentido são acionados por exemplo Q1 e Q4, enquanto que para a corrente circular no sentido oposto são acionados Q2 e Q3. No método unipolar mantém-se o transistor superior (Q1 ou Q2) conduzindo e o controle da passagem de corrente é realizado somente através do chaveamento do transistor inferior (Q4 ou Q3 respectivamente).

### 2.3.4 MOTORES FRACIONÁRIOS

Funcionalmente o motor é o elemento que realiza uma conversão de sinais e sobretudo de energia entre o sistema elétrico e o mecânico, bem como do elétrico em térmico e em ruído:

Rapidez de movimento, repetibilidade, velocidades máximas elevadas e baixas constantes, facilidade de controle, confiabilidade e economia são objetivos que têm orientado o caminho do desenvolvimento das máquinas elétricas para aplicação em máquinas ferramentas e robótica. Este conjunto de objetivos levou a diversas concepções não só dos motores elétricos como também dos sistemas de energização e seus sistemas de controle.

O aparecimento e evolução dos servomotores coincidem com a constante busca de alto desempenho e conseqüente eliminação dos fatores limitantes do desempenho. Servomotores são aqueles que podem ser comandados em posição e/ou velocidade e que respondem aos comandos recebidos com elevada rapidez e precisão. O servomotor distin-

gue-se dos "motores comuns" pelo fato destes últimos serem otimizados em função do mínimo custo, alta eficiência, longa vida, etc., enquanto que os servomotores são otimizados em função de seu desempenho estático mas principalmente de sua dinâmica /6/.

Muitos tipos de servomotores utilizados em máquinas controladas automaticamente podem ser enumerados; dentro deste contexto pode-se distinguir dois grandes grupos:

- Servomotores de movimento contínuo e
- Servomotores de movimento descontínuo (discreto).

Dentro dos servomotores de movimento contínuo são abordados os servomotores de corrente contínua (CC) e os servomotores de corrente alternada (CA) /16/23/.

### **2.3.4.1 SERVOMOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA**

Tradicionalmente os servomotores são motores para corrente contínua. Em motores CC o campo de excitação pode ser produzido por eletroímãs dos enrolamentos bobinados no estator e o campo da armadura produzido por rotor bobinado alimentado e comutado por escovas. A necessidade de diminuição de volume e peso do motor e da potência dissipada aliadas à necessidade de altas constantes de torque e da existência de campo constante levaram a utilização de ímãs permanentes no estator do motor em substituição aos eletroímãs.

O tipo de ímã a ser empregado depende da localização do joelho da curva BH, da capacidade de resistência à desmagnetização e do preço do material. Os ímãs industrialmente utilizados são: ímãs de ferrite (óxidos de ferro, de bário e de estrôncio); ímãs metálicos (do tipo alnico, ligas de ferro, cobalto, níquel e alumínio); e ímãs de terras raras e cobalto (tipo samário-cobalto).

O torque produzido pelo servomotor CC é proporcional ao fluxo do campo; desta forma o aumento do número de pares pólos da máquina contribui positivamente no aumento da relação torque/volume. Assim, pode-se afirmar, que as máquinas multipolares são mais leves e de construção mais econômica que as bipolares.

Os esforços para melhorar as características dinâmicas dos motores CC com ímã permanente, visado a produção de motores com um maior torque e menor momento de inércia, aliada a introdução de novos materiais como Alnico, que aumentam a densidade de fluxo

magnético, levaram a novas concepções construtivas dos motores. Para a solução do problema da alta inércia surge a utilização de rotor alongado na direção axial, que embora possibilite inércias reduzidas, não elimina outro problema que é a trepidação de torque ou "cogging", causado pela existência de ferro no rotor, que possui posições preferenciais de parada em relação ao campo magnético /31/.

### Servomotores CC Coreless

A solução seguinte foram os "motores sem núcleo" (Coreless DC motor) ou também denominados de motores sem ferro no rotor (Ironless) a exemplo do motor tipo de bobina móvel (Moving-coil motor).

A maior vantagem dos motores Coreless reside na baixa inércia, logo, baixa constante de tempo mecânica e alta performance dinâmica. Devido ao seu núcleo não possuir ferro, sua massa menor permite acelerações e desacelerações mais rápidas que qualquer outro motor CC. Como anteriormente citado, outro benefício obtido com a eliminação do núcleo de ferro inclui a ausência da interação núcleo-campo magnético que, em motores convencionais, aparece na forma de uma trepidação de torque (cogging). Devido a eliminação destes efeitos, os motores Coreless podem operar suavemente até mesmo em velocidades muito baixas /41/.

Motores Coreless são classificados pela forma do rotor podendo ser do tipo cilíndrico ou de disco. Na Figura 2.8 pode-se ver um esquema mostrando as principais partes que compõe cada um dos dois tipos anteriormente mencionados.

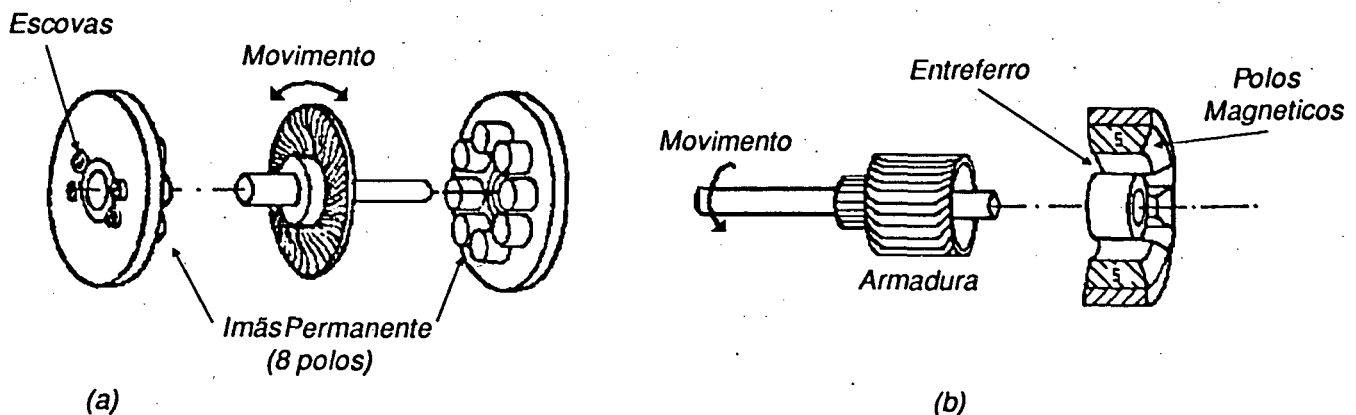


Figura 2.8 - Motores CC Coreless: a) tipo disco ; b) tipo cilindro ou copo /40/.

Os rotores do tipo cilíndrico também chamados de tipo "shell" ou "copo" consistem num rotor ocô que é fabricado a partir de uma casca de estrutura formada por bobinas de cobre

ou alumínio enrijecida com resinas de polímeros e "fiberglass" ou ainda outros similares. Os Motores de disco também chamados de "Printed Motor" são formados por um disco com lâminas metálicas sobre um suporte rígido de material plástico isolante. O campo magnético neste tipo é paralelo ao eixo do motor. Esta concepção axial confere ao motor, além da baixa inércia uma elevada relação conjugado/peso do motor e acelerações elevadíssimas, da ordem dos  $150.000 \text{ rad/s}^2$ , ou seja, num giro de  $2\pi \text{ rad}$ . o motor acelera de zero a uma velocidade acima das 1500 rpm., podendo superar acelerações de  $100.000 \text{ rad/s}^2$ , superando a faixa dos 30.000 a 50.000  $\text{rad/s}^2$  atingidos com servomotores de rotor com núcleo de ferro /31/40/41/.

Pode-se reduzir a três, as maiores limitações presentes nos motores de CC com ímã permanente, abrindo assim espaço para outros concorrentes:

- a) a existência de escovas representa um fator limitante de sua confiabilidade e durabilidade.
- b) as velocidades dificilmente ultrapassam as 5.000 rpm, situando-se em torno de 3.000 rpm.
- c) devido à dissipação de energia ocorrer no rotor, a troca térmica com o ambiente é dificultada.

### Servomotores CC Brushless

Como se pode observar na Figura 2.14(b), os servomotores CC Brushless (BL) ou "sem escovas" são constituídos por um rotor portando ímãs permanentes e um estator eletromagnético (enrolamentos no estator) sendo a comutação das bobinas realizada eletronicamente, ao invés da comutação mecânica utilizada nos servomotores CC convencionais.

Uma característica importante no acionamento dos servomotores CC BL é que precisam de um sinal de realimentação que informe a posição relativa entre rotor e estator para a comutação eletrônica, garantindo que a interação do campo da armadura com o campo de excitação dos ímãs permanente em qualquer posição, acarrete sempre a produção de máximo torque. Os servomotores BL são pois essencialmente sistemas eletrônicos-eletromecânicos integrados /7/.

A Figura 2.9 mostra as diferenças construtivas entre os servomotores CC convencionais e os BL. Nela pode-se observar que os ímãs dos motores BL são menores que os dos motores CC convencionais. Nota-se também que, enquanto a dissipação de calor para o ambiente nos motores CC convencionais ocorre unicamente através do eixo e rolamentos, nos motores BL o estator troca calor com o ambiente por condução direto das bobinas com a

carcaça do motor. Por não possuírem escovas ou qualquer outro tipo de interface através da qual a corrente tenha que fluir, correntes maiores podem ser aplicadas, possibilitando maiores acelerações.

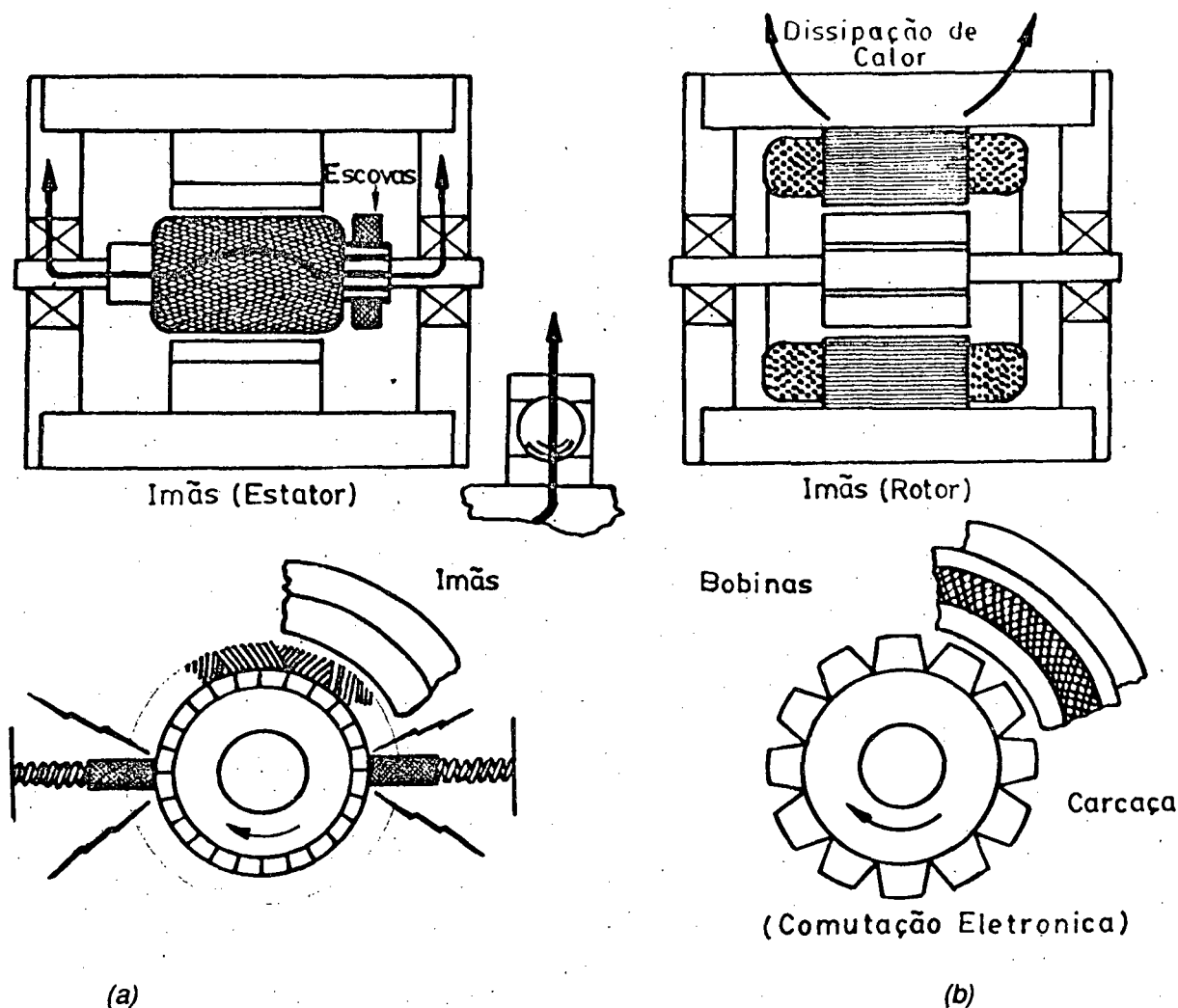


Figura 2.9 - Características construtivas de motores CC convencionais vs BL.

Devido aos servomotores BL não possuírem comutador e escovas, como os servomotores CC convencionais, apresentam uma melhor performance, podendo operar em velocidades maiores e praticamente prescindir de manutenção. Também pelo fato de não possuírem comutador, os servomotores CC BL são comparativamente menores que os de outro tipo. A sua alta dinâmica aliada ao seu tamanho reduzido tornam este tipo de motor o mais utilizado em aplicações de sistemas de controle automáticos.

Servomotores BL são fabricados nas mais diversas configurações de bobinas e pólos. Servomotores BL geralmente são trifásicos, embora alguns apresentem quatro e seis bobinas e



outros, de baixa potência, como os utilizados em equipamentos de velocidade constante, operem com duas bobinas.

A função torque por bobina nos motores BL geralmente é trapezoidal, contudo alguns motores que utilizam uma combinação de excitação e campo de armadura operam com uma função de torque senoidal, sendo que os primeiros desenvolvem um torque superior (10%) e os segundos apresentam um menor "ripple" de torque, operando de forma mais suave também em baixas velocidades /55/.

#### **2.3.4.2 - SERVOMOTORES DE CORRENTE ALTERNADA (CA).**

Motores síncronos e assíncronos (motor de indução) são os dois tipos de motores CA que produzem ou absorvem torque a partir da interação de dois (2) campos magnéticos alternados. Um dos campos (campo girante) é produzido via-de-regra no estator, num enrolamento geralmente trifásico, no qual circulam as correntes alternadas de alimentação. O outro campo é produzido no rotor por ímãs permanentes (motor síncrono) ou por corrente induzida em espiras curto-circuitadas no rotor (motor assíncrono). A velocidade do motor é determinada pela relação entre a frequência de alimentação e o número de pares de pólos do estator. Assim, o método mais apropriado para se variar a velocidade é através da variação da frequência de alimentação (velocidade do campo girante).

As principais vantagens visadas na utilização de máquinas de CA como servomotores são:

- Eliminação das escovas e aumento da confiabilidade.
- Maior facilidade de dissipação de calor em máquinas com rotor monolítico e bobinagem apenas no estator, que aletado facilita a dissipação do calor, quase não passando ao eixo.
- Obtenção de altíssima velocidade (acima de 100.000 rpm), importante principalmente para as máquinas-ferramenta de concepção moderna.

O servomotor CA síncrono é bastante semelhante aos motores CC sem escovas, com bobinas no estator e ímãs permanentes no rotor. A diferença reside em que o estator do servomotor CA síncrono é alimentado com correntes de forma CA senoidais, portanto já comutadas, prescindindo do sistema de comutação eletrônica. Devido as suas características de baixa inércia, de peso e volume reduzido, aliadas ao fato de praticamente não necessitar de manutenção, este tipo de servomotor está em franca utilização em tarefas que exigem alta dinâmica com longa durabilidade e confiabilidade, como em automação e controle /7//16/.

O servomotor CA assíncron possui enrolamento no rotor e espiras em curto no estator. Assim, devido às grandezas a serem controladas se encontrarem no rotor e no estator e estarem mutuamente acopladas, o seu controle é bem mais complexo. Contudo, devido ao seu baixo custo de fabricação e sendo praticamente livre de manutenção, pode-se prever que será um servomotor muito competitivo.

### 2.3.4.3 MOTORES DE PASSO

Os motores de passo são dispositivos eletromecânicos que convertem energia elétrica em energia mecânica na forma de movimentos discretos e convertem informação digital (pulsos elétricos) para a forma analógica (ângulo mecânico). À troca de sentido da corrente em dado enrolamento de um motor de passo corresponde um movimento angular discreto elementar chamado passo. A cada passo executado o rotor se posiciona numa posição estável. Entre dois passos consecutivos, o erro de posicionamento é de no máximo aproximadamente  $\pm 5\%$  de um passo sem haver erros acumulativos para uma série de passos: Após uma rotação completa ( $360^\circ$ ) o rotor retorna exatamente à mesma posição /7/.

Somente este tipo de motor permite o comando de posicionamento em malha aberta, isto é, sem necessidade de realimentação, dispensando assim a utilização de transdutores, significando geralmente grande economia para o sistema. Comparado aos servomotores CC, apresentam as vantagens de prescindirem de realimentação adicionada às características de robustez, longa vida e ausência de manutenção regular. Estas características aliadas à ampla faixa de velocidade que pode ultrapassar a 100.000 passos por segundo, tornam o motor de passo ideal para uma vasta gama de aplicações.

Os motores de passo mais utilizados são classificados basicamente em três tipos:

- a) **Motores de passo ímãs permanentes**, apresenta um rotor com ímãs permanentes que lhe confere maior capacidade de torque que os demais tipos, porém realizando passos relativamente maiores.
- b) **Motores de passo por relutância variável**, formado por um rotor de ferro doce onde é induzido um campo magnético pelo campo magnético estabelecido pelas correntes, o que facilita a realização de um maior número de saliências e por conseguinte de maior número de passos por revolução.
- c) **Motores de passo híbridos**, trata-se de uma combinação dos dois tipos acima, constando de ímãs permanentes e de ferro doce no rotor (daí o seu nome), reunindo assim as vantagens de cada um.

## Acionamentos com Motor de Passo

Quando se utilizam motores elétricos para movimentar cargas inerciais elevadas e/ou que exijam altas velocidades, torna-se indispensável a utilização dos **perfis de velocidade ou funções de aceleração**. Especialmente o desempenho de motores de passo é fortemente dependente de sua utilização. Neste tipo de motor, um perfil de posicionamento consiste em ir aumentando gradualmente a frequência dos pulsos de energização e aumentando conseqüentemente a rotação do motor até uma velocidade final e com um procedimento inverso reduzi-la até a parada completa do rotor. A Figura 2.10 mostra alguns dos tipos mais comuns destes perfis.

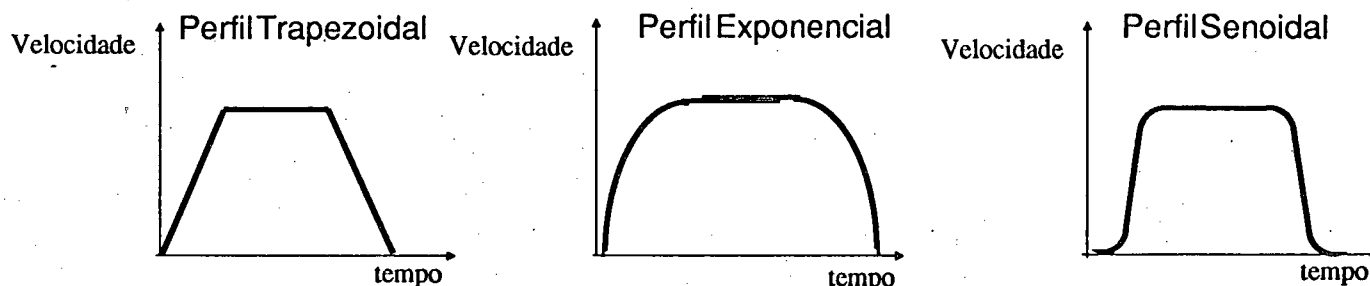


Figura 2.10 - Perfis de velocidade característicos para motores .

### 2.3.5 SENSORES EM ACIONAMENTOS

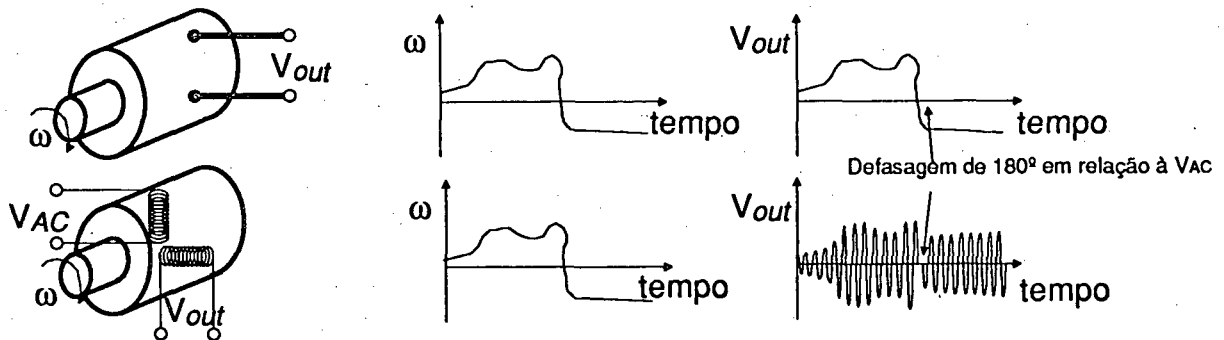
Elementos importantes nos sistemas de controle, os sensores são empregados para obter informações sobre a planta a controlar, bem como para a identificação de parâmetros desconhecidos ou variantes /4/.

Diferentes formas de classificação de sensores são encontradas na literatura, por exemplo: Quanto ao tipo de sinal fornecido (sensores digitais ou analógicos); quanto ao sistema de medição (sensores absolutos ou incrementais); etc. Nesta seção são descritos alguns dos sensores mais utilizados nos sistemas de controle de movimento.

#### 2.3.5.1 SENSORES DE VELOCIDADE

Em um sistema para controle de movimento, a realimentação da velocidade freqüentemente é utilizada para melhorar a estabilidade ou o amortecimento total do sistema. Os sensores de velocidade, na sua grande maioria se encontram integrados ao servo motor, produzindo um sinal proporcional à velocidade que será realimentado ao comparador do controlador de velocidade /16/.

O **tacogerador** é o dispositivo eletro-mecânico muito utilizado na monitoração da velocidade. Independente do tacogerador ser de corrente contínua ou alternada (CC ou CA) sua característica básica, de que a tensão de saída é proporcional à velocidade angular do rotor, é mantida. No caso do tacogerador CA, onde uma corrente senoidal é induzida no enrolamento do primário, resultando em uma tensão de saída senoidal de mesma frequência e com amplitude proporcional à velocidade do rotor. Na Figura 2.11 [b] pode-se observar que a tensão de saída poderá estar "em fase" ou "defasada" de  $180^\circ$  elétricos conforme o rotor gire num sentido ou outro /21/.



### 2.3.5.2 SENSORES DE POSIÇÃO.

Os sensores de posição são os elementos que obtêm informações sobre a localização temporária do sistema /15/. Segundo o local onde é realizada a medição, os sensores de posição se dividem em: de medição direta ou de medição indireta.

Fala-se de medição indireta quando a grandeza na qual se está interessado é medida diretamente e quando esta é medida através de uma outra grandeza a ela relacionada, trata-se de uma medição indireta /16/.

Diferentes tipos e modelos de sensores de posição podem ser relacionados. Na Tabela 2.2 são descritos alguns dos mais utilizados:

Os **interruptores ópticos** fornecem informações do tipo digital. São formados por um emissor óptico e um receptor que detecta a radiação do emissor. São utilizados principalmente como indicadores de sinais de referência. Na Figura 2.12 um esquema mostrando o funcionamento de um interruptor óptico é apresentado.

Tipos	Sistemas de Medição	Sinais Fornecidos
Potenciômetros.	Absolutos	Analógicos
Transformadores Diferenciais (LVDT)	Absolutos	Analógicos
Resolvers	Absolutos/Incrementais	Analógicos/Digitais
- Interruptores Ópticos	Absolutos	Digitais
- Codificadores Ópticos	Absolutos/Incrementais	Digitais
Sistema de Laser Interferométrico	Absolutos/Incrementais	Digitais

Tabela 2.2 - Tipos de sensores de posição

Os **codificadores ópticos**, sejam absolutos ou incrementais, utilizam o princípio de funcionamento do interruptor óptico. A Figura 2.13 mostra os elementos que compõem um codificador óptico linear (escala opto-eletrônica) e um codificador óptico rotativo (encoder) /26/27/.

Codificadores ópticos são freqüentemente encontrados em sistemas de controle moderno, convertendo deslocamentos translativos ou rotativos em sinais codificados digitalmente. Existem dois modos básicos na medição de deslocamentos (absoluto e incremental), a partir dos quais se distinguem os codificadores ópticos **incrementais** dos **absolutos** /23/.

O codificador absoluto se caracteriza por produzir como saída, um código digital diferente, indicativo de cada incremento menos significativo de resolução. O codificador incremental, por outro lado, produz um sinal (pulso) para cada deslocamento igual ao menor incremento de resolução. Na prática, a seleção do codificador depende de considerações econômicas e técnicas /4/. Os codificadores incrementais, devido a seu custo inferior e características metrológicas superiores, dominam as aplicações práticas /22/.

A Figura 2.14 mostra **codificadores ópticos absolutos** formados por um número de "anéis" no disco, no qual cada um especifica um bit de posição da coordenada, produzindo um sinal de saída diferente para cada incremento de posição. A variável pode estar em código binário, "gray" ou ainda algum código especialmente desenvolvido. Em geral, a utilização de codificadores absolutos está relacionada à vantagem da conservação de dados, por exemplo durante uma falha no fornecimento de energia, assim como, da vantagem de não precisar de lógica adicional. Porém, estes indicadores são mais caros e volumosos, porque neste caso é necessário um número de "divisões" no codificador superior ao dos codificadores incrementais /4/15/27/.

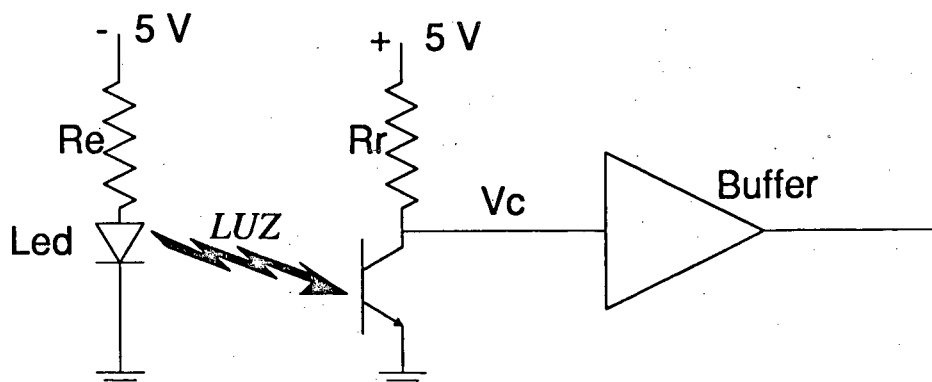


Figura 2.12 - Interruptor óptico

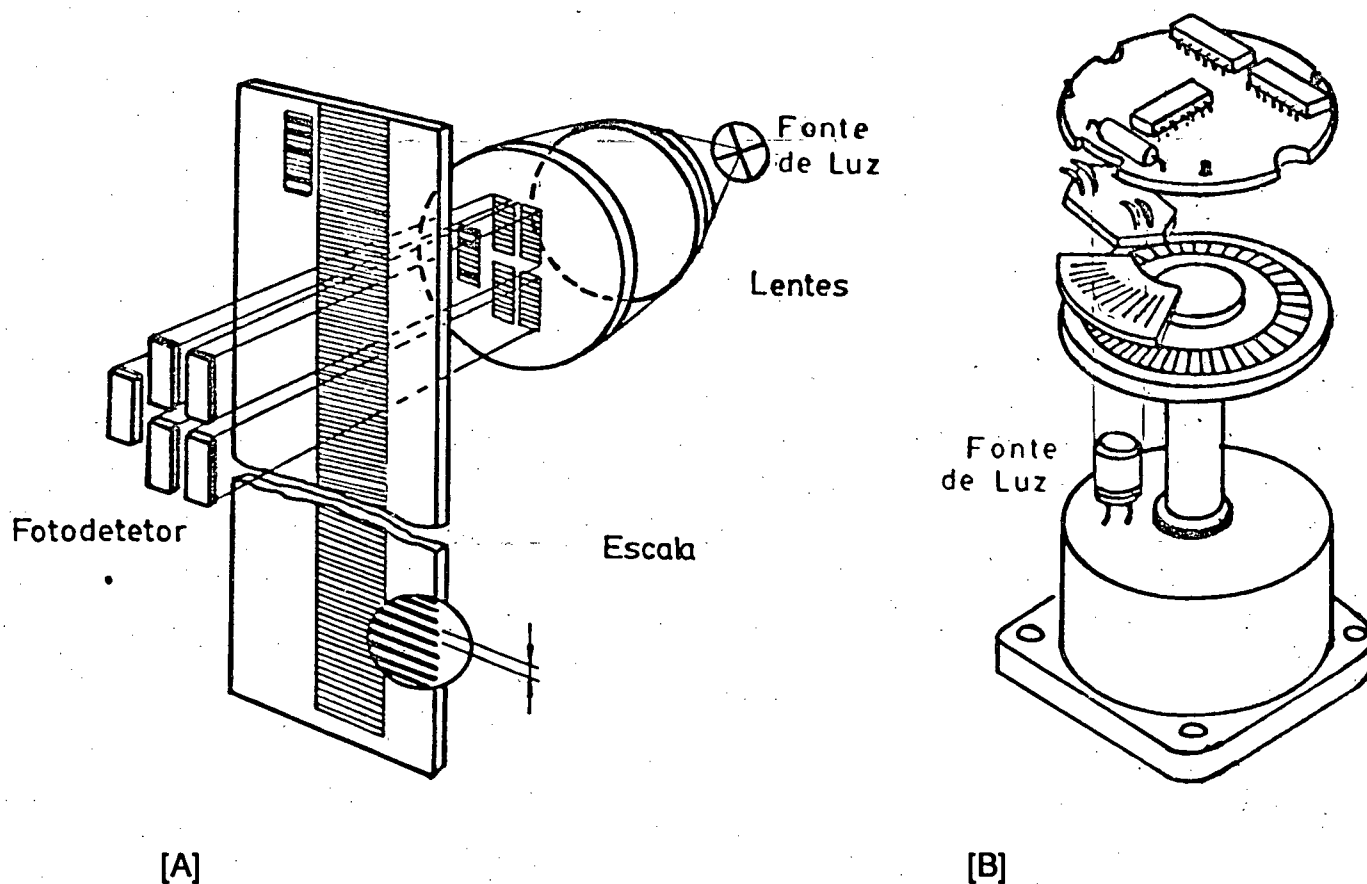


Figura 2.13 - Componentes básicos de codificadores ópticos; [A] Translativos (escalas optoeletrônicas) e [B] rotativos (encoders).

Um **codificador óptico incremental** (rotativo ou translativo) é formado basicamente por uma grade de setores alternadamente transparentes e opacos, e de igual largura (janelas), um emissor óptico (fonte de luz) e dois sensores optoeletrônicos defasados de meia janela (Figura 2.15[a]). Desta forma, quando um movimento é realizado nos sensores obtêm-se dois trens de pulsos defasados de  $90^\circ$  (sinais em quadratura) devido à passagem das janelas entre os elementos emissor e sensor. Uma inversão no sentido do movimento

(rotativo ou translativo) produz uma mudança de defasagem de um sinal frente ao outro como mostrado na Figura 2.15[b].

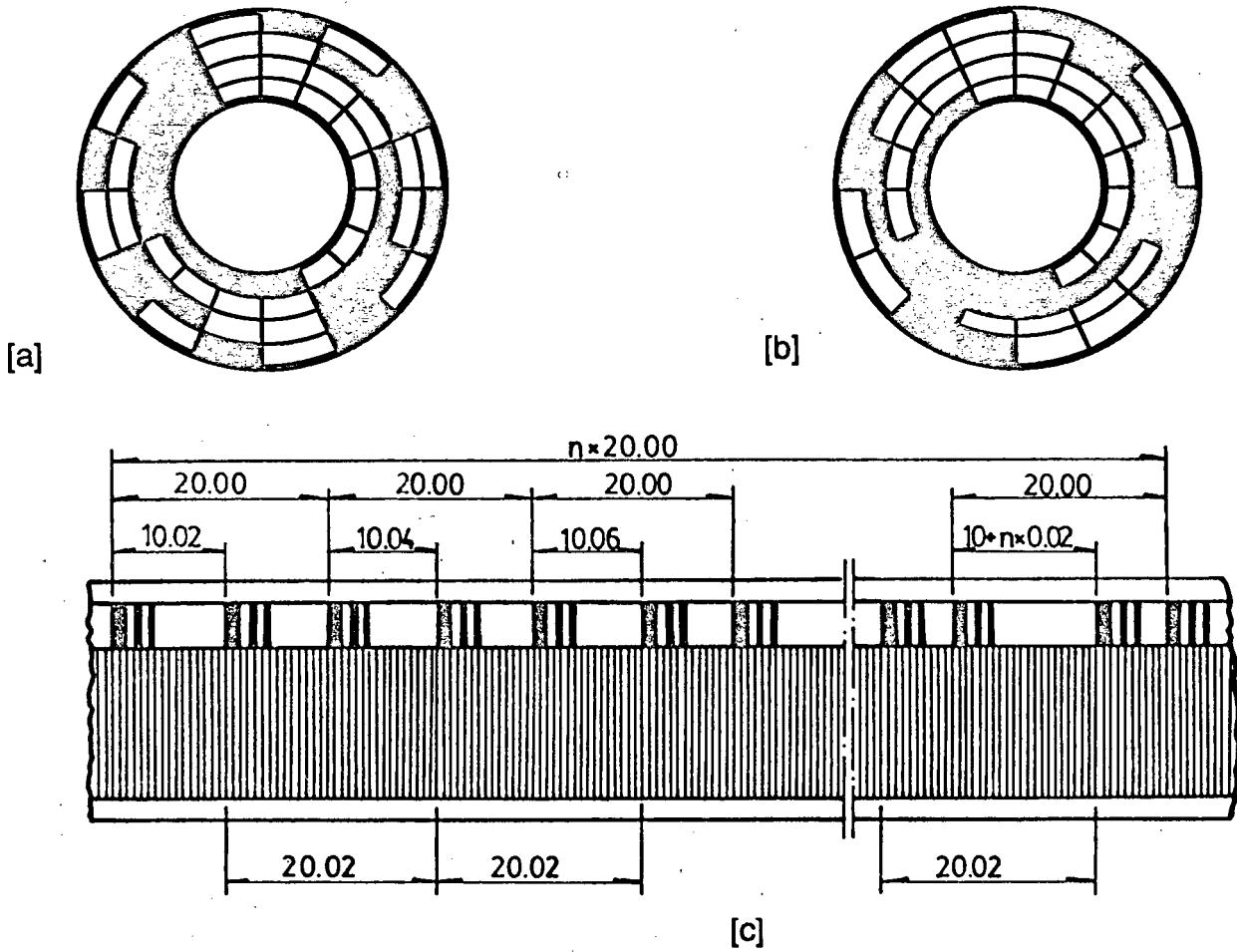


Figura 2.14- Codificadores ópticos absolutos: [a] em código binário; [b] em código gray; [c] em um código especialmente desenvolvido /27/.

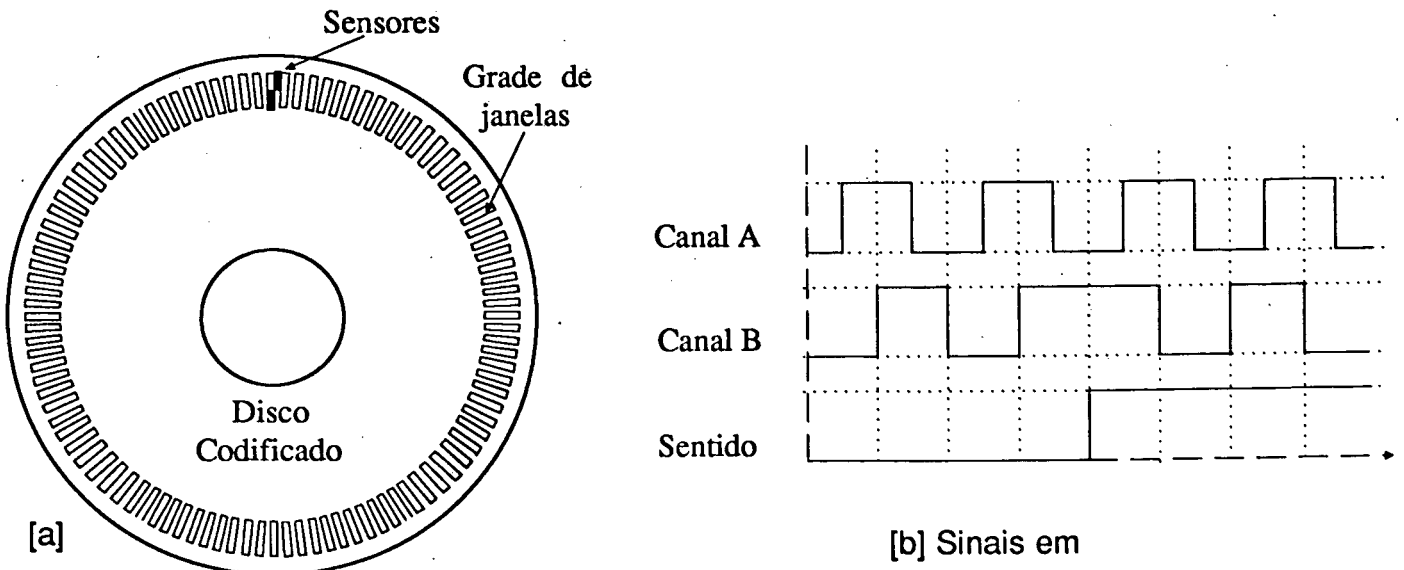


Figura 2.15 - [a] Codificador óptico incremental e [b] Sinais em quadratura.

Na etapa de processamento eletrônico dos pulsos em quadratura pode-se aumentar a resolução do sistema de medição. Considerando os flancos de subida e descida dos sinais, consegue-se obter digitalmente uma resolução até quatro vezes maior do que o número de divisões do codificador  $/7/$ .

Um problema destes codificadores é a necessidade de uma lógica externa adicional, para realizar a contagem dos trens de pulsos, assim como a necessidade de acrescentar um elemento para a definição do zero ou ponto de referência.



### 3. CIRCUITOS INTEGRADOS CONTROLADORES DE MOVIMENTO (CICM)

Em aplicações de controle, freqüentemente é preferível livrar o processador hospedeiro (microcomputador) da maioria das tarefas de controle de movimento, que fica então disponível para executar as demais tarefas com maior rapidez /3/.

Num robô o processador deverá efetuar várias tarefas quase que simultaneamente, para movimentação e para reconhecimento visual de objetos. Os sinais de TV correspondentes à imagem do objeto devem ser digitalizados e filtrados. Esta informação digital é então comparada com uma informação da imagem armazenada na memória do processador. Se as duas imagens coincidem, o computador deverá determinar a posição e orientação do objeto, para finalmente o braço do robô movimentar-se à posição na qual se encontra o objeto selecionado. O computador deve então selecionar a orientação correta do objeto para depois colocá-lo no local desejado, etc. Em aplicações deste tipo, um único processador pode não ser suficiente para garantir tempos de resposta satisfatórios. Entretanto, se um microcontrolador dedicado (CICM) for utilizado para comandar o movimento do braço do robô, as características globais de desempenho serão melhoradas significativamente. E que desta forma o processador fica liberado das tarefas de comando/controle de movimento, podendo se dedicar à realização das outras tarefas, que requeram um processamento mais extenso.

#### 3.1 DESCRIÇÃO GERAL

Os elementos eletrônicos que compõem um CICM podem ser agrupados em oito funções básicas (ver Figura 3.1), as quais são: **[A]** interface; **[B]** controlador; **[C]** energização do motor (potência); quatro elementos fornecem realimentação: **[D]** realimentação local que pode ser opcional para melhorar o controle de operação, ou **[E]** obrigatória para a comutação de motores CC brushless (sem escovas); **[F]** com uma realimentação obrigatória a velocidade do sistema pode ser derivada, **[G]** a realimentação de posição/velocidade do sistema se constitui numa função de grande importância, **[H]** a função de auto-proteção. Esta última função poderá ser exercida através do monitoramento da temperatura, corrente, tensão e/ou outros sinais nos semicondutores e/ou no motor, a realização de funções de auto-proteção se faz necessária para a detecção de falhas /3/.

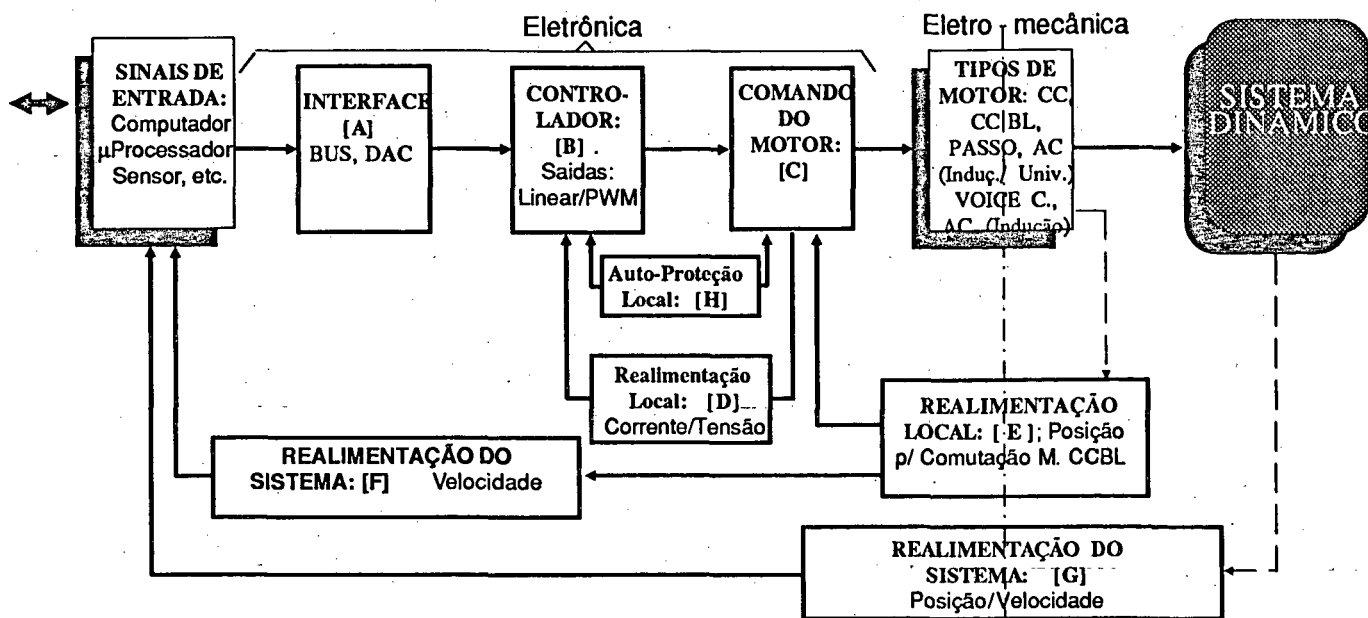


Figura 3.1 - Diagrama de Blocos CICM /36/.

## 3.2 ATUAIS OPÇÕES DE MERCADO EM CICM

Atualmente, encontra-se um bom número de tipos destes controladores dedicados no mercado internacional, na maioria desenvolvidos para controle em malha fechada, tanto de posição quanto de velocidade. Segue-se uma breve análise do estado da arte na tecnologia dos CICM, destacando os que, por suas características, melhores resultados permitem para a aplicações para as quais foram desenvolvidos.

### 3.2.1 LM628/LM629

Fabricado em tecnologia NMOS pela NATIONAL SEMICONDUCTOR, o LM 628/629 é apresentado em um encapsulamento de 28 pinos em duas versões, uma com frequência máxima de funcionamento de 6 MHz e uma outra com frequência máxima de 8 MHz.

Este componente é um processador específico para o controle de motor de corrente contínua (CC), com o auxílio de um codificador óptico incremental (encoder) de dois (2) canais em quadratura (defasados de 90°). Realizando os cálculos digitalmente para o controle do motor em tempo real, o LM628 possui uma saída paralela para o acionamento de amplificadores via conversor digital/analógico (DAC), o qual poderá ter sua resolução

selecionada para 8 ou 12 bits, através de comandos de programação de um registro interno. O LM 629 por sua vez, possui uma saída para comando de amplificadores "chaveados" em Modulação por Largura de Pulso (PWM - Pulse Width Modulation); esta saída é composta por 2 sinais, um sinal de sentido (Sign) e o sinal dos pulsos (Pulse). No LM 629 a saída PWM tem uma variação de 0 a 100% do "ciclo útil" com uma resolução de 8 bits.

As características básicas deste CICM podem ser resumidas como segue:

- (a) Controle de posição e velocidade.
- (b) Geração de perfil trapezoidal (rampa de velocidade).
- (c) Compensador digital programável (Filtro PID) com parâmetros de 16 bits.
- (d) Possibilidade da modificação dos parâmetros de posição, velocidade e filtro digital durante o movimento.
- (e) Parâmetros de velocidade, posição e aceleração de 32 bits.
- (f) Interface direta com codificador óptico incremental (Encoder).
- (g) Interface assíncrona com bus de 8 bits para comunicação com um processador central.

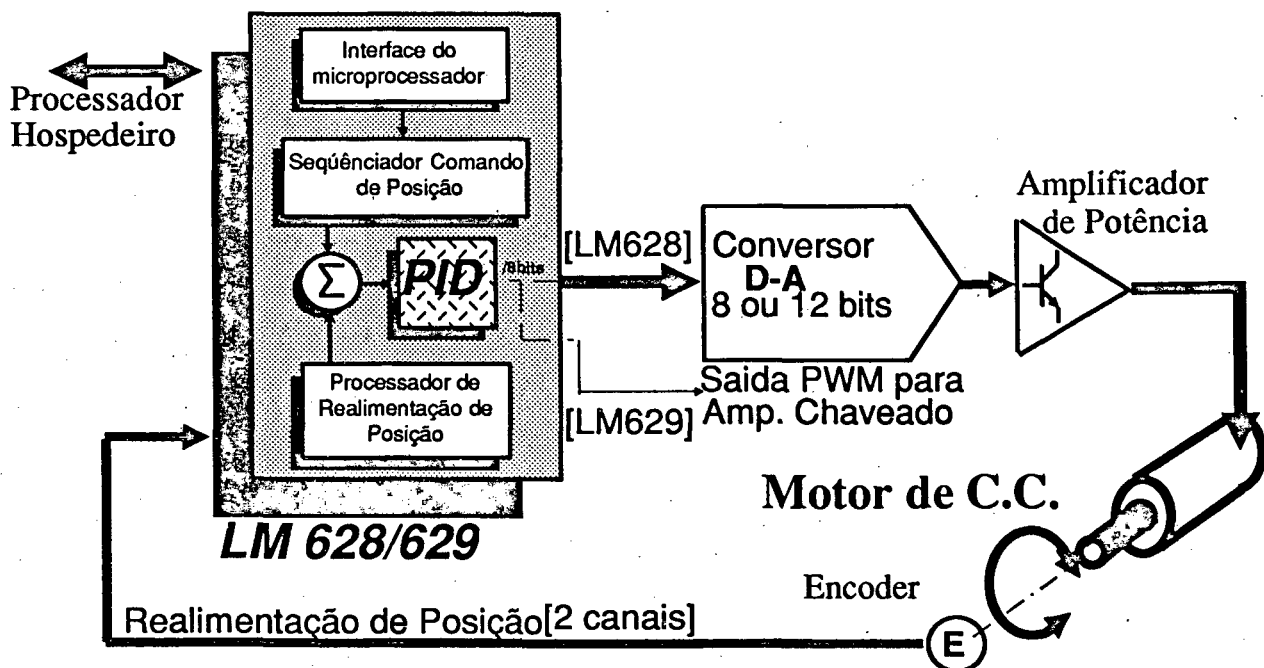


Figura 3.2 - Esquema característico de utilização de um LM 628/629.

### 3.2.2 KM 3701/3702

Ha alguns anos atrás a TOKO Inc., desenvolveu integrados para controle de motores com a finalidade de suprir lacuna na área do controle de movimento simultâneo em dois eixos. Este

problema é muito comum, pois na maioria das máquinas-ferramenta se deve manter uma referência de velocidade na direção do movimento, resultante da combinação do movimento de eixos (X e Y por exemplo).

O microcontrolador KM 3701 gera pulsos de interpolação para dois eixos. A informação utilizada para o cálculo dos pulsos de interpolação é recebida via um processador externo. Os pulsos assim gerados podem ser utilizados para comandar motores de passo em sistemas de malha aberta ou para controlar motores de Corrente Contínua (CC) em malha fechada através do KM 3702.

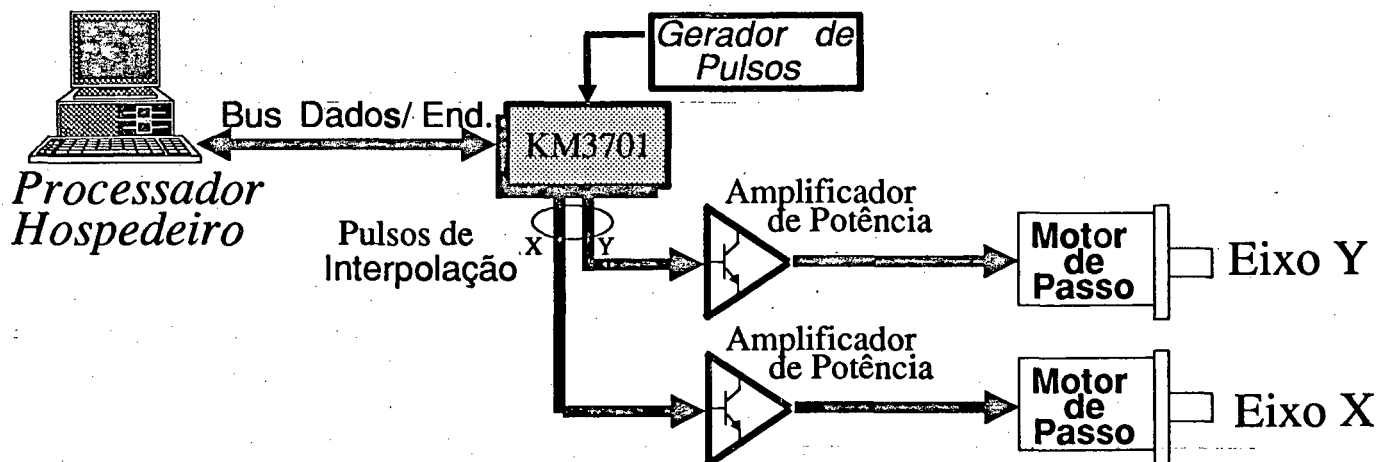


Figura 3.3 - Utilização do KM 3701 para comandar dois motores de passo simultaneamente.

Já o KM 3702 é um integrado controlador de movimento que gera uma saída proporcional à diferença entre a instrução de pulsos de entrada e pulsos de realimentação sob as condições impostas pelo processador central. Para recepção dos pulsos de entrada o KM 3702 dispõe de dois contadores "up/down" de 24 bits. A diferença entre as contagens de referência e realimentação é convertida em um comando digital paralelo de 16 bits para, através deste, acionar o motor até zerar a diferença. Esta conversão é realizada a cada  $20\mu\text{s}$  (20 ciclos de um clock de 1MHz).

Os pulsos de interpolação são calculados a partir de um algoritmo interno. Outra característica que distingue o KM 3701 é a capacidade de realizar não só interpolações lineares e circulares, mas também logarítmicas, exponenciais e parabólicas, permitindo assim a realização de curvas complexas. Em interpolação linear, circular ou logarítmica, o componente possui um erro máximo em regime permanente equivalente a "1 bit menos significativo". Nos outros casos de interpolação o erro se torna cumulativo, à medida em que a distância percorrida aumenta.

As características básicas destes componentes são as seguintes:

- Interface direta com CPU de 8 bits.
- Comando/controla de trajetória de dois eixos simultaneamente, realizando interpolações lineares, circulares, parabólicas, logarítmicas e exponenciais.
- Parâmetros de interpolação possuem uma resolução de 24 bits.
- Velocidade e aceleração são controladas externamente via "Gerador de Pulsos".
- Interface com codificador óptico incremental de 2 canais (encoder) necessita de lógica adicional.

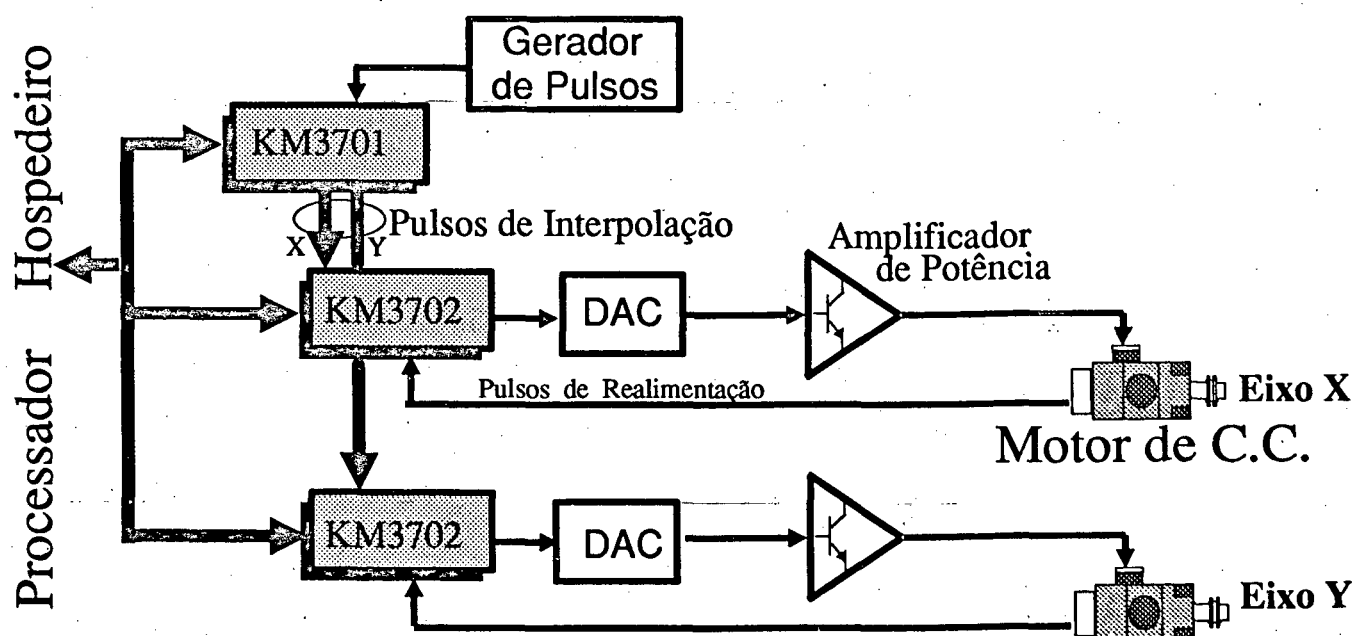


Figura 3.4 - Utilização do KM 3701 e KM 3702 para o controle de dois motores CC.

### 3.2.3 CY 525/545

Fabricado pela CYBERNETICS MICRO SYSTEMS o CY 525 é um controlador de movimento especialmente concebido para comandar motores de passo em malha aberta. Este componente fornece sinais de comando para motores de passo de 4 fases, podendo ser interfaceado com um computador através da sua entrada paralela (8 bits) além do que fornece diversas portas de entrada e de saída para interfaceamento e controle auxiliar. Uma das suas características principais é a de possibilitar a mudança da frequência de saída dos pulsos enquanto o motor se movimenta, podendo realizar um número ilimitado de passos no modo de funcionamento contínuo. Outras características deste componente são enumeradas a seguir:

- (a) Pode trabalhar tanto com dados em ASCII como em binário.
- (b) Possui 27 comandos em linguagem de alto nível, possibilitando a realização de rotinas de posicionamento via "software interno".
- (c) Máxima frequência de saída de pulsos é de 10 kHz (clock de 11MHz.).
- (d) Realização de rampas de velocidade.
- (e) Saída de comando de motor tanto em "trem de pulsos" como em fases.
- (f) Capaz de operar tanto no modo absoluto como no incremental.

Por sua vez o CY 545 é um controlador de motores de passo que possui a característica de, se necessário, ser capaz de independente de CPU, que em aplicações que não justificam um sistema de microcomputador residente se torna importante. Outras características deste componente são destacadas a seguir:

- (a) Dispõe de interface para "Display Alfanumérico" de LED ou LCD.
- (b) Dispõe de interface de comunicação serial e paralela.
- (c) O seu registro de posição tem uma extensão de 24 bits.
- (d) Pode alcançar uma frequência máxima de acionamento de 27 kHz.

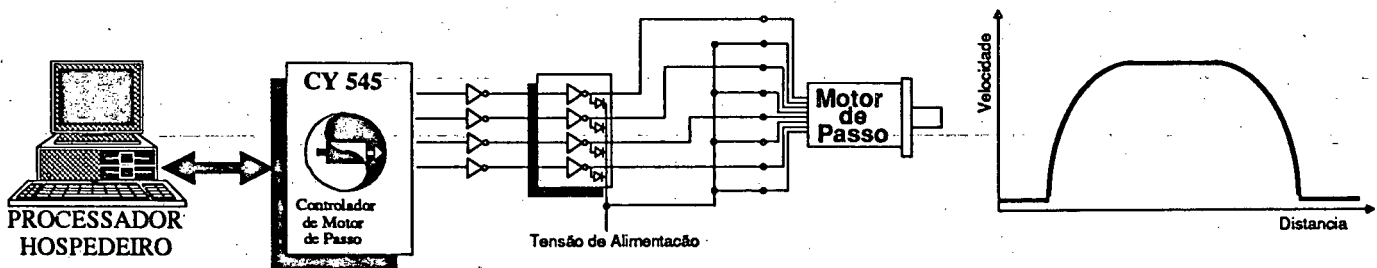


Figura 3.5 - Utilização do CY 545 para comandar um motor de passo.

### 3.2.4 HCTL-1000/1100

Desenvolvido pela Hewlett-Packard o HCTL-1000 é um CI para controle de movimento, de uso geral, capaz de realizar o controle em malha fechada tanto de motores CC convencionais quanto motores CC sem escovas, assim como também de motores de passo. Este componente controla velocidade e posição através da comparação da informação de comando proveniente do processador hospedeiro central (microcomputador) com a de realimentação gerada a partir de um "encoder" incremental. O sinal de encoder é decodificado em "quadratura" (quadrature counts) e armazenado em registrador de posição de 24 bits. O resultado da comparação é utilizado pelo controlador para (via compensador interno programável)

gerar o sinal de acionamento do motor, até que zere a diferença entre o valor programado desde o processador hospedeiro e o valor armazenado no registrador de posição.

Através da programação, 4 diferentes modos de controle podem ser escolhidos: controle de posição, controle de velocidade proporcional, controle de velocidade integral e controle com perfil trapezoidal.

No modo de controle de posição, o motor se movimenta de um ponto a outro sem utilizar perfil de velocidade (ponto a ponto), partindo com uma velocidade máxima constante até um determinado ponto para depois desacelerar até atingir a posição final desejada (programada).

O controlador proporcional de velocidade regula a velocidade do motor utilizando apenas fator de ganho para compensação, tanto o zero como o pólo disponível não são usados. A velocidade do motor é comparada com o valor de referência; posteriormente o erro é multiplicado pelo fator de ganho  $K/4$  e utilizado para atualizar o nível do sinal de saída que comanda o motor.

Modo trapezoidal é utilizado para movimento ponto a ponto com controle de velocidade. Neste tipo de modo de controle são especificados a posição final, aceleração e velocidade máxima. A partir destes dados, o controlador calcula o perfil de movimento que deverá ser efetuado. A velocidade do motor é monitorada durante o movimento, e se ocorrer que o espaço percorrido é pequeno demais para que o motor atinja a velocidade máxima, é gerado um perfil triangular.

Um controle contínuo da velocidade é obtido com o modo velocidade integral. Aqui velocidade e aceleração podem ser modificadas em qualquer momento, realizando diferentes rampas de velocidade, até que o valor de velocidade máxima seja alcançada, mantendo esta, até que seja dado novo comando de velocidade.

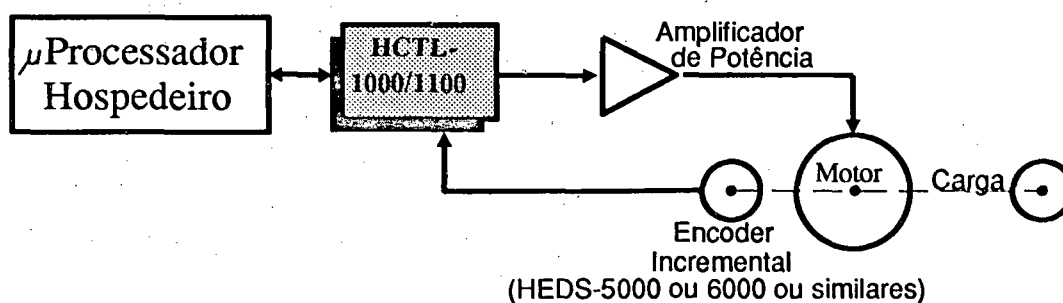


Figura 3.6 - Esquema básico para utilização de um HCTL 1000/1100.

O HCTL-1100 se distingue por possuir algumas características que o tornam uma versão melhorada do HCTL-1000, tais como maior variação da frequência de operação (100 kHz a 2 MHz), menor dissipação de potência e permitir a sincronização de 2 ou mais CIs, além de algumas características de leitura/escrita de alguns registradores.

### 3.3. TABELA COMPARATIVA

Na Tabela 3.1 são confrontadas algumas das principais características dos componentes aqui referidos. É importante ressaltar que as características de cada um são, na maioria dos casos, conseqüência do tipo de aplicação para a qual foram concebidos.

Sinteticamente pode-se afirmar que os controladores da Cybernetic possuem alto desempenho no acionamento de motores de passo em malha aberta. Por sua parte os controladores TOKO facilitam o projeto de sistemas nos quais diferentes tipos de interpolações sejam necessários. Os CIMM da National por sua vez, são controladores especialmente projetados para o controle de servomotores CC. Os controladores da HP possuem a característica de uma maior versatilidade, o que permite sua utilização em um número maior de situações, além de permitir o controle em malha fechada de servomotores CC sem escovas "brushless" e motores de passo.

CARACTERÍSTICAS	HCTL-1000/1100	LM 628/629	CY 525/545	KM 3701/3702
Frequência de Amostragem	500 a 8000 Hz	3000 Hz		50000 Hz
Algoritmo de controle	Rede de Atraso	Filtro PID	Fator Proporc.	Fator Proporc.
Mínima Velocidade Controlável	500 a 8000 Hz	0.045 Hz	20 Hz	
Máxima Velocidade Controlável	1.2 MHz	1.0 MHz	27 kHz	90.9 kHz
Resolução do Comando / Velocidade	8 bits	32 bits	12 bits	
Resolução do Comando / Aceleração	16 bits	32 bits	8 bits	
Resolução do Comando / Posição	24 bits	32 bits	24 bits	24 bits
Modos de Operação	Controle de: -Posição -Velc. Integral -Velc. Proporcional -Perfil Trapezoidal.	Controle de: Velc. Integral & Perfil Trapezoidal	Comando de Posição via rampa de aceleração	Comando/KM3701 & Controle/KM3702 de 5 tipos de Interpolação
Tipos de Saída para Motor	-DAC 8 bits -Porta PWM -Comutador	-LM628; DAC 8/12 bits multiplex. -LM629; Porta PWM	-CY525; Pulsos & Comutador fases -CY545; Pulsos	-KM3701; Pulsos para 2 Eixos -KM3702; DAC 8/16 bits
Frequência de PWM	20 kHz	15 kHz (LM629)	Não Possui	Não Possui
Interrupção para Erro Máx. Posição	Não Possui	SIM	Não Possui	SIM
Preço por Unidade (*)	US\$ 40.0	US\$ 30.0	US\$ 75.0	US\$ 200.0

Tabela 3.1. Comparação entre Diferentes CIMM.

(\*) em dolares americanos (US\$).



Já existem outros CICM, mas que ainda não foram suficientemente analisados, por exemplo:

GL 1200 da Galil Motion Control.

PCL- 80k, PCL- 240 e PCL- 3M da Inland Motor/Kollmorgen Corp.

-IXMS 150 e IXDP 610 da Ixys Corp.

-SLE4520 da Siemens AG.

- etc.

### **3.4 INTRODUÇÃO AO PROJETO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL BASEADO EM CICM**

Para a realização de um sistema para controle de movimento computadorizado foi escolhido como controlador (CICM) o HCTL-1000. Justifica-se esta escolha por ser o mesmo capaz de controlar vários tipos de motores e pela maior flexibilidade, somada ao fato do fabricante oferecer um maior número de informações. Como hospedeiro, será utilizado o microcomputador LHW-85, o qual é baseado no microprocessador INTEL 8085. Este microcomputador foi desenvolvido no GRUCON e idealizado para ser utilizado principalmente no controle de processos. Construtivamente se caracteriza por estar constituído de placas padrão Eurocard de largura simples e funções específicas interligadas por placa-mãe com barramento específico.

A placa para o controle de motores projetada está baseada na utilização do HCTL-1000 sendo capaz de controlar 2 eixos independentes a partir de um microcomputador hospedeiro que programa os parâmetros de controle, podendo no restante do tempo ficar dedicado ao processamento de outras tarefas.

As saídas disponíveis permitem uma conexão direta com amplificadores de potência, o controle da posição do motor será realizado através da informação fornecida por um codificador óptico incremental, para o controle de motores de CC com escovas, CC sem escovas e motores de passo em malha fechada. A placa igualmente possuirá a característica de comandar motores de passo em malha aberta, através da utilização de um circuito lógico "emulador" de sinais de encoder. Na Figura 3.6 é mostrado um esquema no qual se pode ver as diferentes possibilidades de acionamento previstas no sistema.

Nos Capítulos seguintes serão abordados com maior profundidade os aspectos referentes à placa projetada (CM2) e ao processador hospedeiro escolhido (LHW-85).

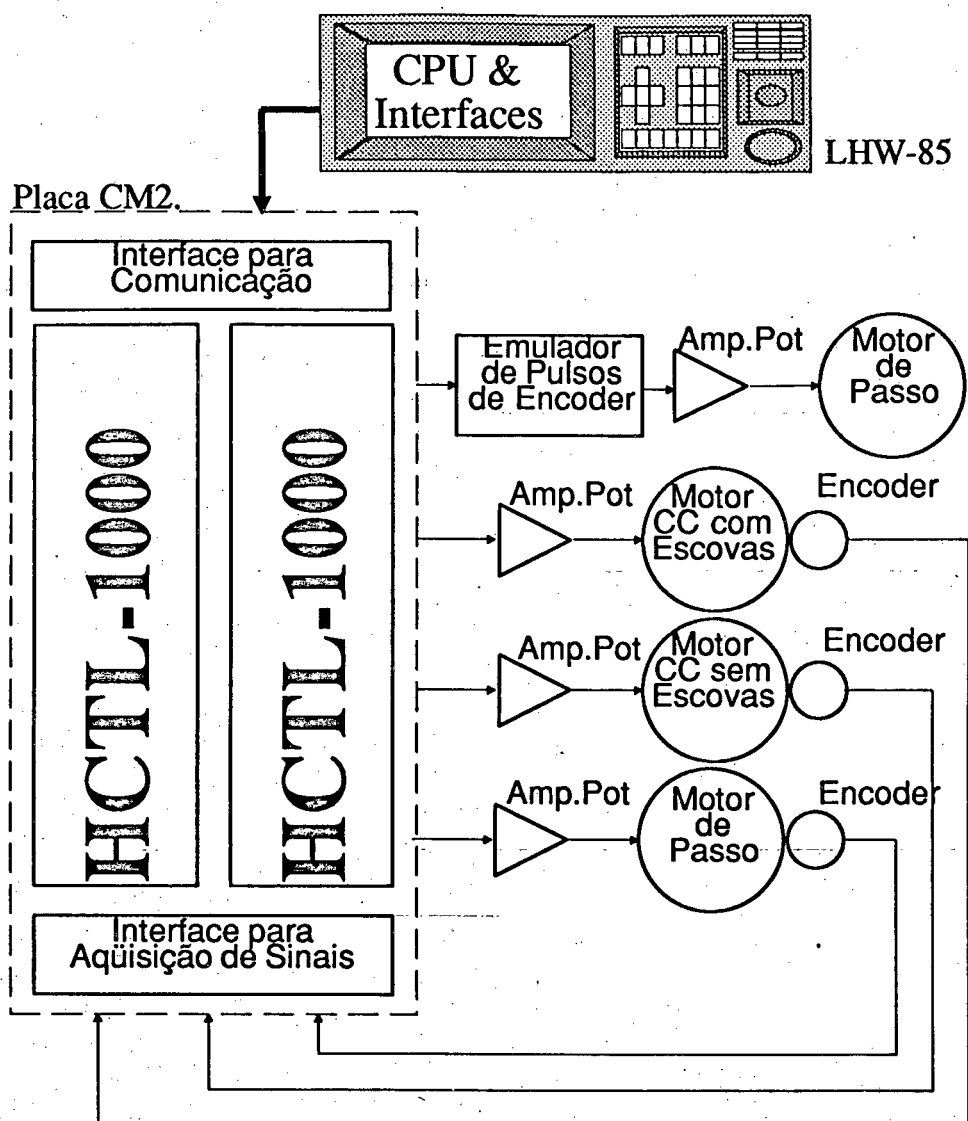


Figura 3.6 - Sistema proposto para Controle de Movimento baseado em CICM

## 4 - CONTROLADOR DE MOTORES DE APLICAÇÃO GERAL HCTL-1000.

### 4.1 - INTRODUÇÃO.

O HCTL-1000 é um circuito integrado controlador de motores (CICM) de aplicação geral, realizado em tecnologia NMOS por Hewlett Packard. Realiza todas as tarefas de controle digital de movimento de um motor, deixando livre o Processador Hospedeiro para realizar outras tarefas. A programabilidade de todos os parâmetros de controle permite uma maior flexibilidade e rapidez no desenvolvimento de sistemas de controle com um número mínimo de componentes. Em suma, o HCTL-1000 precisa apenas de um processador central, um amplificador e um motor com codificador óptico incremental. Aplicações comuns do HCTL-1000 incluem registradores gráficos, posicionadores para máquinas e automação industrial em geral.

### 4.2 - TEORIA DE OPERAÇÃO

O HCTL-1000 permite o controle da velocidade e posição de motores CC, motores CC sem escovas e motores de passo. A Figura 4.1 mostra um blocodiagrama interno do HCTL-1000 onde se pode notar que um barramento bi-direcional de 8 bits de dados/endereços multiplexados interfaceia o componente com o Processador Hospedeiro, além do que, a realimentação do encoder é decodificada em contagens de "quadratura" e armazenadas em um contador de posição de 24 bits.

O HCTL-1000 possui 4 algoritmos de controle selecionáveis pelo usuário:

- de posição
- proporcional da velocidade.
- de perfil trapezoidal para movimento ponto a ponto.
- integral da velocidade com perfil de velocidade contínuo utilizando aceleração constante.

Seu gerador de perfil de posição calcula os perfis necessários para efetuar tanto um controle de perfil trapezoidal quanto um controle integral da velocidade. O HCTL-1000 compara internamente os valores da posição desejada (ou velocidade) e a posição atual (ou velocidade) para calcular o comando de compensação do motor utilizando um filtro digital programável  $D(z)$ . O comando do motor se encontra disponível tanto na forma de uma porta de Comando

de Motor de 8 bits assim como na forma de um sinal de Pulsos Modulados na Largura (PWM).

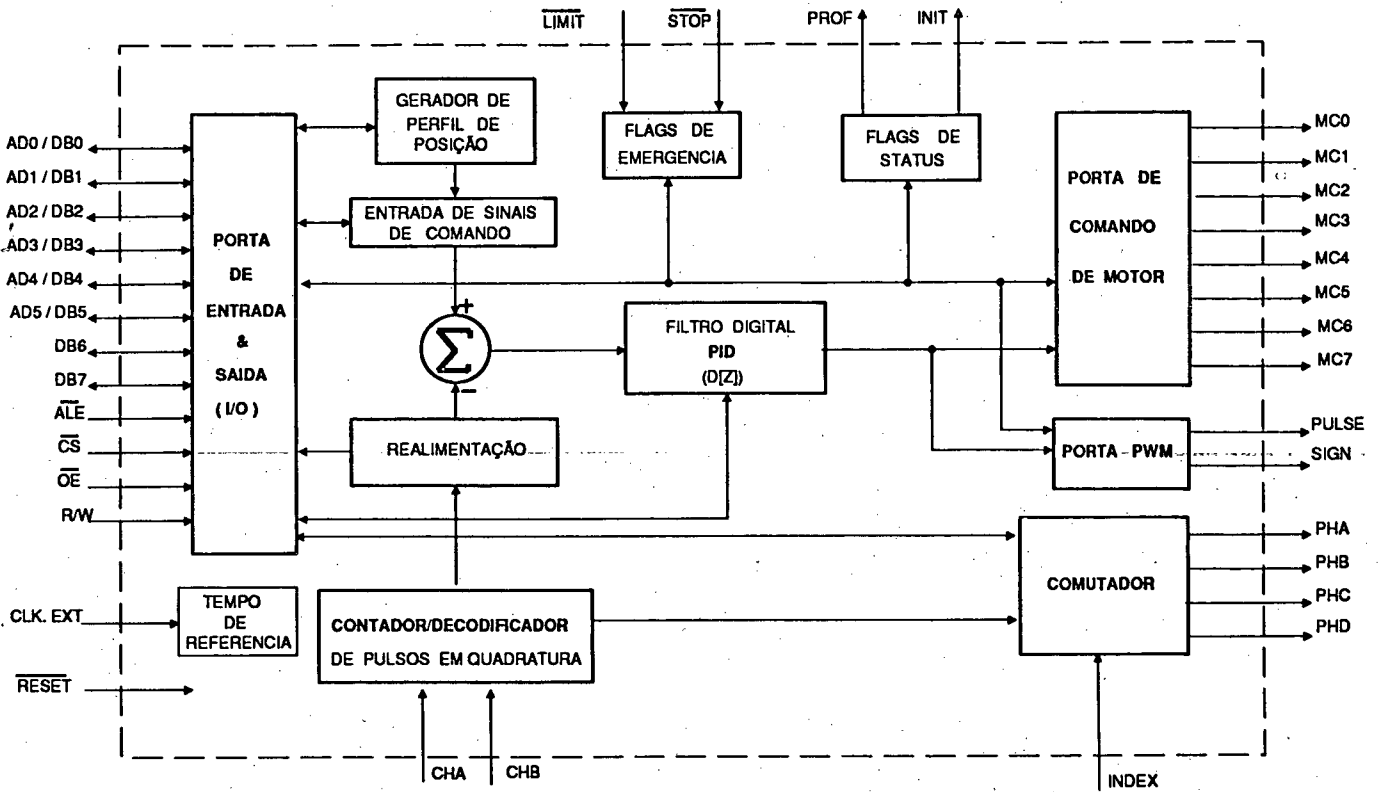


Figura 4.1 - Bloco diagrama dos registros internos do HCTL-1000 /47/.

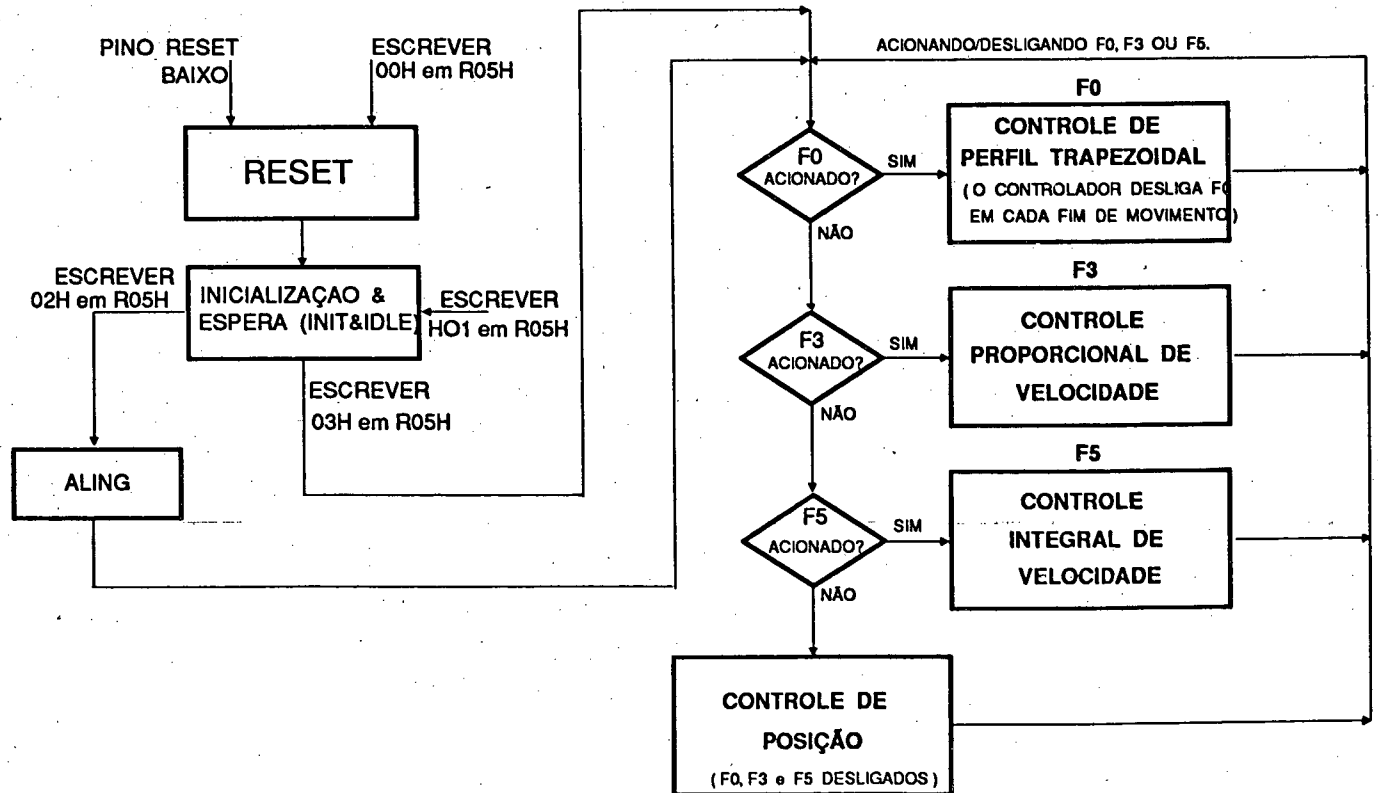


Figura 4.2 - Fluxograma do Modo de Operação /47/.

Além de poder controlar motores de CC com escovas, o HCTL-1000 pode controlar também motores CC sem escovas (Brushless) e motores de passo. Utilizando as informações de posição do encoder incremental são acionadas as fases (PHA à PHD) na seqüência correta. O comutador é totalmente programável para assim permitir um maior número de combinações possíveis entre motor/encoder. Em suma, sobreposição de fases e avanço de fases podem ser programados para conformar perfis de torque e velocidades máximas adequadas. Ele contém vários sinalizadores ("flags") dos quais dois são acessíveis externamente. Os sinalizadores de perfil e inicialização (PROF e INIT respectivamente), que permitem ao usuário ver ou conferir o estado do controlador ("Status"), contém igualmente duas entradas de sinais de emergência, LIMIT e STOP, as quais têm a função de interromper a operação do HCTL-1000 quando acontecer uma condição de emergência /47/.

### **4.3 - DESCRIÇÃO E FUNCIONAMENTO DOS SINAIS EXTERNOS**

#### **4.3.1 - SINAL "LIMIT"**

Esta entrada de sinalizador de emergência é utilizada para desabilitar o modo de controle no HCTL-1000. Um nível baixo nesta entrada ocasionará o acionamento do sinalizador LIMIT internamente. Se este sinal externo não for utilizado, deverá ser colocado em nível lógico alto, isto é, na tensão de alimentação (Vcc). Se este sinal flutuar em um nível baixo, poderá provocar chaveamentos em condições de emergência falsas. Quando ativado em qualquer modo de controle este sinalizador de emergência provoca um desvio do HCTL-1000 para o modo Iniciação/Espera, desligando o sinal de comando do motor (zerando) e ocasionando uma parada imediata do motor. Quando o sinalizador LIMIT é ativado, nenhum dos três sinalizadores de modo de controle (F0, F3 ou F5) é afetado, entrando no modo Iniciação/Espera. Em geral o usuário deve zerar todos os sinalizadores de modos de controle antes do sinal LIMIT voltar ao nível baixo.

#### **4.3.2 - SINAL STOP**

O sinalizador STOP afeta o HCTL-1000 somente no modo de controle integral de velocidade. Quando um nível lógico baixo for colocado como sinal nesta entrada de sinalizador de emergência, o sinalizador STOP é ativado. Se este sinal externo não é usado deverá ser colocado à tensão de alimentação (Vcc). Se este não for conectado, o sinal flutuará em nível baixo, podendo provocar chaveamentos de falsas situações de emergência. Quando o

o sinalizador STOP é ativado, o sistema sofrerá uma desaceleração até a parada e permanecerá com um comando de velocidade zero até que seja desligado e um novo comando de velocidade seja introduzido.

#### **Notas sobre os Flags LIMIT e STOP:**

Estes sinalizadores são ativados por um nível baixo na entrada de seus respectivos sinais externos. Os sinalizadores podem ser desativados unicamente quando a entrada correspondente estiver alta, significando que a condição de emergência foi corrigida e a escrita no registro Status (R07H) foi executada. Isto é, após um sinal de emergência ter sido ativado e desativado, o sinalizador deve ser igualmente ativado e desativado pela escrita em R07H. Qualquer palavra escrita em R07H após o sinal de emergência ter sido ativado e desativado deverá desativar o sinalizador de emergência. Os quatro bits inferiores desta palavra igualmente reconfigurarão o registrador Status /47/.

#### **4.3.3 - SINAL DE ENTRADA DE "ENCODER" (CHA, CHB, INDEX).**

O HCTL-1000 é compatível com "Encoder" Incremental de 2 ou 3 canais com sinais de saída TTL tais como os das séries de "encoder" HEDS-5XXX, 6XXX e 9XXX. Os canais A e B são decodificados internamente num contador de pulsos de quadratura "up/down" de 24 bits, que é incrementado ou decrementado e cujo conteúdo é a informação de posição. Por exemplo um encoder de 500 divisões é codificado em 2000 contagens de quadratura por revolução. O contador de posição será incrementado quando o Canal B preceder o Canal A, caso contrário será decrementado. O canal INDEX é utilizado unicamente pelo comutador e tem como função fornecer um ponto de referência para o contador em anel interno (ver item comutador).

O HCTL-1000 emprega um filtro de atraso interno de três estados para eliminar possíveis ruídos nas entradas para o codificador óptico. Este filtro de atraso requer que as entradas do codificador permaneçam estáveis durante tres flancos consecutivos de subida do clock, para que assim, seja considerado válido pelo contador de posição. Devido a isto se deve evitar que pulsos do codificador tenham uma duração inferior a tres pulsos de clock. Em um sistema real projetado para que a máxima velocidade do codificador não gere pulsos de duração inferior a tres ciclos de relógio, é possível que sejam gerados pulsos de duração menor que tres ciclos de relógio, se o sentido de rotação mudar repentinamente e esta mudança coincidir com uma transição do pulso do codificador. Se este pulso do codificador acontecer entre o 2º e 3º ciclo de "clock" e seu flanco de transição ocorrer com menos de 2

nanossegundos de diferença com o flanco de descida do clock, provocará um erro de contagem de uma unidade.

A possibilidade de que aconteçam estas três condições, que podem causar um erro de contagem do codificador, é muito baixa em um sistema real. No entanto é possível evitar totalmente estes erros, situando entre o codificador óptico incremental e o HCTL-1000, um circuito de interface como o mostrado na Figura 6. Este circuito garante que todos os pulsos de transição que chegam ao HCTL-1000 coincidam com o flanco de subida do relógio dos biestáveis tipo D. Portanto, se 2 a 3 pulsos de clock forem gerados pelo codificador, evita-se que a transição ocorra com uma diferença menor que 2 nanossegundos entre o flanco de descida do clock, portanto não poderá ocorrer nenhum erro de contagem no HCTL-1000.

O sinal INDEX de um encoder é utilizado em conjunto com o comutador, produzindo o sinal de reset do contador em anel interno, que mantém um acompanhamento da posição do rotor. Assim nenhum erro acumulativo é gerado. A entrada INDEX do HCTL-1000 possui um filtro de três estados na sua entrada, ativo em nível baixo e sensível à transição de nível. Este filtro detecta uma transição válida de um nível alto para um nível baixo, desta forma o sinal de INDEX é detectado internamente pela lógica do comutador. Este tipo de configuração permite a utilização de sinal INDEX negado ou não /47/.

#### **4.3.4 - PORTA DE COMANDO DE MOTOR (MC0 - MC7).**

A porta paralela de 8 bits de Comando de Motor consiste num registro de 8 bits (R08H), no qual é carregado diretamente o valor colocado ao exterior através das saídas MC0-MC7. MC7 é o bit mais significativo. R08H é um registro para leitura/escrita, embora só possa ser escrito no modo Iniciação/Espera. Durante qualquer dos quatro modos de controle, só o controlador pode escrever em R08H. Este tópico será discutido com maior profundidade na "Seção Registradores" (item 4.4.1).

#### **4.3.5 - PORTA DE SAÍDA PWM (SIGN, PULSE).**

A porta PWM (Modulação de Largura do Pulso) é formada pelos sinais SIGN e PULSE. Esta porta de saída regula o comando do motor através da largura de um pulso, além de um indicador de sentido (polaridade). Este tópico será abordado extensamente no item 4.4.1 que fala sobre o registro de comando do motor PWM (R08H).

#### **4.3.6 - SINAL DE PERFIL TRAPEZOIDAL (PROF).**

O sinal externo Perfil Trapezoidal está conectado internamente por software ao bit 4 (sinalizador) do "Registrador Status"(R07H). Este sinalizador é igualmente representado pelo bit 0 no "Registrador Flag"(R00H). Tanto o sinal externo quanto o sinalizador indicam o estado de um movimento com perfil trapezoidal. Quando o HCTL-1000 está realizando um movimento deste tipo, o sinalizador é ativado pelo controlador (um nível alto aparece no sinal externo), indicando que o movimento está sendo executado. Quando o HCTL-1000 finaliza o movimento, este sinalizador será desativado pelo controlador.

Note-se que o instante em que o sinalizador é desligado pode não corresponder ao instante de parada do motor, pois este acusará o fim do cálculo que não necessariamente corresponde ao fim do movimento e sim que o controlador está apto a receber novos parâmetros /38/.

#### **4.3.7 - SINAL DE INICIAÇÃO/ESPERA (INIT).**

Este sinal externo indica que o HCTL-1000 se encontra no modo Iniciação/Espera, aguardando pelo próximo comando de programação. Este sinal externo está conectado por software ao sinalizador do bit 5 no "Registrador Status" (R07H). O referido sinalizador é igualmente representado pelo bit 1 no "Registrador Flag" (R00H). Maiores informações no item 4.4.

#### **4.3.8 - SINAIS DE SAÍDA DO COMUTADOR (PHA - PHD)**

Estes sinais são conectados somente quando é utilizado o comutador do HCTL-1000 para controlar um motor CC Brushless ou um motor de Passo. Os quatro pinos podem ser programados para comandar cada bobina de um motor multifase.

### **4.4 - OPERAÇÃO DO HCTL-1000**

#### **4.4.1 - REGISTROS ACESSÍVEIS AO USUÁRIO**

A operação do HCTL-1000 é controlada por um banco de dados de 64 registradores de 8 bits, 32 dos quais são acessíveis ao usuário. Estes registradores contêm comandos e



informações de configuração necessárias para um funcionamento apropriado do controlador. Um diagrama de blocos funcional do HCTL-1000 mostrando a função dos registradores acessíveis ve-se na Figura 4.3. Os outros 32 registradores são utilizados pela CPU internamente como registradores de "anotações" e não podem ser acessados pelo usuário.

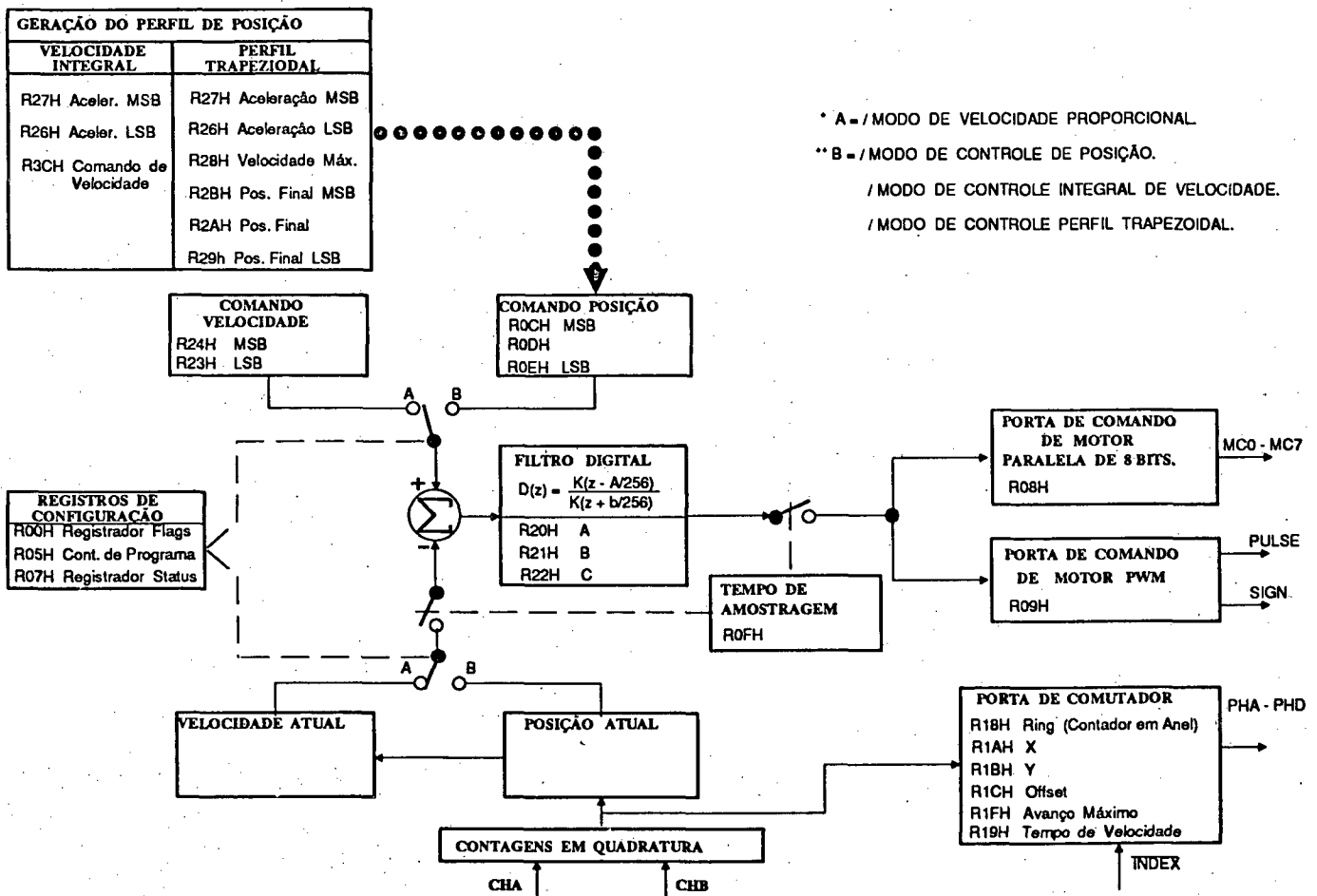


Figura 4.3 - Diagrama de Blocos dos Registradores do HCTL-1000 /47/.

Vários dos registradores utilizados devem ser configurados para sua aplicação. Estas configurações de registradores são discutidos com mais detalhes a seguir.

### CONTADOR DE PROGRAMA (R05H).

O Contador de Programa é um registrador apenas de escrita que pode executar as funções pré-programadas do controlador. O Contador de Programa é usado junto com os "flag" controle" F0, F3, F5 no Registrador Flag (R00H) para variar o modo de controle. O usuário pode escrever qualquer um dos 4 comandos atendidos pelo Contador de Programa, os quais são

especificados a seguir:

- 00H - Reset por Software.
- 01H - Modo de Iniciação/Espera .
- 02H - Modo de Alinhamento.
- 03H - Modos de Controle; sinalizadores F0, F3, e F5 no "Registrador Flag" (R00H) especifica qual "Modo de Contole" será executado.

Os comandos de escrita para o Contador de Programa serão discutidos com maiores detalhes na seção chamada "Fluxograma de Funcionamento" e são mostrados em forma de blocodiagrama na Figura 4.2.

### **REGISTRADOR FLAG (R00H).**

O Registrador Flag contém os sinalizadores F0 a F5. Este registrador é também exclusivamente um registrador de escrita. Cada sinalizador é ativado e desativado escrevendo-se uma palavra de dados de 8 bits em R00H. Os 4 bits mais altos são ignorados pelo HCTL-1000. Os 3 bits inferiores (0, 1,2) especificam o sinalizador endereçado e o quarto bit especifica se é para ativar (bit=1)ou desativar (bit=0) o sinalizador endereçado.

**F0 - Sinalizador do Perfil Trapezoidal** - Ativado pelo usuário para execução do controle de perfil trapezoidal, o sinalizador é desativado pelo controlador quando o movimento foi concluído. O estado de F0 pode ser monitorado no sinal externo PROF (12) e no bit 4 do Registrador Status (R07H).

**F1 - Sinalizador de Inicialização/Espera** - Ativado/desativado pelo HCTL-1000 para indicar a execução do modo Iniciação/Espera. O estado de F1 pode ser monitorado pelo sinal externo Iniciação/Espera (pino 13) e no bit 5 do registrador Status (R07H). O usuário não pode acessar para ativar ou desativar o F1.

**F2 - Sinalizador Unipolar** - Ativado/desativado pelo usuário para especificar o modo bipolar (desativado = 0) ou unipolar (ativado = 1) para a porta do comando do motor.

**F3 - Sinalizador de Controle Proporcional da Velocidade** - Ativado pelo usuário para especificar o controle proporcional da velocidade.

**F4 - Sinalizador de Estabilização do Comutador** - Ativado/desativado tanto pelo usuário

quanto automaticamente através do modo Alinhamento. Quando ativado este sinalizador inibe a contagem do comutador interno, para permitir o avanço em malha aberta (em degrau) de um motor pela utilização do comutador (ver Registrador Offset descrito na seção Comutador).

**F5 - Controle Integral da Velocidade** - Ativado pelo usuário para especificar controle integral de velocidade. Pode também ser ativado e desativado pelo HCTL-1000 durante a execução do modo Perfil Trapezoidal. Este é transparente para o usuário exceto quando o sinalizador Limit é ativado (ver seção "Sinalizadores de Emergência").

Bit N <sup>o</sup>	FUNÇÃO
7 - 4	<i>Sem Importância</i>
3	1 = Ligado 0 = Desligado
2	AD2
1	AD1
0	AD0

Tabela 4.1 - Bits do Registrador Flag.

FLAGS	LIGA	DESLIGA
F0	08H	00H
F1	---	---
F2	0AH	02H
F3	0BH	03H
F4	0CH	04H
F5	0DH	05H

Tabela 4.2. - Comandos validos em R00H.

### Escrevendo no Registrador Flag

Quando se escreve no Registrador Flag, somente os 4 bits menos significativos são utilizados. O bit 3 indica se o sinalizador acessado será ativado ou desativado e os bits 0, 1 e 2 indicam qual o sinalizador que se deseja acessar. A seguir são mostradas duas tabelas, a primeira contendo a distribuição dos bits no Registrador Flag (Tabela 4.1) e a segunda os possíveis dados a serem escritos nele (Tabela 4.2).

### REGISTRADOR STATUS (R07H).

O Registrador Status indica o estado do HCTL-1000. Cada bit codifica a situação de um estado diferente. Todos os 8 bits permitem de leitura porém, apenas os 4 bits menos significativos podem ser escritos pelo usuário para configurar o HCTL-1000. Para ativar ou desativar qualquer dos 4 bits inferiores, o usuário deve escrever uma palavra de 8 bits no endereço R07H, onde os 4 bits superiores são ignorados e cada um dos 4 bits inferiores ativa/desativa (1/0) diretamente o correspondente bit do Registrador Status, como mostrado na Tabela 4.3. Por exemplo, escrevendo XXXX0101 em R07H ativam-se o Inibidor do Sentido

Reverso do PWM, o configurador de fases do comutador em 3 fases e ainda a configuração de contagem do comutador para "inteiro".

Bit Status	FUNÇÃO
0	Inibição do Sentido Reverso do Sinal PWM (1= Liga; 0= Desliga)
1	Configurador de Fases do Comutador (1= 4 Fases; 0= 3 Fases)
2	Configurador da Contagem no Comutador (1= inteiro; 0= quadratura)
3	Deverá estar sempre ativado em zero (0)
4	Sinalizador de Perfil Trapezoidal F0 (1= está realizando um Perfil Trapezoidal)
5	Sinalizador de Iniciação/Espera F1 (1= se encontra no modo Iniciação/Esp.)
6	Sinalizador Stop (1= Desligado (em movimento); 0= Ligado (parado))
7	Sinalizador Limit (1= Desligado (em movimento); 0= Ligado (parado))

Tabela 4.3 - Bits do Registrador Status.

### REGISTRADOR DE COMANDO DE MOTOR (R08H)

A porta para Comando de Motor consiste de um registrador de 8 bits (R08H), o qual está conectado aos sinais externos MC0-MC7, onde MC7 é o bit mais significativo. R08H é um registro de leitura/escrita, entretanto, operações de escrita só podem ser efetuadas no modo Iniciação/Espera. Durante qualquer dos quatro modos de controle é o HCTL1000 que escreve valores no registrador R08H.

A Porta de Comando do Motor opera em dois modos controlados através do software interno; Bipolar e Unipolar.

No modo Bipolar a faixa de valores proporcionada pelos 8 bits em R08H é totalmente utilizada, fornecendo uma variação entre -128D e +128D. O dado escrito pelo algoritmo de controle na Porta de Comando do Motor é calculado internamente em complemento de 2 e adicionado de um "offset" de 80H. Este valor é interfaceado diretamente a um DAC (Conversor Digital Analógico). Neste modo, bipolar, podem ser obtidos valores de tensão de saída no DAC variando entre valores extremos de positivos a negativos.

Já o modo Unipolar funciona com o mesmo circuito de DAC, porém, neste modo de controle, o sinal de saída para comandar o motor se encontra restrito a valores positivos (80H a FFH). O modo Unipolar é utilizado com motores multi-fase quando a direção do movimento

é controlada via comutador (se for necessário, o sinal externo de sentido SIGN poderá ser utilizado para indicar a direção do movimento). Quando se trabalha neste modo, o usuário poderá escrever igualmente valores negativos em R08H no modo Iniciação/Espera.

A programação dos modos Unipolar ou Bipolar são realizadas através da escrita no Registrador Flag (R00H), ativando/desativando o sinalizador F2 (bit N°3 de R00H).

Internamente o HCTL-1000 opera com dados de 24, 16 e 8 bits, para produzir um sinal de saída de 8 bits para comando de motor, acessível externamente. Muitas vezes são gerados, através dos cálculos, comandos de motor superiores a 8 bits, neste caso, o sinal de comando do motor é saturado pelo controlador e o valor colocado na saída pelo controlador não corresponde aos valores extremos da escala, 00H (00D) ou FFH (255D). Os valores de saturação estão ajustados em 0FH (15D) para valores negativos e F0H (240H) para valores positivos. Níveis de saturação para a Porta de Comando de Motor são mostrados na Figura 4.4.

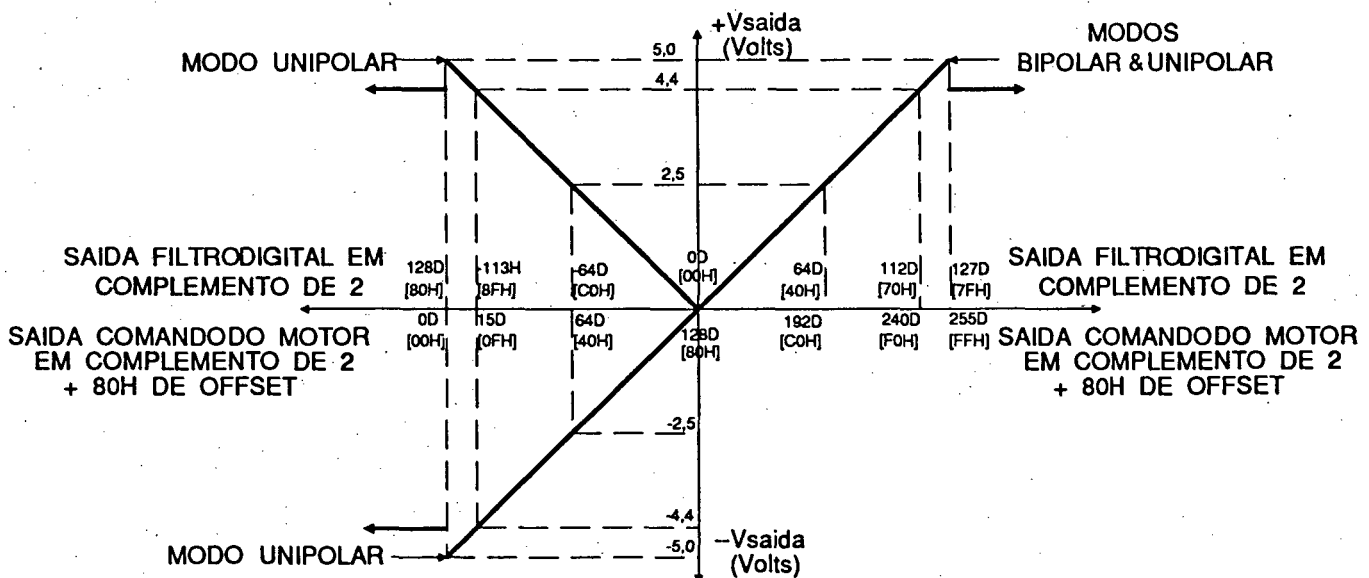


Figura 4.4 - Sinais de Saída da Porta de Comando de Motor /47/.

## REGISTRO DE COMANDO DE MOTOR PWM (R09H).

O sinal de saída da porta PWM realiza o comando de um motor através de um sinal de pulso modulado em largura (ver item 1.5) com a polaridade indicada através de um sinal de sentido. A porta PWM consiste nos sinais externos PULSE e SIGN e o registrador R09H. O PWM do sinal de PULSE possui uma frequência igual a *frequência externa de clock/100* e o ciclo útil é desenvolvido dentro destes 100 clocks (p.ex., um clock de 2MHz gera uma frequência

PWM de 20KHz). O sinal externo de sentido fornece a polaridade do comando, um sinal de saída baixo em SIGN indica uma polaridade positiva.

O conteúdo em complemento de 2 de R09H, indica tanto o ciclo útil quanto a polaridade do comando PWM, por exemplo, o valor D8H (-40D) gerará um ciclo útil de 40% no trem de pulsos do sinal PULSE e um nível lógico alto no sinal SIGN. Os valores de comando de motor estão dentro da faixa compreendida entre 64H (+100D) a 9CH (-100D), ambos valores extremos atribuídos a 100% do ciclo útil. O registro R09H é de leitura/escrita, entretanto, o usuário só poderá escrever neste registro quando o controlador estiver no modo Iniciação/Espera. A Figura 5 mostra a relação entre o sinal de saída PWM e o sinal interno de comando de motor (contido em R09H).

Quando qualquer um dos 4 modos de operação estiver sendo executado, o comando do motor calculado internamente em complemento de 2 será escrito em R09H. Devido aos limites de hardware na faixa (64H a 9CH, +-100%), a porta PWM satura antes que a Porta de Comando de Motor de 8 bits (00H a FFH, +127D a -128D). Quando internamente o comando de motor supera os 8 bits, a porta PWM será saturada no valor correspondente a  $\pm 100\%$  do ciclo útil. A Figura 4.5 mostra um esquema com os valores de saída da porta PWM. Note que o flag Unipolar F2 não afeta a porta PWM.

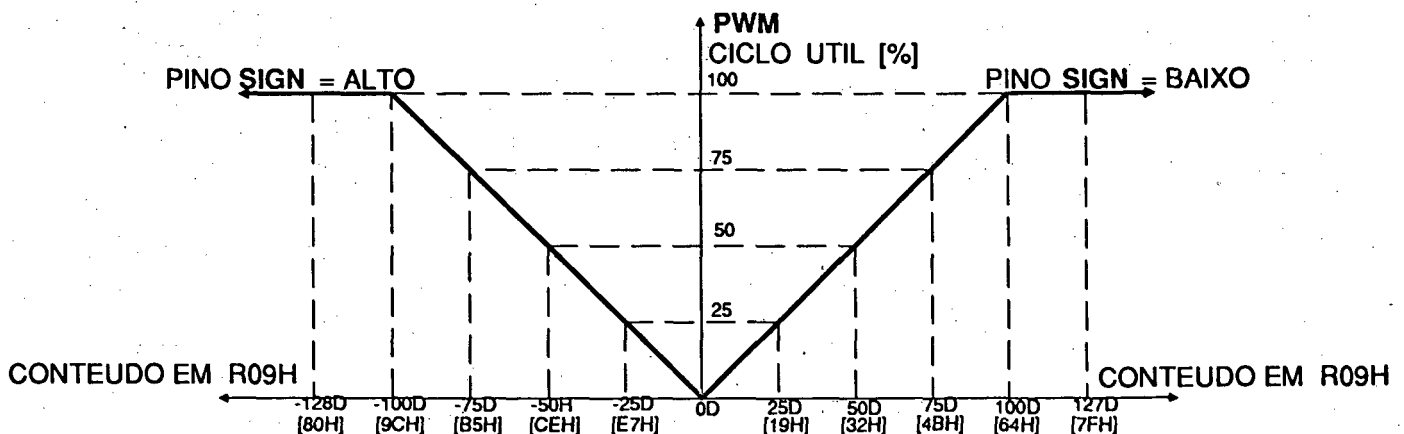


Figura 4.5 - Sinais de Saída da Porta PWM /47/.

Para a comutação de motores Brushless com a porta PWM, é utilizado somente o sinal PULSE pois o comutador já possui a informação de sentido de rotação (ver Figura 9). Por outra parte, a porta PWM possui a opção de ser utilizada com amplificadores do tipo "Ponte H". A opção de "Inibição de Sinal Reverso", impede a saída de Pulsos por um período após um sinal de polaridade reversa. Isto permite que antes de que um par de transistores passe a conduzir, o outro par esteja em corte, evitando um curto sobre a fonte de alimentação. O

bit 0 no Registrador Status (R07H) controla a "Inibição de Sinal Reverso". A Figura 4.6 mostra o sinal de saída da porta PWM quando este bit está ativado ( bit 0 em R07H =1).

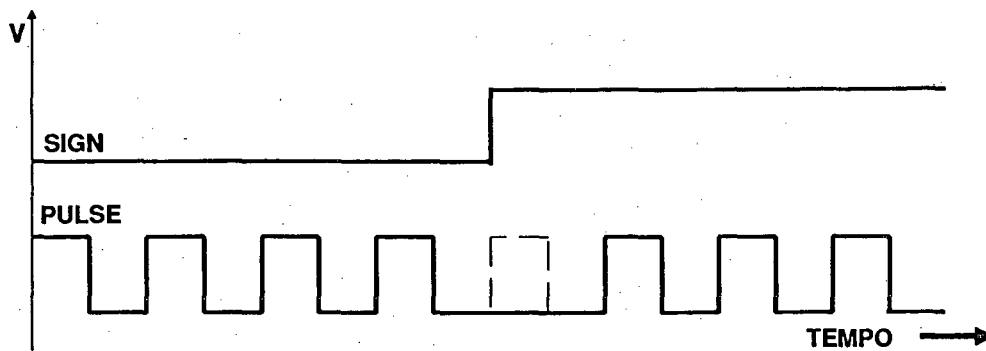


Figura 4.6 - Sinal de Inibição do Sentido Inverso.

### REGISTRO DE POSIÇÃO ATUAL (R12H, R13H, R14H).

O Registrador de Posição Atual pode ser lido ou zerado. Quando uma operação de leitura é realizada, o Processador Central deverá ler primeiro R14H (LSB). Por este procedimento são fixados os dados dos três bytes e assim pode ser realizada a leitura destes separadamente. Por causa desta característica a ordem de leitura do Registro da Posição Atual deverá ser R14H (LSB), R13H e R12H (MSB). O Registro de Posição Atual pode ser inicializado (zerado) simultaneamente e em qualquer instante, através da escrita de um valor qualquer no byte R13H.

### REGISTRO DE FILTRO DIGITAL(ZERO(A)=R20H,POLO(B)=R21H,GANHO(K)=R22H).

Todos os modos de controle utilizam partes deste filtro digital programável  $D(z)$  para a compensação de estabilidade em sistemas de controle em malha fechada. A compensação  $D(z)$  tem a forma:

$$D(z) = K \frac{\left(z - \frac{A}{256}\right)}{\left(z + \frac{B}{256}\right)} \quad [1]$$

onde;

$z$  = operador no domínio discreto (transformada  $z$ ).

$K$  = ganho do filtro digital.

$A$  = zero do filtro digital.

$B$  = polo do filtro digital.

A compensação ou filtro digital é uma **Rede de Atraso** discreta de primeira ordem, a qual em combinação com o registro de Período de Amostragem (ROF) atua sobre a resposta dinâmica e a estabilidade do sistema de controle. O Registro de Período de Amostragem determina o período (T) a partir de cujo início o algoritmo de controle será executado. Todos os parâmetros, A, B, K e T são números escalares de 8 bits que podem ser modificados pelo usuário em qualquer momento. Como mostram as equações [2] e [3], o filtro digital utiliza os dados colhidos anteriormente para calcular D(z). Estes dados são anulados quando é executado o modo Iniciação/Espera.

Em Controle de Posição, Controle Integral de Velocidade e Controle de Perfil Trapezoidal, o filtro digital é implementado no domínio tempo da seguinte forma;

$$MC_n = \frac{K}{4} (X_n) - \left[ \left( \frac{A}{256} \left( \frac{K}{4} \right) (X_{n-1}) \right) + \left( \frac{B}{256} (MC_{n-1}) \right) \right] \quad [2]$$

onde;

n = instante de período de amostragem atual.

n-1 = instante de período de amostragem anterior.

MCn = comando do motor em "n".

MCn-1 = comando do motor em "n-1"

Xn = comando de posição menos posição atual em "n".

Xn-1 = comando de posição menos posição atual em "n-1".

Em Controle Proporcional da Velocidade a compensação digital no domínio tempo é da seguinte forma;

$$MC_n = \frac{K}{4} (Y_n) \quad [3]$$

onde:

Yn = Comando de Velocidade menos Velocidade Atual, em "n".

#### REGISTRO DE PERÍODO DE AMOSTRAGEM (ROFH).

O conteúdo deste registro é o valor do período de amostragem do HCTL-1000, o qual é definido como sendo;

$$t = \frac{16 (T + 1)}{(\text{freqüência de clock externo})} \quad [4]$$



onde:

T = conteúdo do registro R0FH.

t = período de amostragem

O período de amostragem possui um limite mínimo que depende do modo de controle que esteja sendo utilizado. A Tabela 4.4 mostra o limite mínimo para cada Modo de Controle. O valor máximo de T (R0FH) é FFH (255D). Com um "clock" de 2MHz, o período de amostragem poderá variar entre 64  $\mu$ s a 2048  $\mu$ s. Com um "clock" de 1MHz, o período de amostragem variará entre 128  $\mu$ s a 4096  $\mu$ s.

Modo de Controle	Limite Mínimo em R0F
Controle de Posição	07 H ( 07 D )
Controle Proporcional da Velocidade	07 H ( 07 D )
Controle do Perfil Trapezoidal	0F H ( 15 D )
Controle Integral da Velocidade	0F H ( 15 D )

Tabela 4.4 - Limite mínimo de período de amostragem para os diferentes modos de controle.

Os sistemas digitais de controle em malha fechada com baixas freqüências de amostragem têm menor estabilidade e uma largura de banda inferior do que os sistemas com altas freqüências de amostragem (Shanon) devido aos atrasos provocados pelas baixas freqüências de amostragem na transferência de informação. Para manter a estabilidade do sistema e a sua largura de banda tão alta quanto possível, o HCTL-1000 deve ser programado com a maior freqüência de amostragem possível. A exceção à regra é quando o usuário deseja utilizar o HCTL-1000 para controlar um motor com um codificador em velocidades extremamente baixas. Pois, ao se reduzir a freqüência de amostragem se reduz igualmente o número de pulsos de encoder a serem contados em cada período de amostragem.

As velocidades no HCTL-1000 são especificadas e "*contagens de quadraturas de encoder / período de amostragem*". Nos modos de Perfil Trapezoidal e Controle Integral de Velocidade, a menor velocidade que poderá ser especificada é a de "*uma (01) contagem de codificador / 01 período de amostragem*". O modo de Controle Proporcional de Velocidade permite uma velocidade mínima de "*uma (01) contagem de encoder / 16 períodos de amostragem*".

**Descrição do hardware:**

O período de amostragem é formado por um "buffer" e um contador decrementador. Cada vez que o contador atinge 00H, o Valor do Tempo de Amostragem "T" (escrito em R0FH) é recarregado desde o buffer para o contador, o qual imediatamente começa a decrementar o valor de T.

**Escrever no registrador T:**

O dado escrito em R0FH é carregado em um buffer interno e utilizado pelo contador após completar o corrente ciclo de período de amostragem sendo decrementado até 00H. O próximo período de amostragem utilizará o dado escrito mais recentemente.

**Ler no registrador T:**

A leitura de R0FH mostra diretamente o valor no contador decrementador. Devido a isto, o valor lido em R0FH varia entre T (programado) e 00H. Por exemplo, se o período programado for 40H, o valor da leitura poderá estar dentro do intervalo 40H.....00H.

**4.4.2 - COMUTADOR.**

Para motores Brushless e de Passo a comutação de fases é realizada no HCTL-1000 por um **comutador** digital configurável pelo usuário para selecionar adequadamente a seqüência de comutação eletrônica das fases. O Comutador pode operar com motores de 2, 3 e 4 fases em variadas configurações de bobinado. É imprescindível a utilização de codificador de posição. Além de vários métodos de seqüenciação de fases o **comutador** permite ainda técnicas especiais como sobreposição, avanço e ajuste de fase, explicados a seguir.

A sobreposição de fases é utilizada para reduzir o "ripple" de torque e pode ser igualmente usada para gerar seqüências de fases únicas que possam ser decodificadas externamente para serem utilizadas em amplificadores/motores mais complexos.

O avanço de fases permite ao usuário a compensação das freqüências características da combinação motor/amplificador. Pelo avanço no comando de habilitação da fase (em posição) o atraso na reação da combinação motor/amplificador pode ser compensado e um melhor desempenho dinâmico poderá ser alcançado.

O ajuste de fase (offset) é utilizada para auxiliar no alinhamento entre o sinal de saída do Comutador e a curva de torque do motor. Através do correto alinhamento do sinal de saída

do Comutador do HCTL-1000 com as curvas de torque do motor, pode ser alcançado o torque máximo disponível no motor.

As entradas para o Comutador são os tres sinais de encoder (CHA, CHB e INDEX) e a configuração de dados armazenados nos registradores. O Comutador utiliza tanto os canais A e B quanto o pulso INDEX de um codificador óptico incremental. O pulso INDEX de um encoder deve ser fisicamente alinhado com a posição da curva de torque conhecida, pois este é utilizado como ponto de referência da posição do rotor para a habilitação das fases do Comutador. O pulso INDEX deverá ser alinhado durante a montagem do encoder no motor com a última fase do motor. Isto é, deve-se energizar a última fase do motor durante a montagem e mantendo ativo o canal INDEX durante a fixação do disco codificado ao eixo do motor, como mostrado na Figura 4.7. Após o correto alinhamento a comutação é realizada eletronicamente pelo Registrador Offset (R1CH) uma vez que todo o sistema de controle foi acionado. Cada vez que um pulso de INDEX ocorre, o Contador em Anel do Comutador é zerado (0). O Contador em Anel retém a posição atual do rotor baseado na realimentação do encoder. Quando o Contador em Anel é zerado, o Comutador é ativado para a sua origem (a última fase é desligada e a fase A é ligada), como mostra a Figura 4.8.

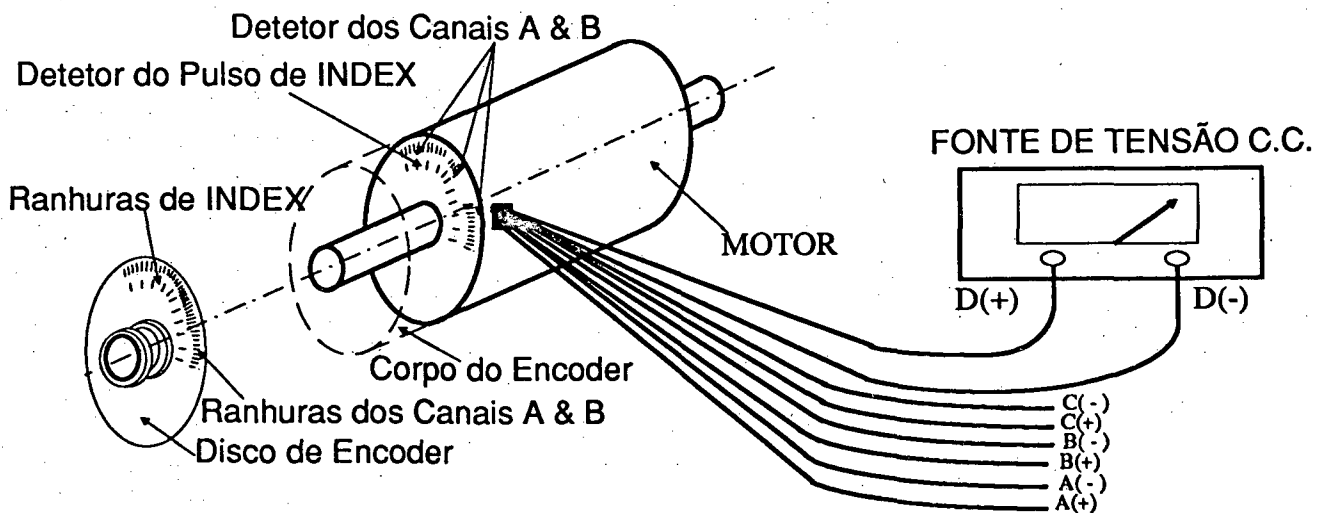


Figura 4.7 - Alinhamento do sinal de Index do codificador /47/.

Os sinais de saída do Comutador são PHA, PHB, PHC e PHD. O Comutador do HCTL-1000 atua como um equivalente elétrico do comutador mecânico nos motores com escovas. Portanto o sinal de saída do Comutador proporciona apenas a seqüência adequada das fases para um funcionamento bidirecional. A magnitude da informação é retirada para o motor através da Porta de Comando de Motor ou da Porta PWM. Sendo assim, os sinais de saída do comutador devem ser combinados com os sinais de saída de uma das portas para comando de motor, fornecendo assim um comando adequado para motores CC sem escovas

(Brushless) e motores de passo (Stepper). A Figura 8 mostra um exemplo de um circuito que utiliza os sinais de saída do Comutador unido ao sinal de PULSE da porta PWM para controlar um motor CC sem escovas ou um motor de passo. Um processo similar pode ser utilizado para combinar os sinais de saída do Comutador (PHA a PHD) com o sinal de saída proveniente da interface de um amplificador de entrada analógica (Figura 4.12) para gerar um sistema amplificado analógicamente.

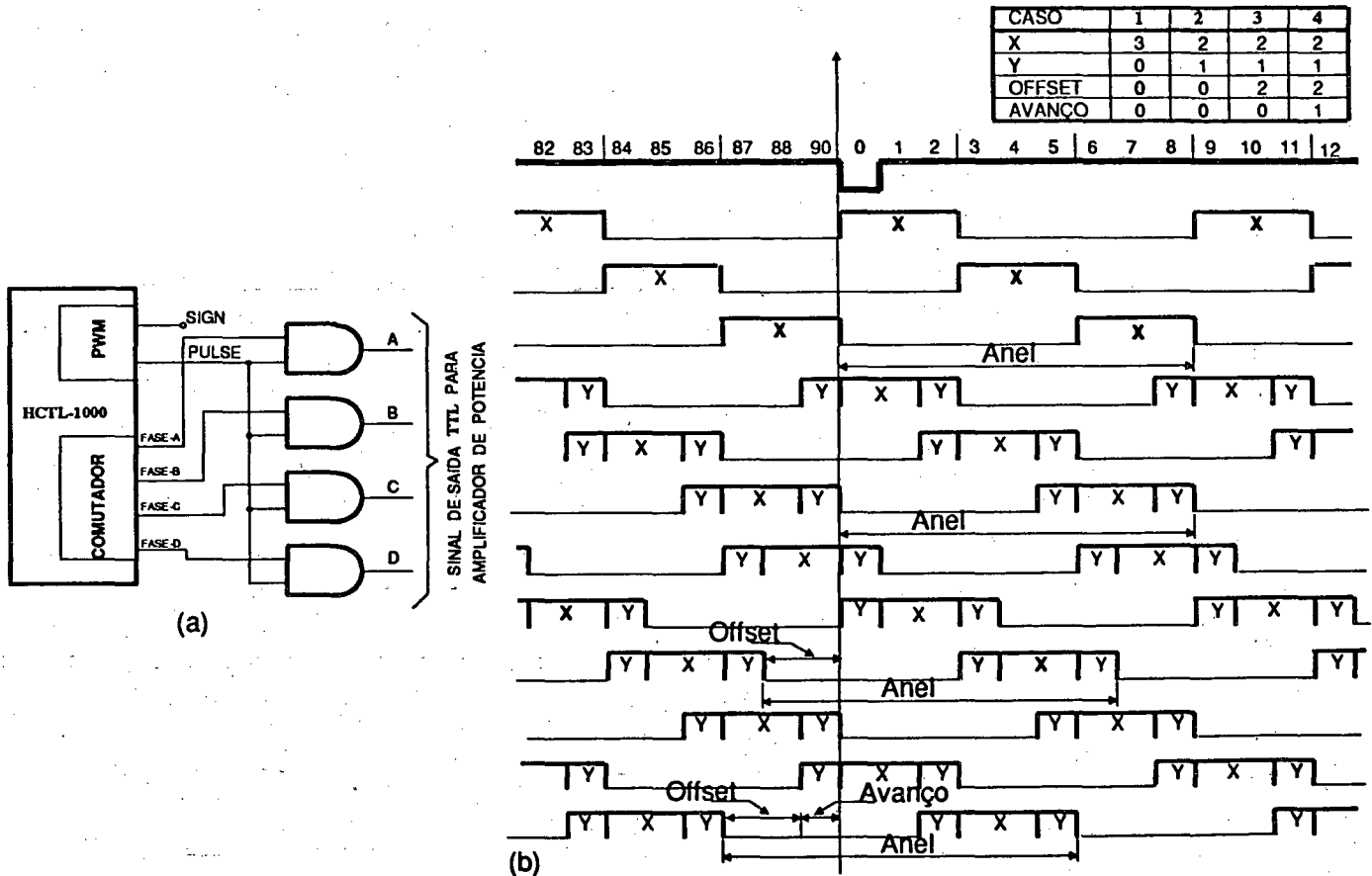


Figura 4.8 - (a) Interface do comutador com sinal PWM, (b) configuração do Comutador /47/.

#### 4.4.3 - FLUXOGRAMA DE FUNCIONAMENTO.

O HCTL-1000 executa três rotinas de partida e quatro modos de controle, selecionáveis pelo usuário. As três rotinas de partida são;

- Reset.
- Iniciação/Espera.
- Alinhamento.

Os quatro modos de controle disponíveis são;

- **Controle de Posição.**
- **Controle Proporcional da Velocidade.**
- **Controle de Perfil Trapezoidal.**
- **Controle Integral da Velocidade.**

O HCTL-1000 pode mudar de modo de operação através de algum dos seguintes procedimentos:

- 1]. O usuário escreve no Contador de Programa (R05H) o valor 00H ou 01H.
- 2]. O usuário modifica os flags F0, F3, ou F5 escrevendo no Registrador Flag (R00H).
- 3]. O controlador comuta automaticamente.

Neste ítem descreve-se o funcionamento de cada uma das rotinas de partida, modos de controle e condições iniciais que possam ser fornecidas pelo usuário para passar de um modo para um outro. A Figura 2 mostra um fluxograma com as distintas rotinas de partida e modos de controle, além de mostrar as instruções requeridas para passar de um modo a outro.

#### **4.4.4 - ROTINAS DE PARTIDA E MODOS DE CONTROLE.**

##### **Reset por Hardware**

Este ocorre quando o sinal RESET tem na sua entrada um nível lógico zero (baixo). Quando um Reset por Hardware é executado, são produzidos os seguintes eventos:

- Todos os sinais de saída são zerados (0), exeto SIGN, barramento de dados e Porta de Comando de Motor.
- Todos os sinalizadores (F0 a F5) são zerados (0).
- O sinal PULSE da porta PWM é zerado enquanto o sinal RESET esteja em nível baixo.
- Quando o sinal RESET for desativado (nível alto), o sinal PULSE ficará em nível alto durante um ciclo de relógio, para depois voltar ao nível baixo.
- A Porta de Comando de Motor (R08H) é carregada com o valor 80H (128D).
- A lógica do comutador é desativada.
- A logica de controle de Entrada/Saida é desativada.
- Um Reset por Software é imediatamente executado.

### Reset por Software

Executado através da escrita de 00H em R05H ou chamado automaticamente após um Reset por Hardware. Quando um reset deste tipo é executado se produzem os seguintes eventos:

- Os parâmetros do filtro digital são pré-definidos como sendo:  
A(R20H) = E5H, e K(R22H) = B(R21H) = 40H.
- O tempo de Amostragem é armazenado como sendo 40H (64D).
- O Registrador Status (R07H) é inicializado.
- O Contador de Posição Atual (R12H, R13H e R14H) é zerado.

A partir do modo Reset o HCTL-1000 executa automaticamente o modo Iniciação/Espera.

### Iniciação/Espera

Este modo é executado automaticamente após um Reset, ou escrevendo 01H no Registro Contador de Programa (R05H) em qualquer condição, ou ainda quando o sinal externo LIMIT passa a nível baixo. Ao executar o modo Iniciação/Espera são produzidas as seguintes ações:

- O sinalizador de Iniciação/Espera (F1) é ativado (1).
- A porta PWM (R09H) é carregada com 00H (comando zero).
- A Porta de Comando de Motor (R08H) é carregada com 80H (comando zero).
- Os dados previamente colhidos pelo filtro digital são perdidos.

Ao término destes passos, o usuário deverá reprogramar todos os registros necessários para a execução do modo de controle desejado. O HCTL-1000 fica bloqueado neste modo (Iniciação/espera) até que um novo modo de comando seja programado.

### Alinhamento

Executado pela escrita de 02H em R05H, este modo é unicamente utilizado em conjunto com o comutador do HCTL-1000. Este modo alinha automaticamente todas as fases do motor no comutador interno do HCTL-1000.

O modo Alinhamento só pode ser executado desde o modo Iniciação/Espera, pela escrita do dado 02H em R05H. Antes de entrar no modo alinhamento o usuário deve inicializar todos os sinalizadores de modo de controle e zerar tanto os Registros de Comando de Posição (R0CH, R0DH e R0EH) quanto o Registro de Posição Atual (R12H, R13H e R14H).

Após o modo Alinhamento ter sido executado, o HCTL-1000 passa diretamente ao modo de Controle de Posição e situa-se na posição zero.

O modo Alinhamento requer as seguintes condições: o pulso index do encoder deve está fisicamente alinhado com a última fase do motor durante a montagem motor/encoder; os parâmetros do Comutador estão corretamente programados; um Reset por hardware foi executado enquanto o motor estava parado.

Antes de tudo, o modo Alinhamento desabilita o Comutador e através do controle em malha aberta, habilita a primeira fase (Fase A) e a última fase (Fase C ou D) para orientar o rotor na posição da última fase a reter torque. Cada fase é energizada por 2048 períodos de amostragem do sistema (t). Para uma operação adequada, o motor deve parar completamente durante a última fase habilitada. Neste ponto o Comutador é habilitado e realiza-se uma comutação em malha aberta.

### **Modos de Controle**

Os sinalizadores de controle F0, F3 e F5 do Registrador Flag (R00H) determinam qual o modo de controle a ser executado. Somente um destes sinalizadores pode estar ativo por vez (nível alto). Após um destes sinalizadores ser ativado, o modo de controle selecionado é executado automaticamente, a partir do modo Alinhamento ou do modo Iniciação/Espera pela escrita de 02H ou 03H respectivamente no Registro Contador de Programa (R05H).

#### **4.4.5 - MODO DE CONTROLE DE POSIÇÃO ( Sinalizadores; F0=F3=F5=0).**

Este modo realiza posicionamento através de movimentos ponto-a-ponto sem utilização de perfil de velocidade. O usuário especifica um comando de posição de 24 bits, que o controlador compara com os 24 bits do Registro de Posição Atual. O erro de posição é calculado, é aplicada a compensação digital e a instrução é enviada ao motor. O controlador permanece na ultima posição para a qual foi comandado, até que um novo comando de posição seja fornecido.

O Comando de Posição e a Posição Atual são armazenados em 3 registradores de 8 bits, formando dados de 24 bits em "complemento de 2". A posição é obtida num contador de quadratura. O Comando de Posição se encontra nos registradores R0CH (MSB), R0DH e R0EH (LSB). Quando se escreve no registro R0EH se dá início ao algoritmo de controle para uma nova posição, portanto a posição comandada é escrita na seguinte seqüência: R0CH,

R0DH e R0EH. Os registros podem ser lidos em qualquer seqüência. A Posição Atual está nos registros R12H (MSB), R13H e R14H (LSB). Ao se ler o registro R14H os outros dois bytes são carregados num buffer interno, portanto a seqüência para se obter a posição correta é; R14H, R13H e R12H. Não se pode escrever no Registro de Posição Atual, porém, este pode ser inicializado simultaneamente (zerando os 3 bytes) escrevendo qualquer valor no registro R13H. O maior movimento possível em controle de posição corresponde a 7FFFFFFH (8.388.607D) contagens de quadratura de encoder.

Exemplo de Programação Codificado para Movimentos com Controle de Posição.

*(início)*

*Reset por hardware (HCTL-1000 está no modo Iniciação/Espera).*

*Inicialização dos Registros de Comando de Posição, filtro, tempo.*

*Escrita de 03H em R05H (HCTL-1000 está agora no modo Controle de Posição)*

*Escrita do Comando de Posição desejado nos registradores R0CH, R0DH e R0EH (o controlador comanda o movimento para a nova posição).*

*Escrita de novo Comando de Posição.*

*(Fim)*

#### 4.4.6 - CONTROLE PROPORCIONAL DA VELOCIDADE (Flags F0=F5=0 e F3=1).

Este modo se caracteriza por um controle da velocidade do motor utilizando somente um fator de ganho "K" para a compensação. A compensação dinâmica com o polo e o zero não são utilizadas (ver a seção "Filtro Digital"). O Comando de Velocidade e a Velocidade Atual estão formados por 16 bits em "complemento de 2", sendo que os quatro bits menos significativos formam a parte fracionária.

**Formato do Comando de Velocidade;**

<b>R24H</b>	<b>R23H</b>
IIII IIII	IIII.FFFF

O Comando de Velocidade reside nos registros R24H (MSB) e R23H (LSB). Estes registros não estão duplicados, o que implica em que o Comando de Velocidade mude imediatamente ao ser modificado tanto o registro R23H quanto R24H, pelo que é indiferente a ordem de leitura e escrita. A velocidade é expressa em "contagens de quadratura / período de amostragem". Para ser convertida em rpm deverá ser realizada a seguinte operação;

$$V_q = V_r N t \left( \frac{0,01667}{\text{rpm seg}} \right)$$

[5]



$V_q$  = Velocidade em contagens de quadratura/período de amostragem.

$V_r$  = Velocidade em rpm.

$N$  = 4 vezes o número de divisões do disco codificado (i.é., contagens de quadratura).

$t$  = período de amostragem do HCTL-1000 em segundos.

Devido a que os 4 bits menos significativos de R23H são a parte fracionária e o restante a parte inteira, o processador central deverá multiplicar o valor do Comando de Velocidade desejado (em contagens de quadratura/período de amostragem) por 16 para programar corretamente o HCTL-1000.

A Velocidade Atual é considerada somente neste modo de funcionamento, e é armazenada nos registros R35H (MSB) e R34H (LSB). Este registro não contém parte fracionária e a sua leitura pode ser realizada em qualquer ordem. O controlador segue a velocidade especificada até que é programado um novo Comando de Velocidade. Após se programar uma nova velocidade, o comportamento do sistema é governado pela própria dinâmica do sistema, até que seja alcançado o valor permanente da nova velocidade.

Exemplo de Programação do Modo de Controle Proporcional da Velocidade.

*(inicio)*

*Reset por hardware (HCTL-1000 esta no modo Iniciação/Espera).*

*Inicialização dos Registros de Comando de Posição, filtro, tempo.*

*Escrita de 03H em R05H (HCTL-1000 está agora no modo Controle de Posição)*

*Escrita do Comando de Velocidade desejado nos registradores R24H e R23H.*

*Ativação do sinalizador F3 (entra no modo Velocidade Proporcional).*

*(o controlador comanda o movimento para alcançar a nova velocidade).*

*Continue escrevendo um novo Comando de Velocidade.*

*(Fim)*

#### **4.4.7 - CONTROLE INTEGRAL DE VELOCIDADE (F0=F3=0 e F5=1).**

Este modo de funcionamento proporciona um perfil de velocidade contínuo, especificado mediante um Comando de Velocidade e um Comando de Aceleração. A Figura 4.9 mostra um exemplo de funcionamento.

O usuário pode mudar a velocidade e a aceleração a qualquer tempo. Quando é alcançada esta velocidade o HCTL-1000 a manterá fixa até que um novo comando seja especificado. O

usuário também pode mudar a velocidade e a aceleração para gerar um perfil de velocidade adequado em relação ao tempo. Mudanças entre a velocidade atual e a nova velocidade ocorrem através da aceleração linear especificada.

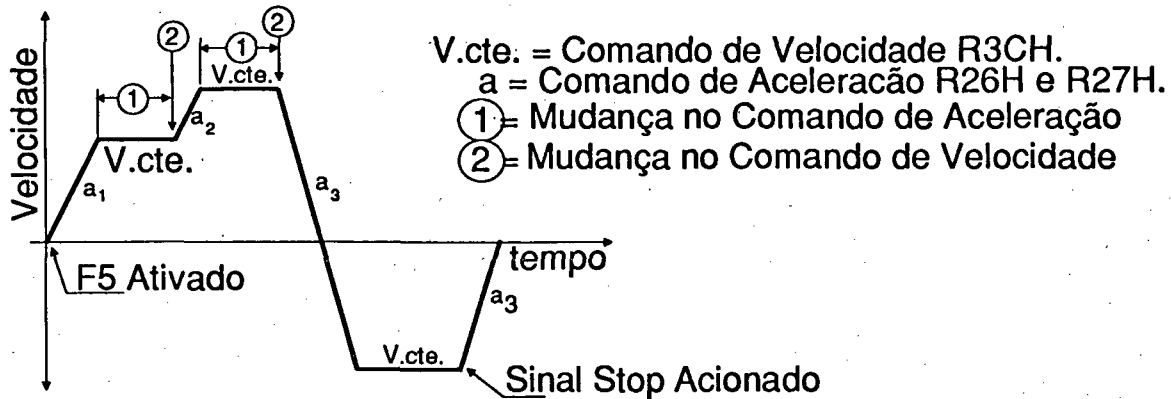


Figura 4.9 - Modo Integral de Velocidade /38/.

O Comando de Velocidade (R3CH) é um registro de 8 bits em "complemento de 2". A velocidade é expressa em contagens de quadratura / período de amostragem. Para realizar a sua conversão a partir de rpm para esta unidade, pode-se utilizar a equação [10]. Este registro contém apenas parte inteira não possuindo parte fracionária.

Embora o Comando de velocidade possua 8 bits, o valor máximo de diferença entre 2 comandos de velocidade seqüenciais corresponde a uma magnitude de 7 bits (127D). Por exemplo, quando o HCTL-1000 executa um comando de velocidade de 40H (+64D) o próximo comando deverá estar entre 7FH (+127D) limite superior e C1H (-63D) máxima diferença permitida.

O Comando de Aceleração é um escalar de 16 bits armazenado nos registros R27H e R26H. O byte mais significativo (R27H) é a parte inteira, enquanto o byte menos significativo (R26H) corresponde à parte fracionária. A parte inteira varia entre 00H e 7FH (o bit mais significativo é sempre 0) e o conteúdo de R26H é dividido internamente por 256 para produzir uma resolução fracionada.

**Formato do Comando de Aceleração;**

R24H            R23H  
0111 1111    FFFF FFFF / 256

A unidade do Registro de Aceleração é contagens de quadratura / período de amostragem ao quadrado. Para realizar a conversão de rpm/s para esta unidade, pode-se utilizar a seguinte equação:

$$A_q = A_r N t^2 \left( \frac{0,01667}{\text{rpm s}} \right)$$

[10]

$A_q$  = Aceleração em contagens de quadratura / (período de amostragem)<sup>2</sup>.

$A_r$  = Aceleração em rpm/s.

$N$  = 4 vezes o número de divisões do disco codificado (i.é., contagens de quadratura).

$t$  = período de amostragem do HCTL-1000 em segundos.

Pelo fato de que os registradores do Comando de Aceleração são interpretados internamente pelo HCTL-1000 como um inteiro de 8 bits e uma fração de 8 bits, o processador central deverá multiplicar o valor do Comando de Aceleração desejado ( em contagens de quadratura / (período de amostragem)<sup>2</sup>) por 256 para programar corretamente o Comando de Aceleração.

Internamente o controlador gerencia o perfil de velocidade através do controle de posição. Em cada período de amostragem o gerador de perfil utiliza as informações que o usuário programou no Registro de Comando de Velocidade (R3CH) e no Registro de Comando de Aceleração (R27H e R26H), para determinar o valor de Comando de Posição que deverá ser carregado automaticamente em R0CH, R0DH e R0EH. Após o novo Comando de Posição ter sido gerado, a diferença entre o valor do Registro de Posição Atual (R12H, R13H e R14H) e este novo valor de Comando de Posição será o novo "erro de posição". Este novo "erro de posição" é usado pelo filtro de compensação digital para calcular um novo comando de motor por período de amostragem. O blocodiagrama dos registradores da Figura 4.3 mostra como opera o gerador interno de perfil no modo Integral de Velocidade. Em termos de teoria de controle linear, uma compensação integral implica em uma diminuição do erro de regime permanente.

Embora o modo de Controle Integral tenha a vantagem de diminuição do erro de regime permanente, sobre o modo de Controle Proporcional da Velocidade, sua desvantagem reside na maior dificuldade em conseguir estabilidade em malha fechada. No modo de Controle Integral da Velocidade o sistema é, na realidade, um sistema de controle de posição e portanto a compensação dinâmica  $D(z)$  é utilizada.

Caso o sinalizador Stop (F6) seja ativado externamente durante o movimento, significando que uma situação de emergência deve ser atendida, o controlador desacelera automaticamente até a velocidade zero com o valor de aceleração especificado e permanecerá nesta condição até que o sinalizador seja desativado. O usuário poderá então especificar um novo comando de perfil de velocidade.

## Exemplo Codificado de Programação do Modo de Controle Integral da Velocidade

*(início)*

*Reset por hardware (HCTL-1000 está no modo Iniciação/Espera).*

*Inicialização dos Registros de Comando de Posição, filtro, tempo.*

*Escrita de 03H em R05H (HCTL-1000 está agora no modo Controle de Posição)*

*Escrita do Comando de Aceleração desejado nos registradores R26H e R27H.*

*Escrita do Comando de Velocidade Máxima desejado no registrador R3CH.*

*Acionar o Sinalizador F5 (entra no modo Integral da Velocidade).*

*(o Controlador comanda o movimento através de um perfil para a Velocidade Máxima).*

*Escrita de um novo Comando de Aceleração e Velocidade.*

*(Fim)*

### 4.4.8 - MODO DE CONTROLE POR PERFIL TRAPEZOIDAL (F3=F5=0 e F0=1).

Através do Controle de Perfil Trapezoidal são realizadas mudanças de posição ponto-a-ponto e perfis triangulares ou trapezoidais de velocidade. O usuário deve especificar apenas a posição final, aceleração e a velocidade máxima desejada. O controlador calcula o perfil de velocidade necessário para realizar o comando especificado. Se a máxima velocidade é alcançada antes de atingir a metade do percurso total, o perfil será trapezoidal, do contrário o perfil será triangular. Na Figura 4.10 são mostrados os dois tipos de trajetória possíveis com Controle de Perfil Trapezoidal.

Os dados a serem especificados no Controle de Perfil Trapezoidal são a posição final, aceleração e velocidade máxima. A posição final consiste em 24 bits em "complemento de 2" escritos nos registros R2BH (MSB), R2AH e R29H (LSB). O Comando de Aceleração possui o mesmo formato que utiliza o Controle Integral de Velocidade (R26H e R27H). A velocidade máxima reside em um registro de 7 bits que contém um valor escalar com faixa de variação entre 0 e 7FH (0 a 127D). Sua unidade é contagens de quadratura / período de amostragem e reside no registro R28H. Os dados contidos nestes Registradores podem ser lidos ou escritos em qualquer ordem. O controlador interno gera um perfil de posição a partir dos registradores R0CH, R0DH e R0EH como ponto de partida e dos registradores R29H, R2AH e R2BH como o ponto final. Uma vez que os dados foram escritos no HCTL-1000 o usuário deverá ativar o sinalizador F0 (F0=1) do Registrador Flag (R00H) para que tenha início o movimento (caso o HCTL-1000 já esteja no modo de Controle de Posição). Quando o gerador de perfil envia o último comando de posição ao Registro de Comando de Posição

para completar o movimento trapezoidal, o controlador desativa o sinalizador F0 ( $F0=0$ ). O HCTL-1000 passa então automaticamente ao Modo de Controle de Posição com a posição final do movimento trapezoidal no Comando de Posição.

Quando o sinalizador F0 vai a zero, isto ainda não indica que o motor/encoder estão na posição final ou parados. A posição correta do codificador e do motor só pode ser determinada através da leitura do Registro de Posição Atual. Portanto, a única forma de determinar e comprovar a condição desejada é a realização de leituras sucessivas do Registro de Posição Atual. O estado do sinalizador de perfil pode ser obtido através da leitura do Registrador Status (R07H) ou no sinal externo PROF. Enquanto este sinalizador estiver em nível alto nenhum comando deve ser enviado ao controlador.

Em cada período de amostragem, o gerador interno de perfil, utiliza os dados introduzidos pelo usuário nos já referidos registradores, para determinar o valor que deverá ser automaticamente carregado no Registrador de Comando de Posição (R0CH, R0DH e R0EH). Uma vez gerado o novo comando de posição, a diferença entre este e o Registro de Posição Atual (R12H, R13H e R14H) será o novo valor de erro. Com este erro de posição o filtro de compensação digital gera os novos comandos de saída para o motor para o período de amostragem. O diagrama de blocos da Figura 3 mostra como opera o gerador interno de perfil neste modo de funcionamento.

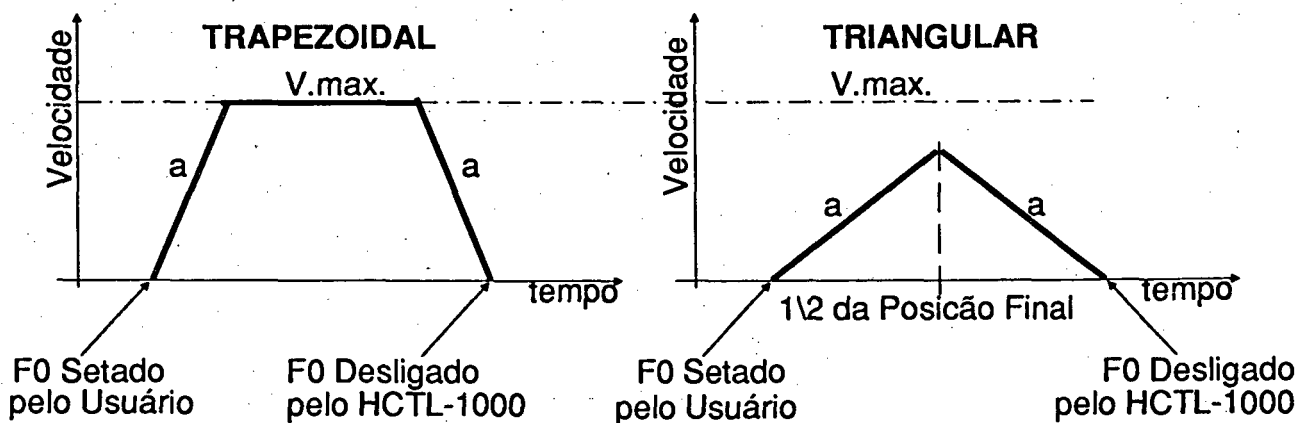


Figura 4.10 - Modo de Perfil Trapezoidal

Exemplo de Programação do Modo de Controle de Perfil Trapezoidal (aceleração, velocidade e posição).

*(Início)*

*Reset por hardware (HCTL-1000 está no modo Iniciação/Espera).*

*Inicialização dos Registros de Comando de Posição, filtro, período de amostragem.*

*Escrita de 03H em R05H (HCTL-1000 está agora no modo Controle de Posição)*

*Escrita de Comando de Aceleração desejado nos registros R26H e R27H.*

*Escrita de Comando de Velocidade Máxima desejado no registro R3CH.*

*Escrita de Comando de Posição Final desejada nos registros R29H, R2AH e R2BH*

*Ativar o sinalizador F0 (entra no modo de perfil trapezoidal, pino PROF vai a nível alto).*

*Monitorar o sinal externo PROF até que fique em nível baixo (Movimento Completado).*

*(...Repetir...)*

(Fim)

## 4.5 - INTERFACEANDO O HCTL-1000.

### 4.5.1 - INTERFACE DO HCTL-1000 COM UM PROCESSADOR CENTRAL.

Para o Processador Central o HCTL-1000 é um conjunto de registradores de 8 bits nos quais pode-se ler e escrever (i.é., o processador central trata o HCTL-1000 como uma RAM). Os dados nestes registradores controlam o funcionamento do HCTL-1000. O processador central se comunica com o HCTL-1000 através de um bus bidirecional multiplexado de 8 bits e quatro linhas de controle ( ALE, CS, OE e R/W), que ativam as transferências de dados (ver Figura 4.11).

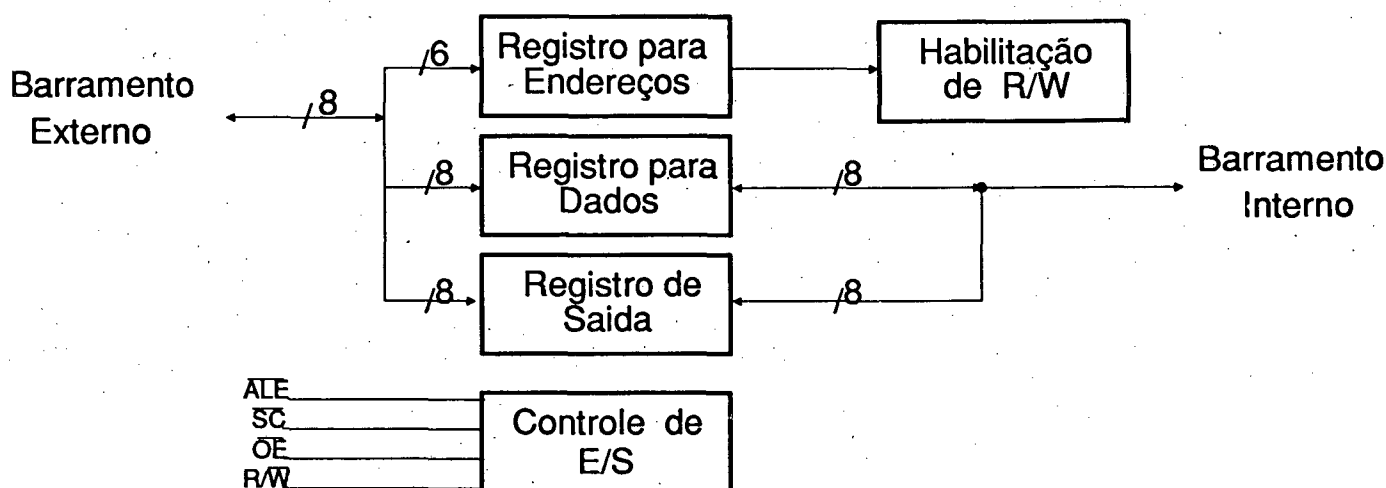


Figura 4.11. Diagrama de Blocos das Portas de Entrada/Saída /47/.

Existem tres diferentes tipos de configurações que permitem uma maior flexibilidade para adaptar o HCTL-1000 a um maior número de processadores. As diferenças entre uma e outra estão na disposição do sinal de  $\overline{ALE}$  referente ao sinal de  $\overline{SC}$ . Os tres tipos de configuração são caracterizados a seguir:

1.  $\overline{ALE}$ ,  $\overline{CS}$  não sobrepostas.

2.  $\overline{ALE}$ ,  $\overline{CS}$  sobrepostas.

3.  $\overline{ALE}$  dentro de  $\overline{CS}$ .

Qualquer operação de Entrada/Saída (E/S) começa pela declaração do sinal de  $\overline{ALE}$ , que seleciona o registro interno de endereços. Ao se produzir um flanco de subida de  $\overline{ALE}$ , ou um flanco de descida de  $\overline{CS}$  o dado no bus é armazenado no registro interno de endereços. Ao se produzir a subida do sinal de  $\overline{ALE}$  ou a queda do sinal  $\overline{CS}$  durante  $\overline{ALE}$  detém-se a amostragem no registro interno de endereço.

Um  $\overline{CS}$  baixo após a subida de  $\overline{ALE}$  seleciona o registro interno de dados. A subida de  $\overline{CS}$  faz parar a amostragem no registro interno de dados e começar o processo de sincronização interno.

No caso de uma operação de escrita, o dado no registro interno de dados é escrito dentro do local endereçado. No caso da leitura, o local endereçado é transcrito para um registro interno de saída. O  $\overline{OE}$  em nível baixo habilita o registro interno de saída para o barramento externo. O sinal  $\overline{OE}$  e o registro interno de saída permitem a flexibilidade da porta de E/S evitando problemas de tráfego no barramento durante operações de leitura.

É aconselhável que o processador central não realize muitas operações de E/S em um curto espaço de tempo, pois cada operação interrompe a execução do processo interno do HCTL-1000 durante um ciclo de "clock". Embora ciclos de "clock" extras tenham sido introduzidos em cada operação de E/S, o número de ciclos extras que pode ser inserido é reduzido à medida que o valor programado de período de amostragem é reduzido. Na Tabela 4.4 são mostrados o número máximo de operação de E/S permitidas dentro das condições dadas.

Valor no Registro de Tempo de Amostragem	Modo de Operação	Número Máximo de Operações Permitidas por período
07H (07D)	Controle de Posição ou de Velocidade Proporcional.	5
0FH (15D)	Controle de Posição ou de Velocidade Proporcional.	133
	Controle da Veloc. Integral ou do Perfil Trapezoidal.	6

Tabela 4.5 - Número Máximo de Operações de E/S Permitidas.

O número de ciclos de "clock" externos disponíveis para operações de E/S em qualquer dos 4 modos de controle pode ser aumentado, elevando o valor no Registrador de Período de

Amostragem (R0FH). Para cada unidade acrescida ao período de amostragem, acima dos mínimos mostrados na Tabela 4.5, o usuário pode realizar 16 operações extras de E/S.

#### 4.5.2 - INTERFACE DO HCTL-1000 COM AMPLIFICADORES E MOTORES.

O HCTL-1000 proporciona dois tipos de comando de saída para motor: Um Comando de Motor de 8 bits que deve ser conectado a um DAC para alimentar um amplificador de entrada analógica. As saídas SIGN e PULSE para comandar um amplificador PWM.

O algoritmo de controle fornece mediante um filtro digital interno, um comando interno para motor de 8 bits em "complemento de 2", a partir do qual são gerados os distintos tipos de saída, para conseguir uma interface mais simplificada com o hardware externo.

##### PORTA DE COMANDO PARALELA DE 8 BITS.

A porta de Comando de Motor é a interface para conectar um DAC de 8 bits, configurado para sinais de saída bipolares. O dado escrito no Comando de Motor se encontra em "complemento de 2" somado a um offset de 80H. Isto permite a conexão direta com o DAC. A Figura 4.12 mostra uma interface de DAC com HCTL-1000 típica, onde o DAC de 8 bits MC1408, ou equivalente, recebe diretamente do HCTL-1000 as entradas digitais. O DAC impõe uma corrente de saída que é transformada em tensão no amplificador operacional (p.ex., LF356) onde, através das resistências  $R_0$  e  $R_L$  se pode ajustar o "offset" e o ganho. O circuito é facilmente ajustável para operar entre -5V e +5V. Escreve-se 80H em R08H e ajusta-se  $R_0$  até obter na saída 0V. O passo seguinte é ajustar o ganho, para o que se escreve em R08H o valor FFH e ajusta-se  $R_L$  até obter na saída +5V. O valor 00H em R08H corresponderá a -5V na saída.

##### PORTA DE COMANDO PWM.

Como foi descrito no item 4.3.5, esta porta de saída modula o comando do motor através da largura do pulso aliado a um sinal de polaridade e sendo assim consiste em um sinal PULSE e um SIGN, os quais residem no registro R09H. A Figura 4.13 mostra um exemplo de conexão entre o HCTL-1000 e um amplificador do tipo ponte H. Este tipo de amplificador permite controlar o motor no modo bipolar utilizando uma fonte de alimentação unipolar. Além disso



permite a utilização da opção de Inibição do Sinal Inverso, o que permite inibir a saída PULSE após uma mudança repentina no sentido de rotação (polaridade), prevenindo assim a condução simultânea de todos os transistores quando o sentido do movimento é revertido.

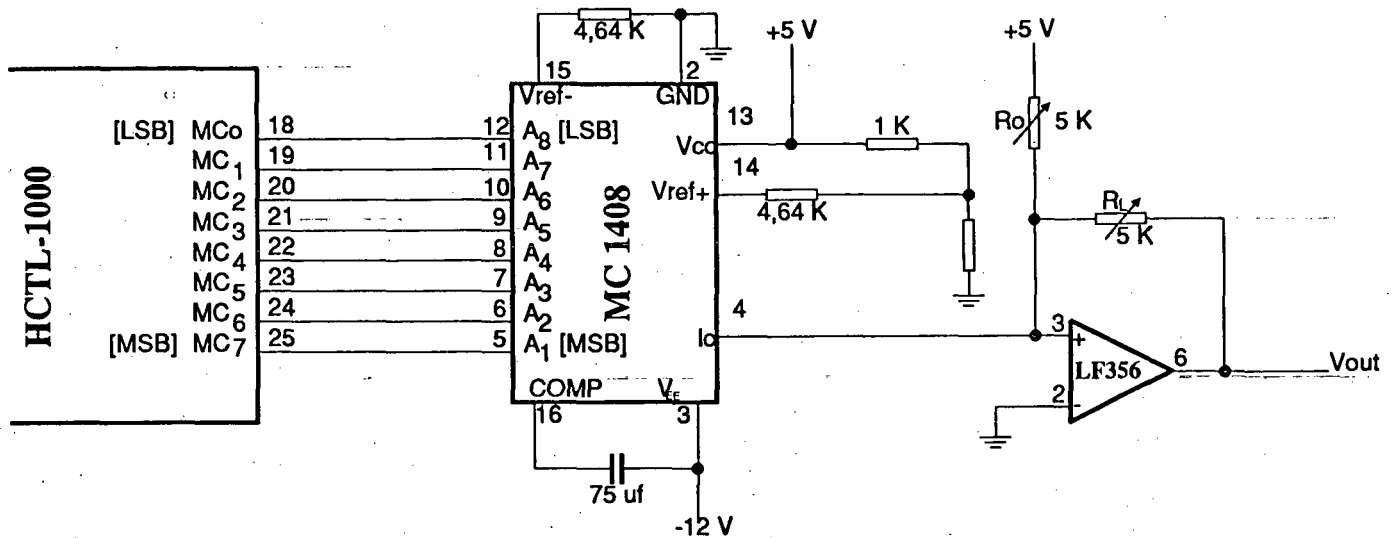


Figura 4.12. Interface para Amplificador de Entrada Analógica /47/.

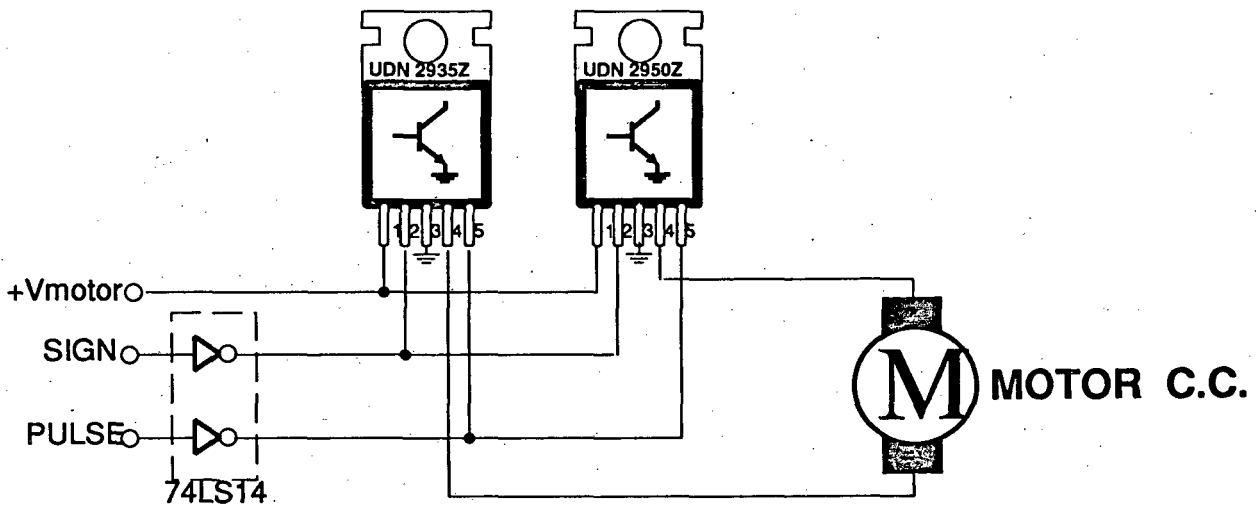


Figura 4.13. Interface para Amplificador Chaveado tipo Ponte "H".

## 5. MÓDULO CONTROLADOR DE MOTORES PARA DOIS EIXOS CM2

### 5.1 INTRODUÇÃO

O módulo CM2 (controladora de motores para 2 eixos) é baseada no CICM da Hewlett-Packard HCTL-1000 e foi projetada para controlar 2 motores de forma independente desde um processador central (LHW-85, ver cap. 4), o qual apenas programa seus parâmetros de controle, ficando o restante do tempo liberado para a realização de outras tarefas.

As saídas disponíveis permitem a conexão direta com amplificadores de potência, controlando a posição de 3 tipos de motor (motores de passo, servomotores CC de comutação mecânica e brushless). Apresenta entrada para informação de posição proporcionada, por exemplo, por um codificador óptico Incremental.

O projeto da lógica digital do módulo foi realizado em tecnologia TTL, devido ao HCTL-1000 ser compatível com TTL. Entretanto, para facilitar a aquisição de sinais externos (leitura da posição), a interface para aquisição de sinais foi realizada em tecnologia CMOS.

A placa CM2, dispõe igualmente de um sistema para emulação de pulsos de encoder, o que permite o comando em malha aberta de motores de passo. Na Figura 5.1 é mostrado o diagrama de blocos do módulo, no qual são caracterizados os diferentes blocos funcionais desta.

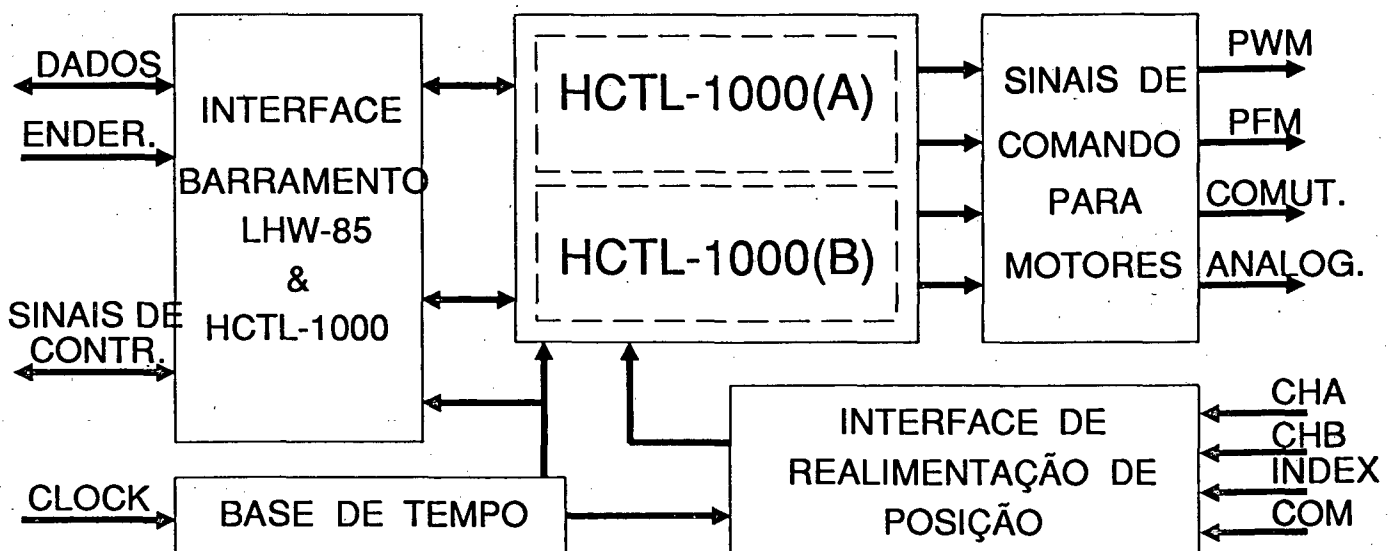


Figura 5.1 - Diagrama de Blocos da Módulo CM2.

## 5.2 BASE DE TEMPO

A base de tempo realizar o sincronismo do sistema. No módulo CM2 são encontradas duas bases de tempo, uma encarregada de gerar os sinais de sincronismo dos HCTL-1000 e outra, utilizada para gerar um sinal de clock para ser usado num filtro para eliminação de ruídos presentes nos sinais de realimentação de posição.

A primeira base de tempo é gerada a partir do sinal de Clock fornecido pela 8085 e disponível no barramento do LHW-85 (ver Apêndice 1). O 8085 gera a partir de um cristal de quartzo de 10MHz uma base de tempo de 5MHz. Através de um circuito divisor de frequência são obtidos dois (2) valores de frequência: 2,5 MHz e 1,25MHz.

Como foi visto anteriormente (item 4.4), para evitar erros na contagem do contador interno do HCTL-1000, devido a possíveis ruídos presentes no sinal de realimentação de posição, um circuito digital para filtragem dos sinais provenientes do codificador incremental foi implementado. Um circuito lógico oscilante gera uma base de tempo independente com clock de 500 kHz.

### 5.2.1 DIVISOR DE FREQUÊNCIA

Como divisor de frequência foi utilizado o CI 74LS74. Este componente se caracteriza por possuir 2 biestáveis (flip-flop tipo D) sensíveis ao flanco de subida. Cada flip-flop possui as entradas D, clock, preset e clear, assim como duas saídas complementares Q e  $\bar{Q}$ . A informação da entrada D é transferida para a saída Q na transição positiva do pulso de clock.

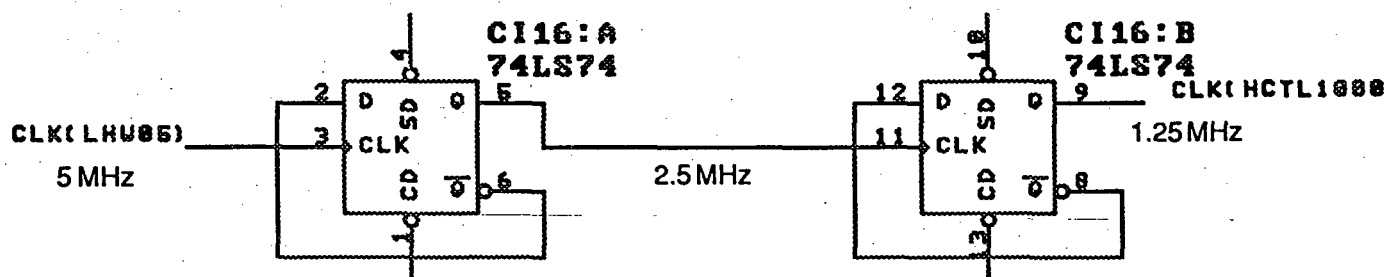


Figura 5.2 - Circuito Divisor de Frequência

O sinal de 5MHz disponível no barramento LHW-85 é dividido por 2 no primeiro biestável, obtendo-se um sinal de 2,5MHz, o qual é novamente dividido por 2 no segundo biestável, ob-

tendo-se assim uma frequência de clock de 1,25MHz. O sinal de clock obtido no segundo biestavel é o que será utilizado como base de tempo dos HCTL-1000, devido à faixa de variação permitida para o sinal de clock de entrada do HCTL-1000 variar entre 1 e 2MHz.

## 5.2.2 CIRCUITO OSCILADOR

Na Figura abaixo é mostrado o circuito oscilador baseado na utilização de inversores CMOS 4069. Este circuito caracteriza-se por fornecer um sinal de onda quadrada (50% de ciclo útil) com uma frequência de 100 kHz. A frequência obtida corresponde a 2 vezes o valor da frequência máxima estipulada para pulsos de encoder, isto é 50kHz. Para um encoder típico de 500 divisões, isto corresponde a uma velocidade máxima de 6000 rpm.

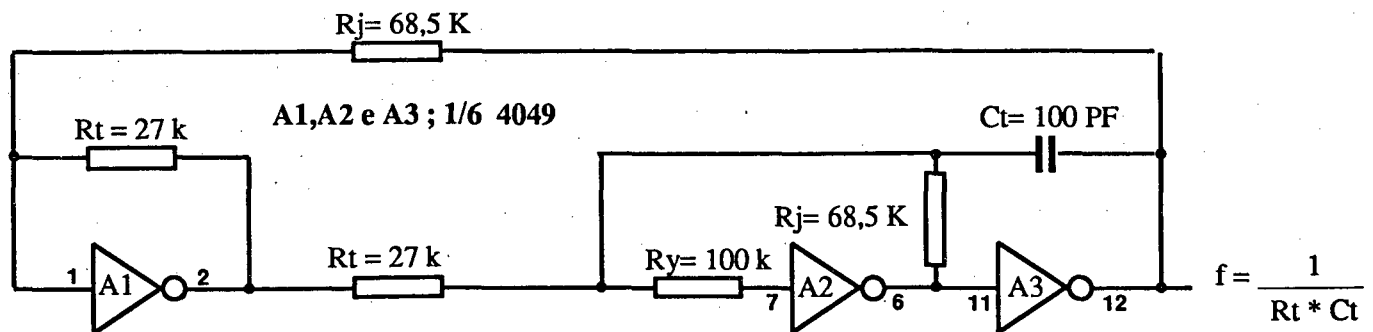


Figura 5.3 - Circuito Oscilador

## 5.3 INTERFACE BARRAMENTO LHW-85 / HCTL-1000

### 5.3.1 INTRODUÇÃO

Esta interface é encarregada de gerar o endereçamento independente de 2 controladores de motor (HCTL-1000). Para tanto deve compatibilizar o barramento do microcomputador hospedeiro (LHW-85) com o do HCTL-1000. O endereçamento de cada HCTL-1000 será realizado através da combinação de sinais de controle gerados pelo LHW-85.

Os três modos de acesso ao HCTL-1000 se diferenciam apenas pela relação entre os sinais de  $\overline{ALE}$  e  $\overline{CS}$  (ver item 4.4). A relação escolhida foi a de  $\overline{ALE}$  e  $\overline{CS}$  sobrepostas, devido ser esta a relação que mais se assemelha ao seqüenciamento de sinais de controle gerados

pele HCTL-1000. O seqüenciamento mínimo dos sinais de controle do HCTL-1000 é mostrado na Figura 5.4 /37/.

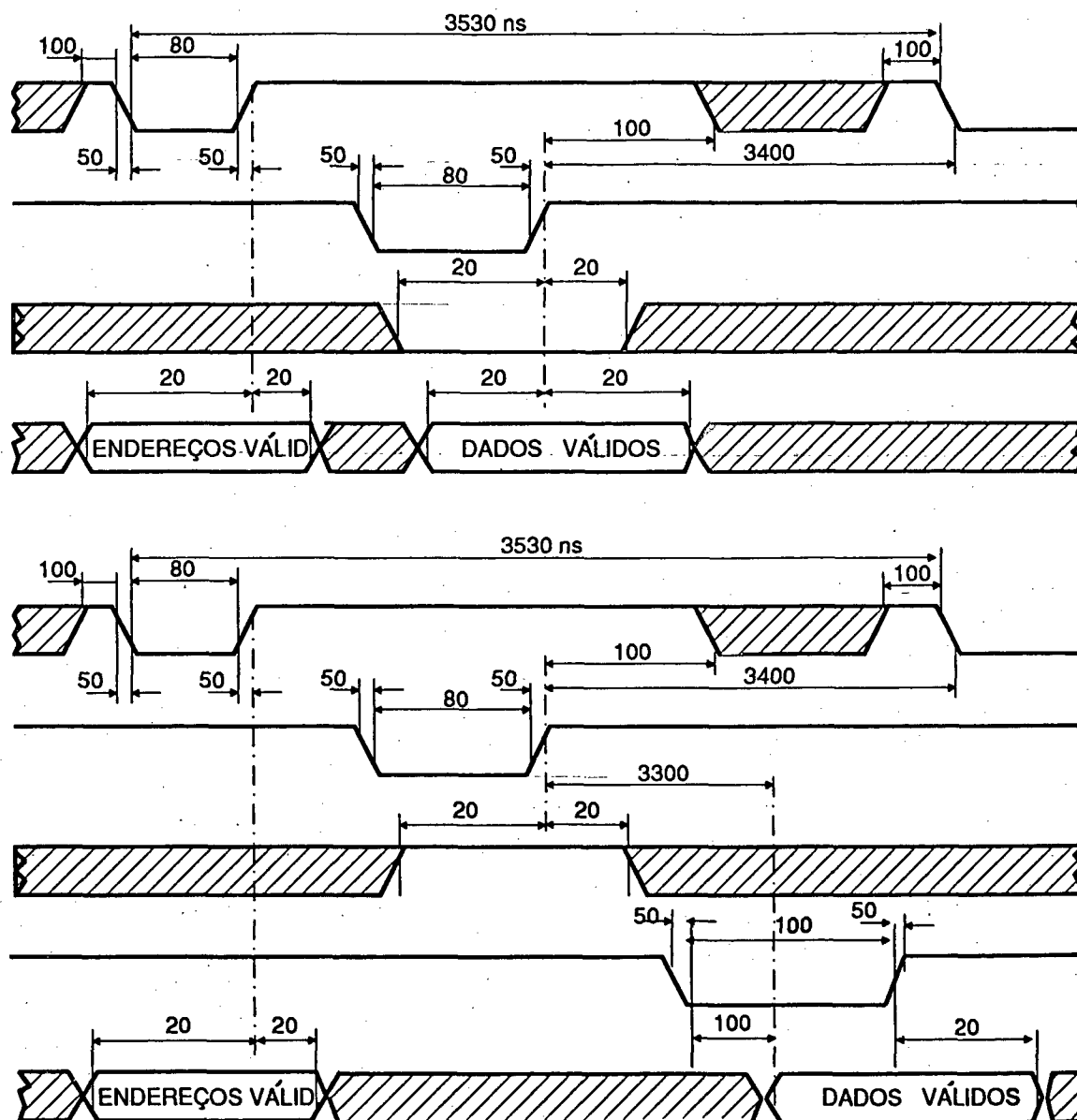


Figura 5.4 - Ciclo de acesso ao HCTL-1000 utilizando um clock de 1,25MHz

A maior dificuldade para compatibilizar os sinais gerados pelo LHW-85 e os necessários para realizar o acesso à memória do HCTL-1000 consiste no diferente seqüenciamento dos sinais de controle e da base de tempo. Para contornar este problema, vários circuitos lógicos foram implementados.

Sinais como endereços, dados (se for uma operação de escrita), e o tipo de acesso (leitura ou escrita), permanecem estáveis no barramento, pela inserção de ciclos de espera, até ser completado o ciclo de acesso. A lógica de controle inicia então um processo assíncrono,

através do qual será obtido o seqüenciamento dos sinais para realização do acesso de leitura ou escrita no HCTL-1000 selecionado. Este processo finalizará quando o dado for guardado no registro correspondente (caso for uma operação de escrita), ou quando este seja lido pelo processador hospedeiro (caso for uma operação de leitura), finalizando, então, o ciclo de espera inserido, pondo fim ao ciclo de leitura ou escrita.

Faz-se ainda necessária uma etapa que selecione o HCTL-1000 no qual se realizará a operação de leitura /escrita, através da combinação de 2 sinais de  $\overline{CS}$  gerados pelo LHW-85, através da decodificação de endereços.

Na Figura 5.5 é mostrado o diagrama de blocos da interface. A função de cada um dos blocos é a seguinte:

- 1 - **Decodificador do bus de controle** - É o circuito que isola e adapta os sinais de controle do bus LHW-85.
- 2 - **Multiplexador de dados/endereços** - É o circuito lógico que transforma o bus demultiplexado do LHW-85 em um com dados e endereços multiplexados, de acordo com a necessidade do HCTL-1000.
- 3 - **Seletor do Componente** - Seleciona os endereços do HCTL-1000 nos quais se produzirão operações de entrada/saída.
- 4 - **Seqüenciador de sinais** - Realiza o seqüenciamento dos sinais de controle para o HCTL-1000.

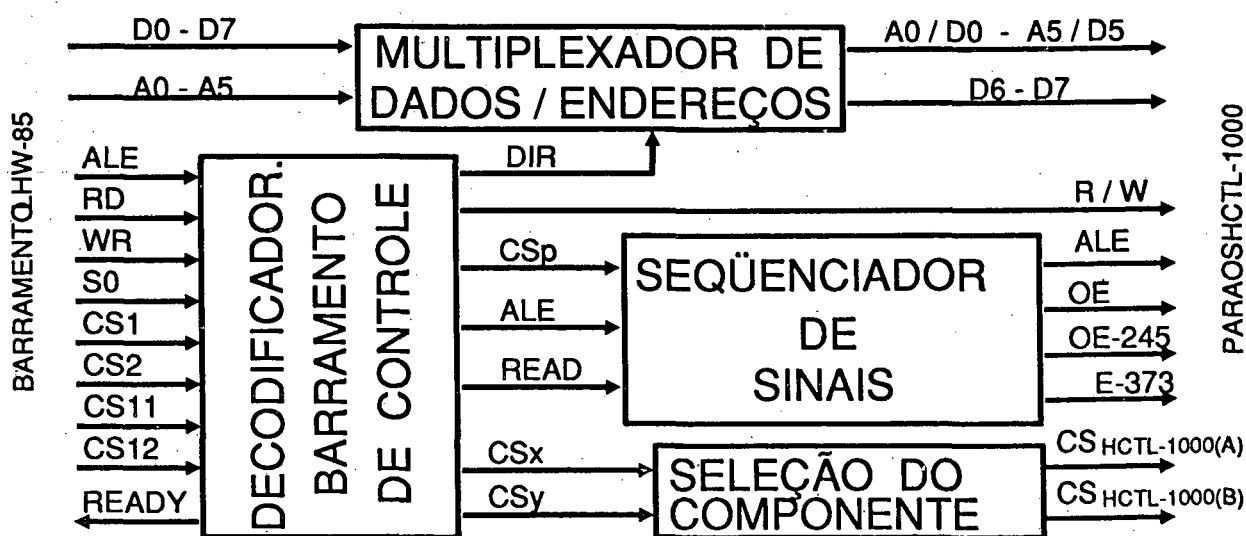


Figura 5.5 - Diagrama de Blocos da Interface

## 5.2.2 DECODIFICADOR DO BUS DE CONTROLE

Este bloco é o encarregado de gerar os sinais de controle interno da interface de comunicação do módulo com o bus, a partir dos seguintes sinais de entrada:

**RD** - Um nível baixo neste sinal indica que está sendo efetuada uma operação de leitura em uma memória.

**WR** - Um nível baixo neste sinal indica que está sendo efetuada uma operação de escrita em uma memória.

**ALE** - Um nível alto neste sinal indica, que é momento de habilitar o latch de endereços do periférico e armazenar dito endereço.

**S0** - Um nível baixo neste sinal indica, que uma operação de leitura em uma memória está sendo efetuada, um nível baixo indica tratar-se de uma operação de escrita.

**CS<sub>n</sub> x4** - Um nível baixo de qualquer um destes sinais, indica que um dos HCTL-1000 será acessado.

Como pode ser visto na Figura 5.6, os sinais de saída gerados são:

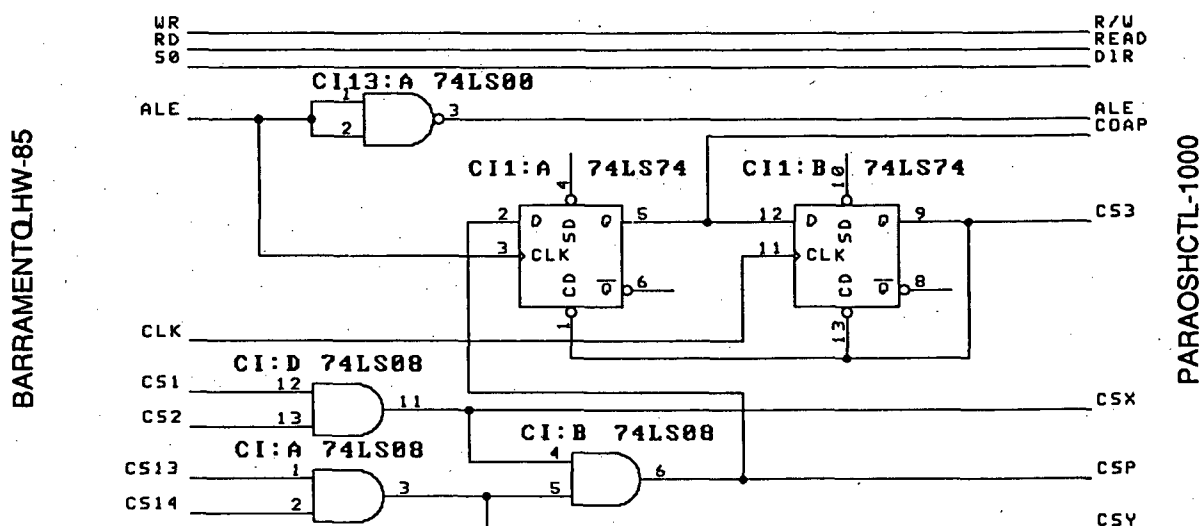


Figura 5.6 - Interface para Decodificação do Barramento de Controle.

**ALE** - Um flanco de descida de  $\overline{ALE}$  indica o instante de carregar o latch de endereços interno do HCTL-1000 com o endereço presente no barramento.

**DIR** - Idêntico ao S0.

**READ** - Idêntico ao RD

$\overline{R/W}$  - Um nível alto indica que a operação é de leitura e em nível baixo que é de escrita.

$\overline{CSp}$  - Um nível baixo indica que um (qualquer um) dos HCTL-1000 da placa será acessado.

$\overline{CSx}$  e  $\overline{CSy}$  - Um nível baixo em um destes sinais indica que um dos dois HCTL-1000 será acessado.

### **Seleção do Módulo CM2**

Através da configuração do mapa de memória do microcomputador LHW-85 é possível gerar sinais que indiquem a seleção de um determinado periférico, quando uma certa faixa de posições de memória for endereçada. Assim, ao se combinarem os vários sinais de  $\overline{CS}$  gerados na seleção dos HCTL-1000, ter-se-à como resultado um sinal de seleção do próprio módulo CM2 ( $\overline{CSp}$ ) e dois sinais complementares que indicam a seleção de um dos HCTL-1000 ( $\overline{CSx}$  e  $\overline{CSy}$ ).

### **Indicadores de Leitura ou Escrita**

Além do sinal  $\overline{OE}$  que mostra o conteúdo do registro interno do HCTL-1000 no bus externo de dados, existem outros dois sinais  $\overline{R/W}$  e **DIR** que diferenciam um ciclo de leitura de um de escrita. O sinal  $\overline{R/W}$  é um sinal de entrada do HCTL-1000 utilizado para indicar o estado válido (nível alto para leitura e nível baixo para escrita), com um mínimo de 20ns antes e depois da subida do sinal de CS do HCTL-1000 correspondente. Por outro lado, o sinal **DIR** indica o sentido do "buffer" de dados (74LS245), o qual deve permanecer estável por tempo suficiente, a fim de evitar conflitos de informação no barramento do hospedeiro (LHW-85). Para evitar estes problemas é utilizado diretamente o sinal S0 do LHW-85, o qual, para um ciclo de escrita, ficará em nível alto e para um ciclo de leitura em nível baixo.

## **5.2.3 MULTIPLEXADOR DE DADOS E ENDEREÇOS**

Este bloco é o encarregado de adaptar o barramento independente de dados e endereços do LHW-85 a um barramento de dados e endereços multiplexados. O HCTL-1000 possui



um endereçamento interno de 6 bits e opera com dados de 8 bits. Assim o barramento interno é de 8 bits, sendo os 6 bits menos significativos, de dados e endereços multiplexados. Este bus deverá estar sincronizado com os sinais de controle.

O circuito multiplexador está formado por 2 "buffer" independentes do tipo "tri-state", um deles bidirecional de 8 linhas para os dados (74LS245) e um outro unidirecional de 8 linhas para os endereços (74LS373). A multiplexação é conseguida através da interligação das linhas de saída dos "buffers", no caso somente os 6 bits menos significativos do bus de endereços, como mostrado na figura abaixo.

O controle do "buffer" de endereços é realizado através do sinal  $\overline{OE373}$ , o qual habilita a passagem de endereços desde o LHW-85 para os HCTL-1000. Sendo seu nível ativo baixo, quando este está em nível alto as saídas do 74LS373 ficam em estado de alta impedância.

Por outro lado, o controle do "buffer" de dados é realizado através de dois sinais: O sinal E245 que habilita a transmissão e recepção de dados (em nível baixo permite a transmissão e em nível alto isola o integrado deixando as saídas em *tri-state* (alta impedância). O outro sinal especifica o sentido do "buffer" (em nível alto o sentido dos dados é de A para B, se o nível for baixo o sentido é o inverso) e é controlado através do sinal DIR.

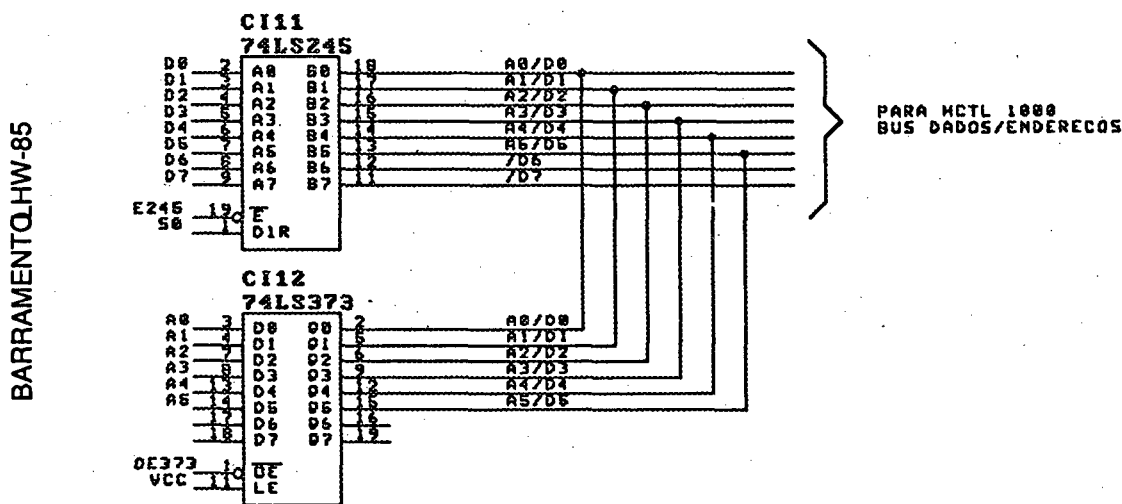


Figura 5.7 - Circuito Lógico de Multiplexação de Dados e Endereços.

#### 6.2.4 SELETOR DO COMPONENTE

Este bloco é o encarregado de gerar os sinais de  $\overline{CS}$  de cada HCTL-1000, isto é, realizar a Seleção do Componente sobre o qual se está realizando a operação de leitura ou escrita,

evitando a interferência com outros dispositivos e principalmente resguardando as características de temporização que envolvem o sinal de  $\overline{CS}$ .

A seleção de um HCTL-1000 se produz quando o seu sinal de  $\overline{CS}$  fica em nível baixo, pelo que só deve ser ativada no HCTL-1000 correspondente. Para tanto, são utilizados os sinais de seleção gerados pelo micro a partir da decodificação de endereços, o que garante a seleção de um determinado periférico dentro de uma faixa de endereços determinada. O sinal de SC gerado no LHW-85 combinado com o sinal de LOAD (sinal que melhor se adapta às características de temporização necessárias no  $\overline{CS}$ ) resulta num sinal de seleção que cumpre todos os requisitos para ser utilizado como  $\overline{CS}$  do HCTL-1000. A Figura 5.8 mostra o circuito lógico implementado para geração do sinal de  $\overline{CS}$  dos HCTL-1000.

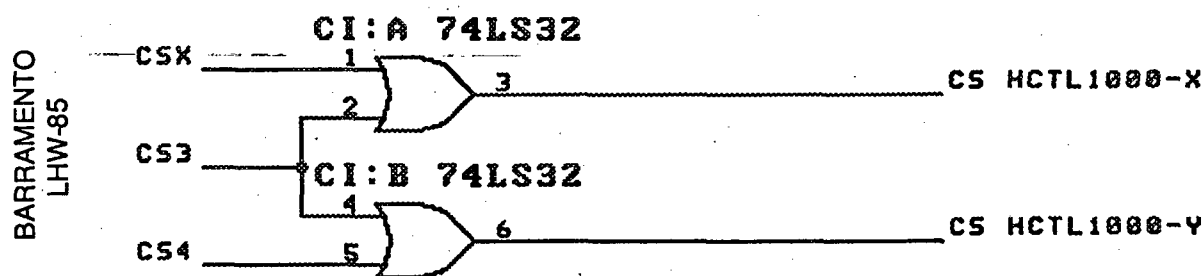


Figura 5.8 - Seleção do componente.

### 5.2.5 SEQÜENCIADOR DE SINAIS

Este bloco é responsável pela geração de espaçamentos entre os diferentes sinais de controle do HCTL-1000, assim como para gerar uma seqüência de sinais necessários para realizar um acesso à memória no endereço selecionado.

A seqüência de sinais gerados é a seguinte:

- Descida de  $\overline{CS}$  do HCTL-10000 após subida de  $\overline{ALE}$ .
- Desabilita endereços e habilita a passagem de dados.
- Subida de  $\overline{CS}$  e após um mínimo de 2400 ns a descida de  $\overline{OE}$  (caso for uma operação de leitura).
- Subida de  $\overline{OE}$  (caso for uma operação de leitura).
- Término do sinal de READY.

Uma vez produzida a desativação do sinal de  $\overline{CS}$  do HCTL-1000, é necessário a inserção de um grande número de estados de espera (Wait State) até que se possa proceder ao passo

seguinte no seqüenciamento de sinais. Para tanto foi implementado um contador binário síncrono 74LS191 de forma a atuar como um retardador síncrono.

Com o flanco de subida do sinal LOAD (correspondente ao próprio  $\overline{CS}$ ) o contador começa a realizar uma contagem decrescente sincronizada com o flanco de subida do CLOCK. Quando é alcançado o final da contagem (0) é ativado o sinal MAX/MIN. Devido a este estar conectado ao sinal de parada de contagem (G) o contador fica bloqueado neste estado até que o sinal de LOAD volte a ser acionado, como pode ser visto na Figura 5.9.

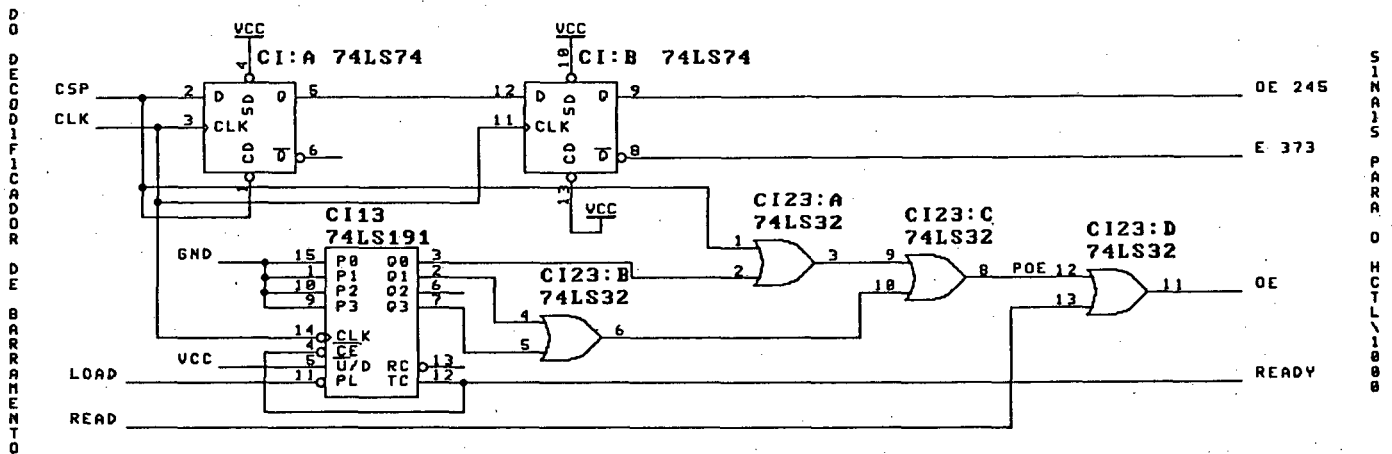


Figura 5.9 - Seqüenciador de Sinais.

Caso a operação foi de leitura, será necessária a ativação de um sinal  $\overline{OE}$  que permite ao HCTL-1000 voltar o dado para o bus interno. Devido ao espaçamento que deve existir entre a subida de  $\overline{CS}$  e a descida de  $\overline{OE}$ , fica dificultada a utilização de sinais de controle gerados pelo LHW-85, sendo assim um sinal de POE é gerado a partir da combinação de sinais gerados no próprio módulo CM2 que, aliado ao sinal de  $\overline{RD}$  do LHW-85, são utilizados para gerar o sinal de  $\overline{OE}$  do HCTL-1000. A Figura 10 mostra um diagrama onde está representado o seqüenciamento de sinais.

Nas Figuras 5.11 e 5.12 são apresentados os diagramas de temporização obtidos por meio da utilização de um analisador lógico, tanto para um ciclo de leitura como para um ciclo de escrita.

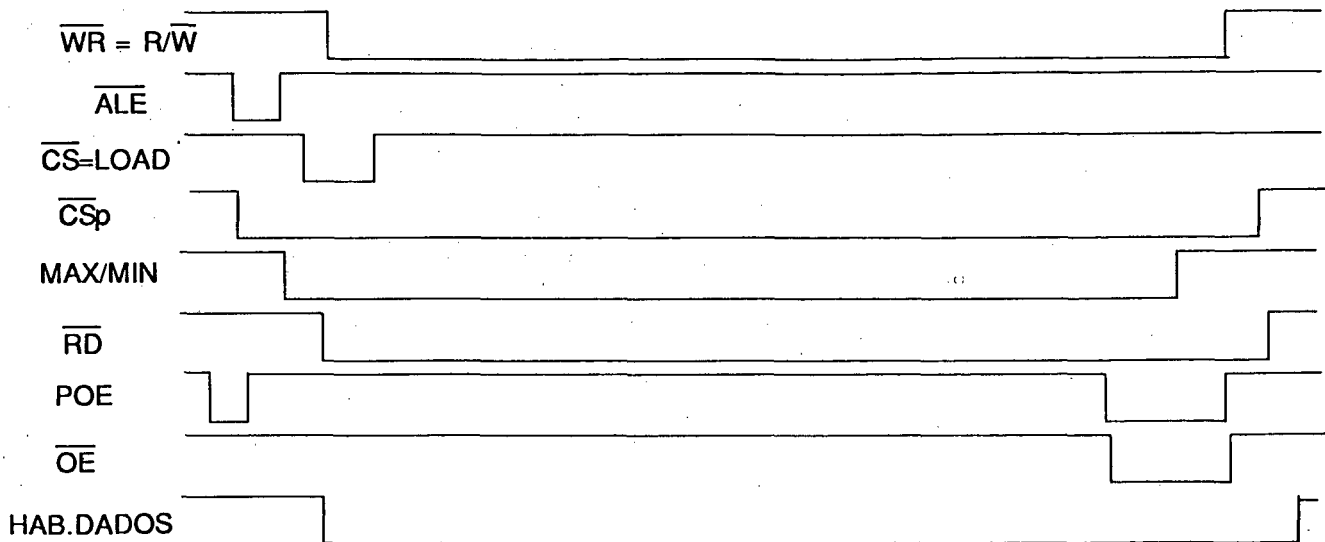


Figura 5.10 - Seqüenciamento de Sinais.

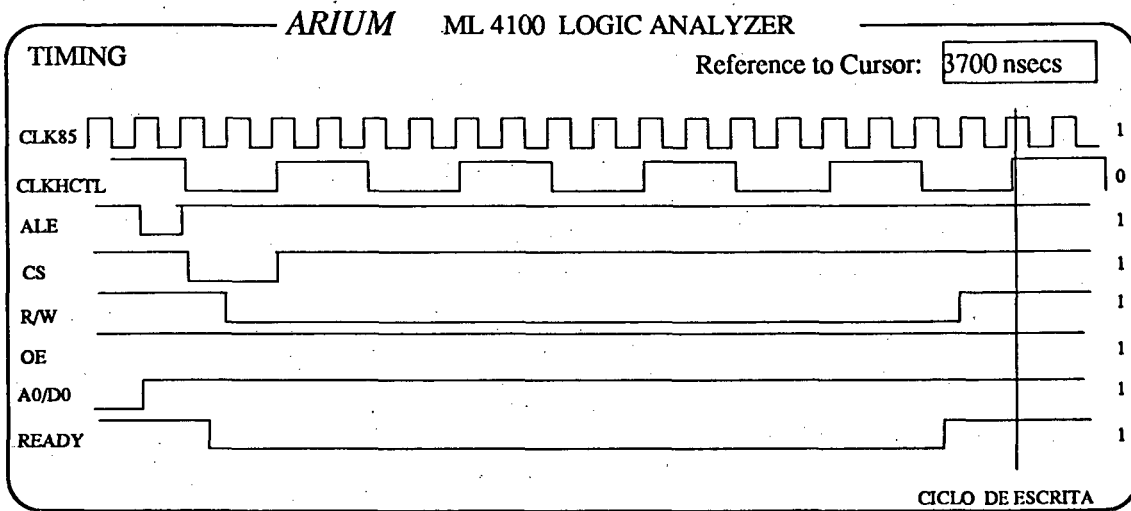


Figura 5.11 - Ciclo de Escrita.

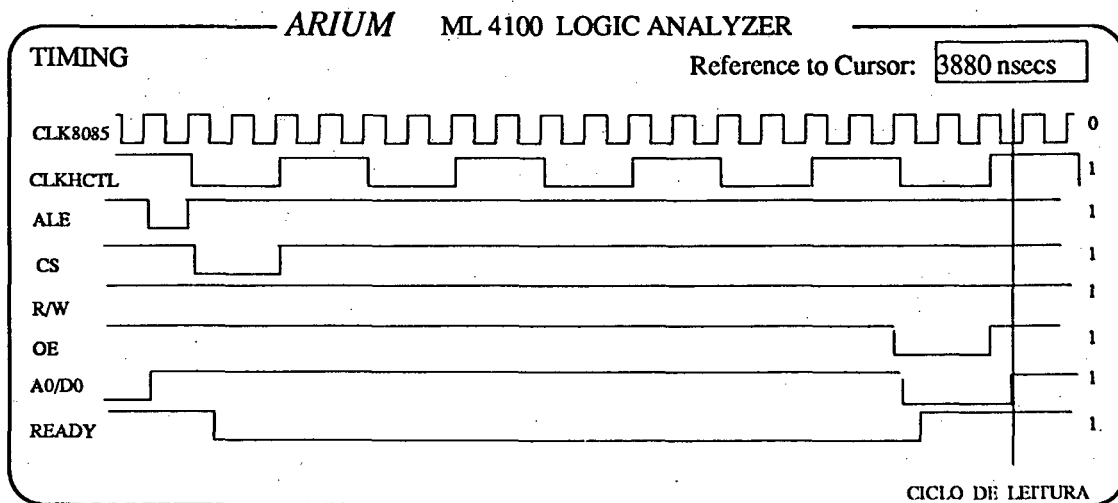


Figura 5.12 - Ciclo de Leitura.

### 5.3 GERAÇÃO DOS SINAIS DE COMANDO DO MOTOR

Este bloco tem a função de adaptar os sinais de comando do HCTL-1000 a outros sinais que podem ser conectados diretamente à maioria dos amplificadores de potência.

O módulo CM2 proporciona quatro (4) tipos de sinais para comando de motor:

- 1 - Um trem de pulsos (PULSE) do tipo PWM aliado a um indicador de direção (SIGN), para amplificadores chaveados.
- 2 - Um Comutador para o acionamento seqüencial das fases de um motor multifase de 2, 3 ou 4 fases.
- 3 - Um dado de 8 bits para obtenção de um sinal analógico que possa ser conectado a um amplificador com entrada analógica.
- 4 - Um sinal de pulsos (passos) do tipo de frequência variável (PFM) aliado a um sinal de direção (sentido), para comando de motores de passo.

#### 5.3.1 SINAL PWM

Os sinais de PULSE e SIGN gerados no HCTL-1000 são invertidos, obtendo assim  $\overline{\text{PULSE}}$  e  $\overline{\text{SIGN}}$ . No módulo CM2 se encontram tanto os sinais ativos altos como os ativos baixos, para que desta forma, possa ser conectado a qualquer amplificador PWM.

Para realizar a inversão dos sinais foi utilizado o CI 74LS00, o qual contém 4 portas lógicas NÃO-É, necessárias para os sinais dos dois HCTL-1000. Assim, uma polaridade positiva que é indicada por um nível baixo no sinal SIGN é indicada por um nível alto no sinal  $\overline{\text{SIGN}}$ .

O sinal de PULSE indica o tempo durante o qual o motor tem que ser energizado, sendo seu valor relativo ao número de ciclos ativos em cada 100 ciclos de clock do HCTL-1000. O nível lógico que indica o instante durante o qual tem que ser administrada potência é 0 (baixo) para PULSE.

#### 5.3.2 COMUTADOR

Os sinais de fases (PHA, PHB, PHC e PHD) gerados pelo comutador do HCTL-1000, podem ser selecionados para trabalhar com motores de 2, 3 e 4 fases com diferentes

configurações. Esta possibilidade é especialmente útil no controle de motores CC brushless e motores de passo.

Nesta saída para comando de motor, o sentido de giro do motor é determinado pelo seqüenciamento de comutação das fases, enquanto, a magnitude da informação é fornecida ao motor via porta de comando de 8 bits ou pela porta PWM. Desta forma, os sinais de saída do comutador devem ser combinados com o sinal de saída PULSE da porta PWM ou com o sinal de saída analógico (Vout) para acionar um sistema de amplificador com entrada analógica.

### 5.3.3 SINAL ANALÓGICO

O sinal analógico para comando de amplificadores com entrada analógica é obtido a partir da porta paralela de 8 bits do HCTL-1000. O dado de 8 bits contido na porta é um número em complemento de 2 e com um offset de 80H e é transformado numa tensão entre -10V (00H) e +10V (FFH), quando o dado for 80H a tensão de saída será 0 volts. Na Figura 5.13 é mostrado o circuito utilizado para este fim.

O conversor digital/analgico utilizado foi o DAC0800, devido principalmente por ser rápido o suficiente (80  $\mu$ s típico), menor custo e maior disponibilidade no mercado. Por outro lado, para realizar a conversão corrente/tensão foi utilizado o LF356, que é um amplificador operacional que apresenta como principal característica a sua boa margem dinâmica, permitindo obter a saída entre -10V e +10V para uma alimentação de -12V e +12V.

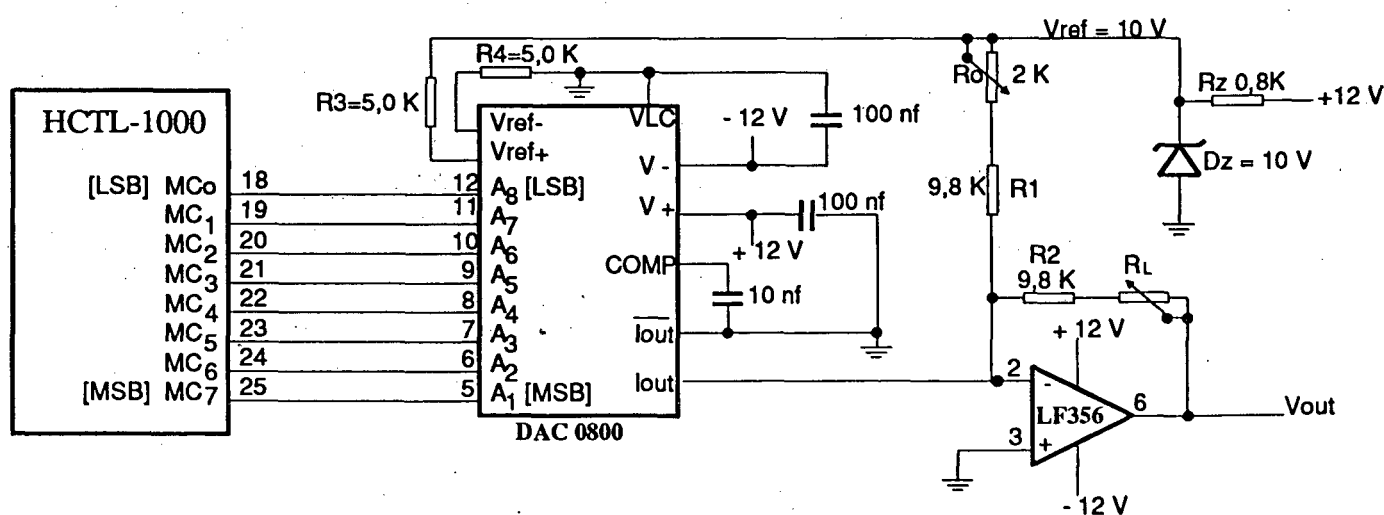


Figura 5.13 - Interface para um Amplificador Analógico.

O dado de 8 bits que entra no DAC0800, produz uma corrente de saída entre 0 (00H) e 2 mA (FFH). Da corrente estabelecida no conversor é subtraída uma corrente fixa de 1mA, obtendo assim, uma variação da corrente entre -1mA e +1mA.

Para se obter a corrente de 1mA insere-se a resistência R1 de 9,8 k $\Omega$  em série com um potenciômetro R0 multivolta de 2 K $\Omega$  ajustado para a tensão de referência, através do qual se pode ajustar a corrente de 1mA. Quando a corrente de saída do conversor corresponder a um nível de tensão 0V, isto é, quando o dado de entrada no DAC0800 for 80H, deverá se ajustar o potenciômetro até obter na saída a tensão de 0V desejada.

Para se obter a saída em tensão basta apenas ligar um amplificador operacional com realimentação negativa, através de uma resistência que gere uma tensão proporcional ao valor da corrente. O valor da resistência é de 10k $\Omega$ . Para isto foi colocada a resistência R2 de 9,8 k $\Omega$  em série com uma resistência variável RL multivolta de 2 k $\Omega$ . Para mais facilmente ajustar o valor escolhido como máximo valor. Assim, quando o dado é FFH, ajusta-se o potenciômetro até obter na saída do amplificador operacional uma tensão de +10V.

#### **5.3.4 GERADOR DE PULSOS PARA COMANDO DE MOTORES DE MOVIMENTO DISCRETO OU DE PASSO.**

O circuito para comando de motores de passo implementado para o HCTL-1000 pode ser dividido em duas partes, uma de transformação do sinal analógico do DAC em um sinal digital de pulsos de frequência variável e uma outra correspondente a um simulador eletrônico para fechamento do laço de realimentação.

A etapa de transformação do sinal analógico em pulsos é realizada através da utilização de um oscilador controlado por tensão (VCO), o qual, como seu nome indica, transforma um determinado valor de tensão em um sinal digital de frequência equivalente. O integrado utilizado para a realização desta função é o MC14046, enquanto o sinal analógico a ser convertido provém da saída de corrente do DAC0800 utilizado para gerar o sinal analógico para comando do amplificador analógico no próprio módulo.

A etapa correspondente ao simulador eletrônico possui duas funções principais, uma é a geração de dois canais defasados de 90° elétricos e a segunda corresponde à geração do trem de pulsos e adaptação do sinal de sentido para comando do Driver do motor de passo.

Uma característica importante que deve ser ressaltada é a da geração dos sinais defasados de 90°. Considerando que o HCTL-1000 realizará a contagem de pulsos de realimentação de posição a partir destes sinais, deve-se levar em consideração que quando o CANAL A antecede o CANAL B, isto significa que a montagem motor/encoder se encontra girando no sentido de aumentar o valor acumulado no contador do HCTL-1000. Caso o trem de pulsos no CANAL B anteceda o trem de pulsos do CANAL A os pulsos em quadratura contados pelo HCTL-1000 atuam no sentido de diminuir o valor acumulado no contador.

Para contornar este problema, é preciso mudar a fase de um dos canais para com isto indicar o sentido teórico de rotação que o conjunto motor/encoder está desenvolvendo. Como mostra a figura abaixo, o sinal de sentido SIGN proveniente da porta de comando PWM é utilizado para realizar a mudança de fase. Os trens de pulsos obtidos podem ser injetados diretamente nos pinos CHA e CHB do HCTL-1000 (internamente no módulo) ou ainda através das entradas externas CANAL A e CANAL B do módulo CM2.

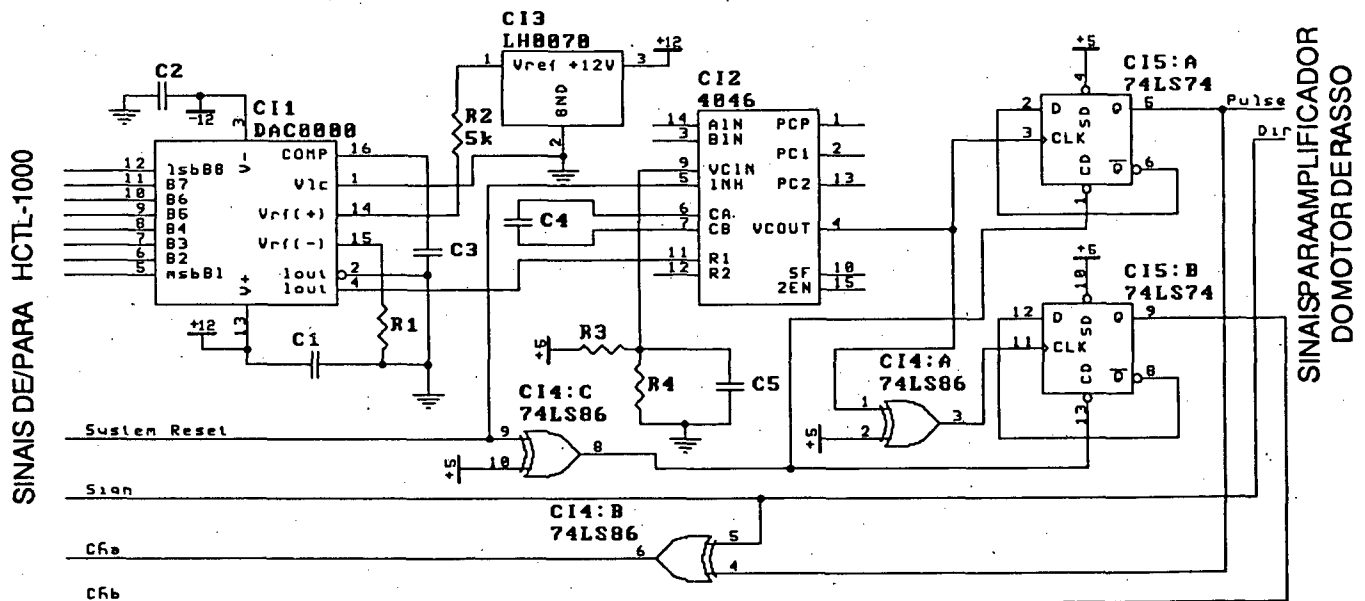


Figura 5.14 - Interface para Comando de Motores de Movimento Discreto.

Os sinais de comando de motor de passo gerados a partir deste circuito são as linhas SENT e PULSOS. O sinal SENT corresponde ao próprio sinal SIGN da porta PWM e indica para o Driver o sentido de giro do motor. O sinal PULSOS correga a informação da quantidade de movimento (número de passos) e da velocidade do movimento (frequência dos passos) que será realizado. O sinal de PULSOS é o trem de pulsos que dá origem ao CANAL B dividido por 4, o que significa que para cada pulso que é enviado ao motor chegam 4 pulsos no HCTL-1000. Entretanto, como o HCTL-1000 realiza a contagem em quadraturas, 16 unidades são acrescentadas (ou subtraídas) do contador do HCTL-1000 para cada pulso enviado ao motor.



Devido à utilização de Drivers para motor de passo que requerem sinais de comando com valores de tensão/corrente superiores aos normalmente utilizados, inseriu-se um amplificador/isolador ("buffer") com saída *open-collector* para tensão mais alta.

#### 5.4 SINAIS DE REALIMENTAÇÃO DE POSIÇÃO

Este bloco é o encarregado de informar ao HCTL-1000 a posição do motor, a partir da informação obtida desde um codificador óptico incremental (encoder). Este encoder gera dois tipos de sinais:

- Indicadores de movimento: CHA e CHB.
- Sinal de referência: INDEX.

O sinal de INDEX pode ser utilizado tanto para reinicializar o contador em anel do comutador quanto para a procura do zero-máquina. No primeiro caso, cada vez que ocorre um pulso de INDEX, o contador em anel do comutador é resetado a zero. No caso de ser utilizado para a procura do zero-máquina, este sinal deverá estar acompanhado de um sinal SWITCH (ver Figura 5.15) que indica que se encontra num ponto próximo à origem. Este sinal evita que em operações nas quais os motores devam realizar várias voltas, não se produza a inicialização a cada giro, além de, permitir a redução do tempo de procura da origem e de obter uma melhor definição do zero-máquina.

Para ajustar a posição de origem no HCTL-1000 um sinal de RESETOUT será ativado, como mostrado na Figura 5.15. A inicialização do HCTL-1000 é produzida quando se inicializa o sistema ou quando se encontra o zero-máquina. O motor está na origem quando os sinais de INDEX e SWITCH estiverem ativos.

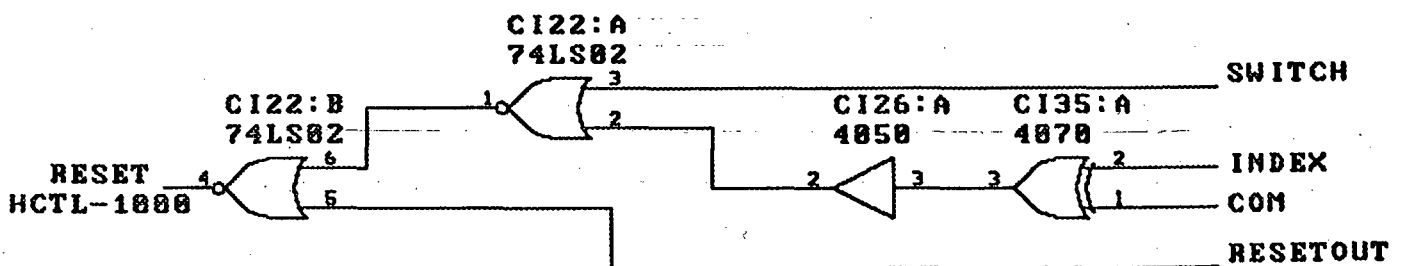


Figura 5.15 - Lógica de Inicialização.

O nível ativo de SWITCH é 0 (zero). Caso não for utilizada, conecta-se-lhe uma resistência à alimentação para garantir que permaneça em nível "1", deixando assim desabilitada toda a lógica de busca do zero-máquina.

O nível ativo de INDEX é programável pelo usuário, escrevendo-o através de uma das portas de saída da Interface de Processos do microcomputador LHW-85. O dado escrito numa das interfaces 8255 a partir do qual é programado o sinal COM, indica o estado ativo do sinal INDEX. Assim, se for escrito um zero em COM, indica que o sinal de INDEX é ativo baixo.

Conforme a distância de transmissão dos sinais CHA e CHB provenientes do codificador de posição (encoder), poderão ser afetados num maior ou menor grau por ruídos de interferência. Com a finalidade de diminuir a possibilidade de acontecerem erros de contagem por parte do HCTL-1000, um filtro digital de sinais foi implementado, o qual carrega o valor do sinal de encoder a cada flanco de subida do clock gerado pelo circuito oscilante (100kHz), para evitar problemas nas transições de nível. Como pode ser constatado no diagrama de tempo da Figura 5.17, através da atuação das portas lógicas XOR, a frequência de filtragem do sinal no 4042 é multiplicada por 4 (400kHz). As saídas do circuito CANAL A e CANAL B são diretamente conectas ao HCTL-1000.

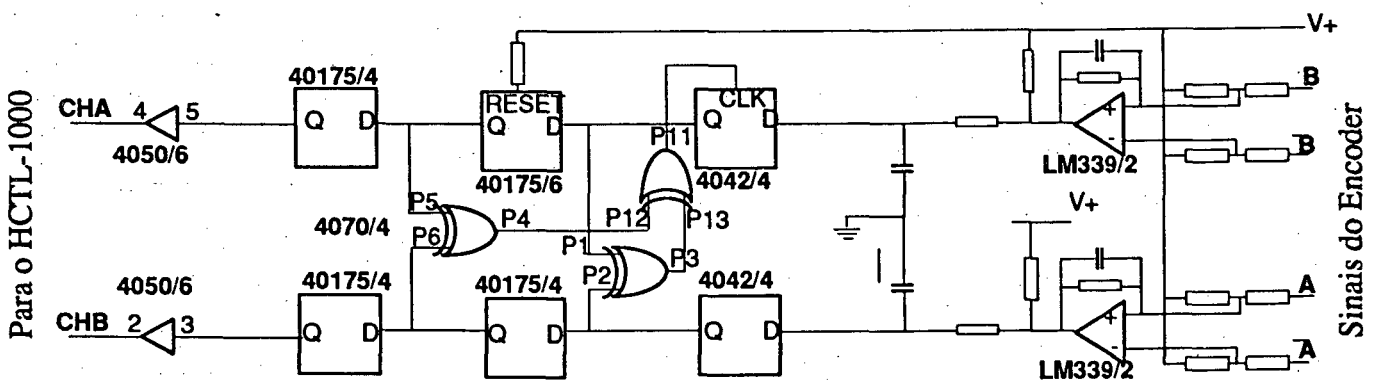


Figura 5.16 - Filtro de Sinais de Encoder

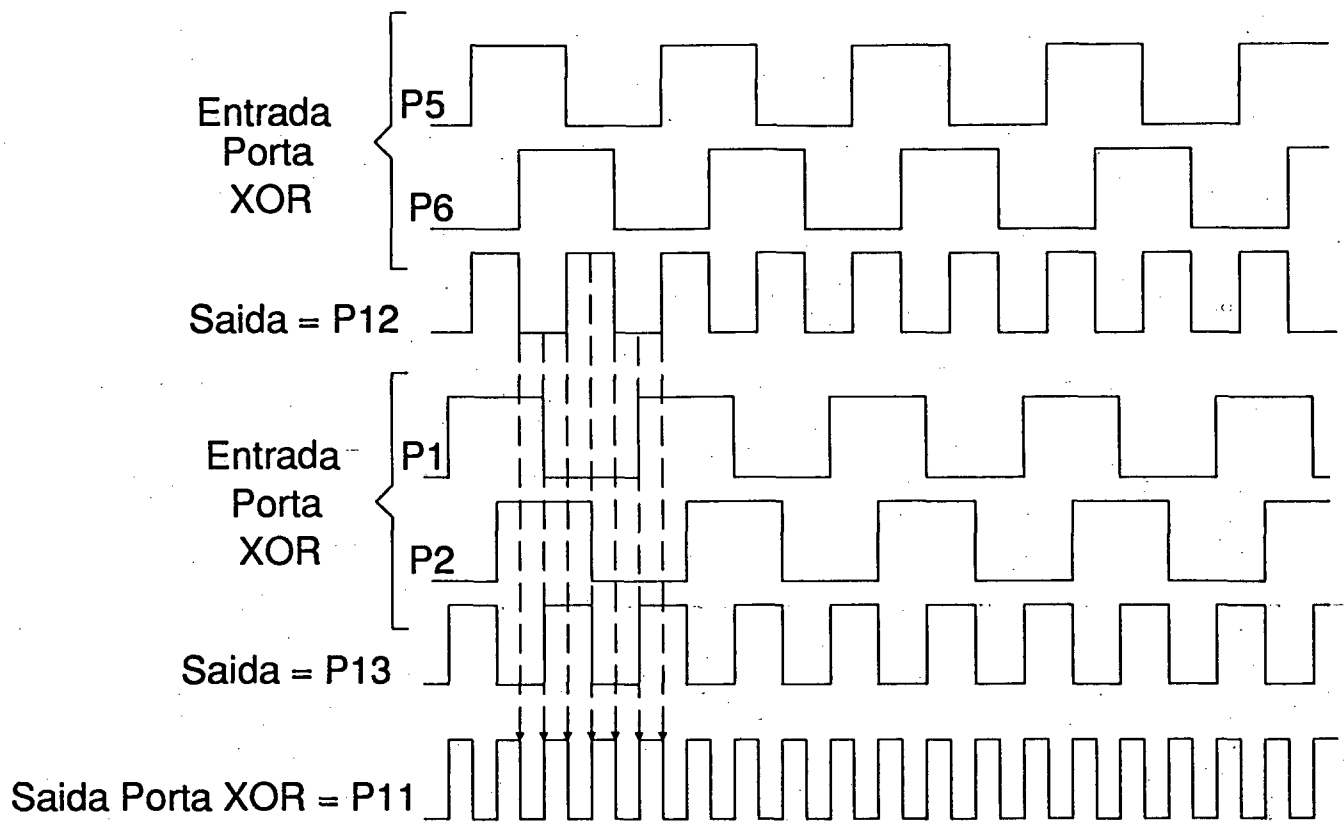


Figura 5.17 - Geração do Sinal de Sincronização dos Bi-estáveis.

## 6 SIMULAÇÃO

### 6.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a análise crítica do servossistema realizado com utilização de CICMs como elementos para o controle de movimento em tempo real.

O principal objetivo a ser alcançado com o servossistema, é o de realizar posicionamentos atingindo a melhor dinâmica possível. Os ensaios e simulações visam otimizar o sistema realizado e ainda permitir que se avalie a sua utilização em instrumentação e máquinas-feramenta /7//16/.

Os itens seguintes abordam sucessivamente as partes constituintes do sistema, através da modelagem dos próprios, culminando na otimização dos parâmetros do filtro de compensação digital, que são programados pelo usuário no controlador.

O sistema pode ser dividido basicamente em duas partes: o **controlador** e a **planta** formada pelos elementos restantes do sistema (sistema eletro-mecânico). Um esquema simplificado do conjunto é mostrado na Figura 6.1.

Do controlador consideram-se os dois elementos mais representativos e que influem diretamente no desempenho do sistema: o Filtro de Compensação Digital e o Segurador de Ordem Zero (ZOH - Zero Order Hold) /60/.

Dos elementos eletro-mecânicos da planta consideram-se junto com o motor, encoder e carga o conjunto de elementos eletrônicos utilizados para proteger e elevar potência do sinal de comando enviado pelo controlador ao motor.

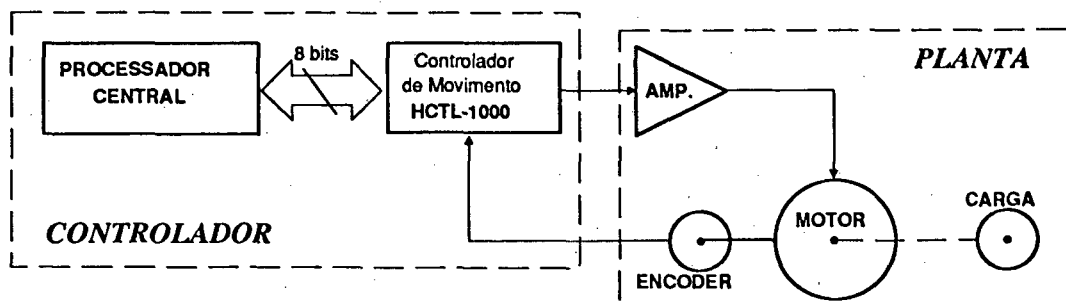


Figura 6.1 - Esquema simplificado do sistema dinâmico Controlador - Planta

## Conjunto Motor, Encoder e Carga

O conjunto motor, encoder e carga constitui um elemento integrado por duas partes fisicamente unidas através de um acoplamento de fole, que para efeitos de tratamento matemático será representado por uma carga inercial.

O servomotor empregado é um motor HONEYWELL de corrente contínua do tipo rotor Coreless "*sem núcleo*" (ver ítem 2.3) da série 33VM. Caracterizado pela sua alta relação torque-inércia, este motor permite partidas e paradas "instantâneas", ou mais precisamente pode atingir acelerações que ultrapassam os  $388000 \text{ radianos/s}^2$  (6400 rpm/s).

O Codificador Óptico Incremental (encoder), tem a função de converter o deslocamento angular do eixo do motor em um sinal digital (ver ítem 2.3.5) o qual será recebido pelo CICM. Cada pulso deste codificador indicará um determinado ângulo percorrido pelo eixo do motor. Esta distância dependerá da resolução do próprio encoder, aqui, um DR. JOHANNES HEIDENHAIN da série ROD620 de 1250 divisões por volta.

## 7.2 MODELAGEM DO SISTEMA

Prosseguindo com a caracterização do sistema, descrevem-se através das respectivas expressões matemática (modelo matemático) todos os elementos que formam parte do sistema dinâmico. No diagrama de blocos mostrado na Figura 6.2 tem-se uma visão global dos diferentes elementos a serem descritos.

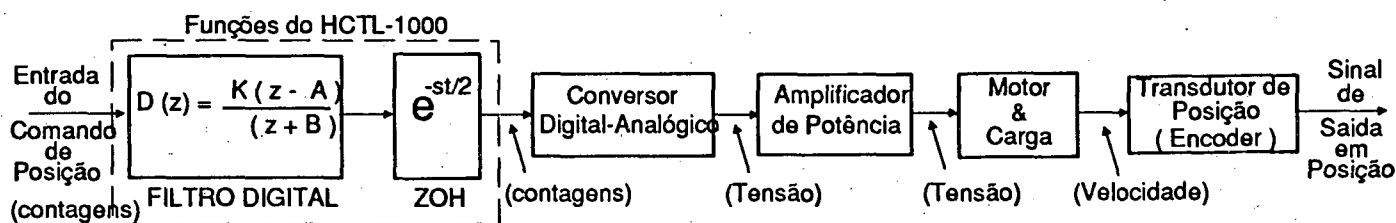


Figura 6.2 - Malha aberta do sistema dinâmico em estudo.

### 6.2.1 MODELAGEM DOS COMPONENTES

A seguir é descrito o método para obtenção da função transferência de cada componente.

## AMPLIFICADOR

A função transferência do amplificador é reduzida a seu próprio ganho ( $K_A$ ). A escolha entre utilizar um amplificador do tipo fonte de tensão ou do tipo fonte de corrente afeta a função transferência do motor. A função transferência do amplificador pode incluir uma constante de tempo elétrica, porém ela é geralmente omitida devido à largura de banda do amplificador ser geralmente muito superior à largura de banda do sistema do sistema mecânico.

Existem 4 tipos de amplificadores que podem ser utilizados pelo HCTL-1000 e a unidade de ganho ( $K_A$ ) depende do tipo escolhido:

- tipo fonte de tensão - modulado pela largura do pulso (PWM)
- tipo fonte de corrente - modulado pela largura do pulso (PWM)
- tipo fonte de tensão - de entrada Analógica
- tipo fonte de corrente - de entrada Analógica

Uma forma simplificada utilizada para o cálculo do ganho em um amplificador do tipo PWM é;

$$K_A = \frac{[\text{ sinal de saída máximo }] - [\text{ sinal de saída mínimo }]}{[\text{ ciclo útil para saída máxima }] - [\text{ ciclo útil para saída mínima }]} \quad [\text{V/impulsos}] \quad [01]$$

## CONVERSOR DIGITAL ANALÓGICO (DAC)

Uma vez que o tipo de amplificador escolhido tem a sua saída regulada através da modulação da largura do pulso, a conversão digital-analógica não é utilizada. Por tanto, a constante de ganho  $K_D$  que representa o bloco referente ao DAC assume o valor unitário ( $K_D=1$ ).

## MOTOR

O modelo matemático do motor depende do tipo de amplificador. Quando o amplificador funciona como uma fonte de tensão com ganho  $K_A$  (V/V), a função transferência do motor é /54/:

$$M(s) = \frac{1/K_t}{s(s T_e + 1)(s T_m + 1)} [\text{rad/s}] \quad [02]$$

$$T_m = \frac{R J}{K_t^2} \quad [\text{seg}] \quad [03]$$

$$T_e = \frac{R}{L} \quad [\text{seg}] \quad [04]$$

$T_m$  - constante de tempo mecânica [s]

$T_e$  - constante de tempo elétrica [s]

$K_t$  - constante de torque [Nm/A]

$R$  - resistência de armadura [R]

$J$  - combina a inércia do motor e da carga [kg.mg]

$L$  - indutância de armadura [H]

Quando o amplificador tem uma realimentação de corrente e atua como uma fonte de corrente a função transferência do motor fica modificada para a forma;

$$M(s) = \frac{k_t}{J s^2} \quad [\text{rad/A}] \quad [05]$$

### ENCODER

O encoder gera  $N$  pulsos por revolução através dos seus dois canais de saída (CHA e CHB) em quadratura. Devido a serem em quadratura, existe uma relação direta entre os canais de encoder e a resolução de posição do sistema, definida pelo fator  $4N$  (contagens de quadratura/revolução). O modelo matemático do encoder pode ser representado por um ganho;

$$K_e = \frac{4 N}{2 \pi} \quad [\text{impulsos/rad}] \quad [06]$$

### FILTRO DIGITAL

O filtro de compensação digital do HCTL-1000 tem como função transferência a equação

$$D(z) = \frac{K \left[ z - \frac{A}{256} \right]}{4 \left[ z + \frac{B}{256} \right]} \quad [07]$$

Para os parametros do filtro  $K$ ,  $A$  e  $B$  (ganho, polo e zero respectivamente) são seleccionados valores na faixa de 0 a 256. Este filtro corresponde a um atrasador de primeira ordem e possui um equivalente "pseudo-contínuo" com uma função transferência  $G(s)$  da forma

$$G(s) = g \frac{(s - a)}{(s - b)} \quad [08]$$

onde

$$a = \frac{2 [1 - A]}{t [1 + A]} \quad [09]$$

$$b = \frac{2 [1 + B]}{t [1 - B]} \quad [10]$$

$$g = \frac{K [1 + A]}{4 [1 - B]} \quad [11]$$

## SEGURADOR DE ÓRDEM ZERO (ZOH)

O ZOH, ou segurador de ordem zero, representa o efeito da discretização do processo (período de amostragem), onde o comando do motor é atualizado uma vez a cada período de amostragem (T). O efeito do ZOH pode ser modelado pela função transferência  $H_0(s)$ , que representa a soma de dois degraus unitários /60/.

$$H_0(s) = \frac{[1 - e^{-st}]}{s} \quad [12]$$

Aplicando a expansão matemática de Padé a função transferência  $H_0(s)$  pode ser representada através da aproximação aos dois primeiros termos da expansão /76/.

$$H_0(s) = \frac{1}{[1 + \frac{st}{2}]} \quad [13]$$

### 6.2.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO SISTEMA DINÂMICO PROPOSTO

Para se analisar o comportamento do sistema, o primeiro passo é determinar os parâmetros dos elementos que o compõem, para desta forma obter a função transferência de cada elemento.

**Parâmetro do Amplificador ( $K_A$ ):** Da equação [01], se obtém:

$$K_A = 0,24 \text{ V/impulso}$$

**Parâmetros do Motor:** Os parâmetros do motor retirados da folha de dados fornecida pelo fabricante são:

Constante de Torque ( $K_t$ )	0,0398 Nm/A
Momento de Inércia ( $J_M$ ).....	0,00000396 kgm <sup>2</sup>
Resistência de Armadura (R).....	0,96 $\Omega$
Indutância de Armadura (L).....	0,000110 H

**Momento de Inércia do Sistema:** O momento de inércia total do sistema (J) é determinado através da soma dos momentos de inércia do rotor do motor ( $J_M$ ), o momento de inércia da carga (acoplamento) ( $J_L$ ) e o momento de inércia do disco do encoder ( $J_c$ ).



$$J = J_M + J_C + J_L \quad [14]$$

momento de inércia da carga ( $J_L$ )..... 0,00000045 kgm<sup>2</sup>  
 momento de inércia do encoder ( $J_C$ )..... 0.00000150 kgm<sup>2</sup>

desta forma, da equação [14]:

$$J = 0,00000591 \text{ kgm}^2$$

**Função Transferência do Motor CC Alimentado por um Amplificador Tipo Fonte de Tensão:** Os parâmetros do motor e o momento de inércia total do sistema são usados para o cálculo das constantes de tempo elétrica ( $T_e$ ) e mecânica ( $T_m$ ) (aplicando [03] e [04]) assim como a constante de ganho do motor ( $K_{mv}$ ), de forma que:

$$T_m = 0,003582 \quad [s]$$

$$T_e = 0,0001146 \quad [s]$$

uma vez que:

$$K_{MV} = \frac{1}{K_t} \quad [\text{rad/A s}^2] \quad [15]$$

$$K_{MV} = 25,126 \quad [\text{rad / A s}^2]$$

desta forma a função transferência do motor resulta:

$$M(s) = \frac{25,126}{s(s 0,00360 + 1)(s 0,000115 + 1)} \quad [17]$$

Da aplicação da equação [06] se obtém o valor do ganho  $K_e$  referente ao encoder:

$$K_e = 795,77 \quad [\text{contas em quadratura / rad.}]$$

### 6.2.3 CÁLCULO DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DA MALHA ABERTA

A função transferência da malha aberta  $[A(s)]$  corresponde ao produto de todos os elementos contidos na malha [09]. Desta forma se obtém uma função transferência formada por duas partes. Uma parte correspondente ao controlador discreto (digital) e a outra correspondente ao processo contínuo (analógico), esta última formada pela contribuição dos elementos pertencentes ao processo, somada à parcela referente ao atrasador de ordem zero (ZOH).

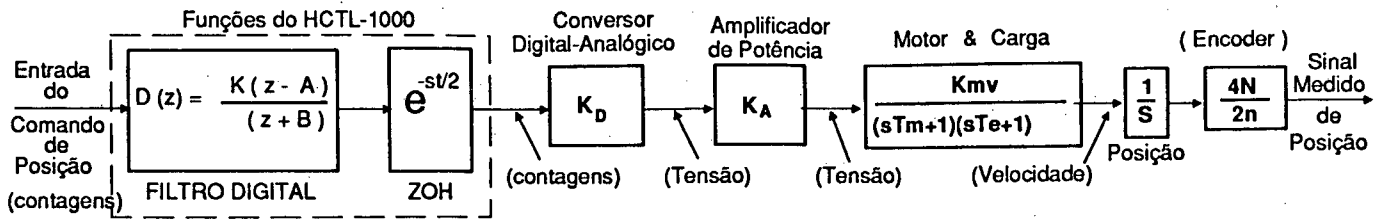


Figura 6.3 - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.

$$A(s) = \frac{K}{4} \frac{\left[ z - \frac{A}{256} \right]}{\left[ z + \frac{B}{256} \right]} \frac{1 - [e^{-st}]}{s} \frac{K_{MV} K_A K_e}{s [s T_e + 1] [s T_M + 1]} \quad [18]$$

Substituindo os valores das constantes conhecidas e a parcela da equação [08] tem-se que:

$$A(s) = g \frac{[s - a]}{[s - b]} \frac{e^{-\frac{st}{2}}}{1} \frac{4798,71}{s [s 0,00360 + 1] [s 0,000115 + 1]} \quad [19]$$

### 6.3 ANÁLISE DOS EFEITOS DA VARIAÇÃO DE A, B, K e T NA RESPOSTA DO SISTEMA ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO NÚMERICA

Um dos objetivos do desenvolvimento de estratégias de controle é o de determinar como alterar as variáveis de controle de forma a corrigir os desvios entre o valor desejado e o valor real da variável controlada (saída) /9/.

Para obter um bom controle do sistema, é necessário conhecer como as variáveis de controle afetam a saída quantitativamente. Uma resposta a estas indagações pode ser dada pelo modelo matemático que representa o sistema dinâmico (Equações 18 e 19) /68/.

Desta forma, uma vez projetado o sistema é necessária a realização de testes com o intuito de analisar o comportamento em situações hipotéticas. Neste caso a simulação constitui uma ferramenta poderosa, já que permite observar o desempenho do sistema em diversos casos, podendo através da alteração dos parâmetros envolvidos no sistema modificar o seu comportamento para uma forma mais adequada.

Com o objetivo de facilitar o trabalho matemático na simulação numérica e obter um maior número de pontos, pode-se utilizar um programa de apoio computacional para simulação

de sistemas, como por exemplo o "SAPIC", o qual se adapta facilmente tanto ao tipo de controlador quanto à expressão matemática que representa o sistema dinâmico proposto.

A seguir são mostrados os resultados obtidos como resposta do sistema a uma excitação-padrão em degrau, mantendo fixos os valores de 3 dos 4 parâmetros. Desta forma, ao ser variado o valor do parâmetro restante, ter-se-á uma impressão mais clara dos efeitos ocasionados pela variação de um dos parâmetros isoladamente.

Este estudo é importante, na medida em que se torna necessário verificar a real influência da variação dos parâmetros do filtro digital do HCTL-1000 no desempenho do sistema.

### 6.3.1 EFEITOS NA RESPOSTA AO DEGRAU DO SISTEMA

No sentido de se verificarem as influências dos parâmetros do filtro digital no comportamento dinâmico do sistema, foi realizado um primeiro ensaio de resposta ao degrau do sistema sem compensação. Nesta simulação, apenas os valores do período de amostragem e do fator de ganho foram considerados, sendo que este último sofreu variação numa faixa característica de valores ( $K$  variando entre 1 e 15), enquanto os valores do pólo ( $B$ ) e do zero ( $A$ ) permaneceram nulos. Este exemplo objetiva verificar a influência dos parâmetros de compensação (polo e zero) no comportamento do sistema. Na Figura 6.4 são mostrados o conjunto de curvas correspondentes à resposta ao degrau do sistema dinâmico para cada valor de ganho ( $K$ ) para um determinado período de amostragem ( $t$ ).

As curvas do gráfico mostrado na Figura 6.5, trazem os tipos de resposta no domínio tempo obtidos para a variação do valor do ganho, mantendo fixos os valores dos demais parâmetros ( $A$ ,  $B$  e  $t$ ). Nota-se que na medida em que se aumenta o valor do ganho ( $K$ ), obtém-se um aumento substancial na rapidez de resposta, porém o percentual de sobrepassagem (overshoot) e as oscilações também aumentam consideravelmente.

Os gráficos das Figuras 6.6 e 6.7, trazem as respostas no domínio tempo para duas situações. No primeiro é apresentado o resultado obtido na simulação do sistema dinâmico no qual o fator zero ( $A$ ) do controlador está sendo variado enquanto os demais fatores do controlador são mantidos constantes. No seguinte, um gráfico similar é apresentado, no qual apenas o valor do Polo ( $B$ ) é variado mantendo constantes os parâmetros restantes, mostrando de maneira mais clara de que forma a variação do fator pólo ( $B$ ) influi na resposta ao degrau do sistema.

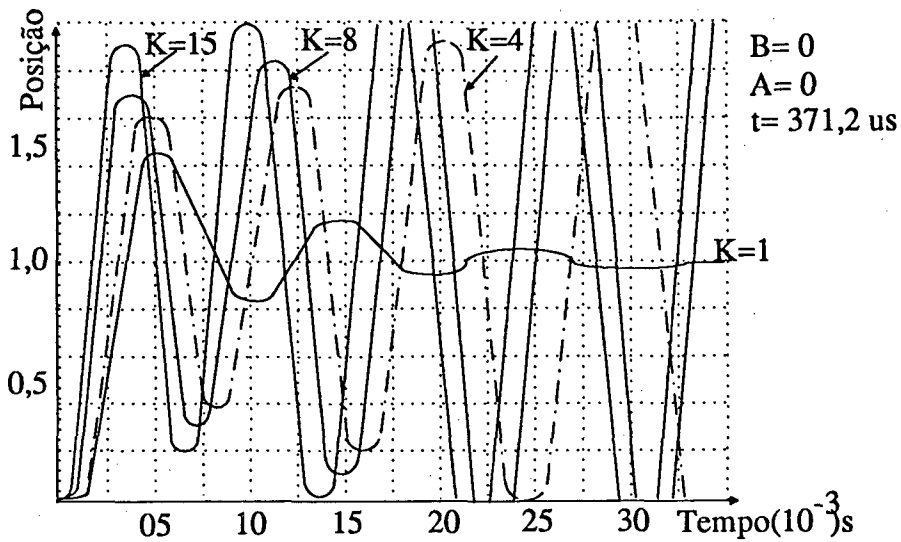


Figura 6.4 - Resposta ao Degrau do Sistema sem Compensação

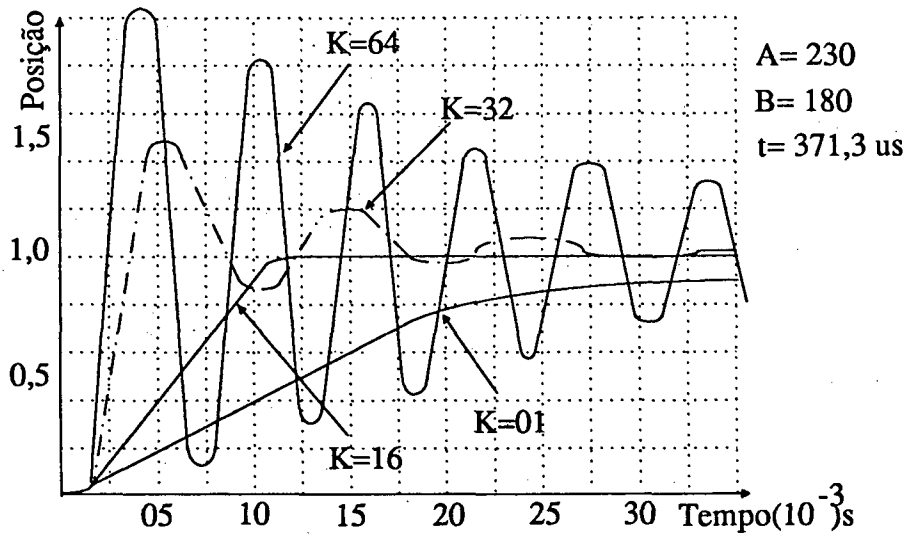


Figura 6.5 - Resposta ao Degrau do Sistema Compensado

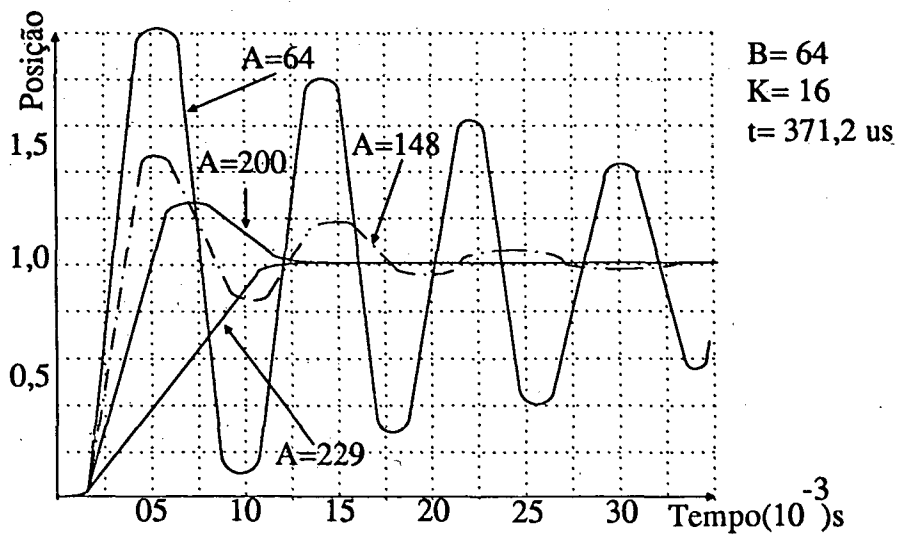


Figura 6.6 - Efeito da Variação do Zero "A" na Resposta ao Degrau

Considerando-se agora a variação do período de amostragem ( $t$ ) e mantendo inalterados os valores do pólo ( $B$ ), zero ( $A$ ) e ganho ( $K$ ) percebe-se de maneira mais clara a sua influência no tipo de resposta do sistema a uma excitação em degrau. Na Figura 6.8 são graficados os resultados obtidos para este caso.

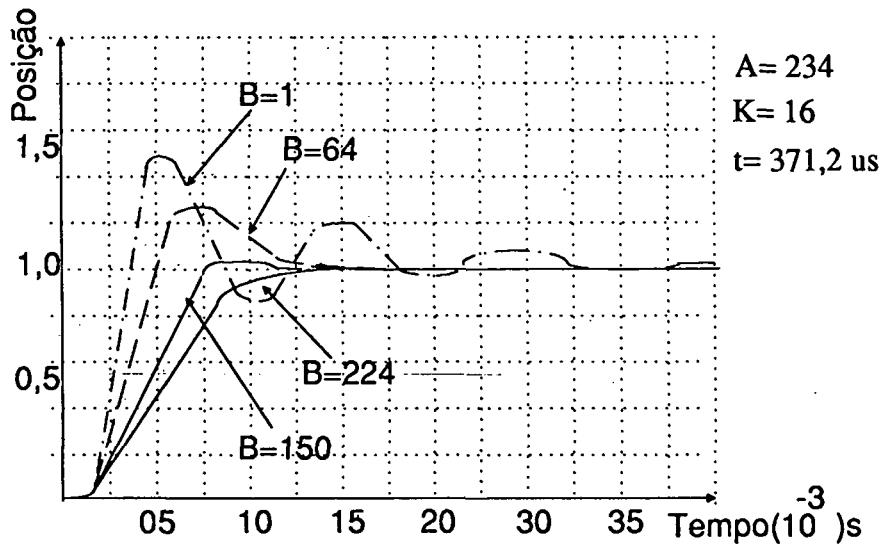


Figura 6.7 - Efeito da Variação do Pólo "B" na Resposta ao Degrau

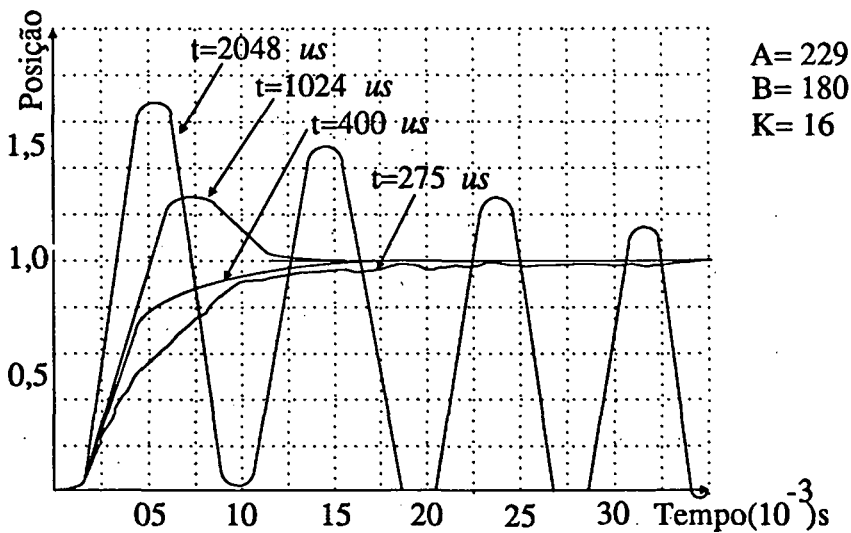


Figura 6.8 - Efeito da Variação do Período "T" na Resposta ao Degrau

INCREMENTO DO PARÂMETRO	ESTABILIDADE	TEMPO DE RESPOSTA	SENSIBILIDADE (1/banda passante)
A	melhora	lento	diminui
B	pequena melhora	lento	diminui
K	piora	rápido	aumenta
T	piora	rápido	diminui

Tabela 6.1 - Quadro Comparativo dos Efeitos de A, B, K E T na Resposta do Sistema

Na Tabela 6.1 é realizada uma comparação entre os quatro elementos aqui referidos, tomando como base os resultados obtidos nas simulações realizadas. Esta tabela resume os efeitos da variação de cada um dos parâmetros na resposta do sistema no domínio tempo. Para encontrarem-se os valores "ótimos" para cada parâmetro e que resultam numa resposta satisfatória para o tipo de aplicação a ser realizado pelo sistema, será utilizado o método denominado de *Método da Combinação de Parâmetros*, o qual será caracterizado a seguir.

#### **6.4 PROJETO DOS PARÂMETROS DO FILTRO DIGITAL PELO MÉTODO DA COMBINAÇÃO DE PARÂMETROS**

O objetivo deste item, além de exemplificar o método da combinação de parâmetros, é mostrar como este poderá ser aplicado para calcular os parâmetros do filtro de compensação digital do HCTL-1000 (A, B, K e t), para desta forma obter uma otimização da dinâmica de um sistema de controle de posição em malha fechada /45/.

Como foi visto anteriormente, a desvantagem dos sistemas de controle é que eles podem se tornar instáveis. Convenientemente o HCTL-1000 possui um filtro digital programável que atua diretamente no sentido de aumentar a estabilidade do sistema. Neste item o método da combinação de parâmetros é utilizado para a determinação dos valores que tornam estável o sistema em malha fechada.

Desde que cada elemento do sistema possa ser representado por uma expressão matemática e tendo em mãos a função transferência do sistema em malha aberta no "plano s" (domínio frequência /07/), obtida no item anterior, podemos iniciar a aplicação do método propriamente dito, que tem como característica principal utilizar a compensação obtida via filtro digital, alcançando as características desejadas para a malha fechada.

##### **6.4.1 MODIFICAÇÃO DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA EM MALHA ABERTA**

A função transferência em malha aberta do sistema pode ser modificada pela variação dos parâmetros do filtro de compensação digital do HCTL-1000. Pode-se, uma vez que o laço é fechado com HCTL-1000, atuar diretamente tanto sobre a "largura de banda" (rapidez) quanto sobre a "estabilidade" do sistema.

No "domínio freqüência" a estabilidade de um sistema pode ser avaliada gráficamente através do estudo de seu diagrama de Bode [7]. O diagrama de Bode consiste de duas curvas (Figura 6.9), que representam a Fase e o Módulo da função transferência de um sistema em função da freqüência. Estas curvas fornecem dois parâmetros extremamente úteis na determinação da estabilidade e desempenho de um sistema em malha fechada a partir da malha aberta; Margem de Fase e Margem de Ganho

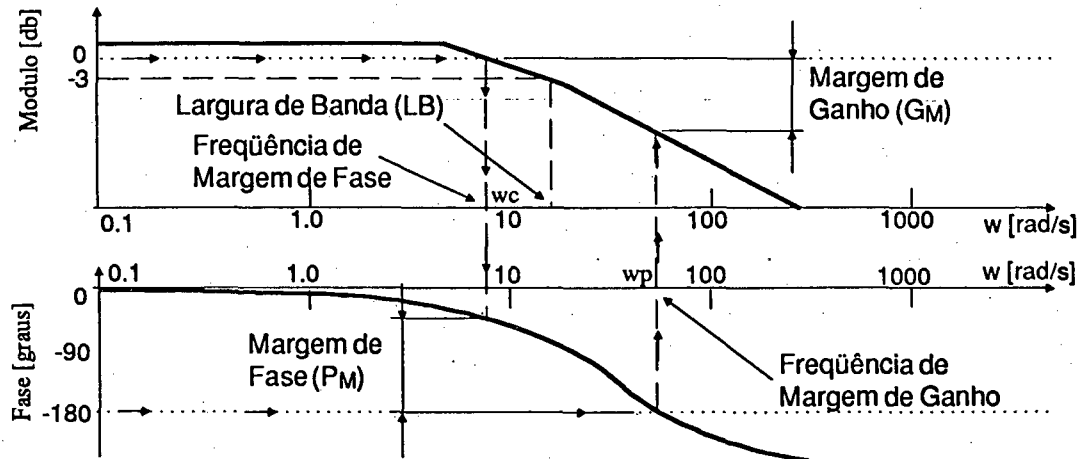


Figura 6.9 - Identificação dos parâmetros de um sistema dinâmico via Diagrama de Bode [7].

A estabilidade do sistema pode ser elevada pelo aumento da "Margem de Fase" do sistema (MP) [45]. Por sua vez, o valor da largura de banda (BW) e de freqüência de margem de ganho do sistema (freqüência de corte) podem ser aumentadas através do incremento no ganho do sistema [73].

#### 6.4.1.1 GERAÇÃO DE UM NOVO SISTEMA EM MALHA ABERTA

Como primeiro passo, será escolhido um valor de largura de banda (LB) para o sistema em malha fechada. Este valor de LB poderá ser aproximado como sendo igual ao valor da freqüência de margem de fase ( $w_c'$ ) desejada para o sistema em malha aberta, devido a ser este um sistema com uma alta margem de fase [7][45].

$$w_c' = LB \text{ (malha fechada)}$$

Baseado no tipo de resposta ao degrau requerido para o sistema, o usuário deverá escolher um valor real de largura de banda (LB) e de margem de fase (MP). O filtro de compensação digital do HCTL-1000 pode contribuir com aproximadamente  $80^\circ$  de "adiantamento de fase" no sistema compensado [45].

O valor da largura de banda que pode ser adicionado depende do tipo de sistema que esteja sendo compensado. Para variar o valor da margem de ganho do sistema pode ser utilizado tanto o ganho do amplificador ( $K_a$ ) quanto o ganho do filtro digital ( $K$ ).

A freqüência de margem de fase desejada ( $wc'$ ) será, a partir deste ponto, a freqüência de interesse, a qual será substituída tanto na equação correspondente à da fase quanto na do ganho utilizadas para o traçado dos diagramas de Bode.

#### 6.4.1.2 DETERMINAÇÃO DA MARGEM DE FASE E DA MARGEM DE GANHO

O próximo passo será o cálculo da margem de fase do sistema sem compensação ( $P_{MU}$ ) na freqüência de margem de fase desejada ( $wc'$ ) e cálculo do ganho necessário para alcançar a freqüência desejada ( $wc'$ ). O valor de  $P_{MU}$  pode ser calculado através da substituição da freqüência de interesse ( $w$ ) pelo valor de  $wc'$  na equação apropriada para o cálculo da fase do sistema em malha aberta ( $P_{HU}(w)$ ).

$$P_{MU} = [ 180^\circ + P_{HU}(wc') ] \text{ (graus)} \quad [20]$$

onde  $P_{HU}(wc')$  é o ângulo de fase do sistema em malha aberta sem compensação correspondente ao valor de freqüência de margem de fase desejada ( $wc'$ ).

O valor de adiantamento de fase ( $P_L$ ) que o HCTL-1000 deverá fornecer ao sistema em malha fechada para torná-lo estável pode ser extraído da seguinte expressão:

$$P_L = P_{HC} - P_{MU} \text{ (graus)} \quad [21]$$

onde:

$P_{HC}$  = é o valor da margem de fase desejada para o sistema compensado em  $wc'$ .

$P_{MU}$  = é o valor da margem de fase do sistema sem compensação em  $wc'$ .

Pela utilização do filtro de compensação digital do HCTL-1000, o ganho  $K_F$  necessário para tornar o ganho total do sistema igual a um (1) na freqüência de margem de fase ( $wc'$ ) é:

$$K_F = \frac{1}{M_U(wc')} \quad [22]$$

onde  $M_U(wc')$  é o módulo do sistema em malha aberta calculado na freqüência de margem de fase desejada ( $wc'$ ).



O filtro de compensação digital do HCTL-1000 e o método para o cálculo dos valores dos fatores de ganho (K), o zero (A) e o pólo (B) serão discutidos no próximo item.

#### 6.4.2 UTILIZAÇÃO DO MÉTODO DA COMBINAÇÃO DE PARÂMETROS PARA O PROJETO DO FILTRO DE COMPENSAÇÃO DIGITAL DO HCTL-1000

##### Caraterísticas do Filtro de Compensação Digital do HCTL-1000

A função transferência do filtro de compensação digital é da forma /45/:

$$D(z) = \frac{K \left[ z - \frac{A}{256} \right]}{4 \left[ z + \frac{B}{256} \right]} = \frac{K \left[ \frac{z - A'}{z} \right] \left[ \frac{z}{z + B'} \right]}{\quad} \quad (23)$$

Através do estudo da função que representa o filtro de compensação digital pode-se afirmar que:

- Tanto o pólo (B) quanto o zero (A) contribuem com um adiantamento de fase do sistema.
- O termo K é um fator de ganho independente, que pode ser usado para aumentar o ganho do sistema aumentando a largura de banda (BW), assim como para a compensação da redução de ganho associada aos termos de pólo e zero do filtro digital.

#### 7.4.2.1 O MÉTODO DA COMBINAÇÃO DE PARÂMETROS E OS GRÁFICOS DE MÓDULO E FASE DO DIAGRAMA DE BODE

O método da combinação de parâmetros é uma técnica de análise gráfica que pode ser usada para o projeto do filtro de compensação digital do HCTL-1000. Os quatro (4) gráficos mostrados nas Figuras 6.10, 6.11, 6.12 e 6.13 representam a contribuição na fase e no módulo do sistema do pólo (Figura 6.10 e 6.12) e do zero (Figura 6.11 e 6.13) do filtro digital.

Nota-se que o módulo e a fase tanto do zero quanto do pólo são traçados em gráficos individuais. O método da combinação de parâmetros emprega estas curvas para determinar os valores para o pólo (B), para o zero (A) e para o ganho (K), os quais fornecerão o adiantamento de fase necessário para que o sistema em malha fechada atenda às especificações de resposta ao degrau requeridas pelo usuário, que são largura de banda e margem de fase.

Nestes gráficos são utilizadas "freqüências normalizadas" para permitir que a compensação digital seja projetada para sistemas com uma extensa faixa de larguras de banda (BW) e

períodos de amostragem. A frequência normalizada ( $W_n(\omega)$ ) é obtida através da multiplicação da frequência de interesse ( $\omega$ ) pelo período de amostragem ( $t$ ) do sistema.

$$W_n(\omega) = \omega \cdot t \quad [\text{rad}] \quad [24]$$

onde;  $W_{nc'}$  é a frequência de margem de fase desejada ( $\omega c'$ ), normalizada em função do período de amostragem ( $t$ ) do HCTL-1000 através da equação [25].

$$W_{nc'} = \omega c' \cdot t \quad [\text{rad}] \quad [25]$$

A frequência de margem de fase normalizada ( $W_{nc'}$ ) representa a frequência na qual será avaliada as contribuições na fase e no módulo dadas pelo pólo e pelo zero do filtro digital. Pode-se observar que, para todos os gráficos o valor do pólo e do zero ( $B$  e  $A$ ) é sempre menor ou igual a um (1). Nota-se igualmente que, enquanto a contribuição na margem de fase devida ao compensador é aumentada, a contribuição do mesmo no módulo diminui.

A utilização das curvas com frequências normalizadas para a fase e o módulo dos termos zero e pólo ( $A$  e  $B$ ) permitem a utilização de técnicas de projeto de sistemas contínuos para determinar valores dos parâmetros do filtro de compensação digital. Isto é, realizando um mapeamento desde o plano **discreto-z** para o plano **contínuo-s**, através da equação:

$$z = e^{st} = e^{j\omega t} \quad [26]$$

onde  $t$  corresponde ao período de amostragem do sistema.

### Geração dos Gráficos de Módulo e Fase

Em continuação será descrito o método e equações para o traçado dos gráficos de módulo e fase. Esta informação é útil quando se deseja implementar o método da combinação de parâmetros em software.

Os gráficos mostrados nas Figuras 6.10 e 6.11 representam a contribuição do pólo ( $B$ ) na fase e no módulo do sistema, respectivamente. Estes gráficos são traçados a partir da parcela que representam na equação [23]. Desta forma, a curva que representa a contribuição do pólo ( $B$ ) na fase e no módulo do sistema é derivada da substituição do termo  $z = e^{j\omega t}$  na expressão  $(z / (z + B))$ . Assim, após se calcular o argumento obtém-se:

$$P_p(\omega n) = \arg \left[ \frac{e^{j\omega t}}{e^{j\omega t} + 1} \right] = - \arctan \frac{B \sin(\omega t)}{B \cos(\omega t) + 1} \quad [\text{rad}] \quad [27]$$

O módulo do termo pólo (B) é derivado da expressão:

$$M_p(\omega_n) = \left[ \frac{e^{j\omega t}}{e^{j\omega t} + B} \right] = \sqrt{((B \cos \omega t) + 1)^2 + (B \sin \omega t)^2} \quad [\text{dec}] \quad [28]$$

As curvas referentes ao termo zero (A) são traçadas a partir da expressão  $[(z - A)/z]$ , derivada da equação [23]. O gráfico referente à contribuição na fase do termo zero (A) é derivada da função [29].

$$P_z(\omega_n) = \arg \left[ \frac{e^{j\omega t} - A}{e^{j\omega t}} \right] = - \arctan \frac{A \sin(\omega t)}{-A \cos(\omega t) + 1} \quad [\text{rad}] \quad [29]$$

O módulo do termo pólo (B) é derivado da expressão:

$$M_z(\omega_n) = \left[ \frac{e^{j\omega t} - A}{e^{j\omega t}} \right] = \sqrt{((-A \cos \omega t) + 1)^2 + (A \sin \omega t)^2} \quad [\text{dec}] \quad [30]$$

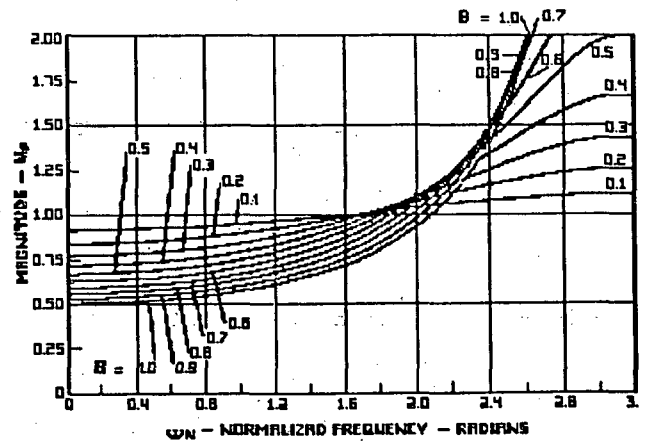
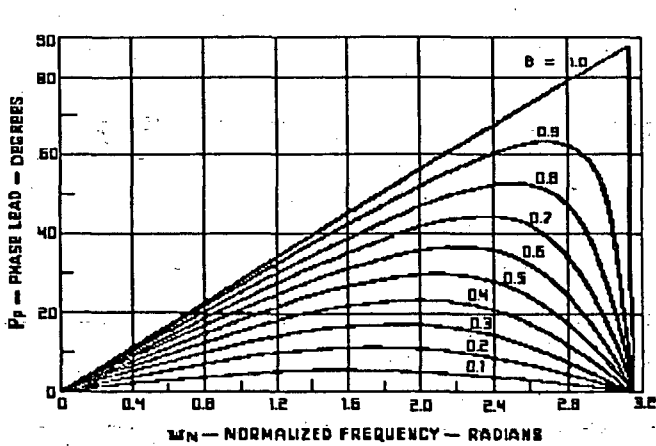


Figura 6.10 - Contribuição do Polo na Fase do sistema /45/.

Figura 6.11- Contribuição do Polo no Módulo do sistema /45/.

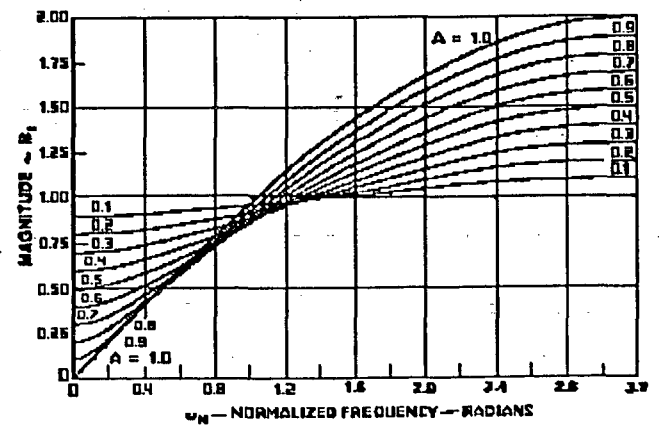
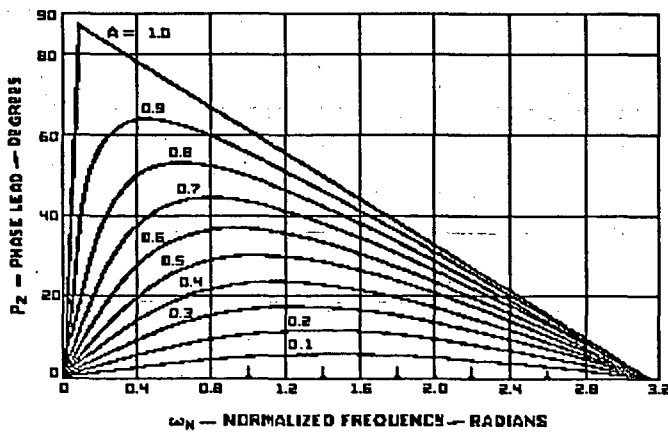


Figura 6.12 - Contribuição do Zero na Fase do sistema /45/.

Figura 6.13 - Contribuição do Zero no Módulo do sistema /45/.

O zero (A), o pólo (B) e o ganho (K) são os três parâmetros programáveis pelo usuário através dos registros 20H, 21H e 22H do HCTL-1000 respectivamente. Conforme foi abordado no item 6.2, pela mudança destes três parâmetros, o usuário pode mudar o tipo de resposta do sistema a uma determinada excitação. Os efeitos da mudança de cada um destes parâmetros na resposta do sistema a uma excitação em degrau podem ser observados na Tabela 6.1. Os efeitos antes constatados são variados e sempre deverão levar o projetista a optar por uma solução de compromisso.

No próximo item, os parâmetros do filtro digital do HCTL-1000 serão calculados para o sistema proposto neste trabalho (cuja função transferência já foi determinada), de um banco de ensaios com um conjunto motor-encoder alimentado por um amplificador do tipo fonte de tensão - PWM (ver item 6.2).

#### 6.4.3 CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO FILTRO DIGITAL PARA O SISTEMA EM ESTUDO

##### **Escolha de um Período de Amostragem e uma Largura de Banda.**

O primeiro passo a ser efetuado na determinação dos parâmetros do filtro digital pelo método da combinação de parâmetros é a escolha da largura de banda (BW) do sistema. Para nosso caso será escolhida uma  $BW=200$  Hz, que corresponde à um sistema de alta dinâmica. A frequência de amostragem do HCTL-1000 deverá ser de no mínimo 2 vezes a largura de banda do sistema. O HCTL-1000 pode ter seu período de amostragem variando na faixa de  $204.8 \mu s$  a  $3276.0 \mu s$ . Dentro desta faixa foi escolhido o valor  $691 \mu s$ , que corresponde a um valor aproximadamente igual a 7 vezes a largura de banda, o qual é obtido através da escrita de 35H no registrador de tempo de amostragem (R0F).

Desta forma a função transferência do ZOH será:

$$z(s) = e^{(-st/2)} = e^{-0,000345 \cdot s} \quad [31]$$

A contribuição correspondente ao ZOH na fase do sistema é:

$$P_{ZOH}(\omega) = \frac{\omega t}{2} \quad [32]$$

### Cálculo da Função Transferência da Malha Aberta

Conforme foi visto no item 7.2 (equação [09]) a função transferência do sistema em malha aberta ficará:

$$M(s) = \frac{e^{-345 \cdot 10^{-6} \cdot s}}{1} \frac{4798,71}{s [s \cdot 3,58 \cdot 10^{-3} + 1] [s \cdot 1,15 \cdot 10^{-4} + 1]} \quad [19]$$

A seguir determinaram-se os valores da Freqüência de Margem de Fase e de Freqüência de Margem de Ganho, assim como a própria Margem de Fase e a Margem de Ganho para a função transferência do sistema em malha aberta através dos diagramas de Bode. Desta forma, tanto a fase quanto o módulo da função podem ser obtidos para diferentes valores de freqüência, mediante as equações mostradas a seguir:

$$PHU(\omega) = - \operatorname{arctg} \left[ \frac{\omega}{279,2} \right] - \frac{\pi}{2} - \omega \cdot 345 \cdot 10^{-6} \text{ [rad]} \quad [34]$$

$$MU(\omega) = \frac{4791,2}{\omega \cdot \sqrt{1 + \left[ \frac{\omega}{279,3} \right]^2} \cdot \sqrt{1 + \left[ \frac{\omega}{8727,3} \right]^2}} \text{ [dec]} \quad [35]$$

onde:

$PHU(\omega)$  é o valor da fase do sistema sem compensação na freqüência desejada  $\omega$ .

$MU(\omega)$  é o valor do módulo do sistema sem compensação na freqüência desejada  $\omega$ .

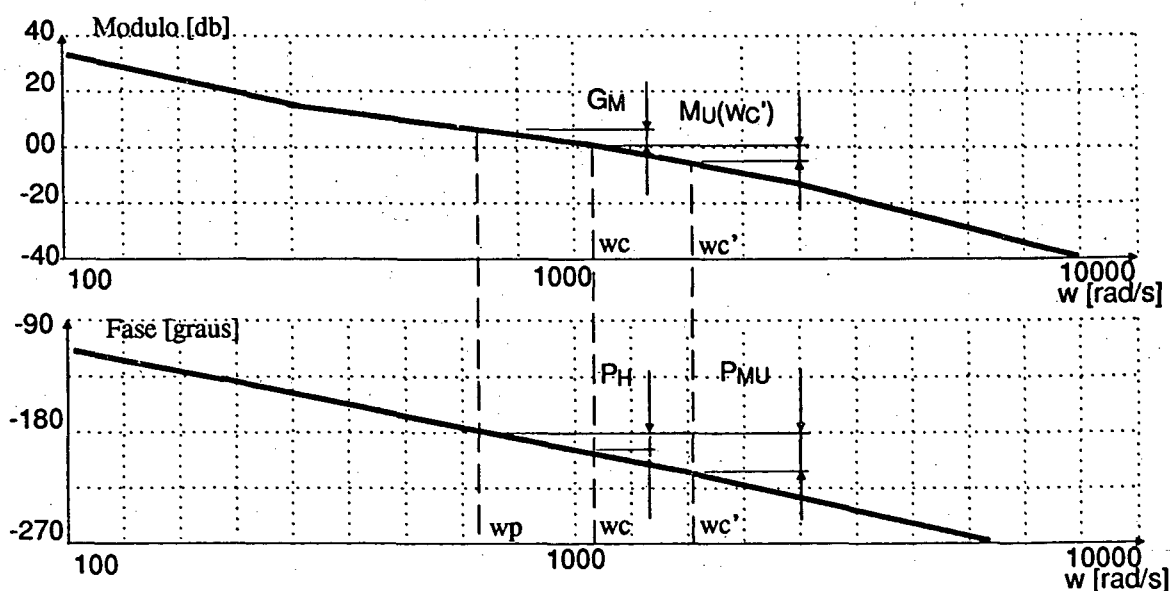


Figura 6.14 - Diagrama de Bode para o Sistema sem Compensação.

Para serem graficados no diagrama de Bode, os valores da fase deverão estar em graus e os valores do módulo em decibéis (db), de forma que:

$$1\text{rad} = \frac{180^\circ}{\pi} \quad [36]$$

$$1\text{db} = 20 \cdot \log [ M_u (\omega) ] \quad [37]$$

A Figura 6.14 mostra as curvas de módulo e fase do diagrama de Bode obtido para o sistema sem compensação aqui descrito.

Um método simples para encontrar a frequência de margem de fase ( $\omega_c$ ) é através da leitura direta no diagrama de Bode, onde a curva de módulo corta a linha de 0 db, que é aproximadamente:

$$\omega_c = 1085 \text{ rad/s} = 172,7 \text{ Hz}$$

A frequência de margem de ganho ( $\omega_p$ ) pode ser encontrada no ponto onde a curva da fase do diagrama de Bode corta a assíntota correspondente a  $-180^\circ$  ( $-\pi/2$ ), que é aproximadamente:

$$\omega_p = 793,4 \text{ rad/s} = 126,3 \text{ Hz}$$

A margem de ganho ( $G_M$ ) é encontrada na frequência de margem de ganho ( $\omega_p$ ) substituindo na equação:

$$G_M = -20 \log [ M_u(\omega_p) ] \text{ db}$$

$$G_M = -5,75 \text{ db}$$

A margem de fase ( $P_H$ ) é encontrada na frequência de margem de fase ( $\omega_c$ ) como:

$$P_H = 180^\circ - 57,2956 [ P_{HU}(\omega_c) ]$$

$$P_H = -12^\circ$$

Da mesma forma, tanto a margem de fase quanto a margem de ganho podem ser lidas diretamente no diagrama de Bode nas frequências correspondentes ( $\omega_c$  e  $\omega_p$ ).

### **Modificação da Função Transferência do Sistema em Malha Aberta Utilizando a Compensação no HCTL-1000 para Alcançar as Especificações Desejadas**

Após conhecer as características do sistema em malha aberta sem compensação e seu respectivo diagrama de Bode, com o finalidade de fornecer ao sistema em malha fechada as características desejadas, será utilizado o filtro de compensação digital do HCTL-1000.

Como foi comentado anteriormente, devem ser previamente escolhidas a largura de banda (BW) e a margem de fase ( $P_{HC}$ ). Para o sistema em estudo foram escolhidos os seguintes valores /45/:

$$BW = 200 \text{ Hz} \quad \text{e} \quad P_{HC} = 65^\circ$$

A frequência de margem de fase (frequência de corte) desejada para a malha aberta, pode ser aproximada como sendo igual ao valor da largura de banda (BW) da malha fechada. /45/

$$\omega_c' = BW \quad [\text{rad/s}]$$

$$\omega_c' = 1256,64 \text{ rad/s}$$

A frequência de margem de fase normalizada ( $\omega_{nc}'$ ) desejada para o sistema será:

$$\omega_{nc}' = \omega_c' \cdot t \quad [\text{rad}]$$

$$\omega_{nc}' = 1256,64 \cdot 691 \cdot 10^{-6}$$

$$\omega_{nc}' = 0,868 \text{ rad}$$

### Determinação das Margens de Ganho e Fase na Frequência de Corte Desejada para a Malha Aberta

Para o sistema em estudo a margem de fase do sistema sem compensação ( $P_{MU}$ ) na frequência de corte desejada ( $\omega_c'$ ) é calculada como sendo:

$$P_{MU} = 180^\circ - 57,3^\circ \cdot [P_{HU}(\omega_c')] ]$$

$$P_{MU} = -18^\circ$$

O valor de adiantamento de fase ( $P_L$ ) que deverá ser fornecido pelo filtro digital do HCTL-1000 para alcançar as características de desempenho dinâmico desejadas para a malha fechada. É obtido pela diferença entre o valor desejado para o sistema compensado ( $P_{HC}$ ) na frequência de margem de fase ( $\omega_c'$ ) e a margem de fase do sistema sem compensação ( $P_{MU}$ ) na frequência ( $\omega_c'$ ).

$$P_L = P_{HC} - P_{MU}$$

$$P_L = 65^\circ - (-18^\circ) \quad \therefore \quad P_L = 83^\circ$$

O módulo do sistema sem compensação ( $Mu(\omega_c')$ ) na frequência de margem de fase ou frequência de corte ( $\omega_c'$ ) desejada para o sistema, é obtida da equação 15, da qual temos que;

$$Mu(\omega_c') = 0,8 \quad \text{ou ainda} \quad Mu(\omega_c') = 3,36 \text{ db}$$

O ganho ( $K_F$ ) requerido para que o filtro digital do HCTL-1000 torne o ganho total do sistema igual a 1 (um) na frequência de margem de fase desejada ( $\omega_c'$ ) é definido como sendo:

$$K_F = 1 / Mu(\omega_c')$$

$$K_F = 1 / 0,8 \quad \therefore \quad K_F = 1,25$$

### Utilização do Método da Combinação de Parâmetros para a Escolha das Constantes do Filtro de Compensação Digital do HCTL-1000

A Figura 6.11 mostra que para uma frequência de margem de fase  $\omega_{nc}' = 0,868$  a curva correspondente a  $B \approx 0,910$  contribui no adiantamento de fase de ( $P_p(\omega_{nc}')$ ):

$$P_p(\omega_{nc}') = 23^\circ$$

A curva  $B \approx 0,910$  corresponde no gráfico da Figura 6.12 a um valor de contribuição no ganho ( $M_p(wc')$ ) na frequência normalizada ( $Wnc' = 0,868$ ) no valor de:

$$\therefore \quad M_p(wnc') = 0,52$$

O valor adicional requerido no adiantamento da fase deverá ser suprido pela contribuição do termo zero ( $P_z(wnc')$ ), obtido pela aplicação da seguinte expressão:

$$P_z(wnc') = P_L - P_p(wnc') \quad \therefore \quad P_z(wnc') = 60^\circ$$

Na Figura 6.13 o ponto onde  $wnc' = 0,868$  e  $P_z(wnc') = 60^\circ$ , pertence à curva:

$$A' = 0,894$$

A contribuição no módulo do termo zero ( $M_z(wnc')$ ) pode ser encontrada no gráfico da Figura 6.14 no ponto de intersecção da curva  $A = 0,894$  e a abscissa correspondente à frequência  $wnc' = 0,868$ :

$$M_z(wnc') = 0,85$$

O ganho ( $K$ ) que deverá ser adicionado ao sistema pelo filtro de compensação digital do HCTL-1000 para tornar o ganho total do sistema unitário na frequência de margem de fase desejada ( $wc'$ ) será:

$$k = \frac{K_F}{M_p(wnc') \cdot M_z(wnc')} \quad \therefore \quad k = 2,64$$

Desta forma, os valores que deverão ser programados nos registradores do HCTL-1000 correspondentes aos termos do filtro digital para a obtenção de um sistema de resposta rápida ( $BW=200\text{Hz}$ ) e com um amortecimento "quase" crítico ( $PH>60^\circ$ ) serão:

$$\begin{array}{ll} A = [256] \cdot [0,894] & \therefore \quad A = 229 \\ B = [256] \cdot [0,910] & \therefore \quad B = 233 \\ K = [4] \cdot [2,64] & \therefore \quad K = 11 \end{array}$$

A Figura 6.20 mostra a resposta obtida pelo sistema em malha fechada a uma excitação em degrau unitário. Este gráfico foi traçado através da simulação do sistema dinâmico mais o controlador no software de simulação SAPIC. O tipo de resposta conseguida na simulação mostra tratar-se de um sistema criticamente amortecido, como inicialmente pretendido.



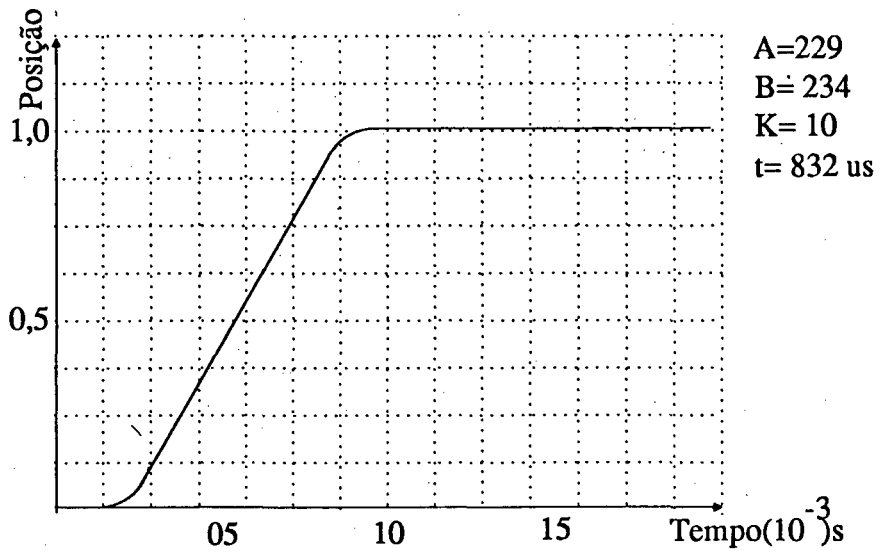


Figura 6.20 --- Resposta ao Degrau do Sistema em Malha Fechada

## 7 ENSAIOS EXPERIMENTAIS

Uma vez finalizada a etapa de projeto e implementação do sistema proposto, se procedeu a qualificação do sistema de controle tentando atingir as especificações estipuladas na etapa de projeto.

Para a obtenção das curvas experimentais de resposta no tempo é necessário utilizar um sistema de medição de deslocamento que registre o sinal de saída do sistema, quando este for excitado por um sinal de entrada, que na prática é um degrau de posição programado pelo usuário no registro de controle de posição do HCTL-1000 .

Na realização dos ensaios dinâmicos, utilizou-se um sistema de medição composto por um transdutor de velocidade (tacômetro) acoplado ao próprio eixo do motor, um osciloscópio de memória ou um analisador de sistemas de controle e um registrador gráfico (plotter). Estes elementos utilizados na verificação do comportamento dinâmico do sistema possuem as seguintes características operacionais e metrológicas.

### TACÔMETRO

Fabricante/modelo : Honeywell - Analog DC tachometer  
 Constante de Tensão:  $3,000 \pm 0,125$  V/krpm  
 Variação de Tensão: 1,5% (ripple)  
 Linearidade :  $\pm 0,5\%$

### OSCILOSCÓPIO

Fabricante/modelo: Tektronix - 2230 Digital Storage  
 Precisão:  $\pm 2\%$   
 Freqüência: 100 MHz  
 Memória: 8 bits

### ANALISADOR DE SISTEMAS DE CONTROLE

Fabricante/modelo: Hewlett Packard - 3524 A  
 Precisão:  $\pm 2\%$   
 Freqüência: 100 kHz  
 Memória: 16 bits

### REGISTRADOR GRÁFICO

Fabricante/modelo: Hewlett Packard - Plotter

Precisão:  $\pm 3\%$  (escala máxima)  
 Velocidade: 50 cm/s  
 Área útil: 180 x 250 cm

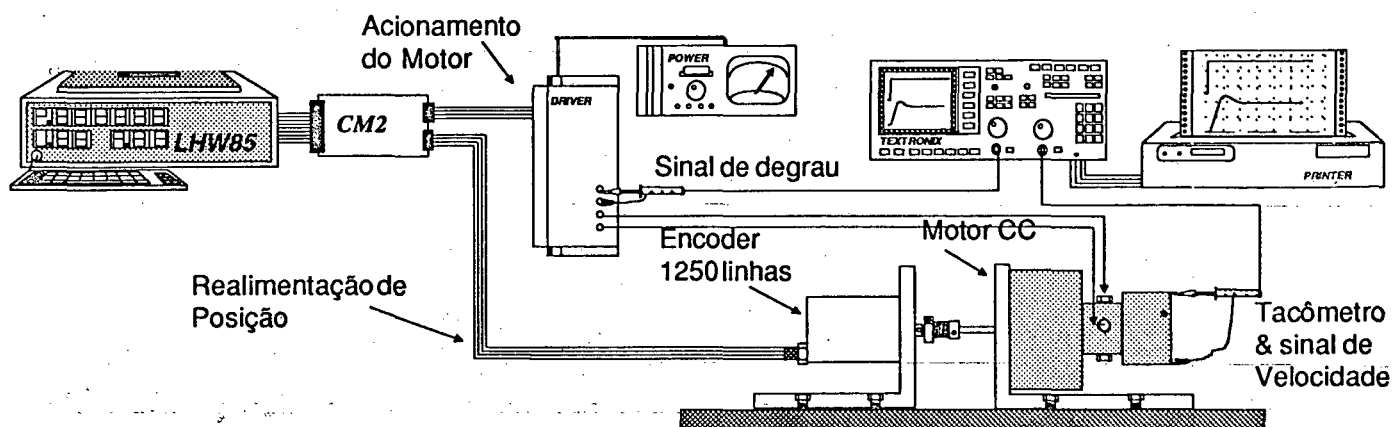


Figura 7.1 - Montagem do sistema de ensaio

O funcionamento básico do sistema de ensaio pode ser, descrito da seguinte forma. Após ser excitado por um sinal de entrada específico, o motor gira até uma posição definida. O tacômetro se desloca solidário ao eixo do motor, transformando este deslocamento em uma tensão proporcional à velocidade angular do motor. Este sinal, em forma de perfil devido à variação de velocidade durante o movimento, é armazenado em função do tempo no osciloscópio de memória. Obtem-se, desta forma, a curva correspondente à velocidade do sistema dinâmico em análise para um certo sinal de entrada característico. A partir da memória do osciloscópio, é feita a transmissão dos dados que representam a curva obtida para um registrador gráfico, que traça os perfis capturados na tela.

Se faz igualmente necessário o conhecimento da curva que representa o deslocamento do sistema em relação ao tempo. Para tanto utiliza-se o Analizador de Sistemas de Controle (CSA) que, através da função de integração, permite obter a partir do sinal de velocidade um sinal de deslocamento proporcional. Na Figura 7.1 é mostrado o esquema de montagem através do qual foram obtidas as curvas de resposta no tempo para o sistema em estudo.

A partir do sistema montado, foram definidos os sinais de entrada a serem utilizados e quais os parâmetros que seriam variados para posterior avaliação.

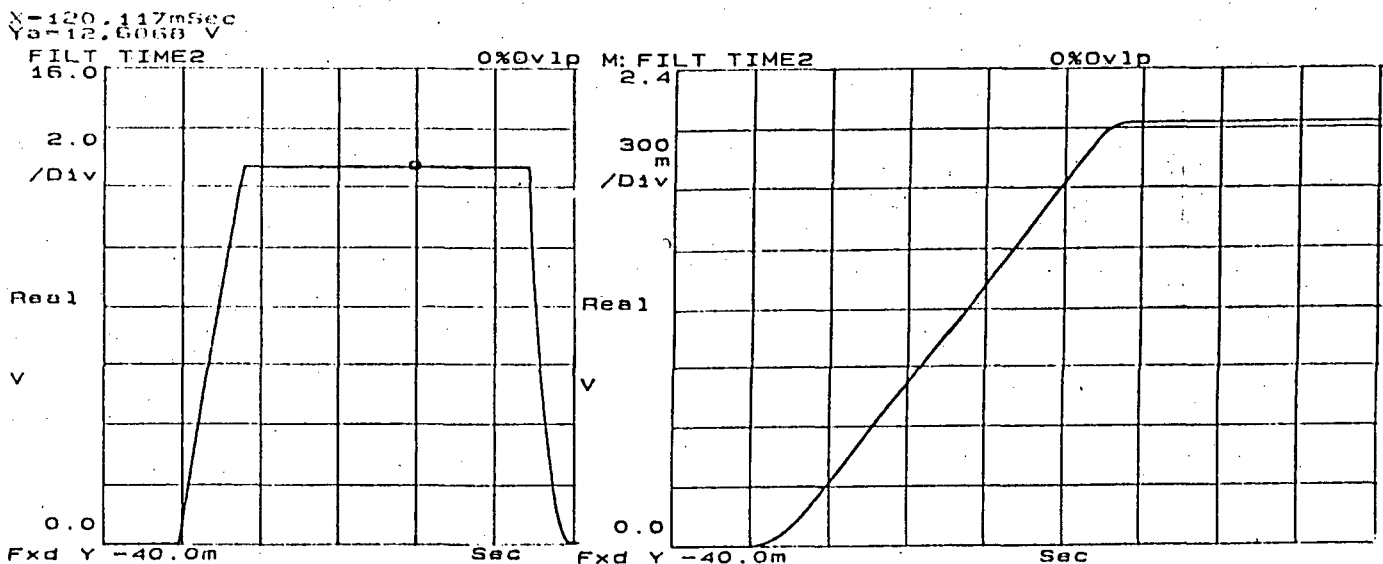
Inicialmente a rede de compensação do HCTL-1000 foi ajustada com os valores estipulados no item 6.4.3 para os diversos parâmetros do filtro digital (polo, zero e ganho), assim como o

valor correspondente ao período de amostragem (T). Efetuados estes procedimentos, foram ajustados os valores de velocidade, aceleração e posição para a realização dos ensaios dinâmicos correspondentes.

Como sinal de entrada, foi utilizado um degrau de posição obtido através da programação direta de um valor no registro de controle de posição do HCTL-1000. Este sinal de entrada possibilita a análise do comportamento dinâmico de todo o sistema. Além disso, foram realizados ensaios de posicionamento utilizando o modo de controle de posição via perfil trapezoidal, para a análise do comportamento do sistema quando submetido a rampas de aceleração e desaceleração do motor CC em um posicionamento qualquer.

Controle de Motor CC para um Degrau de Excitação		
Amplitude de Sobrepassagem: 0		
Valor da Excitação: 80% do máximo		
Contagens em quadratura: 65536		
Registros	Hexa.	Decimal
Posição Atual (R12, R13 e R14H)	00 00 00	0
Filtro Digital; A(R20H), B(R21H) e K(R22H).	E5, E9 e 10	224, 233 e 16
Comando de Posição (R0C, R0D e R0EH)	01 00 00	65536
Tempo de Amostragem ( R0FH)	40	64

Tabela 7.1 - Valores utilizados para inicialização dos diversos parâmetros do sistema.



[a] Perfil de Velocidade

[b] Resposta ao degrau de posição

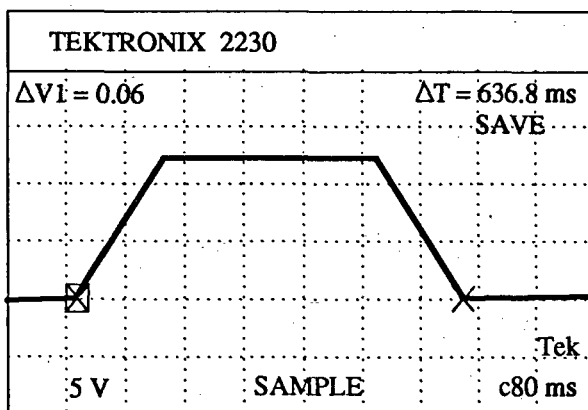
Figura 7.2 - Resposta no domínio tempo a uma excitação em degrau medida no sistema.

Os resultados obtidos nas experiências aqui realizadas deixam manifesta, como esperado, a capacidade do sistema de controle de evitar sobrepassagens de posicionamento. Na Figura 7.2 é mostrada a curva representando a resposta do sistema a uma excitação degrau, tendo sido programados internamente os valores contidos na Tabela 7.1.

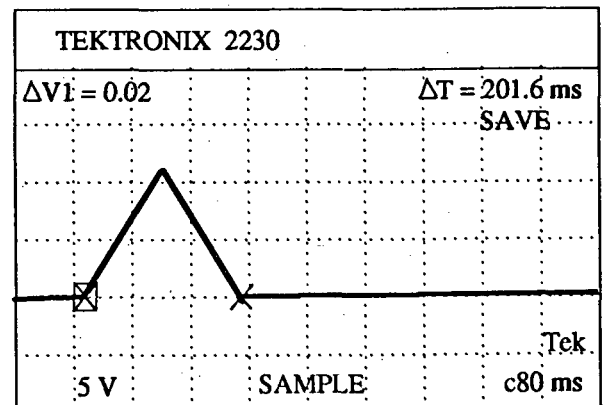
Conforme previsto na etapa de projeto, nota-se que as trajetórias definidas previamente pelo usuário são, de fato, executadas. Como forma de demonstrar a capacidade de controle da aceleração, velocidade e posição de motores simultaneamente, foi realizado outro ensaio no qual o controle de movimento é realizado através de um perfil de posicionamento gerado a partir do modo de controle de perfil trapezoidal. Para tanto, é necessário fixar os valores de velocidade máxima, aceleração e deslocamento (ver item 4.4). Na Tabela 7.2 são indicados os valores programados no HCTL-1000 para a correta realização do movimento.

Controle de motor pelo modo Perfil Trapezoidal		
Velocidade máxima desejada: 1730 rpm		
Aceleração desejada: 6260 rpm/s		
Contagens em quadratura: 65536 implusos		
Registros	Hexa.	Decimal
Posição Atual (R12, 13 e 14H)	00 00 00	0
Filtro Digital; A(R20H), B(R21H) e K(R22H).	E5, E9 e 10	224, 233 e 16
C. de Aceleração (R26 e 27H)	00 25	37
Velocidade Máxima (R28H)	30	48
Posição Final (R29, 2A e 2BH)	01 00 00	65536
Período de Amostragem ( R0FH)	40	64

Tabela 7.2 - Valores utilizados para inicialização dos diversos parâmetros do sistema.



a) Perfil Trapezoidal para um  $d = 65536$  pulsos.



b) Perfil Triangular para um  $d = 1280$  pulsos.

Figura 7.3 - Rampa de velocidade obtida pela programação dos valores da Tabela 7.2.

A Figura 7.3 mostra os resultados obtidos na programação de dois (2) perfis de posicionamento de mesma velocidade e aceleração, mas de distâncias diferentes. Nota-se que as características indicadas no item 4.4 se cumprem, sendo gerados perfis triangulares (Figura 7.3 [b]).

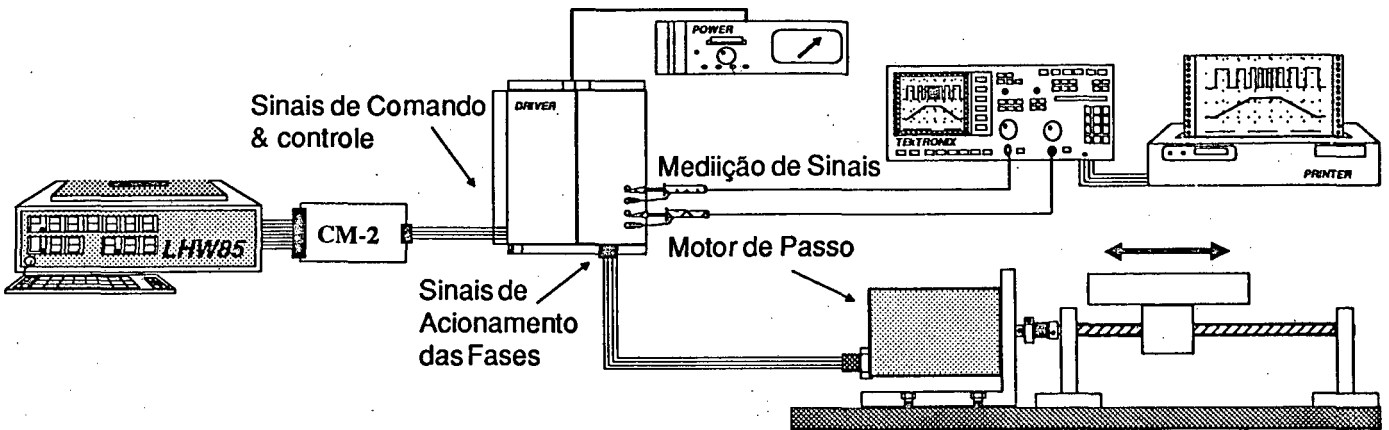
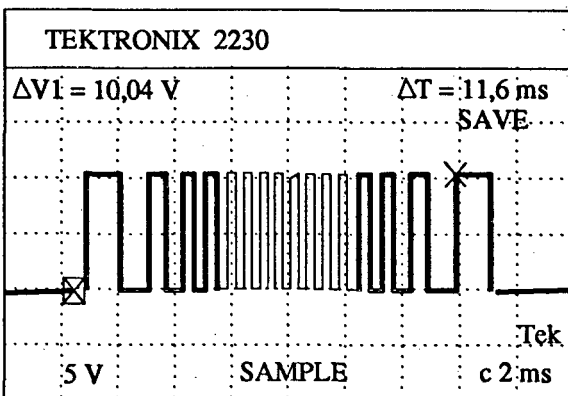


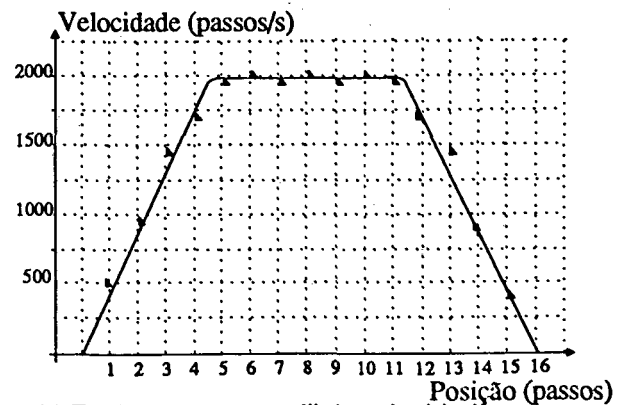
Figura 7.4 - Montagem do sistema de medição.

Controle de motor de Passo no modo Perfil Trapezoidal		
Velocidade máxima desejada: 3000 Hz		
Aceleração desejada: 6260 rpm/s		
Contagens em quadratura: 256 impulsos = 16 passos		
Registros	Hexa.	Decimal
Posição Atual (R12, 13 e 14H)	00 00 00	0
Filtro Digital; A(R20H), B(R21H) e K(R22H).	E5, E9 e 10	224, 233 e 16
C. de Aceleração (R26 e 27H)	00 25	37
Velocidade Máxima (R28H)	30	48
Posição Final (R29, 2A e 2BH)	01 00 00	65536
Período de Amostragem ( R0FH)	0F	15

Tabela 7.3 - Valores utilizados para inicialização dos diversos parâmetros do sistema



a) Rampa de posicionamento de 16 passos.



b) Equivalente em perfil de velocidade.

Figura 7.5 - Trem de pulsos obtido pela programação dos valores da tabela 7.3.

Como forma de demonstrar igualmente a capacidade de controle da aceleração e velocidade de motores de passo, foram realizados ensaios com acionamentos deste tipo de motor. A Figura 7.5 mostra o perfil de posicionamento executado pelo sistema a partir dos dados da Tabela 7.3.

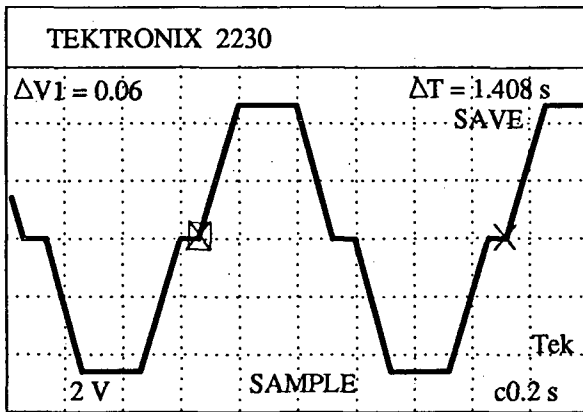
Os ensaios até aqui realizados comprovam que o sistema de controle baseado no HCTL-1000 pode ser utilizado para o controle da aceleração, velocidade e posição de diversos tipos de motores. No entanto, um ensaio se faz extremamente necessário para uma melhor visão do desempenho do sistema: testar seu funcionamento no controle de posicionamentos repetitivos.

Desta forma, no sentido de verificar o comportamento geral do sistema para posicionamentos repetitivos foi executado o programa contido na Tabela 7.4. A montagem utilizada para este ensaio corresponde à mesma mostrada na Figura 7.1 que representa o controle de um motor de corrente contínua. Dentro deste ensaio duas experiências são realizadas, a primeira que corresponde à geração de um perfil de posicionamento trapezoidal e segunda que corresponde a um perfil triangular.

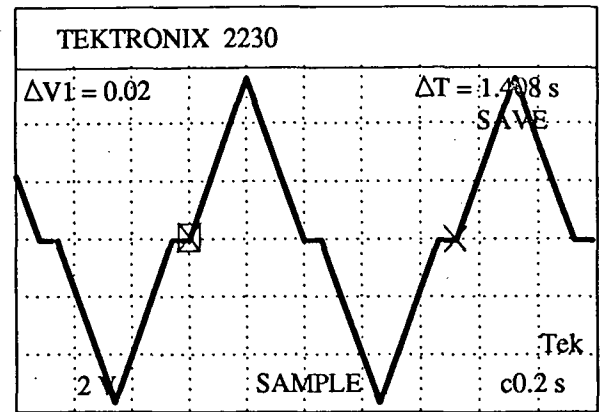
; INICIO DO PROGRAMA			1953 H	32-00-1C	STA, 1C00 H
1980 H	3A-00-19	LDA, POSFIN ; Carrega valor da Pos. Final	1956 H	C9	RET
1983 H	32-2A-1C	STA, 1C2AH	; Sub-rotina de Fim de Movimento "STOP"		
1986 H	CD-50-19	CALL, START ; da a Partida	1960 H	3A 07 1C	LDA, 1C07H
1989 H	CD-60-19	CALL, STOP ; Verifica Fim do Movimen.	1963 H	E6 10	ANI, 10H
198C H	CD-70-19	CALL, WAIT ; Gera Tempo de Espera	1965 H	C2-70-19	JNZ, 1970 H
198FH	3E-00	MVI A, 00H	1968 H	C9	RET
1992 H	32-2A-1C	STA, 1C2AH	; Sub-rotina de Estado de Espera "WAIT"		
1995 H	CD-50-19	CALL, PLAY	1970 H	21-00-80	LXI H, 8000H
1998 H	CD-60-19	CALL, STOP	1973 H	2B	DCX H
199B H	CD-70-19	CALL, WAIT	1074 H	3E-00	MVI A, 00H
1999FH		JMP, INICIO ; Volta ao Inicio do Programa	1976 H	C2-73-19	JNZ 1973H
; Sub-rotina de Partida "START"			1979 H	C9	RET
1950 H	3E-08	MVI A, 08 H			

Valores dos parâmetros do movimento		
	perfil trapezoid.	perfil triangular
aceleração (R26 e 27)	0045H	0045H
velocidade (R28)	55H	7FH
posição (R29,2A e 2B)	009000H	009000H

Tabela 7.4 - Valores dos parâmetros do movimento e programa em Assembler 8085 para um posicionamento repetitivo e interrupto.



[a] Perfil Trapezoidal de Velocidade



[b] Perfil Triangular de Velocidade

Figura 7.6 - Resultado obtido no posicionamento repetitivo e ininterrupto, através da execução do programa contido na Tabela 7.4.

A seguir uma última experiência será realizada, esta tem por objetivo verificar o funcionamento do sistema de controle quando se faz necessária sua utilização no controle de movimentos repetitivos e ininterruptos. Da mesma forma, deseja-se constatar o grau de complexidade do programa utilizado para realização destas rotinas de posicionamento.

A Figura 7.6 mostra os perfis de velocidade resultantes da programação dos valores contidos na Tabela 7.4. A Figura 7.6 [a] mostra a realização de perfis trapezoidais de velocidade tanto para o avanço quanto para o retorno ao ponto de partida. Da mesma forma, a Figura 7.6 [b] mostra o tipo de perfil de velocidade que resulta quando o valor de velocidade máxima não é atingido, devido à baixa aceleração e/ou o valor da posição final ser pequeno.

Os cursores do instrumento, mostrados na Figura 7.6, detalham o nível de tensão zero no qual o sistema se encontra em repouso (velocidade zero). O tempo de repouso entre cada reversão de movimento é determinado através da sub-rotina Wait (Tabela 7.4)

Através das Figuras 7.6 [a] e 7.6 [b] pode-se verificar claramente que o sistema tem um comportamento satisfatório quando posicionamentos alternados e repetitivos se fazem necessários, uma vez que os tipos de perfil de velocidade programados foram realizados e à simplicidade do software é evidente.



## 8. RESULTADOS CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Através da realização deste trabalho foi concebida uma placa que permite o controle de dois eixos simultaneamente, acionando servomotores do tipo Corrente Contínua, Corrente Contínua sem Escovas e motores de Passo.

As principais características alcançadas pela placa CM2 são:

- Capacidade de controlar velocidade e posição de dois ou mais motores simultaneamente, sendo que o usuário pode programar todos os parâmetros de controle, inclusive os do Filtro Digital utilizado como compensador.
- Através do fechamento da malha de posição com um Codificador Óptico Incremental (Encoder) de dois ou três canais, a placa CM2 pode controlar, igualmente, motores de Corrente Contínua, de Corrente Contínua sem Escovas e de Passo.
- Da mesma forma, permite o controle em malha aberta (comando) de motores de Passo através da utilização da interface que simula eletronicamente um encoder de dois canais.
- O número de motores que pode ser controlado pelo sistema pode ser aumentado facilmente, mediante a colocação de uma quantidade maior de placas do mesmo tipo, sendo que, isto não implica em nenhuma variação no desempenho dinâmico do sistema de controle.
- Permite uma aproximação mais rápida na procura do Zero-Máquina, pela utilização da Lógica de Inicialização implementada no sistema.
- Os Amplificadores de Potência utilizados para fornecer aos servomotores a potência elétrica necessária em função dos sinais de acionamento gerados na placa, podem ser do tipo com entrada PWM ou Analógica.

Entre as principais conclusões que podem ser destacadas na realização deste trabalho, podem ser divididas em dois aspectos:

**Desde o ponto de vista global:**

- O fato de ter-se utilizado "Circuitos Integrados Controladores de Movimento" (CICM), como ferramenta para o desenvolvimento de um sistema de controle em múltiplos eixos facilita tanto o projeto do sistema quanto a sua implementação em diversos sistemas dinâmicos.
- O desenvolvimento deste trabalho permitiu o estudo das características dos CICM frente a outros tipos de controladores freqüentemente utilizados no controle de movimento em múltiplos eixos.
- Foi obtido um sistema de controle onde cada eixo é controlado de forma independente e onde o tipo e número de servomotores pode ser alterado conforme o tipo de sistema dinâmico no qual se requera sua utilização, tornando o sistema facilmente reconfigurável e modular.

**Do ponto de vista do projeto e das experiências realizadas:**

A utilização de CICM no desenvolvimento de sistemas para controle de motores, facilita o projeto de hardware e software, além de apresentar vantagens adicionais, tais como; preço, tamanho, confiabilidade, flexibilidade, etc..

- De acordo com os ensaios realizados e baseado nos resultados obtidos, pode-se concluir que o sistema de controle baseado no HCTL-1000 pode ser utilizado para o controle da aceleração, velocidade e posição de diversos tipos de motores e que o Filtro Digital nele implementado auxilia na melhoria do desempenho dinâmico do sistema de controle.

- Pelo estudo dos resultados obtidos nos ensaios dinâmicos, pode-se concluir que o sistema desenvolvido possui características que o qualificam para ser integrado em Instrumentos e Aparelhos da classe Mecânica de Precisão.

Tendo em vista o trabalho realizado, fica evidente que nem todas as idéias puderam ser desenvolvidas. Por isso, algumas sugestões para trabalhos futuros não ser feitas a seguir.

- Devido à constante evolução na área de microcomputadores e à recente abertura do mercado nacional de Informática, aliada à crescente tendência na utilização em sistemas de controle dos denominados PCs. Industriais, se torna interessante o desenvolvimento de um módulo similar para um equipamento deste tipo.
- Como forma de incentivar o estudo e facilitar o aprendizado de estudantes na área de Controle de Sistemas e Servomecanismos, na forma como se encontra, o sistema pode ser facilmente utilizado e os resultados obtidos serão de fácil assimilação.
- Uma vez que ensaios de resposta em frequência não foram realizados devido à complexidade de se ensaiar o conjunto planta-controlador, a realização destes ensaios poderá fornecer dados interessantes para um posterior estudo. Da mesma forma, a utilização de realimentação de velocidade fora do controlador será, igualmente, de grande interesse.
- Sua utilização no controle de um sistema de movimento articulado (robô).
- Realização de um conjunto teclado/display para facilitar a implementação de um software de gerenciamento do sistema de controle, que permita uma melhor utilização da capacidade do sistema e ao usuário uma rápida adaptação as características e principais funções do sistema.
- O desenvolvimento de outros módulos para o controle de movimento utilizando algum outro CICM, como por exemplo, os caracterizados neste trabalho ou algum outro.

- Estudar o comportamento do sistema no controle de motores lineares, como os do tipo voice-coil, que poderá fornecer subsídios teórico-práticos de grande valia.

A título de comentário, pode-se concluir que em se tratando de um trabalho de natureza Prático-Experimental não financiado pela Comunidade Empresarial, a execução do mesmo fica por demais comprometida quando não se dispõe de recursos por parte da Instituição para a compra de componentes mínimos para a realização do projeto. Fatos como estes diminuem sobremaneira a eficiência dos envolvidos, podendo desmotivá-los com o correr do tempo.

Para finalizar, conclui-se que apesar das dificuldades, na medida em que este trabalho exigiu conhecimentos básicos e avançados em diversas especialidades da engenharia mecânica e da engenharia elétrica, teve do ponto de vista do aprendizado, uma validade ímpar, visto que a interdisciplinaridade é fundamental para a formação de engenheiros mais adequados às exigências da indústria moderna e deve ser constantemente incentivada.

## APÊNDICE 1

**PROCESSADOR CENTRAL**

Para a realização de um sistema para controle de movimento computadorizado, foi escolhido como processador central (item 1.5), o microcomputador LHW-85 desenvolvido no GRUCON, baseado no microprocessador 8085 da INTEL

Este sistema de microcomputador foi desenvolvido para ser utilizado principalmente em automação de máquinas e instrumentos. Construtivamente se caracteriza por ser constituído de um conjunto de módulos que possuem funções específicas.

**MÓDULOS DO SISTEMA**

A Figura 1 mostra o diagrama de blocos do sistema que será utilizado. A seguir são caracterizadas cada uma dos módulos que compõe o sistema.

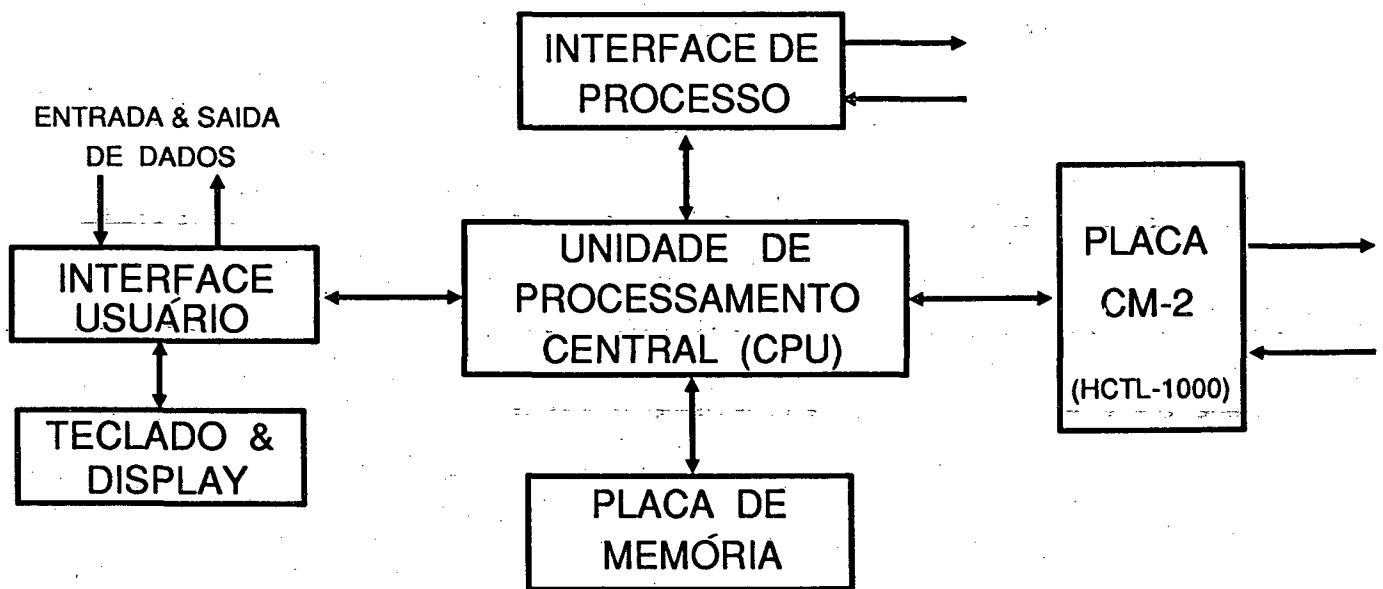


Figura 1 - Diagrama de blocos geral do Sistema de Microcomputador a ser usado.

**MÓDULO DE MEMÓRIA**

A módulo de memória está concebida para acomodar 8 integrados de memória RAM ou EPROM de 8 ou 16 kbyte, o que permite uma capacidade máxima de 128 kbyte. Cada soquete está associado a 2 "Jumpers", um deles liga o pino Vcc do integrado ao barramento da fonte Vcc (no caso do uso de EPROM), ou ao barramento suprido também por bateria (VBB),

quando da ausência da fonte (no caso do uso de SRAM). O outro "Jumper" é responsável pela opção do uso de integrados de 8 ou 16 kbyte.

A flexibilidade de uso de pastilhas de 8 ou 16 kbyte decorre da utilização de uma Lógica de Arranjo Programável - PAL para a geração dos sinais  $\overline{CS}$ . No caso do microcomputador necessitar de uma capacidade de memória superior à fornecida por um único módulo, poderão ser acrescentadas um ou mais módulos de memória. Fisicamente os módulos serão iguais (o mesmo circuito impresso), mudará somente a programação contida na PAL responsável pela geração dos sinais de  $\overline{CS}$ .

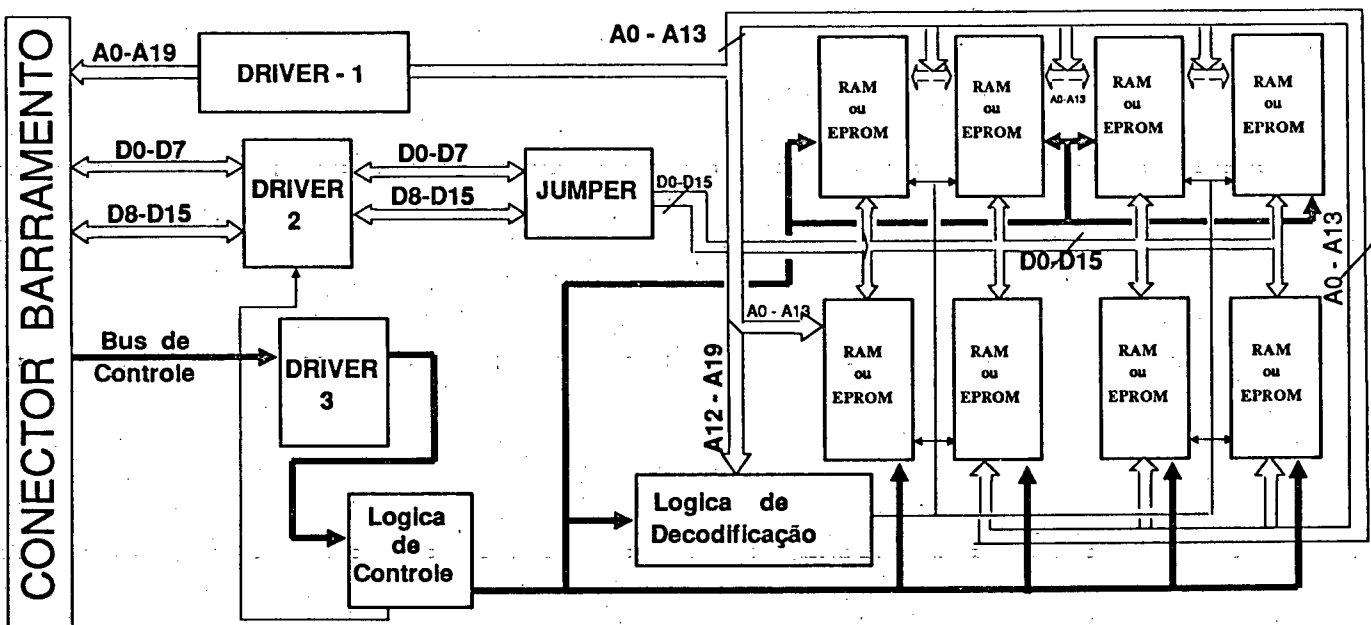


Figura 2 - Esquema do Módulo de Memória.

### MÓDULO PARA INTERFACE DE PROCESSOS

Este módulo é uma interface de entrada e saída paralela de uso geral e pode ser utilizada por exemplo, para monitorar sensores, teclas, relês, chaves de fim-de-curso e/ou comandar LEDs, etc. Possui em todas as entradas e saídas opto-acopladores, os quais tem como principal função, a isolação galvânica dos sinais que entram ou saem do microcomputador, evitando assim, que qualquer nível de referência (terra) diferente ao da placa produza uma diferença de potencial que possa vir a danificar os componentes do microcomputador.

Este módulo possui duas (2) interfaces paralelas 8255, que possuem 3 portas programáveis de 8 bits cada uma, somando um total de 6 portas disponíveis ao usuário. As portas se encontram divididas em 3 portas de entrada e 3 de saída, a configuração geral das portas é a mostrada na tabela 1. A Figura 3 mostra um esquema do módulo.

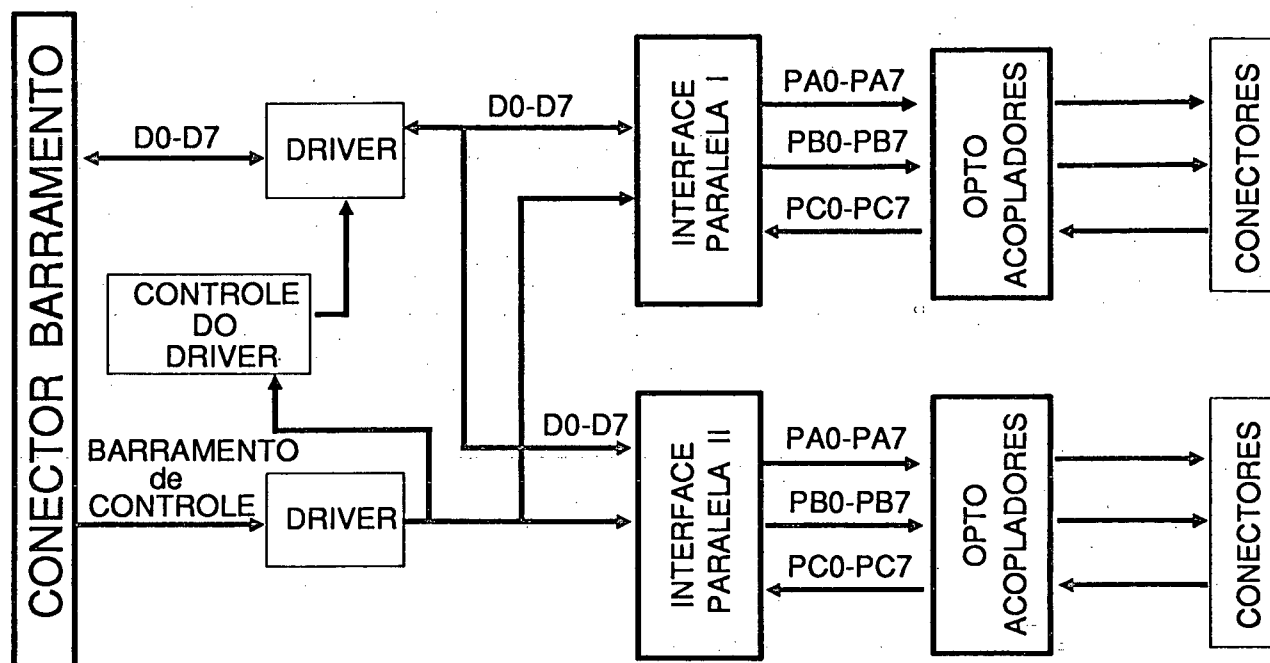


Figura 3 - Esquema do Módulo Interface de Processos.

8255 - 1	PORTA - A	CONECTOR - 1	ENTRADA
8255 - 1	PORTA - B	CONECTOR - 1	SAÍDA
8255 - 1	PORTA - C	CONECTOR - 1	SAÍDA
8255 - 2	PORTA - A	CONECTOR - 1	SAÍDA
8255 - 2	PORTA - B	CONECTOR - 1	ENTRADA
8255 - 2	PORTA - C	CONECTOR - 1	ENTRADA

Tabela 1 - Distribuição das Portas

### MÓDULO INTERFACE USUÁRIO

Com a finalidade de receber/enviar dados de/para dispositivos periféricos de interface homem-máquina conectados a ela (p. ex., teclado, display, etc.), o módulo "Interface Usuário" possui duas (2) interfaces padrão RS232 (8251) para transmissão e recepção de informações. As taxas de comunicação são geradas através de contadores de 8 bits e uma PAL.

Esta placa possui igualmente, uma interface para comunicação paralela 8255, onde a porta A é utilizada como entrada e a porta B como saída, enquanto a porta C é usada para controle ("Handshaking"). Encontra-se implementado ainda, um controlador de teclado e display 8279, o qual pode controlar um máximo de 64 teclas e display de 16 dígitos de 7 segmentos.

### MÓDULO "UNIDADE DE PROCESSAMENTO CENTRAL" - CPU

A placa de CPU é baseada no microprocessador INTEL 8085 de 5MHz (quartzo de 10 MHz). Nesta placa se encontram alocadas as funções de troca de página, controle de interrupção,





amplificador/isolador ("buffer") bidirecional e 2 bi-estáveis ("latch") de 8 bits. O "latch" faz com que o barramento de endereço permaneça no barramento até o próximo pulso de ALE.

São produzidos sinais de  $\overline{CS}$  para seleção dos dispositivos de IO/ $\overline{M}$  e os sinais de "reset" para as interrupções RST 6.5 e 5.5. São gerados 4  $\overline{CS}$  internos (para este módulo) e 17 externos, sendo um destes para uma futura expansão. O circuito lógico que realiza esta função é composto por duas (2) PAL e dois (2) decodificadores 74138.

Na Figura 5 é mostrada a descrição do mapa de memória e  $\overline{CS}$  gerados a partir da programação das PAL, presentes no módulo de CPU

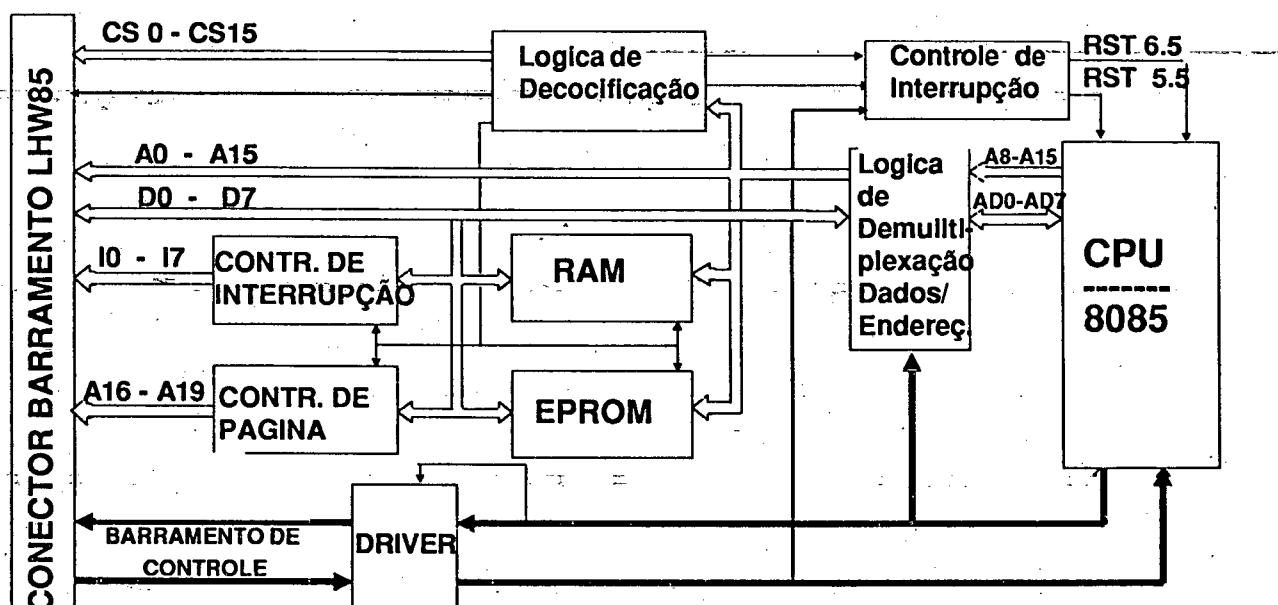


Figura 5 - Esquema do Módulo de CPU

### O BARRAMENTO LHW-85

O barramento LHW-85 foi desenvolvido a partir dos sinais gerados no microprocessador 8085. O barramento dispõe de conectores do tipo, padrão Eurocard de 96 pinos para a conexão das diferentes módulos e do tipo Faston macho para entrada da alimentação (0 V e 5 V), assim como de +12 V e -12 V. Basicamente o barramento dispõe de 16 linhas de dados e 20 linhas de endereços, para que através de algumas alterações o sistema seja compatível com um processador de 16 bits (p.ex. 8086). A seguir é feita uma descrição mais detalhada das linhas disponíveis no barramento do LHW-85

### DESCRIÇÃO DAS LINHAS DO BARRAMENTO LHW-85

A Tabela 4 mostra a distribuição das linhas do barramento em cada conector. Estas linhas podem ser classificadas nos seguintes grupos:

**Linhas de dados:**

**D0-D7 (Data bits)** - Estas 8 linhas bidirecionais são utilizadas para a transferência de dados no barramento, onde D0 é o bit menos significativo.

**Linhas de endereços:**

**A0-A15 (Address bits)** - Estas 16 linhas unidirecionais servem para selecionar o espaço de memória e o de E/S, onde A0 corresponde ao bit menos significativo.

**Linhas de controle de memória:**

**ALE (Address Latch Enable)** - Este é um sinal de saída utilizado para sincronização, gerado no primeiro ciclo da instrução simultaneamente com as informações de endereçamento.

**S0 e S1 (Status)** - Estes sinais de saída indicam o estado atual em que se encontra o microprocessador. O sinal S1 poderá ser utilizado como um sinal de estado R/W. Na Tabela 3 são representados os sinais assumidos por S1 e S0 e o estado que representam.

S0	S1	ESTADO
0	1	RETENÇÃO
0	1	ESCRITA
1	0	LEITURA
1	1	INTERROMPIDO

Tabela 3 - Sinais de S0 e S1 e o estado do microprocessador /59/.

**$\overline{IO/M}$  (in-out / memory)** - Estes são sinais que indicam o estado do ciclo de máquina. O nível lógico "1" neste pino indica que a comunicação de dados do microprocessador será feita com um dispositivo de entrada/saída (E/S). O nível lógico "0" indica que a comunicação será realizada com as memórias.

**$\overline{RD}$  (Read)** - Sinal de controle de leitura. Um sinal lógico "0" indica que o dispositivo de E/S ou a memória selecionada será lida e que o barramento de dados do microprocessador está operando como entrada.

**WR (Write)** - Sinal de controle de escrita. Um sinal lógico "0" indica que o dispositivo de E/S ou a memória selecionada será escrita.

**SID (Serial Input Data Line)** - Utilizada para entrada de dados na forma serial. A utilização deste sinal está relacionada com uma instrução especial RIM (Assembler 8085).

**SOD (Serial Output Data Line)** - Utilizado para saída de dados na forma serial. A utilização deste sinal está relacionada com uma instrução especial SIM (Assembler 8085).

### **Linhas de interrupção:**

**INTR (Interrupt Request)** - Sinal de entrada utilizado para requisição de interrupção de uso geral. Um sinal lógico "1" faz com que ocorra uma interrupção na unidade central de processamento, tão logo termine a instrução que está sendo processada atualmente.

**INTA (Interrupt Acknowledge)** - Sinal de saída que indica aos outros dispositivos que uma interrupção foi aceita pela unidade de processamento central.

**RST 5.5; RST 6.5; RST 7.5 (Restart Interrupts)** - Possui as mesmas características do sinal INTR, exceto que, quando ocorre alguma destas interrupções, o contador de programa será carregado com um endereço fixo, que depende apenas de quais destes pinos receberam o sinal de interrupção. Estas interrupções podem ser habilitadas ou desabilitadas por programa.

**TRAP** - Esta requisição de interrupção é reconhecida da mesma maneira que INTR, RST 5.5, 6.5 e 7.5, porém não pode ser desabilitada por programa. Todas estas interrupções possuem um nível de prioridade, sendo que a maior prioridade é o TRAP seguido por RST 7.5, RST 6.5, RST 5.5 e finalmente INTR que possui a menor prioridade /59/.

**RESET IN** - Entrada de Reset. Este sinal faz com que o conteúdo do contador de programa seja zerado, fazendo com que o programa recomece a partir do endereço zero de memória. Este sinal também faz com que a unidade central de processamento saia do estado de HOLD e desabilite a possibilidade de interrupção. A saída HLDA vai para nível baixo. O sinal de reset não altera os registradores, o acumulador, os flags e o apontador de pilha ("stack pointer").

**RESET OUT** - Saída de Reset. Indica que o 8085 recebeu um sinal de reset e pode ser usado como sinal de reset para os outros circuitos integrados do sistema.

### **Linhas de espera:**

**HOLD** - Retenção. Um sinal de HOLD faz com que a unidade central de processamento fique no estado de retenção, isto é, tão logo o 8085 termine seu atual ciclo de máquina, este colocará o barramento de dados e o de endereços no estado de alta impedância. Enviará daí

pelo pino HLDA um sinal, significando que o 8085 admite, a partir deste sinal, o estado de retenção e permite desta maneira que um dispositivo externo adquira controle do barramento de dados e o de endereços. Isto se utiliza, por exemplo, quando existir um dispositivo para controle de acesso direto à memória por um dispositivo de entrada/saída.

**HLDA (Hold Acknowledge)** - Sinal de saída que indica aos dispositivos externos que o 8085 está no estado de retenção. Este sinal aparece em resposta ao sinal recebido pelo HOLD e indica que o barramento de dados e o de endereços encontram-se em estado de alta impedância.

**READY** - Sinal de entrada que indica para o 8085, que um dado proveniente de memória ou um dispositivo de entrada/saída está disponível no barramento de dados para ser lido pelo 8085. Quando o 8085 enviar um endereço pelo barramento de endereço e não receber o sinal de READY, este entrará em estado de espera (*Wait*) e assim permanecerá enquanto a entrada READY estiver em nível baixo. Tão logo o dado esteja disponível a entrada READY irá para nível alto e o 8085 poderá ler este dado. Este sinal é usado para sincronizar a unidade central de processamento com memórias ou dispositivos de entrada e saída lentos.

Nº PINO	COLUNA "A"	Nº PINO	COLUNA "B"	Nº PINO	COLUNA "C"
32	GND	32	GND	32	GND
31	Vcc	31	Vcc	31	Vcc
30	A8	30	RST 5.5	30	A10
29	A5	29	RST 6.5	29	A9
28	A4	28	RST 7.5	28	A3
27	A6	27	TRAP	27	A13
26	A7	26	INTA	26	A11
25	A2	25	INTR	25	A12
24	A19	24	HLDA	24	A0
23	A16	23	HOLD	23	A15
22	A17	22		22	A1
21	A18	21	$\overline{CS2}$	21	A14
20	-12 V	20	$\overline{CS3}$	20	+12 V
19	$\overline{CS6}$	19	$\overline{CS4}$	19	CS5
18	$\overline{CS12}$	18	$\overline{CS10}$	18	CS11
17		17	$\overline{CS13}$	17	

Nº PINO	COLUNA "A"	Nº PINO	COLUNA "B"	Nº PINO	COLUNA "C"
16	D7	16	$\overline{CS14}$	16	D6
15	D0	15	$\overline{CS15}$	15	D5
14	D1	14	$\overline{CS17}$	14	D4
13	D2	13	$\overline{CS16}$	13	D3
12	D15	12	Int.	12	D14
11	D8	11	Int.	11	D10
10	D12	10	Int.	10	D9
9	D11	9	Int.	9	D13
8	Reset out	8	Int.	8	$\overline{IO/M}$
7	Clock out	7	Int.	7	$\overline{WR}$
6	Ent.Contr.	6	SD0	6	Saída Pal
5	S1	5	READY	5	$\overline{RD}$
4	RESET IN	4	S0	4	ALE
3	Bateria	3	Bateria	3	Bateria
2	Alarme B.	2	Alarme F.	2	Alarme F.
1	GND	1	GND	1	GND

Tabela 4 - Descrição do Barramento LHW-85.

**Linhas de Alimentação:**

**VCC** - Tensão de alimentação de +5 V

**VSS** - Terra de referência (0 V).

**Base de Tempo:**

**X1, X2** - Clock de entrada, o microprocessador 8085 é um dispositivo que necessita de um sinal de clock, apresenta porém, a vantagem de não necessitar de um circuito controlador externo, podendo seu sinal ser gerado diretamente conectando-se aos dois pinos (X1 e X2) um cristal de quartzo, uma rede RC, um circuito ressonante LC, ou ainda, um sinal externo proveniente de um outro circuito oscilador a sincronizar.

**CLK** - Saída de clock. Sinal de clock que é a metade da frequência de X1 e X2 para uso como clock do sistema.

**PROTOCOLO DE OPERAÇÃO**

Na Figura 6 pode-se observar o diagrama de tempos do microprocessador 8085 com e sem estado ou ciclo de espera (*Wait Cycle*), para operações de leitura e de escrita, com um sinal de clock (CLK) de 5 MHz.

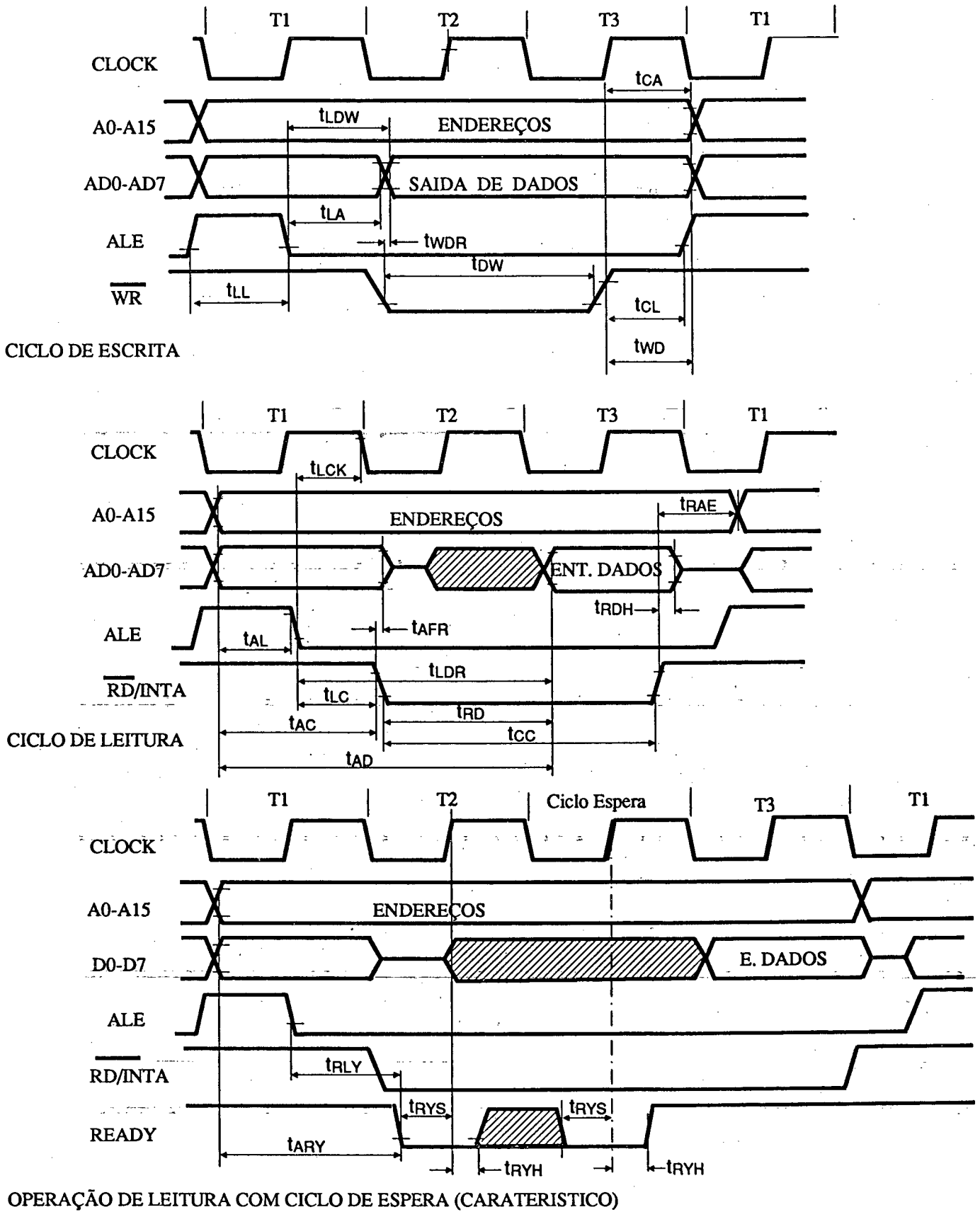
Os Protocolos de operação do LHW-85 e do microprocessador 8085 são similares, diferenciando-se na demultiplexação de dados e endereços ocorrida no LHW-85. Os sinais de controle gerados pelo 8085 e disponíveis no barramento do LHW-85, possibilitam a utilização de outros periféricos, cujos sinais de controle possam ser adequados aos gerados no processador 8085A.

O seqüenciamento dos sinais de controle de acesso ou E/S é similar ao gerado na configuração mínima dos processadores da família Intel.

Devido à maior velocidade de processamento do 8085A frente a outros periféricos compatíveis, é possível inserir estados ou ciclos de espera (*Wait State*) nos ciclos de acesso à memória. Isto pode ser observado no diagrama de operação de leitura com um ciclo de espera (*Wait Cycle*) típico.

SIMBOLOGIA	PARÂMETRO			
tAL	A0-A15 válidos antes do fim de ALE	$(1/2)T - 50$	50 ns	MIN
tLA	Tempo de atraso após ALE	$(1/2)T - 50$	50 ns	MIN
tLL	Largura de ALE	$(1/2)T - 20$	80 ns	MIN
tLCK	Clock em nível alto durante ALE baixo	$(1/2)T - 50$	50 ns	MIN
tLC	Início do Sinal de Controle após ALE	$(1/2)T - 40$	60 ns	MIN
tAD	Início de Dados válidos após A0-A15	$(5/2 + N)T - 150$	350 ns	MAX
trD	Início de Dados válidos após RD/ INTA	$(3/2 + N)T - 150$	150 ns	MAX
trAE	Reabilitação de Endereços após fim RD	$(1/2)T - 10$	90 ns	MIN
tCA	A0-A15 válidos após fim Sinal de Contr.	$(1/2)T - 40$	60 ns	MIN
tdW	Dados válidos para ciclo de Escrita(WR)	$(3/2 + N)T - 70$	230 ns	MIN
tWD	Dados válidos após fim do sinal WR	$(1/2)T - 40$	60 ns	MIN
tCC	Largura do Sinal de Controle após ALE	$(3/2 + N)T - 70$	230 ns	MIN
tCL	Fim de sinal de controle antes de ALE	$(1/2)T - 75$	25 ns	MAX
tARY	READY válido após Endereços válidos	$(3/2)T - 200$	100 ns	MAX
tAC	A0-A15 válidos para um flanco controle	$(2/2)T - 85$	115 ns	MIN
tLDR	ALE para Dados válidos durante leitura	$(4/2)T - 130$	270 ns	MAX

Tabela 5 - Valores Característicos dos Parâmetros do Diagrama de Tempo /59/.



OPERAÇÃO DE LEITURA COM CICLO DE ESPERA (CARATERISTICO)

Figura 6 - Diagrama de tempos de um microprocessador 8085A INTEL /59/.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICA

- [1] - **Leonhard, W.:** Introduction to Control Engineering and Linear Control System. Springer-Verlang, New York. 1976.
- [2] - **D'azzo, J. et all:** Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares, 2 ed., Guanabara dois. Trad. 1984.
- [3] - **Raven, F.:** Ingenieria del Control Automatico.
- [4] - **Kuo, B. C.:** Sistemas de Controle Automáticos. Prentice-Hall do Brasil, São Paulo. 1985.
- [5] - **Gross, H.:** Electrical Feed-Drives for Machine Tools. Siemens-Aktiengesellschaft, Berlin. 1983.
- [6] - **Martin, C.A.:** Sistemas de Comando/Controle. Apostila não publicada, UFSC, Florianópolis.
- [7] - **Martin, C.A.:** Dinâmica de Sistemas de Comando e Servomecanismos. Polígrafo da Pós-Graduação, UFSC. 1984.
- [8] - **Ferreira, A. & Stemmer, C.:** Características e Programação de Máquinas Ferramenta com Comando Numérico, Polígrafo do GRUCON, UFSC, 1984.
- [9] - **Lücke, H & Flesch, C.:** Circuitos Eletrônicos Básicos em Medição e Automação. Polígrafo da Pós-Graduação, UFSC. 1989.
- [10] - **Malvino, A. P.:** Eletrônica Volume 1. Mc. Graw-Hill do Brasil, São Paulo. 1987.
- [11] - **Malvino, A. P.:** Microcomputadores E Microprocessadores. Mc. Graw-Hill do Brasil, São Paulo. 1985.
- [12] - **Visconti, A. C.:** Microprocessador 8080 e 8085 "Hardware". Livros Erica Editora Ltda, São Paulo. 1981.
- [13] - **Visconti, A. C.:** Microprocessador 8080 e 8085 "Software". Livros Erica Editora Ltda, São Paulo. 1981.
- [14] - **Brandassi, A. E.:** Eletrônica Digital. Siemens S.A., São Paulo. 1983.
- [15] - **Elizo, M. A.:** Controlador de Motores CC para Bus PC. Trabajo de Fim de Carrera, I.A.I.. España. 1989.
- [16] - **Lichtblau, M.:** Uma Contribuição ao estudo da Dinâmica de Posicionadores. Dissertação de Mestrado, UFSC. 1989.
- [17] - **Camargo, L. F.:** Mesa de Coordenadas XY para Microengenharia com CNC. Dissertação de Mestrado, UFSC. 1988.
- [18] - **Rosa, L.:** Protótipo de Sistema CAD/CAM para Bordado Industrial e Bordadeira CNC. Dissertação de Mestrado, UFSC. 1987.



- [19] - **Serrano, M. A. et ali**: Controlador de Motores de CC Baseado no LM628. Trabajo de Fim de Carrera, I.A.I.. España. 1989.
- [20] - **Gimenes, N.**: Precisão e Rigidez Decretam o Fim dos Barramentos. Máquinas e Metais, nov. 1988, pag. 18-45.
- [21] - **Doebelin, E. O.**: Measurement System; Application and Desing.
- [22] - **Schneider, C. A.**: Metrologia Dimensional. Poligrafo da Pós-Graduação, UFSC. 1989.
- [23] - **Beltrão, P. A.**: Furadeira de Coordenadas com Comando Numérico para Placas de Circuito Impreso. Dissertação de Mestrado, UFSC. 1991.
- [24] - **Alique, J. R.**: "Control Numerico", Marcombo S.A., Barcelona, 1981.
- [25] - **Nicolosi, D. E.**: Encoder. Máquinas e Metais, Janeiro, 1986, pag. 35-38.
- [26] - **Bahniuk, D. E.**: Do It Yourself Encoders, Machine Design, January, 1989, pag. 46-49.
- [27] - **Ernst, A.**: Precise Positioning with Linear Encoders, Machine Desing, July, 1988, pag. 77-83.
- [28] - **Paulat, J.**: Absolute Encoder Uses CCD for Accuracy and Resolution, Desing Engineer, Setember, 1989, pag. 29-32.
- [29] - **Lima, W. C.**: Dispositivos Sensores de Erro, Editora da UFSC.
- [30] - **Lima, W. C.**: Servomotores "Aplicações", Editora da UFSC.
- [31] - **Cunha Jr, H.**: Servomotores em Robótica e Máquinas-Ferramenta. Máquinas e Metais, Março, 1987, pag. 28-35.
- [32] - **Camanho, R.**: Programação Manual de Máquinas de Comando Numérico, Anais do 6ºSCNB, SOBRACON, São Paulo, 1986.
- [33] - **Jansen, J. J.**: Sistemas de Carga/Descarga e Paletização, Anais do 6ºSCNB, SOBRACON, São Paulo, 1986.
- [34] - **Wilson, C.S.**: DSP Chips in Coordinated Multiaxis Servo Control. Electronic Motor Technics, Autumn, 1989, pag. 33-37.
- [35] - **Griffin, J. M.**: Programmable Motion Control for High Production, Control Engineering, March, 1990, pag.96-97.
- [36] - **Goodenough, F.**: Motor-Control Semiconductor Drive Motor-Revolution. Eletronic Desing, April 14, 1988, pag. 78-94.
- [37] - **Goodenough, F.**: ICs. Dedicated Motor-shaft Position, Velocity, and Acceleration. Machine Desing, February 4, 1988, pag. 50-52.
- [38] - **Yeaple, D.**: Motor Control System Pulls Host out of the Loop. Electronic Design, September 4, 1986, pag. 145-149.

- [39] - **Martin, C. A. et ali:** Soluções Nacionais em Máquinas-Ferramenta com CNC. Boletim SOBRACON nº 27/28, ppag. 9-17, São Paulo, 1986.
- [40] - **Ogata, K.:** Engenharia de Controle Moderno. Editora Prentice-Hall do Brasil Ltda., Rio de Janeiro, 1989.
- [41] - **Davis, S.:** Wide World of Electric Motors/Subsystem. Desing Engineering, May, 1982.
- [42] - **Cariise, B. H.:** Swithin Amplifiers, Machine Desing, May 25, 1989, pag. 87-90.
- [43] - **Bahniuk, D.:** Integrated Circuit for Motion Control, Machine Desing, June, 1986, pag.59-62.
- [44] - **Casagrande, E.:** Microprocessadores e o Controle de Movimento Digital, Máquinas e Metais, 1990, pag. 40-44.
- [45] - **HEWLETT PACKARD:** Design of the HCTL-1000's Digital Filter Parameters by the Combination Method. Application Note 1032. 1986.
- [46] - **HEWLETT PACKARD:** LASER Measurement System, User s Guide. Santa Clara CA.May, 1988
- [47] - **HEWLETT PACKARD:** Optoelectronics Designers Catalog 1988.
- [48] - **NATIONAL SEMICONDUTOR:** LM628/LM629 Precision Motion Controller, Application Note, 1988.
- [49] - **NATIOMAL SEMICONDUTOR:** Databook, 1987.
- [50] - **CYBERNETIC MICRO SYSTEM:** CY525 Stepper System Controller, 1984.
- [51] - **CYBERNETIC MICRO SYSTEM:** CY545 Intelligent Ramping Stepper Motor Controller, 1988.
- [52] - **TOKO, INC.:** CMOS LSI KM3701, Operation Manual nº EDB-1001, February, 1983
- [53] - **TOKO, INC.:** CMOS LSI KM3702, Operation Manual nº DB3-1008, February, 1983.
- [54] - **ENGINEERING HANDBOOK:** DC Motors, Speed Control and Servo Systems, Roobins & Myers / Electro Craff, 5ª ed., Autumn, 1989.
- [55] - **POWER AND MOTION CONTROL REFERENCE VOLUME,** Machine Desing,
- [56] - **SPRAGUE DATABOOK.**
- [57] - **ICOTRON:** Manual de Instruções ICOKIT KE-85.
- [58] - **GRUCON/LHW:** Manual de Operação do Microcomputador LHW-8085. Documento Interno do GRUCON. UFSC.
- [59] - **INTEL CORP.:** MCS 8085 "Family Users Manual.

- [60] - **Gomide, F. e Netto, M;** Introdução a Automação Industrial Informatizada. Ed Kapelusz, Buenos Aires. 1987.
- [61] - **Hunter, R;** Automated Process Control Systems. Prentice-Hall Inc, New Jersey, 1987.
- [62] - **Jahns, T;** Designing Intelligent Muscle into Industrial Motion Control. IEEE Transactions on Industrial Electronics, October 1990.
- [63] - **Dote, Y.;** Application of Modern Control Techniques to Motor Control. Proceedings of the IEEE, April 1988. (pag. 438 a 454)
- [64] - **Dote, Y.;** Digital Control Architectures for Motion Control. European Control Conference, Grenoble, France. 1991.
- [65] - **De Carli, A.;** Requirements and Control Strategies in Electrical Drives. European Control Conference, Grenoble, France. 1991.
- [66] - **Bose, B.;** Evaluation of Modern Power Semiconductor Device and Future Trends of Converters. IEEE Transactions on Industry Application, March/April 1992. (pag. 403 a 413)
- [67] - **Kenjo, T.;** Power Electronics for the Microprocessor Age. Oxford University Press, New York. 1990.
- [68] - **Slonezewski, T.;** Controles a Realimentação. Imprensa da Universidade Federal do Paraná. 1972.
- [69] - **Graham, K.C.;** Motores de Potência Fracionária - Teoria y Practica. Herreró Hños, Sucesores S.A., Mexico D.F. 1963.
- [70] - **Bulliet, L.J.;** Servomecanismos. Fondo Educativo Interamericano, S.A. (USA). 1970.
- [71] - **Chesmond, C.J.;** Control System Technology. Butler & Tanner Ltd. London. 1984.
- [72] - **Stemmer, C. et all;** Introdução ao Comando Numérico. ENATEM (UFSC). 1982.
- [73] - **Korem, Y.;** Desing Parameters for Sampled-data Drives for CNC Machine Tools. IEEE-Trans. Ind. Applications, May/June 1978.
- [74] - **Pritschow, G. et all;** Direct Drives for High-Dynamic Machine Tools Axes. Annals of the CIRP. 1990.
- [75] - **Liebowitz, B. et Carson, J.;** Multiple Processor Systems for Real-Time Applications. Prentice-Hall, Inc., New Jersey. 1985.
- [76] - **Barczak, C.;** Controle Digital de Sistemas - Análise e Projeto. Apostila não publicada, Curso de Pós-Graduação. UFSC. 1992.
- [77] - **Leonhard, W.;** Control of Electrical Drives. Sringer-Verlang Berlin, Heidelberg. 1985.