

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

**"DESENVOLVIMENTO DE UM POSICIONADOR DE ULTRA-PRECISÃO"**

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

**Eng . Jorge Antonio Rojas Vásquez**

**FLORIANÓPOLIS, 31 DE AGOSTO DE 1994**

**"DESENVOLVIMENTO DE UM POSICIONADOR DE ULTRA-PRECISÃO"**

**Eng . Jorge Antonio Rojas Vásquez**

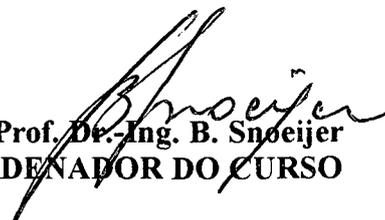
**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE:**

**MESTRE EM ENGENHARIA**

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



**Prof. Dr.-Ing. C. A. Martin  
ORIENTADOR**



**Prof. Dr.-Ing. B. Snoeijer  
COORDENADOR DO CURSO**

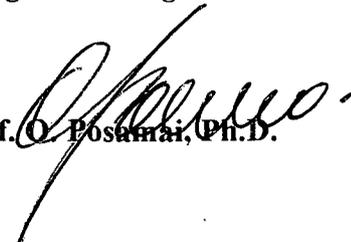
**BANCA EXAMINADORA**



**Prof. Dr.-Ing. C. A. Martin  
PRESIDENTE**



**Prof. Dr.-Ing. W. Weingaertner**



**Prof. O. Bosman, Ph.D.**

**Prof. J. Normey, M. Sc.**



**Eng. M. Lichtblau, M. Eng.**

*Después de pasar un tiempo haciendo máquinas que sustituyen personas,  
resulta mucho más difícil convencerme de que no es sólo por vanidad,  
de que la tecnología y los grandes anhelos de una vida mejor no se contraponen,  
de que estamos en el camino cierto....  
Por las dudas, nos resta ser responsables.*

**Meus sinceros agradecimentos:**

**Ao Programa de Estudantes Convênio PEC/PG e à CAPES por ter feito possível minha participação neste trabalho.**

**À UFSC, ao Departamento de Engenharia Mecânica e ao Programa de Pós-Graduação por me acolher e me dar esta oportunidade.**

**Aos meus professores pelas lições e a amizade.**

**Aos meus colegas pelas longas conversas que tanto contribuíram.**

**Aos nossos amigos por mostrarnos a beleza deste lugar.**

*Para mi esposa Aida  
Por su AMOR  
Por su compañía  
Por su infinita comprensión*

## ÍNDICE

RESUMO .....	vii
ABSTRACT .....	viii
<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1. Introdução .....	1
1.2. Formulação do Problema .....	1
1.3. Objetivos .....	2
1.4. Justificativa .....	3
<b>2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>4</b>
2.1. Introdução .....	4
2.2. Aplicações da Usinagem de Ultra-precisão .....	5
2.3. Aspectos de Projeto de Posicionadores de Ultra-precisão .....	9
2.4. Cadeia Cinemática .....	16
2.5. Acionamento Elétrico .....	25
2.6. Sistemas de Medição .....	36
2.7. Controle .....	46
2.8. Hardware e Software de Controle .....	56
2.9. Instrumentação e Processamento de Sinais .....	66
<b>3. ESTUDO DO OBJETO .....</b>	<b>71</b>
3.1. Introdução .....	71
3.2. Cadeia Cinemática .....	71
3.3. Acionamento Elétrico .....	73
3.4. Sistema de Medição .....	78
3.5. Controlador .....	80
3.6. Estrutura Mecânica do Sistema Desenvolvido .....	84
3.7. Controle Ambiental .....	85

4. CARACTERIZAÇÃO E MODELAÇÃO DO SISTEMA .....	86
4.1. Introdução .....	86
4.2. Modelação do Sistema de Posicionamento .....	86
4.3. Considerações para a Simulação .....	97
5. CONTROLE .....	99
5.1. Introdução .....	99
5.2. Definição do Problema de Controle .....	99
5.3. Estrutura de Controle Adotada .....	100
5.4. Análise da Solução Adotada .....	105
5.5. Resultados de Simulação .....	117
6. PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL .....	127
6.1. Introdução .....	127
6.2. Infraestrutura Experimental .....	127
6.3. Fontes de Erro .....	130
6.4. Critérios de Ensaio .....	131
6.6. Procedimento Experimental Proposto .....	131
7. CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES .....	137
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	139
APÊNDICE 1: Especificações técnicas .....	143
Tabela 1: Especificações do Motor Translativo.....	143
Tabela 2: Especificações do Servo-conversor PWM .....	143
APÊNDICE 2: Métodos de integração discreta .....	144
APÊNDICE 3: Coeficientes .....	146

## RESUMO

O objetivo deste trabalho é de estudar, caracterizar e modelar um posicionador de ultra-precisão, de modo a propor uma estratégia de controle que atenda às especificações próprias dos processos de fabricação de ultra-precisão, nos quais exigem-se erros dimensionais submicrométricos e rugosidade superficial nanométrica. A contribuição deste trabalho, com enfoque no problema de controle, vem de encontro aos avanços paralelos conseguidos na área de fabricação de precisão, na qual hoje é possível realizar a maior parte dos componentes funcionais, tais como guias e mancais aerostáticos. Os resultados obtidos permitirão avançar no domínio desta tecnologia, gerando as condições para o desenvolvimento de máquinas-ferramenta de ultra-precisão com comando numérico computadorizado.

Primeiramente é realizada uma revisão da bibliografia recente em relação ao tema. Apresentam-se aplicações da tecnologia de usinagem de ultra-precisão, aspectos de projeto de posicionadores para máquinas-ferramenta de ultra-precisão, seleção de componentes funcionais, acionamentos, sistemas de medição, estratégias de controle, hardware e processamento de sinais. A seguir é apresentada uma descrição do sistema desenvolvido, destacando-se seus principais componentes funcionais, cuja integração permite atingir os níveis de precisão exigidos. Logo é apresentada uma modelação analítica do sistema dinâmico, obtendo-se a função de transferência e diagramas de simulação. Um modelo em variáveis de estado também foi desenvolvido.

Posteriormente é abordado o problema de controle. Analisam-se as especificações para o comportamento do sistema, estabelecem-se os objetivos de controle, e propõe-se uma estrutura de controle. A solução proposta é analisada através de simulação computacional.

Finalmente, são analisadas as questões principais para a avaliação experimental posicionadores de ultra-precisão. Propõe-se um conjunto de ensaios, os quais permitirão identificar o sistema, de modo a validar e, eventualmente, introduzir correções no modelo teórico e avaliar o comportamento dinâmico do sistema de posicionamento.

## ABSTRACT

This work describes the study, characterization and modeling of a ultraprecise positioner. Control strategies to solve the control problem in ultraprecise machining process are proposed.

First part is dedicated to bibliographical overview. Basic concept, applications of ultraprecise machining technology, design aspect of positioner for ultraprecise machine tools, functional components selection, drives, measurement systems, control strategies, hardware and signal processing are revised in Chapter 2.

Chapter 3 contain description of developed system and Chapter 4 contain analytical modeling of dynamic system. Transfer function and simulation diagram are obtained. State space modeling was developed as well.

Control problem is analysed in chapter 5. Control specification are defined and control structures are proposed. Proposed solution is evaluated with simulation software.

Finally, experimental tests are proposed. Chapter 6 describes typical tests recommended to evaluate behaviour and performance of ultra-precise machine tools.

## 1. INTRODUÇÃO

### 1.1. Introdução

Na atualidade, existe uma crescente necessidade de componentes com qualidade superficial nanométrica e precisão dimensional submicrométrica, para produtos de alta tecnologia tais como componentes ópticos, micro-mecânicos e micro-eletrônicos (Ikawa et al., 1991). Isto tem obrigado muitos pesquisadores, em todo mundo, a concentrar esforços no desenvolvimento de máquinas-ferramenta e processos de fabricação, que permitam alcançar estes elevados níveis de precisão (Weingaertner, 1992). No estágio atual de desenvolvimento desta tecnologia, pode-se afirmar que o limite para a qualidade superficial e a precisão dimensional está atingindo dimensões em níveis atômicos.

Em máquinas-ferramenta de ultra-precisão os altos níveis de precisão requeridos, somente podem ser atingidos pela correta combinação dos sistemas de acionamento, guias, medição e controle. A otimização dos elementos mecânicos e estruturais, sendo uma condição necessária, só permite obter os níveis de precisão requeridos na usinagem de superfícies simples tais como cilindros e discos (Bispink, 1992). Já a integração de componentes mecânicos, eletrônicos e ópticos permite a obtenção de soluções satisfatórias (Yonezawa, 1990; Ueda et al, 1991). Contudo, sem uma adequada abordagem dos aspectos de modelagem e controle, soluções estruturalmente apropriadas podem não dar os resultados previstos (Ro & Hubbel, 1992). Isto dá ao problema um caráter fortemente multidisciplinar.

### 1.2. Formulação do Problema

Em máquinas-ferramenta de ultra-precisão, as técnicas convencionais de acionamento, medição e controle resultam insuficientes para atingir as crescentes exigências de qualidade superficial e precisão dimensional.

Os acionamentos devem ser capazes de responder com rapidez e precisão a sinais de entrada de pequena amplitude. Requer-se boa resposta de posicionamento, estática e dinâmica, e alta qualidade de movimento especialmente a velocidades muito baixas (Weck & Bispink, 1991; Craig & Youden, 1991). Velocidades menores que 1 mm/min ou 0.25 rpm são freqüentes em usinagem de ultra-precisão. Por esta razão, efeitos tais como *stick-slip* não são tolerados. Em comparação com os acionamentos eletromecânicos clássicos, os acionamentos diretos, associados com guias hidrostáticas ou aerostáticas, permitem melhorar consideravelmente a precisão e comportamento dinâmico (Pritschow, 1992).

A resolução de posicionamento depende diretamente do sistema de medição usado para a realimentação de posição. Para que o sistema de controle tenha condições de reagir a erros de posicionamento submicrométricos, é evidente que o sistema de medição, devendo ter resolução

nanométrica, é uma peça chave. Sistemas de medição tais como os encoders incrementais baseados em princípios ópticos não interferométricos, amplamente utilizados em máquinas-ferramenta de precisão supramicrométrica, apresentam limitações construtivas que não permitem resolução sub-micrométrica. A utilização de sistemas de medição LASER interferométrico representa, ainda, o estado-da-arte na solução deste problema (vide seção 2.61).

Os compensadores P ou PID usados na maior parte dos sistemas posicionadores CNC disponíveis comercialmente na atualidade (Koren, 1992; Alique et al., 1994), não dão conta das maiores restrições impostas ao controle, decorrentes fundamentalmente dos baixos erros de seguimento e posicionamento requeridos (elevada qualidade superficial e precisão dimensional requeridas), enquanto que as características dinâmicas do sistema de posicionamento se tornam cada vez mais complexas. Por exemplo, recentes pesquisas demonstram que fusos de esferas recirculantes e guias de elementos rolantes apresentam características dinâmicas dependentes do nível do sinal de comando (Slocum, 1989; Ro & Hubbel, 1992). Assim pode-se distinguir entre uma micro-dinâmica, que é dominante na faixa de pequenos deslocamentos (submicrométricos) e uma macro-dinâmica, dominante na faixa de grandes deslocamentos (supramicrométricos). Torna-se então importante, para o projeto adequado do sistema de controle, a caracterização micro e macro dinâmica do sistema de posicionamento, isto é, a resposta tanto a baixíssimos quanto a grandes sinais de excitação, já que neste caso o problema adquire um caráter não linear, o que obriga à procura de soluções ao problema de controle, que levem em conta estas restrições.

Por último, a necessidade de estratégias de controle mais complexas aumenta as exigências relativas ao hardware. Dentre os novos desenvolvimentos nesta área, destacam-se os DSPs (Digital Signal Processors) que por suas arquiteturas especiais, projetadas para o processamento de sinais em tempo real, possuem um alto desempenho, que os fazem apropriados para aplicações de controle, que exigem alta rapidez de processamento e alta resolução nos cálculos.

### 1.3. Objetivos

São objetivos do presente trabalho:

- Estudar os aspectos de modelação e controle dos sistemas de posicionamento (avanço) de máquinas-ferramenta de ultra-precisão;
- Estudar as características dinâmicas de um posicionador translativo de ultra-precisão com um grau de liberdade;
- Estudar o desempenho de um motor translativo utilizado como acionamento direto do posicionador de ultra-precisão.

#### 1.4. Justificativa

A origem deste trabalho remonta a duas experiências anteriores. A necessidade de um fabricante de fotocopiadoras de usinar os cilindros para suas máquinas no Brasil, motivou a fabricação de um torno de ultra-precisão dedicado, o qual foi dotado de automatização simples por meio de CLP. Posteriormente um segundo torno com características similares foi fabricado para outra empresa. Ambas permitem apenas a fabricação de peças de geometria simples (cilindros).

O objetivo que os laboratórios envolvidos neste trabalho (LMP e LHW) tem-se traçado agora, é a construção de máquinas-ferramenta de ultra-precisão com comando numérico computadorizado, que permitam a usinagem de superfícies de geometria mais complexa. Nesse sentido, no LMP tem-se desenvolvido, ou encontram-se em desenvolvimento, os seguintes trabalhos:

- Estudo do comportamento dinâmico de mancais aerostáticos cilíndricos para guias lineares (Stoeterau, 1992);
- Fabricação de mancais aerostáticos para árvores de máquinas-ferramenta de ultra-precisão (Oliveira, 1994; Müller, 1994);
- Fabricação de mancais aerostáticos por técnicas de moldagem e usinagem em resina. Aplicações em mesas rotativas e árvores de máquinas-ferramenta de ultra-precisão (Rocha, 1994);
- Fabricação da árvore de torno para usinagem de lentes de contato. Sistema composto de mancais aerostáticos e acionamento por turbina pneumática (Moreira, 1994).

Todos eles permitem, sem dúvida, viabilizar os objetivos propostos, dando também garantias da continuidade desta linha de pesquisa. Por outro lado, a disponibilidade no LHW de hardware baseado no DSP 38001, de tecnologia bastante recente, e de ferramentas de instrumentação, análise e simulação de sistemas de controle, permite também antever a viabilidade destes objetivos serem alcançados.

A contribuição deste trabalho vem ao encontro dos avanços conseguidos na área de fabricação. Os resultados obtidos estão sendo utilizados pelos laboratórios envolvidos, o LMP e o LHW, no desenvolvimento de posicionadores de ultra-precisão, no intuito de se avançar no domínio desta tecnologia, de modo a criar condições para a construção de máquinas-ferramenta de ultra-precisão e a posterior transferência desta tecnologia ao setor industrial.

## **2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

### **2.1. Introdução**

Neste capítulo é feita uma revisão da bibliografia recentemente publicada, em relação aos temas considerados relevantes para a tecnologia de usinagem de ultra-precisão e para a automação e controle de máquinas-ferramenta. Dividiram-se as seções de maneira coerente, agrupando as questões afins, e dando ênfase nos aspectos relativos ao objeto deste trabalho. Primeiramente, nesta seção, são definidos alguns termos, os quais são utilizados freqüentemente na literatura, sem que por isso necessariamente exista uma certa uniformidade em seu emprego. Logo a seguir são discutidas algumas aplicações desta tecnologia. Finalmente, nas seções seguintes abordam-se de maneira sucinta aspectos de projeto, componentes funcionais, técnicas de controle, instrumentação e processamento de sinais.

### **Engenharia de Precisão**

Engenharia de Precisão compreende um conjunto multidisciplinar de conhecimentos e técnicas, a níveis científico e de engenharia, fortemente embasados na metrologia dimensional, através da qual tem sido possível o desenvolvimento de uma ampla gama de produtos de tecnologia avançada (McKeown, 1991). Tradicionalmente, a denominação Engenharia de Precisão tem sido empregada para fazer referência a técnicas e processos de fabricação, que permitem obter produtos com tolerâncias muito menores que as obtidas na produção convencional. Na atualidade, a abrangência da engenharia de precisão tem-se ampliado dramaticamente e duas novas áreas podem ser identificadas: a microengenharia e a nanotecnologia, as quais têm exibido um rápido desenvolvimento nos últimos 5 a 10 anos.

### **Microengenharia**

O termo microengenharia é comumente associado aos novos desenvolvimentos na área de sistemas micro-eleto-mecânicos, os quais têm sido possíveis com os subsídios da tecnologia desenvolvida pela indústria microeletrônica. Assim, produtos na faixa supramicrométrica até submicrométrica já são uma realidade. Esta tecnologia tem dado grande contribuição à miniaturização de dispositivos tais como sensores, atuadores, etc., no desenvolvimento de circuitos integrados ópticos e na fabricação de complexas estruturas micromecânicas em silício. Em termos quantitativos, a microengenharia pode ser associada aos produtos e processos compreendidos em uma escala que vai desde 100 nm até as dimensões supramicrométricas.

## **Nanotecnologia**

Nanotecnologia é comumente associada com processos e produtos dentro de uma escala que vai desde 0.1 até 100 nm ( $1 \text{ nm} = 10^{-9} \text{ m}$ ), porém capazes de interagir com elementos fora desta faixa, isto é, na escala atômica e supra-micrométrica (Robinson & Phil, 1991). A nanotecnologia encontra-se atualmente em um estágio de desenvolvimento em que é possível medir, manipular e manufaturar produtos desde um nível submicrométrico até a escala atômica.

## **Usinagem de Ultra-precisão**

Ikawa et al. (1991) definem usinagem de ultra-precisão como uma técnica que possibilita a produção de componentes ópticos, mecânicos e eletrônicos com precisão de forma micrométrica ou submicrométrica e rugosidade superficial de algumas dezenas de nanômetros. Weingaertner (1992) define usinagem de ultra-precisão como aquela em que a qualidade superficial, medida pelo fator de rugosidade  $R_a$ , fica na ordem de 1nm e a precisão dimensional na faixa dos 10 nm. Uma superfície com estas características a olho nú apresenta aparência especular.

Estes elevados níveis de precisão somente podem ser alcançados com máquinas-ferramenta especialmente desenvolvidas, as quais devem possuir resolução de posicionamento submicrométrica e movimentos suaves (especialmente em baixa velocidade). A usinagem de ultra-precisão depende criticamente do elevado desenvolvimento de diversos subsistemas e técnicas. Fatores tais como a estrutura e material da máquina-ferramenta, os sistemas de medição e controle, as ferramentas de corte, o controle ambiental, o material da peça e a técnica de usinagem devem ser otimizados (Ikawa et al., 1991). Ademais, estes tipos de máquinas-ferramenta necessariamente devem operar em ambientes de temperatura controlada e com adequado isolamento de vibrações.

### **2.2.- Aplicações da Usinagem de Ultra-Precisão**

Historicamente, a usinagem de ultra-precisão, no sentido atual, começou a ser pesquisada nos anos 60, com o advento de uma forte procura por tecnologias avançadas em áreas tão diversas como energia, computação, eletrônica, aplicações militares, etc. Nos anos 70, foram levados a cabo trabalhos experimentais de usinagem de componentes ópticos de forma complexa. Já nesta época, observou-se uma forte tendência ao desenvolvimento desta tecnologia com objetivos de fabricação de componentes ópticos, principalmente para aplicações em áreas industriais de tecnologia avançada. A partir dos anos 80, o esforço desenvolvido nas décadas passadas possibilitou a aplicação industrial intensiva desta tecnologia, principalmente na fabricação de componentes para máquinas fotocopiadoras e periféricos de computadores. Estas aplicações, por seu enorme impacto comercial, têm dado um grande impulso ao desenvolvimento desta tecnologia, que no começo foi vista como uma técnica de fabricação para componentes

especiais, altamente dedicados, para aplicações científicas e tecnológicas avançadas (Ikawa et al., 1991).

Nos últimos anos tem-se detectado uma crescente necessidade de componentes, com qualidade superficial especular e precisão dimensional nanométrica, para produtos de alta tecnologia. Muitas aplicações científicas e industriais tais como em física, astronomia, microeletrônica, computação e informática, etc., não teriam sido desenvolvidas nos níveis atuais, sem dispor de técnicas de usinagem que provessessem os elevados níveis de qualidade requeridos. Por sua vez, áreas da medicina e biociências apresentam hoje um promissor campo de aplicação da tecnologia de usinagem de ultra-precisão. Acredita-se que muitas aplicações consideradas como ficção há alguns anos atrás, no nível atual de evolução desta tecnologia, poderão ser desenvolvidas em curto espaço de tempo. A seguir são descritas algumas aplicações desta tecnologia.

### **Aplicações em óptica.**

A necessidade de otimização e miniaturização de produtos optoeletrônicos tais como filmadoras, câmeras fotográficas especiais e CD *players*, tem sido resolvida através da combinação dos sistemas ópticos convencionais com lentes asféricas, as quais têm elevado desempenho com um formato de lente simplificado. Devido à dificuldade de fabricação destas lentes por processos de remoção tais como retificação e lapidação, técnicas de moldagem sob pressão tem sido desenvolvidas. Os moldes usados neste processo devem ser usinados com tolerâncias de 0.1  $\mu\text{m}$  ou menores. Assim, grande esforço tem sido aplicado no desenvolvimento de máquinas-ferramenta que possibilitem a usinagem eficiente dos moldes nestes altos níveis de precisão (Osaka et al, 1991). Contudo, o desenvolvimento de processos de usinagem para fabricação direta de lentes asféricas metálicas ou em vidro, por sua grande importância prática, também tem sido objeto de pesquisas. Moriyama (1991) descreve os processos de fabricação de lentes asféricas para duas aplicações diferentes. Para microscopia de raios-x onde são utilizadas lentes asféricas metálicas fora de eixo. Para componentes ópticos de impressoras LASER, onde são utilizadas lentes asféricas de vidro, sem qualquer simetria axial.

A aplicação industrial de sistemas LASER de elevada potência, requer sistemas ópticos que apresentem mínimas perdas por absorção de energia luminosa. Isto é devido a que a absorção de energia provoca aquecimento dos componentes do sistema óptico, os quais sofrem deformações que alteram as características originais do mesmo. Existem basicamente três tecnologias (Weingaertner, 1992): ópticas de transparência (fabricadas em vidro), de reflexão (fabricadas por revestimento metálico de um substrato de vidro) e metálicas (ópticas de reflexão fabricadas em metal maciço). As ópticas metálicas (de reflexão) maciças são as que apresentam menor índice de absorção, sendo assim apropriadas para aplicações de alta densidade luminosa (p/e máquinas para corte de chapas a LASER). Os metais que apresentam melhores características de reflexão,

quando usinados, são o ouro, a prata, o cobre e o alumínio. Estas matérias são de baixa dureza e alta ductibilidade. Assim a obtenção de superfícies com qualidade especular através de processos convencionais resulta extremamente onerosa. Contudo, estes metais podem ser usinados com ferramentas de corte de geometria definida e são propícios para a usinagem com ferramentas de diamante monocristalino (Weingaertner, 1992). Assim, componentes ópticos metálicos podem ser fabricados utilizando processos de usinagem de ultra-precisão.

Na fabricação de lentes de contato, a usinagem com técnicas convencionais gera uma lente opaca. Para obter o acabamento superficial apropriado deve-se, portanto, realizar uma posterior lapidação da mesma. A usinagem das lentes utilizando árvores com mancais aerostáticos girando em alta velocidade permite a obtenção de lentes com maior índice de transparência diminuindo (ou até dispensando) a necessidade de polimento posterior.

Na área de pesquisas espaciais, requer-se a fabricação de espelhos que permitam a reflexão e focalização de irradiações do espaço para os laboratórios situados na terra. Neste caso requer-se a fabricação de componentes ópticos de grande porte (diâmetros de alguns metros) com características superficiais nanométricas e precisão geométrica abaixo de uma franja de interferência (Weingaertner, 1992).

### **Aplicação em Fotorreceptores para Fotocopiadoras**

O princípio de funcionamento das fotocopiadoras baseia-se na utilização de um cilindro revestido com material fotosensível (selênio e telúrio), que apresenta características semicondutoras na ausência de luz e de condutor na presença da mesma. Para se obter uma cópia, o cilindro, posto a girar, passa por uma câmara escura onde o material semicondutor é carregado eletrostaticamente. Logo a seguir, a imagem da figura a ser copiada é projetada sobre o cilindro, de modo que as partes iluminadas perdem as cargas eletrostáticas. No passo seguinte o cilindro passa no receptor do *tonner*, o qual é atraído pelas cargas restantes no cilindro ficando aderido nele. Finalmente o *tonner* é transferido ao papel, onde é fixado por meio de calor.

O cilindro utilizado neste processo deve possuir qualidade superficial especular. Por esta razão, o desenvolvimento desta tecnologia foi acompanhado de um grande esforço destinado a propiciar técnicas de usinagem que permitissem atingir os níveis de qualidade requeridos.

### **Aplicações em Periféricos de Computadores**

A informática é uma área na qual tem-se observado uma impressionante evolução no decurso de menos de uma década e que, de fato, tem mudado a fisionomia de grande parte das atividades humanas. Deve-se considerar que o ramo da informática é o terceiro em importância no mundo, perdendo somente para as indústrias do petróleo e automobilística. Assim a fabricação de

componentes para periféricos de computadores, tais como discos rígidos, discos ópticos (CD-ROM) e cilindros e componentes ópticos para impressoras LASER tem grande importância. Nas impressoras LASER, requer-se que os sistemas ópticos rotativos transmitam, em altíssima velocidade, a informação da fonte para o cilindro copiador, o qual é revestido com material fotosensível. Tanto os prismas do *scanner* como o cilindro são usinados com qualidade superficial especular. A melhora da qualidade superficial e da precisão geométrica tem contribuído muito para o aumento da qualidade destas impressoras. Discos rígidos requerem também substratos metálicos usinados com qualidade superficial especular.

### **Aplicações em Medicina e Biociências**

O impacto da engenharia de ultra-precisão na medicina e biociências é relativamente recente. Avanços em sensores e instrumentação médica, próteses de articulações e instrumentos micro-cirúrgicos são só alguns exemplos (Robinson & Phil, 1991).

### **Aplicações na Usinagem de Componentes Hidráulicos e Pneumáticos**

Servo-válvulas são componentes chave em sistemas de controle hidráulicos. Limitações nas técnicas de fabricação normalmente têm influenciado no desempenho destes elementos. Assim, para otimizar o desempenho das servo-válvulas, as tolerâncias de fabricação dos seus componentes têm sido elevadas a níveis que obrigam à utilização de técnicas de usinagem de alta precisão (Shengyi et al, 1991). As tolerâncias geométricas para este tipo de válvulas ficam em torno de  $\pm 1 \mu\text{m}$ , enquanto que a rugosidade superficial deve atingir valores de  $R_a$  na faixa de 0.07 até  $0.1 \mu\text{m}$  (Kopac & Zakelj, 1991).

### **Aplicações na usinagem de materiais duros e frágeis**

O vidro e outros materiais frágeis, apresentam um comportamento dútil quando a profundidade de usinagem é de alguns micrometros, assim é possível sua usinagem com ferramentas de diamante monocristalino (Weingaertner, 1992).

## 2.3. Aspectos de Projeto de Máquinas-Ferramenta de Ultra-Precisão

O projeto de máquinas-ferramenta para usinagem de ultra-precisão deve cobrir, em termos gerais, três aspectos principais: a estrutura, os sistemas de posicionamento e o sistema de controle (Kronenberg, in apud Stoeterau, 1992). Em relação à estrutura, esta deve garantir o isolamento de vibrações induzidas pelo meio externo, e a diminuição daquelas autoinduzidas pelo processo de usinagem. No campo da usinagem de ultra-precisão, as condições ambientais têm forte influência na qualidade dos resultados possíveis de se obter. Enquanto que as vibrações transmitidas através do solo podem ser isoladas com relativa facilidade, as vibrações acústicas são muito difíceis de se eliminar, especialmente as baixas frequências dos condicionadores de ar usados nos ambientes de temperatura controlada, necessários para desenvolver aplicações em engenharia de precisão. No que diz respeito ao sistema de posicionamento, ele deve ser (a) suficientemente rígido, de modo a evitar problemas tais como ressonâncias mecânicas devidas à interação entre as folgas elásticas e os componentes inerciais; (b) de baixo atrito, de modo a evitar problemas tais como *stick slip*; e (c) de baixa inércia, de modo a se obter uma boa resposta dinâmica do sistema de posicionamento. Quanto ao controle, os critérios de projeto mais importantes são: garantir erros submicrométricos de posicionamento e seguimento de trajetórias e a obtenção de movimentos suaves e uniformes, especialmente em baixas velocidades.

O projeto de máquinas-ferramenta de ultra-precisão, é um interessante e amplo campo de estudo, pesquisa e desenvolvimento. Ele envolve aspectos tais como: estrutura mecânica e fundação, fontes de erros, escolha e dimensionamento dos acionamentos de avanço e da árvore, sistema de controle, etc. Nesta seção são abordados primeiramente as principais fontes de erro.

### 2.3.1. Fontes de Erro

#### 2.3.1.1. Erros mecânicos quase-estáticos

Os erros mecânicos quase-estáticos, são erros na máquina, componentes, ferramentas e peças, que ocorrem a uma frequência muito menor que a largura de banda dos eixos da máquina, que poderiam ser usados para corrigir tais erros (Slocum, 1989). Alguns erros têm períodos de horas (p.e. dilatação térmica) ou até anos (p.e. instabilidade do material). Por isto, mais do que tentar compensar estes erros, devido a sua difícil monitoração, o esforço deve ser concentrado em eliminá-los. Contudo, duas exceções desta regra devem ser consideradas: primeiro, se o erro atinge um estado de regime permanente, e segundo, se a máquina-ferramenta pode ser efetivamente recalibrada, de modo que a parcela de erro atuante chegue a ser desprezível. Fontes de erros deste tipo incluem, erros geométricos, erros cinemáticos, erros resultantes de cargas externas, erros devidos à dilatação térmica, erros devidos à instabilidade do material e erros de instrumentação (Slocum, 1989).

## **Erros Geométricos**

São definidos como erros na forma e montagem de componentes individuais da máquina-ferramenta.

## **Erros Cinemáticos**

São definidos como erros na trajetória de um eixo, sendo causados por desalinhamentos ou dimensionamento inapropriado de componentes. Erros cinemáticos são, por exemplo, os erros de ortogonalidade e paralelismo, erros de translação dos eixos e os erros resultantes de cargas induzidas durante a montagem (Slocum, 1989).

## **Erros Induzidos por Cargas Externas**

São, por exemplo, aqueles derivados de cargas gravitacionais, acelerações axiais e forças de corte.

## **Erros de Instrumentação**

São aqueles causados por montagem inapropriada ou mau uso dos sensores e transdutores utilizados na máquina-ferramenta. Devido ao alto grau de precisão e resolução requeridos nesta aplicação, a escolha, montagem e uso dos dispositivos, instrumentos e aparelhos de instrumentação é mais crítico e portanto, os cuidados devem ser mais rigorosos que em aplicações convencionais. Os sinais elétricos envolvidos na cadeia de fluxo de sinal podem ser de níveis muito pequenos (alguns milivots). Sinais analógicos desta magnitude são fortemente afetados pelo ruído térmico, ruído induzido eletromagneticamente e o efeito de capacitâncias parasitas no caminho do sinal. O uso de amplificadores diferenciais é praticamente obrigatório quando os sinais são analógicos. Blindagem e aterramento adequados são fundamentais para diminuir o efeito de ruídos induzidos e garantir a segurança da instalação.

## **Erros Devidos a Efeitos Térmicos**

Erros decorrentes de efeitos térmicos são geralmente os mais críticos em um sistema de ultra-precisão. A variação de 1 °C em uma liga de aço, provoca uma dilatação (ou contração) de aproximadamente 12  $\mu\text{m}/\text{m}$ . Daí a necessidade de alocar as máquinas-ferramenta de ultra-precisão em salas climatizadas, com rigoroso controle de temperatura. Por outro lado, devido a que o processo de usinagem e a operação de motores elétricos são fortes fontes de calor, providências devem ser tomadas para a eliminação eficiente. O uso de fluido refrigerante deve ser considerado, tendo-se cuidados em relação ao efeito dele sobre a superfície da peça sendo usinada. A utilização

de refrigeração forçada, nos enrolamentos dos acionamentos elétricos que tem contato com partes da máquina-ferramenta, deve ser também considerado.

### **Erros Causados por Instabilidade do Material**

O ferro fundido utilizado comumente nas bases de máquinas-ferramenta apresenta uma concentração de hidrogênio na estrutura cristalina, que requer vários anos para ser eliminada. A eliminação gradual do hidrogênio provoca reacomodações na estrutura cristalina, as quais por sua vez geram tensões, que tendem a deformar a estrutura da máquina-ferramenta. Assim, materiais estruturalmente estáveis devem ser preferidos em máquinas-ferramenta de ultra-precisão. Por exemplo a utilização de granito natural tem-se mostrado eficaz na solução deste problema.

#### **2.3.1.2. Erros devidos à ação de forças dinâmicas**

Forças dinâmicas que podem causar erros em máquinas-ferramenta são: as decorrentes de vibrações induzidas na estrutura da máquina, que influem negativamente no acabamento superficial da peça, ou as decorrentes de forças friccionais, que podem afetar o desempenho dos servo-sistemas de posicionamento para uma dada estratégia de controle.

### **Erros causados por vibrações**

Máquinas-ferramenta de ultra-precisão apresentam algumas dimensões, as quais são críticas para a função que elas realizam. Quando acelerada, a máquina sofre deformações que alteram tais dimensões críticas. Por exemplo, quando as vibrações transmitidas através do solo afetam um torno, apresenta-se uma variação indesejável na posição relativa entre peça e ferramenta, Fig. 2.1. A maneira em que a máquina-ferramenta é deformada quando submetida à aceleração, depende de como ela é construída e montada, e das direções de aceleração que experimenta. Uma máquina é dita robusta, quando seu projeto e o material de seus componentes, para uma dada aceleração, minimizam a deformação nas direções críticas (DeBra, 1992).

Em máquinas-ferramenta de grande porte a mais importante fonte de vibrações é, frequentemente, o próprio processo de usinagem. Já em máquinas-ferramenta de ultra-precisão, nas quais as forças de corte são extremamente pequenas (fracções de Newton), as fontes de vibrações são externas. Fontes de vibrações que podem, potencialmente, degradar o desempenho de uma máquina-ferramenta de ultra precisão, são (Slocum, 1989; DeBra, 1992): vibrações transmitidas através do solo, excentricidade em componentes mecânicos rotativos (p.e. motores e transmissões), rolamentos, ciclos-limite nos servo-sistemas, turbulências nos circuitos hidráulicos, ruído acústico e instabilidade em mancais aerostáticos (martelamento pneumático). Daí que este

tipo de máquina-ferramenta necessariamente deva ser projetada sob rigorosas tolerâncias, montada isolada de sua circunvizinhança e utilizada em condições ambientais controladas.

Métodos de isolamento podem ser utilizados para eliminar, ou pelo menos minimizar o efeito de vibrações. Estes métodos podem ser classificados em ativos e passivos. O princípio básico por trás de ambos métodos de isolamento é o mesmo: consiste em desacoplar ou pelo menos atenuar o movimento (ou movimentos) transmitido através do solo e também a excitação acústica, de modo que a máquina-ferramenta experimente acelerações inerciais de nível suficiente baixo para que as vibrações relativas sejam aceitáveis.

As máquinas-ferramenta são elásticas. Suas distorções são devidas à natureza distribuída desta propriedade. Isto pode ser descrito em termos da análise modal da estrutura (Hill & Tischer, 1991), porém, resulta mais útil para a compreensão dos princípios e idéias de projeto, supôr-se uma estrutura com elementos concentrados (Weck et al., 1991). Assim, uma máquina-ferramenta pode ser modelada como duas massas acopladas por uma mola, que por sua vez é acoplada por outra mola à sua fundação, como mostrado na Fig. 2.2.

Já que as vibrações provocam cargas inerciais, as forças que tendem a distorcer a máquina são proporcionais às massas das partes que estão sendo deformadas. Como a rigidez determina a amplitude da resposta, a frequência natural do sistema elástico composto pela cadeia cinemática referida à estrutura da máquina-ferramenta, é uma figura de mérito apropriada (DeBra, 1992). Quanto maior a frequência natural, menor será a deformação que acontecerá em consequência das vibrações ambientais e melhor será a resposta dinâmica do sistema (Gross, 1984). De maneira similar, a influência das perturbações transmitidas através do solo que são propagadas à estrutura da máquina-ferramenta, está relacionada à frequência natural do sistema máquina-fundação, Fig. 2.2. Porém, neste caso o efeito é contrário, quanto menor a frequência natural, menor também o efeito das perturbações ambientais. Isto é, o sistema neste caso atua como um filtro passa-baixas, com frequência de corte a menor possível. Por esta razão, a massa da base ( $M_b$ ) deve ser tão grande quanto possível, ao passo que a massa dos componentes do sistema de

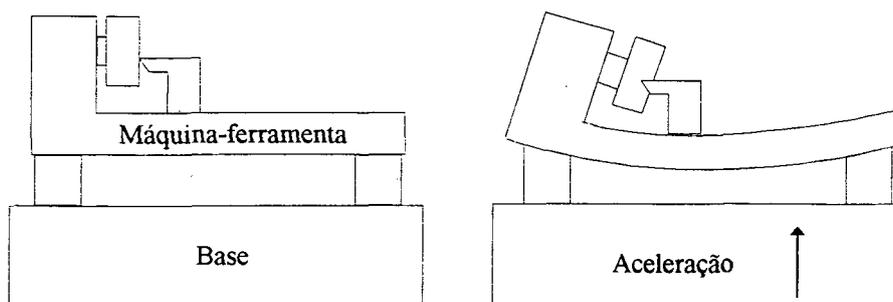


Fig. 2.1: Deformação causada por vibrações (DeBra, 1992)

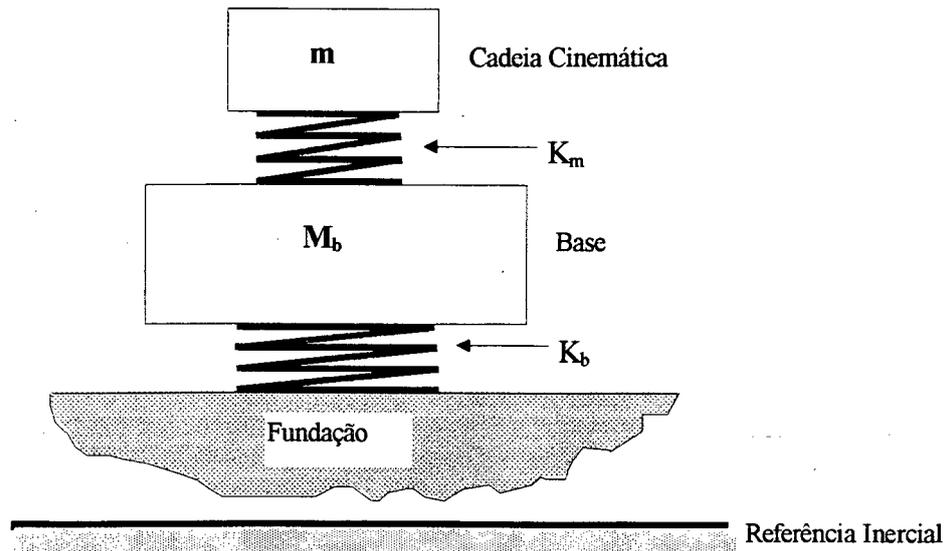


Fig. 2.2: Modelo massa-mola de máquina-ferramenta

posicionamento ( $m$ ) deve ser tão pequena quanto possível. A impossibilidade prática de satisfazer este último critério leva à procura de sistemas de posicionamento mais rígidos.

### Erros Causados por Forças de Atrito

O atrito entre duas superfícies ajuda ao amortecimento de vibrações, porém, na maioria dos casos, este traz mais prejuízos do que benefícios. Ele causa desgastes, ciclos-limite nas malhas de controle, e forças que tendem a deformar componentes. O problema do *stick-slip*, extremamente crítico para sistemas de ultra-precisão, é decorrente de forças de atrito. Comportamentos microdinâmicos observados em fusos de esferas recirculantes e guias de elementos rolantes são decorrentes da natureza elástica destes componentes e da presença de fricção de Coulomb. Esta última é analisada com mais detalhe na seção 2.4.

### 2.3.2. Sistemas de Posicionamento de Ultra-precisão

#### Sistemas combinados de posicionamento grosseiro/fino

Sistemas de posicionamento com resolução desde a faixa nanométrica até a escala atômica, são atualmente uma realidade, porém, restritos a cursos pequenos (tipicamente na faixa de alguns micrometros até só alguns milímetros). A procura de sistemas de posicionamento com resolução nanométrica e até a escala atômica com percursos longos, tem na atualidade duas possíveis abordagens. A primeira consiste na otimização dos sistemas de posicionamento usuais, que empregam elementos tais como fusos de esferas recirculantes e roda de atrito, guias aerostáticas ou de elementos rolantes e acionamentos elétricos com servo-motores. Sistemas deste tipo

atingem resoluções submicrométricas com percursos longos. Melhoras na resolução requerem estratégias de controle mais complexas. Uma segunda abordagem consiste na implementação de sistemas de posicionamento de dois estágios. Um estágio realiza o posicionamento grosseiro (submicrométrico) de longo percurso e o segundo estágio realiza o posicionamento fino (subnanométrico) de pequeno curso. Estágios de posicionamento fino empregam normalmente acionamentos piezoelétricos ou eletrostáticos e elementos cinemáticos tais como guias de flexão, os quais têm comprovada resolução subnanométrica (Slocum, 1989).

### Zero-máquina

Máquinas-ferramenta de ultra-precisão, requerem a definição de pontos de referência extremamente precisos e estáveis, para o sistema de coordenadas da máquina. O uso de sistemas de medição incrementais obriga à utilização de transdutores especialmente dedicados à função de definir o zero-máquina. A escolha do tipo de transdutor mais adequado, deve considerar critérios como: resolução, que deve ser maior ou pelo menos igual à resolução do sistema de medição utilizado para realimentação de posição; curso pequeno, normalmente algumas frações de milímetro já são suficientes, pois normalmente o ponto de zero-máquina fica fora do espaço de trabalho, sendo somente atingido durante o referenciamento da máquina; repetibilidade, que deve ser alta; e histerese, que deve ser mínima.

### Sistemas de Mancais para Árvores

Sistemas de mancais para árvores de máquinas-ferramenta de ultra-precisão devem ser projetados de modo a minimizar as vibrações que possam transmitir ao resto da máquina-ferramenta. A utilização de mancais hidrostáticos, aerostáticos ou magnéticos permite eliminar as vibrações decorrentes da rotação da própria árvore. Contudo, as vibrações transmitidas pelo acionamento podem ser mais difíceis de se eliminar e um isolamento adequado deve ser considerado. Cuidados com o balanceamento adequado do sistema árvore-peça também deve ser

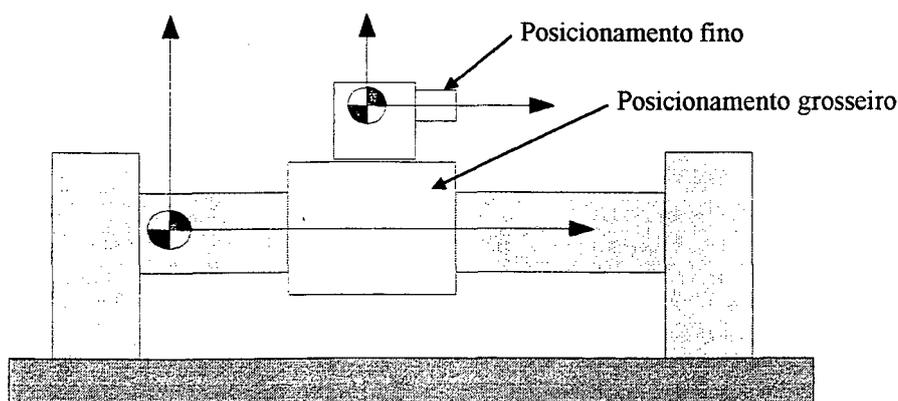


Fig. 2.3: Sistema de posicionamento grosso/fino

considerado, especialmente em casos em que a velocidade da árvore é muito alta.

### **Controle Ambiental**

O controle do ambiente em que a máquina-ferramenta de ultra-precisão será utilizada é necessário por duas razões: os erros decorrentes de efeitos térmicos na estrutura da máquina-ferramenta, e o efeito das grandezas temperatura, umidade e pressão do ar sobre a estabilidade do comprimento de onda dos sistemas LASER interferométricos utilizados para realimentação de posição. Assim, sistemas de condicionamento do ar são extremamente importantes, porém, eles podem ser uma importuna fonte de vibrações acústicas, que podem ser transmitidas à máquina-ferramenta.

### **Suporte**

Sistemas de ultra-precisão normalmente requerem sistemas de ar comprimido e/ou circuitos hidráulicos de maior qualidade que os normalmente encontrados em aplicações convencionais. No caso dos sistemas de ar comprimido eles devem fornecer ar mais seco e limpo. No caso dos circuitos hidráulicos devem-se considerar sistemas de filtragem e resfriamento do óleo que é recirculado no circuito. Especial cuidado deve-se ter com as instalações destes sistemas, posto que os compressores de ar e as bombas hidráulicas são uma considerável fonte de vibrações, que podem ser transmitidas à máquina-ferramenta, através do solo ou por via acústica.

## 2.4. Cadeia Cinemática

### 2.4.1. Introdução

Entende-se por cadeia cinemática, a parte do sistema de posicionamento cuja grandeza de entrada é o torque (ou força) gerado pelo sistema de conversão eletromecânica de energia (acionamento elétrico) e que tem por objetivo atuar sobre a peça, de modo a realizar alguma operação de usinagem. Em geral, formam parte da cadeia cinemática, os elementos de transmissão mecânicos, os acoplamentos e as partes móveis das guias.

No projeto de elementos mecânicos em geral, deve-se atender a exigências de caracter estático. Já em sistemas de posicionamento, especial atenção deve ser dada aos aspectos que influenciam o desempenho dinâmico do sistema. Neste trabalho, este segundo ponto é de maior interesse. Como já foi dito na seção 2.3, forças dinâmicas, que podem ocasionar erros de posicionamento em máquinas ferramenta, são as decorrentes de vibrações externas e as devidas ao atrito.

#### 2.4.1.1. Características Dinâmicas do Sistema Mecânico

Um servo-sistema de posicionamento, pode ser descrito como na Fig. 2.4 (Gross, 1983). Trata-se de um sistema oscilatório com múltiplos elementos massa-mola-amortecedor (Weck et.al., 1991). A parcela correspondente à cadeia cinemática é peça-chave no comportamento dinâmico do sistema. As deformações que a máquina-ferramenta experimenta nas direções críticas, no caso estático, dependem da característica de rigidez dos componentes individuais e das ligações entre eles (juntas, acoplamentos, guias, transmissões, etc). Já as deformações decorrentes de cargas dinâmicas, dependem também da distribuição da massa dos componentes e especialmente, do amortecimento dos elementos e ligações. Devido à elevada complexidade dos componentes, a predição do comportamento do sistema para cargas dinâmicas é, na atualidade, somente possível com severas restrições (Weck et.al., 1991). Assim, só através de pesquisas experimentais é possível a caracterização dinâmica do sistema de posicionamento de máquinas-ferramenta.

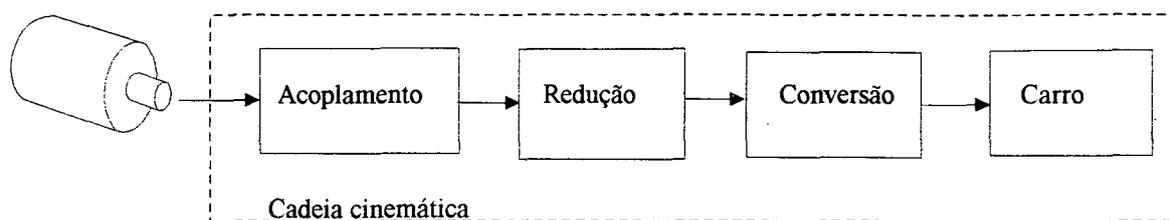


Fig. 2.4: Cadeia cinemática típica

Para a caracterização dinâmica de uma máquina-ferramenta de ultra-precisão a resposta em frequência da relação de causalidade força-deslocamento (Compliância) deve ser obtida. Ela permite obter diretamente as frequências de ressonância e a compliância estática e dinâmica. Ademais, da própria curva podem ser obtidos fatores característicos, os quais descrevem globalmente o amortecimento da máquina-ferramenta nas diferentes ressonâncias. Em geral, uma máquina-ferramenta terá só um ou alguns poucos picos de ressonância, isto é, amplitudes da compliância dinâmica, as quais são significativamente maiores que a compliância estática. Se os diversos picos de ressonância estão relativamente afastados entre si, e o correspondente amortecimento é pequeno, então o comportamento dinâmico da máquina-ferramenta pode ser descrito por um oscilador massa-mola-amortecedor simples (sistema de segunda ordem). No caso contrário, em que os picos de ressonância ficam próximos uns dos outros, existirá uma forte interação entre eles. Nesse caso, o comportamento dinâmico da máquina-ferramenta deve ser descrito através de um oscilador multi-massa (sistema de maior ordem).

O parâmetro de maior interesse do ponto de vista dinâmico é a frequência natural (mecânica) da cadeia cinemática (Gross, 1984; Weck, 1984; Lichtblau, 1989), o qual corresponde ao primeiro pico de ressonância da função compliância. Para minimizar o efeito de vibrações inerciais e obter melhores respostas dinâmicas, a frequência natural deve ser tão alta quanto possível. Para o caso geral, em que os elementos de transmissão mecânica podem ser modelados como um sistema massa-mola-amortecedor, a frequência natural é dada por:

$$\omega = \sqrt{K_m/m}$$

onde  $K_m$  é a constante de rigidez, a qual deve ser tão grande quanto possível, e  $m$  é a massa, a

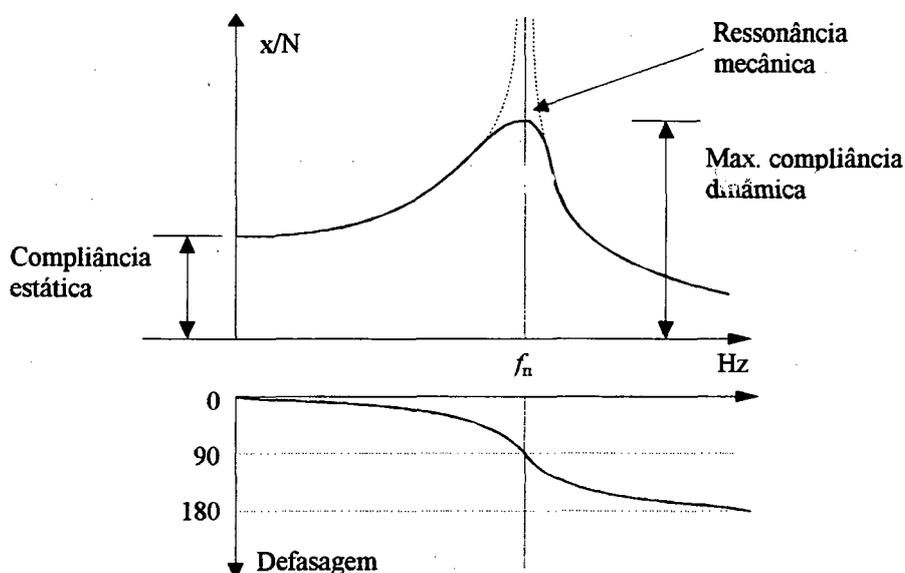


Fig. 2.5: Compliância de um sistema oscilatório simples

qual deve ser tão pequena como possível (Gross, 1984; Lichtblau, 1989). Tratando-se de sistemas rotativos, a rigidez torsional e a inércia é que devem ser consideradas. O segundo parâmetro de interesse é o coeficiente de amortecimento, o qual determina a rapidez com que a energia é dissipada no sistema vibratório.

#### 2.4.1.2. Atrito de Coulomb

O *stick-slip* ou atrito de Coulomb, é um tipo particular de atrito que é fortemente não linear quando a velocidade é nula. Neste ponto a relação de causalidade  $F_f = f(V)$  não é unívoca. Isto implica que em  $V = 0$ , a força de atrito pode assumir qualquer valor na faixa  $[-F_H, F_H]$ . Nesta faixa não existe deslizamento (*sliding*), senão um efeito de grudamento (*sticking*). Diversos modelos do atrito de Coulomb tem sido propostos na literatura (Karnopp, 1985; Haessig & Friedland, 1991). Na Fig. 2.6 (a) apresenta-se uma representação elementar da força de atrito como função da velocidade. Em  $V = 0$ , a força de atrito pode assumir valores muito maiores que para  $|V| > 0$ . Este fenômeno é conhecido como grudamento (*stiction*). Somente se a força externa ultrapassa o pico de grudamento,  $F_H$ , o corpo começará a deslizar.

#### Modelo Clássico do atrito de Coulomb

Devido a que a descontinuidade na origem é pouco realista em termos físicos, uma primeira aproximação da região de grudamento, é supor um comportamento linear na vizinhança de  $V=0$ , como mostrado na Fig. 2.6 (b). Esta aproximação é conhecida como modelo clássico do atrito de Coulomb (Haessig, 1991). Neste modelo  $F_f$  é uma função unívoca de  $V$ , porém, ele apresenta problemas numéricos e de verossimilhança física (Karnopp, 1985). Os problemas numéricos são decorrentes do valor extremamente pequeno do incremento de integração necessário para simulação. Por outra parte, devido à representação linear da região de grudamento, o modelo permite que exista aceleração para forças menores que o pico  $F_H$ , portanto não permite representar corretamente o fenômeno de grudamento. Problemas como ciclos-limite e outros efeitos associados ao fenômeno de grudamento não podem ser preditos pelo modelo clássico.

#### Modelo de Karnopp

O modelo proposto por Karnopp (1985), resolve o problema de verossimilhança o modelo clássico, e tem sido amplamente aceito na literatura (Cheok et al, 1988; Haessig & Friedland, 1991). O modelo de Karnopp efetivamente reduz a ordem da dinâmica do sistema em todo instante em que a velocidade relativa é nula, e incorpora a restrição de movimento relativo zero no conjunto de equações diferenciais. Na Fig. 2.7 apresenta-se o modelo de Karnopp para um sistema massa-mola simples. O modelo é desenvolvido a partir da lei de atrito apresentada na Fig. 2.6 (c). Define-se uma pequena região,  $\pm DV$ , na vizinhança de  $V = 0$ . Fora dessa região a

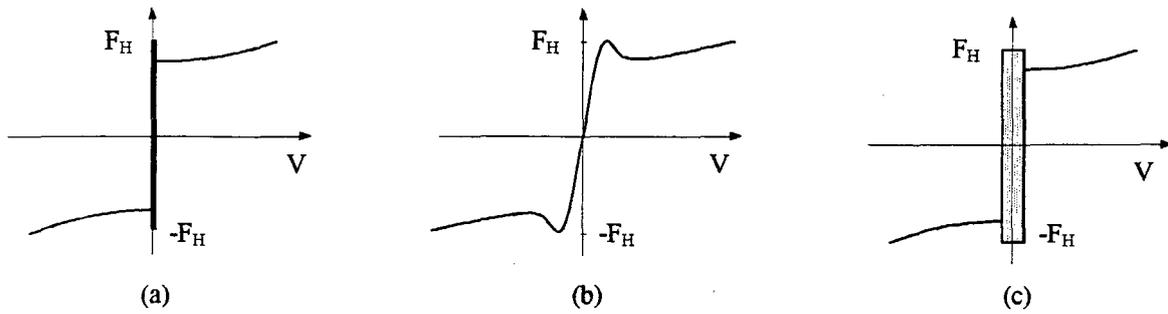


Fig. 2.6: Curvas características estáticas para diversos modelos do atrito

força de atrito é função da velocidade. Dentro dela considera-se  $V = 0$ . A força de atrito na região  $V = 0$  é totalmente determinada pela força externa aplicada, de modo que a velocidade permanece na região enquanto não seja ultrapassado o pico de grudamento  $F_H$ .

#### 2.4.2. Elementos de Transmissão Mecânicos

Elementos de transmissão mecânicos podem ser classificados, segundo sua função, em transmissões transformadoras e conversoras (Gross, 1984; Lichtblau, 1989). Transmissões transformadoras (ou reduções) são aquelas que, tendo como entrada a rotação de um eixo, geram uma saída de menor velocidade e maior torque, sendo que, desprezando as perdas, a potência é mantida constante. Exemplos são as reduções de engrenagens e os sistemas de polias com correia sincronizadora (Weck, 1984; Gross, 1984; Lichtblau, 1989; Slocum, 1989). Transmissões conversoras são aquelas utilizadas para a conversão do movimento de rotação, em movimento de translação. Exemplos são os fusos de esferas recirculantes, pinhões e cremalheiras e roda de

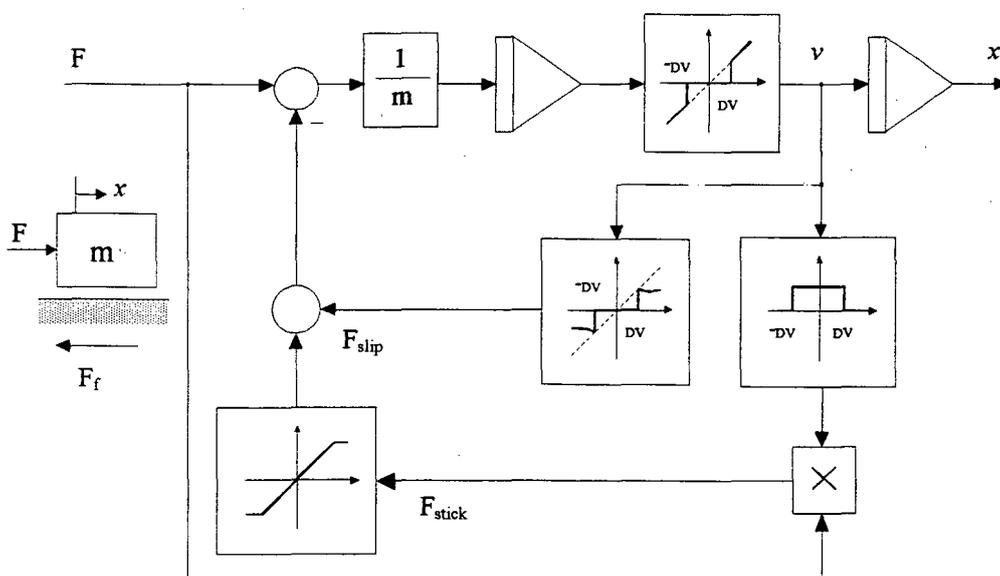


Fig. 2.7: Modelo de Karnopp (1985) para um sistema simples

atrito. Tipicamente o movimento rotativo provem diretamente do eixo de um servo-motor ou da saída de uma transmissão transformadora.

Em máquinas-ferramenta de ultra-precisão, transmissões transformadoras devem ser evitadas devido aos efeitos negativos que podem introduzir (Pritschow, 1990). Problemas tais como as folgas, próprias das reduções de engrenagens, e elasticidades não são tolerados. Contudo tem-se exemplos de micro-posicionadores que empregam reduções de engrenagens (PI, 1990). Tipos especiais de reduções de engrenagens tais como planetárias, Cicloidais e Harmonic Drive (Lichtblau, 1989) eliminam totalmente o problema da folga, permitindo ademais elevadas relações de transformação.

Já as transmissões conversoras são necessárias quando da utilização de acionamentos elétricos rotativos. Fusos de esferas recirculantes tem sido amplamente utilizados em máquinas-ferramenta de precisão. Sua aplicação em sistemas de posicionamento submicrométrico é na atualidade objeto de diversas pesquisas (Ro & Hubbel, 1992, 1993). Transmissões por pinhão e cremalheira são utilizadas em máquinas-ferramenta convencionais quando o comprimento do curso é grande (tipicamente maior que 4 m). Nestes casos a utilização de fuso de esferas recirculantes chega a ser inviável devido a que, para manter a rigidez do sistema, o diâmetro do fuso deve ser incrementado, o que traz como conseqüência forte aumento da inércia do sistema. Porém, transmissões por pinhão e cremalheira apresentam problemas de folgas que são difíceis de eliminar, não permitindo sua utilização em máquinas-ferramenta de ultra-precisão. Contudo, isto não chega a ser um problema para a presente aplicação em que normalmente os cursos úteis são relativamente pequenos e fusos de esferas recirculantes podem ser utilizados.

### **Fusos de Esferas Recirculantes**

Fusos de esferas recirculantes tem sido amplamente utilizados em máquinas ferramenta de precisão (Weck, 1984, Slocum, 1989). Compoem-se do fuso propriamente dito, de uma porca ou castanha e de elementos rolantes recirculantes, através dos quais se dá o acoplamento com o elemento deslizante. Sendo componentes de precisão considerados tradicionais, empregados em sistemas de resolução submicrométrica, a sua aplicação em sistemas de ultra-precisão na faixa de resolução nanométrica pode ser dificultada por efeitos microdinâmicos que diversos pesquisadores têm reportado. Por exemplo, diversas pesquisas demonstram que fusos de esferas recirculantes apresentam resposta de deslocamento para qualquer torque mensurável (Ro, 1989, Knight, 1990, in apud Ro, 1992), o que está em clara contradição com os modelos clássicos para o fenômeno de atrito de Coulomb que especificam um torque mínimo, embaixo do qual não existe movimento algum. Porém pesquisas posteriores conduzem à hipótese de que antes de começar o deslocamento, o fuso é deformado elasticamente. Esta deformação conduz a um modelo dinâmico diferente, o qual só é valido para torques menores que o do pico de grudamento. Esta dinâmica dependente do nível do sinal de comando e chamada de micro-dinâmica (Ro, 1992), devido a que

ela é dominante na faixa de pequenos deslocamentos (micrometros e nanometros).

### Transmissão por Atrito

Transmissões por atrito (*friction drive*) podem ser configuradas como mostrado na Fig. 2.8. A roda superior (ativa) aciona uma barra que é suportada por uma segunda roda (passiva). Outras configurações são possíveis, contudo o princípio é semelhante. De modo a minimizar o desgaste e evitar que o sistema apresente trepidação, um elevado acabamento superficial das partes em contato é requerido. Ademais, são necessários rolamentos precisos para manter constante a precarga, a razão de transmissão e o torque. Utilizando sensores de posição e técnica de controle apropriados, um sistema com transmissão por atrito pode atingir resolução de posicionamento nanométrica em que oferecem vantagens significativas em relação aos fusos de esferas recirculantes (Carlisle & Shore, 1991; Bispink, 1992). Em geral, transmissões por atrito são utilizadas em máquinas-ferramenta de ultra-precisão com forças de corte relativamente baixas. Isto se deve a que a força de tração que o sistema desenvolve é limitada. Normalmente, para eliminar efeitos indesejáveis, a roda ativa é acionada diretamente por um servo-motor, sem reduções e sem acoplamentos (Slocum, 1989; Li et al., 1991).

#### 2.4.3. Guias

Guias são componentes estruturais que permitem o movimento de um elemento em relação a outro, sendo que em geral, o movimento é restrito a um grau de liberdade (Slocum, 1989; Stoeterau, 1992). As guias são um componente essencial em qualquer sistema de posicionamento. Já em sistemas de ultra-precisão, o projeto das guias é extremamente crítico. Elas devem ser capazes de responder com rapidez e precisão a sinais de entrada muito pequenos. Por esta razão, nenhum tipo de *stick-slip* é permitido e o número de concepções de guias utilizável torna-se reduzido. Guias podem ser classificadas, basicamente, em três tipos: guias de deslizamento, guias com elementos rolantes e guias com filme de fluido (Weck, 1984; Gross, 1984; Lichtblau, 1989; Slocum, 1989).

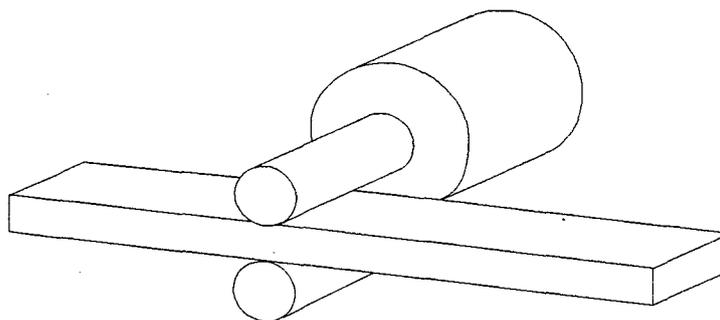


Fig. 2.8: Transmissão por atrito (Slocum, 1989)

## Guias de Deslizamento

Guias de deslizamento são aquelas em que as partes (metálicas) com movimento relativo deslizam em contato direto, sendo que algum tipo de lubrificante pode ser utilizado para diminuir o desgaste. Este tipo de guias apresenta uma grande componente de atrito estático, e atrito viscoso decrescente na faixa de baixas velocidades o que leva ao fenômeno de *stick-slip*. Devido a este fato, este tipo de guias não pode ser utilizado em posicionadores de ultra-precisão. Contudo, a utilização de materiais plásticos especiais, permite diminuir consideravelmente o nível de atrito estático, sendo que o atrito viscoso chega a ser crescente com a velocidade, diminuindo assim o problema de *stick-slip* (Lichtblau, 1989).

## Guias com Elementos Rolantes

Este tipo de guias utiliza elementos rolantes tais como esferas, cilindros, cones ou barras, para diminuir o atrito estático e viscoso entre as duas superfícies com movimento relativo. Os elementos rolantes podem ser recirculantes ou não (Slocum, 1989). O nível do atrito é diminuído em função da menor superfície de contato que os elementos rolantes oferecem. Contudo, este fato diminui a rigidez da guia já que os elementos rolantes tendem a deformar-se elasticamente, devido a que a carga é distribuída em uma superfície muito menor.

A resolução de movimento pode atingir valores nanométricos, dependendo da pré-carga, da lubrificação, da precisão de forma dos componentes e do alinhamento. Contudo, na faixa de deslocamentos submicrométricos, constatam-se fenômenos microdinâmicos já referidos em relação aos fusos de esferas recirculantes (Slocum, 1989). Nesta faixa, os elementos rolantes podem não mais rolar, e sim deformar-se elasticamente. Neste caso o sistema adquire as características dos mancais flexíveis (*flexural bearing*), podendo-se alcançar resoluções da ordem do Angstrom. Porém, logo que os elementos começam a rolar observa-se uma grande queda no desempenho, caracterizando-se desse modo o fenômeno micro/macro dinâmico.

## Guias com Filme de Fluido

Guias ou mancais com filme de fluido baseiam-se na utilização de algum tipo de fluido, que injetado sob alta pressão na fenda entre as partes com movimento relativo, permite o movimento livre de contato entre superfícies, que de outra maneira ficariam em contato direto, e consequentemente diminuindo enormemente o atrito estático e dinâmico. Na folga entre os elementos com movimento relativo gera-se uma pressão estática que determina as características de rigidez e capacidade de carga da guia. Dependendo do tipo de fluido utilizado pode-se distinguir entre guias hidrostáticas e aerostáticas.

Guias hidrostáticas tem atrito estático nulo de modo que a resolução realizável é

virtualmente ilimitada. O atrito viscoso é proporcional à velocidade, assim o coeficiente de amortecimento resultante facilita o projeto do controlador. Guias aerostáticas tem atrito estático nulo, assim também neste caso a resolução é virtualmente ilimitada. Porém o coeficiente de atrito viscoso é extremamente pequeno, o que diminui consideravelmente o amortecimento, fazendo mais crítico o projeto do controlador. Nas baixas velocidades (menores que 2 m/s) o atrito viscoso é desprezível. Em termos de rigidez e capacidade de carga, os mancais hidrostáticos são muito superiores aos aerostáticos. Enquanto que nos primeiros a folga pode ser na faixa de 1 a 100  $\mu\text{m}$ , nos segundos ela deve ser na faixa de 1 a 10  $\mu\text{m}$ . As vantagens dos mancais hidrostáticos são sua maior rigidez e capacidade de carga. Já com mancais aerostáticos ganha-se em termos de custo. Enquanto os hidrostáticos requerem sistemas de recirculação, filtragem e resfriamento do óleo, os aerostáticos utilizam ar, o qual não precisa ser recirculado. Contudo o circuito de ar deve ser mais limpo e seco do que os normalmente disponíveis em ambientes industriais. Via de regra, devem-se eliminar partículas maiores que 1  $\mu\text{m}$  de diâmetro.

Considerando que em muitas aplicações de usinagem de ultra-precisão as forças de corte são extremamente pequenas, mancais aerostáticos tem grande campo de aplicação. Contudo algumas considerações devem ser levadas em conta. O filme de ar colapsa rapidamente se houver uma perda de pressão. Assim, deve ser previsto um sistema de segurança no circuito de ar e/ou um sistema de proteção que desligue a máquina nessa eventualidade. Por outra parte, se o mancal não é projetado apropriadamente, ele pode entrar em ressonância. Este fenômeno é conhecido como martelamento pneumático.

### **Guias Flexíveis**

Tanto guias de escorregamento, de elementos rolantes como as com filme de fluido, utilizam alguma forma de contato mecânico ou fluídico para manter a posição relativa entre massas, eliminando varios graus de liberdade, enquanto permitem certos movimentos relativos entre elas. Como nenhuma superfície é perfeita e nenhum fluido é livre de efeitos térmicos ou dinâmicos, todas estas guias apresentam limitações em seu desempenho. Já as guias ou mancais flexíveis baseiam-se na distensão/contração das ligações atômicas. Como acontecem interações entre milhões de átomos, gera-se um efeito de média, o qual permite realizar movimentos suaves, com resolução na escala atômica. Devido à natureza elástica destes mancais, quando excitados, gera-se uma força de reação proporcional ao deslocamento. Ademais, como não existe nenhum coeficiente de atrito (estático ou dinâmico), associado a este tipo de mancal, problemas como *stick slip* ou efeitos microdinâmicos não são encontrados. Portanto, a resolução alcançável depende somente do sistema de realimentação de posição e do controle. Este tipo de mancal associado com atuadores piezoelétricos, permite obter sistemas de posicionamento extremamente rígidos, com frequências naturais mecânicas na faixa dos kHz.

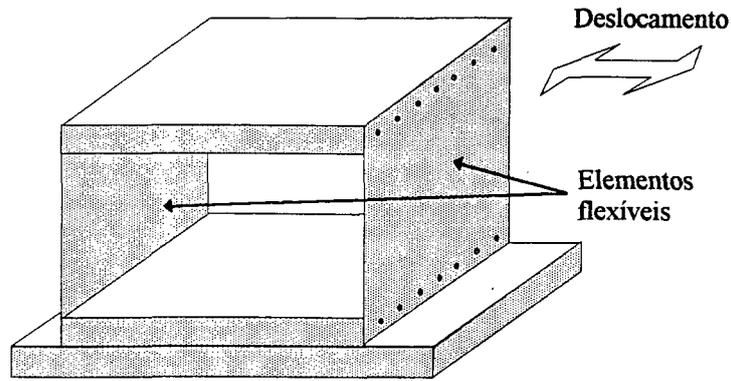


Fig. 2.9: Guias flexíveis

#### 2.4.4. Acionamentos Diretos e com Acoplamentos

Acoplamentos são componentes que tem por função realizar a junção entre eixos, de modo que qualquer desalinhamento seja compensado (Lichtblau, 1989). Para este fim, um acoplamento deve ser flexível em todos os graus de liberdade e rígido quanto ao giro dos eixos. Existem diversos tipos de acoplamentos tais como acoplamentos de foles, helicoidais, de discos e de Oldham (Lichtblau, 1989). Ao se usarem servo-motores rotativos, acoplamentos têm sido, na prática, a única solução para evitar-se o uso de transmissões transformadoras, por exemplo, em acionamentos com fusos de esferas recirculantes. Este tipo de acionamento é inapropriadamente denominado de acionamento direto por não utilizar reduções. Contudo, a seguir são discutidas outras estratégias que podem ser consideradas como verdadeiros acionamentos diretos.

A necessidade de acoplamentos é uma consequência direta da utilização de servo-motores disponíveis comercialmente, os quais normalmente são fornecidos já montados. Porém, com o advento de servo-motores translativos (*linear motors*) e com a possibilidade oferecida por alguns fabricantes que fornecem servo-motores rotativos desmontados (sem carcaça e sem eixo), o projetista de máquinas-ferramenta de ultra-precisão dispõe da possibilidade de implementar acionamentos diretos, que efetivamente dispensam qualquer tipo de acoplamento e/ou transmissão.

Em geral os elementos mecânicos de transmissão são responsáveis por erros e características dinâmicas indesejáveis. Quanto maior o número de elementos na cadeia cinemática, tanto maior sua influência no desempenho do sistema. Assim acionamentos diretos têm sido o ideal dos projetistas de máquinas-ferramenta de precisão por muito tempo. Contudo algumas desvantagens podem ser mencionadas. A inércia total do sistema refletida no motor pode ser grande, apesar dela normalmente ser menor que a resultante de um sistema com reduções e acoplamentos. Ademais não existe a possibilidade de dimensionar as reduções para adaptação das características motor/carga e casamento de inércias, o que pode prejudicar a transferência de potência (Krüger, 1993). Para movimentos suaves em baixa velocidade, requer-se de servo-motores especiais, em geral de custo elevado.

## 2.5.- Acionamentos Elétricos

Funcionalmente, entende-se por acionamento elétrico, a parte do sistema de posicionamento que tem como entrada a informação de comando gerada pela sistema de controle, e por saída o torque ou força de atuação sobre os elementos de transmissão mecânicos ou cadeia cinemática. Acionamentos elétricos constam de uma etapa de eletrônica de potência (servo-conversor ou servo-amplificador) e dos dispositivos de conversão de energia eletromecânica (servo- motores). Os servo-conversores amplificam o sinal de comando, provindo do controlador, de modo a aplicar potência elétrica, em forma controlada, aos servo-motores. Estes transformam a energia elétrica de entrada em energia mecânica, obtendo-se como saída o torque (ou força) necessário para acionar as partes móveis da máquina-ferramenta, de modo a produzir deslocamentos controlados da ferramenta em direção à peça ou vice-versa.

Acionamentos eletromecânicos mantêm lugar de destaque em máquinas-ferramenta de precisão. Contudo, para sistemas de posicionamento submicrométrico até dimensões na escala atômica, outros acionamentos têm importância crescente, tais como os baseados no efeito piezoelétrico. A seguir são abordados aspectos considerados de interesse em relação à aplicação de acionamentos elétricos em sistemas submicrométricos. Ao final desta seção são discutidos ainda outros tipos de acionamentos.

### 2.5.1.- Servo-motores

Consideram-se servo-motores, aqueles motores elétricos que, por suas características especiais, principalmente linearidade da resposta, desacoplamento entre as variáveis de controle, alta dinâmica e baixa inércia, podem ser utilizados em sistemas de controle realimentados (servo-sistemas), onde o objetivo de controle é a obtenção de uma boa resposta dinâmica, isto é, máxima

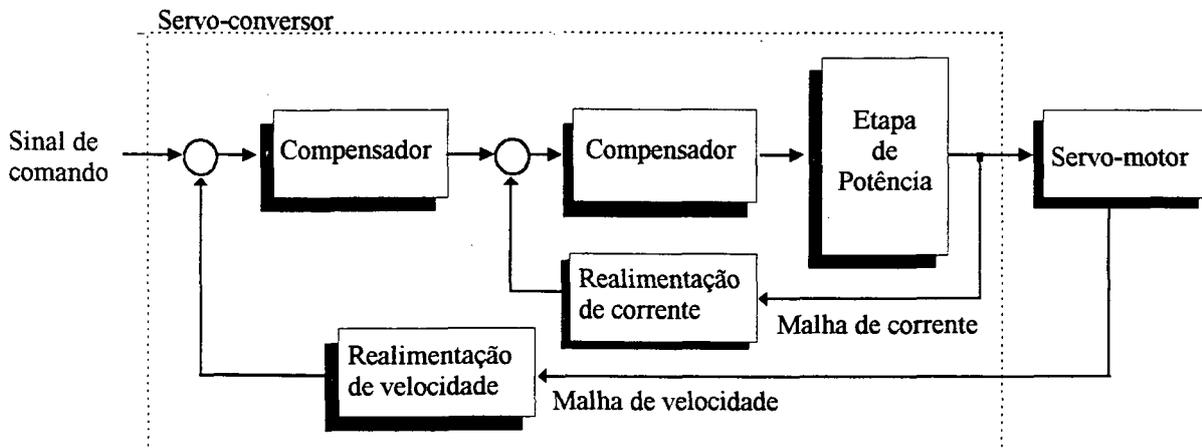


Fig. 2.10: Acionamento elétrico típico

rapidez e precisão (Slocum, 1989). Existem diversos tipos de servo-motores, dependendo da tecnologia de fabricação e do princípio de funcionamento.

Para aplicações em acionamentos de avanço de máquinas-ferramenta de ultra-precisão, servo-motores devem possuir pelo menos as duas seguintes características adicionais. Torque (ou força) de relutância e geração de calor mínimos. O torque de relutância pode ser fonte de perturbações para o sistema de avanço, gerando erros de seguimento periódicos, que afetam o desempenho do servo-motor em baixas velocidades. Os chamados motores de torque satisfazem este critério. Este tipo de motor é projetado em forma otimizada para fornecer alto torque em relação a um outro servomotor de dimensões semelhantes. Suas principais características são: maior número de pólos, maior relação diâmetro/comprimento e minimização da ondulação de torque via projeto. Eles são apropriados para movimentos suaves em baixa velocidade (Slocum, 1989; Inland, 1990). Contudo, tais movimentos suaves somente podem ser conseguidos utilizando um servo-amplificador apropriado, por vezes até um amplificador linear, e no caso dos servo-motores sem escovas, realizando comutação senoidal das correntes das fases. Por outra parte, o calor gerado nos enrolamentos de armadura dos servo-motores, é uma importante fonte de erros dimensionais. Previsões para sua evauação devem ser consideradas. Do contrário, graves erros de posicionamento poderão ocorrer. O arrefecimento forçado pode ser realizado utilizando ar, água, óleo ou outro elemento. Em sistemas de ultra-precisão pode ser necessário manter um controle da temperatura do refrigerante (Slocum, 1989).

### **Servo-motores CC**

Servo-motores CC têm sido amplamente utilizados nos acionamentos de avanço de máquinas NC e CNC convencionais. Por suas características dinâmicas, linearidade, facilidade de controle e robustez, este tipo de servo-motor ainda é amplamente utilizado. Tem-se exemplos de uso de motores CC em aplicações de posicionamento de ultra-precisão. Li et al. (1991) utilizam um motor CC de torque como acionamento de avanço de um torno de ultra-precisão, através de um sistema de transmissão por atrito. Um esquema semelhante é utilizado por Carlisle & Shore (1991). Têm-se referências da utilização de servo-motor CC em posicionadores modulares com resolução de 0,1  $\mu\text{m}$ , com curso máximo de 50 mm (Aerotech, 1987; PI, 1991). Estes sistemas normalmente utilizam uma cadeia cinemática de reduções planetárias e realimentação de posição com *encoders*. Uma consideração importante, que pode inviabilizar o uso de servo-motores CC em usinagem de ultra-precisão, é que normalmente os refrigerantes são fluidos explosivos, tais como álcool. Assim, o comutador do motor deveria ser protegido o que encareceria o sistema.

## Servo-motores com Ímãs e Comutação Eletrônica

Os servo-motores com ímãs e comutação eletrônica (servo-motores *brushless*), apresentam excitação por ímãs permanentes no rotor, enquanto que o enrolamento trifásico de armadura localiza-se no estator. Esta configuração traz como vantagens a eliminação das escovas, melhor evacuação do calor gerado nos enrolamentos e melhorias nas características dinâmicas. Sensores de efeito Hall, *encoder* ou *resolver* podem ser utilizados para sincronizar a comutação das correntes nas fases, a qual deve ser feita eletronicamente a cada 60 graus elétricos (Silva, 1989). Na medida em que a tecnologia de fabricação de ímãs permanentes tem evoluído, diminuindo conseqüentemente seu custo, estes motores têm substituído progressivamente os servomotores CC no acionamento de máquinas-ferramenta CNC.

Como no caso dos motores CC, utiliza-se a versão motor de torque, deste tipo de servo-motores, em posicionamento de ultra-precisão (Carlisle & Shore, 1991; Cetinkunt et al, 1993). Devido à eliminação das escovas, podem ser utilizados à velocidade zero, sendo que o torque máximo é limitado apenas pela temperatura devida ao calor gerado nos enrolamentos (Slocum, 1989).

O torque eletromagnético do motor é função da distribuição espacial da indução no entreferro (ou temporal da FEM induzida) e da forma de onda temporal das correntes de fase. Assim, é possível obter, via projeto, combinações de FEM e corrente que produzem torque eletromagnético sem ondulação. Duas técnicas de projeto, segundo a forma de onda da indução no entreferro, podem ser mencionadas: técnica trapezoidal e senoidal (Tavares, 1989). No caso da técnica trapezoidal, o servo-conversor deve fornecer corrente constante durante todo o ciclo de condução, desse modo a operação destes servo-motores assemelha-se à dos motores CC. Por esta razão muitos autores os denominam de servo-motores CC sem escovas, ao invés de servo-motores CA síncronos de ímãs permanentes. De fato, em termos de função transferência, e portanto de controle, são totalmente equivalentes. No caso do servomotor CC sem escovas, a função do comutador mecânico é obtida pela comutação eletrônica das fases, que é feita no servo-conversor.

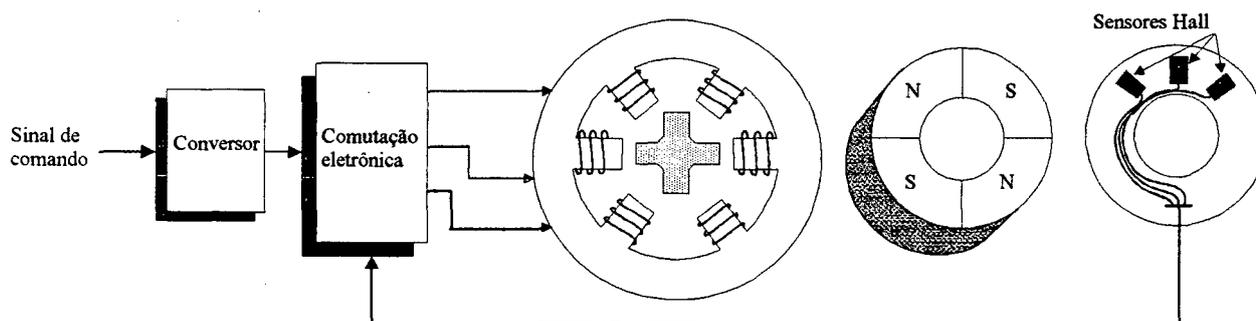


Fig. 2.11: Princípio de servo-motor CC *brushless*

Um problema dos servomotores com ímãs permanentes, que pode afetar a suavidade de movimento em baixas velocidades, é o torque de relutância, gerado pela variação da relutância do circuito magnético do motor, a qual é função da posição angular do rotor. Assim, o eixo do motor apresentará posições preferenciais distribuídas ciclicamente. O torque de relutância é independente da corrente de armadura, e portanto do torque eletromagnético. Logo deve ser compensado via projeto através da inclinação das ranhuras do estator ou dos ímãs no rotor, aumento do número de pólos, etc. (Tavares, 1989).

### **Motores de Passo**

O motor de passo, capaz de posicionamento discreto sem realimentação, tem sido amplamente utilizado em sistemas de posicionamento em malha aberta. Contudo este fato não limita o uso destes motores em malha fechada, sendo que neste caso a confiabilidade do sistema pode ser aumentada. Limitações de carga restringem a aplicação de motores de passo à faixa de baixas potências, e em geral, onde as perturbações de carga garantidamente não produzam perda de passos. A literatura apresenta aplicações de motores de passo em sistemas de micro-posicionamento ( $0.1 \mu\text{m}$ ) com cursos pequenos (Aerotech, 1987; PI, 1990). Outra aplicação típica é nos cabeçotes de leitura/escritura de discos rígidos, etc.

### **Servo-motores Translativos (*Linear Motors*)**

A utilização de servo-motores rotativos implica necessariamente no emprego de elementos de transmissão mecânicos. Qualquer que seja o tipo de sistema mecânico utilizado nos elementos da transmissão, sempre existirá algum grau de atrito, folga e/ou elasticidade. Como foi discutido na seção 2.3, problemas decorrentes de forças de atrito podem limitar seriamente a precisão de sistemas de posicionamento de ultra-precisão, nos quais normalmente se requer deslocamento suave em baixas velocidades. Por exemplo tem-se observado comportamentos micro/macro dinâmicos (não linearidade) em posicionadores com fusos de esferas (Ro & Hubbel, 1992).

A utilização de acionamentos diretos na forma de motores translativos, permite a eliminação das desvantagens dos fusos de esferas e outros elementos de transmissão mecânicos, tais como correias dentadas e pinhões e cremalheiras. O resultado é um acionamento mecanicamente rígido, sem folgas, sem atrito estático, sem atrito viscoso e com inércia mínima (Pritschow & Philipp, 1990). Motores translativos podem ser construídos em diferentes formatos e princípios de funcionamento. Na Fig. 2.12 pode-se observar formas construtivas de motores translativos.

Motores translativos de indução e CC, têm sido amplamente utilizados em aplicações de manuseio de material (Blease et al, 1989). Motores de passo translativos são utilizados em sistemas de posicionamento em malha aberta. Em aplicações de posicionamento de precisão,

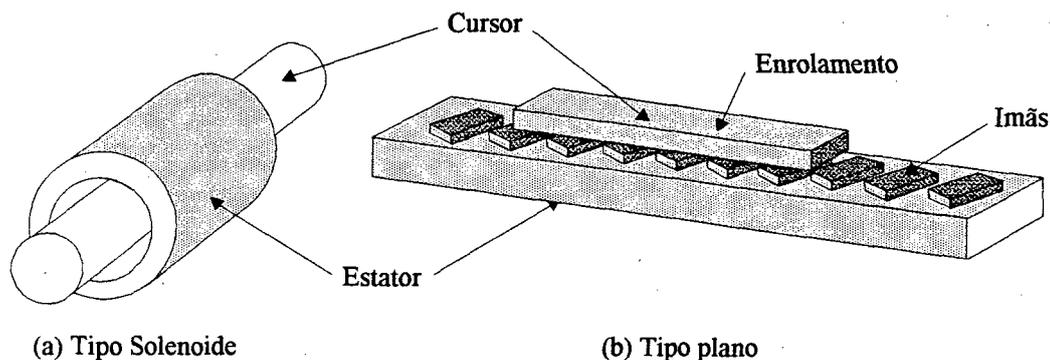


Fig. 2.12: Seções de motores translativos

servo-motores CC sem escovas são recomendados. Aplicações são por exemplo, em máquinas de medição por coordenadas (Anorad, 1993).

O princípio de funcionamento de um motor translativo CC sem escovas é idêntico ao de seu similar rotativo (Krause, 1986; Tavares, 1989). Na Fig. 2.13 é apresentado um motor translativo CC trifásico sem escovas. Sensores de efeito Hall são utilizados normalmente para comandar a comutação das correntes das fases. Neste tipo de motores, a força de atração devida aos ímãs permanentes pode apresentar alguma ondulação senoidal devido às variações de relutância do circuito magnético. Este fenômeno é equivalente ao torque de relutância em servo-motores rotativos. Porém, neste caso a força de relutância, ademais de afetar a suavidade de movimento em baixas velocidades, pode ser fonte de erros no sentido ortogonal à direção de movimento do motor (Slocum, 1989).

### 2.5.2.- Servo-conversores

Um servo-conversor ou servo-amplificador é basicamente um amplificador de potência, que a partir do sinal de saída do controlador de posição (baixa potência), fornece a energia elétrica necessária para atuar, de forma controlada, sobre os servo-motores. Nos acionamentos de avanço de máquinas-ferramenta normalmente utilizam-se servo-conversores que permitem

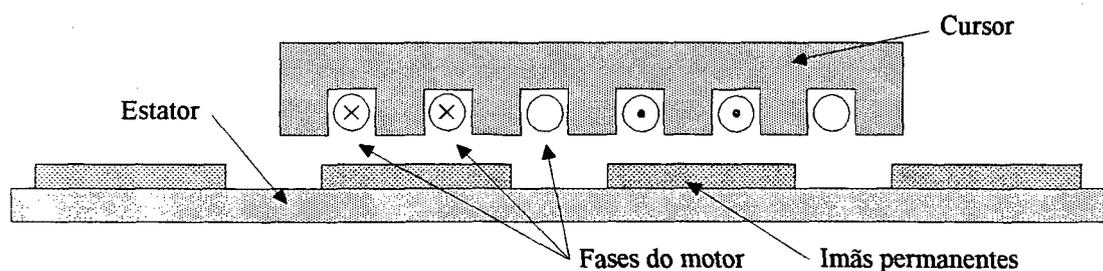


Fig. 2.13: Princípio de um motor translativo CC sem escovas (*brushless*)

operação nos quatro quadrantes do plano torque/velocidade (Gross, 1984). Assim, eles fornecem energia no modo de atuação (quadrantes I e III) e recebem energia no modo de frenagem (quadrantes II e IV). Servo-amplificadores modernos possuem malhas analógicas de controle de corrente, normalmente com um compensador tipo P-I, e malhas de compensação de velocidade, projetadas para entrada de tacogerador, também com compensação analógica tipo PI. Por isto as vezes são denominados de servo-controladores.

Sistemas de posicionamento de ultra-precisão caracterizam-se pela aplicação de sinais de comando com níveis extremamente baixos. Erros de posição, que em aplicações convencionais podem ser considerados inexistentes, por exemplo abaixo de 1  $\mu\text{m}$ , em sistemas de ultra-precisão podem ser considerados como graves erros de posicionamento.

### **Características desejáveis em um servo-conversor**

Dentre as principais características desejáveis em um servo-conversor tem-se:

- Largura de banda muito maior que a da planta. Desta maneira, a dinâmica do servo-conversor não afeta a resposta do sistema. A rapidez de resposta de um sistema está associada a sua largura de banda, a qual define a posição dos pólos dominantes do sistema. Assim, os pólos do servo-conversor devem estar posicionados mais à esquerda do eixo imaginário que os pólos da planta, de modo que eles não afetem a resposta dinâmica do sistema em malha fechada.

- Faixa dinâmica grande. O servo-conversor deve ser capaz de fornecer com boa precisão, tanto valores de tensão elevados como pequenos. Em sistemas de posicionamento sub-micrométricos, normalmente requer-se sinais de atuação muito pequenos.

- Baixo Fator de Forma. Para corrente contínua com componentes CA superpostas, define-se o fator de forma como a razão entre o valor médio aritmético da corrente de armadura e o valor eficaz (RMS) total. O torque ou força gerados pelo motor é proporcional ao valor médio aritmético da corrente de armadura. As perdas são proporcionais ao valor eficaz. Para torque constante, o incremento da ondulação de corrente aumenta as perdas no servo motor. Assim, o fator de forma é uma medida da variação da carga térmica do sistema (Gross, 1984).

- Baixo Tempo Morto. Durante o Tempo Morto (*Dead Time*) o servo-sistema fica sem controle. Assim, correções de velocidade e posição não são possíveis, e a saída apresentará uma defasagem em relação à referência. Sistemas com elevado Tempo Morto apresentam erros de seguimento e problemas de rejeição de perturbações. A estabilidade do sistema também pode ser afetada pelo Tempo Morto.

- Baixo retardo na troca de quadrante de operação. A transição de um quadrante para outro, isto é, de um modo de operação para outro, deveria ser sem retardo, de modo a manter a rapidez de resposta do servo-conversor também durante as trocas de quadrante.

- Baixa dissipação de potência (máxima eficiência). Alta dissipação de potência implica em geração de calor, que deve ser removido, aumentando os custos do sistema e diminuindo sua vida útil.

- Malha de compensação de velocidade. A utilização de realimentação de velocidade (realimentação tacométrica) no controle de posição, tem como efeito um aumento do amortecimento total do sistema. Assim, a compensação de velocidade pode ajudar a diminuir sobrepassagens de posição e a melhorar a estabilidade do sistema.

- Entrada para tacogerador e/ou *encoder*. Em geral este tipo de transdutores, de velocidade e posição respectivamente, são os mais amplamente utilizados no âmbito industrial. Daí a importância, em termos de compatibilidade, de dispor de entradas para este tipo de transdutores.

- Baixa emissão de interferência eletromagnética (EMI): No caso dos conversores chaveados, o aumento da frequência de chaveamento faz com que a energia seja dissipada como emissão eletromagnética (rádio-frequência), ao invés de calor. Isto pode afetar outros equipamentos que sejam sensíveis a este tipo de interferência.

### **Conversores Chaveados**

Os conversores AC-DC tiristorizados com comutação de linha, foram por muito tempo amplamente utilizados em acionamentos com servomotores DC, para máquinas-ferramenta CNC convencionais. O principal problema dos conversores comutação pela rede é o elevado tempo morto que apresentam ( $1/2$  ou  $1/6$  do período da rede).

Os conversores chaveados de interesse neste trabalho podem utilizar basicamente dois princípios, controle de corrente por banda de histerese e modulação PWM (Krause, 1986; Silva, 1989), para comandar o chaveamento dos dispositivos de saída, em alta frequência, os quais podem ser transistores bipolares, MOSFET de potência ou IGBT (Kenjo, 1990). No controle por banda de histerese, um valor de tensão que é proporcional à corrente medida é comparada ao valor de referência. O controle liga/desliga das chaves é feito de modo a manter a corrente dentro da banda de histerese definida. No controle de corrente por PWM, a frequência de chaveamento é mantida constante, sendo que o controle atua através da variação dos intervalos de condução/corte das chaves.

Transistores bipolares, permitem frequências de comutação na faixa de 1 até 10 KHz. Já os MOSFET de potência e mais recentemente as chaves IGBT, permitem frequências de

chaveamento de até 20 kHz. Alta frequência de comutação tem uma série de vantagens. Permite que os tempos mortos associados ao conversor sejam minimizados, melhorando assim a resposta dinâmica do acionamento elétrico. Melhora-se também o fator de forma, e elimina-se a geração de ruído audível. Em conversores PWM com frequência de chaveamento na faixa de 3 kHz é comum observar vibrações no motor as quais, para sistemas submicrométricos, podem produzir problemas de acabamento superficial. A solução é aumentar a frequência de chaveamento (Slocum, 1989). Por outro lado, se a frequência de chaveamento é maior que a largura de banda dos servomotores, eles filtrarão as componentes de alta frequência do sinal modulado, e somente reagirão aos componentes de baixa frequência. Outra vantagem dos servo-conversores chaveados é que a dissipação de potência nas junções das chaves é minimizada posto que utilizam os dispositivos operando só em corte ou saturação. Assim, a maior parte da energia é transferida aos servo-motores. Contudo a emissão de rádio-frequência pode ser um problema quando aumentada a frequência de chaveamento. No comando de servo-motores brushless, a comutação das fases não deve ser confundida com o chaveamento, via PWM ou banda de histerese, que tem por finalidade controlar o nível de tensão ou corrente com que o servo-motor é comandado.

### **Conversores Lineares**

Um servo-conversor linear é basicamente um amplificador de potência que utiliza transistores operando na região linear. Existem basicamente dois tipos: servo-amplificadores com controle por tensão e com controle por corrente. Nos servo-amplificadores com controle por tensão, a corrente na armadura do motor é determinada não somente pela tensão de entrada, senão que também pelos parâmetros do motor e sua velocidade. Esta característica, no sistema em malha fechada, pode causar retardos na resposta e ondulações no movimento. Já no controle por corrente, este problema não acontece já que o sinal de comando controla diretamente o nível de corrente no circuito de armadura. O torque ou força gerados pelo servo-motor é proporcional à corrente de armadura. A principal desvantagem dos servo-amplificadores lineares é a alta dissipação de energia nas junções dos transistores, o que limita seu uso na faixa de baixas potências. Como vantagens tem-se o excelente fator de forma, baixíssima emissão eletromagnética e baixo tempo morto.

### 2.5.3.- Outros tipos de Acionamento

#### Acionamentos Piezoelétricos

O efeito piezoelétrico é a propriedade de certas materias de gerar uma tensão quando deformados pela aplicação de uma pressão e vice-versa (Alloca, 1984). O efeito piezoelétrico tem sido usado amplamente na fabricação de transdutores para medição de força e pressão. Contudo invertendo a relação de causalidade, é possível gerar deslocamentos proporcionais à tensão aplicada. Um dispositivo deste tipo é chamado de motor ou atuador piezoelétrico. Os motores piezoelétricos são dispositivos que produzem deslocamentos translativos, portanto, não precisam de reduções nem transmissões conversoras. Assim, pode ser conseguida uma cadeia cinemática extremamente rígida e de baixa massa. Na Fig. 2.14 são mostradas algumas formas constitutivas de dispositivos piezoelétricos.

Acionamentos piezoelétricos têm sido amplamente utilizados em posicionadores de pequeno curso (alguns milímetros) com resolução nanométrica. Este tipo de posicionadores têm sido utilizados em equipamentos para fabricação de circuitos integrados, na estabilização de sistemas ópticos, entre outras aplicações. Existem fabricantes que oferecem posicionadores translativos que podem ser combinados para formar sistemas multieixo (Aerotech, 1987; PI, 1990). Outra aplicação de motores piezoelétricos é em ferramentas ativas de alta velocidade. Exemplo de aplicação é no torneamento de peças com faces sem simetria rotacional (König & Spenrath, 1991).

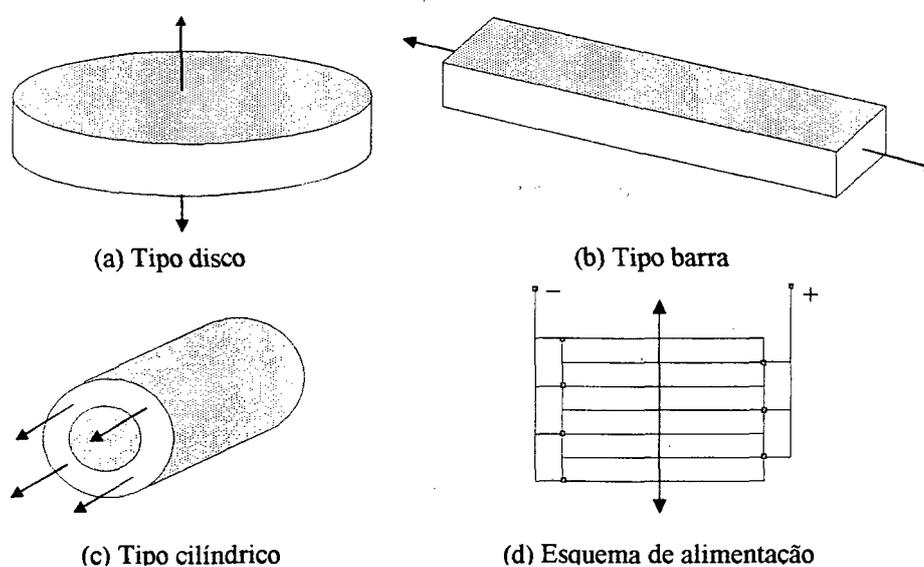


Fig. 2.14: Dispositivos piezoelétricos (Slocum, 1989)

Este tipo de acionamento tem apresentado bom desempenho em diversas aplicações, em razão da grande largura de banda que possuem, na faixa de 5 até mais de 20 KHz, e a elevada precisão que permitem obter, tipicamente sub-micrométrica. Porém somente podem ser utilizados para pequenos deslocamentos, tipicamente só até alguns milímetros. Contudo, para contornar o problema do pequeno curso, pode-se combinar este tipo de acionamentos com sistemas de posicionamento para cursos longos (com resolução em torno de 0.1  $\mu\text{m}$ ), que por exemplo podem utilizar servo-motores e fusos de esferas recirculantes, e utilizar o acionamento piezoelétrico para os movimentos finos (com resolução em torno de 5nm). Utilizando este esquema combinado, tem sido possível implementar sistemas multi-eixo de cursos longos (100 mm ou mais), com resolução nanométrica (Asano et al, 1991).

### **Acionamentos Hidráulicos e Pneumáticos**

Em geral, sistemas servo-hidráulicos são recomendados para aplicações onde os requisitos de potência, fazem inviável o uso de sistemas eletromecânicos (por exemplo alta relação potência/peso). Tendo em consideração critérios de custo, flexibilidade, facilidade de controle, espaço, comportamento dinâmico e custo, os acionamentos elétricos apresentam vantagens significativas (Slocum, 1989).

Quando da utilização de acionamentos hidráulicos em sistemas de posicionamento submicrométrico, deve-se ter extremo cuidado com os componentes e equipamentos necessários para a implementação do sistema hidráulico, tais como filtros, servo-válvulas, vedações, bombas, tubulação e óleo, assim como da influência do mesmo sobre o desempenho global do sistema. Por exemplo, o aquecimento do óleo obriga à instalação de sistemas de refrigeração, para evitar que aconteçam deformações nos componentes mecânicos do sistema de posicionamento. Por outro lado, a operação do sistema hidráulico é uma importante fonte de vibrações que deve ser isolada da máquina ferramenta. Atuadores hidráulicos tipo "bellow" são usados tipicamente em posicionamento submicrométrico de pequeno curso (até 1 mm). Atuadores translativos com vedações especiais de baixo atrito e com mancais hidrostáticos apresentam notáveis melhorias nas suas características dinâmicas e na elevada resolução que pode ser obtida. Tem-se exemplos de aplicação de atuadores translativos em máquinas-ferramentas de ultra-precisão (Weingaertner, 1988; Slocum, 1989), com resultados satisfatórios. Máquinas rotativas hidráulicas não competem com sistemas eletromecânicos em termos de folgas, e são mais difíceis de controlar. Por outro lado, existe ainda a questão da compressibilidade do óleo, que pode ser fonte de perturbações ao controle de posicionamento. Embora nas aplicações de usinagem de ultra-precisão as forças de corte sejam muito pequenas, em muitos casos podem ser variáveis, por exemplo no faceamento de discos.

Em relação aos atuadores pneumáticos, devido à elevada compressibilidade do ar, seu uso em sistemas de posicionamento de ultra-precisão deve ser descartado (Slocum, 1989). Além

disso, as servo-válvulas pneumáticas são dispositivos de alta tecnologia, de difícil fabricação, alto custo e difícil controle.

### **Acionamentos Eletrostáticos**

Acionamentos eletrostáticos são micro-dispositivos monolíticos fabricados em silício, utilizando tecnologias desenvolvidas para a fabricação de circuitos integrados. Tem-se referências de micro-atuadores translativos (Cheung et al, 1991) e micromotores rotativos. Estes dispositivos utilizam forças eletrostáticas para excitar estruturas com frequência natural mecânica extremamente alta. No caso dos motores rotativos, através da excitação de uma estrutura mecânica ressonante, velocidades na faixa de 100 KRPM podem ser conseguidas. Este tipo de atuador tem promissoras aplicações em sistemas de posicionamento de resoluções nanométrica até a escala atômica. Um exemplo de aplicação, em que é utilizado um esquema combinados com um posicionador de percurso longo, é em cabeçotes ativos para discos rígidos. Micro-válvulas e micro-bombas com certeza farão uso deste tipo de atuadores no futuro próximo (Cheung et al, 1991). Estes atuadores podem ser integrados em sistemas de malha fechada, através da fabricação de dispositivos monolíticos que incluem sensores de posição baseados em princípios capacitivos.

## 2.6. Sistemas de Medição

Em geral, os sistemas físicos, tais como as máquinas-ferramenta, uma vez projetados e desenvolvidos, apresentam um comportamento dinâmico que não necessariamente atende aos requerimentos da aplicação. Logo deve-se empregar algum meio de compensação. O princípio fundamental dos métodos de compensação baseados na teoria de controle, é a realimentação de sinais do processo (as saídas e/ou os estados) mensuráveis. Daí que em todo sistema de controle, a utilização de sensores, transdutores e circuitos de condicionamento de sinais, que possibilitem a medição das variáveis de interesse, seja uma questão fundamental.

Neste trabalho a ênfase está colocada no problema de controle de movimento dos eixos de máquinas-ferramenta de ultra-precisão. Neste caso a variável utilizada para a realimentação é a posição, que corresponde à saída do sistema de controle. Em alguns casos pode ser necessário também medir diretamente a velocidade. Deve-se considerar, por exemplo, que se o sistema é modelado por enfoque de espaço de estado, a posição e a velocidade podem ser escolhidas como variáveis de estado. Em termos clássicos, o uso de uma realimentação tacométrica para estabilizar a velocidade no controle de posicionamento é bem conhecido (Lima, 1984, Slocum, 1989). Medições de aceleração ou força (torque) podem ser necessárias para a caracterização da rigidez dinâmica do sistema, através da função de transferência força/deslocamento (Compliance), ou para monitoração e controle do processo de usinagem. Porém, aceleração ou força não são utilizadas nas malhas de controle do movimento axial.

Em aplicações de controle de máquinas-ferramenta CNC de precisão micrométrica, são utilizados normalmente dispositivos de medição ópticos não interferométricos baseados em escalas gravadas e sensores fotoelétricos (*encoders*). Existem outros dispositivos baseados em princípios indutivos (Inductosyn, *resolvers*, LVDT), porém, os mais utilizados são os primeiros, em suas formas linear e rotativa, chegando-se a resoluções na faixa de 1 a 5  $\mu\text{m}$ , e em alguns casos até menores com a ajuda de interpolação. Contudo, para aplicações em máquinas-ferramenta de ultra-precisão, estes dispositivos não chegam a satisfazer os elevados níveis de resolução exigidos, normalmente na faixa de 1 a 10 nm, e muitas vezes maiores. Por esta razão, nesta seção, far-se-á uma revisão das tecnologias existentes para aplicações de ultra-precisão, posto que existe abundante literatura sobre os primeiros.

## 2.6.1. Transdutores de Posição

### Transdutores de Posição Capacitivos

Transdutores de deslocamento capacitivos, Fig. 2.15, permitem determinar a distância (gap) entre uma ponteira e uma superfície de referência, mediante a medição das variações da capacitância entre ambas. A medição é feita sem qualquer contato entre as partes com movimento relativo, em comprimentos típicos na ordem de 1.3 mm. A resolução pode chegar até  $10^5$  partes da máxima escala. Tipicamente na ordem de 1 nm. Devido a que os sensores capacitivos possuem maior sensibilidade que praticamente qualquer outro tipo de sensor analógico (Slocum, 1989), eles são frequentemente usados como dispositivos de realimentação, para posicionadores de curso pequeno com resolução nanométrica. Ro e Hubbel (1992), utilizam um transdutor capacitivo como dispositivo de realimentação para posicionamento fino (nanométrico), sendo que para grandes deslocamentos é utilizado um LASER interferométrico. Um esquema semelhante é utilizado por Asano et al. (1991).

Uma característica interessante dos sensores capacitivos é que eles podem ser fabricados em silício, em tamanhos micrométricos, o que facilita a miniaturização e integração em sistemas de malha fechada com resolução até a escala atômica.

### Transdutores de Posição Indutivos

Os transdutores indutivos, Fig.2.16, utilizam o princípio de indução eletromagnética para detectar deslocamentos, através da medição da variação de impedância de uma ponteira indutiva, a qual é proporcional à variação da distância entre a ponteira e um objeto de material condutor (de baixa permeabilidade). Alumínio, cobre e bronze, são bons elementos para este fim. Os transdutores indutivos apresentam problemas de linearidade já que a tensão medida decresce exponencialmente com a distância. Para resolver este problema utilizam-se amplificadores

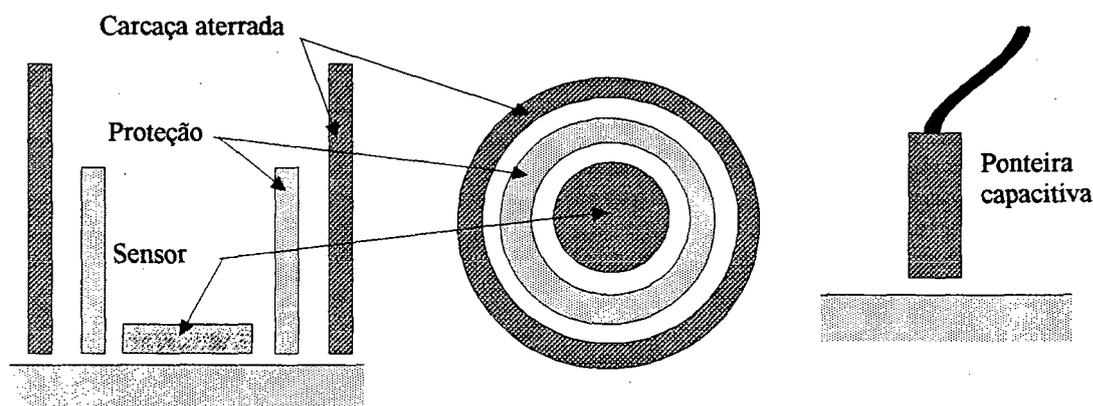


Fig. 2.15: Transdutor capacitivo (Slocum, 1989)

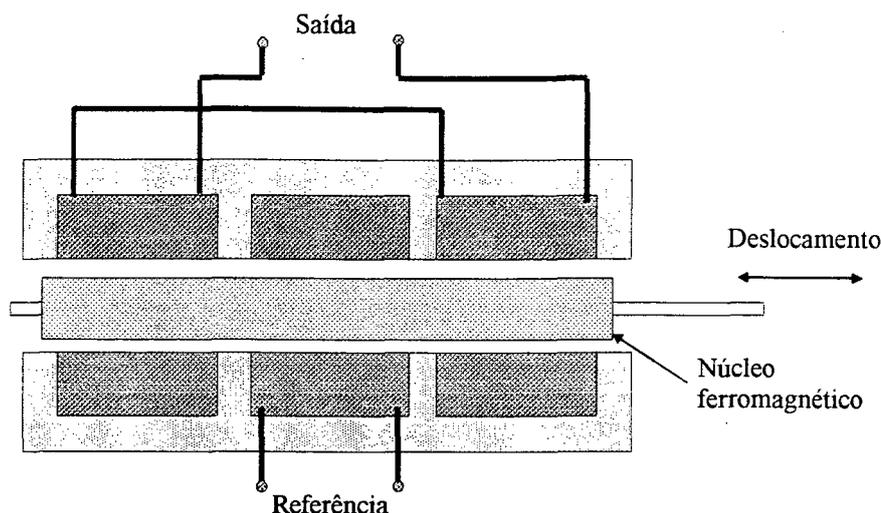


Fig. 2.16: Transdutor indutivo (Slocum, 1989)

logarítmicos na etapa de condicionamento de sinais. Porém eles também amplificam o ruído térmico induzido nos circuitos. Para aplicações em sistemas de ultra-precisão, devem ser usados transdutores indutivos em montagem diferencial (Slocum, 1989). Um sistema de medição diferencial, permite o cancelamento dos erros, através da subtração da saída de dois sensores montados em forma simétrica. Tipicamente as faixas de medição ficam na ordem de 0.5 a 50 mm, ou  $\pm 0.25$  mm na montagem diferencial, com resolução desde 0.1 até 3  $\mu\text{m}$ , e pode chegar na ordem de nanômetros com a utilização de circuitos híbridos na etapa de condicionamento de sinais. Os circuitos integrados híbridos asseguram que todo o processamento dos sinais aconteça em uma pequena área, o que melhora a relação sinal/ruído.

LVDT e RVDT (*Linear and Rotary Variable Differential Transformers*) são outro tipo de transdutores que empregam o princípio de indução eletromagnética para medir deslocamentos translativos ou rotativos respectivamente, servindo-se de uma montagem diferencial para eliminar erros de linearidade. Tipicamente em faixas menores que 200 mm (ou uma rotação), e resolução menor que 0.1  $\mu\text{m}$  (ou 25  $\mu\text{rad}$ ). Em um LVDT, não existe contato mecânico entre as partes com movimento relativo. Como resultado disto, o movimento é totalmente livre de atrito, por tanto não existe nenhum *stick-slip*. Assim os LVDT possuem virtualmente resolução infinita, somente limitada pela etapa condicionadora de sinais, e têm sido utilizados para medição de deslocamentos na faixa dos nanômetros (Slocum, 1989). Com LVDTs pode-se conseguir um zero muito preciso e estável, e portanto são uma boa alternativa para a implementação do zero-máquina.

### Sistemas de Medição Ópticos Interferométricos

Todo sistema de medição deve poder ser referido a algum padrão. Nesse sentido, o comprimento de onda de luz é uma das mais estáveis referências que existem (Slocum, 1989). Não é de se estranhar então a grande importância dos sistemas ópticos na metrologia dimensional

e no projeto de sistemas de ultra-precisão. Sistemas de medição ópticos operam com base em três princípios: intensidade, interferência e tempo-de-vôo. Sensores de intensidade luminosa são dispositivos analógicos que geram sinais proporcionais à distância entre a fonte de luz (ou refletor) e o elemento fotosensível. Sensores tipo on-off baseiam-se também neste princípio. As suas características de precisão, repetibilidade e resolução são semelhantes as características de dispositivos não ópticos. Sistemas de medição baseados no princípio de tempo-de-vôo são por exemplo o radar e alguns sistemas submarinos. Sistemas de medição ópticos podem ser utilizados para medição de posição e velocidade. Transdutores ópticos de interesse neste trabalho são os baseados no princípio de interferência. Estes transdutores geralmente atingem altos níveis de precisão e largura de banda.

### Interferômetro de Michelson

Em relação à metrologia dimensional, a interferência resulta da superposição de duas ou mais formas de onda coerentes. Um interferômetro é o meio utilizado para medir o efeito da interferência. Existem diversos tipos de interferômetros, por exemplo tem-se os interferômetros de Fizeau, de Michelson, de Fabry-Perot, de Mach-Zehnder, de Sagnac, entre outros (Slocum, 1989). O princípio de medição apropriado para expressar distâncias em termos do comprimento de onda da luz, é o Interferômetro de Michelson. O princípio do Interferômetro de Michelson é ilustrado na Fig. 2.17. O feixe emitido por uma fonte de luz coerente é dividido em duas partes. Obten-se assim os feixes de referência e medição. O feixe de medição é dirigido para o elemento móvel. Um espelho fixado no mesmo reflete-o de volta para o interior do cabeçote gerador de modo que ele possa interferir com o feixe de referência. Quando o objeto se desloca, os fotodetectors registram uma sucessão de franjas de interferência. Estas franjas dependem da relação de fase entre os feixes de medição e referência. Quando os dois feixes estão em fase, obtém-se brilho; quando estão fora de fase, obtém-se sombra, Fig. 2.17. A detecção das franjas de interferência permite estabelecer uma contagem com resolução igual a  $\lambda/2$ , a qual normalmente é armazenada em registros para seu posterior processamento digital.

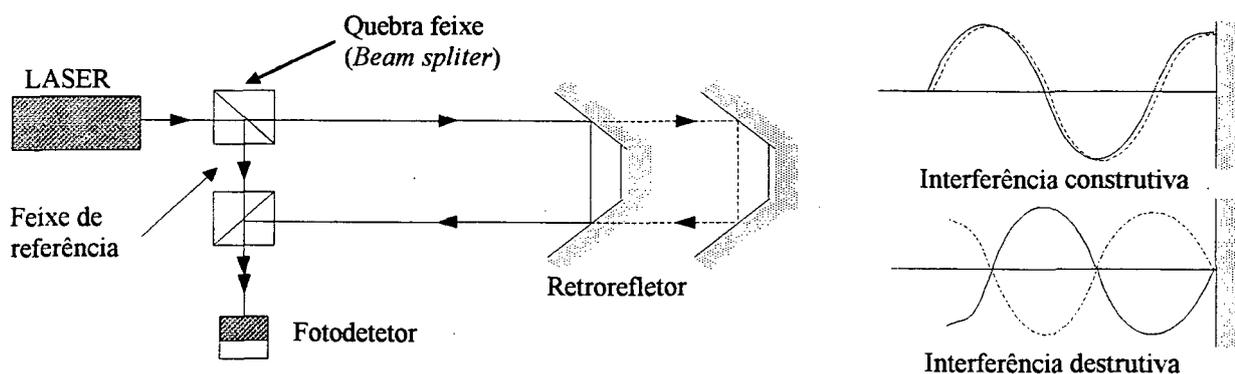


Fig. 2.17: Princípio do Interferômetro de Michelson

## Interferômetro Heterodino

O segundo princípio utilizado é o chamado interferômetro LASER heterodino. O princípio do interferômetro heterodino, Fig. 2.18, utiliza a ideia original de Michelson de dividir o feixe em duas partes, os feixes de referência e de medição. Porém neste caso, a interferência não acontece entre eles. Pelo contrário, o sistema utiliza uma fonte de luz coerente que gera dois feixes de frequências muito próximas, tipicamente na faixa de alguns MHz, e com polarização circular invertida. Na saída do gerador muda-se a polarização de circular para linear, ficando ambos os feixes em planos perpendiculares. Assim, eles não interferem. Logo a seguir, aproximadamente 10 % da radiação emitida é desviada para formar o feixe de referência. Os 90 % restantes conformam o feixe de medição. A polarização do feixe de referência é mudada novamente, de modo que seus dois componentes possam interferir. Fotodetetores detectam uma sucessão de franjas de interferência. A corrente de saída dos fotodetetores é uma onda com frequência  $f_r = f_1 - f_2$ . A contagem das franjas de interferência é armazenada em um contador. Por sua vez, o feixe de medição é novamente dividido como mostrado na Fig. 2.18. A diferença de caminho óptico faz com que exista uma variação  $\Delta f_2$  no feixe refletido. Assim, os fotodetetores do circuito de medição geram uma corrente com frequência  $f_m = f_1 - f_2 \pm \Delta f_2$ . A diferença entre os valores armazenados nos contadores de referência e medição constitui o valor medido. Neste caso obtém-se uma resolução igual  $\lambda/4$ .

Pode-se observar então, que a aplicação do LASER em sistemas de medição de distâncias, baseia-se na utilização do comprimento de onda do feixe emitido, como escala de medição. Para garantir a qualidade da medição, a estabilidade do comprimento de onda é de suma importância. De fato, constitui a principal fonte de erros de medição, posto que o comprimento de onda é

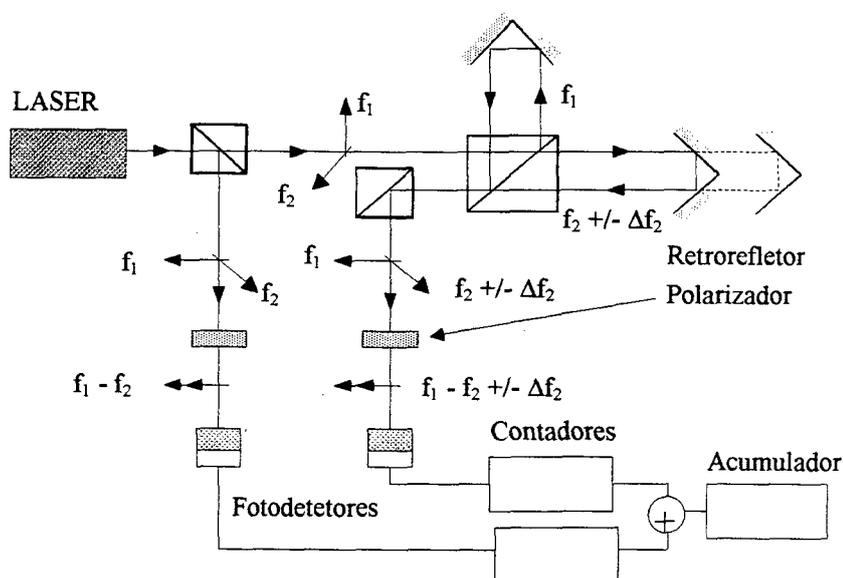


Fig. 2.18: Princípio do interferômetro heterodino

afetado, por exemplo, pela temperatura, pressão e umidade do ar que o feixe atravessa.

A utilização prática do interferômetro de Michelson só foi comprovada com o advento do LASER. Nos seus experimentos originais, Michelson utilizou fontes de luz não coerentes. O espectro de interferência obtido neste caso apresenta franjas difusas. Já com o uso de fontes de luz coerentes, o LASER, obtém-se franjas de interferência perfeitamente definidas. Por esta razão, o uso de LASERs para medições de precisão depende da coerência do feixe mais do que da sua intensidade.

No interferômetro de Michelson, para aumentar-se a resolução do sistema de medição, podem-se gerar dois sinais em quadratura. Para isto, uma parte do feixe de referência é feito passar através de um elemento deslocador de fase óptica, obtém-se assim dois feixes (de referência e medição) deslocados em  $90^\circ$ , que são subsequentemente refletidos sobre fotodetetores independentes, através de um divisor de feixe. Assim, as intensidades luminosas são convertidas em dois sinais de corrente senoidais. Processando eletronicamente estes sinais, é possível interpolar a resolução em até 256 vezes, melhorando consideravelmente a resolução obtida pela simples contagem das franjas de interferência.

### **Interferômetros por Grade de Difração**

Por muito tempo, os sistemas de medição interferométricos baseados no LASER de He-Ne, foram vistos como ideais, (Steinmetz, 1990, in apud Teimel, 1991). A estabilidade do comprimento de onda pode chegar até  $2 \cdot 10^{-8}$  e a resolução de sistemas comerciais até 1.25 nm. Contudo, somente quando usados no vácuo, condições ótimas de medição podem ser alcançadas. As condições práticas de utilização, mesmo em salas climatizadas, impedem de alcançar os níveis do vácuo. Quanto maior o caminho percorrido pelo feixe de trabalho no ar, maior a influência dele sobre a precisão das medições. Pelo contrário, interferômetros por grade de difração (*encoders* interferométricos), Fig. 2.19, oferecem um material de medição estável, com comportamento térmico conhecido, onde o caminho ótico é reduzido ao mínimo. Interferômetros por grade de difração, baseiam-se na interferência de dois feixes que resultam da difração da luz que incide sobre uma escala com rasgos (grade de interferência). Fontes de luz não coerente permitem atingir resoluções de 5 a 10 nm. Já com fontes coerentes, tem-se sistemas comerciais que alcançam resoluções de 1 nm com comprimento até 1000 mm (Teimel, 1991). As constantes melhorias no desempenho dos diodos LASER, têm dado grande impulso à produção de *encoders* interferométricos. A principal vantagem em relação aos interferômetros de Michelson e heterodino é a sua maior robustez.

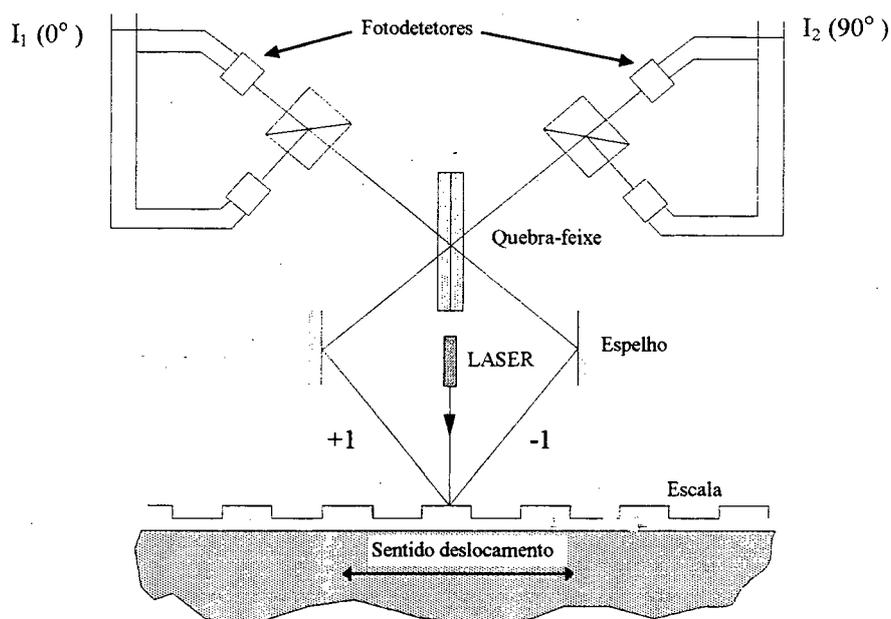


Fig. 2.19: *Encoder* interferométrico (Teimel, 1991)

## 2.6.2. Transdutores de Velocidade

### Tacogeradores

Tacômetros elétricos ou tacogeradores, convertem a rotação mecânica de um eixo em tensão elétrica. Trata-se pois de uma máquina elétrica que opera como gerador, cuja tensão de saída é proporcional à velocidade angular de entrada (Lima, 1984, ). Os tacogeradores operam como elemento diferenciador, pois sua saída (tensão elétrica) é proporcional à derivada no tempo da entrada (variação angular). Existem dois tipos de tacogerador: os de tensão alternada e os de tensão contínua. Em termos de função de transferência eles são similares. O tacogerador AC tem como vantagens sua maior confiabilidade e tensão de saída menos sujeita a ruídos. Em baixas velocidades existe no tacogerador DC um ruído provocado pelas escovas. Harmônicos de alta frequência são introduzidos pelo chaveamento. Filtros de rádio-frequência podem ser necessários na saída do tacogerador DC. Contudo, o tacogerador DC é mais utilizado já que o uso de ímãs permanentes elimina a necessidade de alimentação independente do campo. Suas principais vantagens são: robustez, fácil interfaceamento, boa sensibilidade e linearidade para velocidades médias e altas. Como desvantagens tem-se a menor sensibilidade nas baixas velocidades. A maior parte destes problemas podem ser resolvidos com a utilização de tacogeradores DC sem escovas. O momento de inércia do tacogerador pode ser desprezado quando utilizado em sistemas de grande porte. Já para motores de potência fracionária ela deve ser considerada. Em alguns casos um pico de ressonância mecânica pode aparecer no sistema devido ao acoplamento do tacogerador.

Tacogeradores são utilizados amplamente como dispositivos de realimentação de velocidade analógicos para estabilizar sistemas de posicionamento. O efeito da realimentação tacométrica é semelhante ao aumento do valor do coeficiente de atrito viscoso de todo o sistema (Lima, 1984). Isto tem como consequência, a diminuição da constante de tempo dominante do sistema e o aumento do coeficiente de amortecimento. A maior parte dos servo-conversores modernos, que incluem malhas de compensação de velocidade analógicas, dispõem de entradas para realimentação de velocidade utilizando tacogerador.

Em aplicações de posicionamento de ultra-precisão, nos quais velocidades extremamente baixas normalmente são requeridas, o uso de tacogeradores pode ver-se limitado. Existem tacogeradores de alta sensibilidade (na faixa de 5 V/RPM) que poderiam ser usados (Cetinkunt et al, 1994), porém eles limitam a velocidade máxima de trabalho para aproximadamente 20 RPM.

### Procedimentos de Estimação Digital da Velocidade

A ampla difusão de dispositivos ópticos para medição de posição tais como encoders e sistemas interferométricos, os quais fornecem medições digitais incrementais, assim como a utilização de sistemas de controle digitais, tem levado à necessidade de desenvolver técnicas de cálculo digital da velocidade. Basicamente, a velocidade pode ser estimada, através de uma operação de diferenciação sobre os dados discretos (Ronald et al, 1992). Um algoritmo que realiza esta operação pode ser chamado de tacômetro digital.

Dois métodos para a estimação de velocidade, a partir de informação discreta, podem ser mencionados: método de tempo fixo com distância variável e método de distância fixa com tempo variável.

No método de tempo fixo com distância variável, mede-se a distância percorrida durante um determinado intervalo de tempo, que normalmente é o período de amostragem, assim,

$$v(k) = \frac{x(k) - x(k-1)}{T_s} = \frac{1}{T_s}(1 - z^{-1})x(z) \quad (2.1)$$

onde  $v(k)$  e  $x(k)$  são a velocidade e a posição no  $k$ -ésimo intervalo de amostragem.

No método de distância fixa com tempo variável, mede-se o tempo transcorrido entre duas sucessivas transições do contador que armazena a informação de posição incremental. O tempo é medido utilizando um relógio de alta frequência. Assim, a velocidade é calculada como:

$$v(k) = \frac{\Delta x}{t(k) - t(k-1)} = \frac{\Delta x}{CT_c} \quad (2.2)$$

Onde  $\Delta x$  é a distância entre duas transições sucessivas do sistema de medição,  $T_c$  é o período do relógio e  $C$  é a contagem armazenada no contador. Estes dois métodos baseiam-se na estimação da velocidade utilizando uma aproximação discreta da derivada, dada por:

$$v(k) = \frac{\Delta x}{\Delta t} \quad (2.3)$$

Na Eq. 2.3, o valor estimado corresponde ao valor médio da velocidade durante o intervalo considerado. Durante transitórios de velocidade, o valor instantâneo será diferente do valor médio. Este comportamento pode ser modelado como um retardo puro, que neste caso é igual a  $\Delta t/2$ . Este retardo eventualmente pode degradar a resposta transiente do sistema e provocar problemas de estabilidade. Este problema pode ser resolvido com derivadores de maior ordem, contudo, estimadores de maior ordem tendem a amplificar os ruídos. Algoritmos que melhoram a resposta transiente sem este problema são propostos por Ronald et al (1992). Por outro lado, o método de tempo fixo apresenta maior erro nas baixas velocidades, enquanto que o método de distância fixa apresenta maior erro nas altas velocidades. Bonnet (1983) propõe um método combinado que resolve este problema.

Como principal vantagem destes procedimentos de cálculo de velocidade tem-se que a partir de apenas um dispositivo de medição, pode-se implementar as realimentações de posição e velocidade. Por outro lado, em sistemas translativos tais como motores lineares e atuadores hidráulicos, onde a utilização de tacogeradores é mais difícil, pode-se fechar a malha de velocidade a partir da medição de posição. A utilização destes métodos permite minimizar os retardos devidos às conversões A/D, posto que o controlador acessa diretamente a informação de posição, em forma digital, e o cálculo da velocidade fica embutido no tempo de cálculo de algoritmo de controle. O retardo computacional neste caso pode ser desprezível para frequências de amostragem altas.

### 2.6.3. Transdutores de Aceleração - Acelerômetros

Acelerômetros podem ser usados para ajudar no controle de velocidade, para medição de vibrações e na caracterização dinâmica através da função de transferência força-deslocamento (compliância) em um dado eixo. Para outras aplicações ver por exemplo, Allocca (1984) e Slocum (1989). No controle de velocidade, uma realimentação de aceleração atua da mesma maneira que a realimentação de velocidade no controle de posição (Slocum, 1989). A medição de vibrações permite verificar o balançamento e alinhamento de máquinas rotativas. Em alguns casos, a monitoração de vibrações pode ser utilizada para detectar, por exemplo, o quebre de ferramentas. A compliância fornece uma medida quantitativa da rigidez dinâmica de um sistema mecânico.

## **Transdutores Piezoelétricos**

Transdutores piezoelétricos baseiam-se no princípio já descrito na seção 2.5. Os transdutores piezoelétricos mais comuns são os acelerômetros, células de carga de precisão, transdutores de pressão e transdutores de ultrassom. Os acelerômetros piezoelétricos são dispositivos monolíticos que consistem de uma massa colada a um elemento piezoelétrico e precarregado com uma mola. Quando a massa ancorada no elemento piezoelétrico é acelerada, ela induz uma força que gera uma corrente através dele. A medição desta corrente permite quantificar a força e, como a massa do elemento é conhecida, a aceleração. A principal característica de acelerômetros piezoelétricos é a sua grande largura de banda, a qual pode ser maior que 20 kHz (PI, 1991; Slocum, 1989).

## 2.7. Controle

No estado-atual-da-arte de usinagem de ultra-precisão, os elevados níveis de qualidade superficial e precisão dimensional necessários, requerem a utilização de máquinas-ferramenta cujos servo-sistemas de avanço respondam adequadamente a critérios tais como: resolução de posicionamento, erro de seguimento e repetibilidade submicrométricas, e movimento suave a baixíssimas velocidades (abaixo de 1 mm/min). Tradicionalmente, a atenção foi colocada na rapidez de resposta e capacidade de carga. Assim, os problemas de precisão e suavidade de movimento não tem sido ainda estudados formalmente (Bispink, 1991).

Em sistemas CNC de trajetória contínua, além do erro de posição axial, é importante considerar a minimização dos erros de contorno, definidos como as componentes de erro ortogonais à trajetória desejada. A redução do erro de contorno pode ser feita através de três enfoques básicos (Koren e Lo, 1992): (1) usando controladores realimentados axiais mais sofisticados, (2) adicionando malhas *feedforward*, e (3) usando controladores *cross-coupling*. Os dois primeiros enfoques baseiam-se na redução individual das componentes de erro de seguimento axiais, de modo a reduzir o erro de contorno resultante. Pelo contrário, a filosofia do método de controle *cross-coupling* proposto por Koren (1985), objetiva a redução do erro de contorno mais do que dos erros axiais individuais. Portanto, o conceito de controle *cross-coupling* requer a modelação do erro de contorno em tempo real, e a utilização do modelo na determinação de uma lei de controle, que elimine ou reduza o erro de contorno.

Além destas três concepções básicas, outras estratégias de controle tais como controle adaptivo, repetitivo, preditivo e ótimo, podem ser usados para melhorar o desempenho de sistemas CNC de contorno. Em geral, estes algoritmos podem ser considerados como variações (i.e. controle ótimo e preditivo) ou acessórios (i.e. controle adaptivo e repetitivo) dos três enfoques básicos definidos (Koren and Lo, 1992).

Neste trabalho interessa estudar o problema de controle de posicionamento e seguimento de trajetória em um posicionador linear com um grau de liberdade. Por esta razão, a seguir são abordados somente enfoques tendentes a reduzir o erro de contorno através do controle axial. Discutem-se diversas estratégias de controle que, de acordo à literatura, poderiam ser empregadas na solução do problema de sistemas de avanço de máquinas-ferramenta de ultra-precisão. Pretendeu-se ser rigoroso nas definições, porém, sem maior profundidade nos aspectos teóricos. Pelo contrário, da-se ênfase nas questões de caráter prático.

### 2.7.1. Sistemas de Controle Realimentados

Em geral, os sistemas de controle em máquinas-ferramenta utilizam realimentação. Neste caso utiliza-se o termo sistema de controle realimentado, para designar àqueles cujo funcionamento é baseado unicamente no princípio de realimentação. O diagrama de blocos geral de um sistema de controle realimentado é mostrado na Fig. 2.20. A variável controlada que é retroalimentada, é comparada com a referência. O sinal de erro resultante é processado pelo compensador, cuja saída atua sobre a planta de modo a levar a variável controlada ao valor de referência, e nele mante-la, eliminando (ou minimizando) o erro. Em sistemas CNC, a variável controlada é a posição. Considerando questões como princípio de funcionamento, métodos de síntese e uso na indústria, sistemas de controle realimentados para máquinas-ferramenta, podem ser clasificados basicamente em três tipos: P, PID e por realimentação de estados (Koren & Lo, 1992).

#### Controle P e PID

O controle com compensador proporcional, por sua simplicidade, é o mais usual em sistemas CNC (Siemens, 1991; Dynapath, 1991; Koren e Lo, 1992; Alique et al, 1994). Neste caso a saída do controlador é um sinal de correção para comando da planta que é proporcional ao valor do erro. Em avanços convencionais (i.e. em torno de 0.25 m/min) com pequenas perturbações de carga, este tipo de controlador permite obter erros de contorno razoáveis (na faixa de 0.01 mm). As fontes de erros dimensionais nas peças são independentes do servo-sistema, por exemplo, podem ser decorrentes da geometria de máquina, de efeitos térmicos, do desgaste da ferramenta, etc.

No controlador PID, Fig. 2.21(a), o sinal de correção aplicado à planta é uma combinação de três componentes: proporcional, integral e derivativa. O ganho proporcional (P) contribui para a rapidez e robustez da resposta e o termo derivativo (D) introduz amortecimento, que contribui

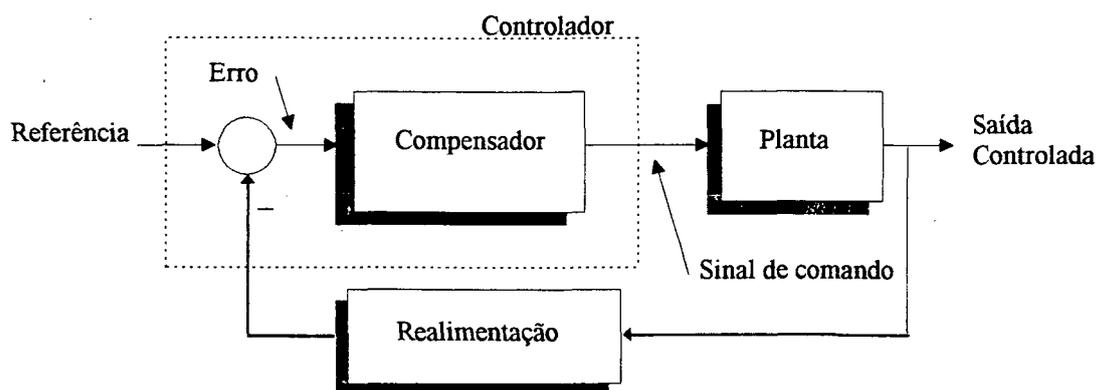


Fig. 2.20: Sistema de controle realimentado elementar

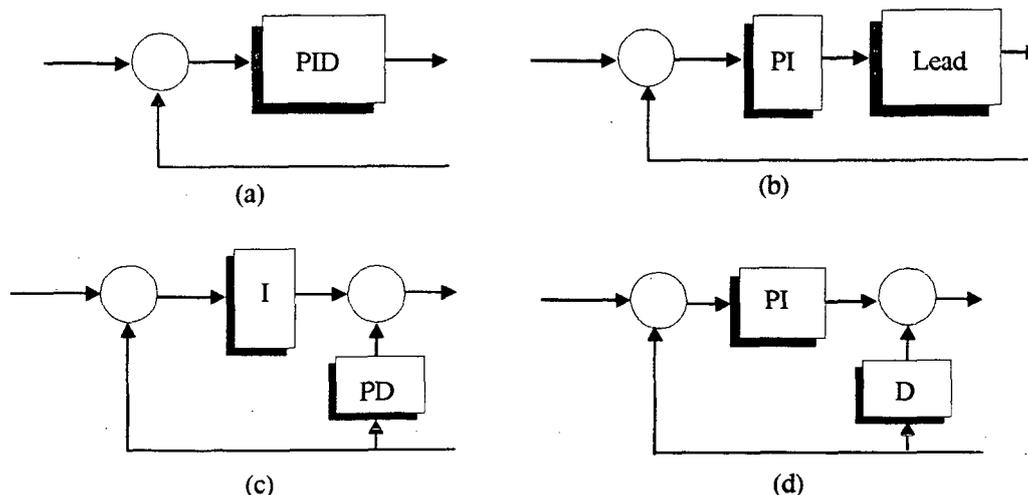


Fig. 2.21: Diversas implementações de controladores PID

para a estabilidade do sistema. O fator integral (I) reduz o erro de regime. Quando usado um microcomputador como controlador, deve-se implementar um algoritmo que pode ser uma aproximação do PID analógico ou alguma variante das estruturas apresentadas na Fig. 2.21(b-d) (Astrom, 1984), as quais permitem resolver problemas de tipo prático do PID original (Apolônio, 1989).

Os compensadores PID, têm sua origem na teoria de controle clássico, para sistemas monovariáveis. Seu projeto requer a prévia modelação do sistema por enfoque de entrada-saída, isto é, utilizando funções transferência no plano  $s$  ou  $z$ . Suas principais vantagens são a grande facilidade de sintonia por métodos de tentativa-e-erro, devido ao significado físico dos parâmetros do compensador, robustez aos erros de modelação e rejeição de perturbações tipo degrau e rampa, características que tem possibilitado sua ampla difusão no campo industrial (Apolônio, 1989). A síntese de um controlador PID pode ser feita por relocação de pólos, impondo um determinado denominador (equação característica) à função transferência do sistema em malha fechada. Contudo os controladores PID não permitem a síntese mediante métodos de otimização, o que normalmente leva à necessidade de correções empíricas de ajuste dos parâmetros do controlador. Critérios de otimização tais como ISE (integral do erro quadrático), ITAE, etc, permitem soluções analíticas, porém, normalmente não refletem adequadamente os requerimentos de desempenho práticos. Métodos de autosintonia para controladores PID e estratégias adaptativas baseadas em controladores PID, tem sido amplamente estudados na literatura (Apolônio, 1989).

### Controle por Realimentação de Estados

A teoria de controle moderno, baseia-se no conceito de estado (Chen, 1984; Brogan, 1989). O estado de um sistema em um instante qualquer  $t = t_0$  é, por definição, o conjunto de

informações (variáveis de estado) que, junto com a entrada  $u(t)$ ,  $t_0 \leq t < \infty$ , determina univocamente o comportamento (i.e. o estado e a saída) do sistema para todo  $t \geq t_0$  (Chen, 1984). O conjunto das variáveis de estado formam um espaço vetorial. Assim, a ferramenta matemática para análise e projeto de sistemas de controle por enfoque de espaço de estado é a álgebra linear. Devido a que os espaços de entrada, saída e de estados possuem dimensão finita, as transformações lineares entre eles podem ser representadas por matrizes, o que facilita a manipulação matemática e o tratamento e simulação computacional.

Em sistemas de posicionamento de máquinas-ferramenta CNC, as variáveis de estado naturais são a posição e a velocidade, as quais estão associadas a elementos armazenadores de energia do sistema. A corrente de armadura do servomotor também é uma variável de estado natural do sistema, porém ela normalmente pode ser desprezada em função da dinâmica do servosistema ser dominada pelas variáveis mecânicas. A entrada do sistema,  $u(t)$ , é a posição desejada e a saída,  $y(t)$ , a posição verdadeira. Considerando que  $x'(t) = dx/dt$ , para o sistema da Fig. 2.22, as equações dinâmicas do sistema, podem ser colocadas na forma:

$$x'(t) = A x(t) + B u(t) \quad \text{Eq. de estado}$$

$$y(t) = C x(t) + D u(t) \quad \text{Eq. de saída}$$

Para a lei de controle por realimentação de estados,  $u(t) = F x(t) + v(t)$ , o sistema em malha fechada fica:

$$x'(t) = [A + BF] x(t) + B v(t)$$

Para sistemas multivariáveis, lineares, invariantes no tempo e lei de controle por realimentação de estados, as condições necessárias e suficientes para a solução do problema de posicionamento de autovalores (pólos) do sistema em malha fechada, são bem conhecidas. A matriz  $F$  de realimentação de estados, que posiciona os autovalores da equação de estado em

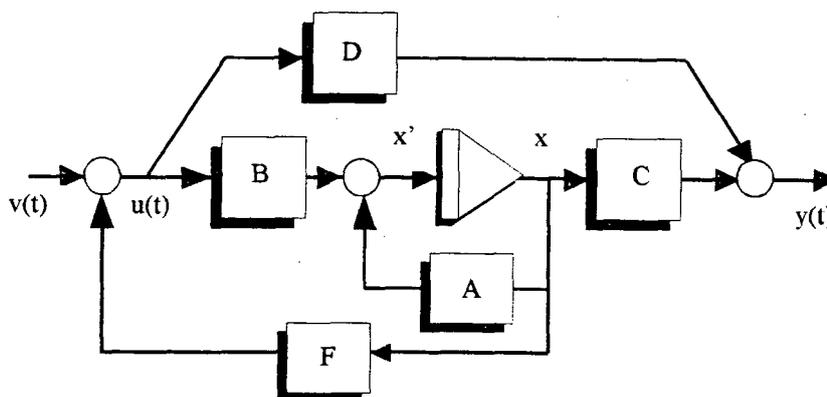


Fig. 2.22: Sistema de controle por realimentação de estados

malha fechada existe se, e somente se, o sistema é controlável (Chen, 1984; Brogan, 1989). A solução neste caso não é única. Já em sistemas monovariáveis, a solução é única.

Quando os estados realimentados são a posição e a velocidade, tem-se de fato que o sistema de controle por realimentação de estados é equivalente ao sistema com controlador P-D, Fig. 2.21(d) sem o elemento integrador. Além disso, se, com o objetivo de diminuir o erro de regime, o vetor de estado é aumentado de um estado extra (normalmente a integral do erro), pode-se mostrar que o controlador por realimentação de estados é totalmente equivalente ao PI-D (Koren, 1992). A vantagem do enfoque por espaço de estado é que o problema pode ser abordado por métodos de otimização da teoria de controle ótimo, os quais fornecem uma solução fechada para uma lei de controle por realimentação de estados.

### 2.7.2. Controle *Feedforward* (FF)

Controladores *feedforward* tem-se mostrado como uma eficiente lei de controle na solução do problema de seguimento de trajetórias (Tomizuka, 1987; Weck & Ye, 1990; Koren & Lo, 1992; Pritschow & Philipp, 1992). Assim, podem ser utilizados para diminuir o erro de seguimento em acionamentos de avanço de máquinas-ferramenta de precisão. O princípio dos controladores *feedforward* é simples (Koren & Lo, 1992). Na Fig. 2.23, o controlador *feedforward* deve ser projetado de modo que a função transferência da malha de posição seja:

$$P/R = 1$$

Desta maneira a posição verdadeira ( $P$ ) é igual à posição desejada ( $R$ ) e o erro de seguimento é nulo. Em geral, para garantir rapidez de resposta, determinada percentagem de sobrepassagem na resposta ao degrau, rejeição de perturbações, ou outros critérios de desempenho, o controlador *feedforward* utiliza-se em conjunto com algum sistema de controle realimentado.

Em termos básicos, o projeto de controladores *Feedforward* baseia-se no princípio de

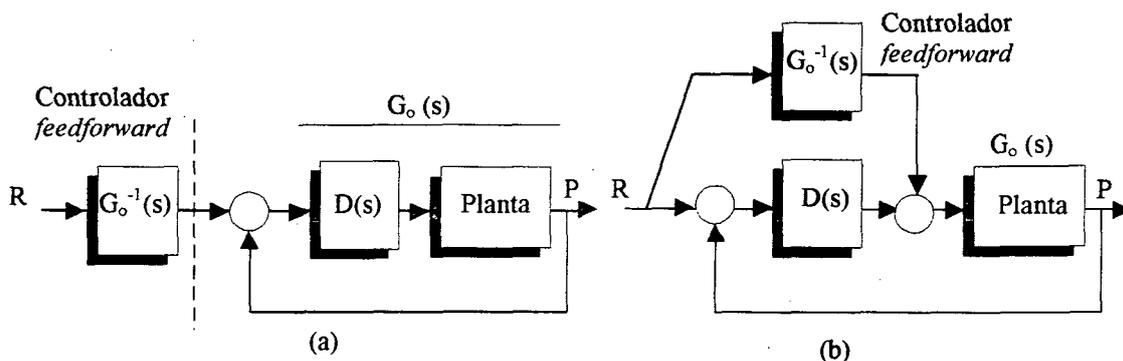


Fig. 2.23: Controladores *feedforward* (Koren & Lo, 1992)

cancelamento de pólos e zeros. O controlador PTC (Perfect Tracking Controller) (Tomizuka, 1987) é um exemplo de função transferência perfeita obtida por cancelamento de pólos e zeros. Ele teoricamente permite erros de seguimento nulos. Contudo, na prática ele é altamente sensível às variações paramétricas do sistema e aos erros de modelação. Por outro lado, se a planta possui zeros instáveis (sistema de fase não mínima) ele não é implementável já que os zeros da planta, no sistema em malha fechada, passam a ser os pólos do controlador PTC. Na literatura tem-se achado diversas alternativas de solução para estes problemas. Por exemplo para sistemas de fase não mínima (i.e. que possuem zeros instáveis), o controlador *feedforward* ZPETC (*Zero Phase Error Tracking Controller*) (Tomizuka, 1987), é talvez o mais utilizado. Weck & Ye (1990) utilizam uma extensão do ZPETC, chamada controlador IKF, que incorpora um filtro passa-baixas para maior suavidade do sinal de entrada ao controlador. Considerável melhoria do desempenho é obtida utilizando o controlador MITF (*Modified Inverse Transfer Function*) que substitue os pólos instáveis do controlador por um filtro digital não causal tipo FIR (Finite Impulse Response) (Pritschow & Philipp, 1992).

Em geral, todos estes controladores são altamente intensivos em tempo de CPU, são de baixa robustez, isto é, requerem de um modelo da planta muito preciso, e os procedimentos de projeto são complexos, envolvendo normalmente o cômputo da função de transferência do controlador, que muitas vezes não é tarefa simples. Uma alternativa aos controladores mencionados é o controlador *feedforward* de velocidade e aceleração (Pritschow & Philipp, 1992). Este caracteriza-se por sua robustez, facilidade de projeto e simplicidade de sintonia por métodos de tentativa e erro, sendo que o seu desempenho é comparável aos anteriores (Pritschow, 1992).

### **Controlador *Feedforward* de Velocidade -Aceleração**

Em um servo-sistema de posicionamento sem controle *feedforward* ou integração dinâmica do erro, para produzir alguma ação de comando sobre o motor, em todo momento deve existir um erro (não nulo) entre a referência de posição e a posição verdadeira. Este erro é conhecido como erro de seguimento. Isto significa, porém, que o sistema nunca atingirá a posição desejada. Em máquinas-ferramenta de ultra-precisão, existem dois problemas decorrentes disso. Em primeiro lugar, o erro de seguimento pode ser fonte de erros de forma intoleráveis em certas aplicações. Por outra parte erros de valores submicrométricos podem ocasionar sinais de comando de força ou torque muito baixos, o que dificulta a ação de controle.

Para os perfis de comando de posição utilizados nas aplicações usuais de CNCs, o erro de seguimento normalmente é bem correlacionado à velocidade e/ou aceleração. Assim, um controlador *feedforward* como o apresentado na Fig. 2.24, pode ser utilizado para reduzir praticamente a zero o erro de seguimento. Nele são adicionados dois termos à saída do controlador (comando de torque ou força), que são proporcionais à velocidade e aceleração

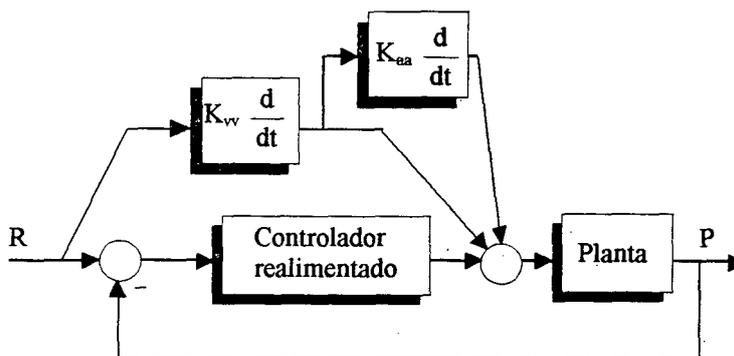


Fig. 2.24: Controle *feedforward* de velocidade -aceleração

comandada respectivamente. O termo *feedforward* de velocidade ( $K_{vv}$ ) atua sobre o erro de seguimento devido ao atrito viscoso do sistema, e o termo *feedforward* de aceleração ( $K_{aa}$ ) atua sobre o erro de seguimento devido a inércia do sistema. Assim, este controlador possui a vantagem do significado físico dos seus parâmetros, o que facilita sua aplicação.

O princípio de funcionamento de um controlador *feedforward* deste tipo pode ser exemplificado da seguinte forma: suponha-se um sistema de controle realimentado discreto, se em um dado intervalo de amostragem o erro de seguimento é nulo, o controlador sem malhas *feedforward* não efetuará nenhuma ação de controle sobre o motor. No próximo instante de amostragem, o comando de posição (gerador de trajetória) mudará a referência, gerando-se o erro de posição que permite ao controlador atuar. Por outro lado, como as variáveis velocidade e aceleração contêm suficiente informação para caracterizar um deslocamento, os termos *feedforward* de velocidade ( $K_{vv}$ ) e de aceleração ( $K_{aa}$ ) podem ser utilizados para "antecipar" o erro de seguimento de modo que o motor seja comandado antes que dito erro aconteça.

#### 2.7.4. Outras Técnicas de Controle

##### Controle ótimo

Dada uma lei de controle, o princípio dos métodos de projeto ótimos consiste na minimização de um índice de desempenho, definido pelo projetista, sujeito às equações diferenciais (ou de diferenças) que definem o sistema (Bryson e Ho, 1969). O controle ótimo tem uma solução fechada para sistemas lineares, com índice de desempenho quadrático e lei de controle por realimentação de estados (Franklin e Powell, 1980). Nesse caso, algoritmos de controle ótimo permitem obter analiticamente possíveis candidatas para a matriz de realimentação de estados  $F$ , as quais, dado o índice de desempenho, podem ser consideradas ótimas. Contudo estes algoritmos não dispensam totalmente os procedimentos de tentativa-e-erro, já que em geral, os índices de desempenho são escolhidos de forma empírica. Para aplicações em acionamentos de avanço de máquinas-ferramenta, se o índice de desempenho inclui o erro de posição axial e suas

mudanças incrementais, o controlador chega a ser um controle por realimentação de estados (Aström, 1984). Se o índice de desempenho inclui o erro de contorno, então chega-se a um controlador *cross-coupling* ótimo (Kulkarni & Srinivasan, 1989; Koren, 1992).

### Controle Adaptivo

O controle adaptivo teve sua origem no problema de ajuste dinâmico dos parâmetros de um controlador, quando as características da planta estão sujeitas a mudanças ao longo do tempo (Aström, 1983). Segundo Gibson (in apud Davies, 1970), "um sistema de controle adaptivo é aquele que provê um meio de medir continuamente o desempenho de um sistema em relação a um dado critério ou figura de mérito, e um médio de alterar automaticamente, em malha fechada, os parâmetros ajustáveis do controlador, de modo a satisfazer o índice de desempenho". Três enfoques básicos podem ser identificados (Landau, 1974; Aström, 1983): controle adaptivo por escalonamento de ganhos (*gain scheduling*), controle por modelo de referência e controle autosintonizado. O problema chave é achar a maneira mais conveniente de alterar os parâmetros do controlador em resposta às variações na planta e às perturbações.

O controle adaptivo não é em si mesmo uma estratégia de controle, senão que ele pode ser usado como complemento junto a outras técnicas, tais como, realimentação de estados, *feedforward*, etc., para melhorar o desempenho das mesmas. Por exemplo, para melhorar o desempenho de um servo-controlador PID aplicado em uma planta que apresenta variações paramétricas, pode-se utilizar algum algoritmo de controle adaptivo que permita o ajuste, em tempo real, dos seus parâmetros, em função das variações nos parâmetros da planta que de outra maneira degradariam a sintonia do controlador. Por outra parte, de um modo geral, controladores *feedforward* são muito sensíveis aos erros de modelação e às variações paramétricas na planta (Pristchow, 1992). Assim, algum algoritmo de controle adaptivo pode ser necessário para sintonizar o controlador, caso estas situações sejam críticas.

Algoritmos de controle adaptivo podem também ser aplicados em sistemas que apresentem problemas de casamento entre as dinâmicas dos seus diferentes eixos, o que ocasiona erros de contorno (Koren, 1992). O algoritmo faz com que todas as malhas de controle individuais sejam casadas artificialmente, e portanto elimina as parcelas do erro de contorno causadas pela falta de casamento das malhas de controle. Ro e Hubbel (1992) utilizam um algoritmo de controle adaptivo por modelo de referência no controle micro/macro dinâmico de um sistema de ultra-precisão com fuso de esferas recirculantes. Também podem ser mencionadas aplicações de algoritmos adaptivos em usinagem. Nesse caso, usualmente procura-se a adaptação das variáveis de corte (avanço e velocidade de corte) às variações do processo de usinagem. Finalmente, resulta evidente da discussão acima, que a aplicação prática de algoritmos de controle adaptivo requer a disponibilidade de técnicas de identificação, em tempo real, das características da planta.

## Controle Preditivo

A ideia básica do Controlador Preditivo Generalizado (GPC) (Boucher, 1990) é fazer com que a saída predita da planta coincida com uma referência ou trajetória conhecida, de modo que o valor de controle que minimiza o erro entre a referência e a saída predita possa ser calculado, por meio de métodos de otimização, e aplicado em tempo real. Esta abordagem é essencialmente apropriada em problemas de controle de máquinas-ferramenta, posto que normalmente as referências são totalmente determinísticas e predefinidas no programa peça. Todavia, em usinagem de ultra-precisão as condições ambientais são extremamente controladas e as perturbações de carga desprezíveis, o que contribui à aplicação prática desta técnica de controle. O controle é desenvolvido em três estágios: primeiro, a saída da planta é predita, em seguida é calculado o valor de controle futuro que minimiza o erro entre a saída predita e o valor de referência, finalmente só o valor de controle ótimo é aplicado. O processo iterativo é repetido a cada intervalo de amostragem. O GPC pode ser considerado como um caso particular do controle ótimo, onde o índice de desempenho inclui o erro entre a saída predita e o valor desejado (Koren, 1992).

## Controle Repetitivo

Em adição aos servo-controladores gerais, o controle denominado repetitivo (Tomizuka, 1988) pode ser usado para manejar tarefas repetitivas com a presença de referências e perturbações de entrada periódicas. Quando se utiliza um controlador repetitivo, os erros axiais medidos durante o corte de uma parte da peça são usados para compensar os erros na seguinte parte a ser usinada. Este método deve ser empregado junto com algum controlador por realimentação ou *feedforward*, não podendo ser aplicado independentemente (Koren, 1992). Um dos problemas que podem-se apresentar no uso desta técnica, é na usinagem de peças de geometria complexa, já que para a utilização dos dados anteriores, podem ser necessárias memórias de grande capacidade. Este tipo de controladores têm sido utilizados com sucesso na correção de erros de giro em discos rígidos (Tomizuka, 1988). Outra aplicação que eventualmente poderia vir a ser examinada, é na compensação de erros derivados da falta de uniformidade das guias e do torque (ou força) de relutância em servo-motores a ímãs permanentes que eventualmente poderiam degradar a qualidade de movimento e a precisão de posicionamento em sistemas de ultra-precisão. O segundo problema claramente introduz perturbações periódicas.

## Controle Robusto

Sem importar a técnica que for usada, controladores sempre são projetados em base a informação necessariamente incompleta sobre o comportamento dinâmico do processo. Esta

informação (o modelo) pode ser um conjunto de equações diferenciais ou simplesmente informações empíricas obtidas pelo operador da planta ao longo dos anos. A exatidão desta informação varia, porém nunca é perfeita. Outrossim, o comportamento da planta em si mesmo varia com o tempo, sendo que estas variações raramente são consideradas nos modelos. Assim sendo, é muito desejável que o controlador seja insensível às incertezas de modelação, isto é, o controlador deveria ser robusto.

A teoria de controle robusto fornece uma poderosa ferramenta matemática para o projeto de sistemas de controle robustos (Morari & Zafiriou, 1989). A questão fundamental colocada nos critérios de desempenho baseados na Norma Infinita ( $H_\infty$ ) é a robustez, entendida como a capacidade do controlador de manter o desempenho do sistema, dentro de determinadas margens, frente às incertezas na modelação do processo. Assim, pode-se definir uma família de modelos, em uma vizinhança em torno do modelo nominal da planta, para a qual a solução do problema de controle satisfaz os critérios de desempenho especificados. Contudo, seja qual for a técnica de projeto usada, a robustez pode ser testada para alguns membros representativos da família de modelos que as incertezas produzem.

### **Controle de Modo Deslizante (SMC) de Sistemas de Estrutura Variável (VSS)**

A característica essencial de um Controle de Modos Deslizantes, é que o sistema sob controle é chaveado entre várias estruturas, de modo tal que a trajetória no espaço de fase seja ao longo de uma superfície de deslizamento  $s(x)=0$ , a qual é escolhida pelo projetista (Chahyadi & Rye, 1993). A estrutura do sistema é mudada em resposta às condições de chaveamento, as quais são simples funções do vetor de estados, e de maneira tal, que a trajetória seja reprodutível, tanto na ida como no retorno, através da superfície de deslizamento. O diagrama de fase assim gerado é conhecido como Modo Deslizante. Satisfeitas as condições para a existência de um modo deslizante, é fácil demonstrar que ele é invariante com respeito às variações dos parâmetros da planta e às perturbações (Utkin, 1977). Esta propriedade é que faz o Controle de Modos Deslizantes atrativo quando a planta tem dinâmica não linear.

O projeto de um controlador SMC começa com a escolha de uma superfície de deslizamento. Uma vez que a superfície é escolhida, o projetista deve selecionar uma estrutura de controle apropriada, e condições de chaveamento que assegurem que o modo deslizante existe e ele é alcançável. Uma desvantagem do SMC, devida a sua ação descontínua, é que ele tende a excitar os modos de alta frequência da planta, que geralmente não são considerados no modelo. A natureza chaveada do SMC conduz também ao problema de trepidação, uma oscilação em alta frequência, que em processos de usinagem de ultra-precisão poderia provocar ondulações na superfície da peça. Contudo esta estratégia de controle, por seu caráter não linear, poderia ser empregada na solução do problema de controle de sistemas de ultra-precisão que apresentam comportamentos micro/macro dinâmicos.

## 2.8.- Hardware de Controle

Praticamente qualquer que seja a estratégia de controle que se deseje utilizar, em princípio pode ser implementada digitalmente utilizando algum tipo de sistema computacional. As limitações são puramente tecnológicas. Dependendo do grau de complexidade das tarefas envolvidas no problema, diversos tipos de processadores e recursos de hardware e software podem ser escolhidos de modo a satisfazer as necessidades da aplicação. Por exemplo, além do processamento dos algoritmos de controle do movimentos da máquina-ferramenta, um sistema de controle por computador deve realizar outras importantes tarefas, tais como: processamento do programa-peça, geração de trajetórias, interfaces homem-máquina e máquina-controle, supervisão de alarmes, comunicação, etc. A seguir é apresentada uma breve discussão das principais opções de hardware de controle disponíveis na atualidade.

### 2.8.1. Considerações Gerais para o Hardware e Software em Sistemas de Controle e Supervisão de Processos

#### Processamento em Tempo Real

Um sistema, no âmbito do controle e supervisão de processos, é dito de tempo real se, estimulado por um evento externo, é capaz de fornecer uma resposta em um tempo finito e pré-definido (Magalhães, 1986). Nos sistemas de tempo real com restrições severas de tempo (*hard real-time systems*), as tarefas devem ser executadas (pelo processador) corretamente do ponto de vista lógico e dentro de limites de tempo (*deadlines*) que garantam a integridade e/ou o desempenho do sistema. Tipicamente uma tarefa de tempo real é caracterizada por suas restrições temporais, restrições de precedência e pelos recursos necessários à execução.

Sistemas de tempo real caracterizam-se pela capacidade de gerenciamento de interrupções. As interrupções são servidas ou processadas segundo prioridades. Assim a tarefa (ou tarefas) mais importante é a que deve ser servida dentro da restrição de tempo associada (seu *deadline*). Aplicações em tempo real geralmente envolvem múltiplas tarefas rodando em forma assíncrona, as quais compartilham os recursos do sistema podendo-se comunicar entre si.

#### Requerimentos para o Hardware

Em aplicações de controle o computador conecta-se, através de interfaces apropriadas, diretamente com um equipamento, máquina ou processo físico, devendo monitorar e/ou controlar a sua operação.

O hardware adequado para aplicações em controle, implica na presença de alguns ou todos os recursos seguintes (Magalhães, 1986): recursos para aquisição de dados, tais como sensores, transdutores, conversores A/D e portas de entrada; suporte para tarefas de controle digital direto (DDC); o processador deve ser suficientemente rápido para que as tarefas de controle sejam executadas dentro do ciclo operacional definido pelo processo; recursos para atuação no processo, tais como portas de saída, conversores D/A, transdutores de saída e atuadores; recursos para detecção da ocorrência de eventos; o sistema deve dispor de mecanismos de gerenciamento de interrupções, com esquema de definição de prioridades e possibilidade de mascaramento de interrupções; recursos de armazenamento de dados, tais como memórias de massa para armazenamento de dados históricos; recursos de interface homem-máquina, tais como console, terminal de vídeo, impressoras, alarmes sonoros e visuais, etc.; relógio de tempo real, dispositivo fundamental para se ter um registro de tempo absoluto; recursos de auto-diagnose, deve-se dispor de circuitos de detecção de falhas.

### **Requerimentos para o Software**

Os principais requerimentos para o software em um sistema de controle digital são: suporte para núcleos de tempo real, suporte para gerenciamento de tarefas concorrentes, escalonador de tempo real, suporte para sincronização e comunicação entre tarefas, etc. Sistemas de controle dedicados para aplicações em automatização de máquinas-ferramenta, devem possuir suporte para programação de programas-peça em linguagens de alto nível, assim como em linguagem de máquina NC (códigos ISO), de modo a garantir a compatibilidade com sistemas CAD/CAM. Também deve ser suportada a programação, em alto nível ou utilizando diagramas de Ladder, de funções CLP.

#### **2.8.2. Hardware Básico**

##### **Microprocessadores**

Os microprocessadores são unidades de processamento central (CPU) construídas em um único chip. Microprocessadores distinguem-se de outros processadores por serem dispositivos de uso geral. Para tanto, microprocessadores modernos típicos possuem grande capacidade de memória principal e poderosos recursos para o gerenciamento da mesma, tais como paginação, segmentação e memória virtual; o conjunto de instruções em geral é complexo (arquitetura CISC), com muitas instruções (acima de 200), com formatos de tamanho diverso, e múltiplos modos de endereçamento; a execução das instruções normalmente leva mais do que um ciclo de máquina; a unidade de controle é microprogramada; os recursos de entrada/saída são limitados, normalmente utilizando-se entrada/saída por mapeamento de memória; etc.

Tradicionalmente os microprocessadores caracterizaram-se por utilizar unidades aritméticas que somente suportavam operações de ponto fixo entre números inteiros. A muito alta escala de integração dos circuitos VLSI atuais, permite dispor de microprocessadores com unidades aritméticas com capacidade para operações com números reais representados em ponto flutuante. Desta maneira, estes novos microprocessadores, dispensam a utilização de co-processadores numéricos, simplificando o projeto do hardware e aumentando a potência de cálculo.

O advento dos microprocessadores permitiu de fato, na década de oitenta, a fácil implementação e teste de controladores digitais de baixo custo. Os CNCs desenvolvidos a partir da década de 80 foram implementados usando microprocessadores. Grande parte dos equipamentos modernos de medição e análise tais como osciloscópios, analisadores de espectro, etc, são baseados em microprocessadores. Na atualidade é possível utilizar em aplicações de controle microcomputadores padronizados, amplamente difundidos, adicionando-lhes interfaces de entrada/saída com o processo. Neste caso é o próprio processador do microcomputador que faz todas as tarefas de processamento, incluído os algoritmos de controle dos servo-sistemas. Outra alternativa é a de adicionar-lhes uma ou mais unidades inteligentes com processador próprio (sistema multiprocessador). Neste caso, o processador adicionado realiza as tarefas de controle e interface controle-processo. O microcomputador atua como hospedeiro, sendo que nele são executadas as tarefas de interface com o usuário e a supervisão do controlador dedicado. Neste caso também, o microcomputador pode ser usado como estação de trabalho para as tarefas de programação NC.

### **Microcontroladores**

O termo microcontrolador é utilizado comumente para microcomputadores monolíticos em um só chip, que são projetados para aplicações específicas (*embedded controllers*). Trata-se de verdadeiros microcomputadores porque, além da CPU, contém em um único chip bancos de memória EPROM e RAM, recursos de entrada e saída, etc. Existem microcontroladores que realizam funções tais como seqüenciamento de eventos, modulação por largura de pulso (PWM), etc. Tipicamente, a velocidade de cálculo não é muito maior que a dos microprocessadores de uso geral de 16/32 bits para aritmética de ponto fixo. Porém, algumas funções incorporadas no chip tais como, conversores A/D, contadores, moduladores, interfaces de comunicação seriais e paralelas, etc., podem fazer destes processadores uma alternativa atrativa para o projetista de um sistema de controle digital.

Os microcontroladores têm bom desempenho quando o algoritmo de controle é mais uma tarefa entre muitas outras que o sistema realiza, por exemplo, seqüenciamento, temporizações complexas, processamento de interrupções e comunicação. Contudo, a velocidade de cálculo não chega a ser tão rápida como no caso dos DSPs. Eles possuem memória RAM para dados (512 ou 1K Bytes). Isto é importante porque este espaço de memória é suficiente para muitas aplicações e

ele pode ser acessado muito mais rapidamente do que uma memória externa. Outra característica dos microcontroladores é que eles possuem um espaço de endereçamento de memória pequeno em comparação com os microprocessadores (16K a 64K bytes tipicamente). Isto não é problema já que, de fato, a maioria das aplicações de controle não precisam um grande espaço de memória. Isto se reflete positivamente em todos os registros e na lógica associada ao cálculo dos endereços efetivos. Também pode-se dispensar qualquer previsão para gerenciamento de memória. Outra característica é que eles possuem um conjunto reduzido de instruções e em alguns casos instruções de tipo similar às dos linguagens de alto nível. Isto permite simplificar a lógica de decodificação de instruções.

### Processadores Digitais de Sinais (DSPs)

Um DSP (*Digital Signal Processor*) é um processador especialmente projetado para tratamento digital de sinais, em tempo real. A principal diferença entre microprocessadores, microcontroladores e DSPs é que enquanto os primeiros implementam uma arquitetura tipo von Neuman, os DSPs implementam uma arquitetura tipo Harvard (Bucella, 1990). Na primeira, Fig. 2.25(a), tanto os fluxos de instruções como de dados vão por um mesmo barramento, o chamado barramento de dados (*data bus*). Na segunda, Fig. 2.25(b), os fluxos de instruções e de dados são conduzidos por barramentos independentes. Nesta última as operações de busca (*fetch*) de instruções e transferência de dados não interferem entre si. Quando a aplicação requer alta rapidez de transferência de dados entre registros, memória e unidade aritmética, de modo a maximizar o *throughput*, a arquitetura tipo Harvard apresenta vantagens em relação aos tradicionais computadores tipo von Neuman.

Na Fig. 2.26 apresenta-se o núcleo de um DSP típico. Pode-se apreciar a existência de dois barramentos de 16 bits (24 ou 32) que conectam a unidade de memória (dupla) com o bloco multiplicador. A ALU pode obter os operandos seja a partir do(s) acumulador(es), da memória como do multiplicador, e convertidos para palavras de 32 bits (ou 48 e até 56 bits) caso necessário. Componentes típicos são os deslocadores (*shifters*) que permitem fazer

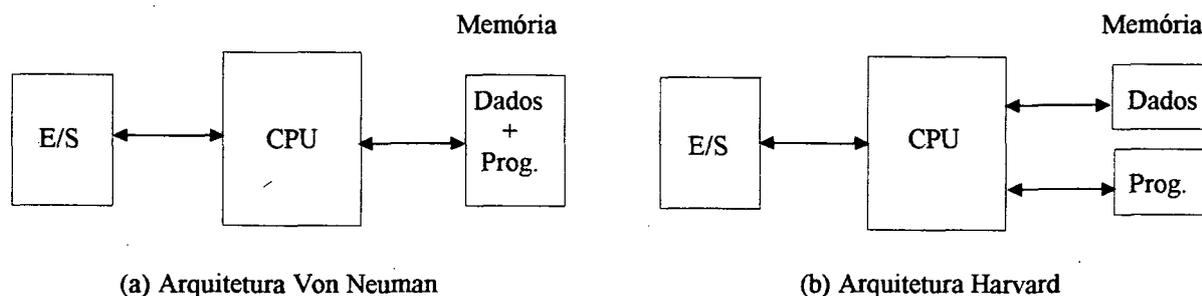


Fig. 2.25: Arquitetura Harvard v/s Von Neuman

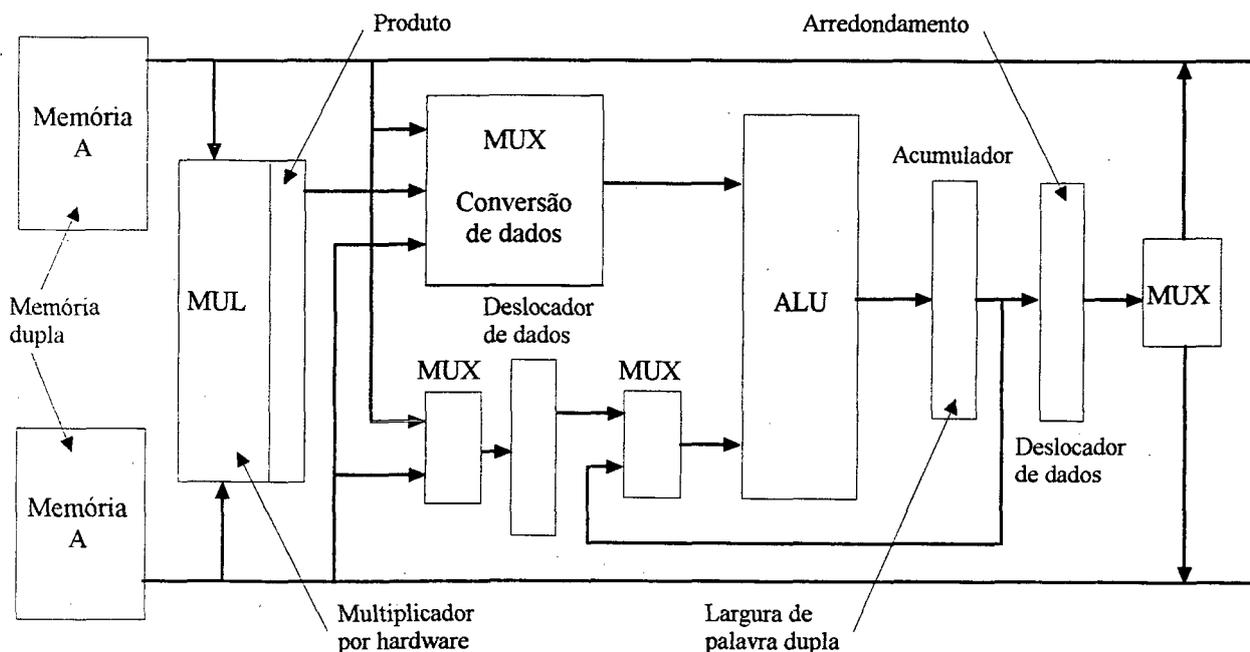


Fig. 2.26: Núcleo de um DSP típico (Hanselmann, 1987)

deslocamentos múltiplos nos operandos (ou resultados), em um só ciclo de instrução.

O poderio de cálculo dos DSPs provem de suas arquiteturas, não da tecnologia VLSI em que são fabricados. A alta velocidade dos DSPs decorre de seu multiplicador integrado junto com uma adequada estrutura de fluxo de dados que conecta a ALU e a unidade de memória. Os DSPs têm possibilitado a implementação de estratégias de controle complexas, com frequências de amostragem altas e a custo razoável (Luttrell & Dow, 1987; Bucella & Ahmed, 1989; Curtis, 1989; Dessaint, 1990). Os DSPs, por suas arquiteturas especiais, projetadas para o processamento de sinais em tempo real, possuem um nível de desempenho, que os fazem apropriados para aplicações de controle que exigem grande rapidez de processamento com alta precisão de cálculo.

Na atualidade os DSPs são atrativos não somente para a implementação de algoritmos de controle tradicionais, senão que para a implementação de estratégias de controle mais sofisticadas, por exemplo, controle adaptivo em robôs e máquinas-ferramenta (Dessaint, 1990), controle em sistemas multi-eixo (Dimitri, 1989), controle digital com frequência de amostragem extremamente alta (Luttrell & Doe, 1987), e também para realizar subtarefas com intensivo cálculo aritmético, como processador escravo de um microprocessador (ou microcomputador) de uso geral. Aplicações são por exemplo, unidades de interpolação de sistemas CNC, simulação on-line de processos de usinagem, etc. Contudo, os DSPs não conseguem competir em termos de funcionalidade com os microcontroladores, nem com os microprocessadores em termos de

algoritmos de tratamento de sinais, isto é, filtros digitais. Para isso, foram dotados de uma instrução-chave, a multiplicação com acumulação simultânea, isto é,

$$\text{acc} = -\text{acc} + \text{coef} * \text{variável}$$

A maioria das implementações práticas de filtros digitais fazem uso intensivo desta operação. Logo, a disponibilidade de uma instrução que a implemente em um só ciclo de máquina, permite aumentar sensivelmente a rapidez de cálculo do filtro, podendo-se atingir frequências de amostragem acima de 1 MHz. De fato, DSPs têm sido utilizados com sucesso em aplicações de áudio digital, processamento de imagens e telecomunicações digitais.

### Outros processadores

O grande desenvolvimento da fabricação microeletrônica tem possibilitado a surgimento de um tipo de circuito integrado (CI), totalmente projetado para aplicações específicas, conhecido como ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*). Na atualidade, é possível inclusive a fabricação de CIs sob encomenda. Isto dá ao projetista de um sistema de controle digital total flexibilidade e a possibilidade de alto nível de integração, importante em muitas aplicações. Existe uma ampla gama de ASIC, dentre os quais encontram-se os CIs projetados especificamente para as mais variadas aplicações e cujas principais finalidades são de aumentar o nível de integração através da substituição de muitos componentes discretos e a melhora da relação sinal/ruído. Existem no mercado ASICs dedicados ao controle de sistemas de posicionamento e tem-se achado na literatura referências de aplicações (Rubio, 1993). Neles é implementado um filtro digital (tipo PID) cujos parâmetros podem ser programados pelo usuário. Dispõe-se de outros recursos tais como saídas PWM e entradas para encoders.

Outro tipo de CI que pode ser mencionado é a família de dispositivos lógicos programáveis (PLDs) que são arranjos de portas lógicas que permitem a programação de funções booleanas. Estes dispositivos são altamente flexíveis e permitem sua reprogramação.

### 2.8.3. Hardware Dedicado

#### Comandos Numéricos Computadorizados (CNC)

Com o advento do Comando Numérico (NC) na década de 50, e posteriormente do Comando Numérico Computadorizado (CNC) nos anos 70, verificou-se um grande avanço na automação de máquinas-ferramentas. A evolução dos CNC foi, em grande parte, impulsionado pelos avanços na indústria microeletrônica. Até o final da década passada, a arquitetura dos CNCs não evoluiu muito. Implementaram-se sistemas monoprocessador, sendo que os avanços

resultaram do desenvolvimento dos mesmos. Assim passou-se dos primeiros CNCs de 8 bit, aos de 16 bits e finalmente às poderosas unidades atuais de 32 bits. Com hardware de vida útil relativamente grande, a ênfase foi colocada no desenvolvimento via software.

Na atualidade, em função do crescente aumento das exigências, tais como, maiores velocidades de avanço, maior precisão, interpolações de maior ordem, controle de múltiplos eixos, etc., a indústria da área tem feito considerável esforço para melhorar o desempenho dos CNCs, tanto no campo do hardware como do software. No início da presente década começaram a ser introduzidas arquiteturas multiprocessador (Alique et al, 1994). Na Fig. 2.27 apresentam-se as arquiteturas básicas dos CNCs modernos. Em termos de software, as tarefas executadas pelo CNC podem ser divididas em três níveis segundo suas prioridades. As tarefas de máxima prioridade são as que precisam ser executadas em tempo real, e que possuem um *deadline* especificado. Por exemplo os algoritmos de controle, que devem ser executados em tempo real e em todo caso antes do próximo ciclo de amostragem. As tarefas de prioridade intermediária são aquelas que podem ser adiadas momentaneamente mas não indefinidamente. Por exemplo as processamento de blocos de programa e as rotinas de geração de trajetória. Normalmente o processador executa estas tarefas vários passos na frente. Assim caso necessário, elas podem ser adiadas.

Apesar destes avanços, inclusive nos CNC de última geração, o controlador utilizado é um simples compensador P ou PID. Tem-se referências de CNCs que já utilizam malhas feedforward (Alique et al, 1994). Porém, em geral a maior capacidade dos processadores utilizados nos CNC modernos, é ocupada em aumentar os recursos gráficos (p.e. para simulação tridimensional do processo de usinagem), melhorar as unidades de interpolação (para suportar interpolações de

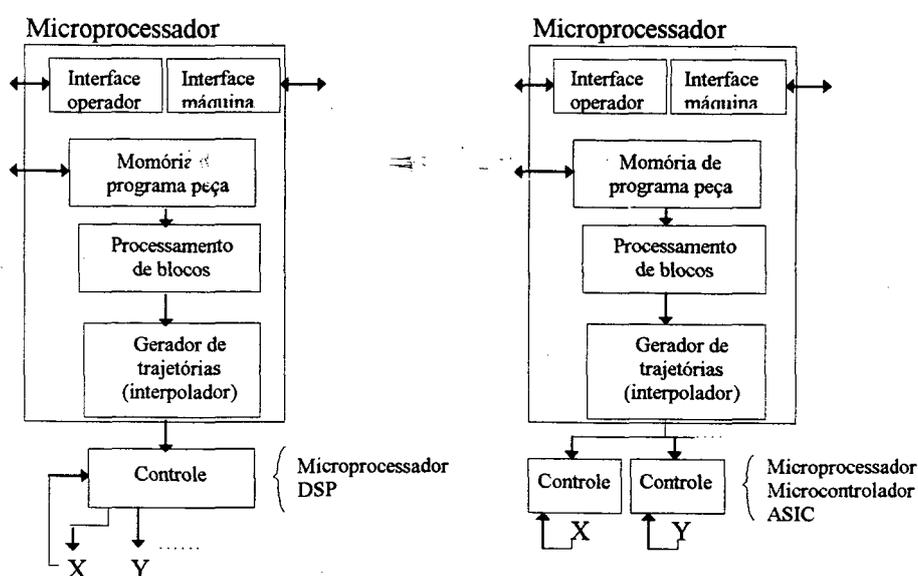


Fig. 2.27: Arquitetura de um CNC moderno

maior ordem), prover suporte para controle de múltiplos eixos. Por outro lado, os fabricantes geralmente consideram como critério de projeto, que o usuário não será um especialista em controle, e portanto o ajuste dos parâmetros do controlador deve ser o mais simples e intuitivo possível. Na maioria dos casos o ajuste é feito pelo próprio fabricante.

### **Controladores Programáveis (CLP)**

Os Controladores (Lógicos) Programáveis (CLPs) são instrumentos microcomputadorizados projetados para comandar, monitorar e controlar equipamentos industriais (Pessen, 1989). Através do processamento de sinais de entrada tipo *on-off*, podem realizar tarefas de supervisão, detecção de alarmes e em geral detectar a ocorrência de eventos. Gerando saídas do mesmo tipo, podem atuar direta ou indiretamente sobre elementos tais como motores elétricos, solenoides, bombas, atuadores hidráulicos e pneumáticos, alarmes, lâmpadas, etc. Em sua forma básica original, um CLP permite a implementação por software das funções realizadas por um painel de relés. Contudo, os CLPs modernos podem fazer muitas coisas além das que um painel de relés faz, como por exemplo, temporização e contagem, além da grande flexibilidade, própria de um instrumento microprocessado. Os CLPs são programados em uma linguagem baseada nos diagramas *ladder*, usados amplamente no ambiente industrial para projetar as lógicas de relés, ou em linguagens de alto nível com instruções apropriadas às funções CLP. Assim, a adaptação de um CLP a diversas aplicações, ou a introdução de mudanças e melhorias em uma mesma aplicação, consiste simplesmente na troca do programa com mínimas alterações na fiação externa.

Originalmente, os CLP foram projetados só para o processamento de seqüências lógicas booleanas. Daí o nome CLP (Controlador Lógico Programável). Porém, na atualidade, os CLPs modernos aceitam sinais de entrada proporcionais (analógicos ou digitais) e desenvolvem operações aritméticas, comparações, etc. Existem alguns que fornecem saídas de controle, normalmente tipo PID. Isto é interessante, já que em muitas aplicações de posicionamento simples, um CLP pode ser utilizado como alternativa ao CNC, por exemplo em furadeiras, manipuladores simples, máquinas-ferramenta dedicadas, etc.

### **Controladores Flexíveis Multieixo**

As funções desenvolvidas por ambos, CNCs e CLPs, são necessárias à automatização de máquinas-ferramenta. Evidentemente que em termos de robustez, confiabilidade, suporte ao usuário, etc, CNCs e CLPs têm ganho um enorme espaço ao longo do tempo. Contudo, quando se trata de máquinas-ferramenta não convencionais, outras alternativas podem ser mais apropriadas.

Na atualidade, existe uma ampla variedade de placas controladoras inteligentes (com CPU própria), projetadas para serem incorporadas no barramento de expansão de micro-computadores, ou que podem operar de forma independente, desde que fornecida a alimentação e interfaceamento apropriados, Fig. 2.28. Na maioria dos casos, elas são projetadas considerando que a interface máquina/usuário é executada por software no micro-computador. Em ambos casos, o micro-computador atua como estação de trabalho onde é feita a configuração do controlador, a programação NC e a supervisão durante a operação. Assim, a comunicação entre controlador e hospedeiro pode ser feita diretamente via barramento do micro-computador (EISA, VME, Nu bus, etc.) ou através de portas de comunicação serial (p.e. RS-232 ou RS-244) ou paralela (p.e. IEEE 488).

Este tipo de controladores pode ser uma solução muito efetiva quando se trata de sistemas não convencionais (máquinas-ferramenta especiais, sistemas multieixo, etc), sistemas experimentais ou sistemas críticos em algum aspecto (precisão, rapidez, estabilidade, etc), onde os sistemas CNC, inclusive os mais modernos, poderiam não fornecer uma solução apropriada. Em geral isto se deve a que os CNCs são projetados para máquinas-ferramenta específicas (torno, fresadora, centro de usinagem, etc) e de uso massivo. Todavia, os fabricantes normalmente dão acesso restrito aos parâmetros e variáveis internas, o que pode ser um sério problema, já que muitas vezes o usuário não tem conhecimento, por exemplo, acerca do tipo de algoritmo de controle utilizado e se ele é apropriado às suas necessidades. A escolha de um sistema de arquitetura aberta, que permita a configuração e programação de algoritmos de controle pelo usuário e disponha de recursos que auxiliem na análise de desempenho do sistema, é uma questão de fundamental importância.

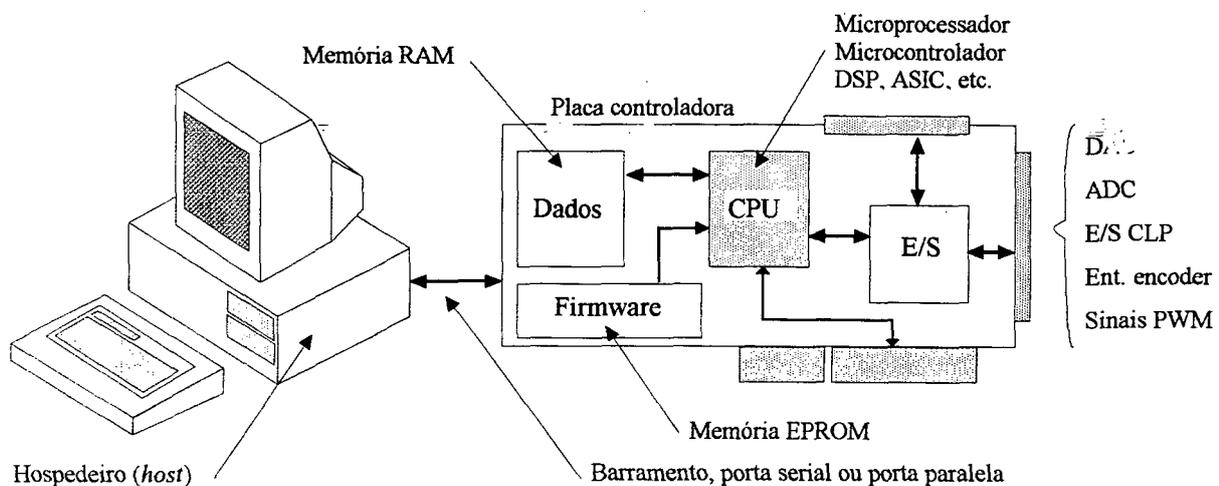


Fig. 2.28: Sistema com controlador dedicado

## 2.9.- Processamento Digital de Sinais e Instrumentação

### 2.9.1. Processamento Digital de Sinais

Devido ao amplo uso de computadores digitais na implementação de controladores, o uso de técnicas de processamento digital de sinais deve ser considerado, assim como as consequências da discretização dos sinais na malha de controle. A discretização dos sinais influi na resolução do sistema de controle, que por sua vez afeta na resolução de posicionamento.

#### Filtros Digitais

Um filtro digital é qualquer algoritmo ou processador que converte uma seqüência de números de entrada, em uma outra seqüência de números de saída. Há duas classes de filtros digitais: recursivos e não recursivos. Nos filtros recursivos, a saída depende das amostras presentes na entrada e de valores passados da saída. Portanto empregam realimentação em sua implementação. Nos filtros não recursivos, a saída em qualquer instante depende da entrada nesse momento e de um número finito de valores da entrada passada. Um filtro digital pode ser implementado por software, por exemplo como uma subrotina em um computador digital, ou por hardware utilizando circuitos que possuam registros, multiplicadores e somadores. Na atualidade, graças ao desenvolvimento da tecnologia VLSI de fabricação de circuitos integrados, filtros digitais podem ser implementados por software, com grande flexibilidade, em processadores especialmente projetados para o processamento rápido e eficaz destes algoritmos (DSPs).

Em geral, uma filtragem digital pode ser executada em forma *batch (off line)* ou em tempo real (*on line*). No primeiro caso, os dados são coletados e armazenados em algum dispositivo de memória. Logo são processados pelo filtro digital para se obter um conjunto de dados filtrados. Neste caso as taxas de amostragem e de geração da seqüência de saída não necessariamente devem ser iguais. A freqüência de amostragem é determinada pelas constantes de tempo do sistema amostrado, enquanto que a taxa de geração mínima de dados filtrados depende da rapidez de cálculo do filtro. Aplicações típicas são em análise de superfícies usinadas, manutenção preventiva de máquinas rotativas, processamento de imagens digitalizadas, etc. No segundo caso, as taxas de amostragem da seqüência de entrada e de geração da seqüência de saída devem ser iguais. Assim, dependendo fundamentalmente das constantes de tempo do sistema, trata-se de um problema de processamento computacional com severas restrições no tempo de execução (*hard real-time system*). Assim a escolha do processador adequado pode ser a chave para o sucesso da implementação. Aplicações típicas são em áudio, telecomunicações, processamento de imagens (em tempo real), processamento de voz, sonar, radar, controle, etc. É no segundo caso que se está interessado neste trabalho, considerando-se as particularidades da utilização de filtros digitais na solução de problemas de controle.

## Transformada Rápida de Fourier

A transformada rápida de Fourier (FFT) é uma família de algoritmos que permitem implementar de forma eficiente uma transformada discreta de Fourier (DFT). A DFT é a versão discreta da transformada de Fourier contínua. A importância da FFT decorre de seu uso em instrumentos modernos de análise espectral e análise de sinais dinâmicos. Isto é devido a que importantes ferramentas de análise de sinais e sistemas tais como espectros de potência, correlação, espectros de coerência, resposta impulsiva, são calculados a partir do computo prévio da FFT. De particular interesse é o espectro de coerência. Este é uma poderosa ferramenta de validação de medições, que aumenta a confiabilidade de resultados experimentais quando as condições de medição são afetadas por ruídos.

### Coerência

Suponha-se um sistema linear com entrada  $x(t)$  e saída  $y(t)$ . As características dinâmicas de tal sistema podem ser descritas em termos de sua função resposta de frequência,

$$H(f) = S_{yx}(f) S_{xx}^{-1}(f) \quad (2.4)$$

onde  $S_{xx}(f)$  é o coeficiente autoespectral da entrada e  $S_{xy}(f)$  é o coeficiente de espectro cruzado entre entrada e saída. Uma quantidade relacionada que fornece informação entre estes dois sinais (entrada e saída), é a Função de Coerência  $\gamma^2$ . A função de coerência pode ser definida como

$$\gamma^2(f) = \frac{S_{yx}(f) S_{xy}^*(f)}{S_{xx}(f) S_{yy}(f)} \quad (2.5)$$

onde  $S_{xy}^*(f)$  é o conjugado de  $S_{xy}(f)$ . A Eq. 2.5 é o coeficiente de correlação normalizado entre as componentes senoidais básicas dos processos  $x(t)$  e  $y(t)$ , avaliados em cada valor de frequência.

A função de coerência é uma quantidade estatística cujo valor adimensional representa, para um dado sistema, a fração da potência de saída que está diretamente relacionada à entrada. Assim, a função de coerência reflete a quantidade de energia comum a ambos os sinais. Se os processos  $x(t)$  e  $y(t)$  são não correlacionados em uma frequência  $f$ , então a função de coerência tem valor *zero*. Se os processos são correlacionados linearmente, então o valor da função coerência é *um* (Lou, K. N. et al, 1993).

A função de coerência é usada como uma medida da qualidade ou credibilidade de uma medição. Valores de coerência baixos indicam que os dados obtidos na medição não estão refletindo de maneira correta a transferência de energia através do dispositivo sob teste. Causas

típicas de valores de coerência baixos incluem: relações sinal/ruído pobres; presença de sinais não coerentes gerados dentro do dispositivo sob teste; ou durante a análise por FFT, a escolha inapropriada da janela de truncamento das linhas espectrais, ou tamanho insuficiente do registro de dados para cálculo da FFT.

A função de coerência permite a separação do espectro de potência em duas partes: um espectro dito coerente e um outro não coerente. Ambos são dados por:

$$\text{Espectro coerente} = \text{Esp. de saída} * \text{Esp. de coerência}$$

$$\text{Espectro não coerente} = \text{Esp. de saída} * (1 - \text{Esp. de coerência})$$

onde o Espectro coerente é a coleção dos dados de coerência obtidos para cada ponto de medição. Ambos espectros tem aplicações diversas. Por exemplo, é possível a monitoração de sinais de perturbação a partir da correlação de seus espectros com o espectro não coerente obtido do sistema.

## 2.9.2. Aspectos Práticos do Processamento Digital de Sinais

### Sobreposição (*Aliasing*)

Devido ao fato do espectro de frequências de um sinal discreto ser periódico, se a frequência de amostragem for menor que a frequência de Nyquist, acontecerá o fenômeno de sobreposição das linhas espectrais (*aliasing*), que pode ser fonte de erros na reconstrução do sinal amostrado. A frequência de Nyquist é definida como sendo igual a duas vezes a máxima frequência do espectro do sinal, antes da amostragem. Para evitar o problema do *aliasing*, muitas vezes pode ser necessário o uso de filtros analógicos (pré-filtragem) antes da amostragem. O filtro deve eliminar as componentes cujas frequências sejam maiores que metade da frequência de Nyquist. Mesmo que a frequência de amostragem esteja definida corretamente, ruído de alta frequência provocará *aliasing* se não for filtrado antes da amostragem.

### Influência do Sustentador de Ordem Zero (ZOH)

Freqüentemente sistemas de controle digital empregam em sua saída conversores D/A. Devido a que os valores de saída são calculados só uma vez em cada período de amostragem, para gerar um sinal analógico contínuo durante todo o período de amostragem, normalmente são utilizados circuitos que sustentam o valor de saída até a conversão do próximo valor de saída, no período de amostragem seguinte. O sustentador mais usado é o de ordem zero (ZOH), que mantém constante o valor de saída entre duas amostragens. Os harmônicos de alta frequência, gerados pelas transições abruptas do sinal de controle, normalmente são filtrados pela própria

planta, que atua como um filtro passa-baixas. Um problema típico em controladores digitais, decorrente do ZOH, é que o mesmo introduz considerável retardo de fase. Assim, a resposta em frequência de controladores discretizados apresentará maior atraso de fase que o similar contínuo.

### **Retardo Computacional**

O tempo necessário para que o processador execute um algoritmo de controle ou filtro digital, é chamado de retardo computacional (*Computational Delay*). Tipicamente, um controlador digital é projetado supondo-se que as amostragens da entrada e saída ocorram simultaneamente, sem considerar o retardo computacional. Porém, o atraso devido ao processamento adiciona uma defasagem negativa que pode reduzir a estabilidade do sistema. Se o retardo computacional é significativo em relação às constantes de tempo dominantes do sistema, o controlador deve ser projetado considerando sua compensação.

### **Transbordamento (*Overflow*)**

Como o conjunto de números representáveis com uma dada largura de palavra digital (8, 16, 24, 32 bits, etc.) é limitado, é necessário que os dados, por exemplo, os valores dos coeficientes do filtro digital, pertençam a tal conjunto e que as operações aritméticas necessárias para o cômputo do algoritmo gerem resultados que não excedam os valores-limite. Do contrário, haverá erros de cálculo. Contudo, números excessivamente pequenos devem ser evitados devido aos efeitos da quantização.

### **Quantização dos Sinais**

Sinais analógicos quando amostrados devem ser quantizados. Isto é, seus níveis devem ser representados através de números de um conjunto discreto, de modo que a unidade aritmética do processador possa realizar operações sobre eles. A quantização de sinais introduz três efeitos: resíduo, ruído de quantização e ciclos-limite.

O resíduo é introduzido pelo truncamento porque sempre o valor truncado é menor que o valor original, seja este positivo ou negativo. O resíduo pode ser diminuído fazendo truncamento com arredondamento ao invés de só truncamento.

O ruído de quantização é consequência da largura finita da palavra digital dos processadores, que só conseguem representar sinais analógicos (contínuos), cujos valores pertencem ao conjunto dos números reais, através de um conjunto finito de números. Os processos de discretização e digitalização mapeiam a reta real em um conjunto finito de números, no qual sempre é possível achar dois números quaisquer, entre os quais não exista um outro

membro do conjunto. Desse modo, se o sinal contínuo assumir algum valor intermediário, ele será mapeado no valor imediatamente menor ou maior, segundo alguma regra.

Ciclos-limite observados em sistemas de controle práticos são, com frequência, devidos à quantização nas conversões AD/DA. Se as variações do sinal são pequenas em comparação com a resolução de quantização, a natureza não linear da quantização aparece e o resultado pode ser a existência de ciclos-limite. Ciclos-limite podem gerar problemas de rugosidade superficial em usinagem de ultra-precisão. Além disso, mesmo que o modelo do sistema seja linear, o controlador introduz um efeito não linear (a quantização) que eventualmente pode degradar a resposta do sistema.

### **Escalamento e arredondamento**

Quando se utiliza aritmética de ponto fixo com números fracionários (nos DSPs por exemplo), frequentemente é necessário usar a operação de escalamento sobre os coeficientes e variáveis do controlador ou filtro a ser implementado (Hanselmann, 1987). Esta operação tem como objetivo alterar os coeficientes e os dados de cálculos intermediários, de modo tal que eles sempre fiquem restritos à faixa de números representáveis, porém sem perder o significado relativo. Isto permite evitar a ocorrência de *overflow*. Contudo, os números não devem ser muito pequenos para não provocar efeitos na quantização do sinal.

O arredondamento tem como objetivo diminuir os erros decorrentes do truncamento dos valores intermediários armazenados em registros de largura maior, por exemplo 48 ou 56 bits em processadores de 24 bits. Na multiplicação, o produto tem largura de palavra dobrada em relação aos fatores. Logo ele deve ser truncado e arredondado para se obter um resultado com largura de palavra igual à dos fatores. Usualmente os processadores possuem registros para armazenamento de resultados intermediários de largura dupla e somente o resultado final é truncado e arredondado. Em qualquer caso, estas operações de truncamento e arredondamento acarretam erros de quantização nos cálculos. Já as operações de soma e subtração geram resultados exatos desde que não haja *overflow*.

### 3.- ESTUDO DO OBJETO

#### 3.1.- Introdução

Com o objetivo de dispor de um sistema que permita a realização de estudos experimentais de posicionamento de ultra-precisão, foi desenvolvido um posicionador translativo cujas principais características são: guias cilíndricas com mancais aerostáticos, possibilidade de utilização, em forma opcional, de dois tipos de acionamento direto (motor translativo e motor de torque montado em um fuso de esferas recirculantes), realimentação de posição através de um sistema de medição LASER interferométrico e controlador baseado em DSP. O posicionador foi montado sobre uma base de granito de 4 T, a qual permite minimizar o efeito de vibrações e provê equilíbrio térmico e mecânico do sistema. O sistema foi instalado em uma sala com temperatura controlada. Um diagrama esquemático do posicionador de ultra-precisão desenvolvido é apresentado na Fig. 3.1, na qual podem ser observados os diversos subsistemas que o compõe. Na Fig. 3.2 são apresentados os blocos funcionais com mais detalhes.

#### 3.2.- Cadeia Cinemática

A cadeia cinemática é composta por guias e mancais aerostáticos, e opcionalmente por um fuso de esferas recirculantes de precisão. As guias, do tipo duplo-cilíndricas, são compostas por dois eixos cilíndricos montados em forma paralela, Fig. 3.3, com 85 mm de diâmetro nominal e 700 mm de curso útil.

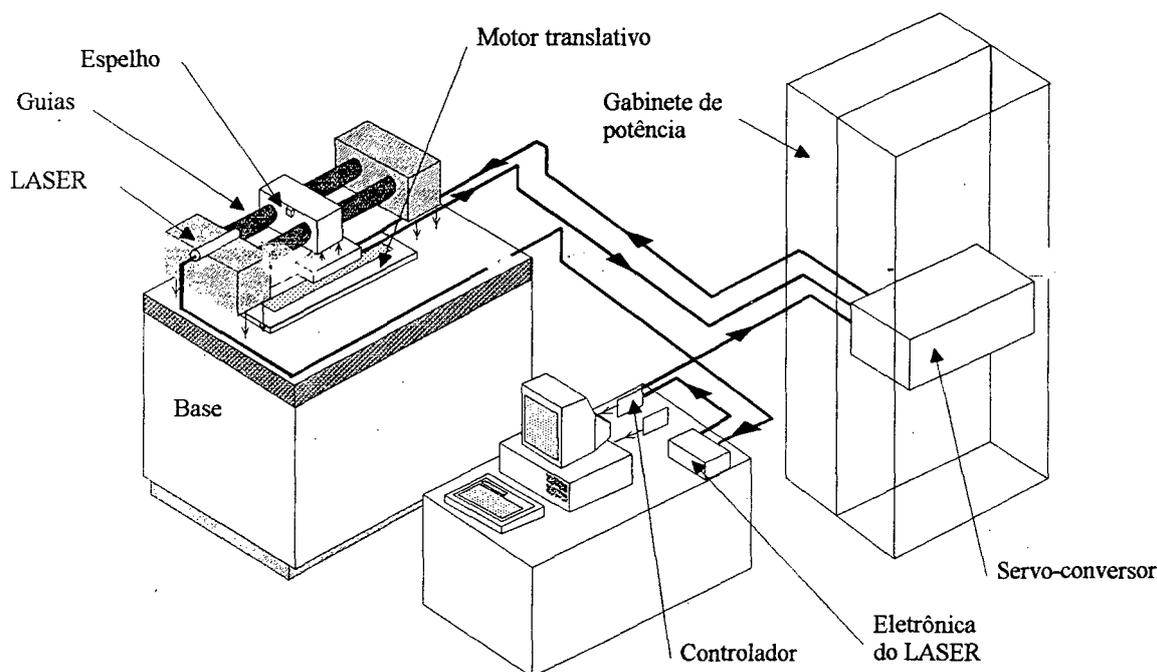


Fig. 3.1: Diagrama esquemático do sistema desenvolvido

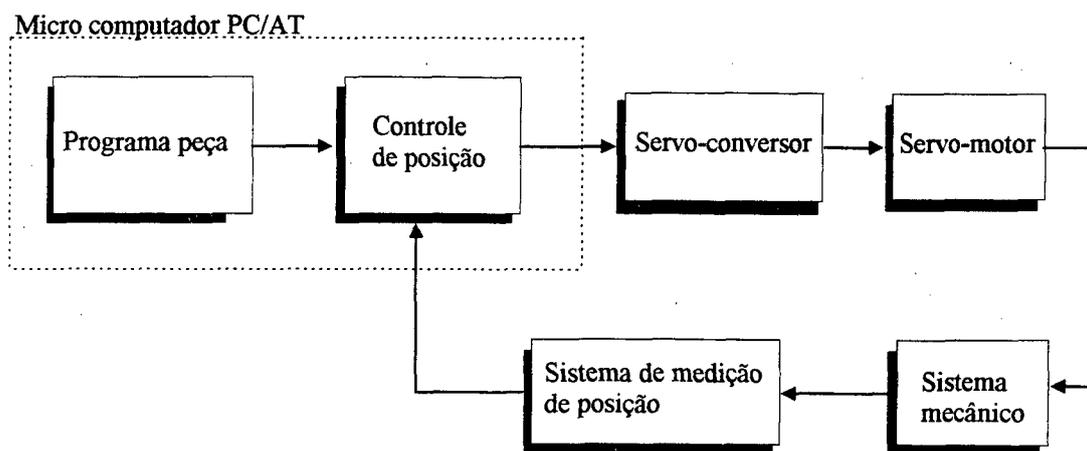


Fig. 3.2: Diagrama de blocos funcionais

Os mancais foram projetados de acordo com as recomendações de Grassan e Powell (1968) e Slocum (1989) (in apud, Stoeterau, 1992) de modo a otimizar a relação entre capacidade de carga e rigidez dinâmica. Possuem relação diâmetro/comprimento de 1,5, com duas carreiras de 8 restritores, cada um com um diâmetro de 0,18 mm, conforme a Fig. 3.4. A folga radial entre os eixos e os mancais é da ordem de 25  $\mu\text{m}$ . Ela deve ser preenchida por ar seco e limpo. A pressão de operação nominal é de 5 bar. Pressões maiores podem eventualmente melhorar as características de capacidade de carga e rigidez do sistema aerostático.

As guias foram manufaturadas em aço com tolerâncias geométricas e dimensionais inferiores a 1  $\mu\text{m}$ . Posteriormente foram revestidos com cromo duro. A utilização de mancais aerostáticos requer graus de nivelamento e paralelismo da ordem de 1  $\mu\text{m}/\text{m}$  e 1  $\mu\text{m}$  respectivamente. Nivelamento e/ou paralelismo insuficientes pode acarretar auto-travamento dos mancais ou perda de suas características, o que prejudicaria o desempenho do sistema de posicionamento (Weingaertner et al., 1994).

Os mancais aerostáticos foram manufaturados em ferro fundido, sendo a superfície interna recoberta com uma camada de resina especial de 1 mm de espessura. Os restritores foram conformados diretamente nesta camada (Stoeterau, 1992). Cada mancal tem uma capacidade de carga de 3000 N para uma excentricidade  $\varepsilon = 0,5$ , uma rigidez dinâmica  $K_d = 4 \text{ N}/\mu\text{m}$ , um coeficiente de amortecimento  $\xi = 0,005$  e uma frequência crítica  $\omega_o = 3,3 \text{ kHz}$  (Martin et al, 1993)

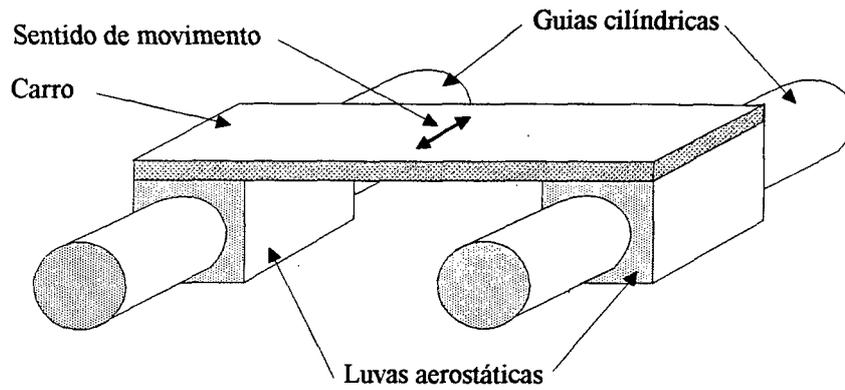


Fig. 3.3: Guias aerostáticas

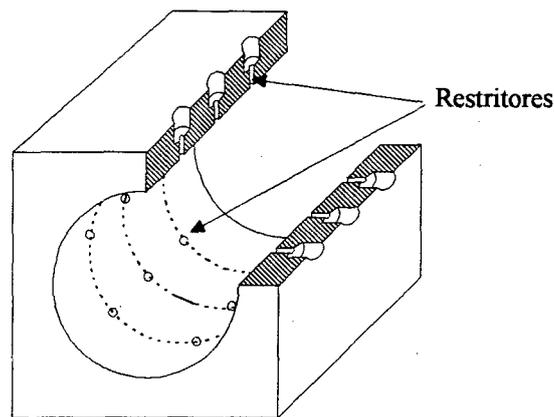


Fig. 3.4: Mancal aerostático (Stoeterau, 1992)

### 3.3.- Acionamento Elétrico

Visando analisar a influência do sistema de acionamento no desempenho global do sistema, a bancada protótipo permite montar em forma opcional dois tipos de acionamento direto: (1) Motor translativo e (2) Motor de torque com rotor montado diretamente no extremo de um fuso de esferas recirculantes de precisão.

#### 3.3.1.- Acionamento com Motor Translativo

##### Motor Translativo

Um motor translativo sem escovas e sem contato mecânico entre as partes em movimento relativo, é utilizado para acionar de forma direta o carro do posicionador, Fig. 3.5. O uso de um motor translativo elimina todo tipo de acoplamentos e transmissões, permitindo uma montagem livre de problemas tais como folgas e elasticidades. Em combinação com as guias aerostáticas, o atrito pode ser totalmente desprezado (Slocum, 1989). Um sistema de posicionamento

extremamente rígido foi obtido desta maneira. O motor translativo é um servo-motor com ímãs e comutação eletrônica com FEM induzida com forma de onda trapezoidal. Em combinação com um servo-conversor que forneça corrente constante em todo o intervalo de condução, o motor translativo pode desenvolver força eletromagnética com mínimo *ripple*. Assim ele pode ser considerado como um motor translativo CC sem escovas.

### Servo-conversor PWM

Como já foi mencionado na seção 2.5, existem duas formas de comando da corrente de armadura no servo-motor a ímãs permanentes com comutação eletrônica: Comando por banda de histerese e modulação por largura de pulsos (PWM). Neste caso é utilizado um servo-conversor chaveado com comando de corrente PWM. A configuração de saída é em ponte trifásica com chaves IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor), os quais são dispositivos eletrônicos de potência que permitem as maiores frequências de chaveamento. Neste caso a frequência de chaveamento é de 20 kHz. Esta frequência permite que os tempos mortos associados ao servo-conversor sejam desprezíveis. Um compensador analógico de corrente tipo PI é utilizado para compensar a dinâmica da malha de corrente, Fig. 3.6. A forma de onda da corrente fornecida é trapezoidal. Como já foi mencionado, a forma construtiva do motor translativo utilizado permite obter, em princípio, força sem ondulações.

O servo-conversor possui entradas de realimentação para sinais gerados por sensores de efeito Hall, que fornecem a informação de posição das bobinas do motor em relação ao campo de estator de ímãs permanentes. O servo-conversor utiliza esta informação para realizar o chaveamento eletrônico das fases do motor. O servo-conversor pode ser operado nos quatro quadrantes do plano força/velocidade. Ele pode ser configurado como comando de corrente (ou força) e como controlador de velocidade. Para o segundo caso, dispõe-se de um compensador analógico de velocidade tipo PI. Uma entrada para realimentação de velocidade através de um tacogerador está disponível. Contudo, como será analisado mais adiante no capítulo 5, a malha de

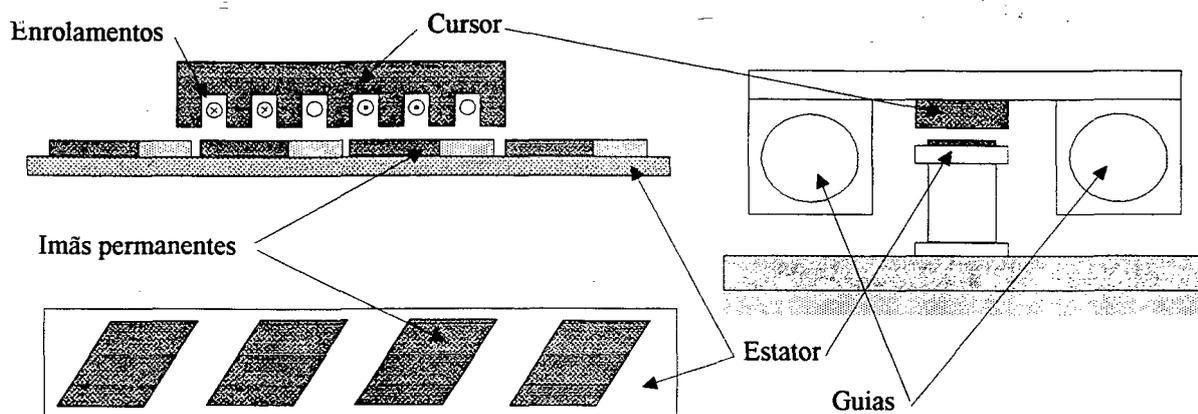


Fig. 3.5: Motor translativo CC sem escovas

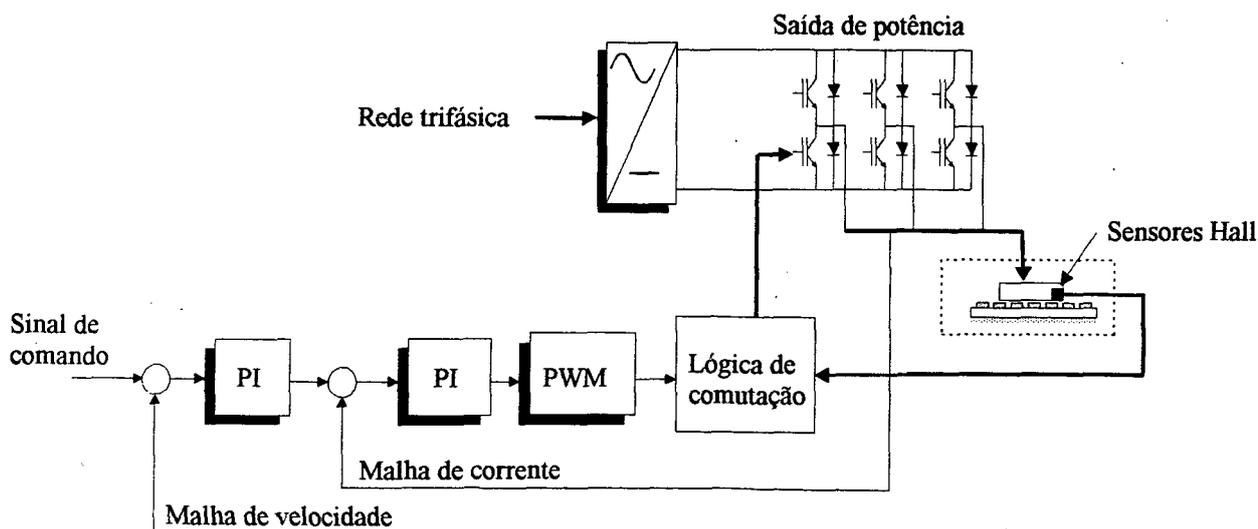


Fig. 3.6: Diagrama esquemático do servo-conversor PWM

velocidade pode ser fechada realimentando-se a velocidade calculada (digitalmente) pelo controlador, a qual fica disponível em forma analógica via DAC; ou por software no próprio algoritmo de controle de posição. Neste último caso o servo-conversor deve ser configurado para comando de força.

### 3.3.2.- Acionamento com Motor de Torque e Fuso de Esferas

#### Motor de Torque

Motores de Torque são projetados para fornecerem alto torque (em relação a sua potência) e suavidade de movimento, especialmente às baixas velocidades. As principais características que diferenciam esta classe de motores é: maior número de pólos, neste caso o motor selecionado possui 12 pólos, e maior relação diâmetro/comprimento do rotor. A suavidade de movimento em baixas velocidades depende criticamente da característica de atrito das guias e de que o acionamento elétrico possua torque (força) de relutância com mínimos (as) variações e gere torque (força) eletromagnético sem *ripple*. Os primeiros dois fatores podem ser minimizados via projeto. Com o uso de mancais aerostáticos reduz-se drasticamente o atrito (Slocum, 1989) e com o projeto adequado do servo-motor diminui-se o torque (ou força) de relutância, o(a) qual é independente do torque eletromagnético (Krause, 1989; Tavares, 1989). No caso anterior (motor translativo) utiliza-se uma máquina com alimentação trapezoidal com conversor chaveado. Este tipo de máquina apresenta problemas de operação na zona de enfraquecimento do campo (Tavares, 1989), o qual pode limitar seu desempenho em baixas velocidades. Já na máquina senoidal, isto é, com distribuição espacial senoidal da indução no entreferro, para se obter torque sem ondulação, o servo-conversor deve fornecer corrente com forma de onda senoidal. Assim, o torque gerado pelo motor é constante e a máquina pode ser

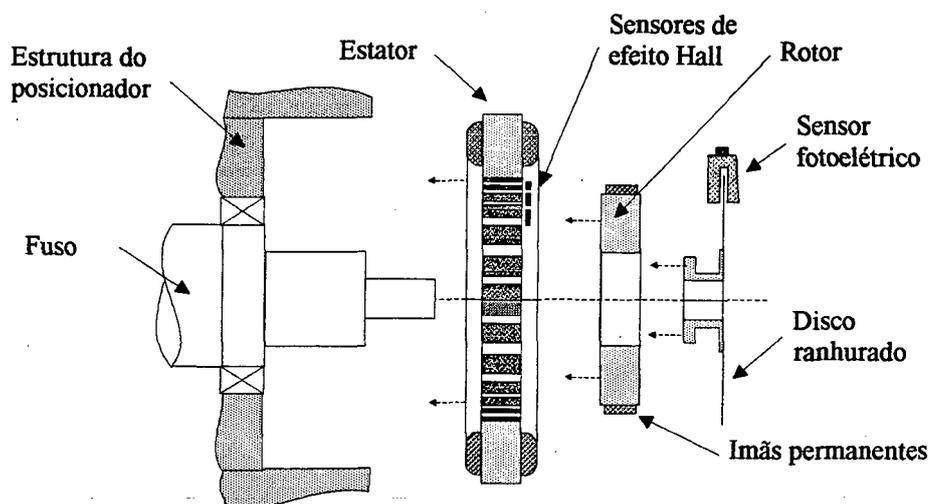


Fig. 3.7: Motor de torque

utilizada nas zonas de enfraquecimento do campo. Contudo, elevadas correntes de armadura são necessárias nestes pontos, o que pode aumentar a geração de calor devida às perdas no cobre.

O motor de torque foi especificado sem carcaça (*frameless*) de modo a se poder montá-lo no próprio eixo do fusão de esferas recirculantes, Fig. 3.7. Dois fusões de esferas recirculantes de precisão, com passos de 4 e 5 mm podem ser utilizados. O torque nominal do motor é de 2 Nm. O estator é refrigerado a água para prevenir que o aquecimento da carcaça venha a produzir deformações nos blocos de apoio das guias, o que implicaria em erros de posicionamento. A solução com motor de torque e fusão de esferas tem vantagens semelhantes ao caso com motor translativo, porém, para posicionamentos submicrométricos, a elasticidade do fusão gera efeitos microdinâmicos, de natureza não linear, que dificultam o controle.

### Servo-conversor Linear

O motor de torque é comandado por um servo-amplificador linear com comutação senoidal das fases, Fig. 3.8, de modo que ele energiza o servomotor com corrente de forma de onda senoidal. O barramento DC é de 56 V. e a corrente máxima de rotor bloqueado é 4 A. O servo-amplificador possui entrada para realimentação de posição através de *encoders*. Ele pode ser configurado para controle de velocidade e torque. No primeiro caso, a realimentação de velocidade é obtida a partir do *encoder* utilizando um circuito conversor frequência/tensão. Contudo, a função principal da realimentação de posição com *encoders* é de fornecer informação para a comutação gradual das fases. Tal comutação é feita seguindo uma função senoidal armazenada como uma tabela em uma memória EPROM. O conteúdo da EPROM é definido pela resolução do *encoder* ou vice-versa. O sincronismo necessário para a comutação das fases do servomotor é fornecido por sensores de efeito Hall, montados na forma usual. Um diagrama lógico do servoamplificador é apresentado na Fig. 3.8.

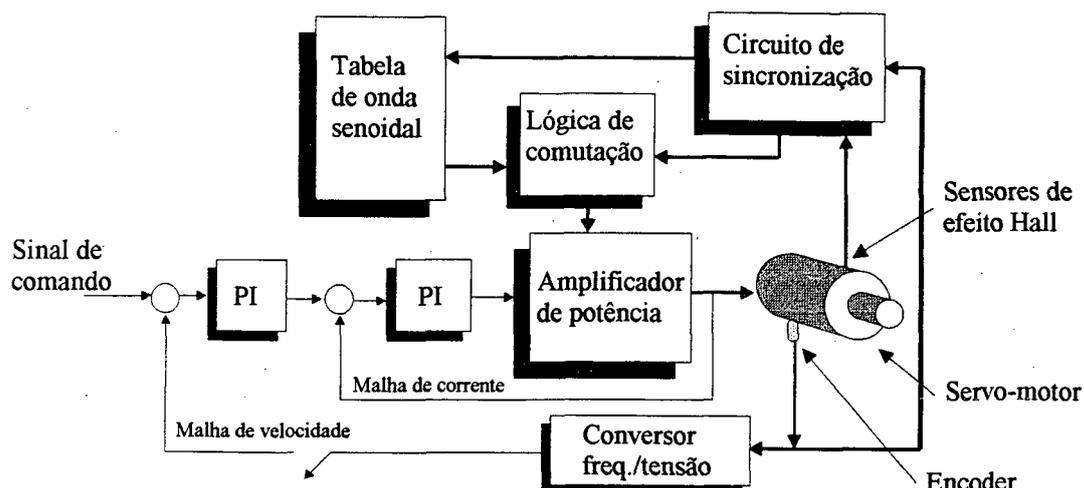


Fig. 3.8: Diagrama de blocos de um conversor linear com comutação senoidal

Para o caso de movimentos em baixas velocidades, de interesse neste trabalho, não é recomendável utilizar o servo-amplificador como controlador de velocidade posto que a baixa precisão da realimentação de velocidade obtida através do *encoder*, neste caso de 1000 traços por rotação, pode afetar a suavidade de movimento do motor (Ronald et al, 1992). Já o uso do servo-amplificador como controle de torque, isto é, sem malha analógica de realimentação de velocidade, permite obter suavidade de movimentos em baixas velocidades. Neste caso a malha de velocidade pode ser fechada por software no próprio algoritmo de controle. Isto permite aumentar o amortecimento do sistema em malha fechada sem comprometer o desempenho do servo-acionamento.

### 3.4.- Sistema de Medição

O sistema de medição utilizado para fechar a malha de realimentação de posição é composto de um sistema LASER Interferométrico baseado no princípio de interferometria dupla de Michelson. As principais características do sistema são:

Tipo	: Diodo LASER (GaAlAs)
Faixa de Operação	: 250 mm
Resolução	: 1,54 nm
Comprimento de Onda	: $770 \text{ nm} < \lambda < 790 \text{ nm}$
Estabilidade do feixe	: $\Delta\lambda_o/\Delta\lambda_1 = 10^{-6}$
Potência emitida	: 0,5 mW
Compensações	: Temperatura, umidade e pressão do ar
Velocidade máxima	: 12 m/min

Na Fig.3.9 é apresentado um esquema funcional sistema de medição. Quando o elemento móvel se desloca, o feixe de medição é refletido por um espelho plano para o interior de um chip óptico onde ele interfere com o feixe de referência. Os fotodetetores registram uma sucessão de franjas de interferência. Estas franjas dependem da relação de fase entre os feixes de medição e referência. Quando os feixes estão em fase, obtém-se brilho; no caso contrário sombra, Fig. 2.22. A detecção das franjas de interferência permite obter uma resolução de  $\lambda/2$ . A eletrônica de condicionamento de sinais subsequente interpola este valor por um fator de 256 para se obter uma

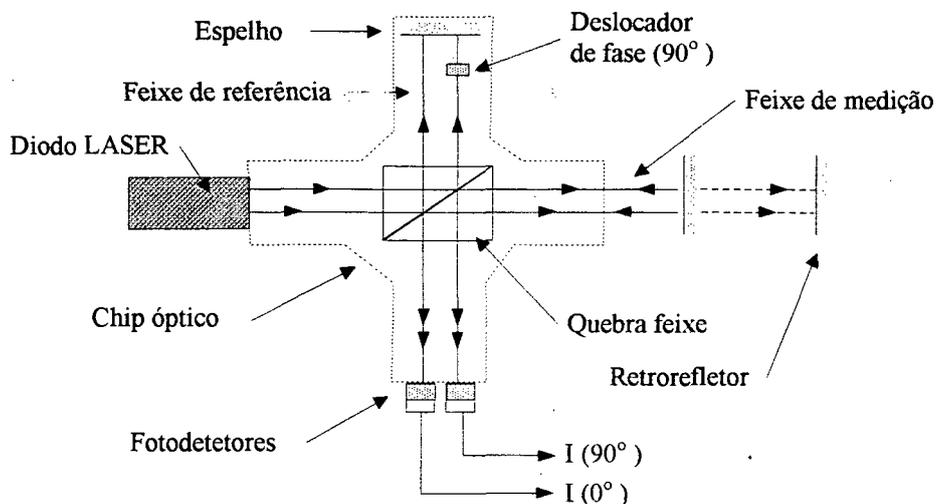


Fig. 3.9: Princípio do LASER interferométrico utilizado

resolução total de  $\lambda/512$ , isto é, aproximadamente 1,54 nm. Este valor deve ser verificado antes e durante os ensaios experimentais, posto que a unidade de condicionamento de sinais efetua uma correção do comprimento de onda, tendo como referência o comprimento de onda no vácuo a 20 °C. A contagem das franjas é armazenada em um registro de 32 bits e a interpolação em outro, de 8 bits. A informação de deslocamento obtida é de natureza incremental e é acessada pelo controlador através de uma porta paralela de 16 bits.

### Alinhamento do LASER

O alinhamento do feixe do LASER em relação às guias do sistema de posicionamento é um aspecto crítico na montagem do sistema. Dele dependerá a operação correta do sistema de medição e a redução de erros causados por desalinhamentos entre o sistema de medição e as guias do posicionador. Na Fig.3.10 ilustra-se o procedimento de alinhamento do LASER. O sensor foi fixado à estrutura do posicionador enquanto que o espelho retro-refletor foi montado sobre uma base ajustável. Devido ao uso de um espelho plano, para o ajuste da perpendicularidade entre ele e o feixe, somente são necessários dois graus de liberdade. O máximo desvio angular do feixe que pode ser suportado é de 2'.

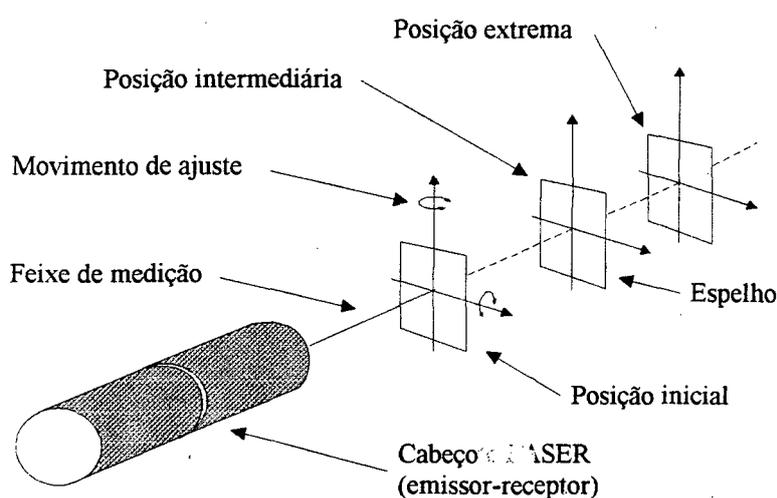


Fig. 3.10: Procedimento de alinhamento do LASER

### 3.5. Controlador

#### 3.5.1. Descrição do Controlador

##### (a) Arquitetura

A arquitetura do sistema é mostrada na Fig. 3.11. O controlador, baseado no DSP 56001 da Motorola, dispõe internamente de três áreas de memória independentes (memória de dados dupla e memória de programa) cada uma com seu próprio barramento de dados de 24 bits (arquitetura Harvard). O barramento de dados externo é de 24 bits. Um acumulador de 56 bits é usado para armazenar resultados intermediários. O sistema possui 64 kbytes de EPROM para o firmware, 384 kbytes de memória para os programas NC e CLP, e 2 kbytes de EEPROM para o armazenamento de dados semi-permanentes, por exemplo a configuração do sistema e os parâmetros do algoritmo de controle.

A comunicação entre o controlador e o hospedeiro (PC/AT), é feita através de uma memória RAM de duplo acesso (*Dual Port RAM*). A RAM de duplo acesso permite a ambos, o hospedeiro e o DSP, acessar um espaço de memória comum, simplificando a troca de dados entre

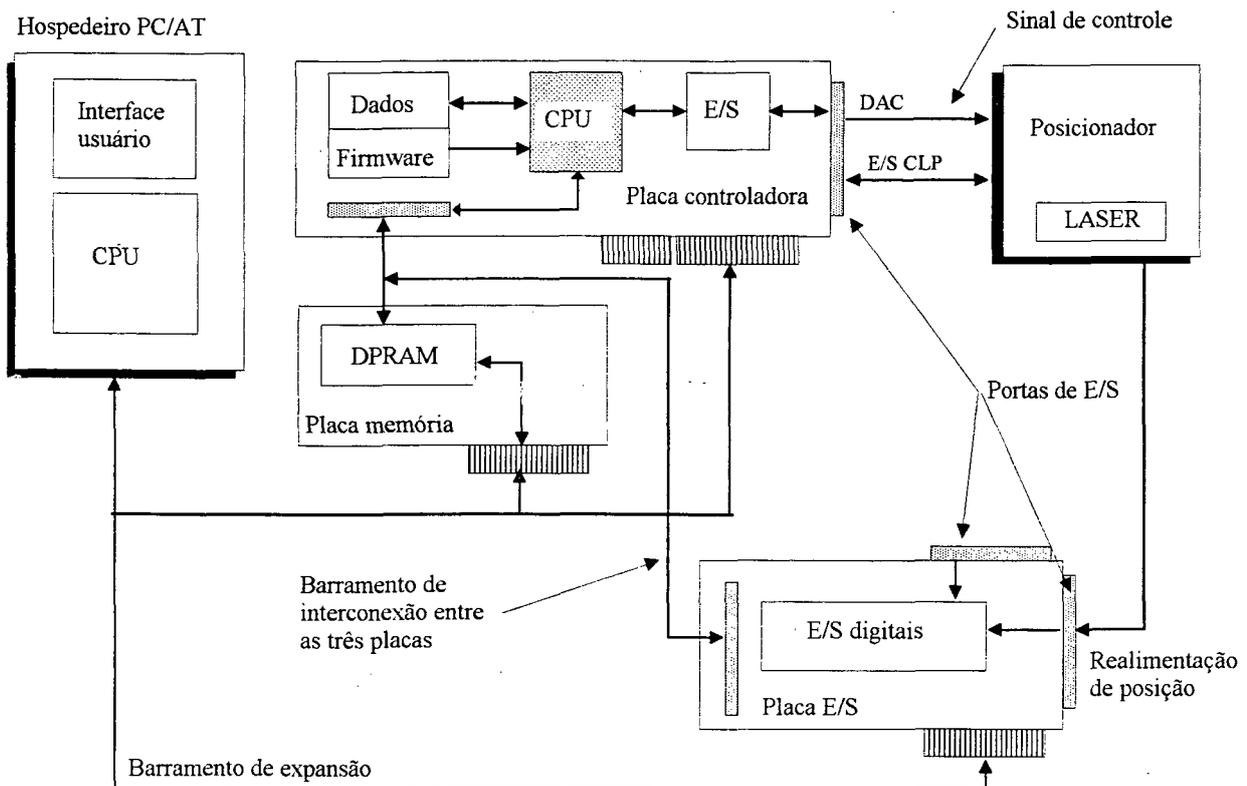


Fig. 3.11: Arquitetura do controlador

os processadores, de modo que uma comunicação muito rápida é estabelecida. Isto permite a aquisição de dados do processo em tempo real (posição, velocidade, aceleração, etc) o que facilita a análise de desempenho do sistema, a sintonia do controlador, etc..

### (b) Interface com o sistema de medição

A interface com o sistema de medição é implementada através de uma porta de 16 bits, que permite ao controlador obter a informação de posição só a partir do byte menos significativo do registro de 32 bits da unidade de avaliação do LASER, que armazena a contagem das franjas de interferência, e do byte de interpolação, que armazena a contagem das subfranjas. O controlador efetua uma operação de *rollover*, Fig. 3.12, em forma automática, de modo que deslocamentos maiores que os expressos com um registro de 16 bits podem ser atingidos pelo sistema. Para que o controlador não perca informação devido à leitura de só 16 bits, a velocidade deve ser tal que a posição entre um período de amostragem e outro, registrada no contador do LASER, não mude além de 16 bits. Considerando que cada bit representa um incremento de  $\lambda/512$ , para  $\lambda = 780$  nm, o máximo valor de deslocamento entre cada servo-ciclo, que garante a integridade da medição de posição, é aproximadamente  $\pm 50.462$  mm, que para o tempo de amostragem nominal do controlador,  $T_s = 296$  ms, equivale a uma velocidade linear de 10.2 m/min. O controlador estende por software a longitude de palavra para 32 bits, que equivale a um percurso máximo de  $\pm 3.2$  m, que é muito superior ao curso útil do posicionador para o caso com motor translativo, que é de 300 mm. Finalmente, a limitação do percurso em 250 mm é determinada pelas especificações do LASER interferométrico.

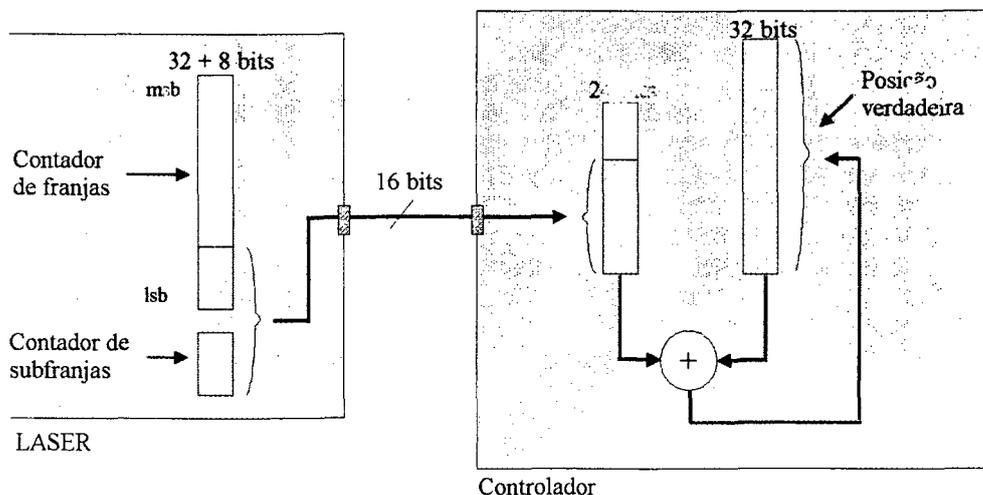


Fig. 3.12: Operação de *rollover*

### **(c) Recursos de tempo real**

Uma unidade de comando numérico (CNC) tem como função básica executar programas que permitam a realização de movimentos (controlados em malha fechada) nos vários eixos da máquina-ferramenta. Outrossim, máquinas-ferramenta precisam também de recursos de hardware e software que permitam a realização de funções lógicas tais como supervisão de alarmes, liga/desliga refrigerante, troca de *pallets*, troca de ferramentas, fins de curso, etc. Tais funções podem ser consideradas como apropriadas para serem executadas por um CLP. CLP e CNC são pois, dois componentes básicos no controle e automação de máquinas-ferramenta.

A utilização de um processador poderoso como um DSP possibilita a implementação de controladores capazes de realizar as funções de CNC e CLP, para múltiplos eixos, com um só processador. Assim, o projetista dispõe de duas ferramentas que dão amplo suporte às distintas necessidades do sistema. Os programas NC (ou programa-peça) e os programas CLP. Os programas NC, contêm todas as instruções para movimentação dos eixos da máquina-ferramenta. Os programas CLP além de permitir a execução de tarefas comumente realizadas por um Controlador (Lógico) Programável, são uma poderosa ferramenta de programação em tempo real que permite implementar operações tais como: supervisão e modificação de variáveis e parâmetros de processo em tempo real, operações de I/O através de portas digitais ou canais analógicos, etc.

O sistema de controle utilizado neste trabalho possui duas linguagens de alto nível para a escritura dos programas NC e CLP respectivamente. No caso da linguagem para programas NC, pode-se usar também códigos G.

### **(d) Execução de um Programa NC**

Um programa NC, para comando de movimentos, difere de um programa escrito em uma linguagem de alto nível típica (p/e Pascal, C, etc), principalmente no fato de possuir declarações que levam tempo. Assim, existe uma fundamental diferença entre os tempos de cálculo e de execução das instruções do programa. Esta é uma característica própria das linguagens de programação de sistemas de tempo real (p/e a linguagem ADA). Instruções deste tipo são por exemplo DWELL (temporização), DELAY (retardo) e MOVE (movimentação).

Um programa de comando de movimentos ou programa NC, é executado por um intérprete, o qual decodifica os blocos que contêm os comandos de deslocamento e carrega dados ao gerador de trajetória (interpolador), o qual calcula as referências finas de posição que serão usadas como entrada do algoritmo de controle para cada ciclo de amostragem. O intérprete processa um ou dois blocos à frente do comando de movimento em execução. Os dados destinados ao gerador de trajetória são armazenados em uma fila (FIFO) onde o mesmo os lê sempre que chega o momento de executar o próximo deslocamento. Mantendo a fila com dados

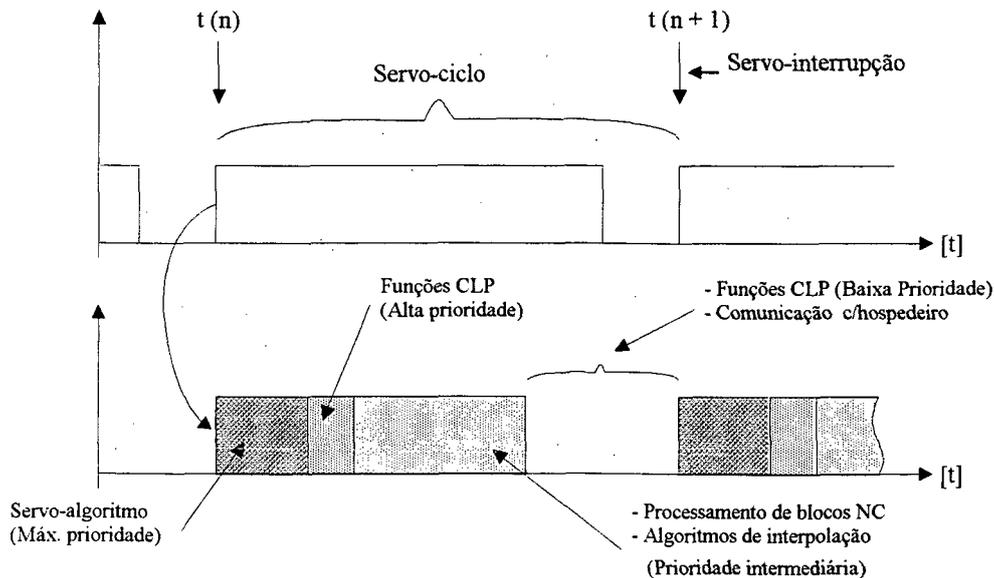


Fig. 3.13: Lógica de execução dos programas NC e CLP

para deslocamentos futuros, garante-se que o gerador de trajetória, de alta prioridade, não ficará desabastecida, o que de acontecer ocasionaria graves erros de posicionamento, caso em que o sistema é abortado. Por outra parte garante-se também que rotinas críticas em tempo, tais como os programas CLP, possam cumprir suas *deadlines* interrompendo, caso necessário e possível, a execução do intérprete. Assim, o intérprete é uma tarefa dita preemptiva, isto é, que eventualmente pode ser interrompida. Sua preemptividade depende do seu *deadline* poder ser satisfeito. Na Fig. 3.13 é mostrado um diagrama de tempo da execução dos programas NC e CLP.

O processamento antecipado de blocos de programa também permite a execução suave de movimentos combinados. Por exemplo, se uma trajetória senoidal é aproximada por trechos de linhas retas, a transição suave de um trecho para o seguinte somente é possível, se o gerador de trajetória tiver informação sobre o próximo deslocamento. Se limitações rigorosas de velocidade e aceleração são impostas ao sistema, deve até dispor dos dados para os dois próximos deslocamentos.

### 3.5.2. Descrição do DSP 56001

Por se tratar do elemento-chave do controlador, e na atualidade ainda ser um tipo de processador pouco conhecido, por isso pouco utilizado, descreve-se a seguir o DSP utilizado. O DSP 56001 é um membro da família de circuitos integrados digitais em tecnologia HCMOS de baixa potência da Motorola, para Processamento Digital de Sinais. O núcleo do processador consiste de três unidades que operam em paralelo: a Unidade Aritmético Lógica (ALU), a Unidade de Geração de Endereços e a Unidade de Controle de Programa. O DSP 56001, tem uma estrutura do tipo microcontrolador, com periféricos e memórias de dados e de programa

embutidos no chip. O modo de programação, semelhante ao dos microprocessadores, e o conjunto reduzido de instruções (tipo RISC), permitem a geração de código eficiente e compacto. As principais características que possibilitam o elevado desempenho do DSP 56001, são:

- Precisão: Os buses de dados são de 24 bits, que fornecem uma faixa dinâmica de 144 dB. Resultados intermediários podem ser armazenados em acumuladores de 56 bits que dão uma faixa dinâmica de 336 dB.

- Paralelismo: A ALU, a Unidade de Geração de Endereços e a Unidade de Controle de Programa operam em paralelo. Deste modo uma pré-busca de instrução, uma multiplicação de 24x24 bits, uma adição de 56 bits, dois deslocamentos de dados e duas atualizações de apontadores de endereços podem ser executadas em um só ciclo de instrução.

- Integração: Além das três unidades de execução independentes, o DSP 56001 tem seis memórias, três periféricos tipo microcontrolador (interface de comunicação serial, interface serial síncrona e interface para hospedeiro), um gerador de relógio e sete barramentos (três de endereços, três de dados e um de instruções), que permitem que um poderoso sistema seja compacto, de baixo consumo de energia e de baixo custo.

- *Pipeline* de instruções: o DSP 56001 possui uma *pipeline* de três estágios, a qual é essencialmente transparente ao programador.

- Velocidade: até 10 MIPS. O DSP 56001 pode executar, por exemplo, uma transformada rápida de Fourier (FFT) de 1024 pontos, em 3,39 ms.

- Conjunto de Instruções: O DSP 56001 possui um conjunto reduzido de instruções (62 ao todo). A linguagem *assembly* com sintaxe ortogonal suporta o controle das unidades de execução paralelas. As instruções DO por hardware e REP permitem a programação estruturada, mesmo em se tratando de programação em linguagem *assembly*.

### 3.6. Estrutura Mecânica do Sistema Desenvolvido

A estrutura do posicionador foi projetada para minimizar erros decorrentes de forças vibratórias induzidas pelo meio ambiente, de desequilíbrios térmicos, e de instabilidade do material. Materiais especiais, principalmente cerâmicos, são ideais para atender estes requisitos. Porém, os custos e a tecnologia de fabricação envolvidos, tornam inviável sua utilização. Uma alternativa é o granito natural que vem sendo utilizado por longo tempo para bases de máquinas na indústria óptica e de instrumentos de medição.

A estabilidade do material é garantida pela ausência de tensões residuais na sua estrutura interna. Materiais fundidos apresentam grande concentração de tensões residuais. Pelo contrário, o granito natural se encontra quase que totalmente livre destas tensões internas. Assim, um bloco

de granito natural de 4 T é utilizado como base do posicionador. A elevada massa deste bloco reduz a frequência natural do sistema ressonante base-fundação. Assim, o sistema se comporta como um filtro passa-baixas que rejeita vibrações transmitidas através do solo ou de tipo acústico. Devido à dificuldade de adquirir um bloco de granito com as dimensões requeridas (2 x 1,7 x 1,3 m) com faces planas, foi necessária a montagem de uma chapa, também de granito, sobre a face superior do bloco, a qual forneceu a planicidade necessária para a montagem do posicionador. Devido às irregularidades nas faces do bloco foi necessário efetuar um pré-nivelamento da base, na ordem de 0,01 mm/m. O nivelamento necessário para as guias é na ordem de 1  $\mu\text{m}/\text{m}$ . Este foi realizado após a montagem do sistema todo. Uma base de massa elevada também é conveniente para manter o equilíbrio térmico do sistema. Quanto maior a massa, maior a constante de tempo do sistema térmico. Assim, pequenas variações de temperatura podem ser filtradas pela estrutura. Na época da posta em operação do sistema, o bloco de granito tinha permanecido mais de dois anos na sala de temperatura controlada, o que permite também garantir seu equilíbrio térmico.

### 3.7. Controle Ambiental

O sistema foi instalado em uma sala com condições de temperatura controlada. O controle permite uma estabilização da temperatura em 20° C com flutuações, nos pontos de medição, de  $\pm 0,1^\circ\text{C}$ . Quatro sensores distribuídos pela sala permitem fechar a malha de controle de temperatura. Não foram tomadas precauções para a circulação do ar, que eventualmente poderia afetar o desempenho do LASER interferométrico e o equilíbrio térmico da estrutura. Os ensaios não serão feitos em condições de usinagem; assim, possíveis influências térmicas decorrentes da usinagem ainda não são consideradas. Contudo este é um aspecto relevante que deverá ser abordado posteriormente.

## 4.- CARACTERIZAÇÃO E MODELAGEM DO SISTEMA

### 4.1.- Introdução

Neste capítulo é desenvolvida a modelagem do posicionador de ultra-precisão descrito no capítulo anterior considerando o caso em que o acionamento é através de motor translativo. O objetivo é obter um modelo do sistema que possibilite abordar o problema de controle. É feita uma modelagem analítica a partir dos princípios físicos associados aos elementos do sistema de posicionamento. Para efeitos de simulação computacional, são considerados os valores dos parâmetros fornecidos pelos fabricantes dos diferentes componentes do sistema.

O modelo desenvolvido pode ser considerado como uma primeira aproximação ao modelo dinâmico do posicionador de ultra-precisão. Posteriormente deve ser feita uma identificação experimental do sistema, que permita, através da comparação entre resultados experimentais e de simulação computacional, introduzir as correções no modelo analítico, que sejam necessárias na prática.

### 4.2. Modelagem do Sistema de Posicionamento em Malha Aberta

#### Planta eletro-mecânica

Na análise seguinte considera-se o sistema descrito no capítulo 3. Um modelo esquemático do posicionador desenvolvido, para o caso em que o acionamento elétrico é através de motor translativo, é apresentado na Fig. 4.1. Como o motor translativo junto com o servo-conversor são projetados para operar com corrente constante durante todo o período de condução em quaisquer duas fases, o circuito de armadura, desprezando as perdas, pode ser modelado como mostrado na

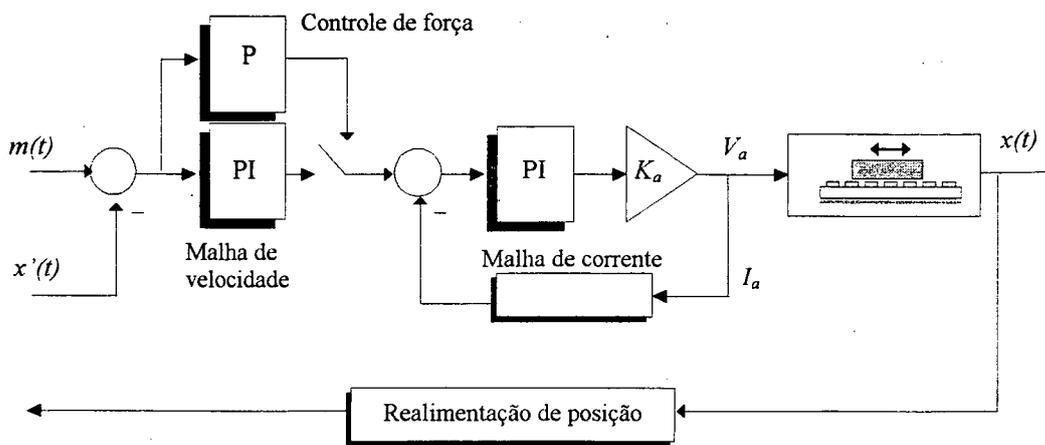


Fig. 4.1: Bloco-diagrama do sistema de posicionamento

Fig. 4.2, onde  $I_a$ ,  $L_a$  e  $R_a$  são respectivamente a corrente, a indutância e a resistência no enrolamento de armadura. Os enrolamentos de armadura são ligados em estrela com neutro flutuante.  $L_a$  e  $R_a$  são definidas como os valores de indutância e resistência entre os terminais de quaisquer duas fases cujos valores e são fornecidos pelo fabricante.  $V_e$  é a FEM (Força Eletromotriz) induzida segundo a lei de Lenz. A força gerada pelo motor translativo é dada por:

$$F_m = K_f I_a \quad (4.1)$$

onde:  $K_f$  é a constante de força do motor proporcional ao fluxo magnético gerado pelos ímãs permanentes do estator (Krause, 1989).

Pela segunda lei de Newton, a força de reação do carro é dada por

$$F_r = Mx'' + Bx' + Kx + F_d \quad (4.2)$$

onde:

$M$ : massa do carro todo, incluindo os mancais e o cursor do motor translativo,

$B$ : coeficiente de atrito viscoso nas guias,

$K$ : constante de mola da cadeia cinemática,

$x, x', x''$  : posição, velocidade e aceleração respectivamente.

$F_d$ : Força de perturbação

Considerando o uso de mancais aerostáticos, tem-se que o coeficiente de atrito viscoso pode ser desprezado para velocidades menores que 2 m/s (Slocum, 1989). Neste caso a velocidade de trabalho (em corte) fica restrita entre 1 e 100 mm/min pelas características do processo de usinagem de ultra-precisão, sendo que a velocidade máxima, para avanço rápido, é limitada em 12 m/min pela resposta do LASER interferométrico. Por outra parte, a utilização de motor translativo como acionamento permite ter uma cadeia cinemática extremamente rígida. Teoricamente, neste caso a frequência natural da planta mecânica seria infinita (Pritschov, 1992).

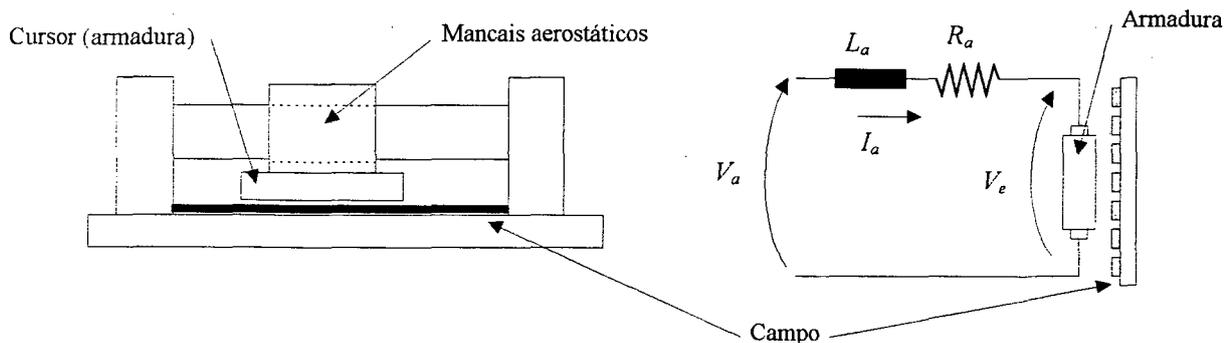


Fig. 4.2: Modelo do motor translativo

Assim, a constante de elasticidade também pode ser desprezada. Logo, a força de reação do carro fica:

$$F_r = M x'' + F_d \quad (4.3)$$

Fazendo equilíbrio de forças tem-se que  $F_m = F_r$ , logo:

$$F_m = M x'' + F_d \quad (4.4)$$

Do circuito elétrico de armadura tem-se que:

$$V_a = L_a \frac{d}{dt} I_a + R_a I_a + V_e \quad (4.5)$$

Finalmente, tem-se que a FEM induzida, que neste caso é proporcional à velocidade do motor, é dada por:

$$V_e = K_e x' \quad (4.6)$$

Este conjunto de equações permite construir diretamente o diagrama de simulação mostrado na Fig. 4.3. Ele é obtido isolando-se as derivadas de maior ordem da corrente e a posição nas Eqs. 4.3 e 4.5. Este diagrama permite a simulação direta do sistema, usando qualquer pacote de software que suporte simulações com elementos analógicos tais como integradores, somadores, ganhos, etc. Aplicando a transformada de Laplace nas Eqs. 4.4, 4.5 e 4.6, pode-se obter a função transferência, velocidade/tensão, em malha aberta:

$$\frac{x'}{V_a} = \frac{K_f / M L_a}{s^2 + \frac{R_a}{L_a} s + \frac{K_e K_f}{M L_a}} \quad (4.7)$$

Considerando os valores da Tabela 1, no Apêndice 1, a Eq. 4.7 pode ser aproximada pela seguinte função transferência:

$$\frac{x'}{V_a} = \frac{1/K_e}{\left( \frac{MR_a}{K_e K_f} s + 1 \right)} \quad (4.8)$$

Na Fig. 4.4. pode-se observar a resposta ao degrau em malha aberta do motor translativo obtida por simulação. O sistema em malha aberta apresenta uma constante de tempo de aproximadamente 230 ms, sendo que seu comportamento é claramente de primeira ordem.

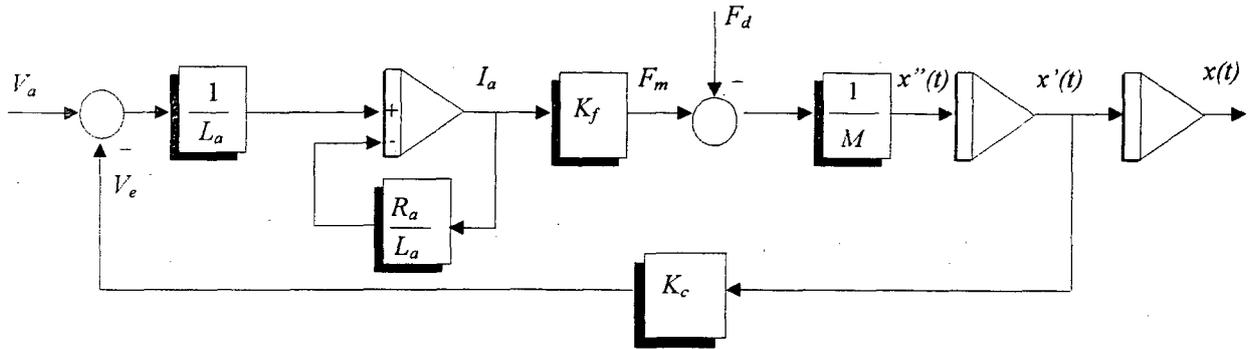


Fig. 4.3: Diagrama de simulação do motor translativo

O modelo em variáveis de estado, no domínio do tempo, pode ser obtido a partir das Eqs. 4.4, 4.5 e 4.6. Neste caso pode-se definir como variáveis de estado a posição, a velocidade e a corrente de armadura (Koren & Lo, 1992). Assim, tem-se que

$$\begin{aligned} x_1 &= x \\ x_2 &= x' \\ x_3 &= I_a \end{aligned} \quad (4.9)$$

as quais, junto com as Eqs. 4.4, 4.5 e 4.6 permitem construir o seguinte modelo de espaço de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & K_f/M \\ 0 & -K_e/L_a & -R_a/L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_a \end{bmatrix} u(t) \quad (4.10)$$

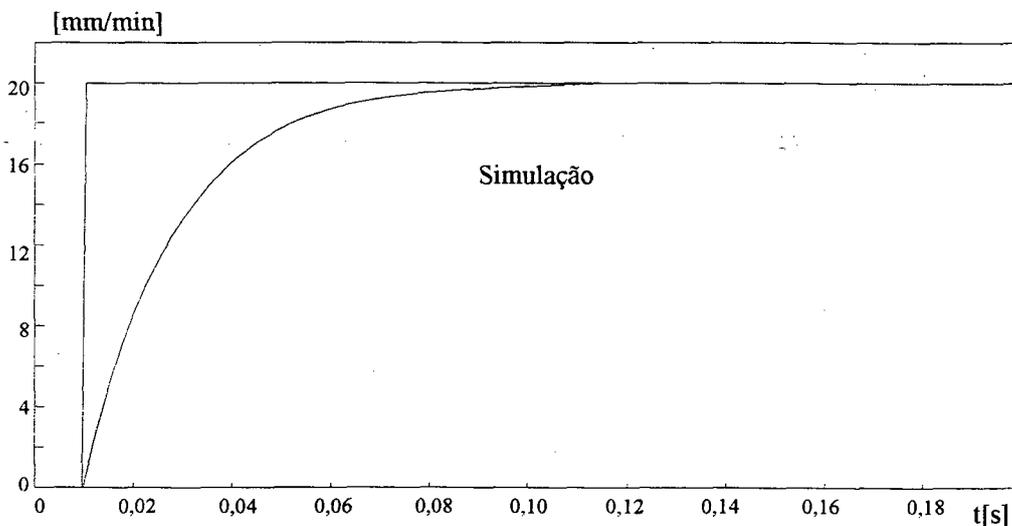


Fig. 4.4: Resposta ao degrau em malha aberta do motor translativo

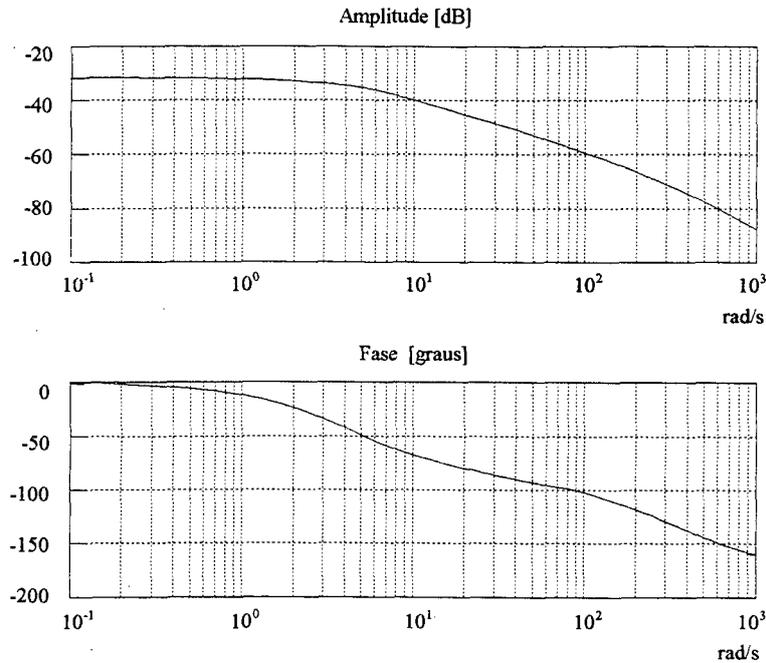


Fig. 4.5: Resposta em frequência do motor translativo

Devido a que a dinâmica do sistema é dominada pelas variáveis mecânicas, pode-se utilizar, um modelo de segunda ordem. Considerando como variáveis de estado a posição e a velocidade, o modelo de espaço de estado fica:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{K_e K_f}{MR_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_f}{MR_a} \end{bmatrix} u(t) \quad (4.11)$$

### Etapa de Potência do Servo-Convertor

Um diagrama esquemático do servo-convertor utilizado para comandar o motor translativo já foi mostrado na Fig. 3.6. Devido à elevada frequência de chaveamento do conversor PWM (20 kHz) a etapa de potência pode ser modelada apenas como um ganho proporcional ( $K_a$ ). O valor deste ganho é fornecido pelo fabricante, Tabela 2, Apêndice 1.

### Malha de Corrente

O compensador utilizado na malha de corrente é apresentado na figura 4.6(a). Trata-se de um circuito analógico, cujo ajuste deve ser realizado trocando-se os componentes  $R_c$  e  $C_c$ , já definidos pelo fabricante, de modo que pode ser considerado como parte da planta. O diagrama de simulação, Fig 4.6(b) pode ser obtido a partir da função transferência do circuito, que neste caso é dada pela Eq. 4.12.

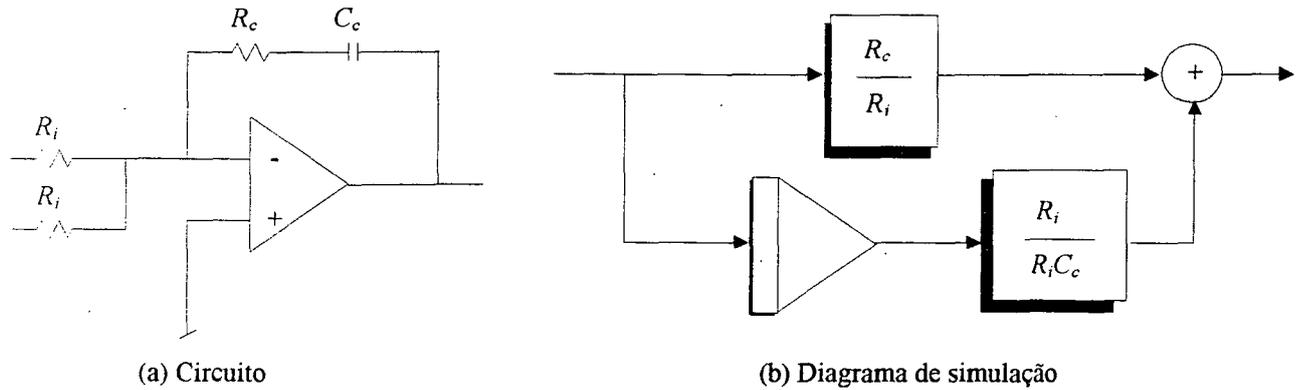


Fig. 4.6: Compensador PI de corrente

$$GPI_c(s) = \frac{R_c}{R_i} \frac{(s + 1/R_c C_c)}{s} \quad (4.12)$$

Da Eq. 4.5, a impedância do motor é dada por:

$$Z_m = \frac{(V_a - V_e)}{I_a} = R_a \left( \frac{L_a}{R_a} s + 1 \right) \quad (4.13)$$

O diagrama de blocos da malha de corrente é mostrado na Fig. 4.7. O ganho  $K_c$ , da realimentação de corrente, é fornecido pelo fabricante. Ver Tabela 2 no Apêndice 1.

A função transferência em malha fechada da malha de corrente, que pode ser obtida a partir da Fig. 4.7, é dada pela Eq. 4.14.

$$G_c(s) = \frac{\left( s + \frac{1}{R_c C_c} \right)}{\frac{L_a}{K_{pc} K_a} s^2 + \left( K_c + \frac{R_a}{K_{pc} K_a} \right) s + \frac{K_c}{R_c C_c}} \quad (4.14)$$

A resposta em frequência da malha de corrente é apresentada na Fig. 4.8. Comparando-a com a resposta em frequência da planta eletro-mecânica, Fig. 4.5, que é composta pelo carro do posicionador de ultra-precisão e o motor translativo que serve de acionamento, pode-se comprovar que a resposta do sistema de posicionamento é dominada pelas características mecânicas do mesmo. Entretanto, a frequência de corte do motor translativo é de aproximadamente 4.3 rad/s, a frequência de corte da malha de corrente é maior que 5 krad/s e o atraso de fase é insignificante para frequências menores que 200 rad/s. Nesta faixa de frequências, a resposta da malha de corrente pode ser modelada como um simples ganho proporcional que, neste caso, corresponde ao ganho CC, o qual pode ser obtido da Eq. 4.14 quando  $s = 0$ . Assim, o ganho CC da malha de corrente é dado pela Eq. 4.15.

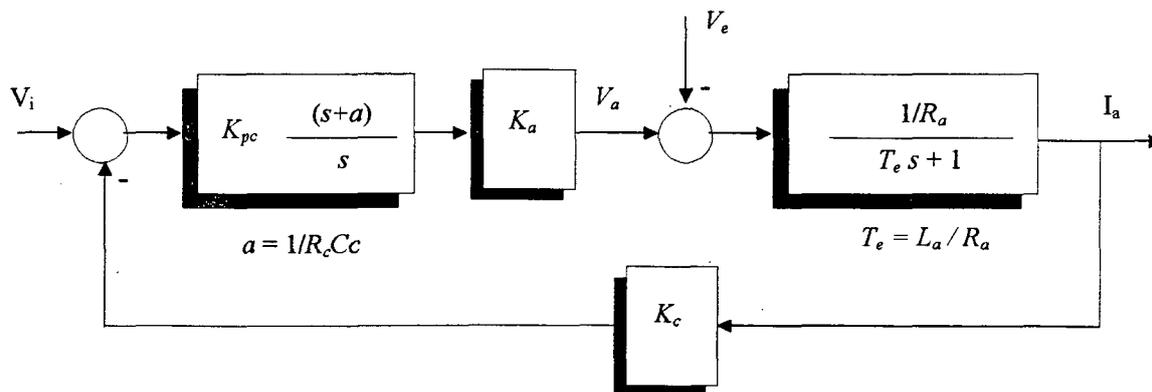


Fig. 4.7: Malha de corrente

$$K_{pco} = \frac{1}{K_c} \quad (4.15)$$

Isto permite diminuir a ordem do modelo, simplificando o projeto do controlador, e será a aproximação adotada daqui em diante.

### Malha de velocidade

O circuito do compensador PI da malha de velocidade é mostrado na Fig. 4.9(a). O diagrama de simulação, Fig. 4.9(b), pode ser obtido a partir da função transferência deste circuito, que neste caso é dada pela Eq. 4.16.

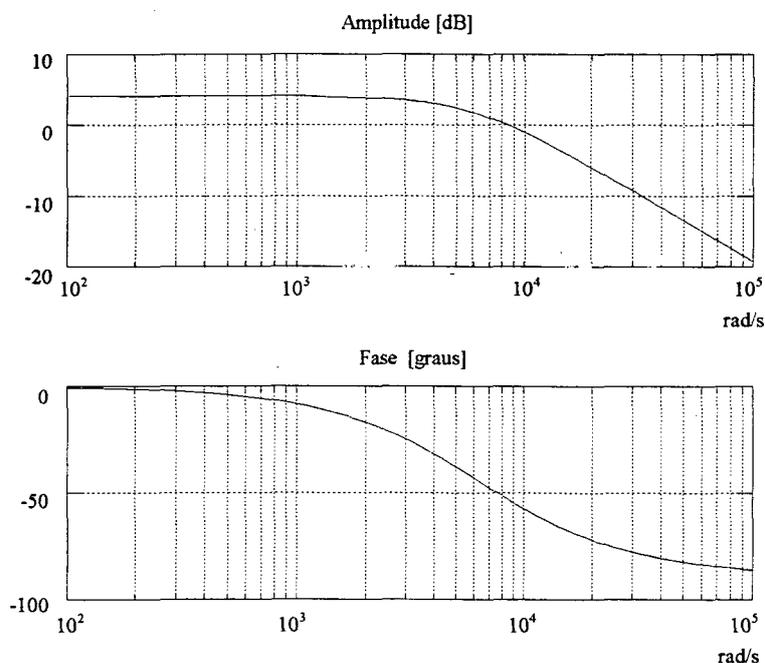


Fig. 4.8: Resposta em frequência da malha de corrente

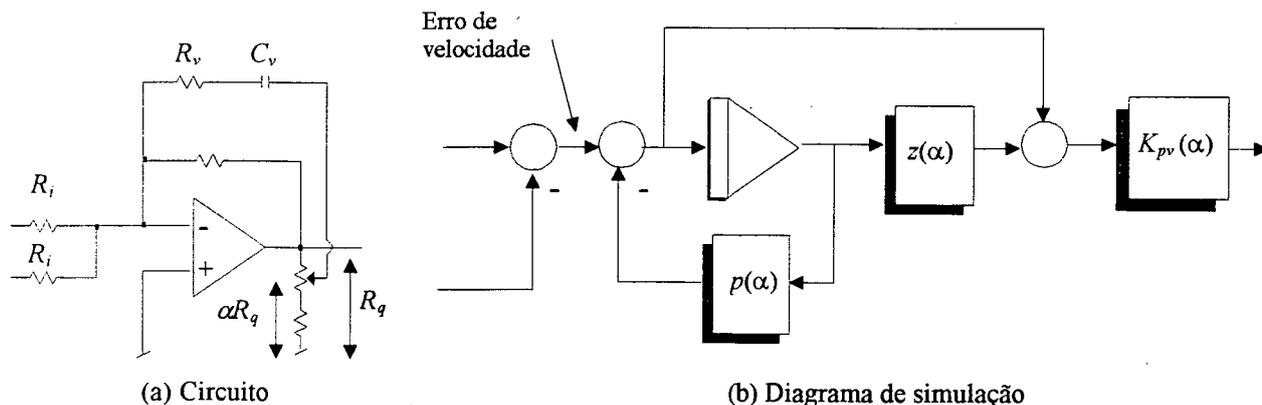


Fig. 4.9: Compensador de velocidade tipo PI

$$GPI_v(s) = K_{pv}(\alpha) \frac{(s + z(\alpha))}{(s + p(\alpha))} \quad (4.16)$$

onde  $\alpha$  é um parâmetro cujo valor pode ser ajustado através do potenciômetro mostrado na Fig. 4.9(a). Da análise do circuito tem-se que  $0.823 < \alpha < 1$ .

Na Fig. 4.10, apresenta-se o diagrama de blocos da malha de velocidade. A função transferência em malha fechada de velocidade desprezando o retardo no cálculo da velocidade, o qual será considerado posteriormente, é dada por

$$G_v(s) = \frac{\frac{K_{pv}(\alpha)K_{pcc}K_f}{M} (s + z(\alpha))}{s^2 + \left(\frac{K_{pv}(\alpha)K_{pcc}K_f}{M} + p(\alpha)\right)s + \frac{K_{pv}(\alpha)K_{pcc}K_f}{M} z(\alpha)} \quad (4.17)$$

A principal contribuição da malha de velocidade (com realimentação tacométrica), é de melhorar as características de amortecimento do sistema de posicionamento. Como já foi

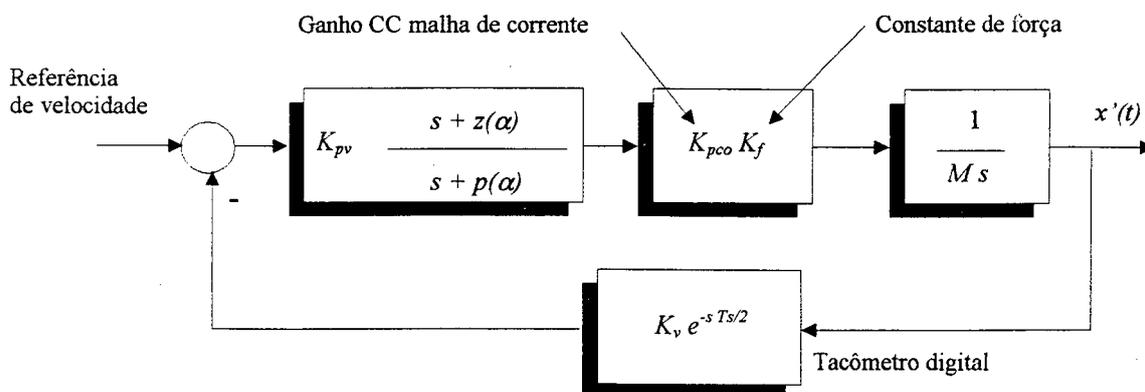


Fig. 4.10: Bloco-diagrama da malha de velocidade

mencionado na seção 2.6.2, a malha de velocidade tem um efeito equivalente ao de aumentar o coeficiente de atrito viscoso do sistema. Esta característica é desejável, neste caso, pois com o uso de mancais aerostáticos, o coeficiente de atrito viscoso é praticamente nulo. A resposta em frequência da malha de velocidade é apresentada na Fig. 4.11.

Os parâmetros do compensador PI da malha de velocidade podem ser calculados utilizando algum método de projeto de sistemas lineares (Ogata, 1979; D'Azzo & Houpis, 1984). Contudo, como o parâmetro de ajuste  $\alpha$  fisicamente corresponde a um potenciômetro, em geral recomenda-se realizar ajustes finais em forma experimental. O procedimento consiste em excitar a malha de velocidade com um sinal pulsante cujo período seja de aproximadamente 5 a 10 vezes a constante de tempo de velocidade. Devido a que o motor translativo possui curso limitado (300 mm), e que neste ensaio a malha de posição fica aberta, por motivos de segurança, recomenda-se o uso de um sinal de pequena amplitude com forma de onda como mostrado na Fig. 4.13. Valores de amplitude e frequência apropriados podem ser obtidos por simulação ou experimentalmente. A resposta ao degrau, considerando os valores da Tabela 2, Apêndice 1, para os valores mínimo e máximo de  $\alpha$ , é apresentada na Fig. 4.12.

Como a malha de velocidade eventualmente será fechada a partir de uma saída analógica gerada pelo controlador, o efeito da obtenção indireta da velocidade, a partir da derivação da medição de posição, deve ser considerado. Neste caso, o método de cálculo da velocidade aplicável é o método de tempo fixo (seção 2.6.2). Isto devido à impossibilidade prática de detectar transições entre uma subfranja e outra, que eventualmente permitiriam utilizar outro método. Como já foi analisado na seção 2.6.2, o tacômetro digital pode ser modelado como um retardo puro de magnitude de  $T_s/2$ , onde  $T_s$  é o período de amostragem.  $K_v$  é o ganho do

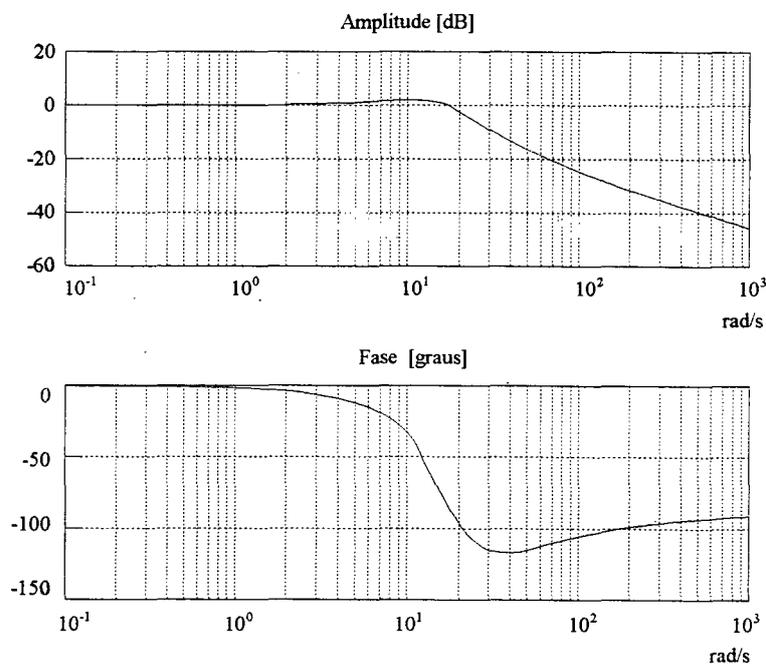


Fig. 4.11: Resposta em frequência da malha de velocidade

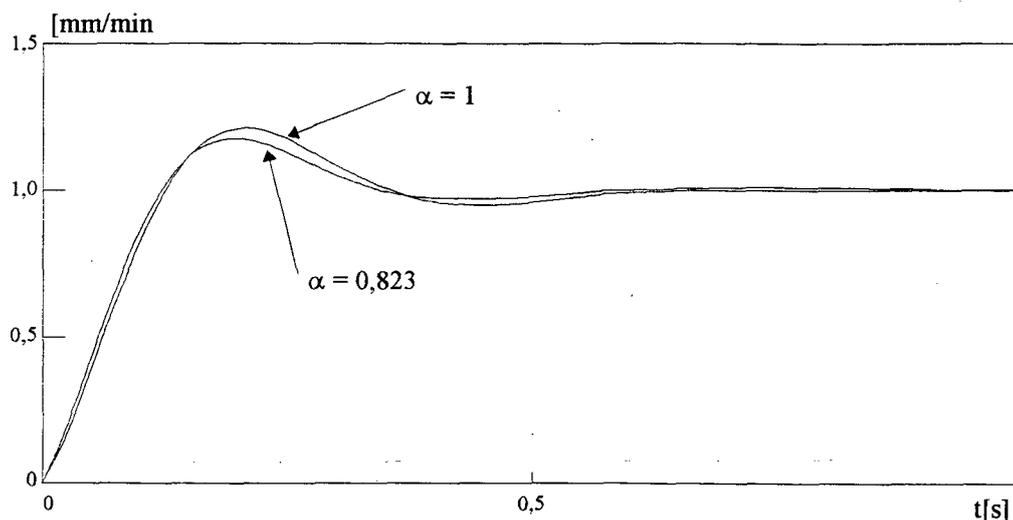


Fig. 4.12: Resposta ao degrau da malha de velocidade

tacômetro digital. O erro de velocidade absoluto, para o método de tempo fixo é dado por:

$$\Delta v = \frac{\varepsilon_x}{T_s} \quad (4.18)$$

onde  $\varepsilon_x$  é o erro do sistema de medição, que neste caso é igual  $\pm \Delta x$ . O erro de estimação relativo então é dado por:

$$\varepsilon_v = \frac{\Delta v}{v} = \pm \frac{\Delta x}{T_s v} \quad (4.19)$$

Pode-se observar que para um dado período de amostragem (com a resolução do sistema de medição fixa), o erro de estimação relativo é tanto maior quanto menor for o valor da velocidade. Outrossim, é evidente que, quanto melhor a resolução do sistema de medição, menor

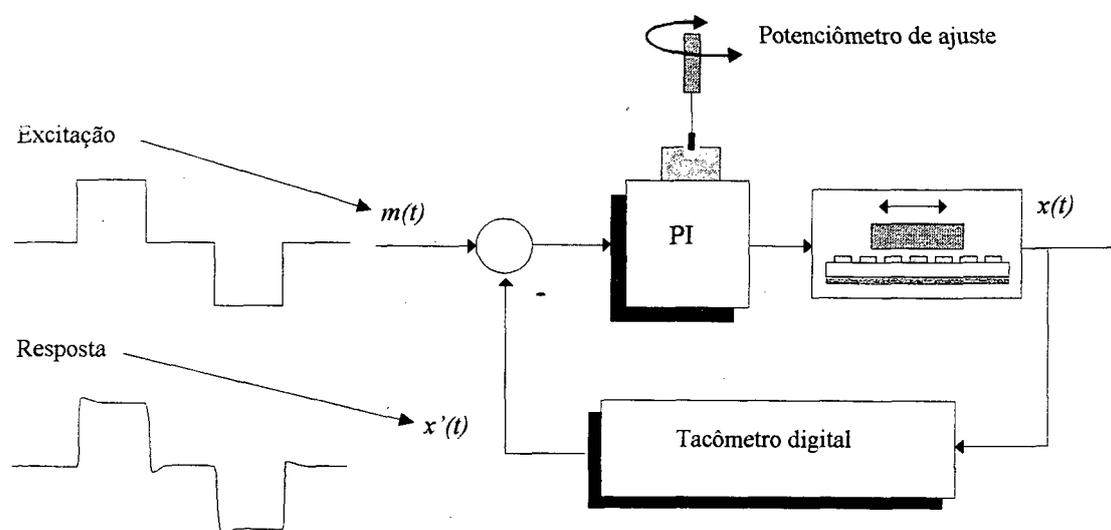


Fig. 4.13: Ajuste experimental da malha de velocidade

v [mm/min]	$\varepsilon_v$ [%]; $T_s = T_o$	$\varepsilon_v$ [%]; $T_s = 4T_o$	$\varepsilon_v$ [%]; $T_s = 8T_o$	$\varepsilon_v$ [%]; $T_s = 16T_o$
1	30,96	7,74	3,87	1,93
10	3,10	0,77	0,39	0,19
100	0,31	0,08	0,04	0,02

Tabela 4.1: Erro de velocidade

será o erro de estimação da velocidade. Isto leva à procura de sistemas de medição de alta resolução, tais como os transdutores interferométricos.

Considerando que  $\Delta x = 1.54$  nm, e  $T_o = 296$  ms, onde  $T_o$  é o período de amostragem nominal do controlador, na Tabela 4.1 apresenta-se o erro  $\varepsilon_v$  para valores típicos de velocidade de avanço, que se deseja que o sistema atenda. O período de amostragem é definido a partir de  $T_o$ , por restrições no controlador, como sendo:

$$T_s = (2k)T_o; \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.20)$$

Pode-se observar que aumentos do período de amostragem, diminuem o erro de velocidade. Porém, o retardo associado aumenta, Fig. 4.11, o que pode trazer prejuízos na resposta em frequência da malha de velocidade. Critérios para a escolha do período de amostragem, em geral, são baseados no critério de Shannon. Isto é,  $T_s$  deve ser pelo menos metade da constante de tempo dominante do sistema em malha fechada. Casos típicos achados na literatura indicam que valores de  $T_s$  menores que cinco vezes a constante de tempo dominante do sistema, em geral, fornecem resultados apropriados.

Por exemplo, para o caso em que  $T_s = 16 T_o$ , onde o erro de velocidade para a menor velocidade de trabalho é 1.93 %, a resposta transiente em malha fechada fica limitada a  $T_r \approx 25$  ms, onde  $T_r$  é o tempo de subida na resposta ao degrau. Respostas mais rápidas podem ser obtidas, porém ao custo de piorar o erro de velocidade. Contudo, pode-se observar que para velocidades maiores que 10 mm/min, o erro chega a ser desprezível para  $T_s = 4 T_o$ , o que permitiria tempos de resposta na faixa de 5 ms. Dessa maneira, pode-se concluir que a rapidez de resposta, ou equivalentemente a largura de banda do sistema de posicionamento, não será limitada pela escolha do período de amostragem que garanta erros de velocidade baixos. Assim, os pólos do sistema em malha fechada poderão ser posicionados livremente, de modo a se obter a resposta transitória apropriada, o que será analisado no capítulo 5.

## Controle de força

O servo-conversor pode ser configurado como controlador de velocidade ou de força. No segundo caso, a malha de velocidade é desativada, de modo que a saída do controlador de posição atua diretamente na malha de corrente. Como a força gerada pelo motor é proporcional à corrente de armadura, tem-se então uma atuação direta sobre a força. Neste caso o diagrama de blocos do sistema fica como mostrado na Fig. 4.15. Neste caso o sistema é um duplo integrador. Os diagramas do lugar das raízes para os casos com malha de velocidade e com controle de força são apresentados na Fig. 4.15.

### 4.3. Considerações para a simulação

Para efeitos de simulação foram utilizados dois pacotes disponíveis comercialmente: Matlab e Tutsim. O primeiro é apropriado quando dispõe-se da função transferência do sistema (ou de cada bloco funcional) ou a representação em espaço de estado. O ambiente Matlab possui um conjunto de comandos que podem ser utilizados em forma interativa ou como parte de um programa. Este software dispõe de bibliotecas de funções para controle, identificação e processamento de sinais. Por estas características, ele foi utilizado também na etapa de projeto do controle. Tutsim implementa em computador digital a simulação ao estilo dos computadores analógicos. Assim deve-se construir diagramas de simulação com blocos elementares tais como integradores, somadores, ganhos, etc. A principal característica deste modo de simulação é a analogia física entre o modelo e o sistema real, podendo-se visualizar e "medir" sinais intermediários tais como, por exemplo, a corrente de armadura, a saída do controlador, etc. Uma vantagem importante do Tutsim, é que permite simular sistemas com partes analógicas e partes digitais, sem ter que discretizar as partes analógicas, pois possui blocos que simulam a ação dos conversores D/A, A/D e do ZOH. No Matlab, antes da simulação, dever-se-iam discretizar as partes analógicas e obter a função transferência discreta do sistema.

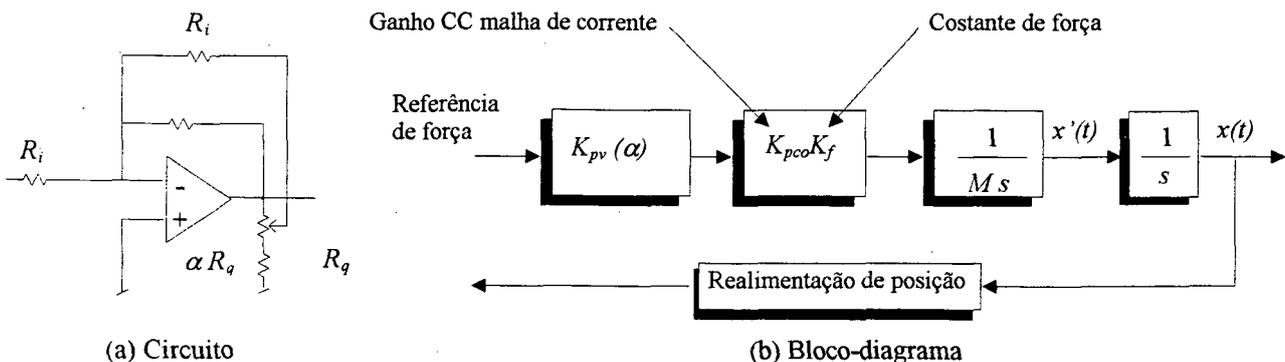


Fig. 4.14: Configuração para controle de força

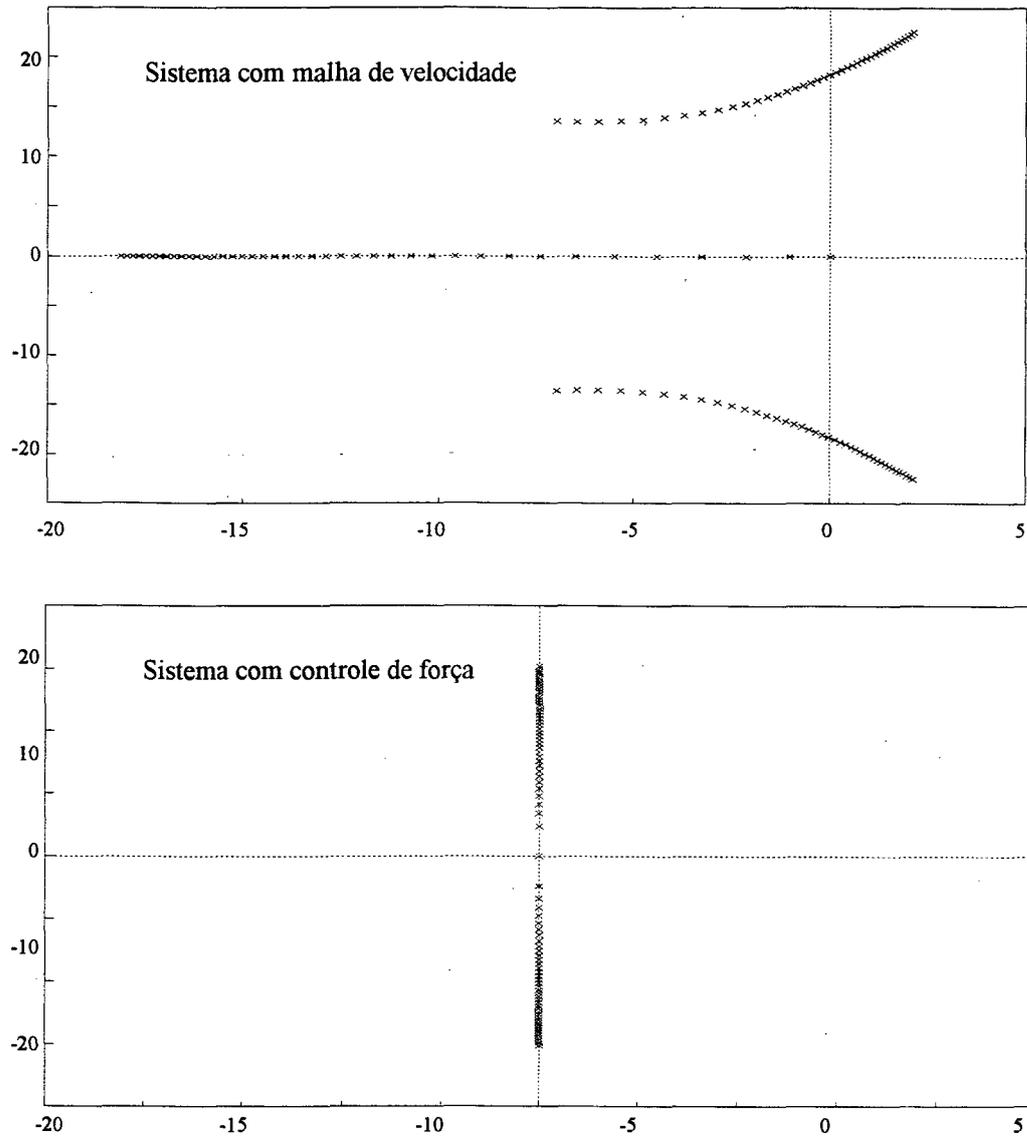


Fig. 4.15: Diagrama do lugar das raízes do posicionador

## 5. CONTROLE

### 5.1.- Introdução

Em qualquer problema de controle, para se obter uma solução adequada, deve-se procurar proceder de maneira sistemática. Em geral, podem-se identificar três grandes passos que deveriam ser seguidos na mesma ordem, (1) Definição do Problema, (2) Análise da Solução e (3) Síntese da Solução (Normey, 1993).

Na primeira etapa, deve-se especificar o problema, normalmente a partir de discussões com o usuário final, de modo a obter um modelo do sistema que possibilite a elaboração de uma representação matemática do mesmo e uma definição clara dos objetivos de controle. Na segunda etapa deve-se adotar uma estrutura de controle e fazer uma análise da existência de solução para a estrutura adotada. O problema pode ser reformulado caso seja necessário. Por último, na etapa de síntese devem-se obter os valores numéricos para os parâmetros do controlador escolhido no passo anterior. O desempenho da solução pode ser avaliado mediante simulação computacional. Esta prática é recomendável para um sistema que será posto em operação pela primeira vez, porque nos passos prévios são utilizadas aproximações, cuja validade nem sempre é verificada experimentalmente. Após a implementação final, normalmente seguem-se ajustes empíricos.

O primeiro passo foi abordado nos capítulos anteriores. O resultado foi o modelo obtido no capítulo 4, e o conjunto de especificações que são apresentadas na seção 5.2.1, a seguir. Os passos dois e três serão abordados no restante deste capítulo.

### 5.2.- Definição do Problema de Controle

#### 5.2.1. Características de desempenho desejadas

A partir das necessidades e características particulares dos processos de usinagem de ultra-precisão, é necessário que os sistemas de movimentação dos eixos atendam às seguintes especificações:

1. Erro de posicionamento submicrométrico ( $<0,1 \mu\text{m}$ );
2. Seguimento de trajetórias variáveis no tempo com erro submicrométrico ( $<0,1 \mu\text{m}$ );
3. Suavidade de movimento durante a usinagem, para valores de velocidade baixos, na faixa de 1 mm/min ou menores, e até uma velocidade máxima de 100 mm/min;
4. Resposta sem *stick-slip*;

5. Resposta transitória tão rápida quanto possível e sem sobrepassagem de posição;
6. Movimento rápido (sem usinagem) com velocidade tão alta quanto possível.

### 5.2.2. Objetivos do Controle em Malha Fechada

Os objetivos de desempenho definidas no item 5.2.1 devem ser reduzidos a algum dos problemas de controle típicos, que possibilite sua abordagem e solução matemática através de técnicas conhecidas, aproveitando a teoria existente sobre o assunto. Logo a seguir, deve-se escolher alguma estratégia de controle, a qual garanta a existência de solução para o problema e possibilite a implementação prática do sistema de controle. Neste caso interessa:

**Posicionamento de Pólos.** Os pólos do sistema devem ser posicionados de modo a garantir sua estabilidade, com resposta transitória segundo as especificações dadas no item 5.2.1.

**Seguimento de trajetória,** isto é, dado um comando de posição variável no tempo, eliminar assintoticamente o erro com que a saída segue ou rastreia a referência.

Outras especificações, tais como resolução de posicionamento, movimento suave especialmente em baixas velocidades e ausência de *stick-slip*, são questões em cuja solução são mais importantes os aspectos tecnológicos, tais como a escolha de sistema de medição, de acionamento elétrico, de guias e mancais adequados; o efeito da quantização dos sinais e da resolução dos DACs, entre outras considerações.

### 5.3. Estrutura de Controle Adotada

Nesta seção é descrita e analisada a estrutura de controle adotada. A escolha baseou-se em diversos critérios, sendo os principais os seguintes:

**Objetivos de controle.** A estrutura proposta deve permitir a solução dos problemas de controle definidos. é desejável que a abordagem independente de cada um dos objetivos seja possível.

**Modelo disponível.** O modelo descrito no capítulo 4, pode ser considerado como uma primeira aproximação, pois foi obtido em forma analítica, não existindo neste ponto ainda resultados experimentais que permitam sua validação. Por essa razão, considerou-se mais importante estudar o problema de controle com técnicas que, segundo a literatura, atendam aos objetivos de controle colocados na seção 5.2.2, porém, sem abordar questões como otimização, autosintonia, etc.

**Ênfase na posta em operação do sistema.** Nesta etapa interessa mais implementar estratégias de controle que possibilitem a posta em operação do sistema do que desenvolver um controle de alto desempenho ou de desempenho ótimo, o que fará parte de trabalhos posteriores.

### 5.3.1. Controlador PI-D +FF

A estrutura do controlador é mostrada na Fig. 5.1. Ele é composto por um controle por realimentação e um segundo controle tipo *feedforward*. A ação de controlador por realimentação é composta de tres termos. Ações proporcional (P) e integral (I) sobre o erro de seguimentô, e derivativa (D) sobre a entrada de realimentação de posição. Por esta razão este controlador é conhecido como PI-D. O controlador *feedforward* (FF) contribui para a ação de controle com dois termos, um proporcional à referência de velocidade e outro à de aceleração.

### 5.3.2. Função transferência em Malha Fechada

Como a estrutura de controle proposta será implementada digitalmente, o modelo desenvolvido no capítulo 4 deve ser discretizado. Na Fig. 5.2 é apresentado o sistema em malha aberta, incluindo o efeito do ZOH e o ganho do sistema de medição. Assim, a função transferência em malha aberta é dado por:

$$G(s) = \frac{(1 - e^{-sT}) K_{pv} K_{co} K_f}{s} \frac{1}{M \lambda / 512 s^2} \quad (5.1)$$

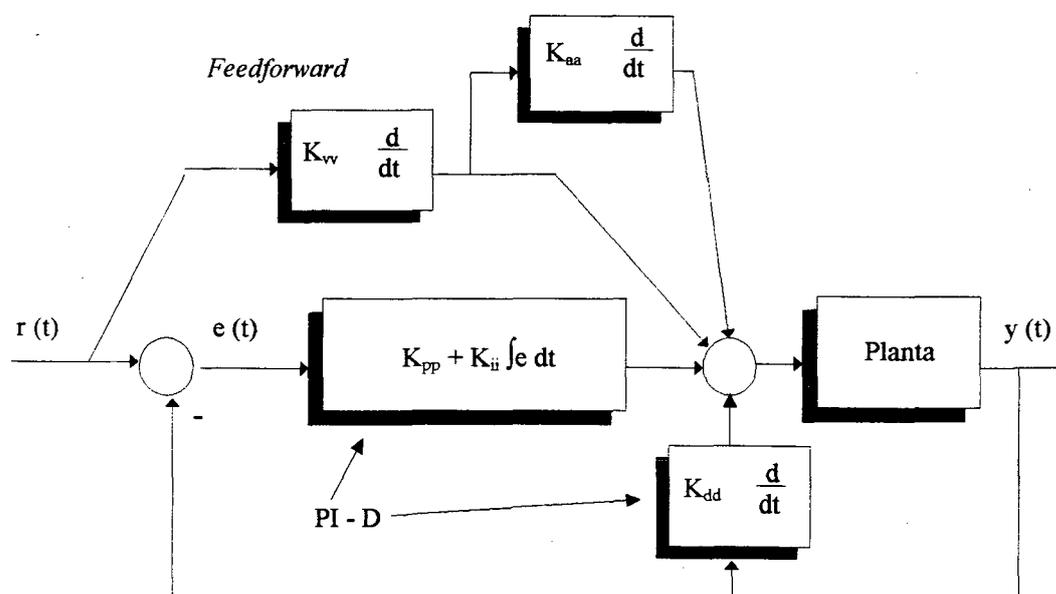


Fig. 5.1: Estrutura de controle proposta

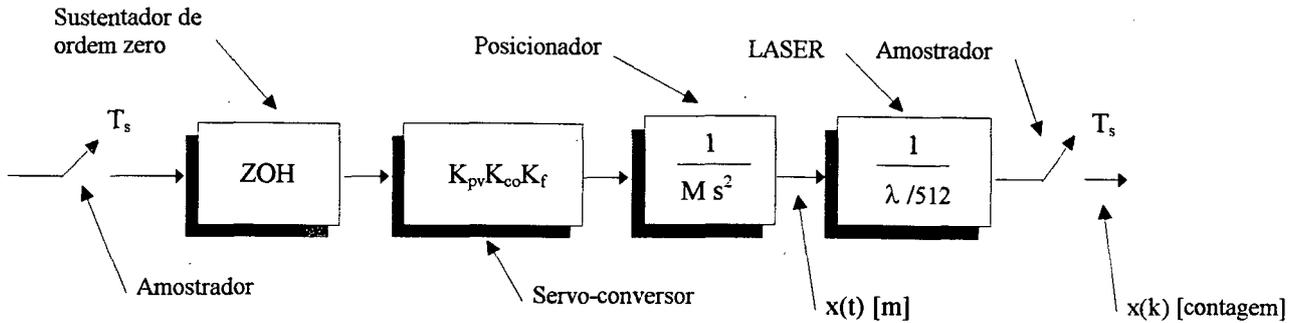


Fig. 5.2: Sistema amostrado em malha aberta

Aplicando transformada Z, obtém-se a seguinte função transferência discreta:

$$G(z) = K_1 \frac{z+1}{(z-1)^2} \quad (5.2)$$

onde:

$$K_1 = \frac{256K_{pv}K_{co}K_f T_s^2}{\lambda M} \quad (5.3)$$

A implementação digital da estrutura de controle proposta requer de elementos integrador e diferenciador. No Apêndice 2, são analisadas aproximações discretas da integral e derivada, as quais serão utilizadas na análise.

A estrutura de controle proposta pode ser decomposta em duas partes. Um controlador por realimentação, tipo proporcional-integral-derivativo (PI-D) e um controlador *feedforward* com ganhos de velocidade e aceleração. A seguir são apresentadas as funções de transferência para ambos os casos.

### Caso 1: Controlador PI-D

Considerando, para a aproximação da integral, o método do trapézio (Apêndice 2), a função transferência discreta do compensador PI e do elemento derivativo são dadas por:

$$PI(z) = K_{pp} + K_{ii} \frac{1}{1-z^{-1}} = K_2 \frac{z-c_o}{z-1} \quad (5.4)$$

$$D(z) = K_{dd} (1-z^{-1}) = K_{dd} \frac{z-1}{z} \quad (5.5)$$

onde  $K_2$  e  $c_o$  são dados no Apêndice 3.

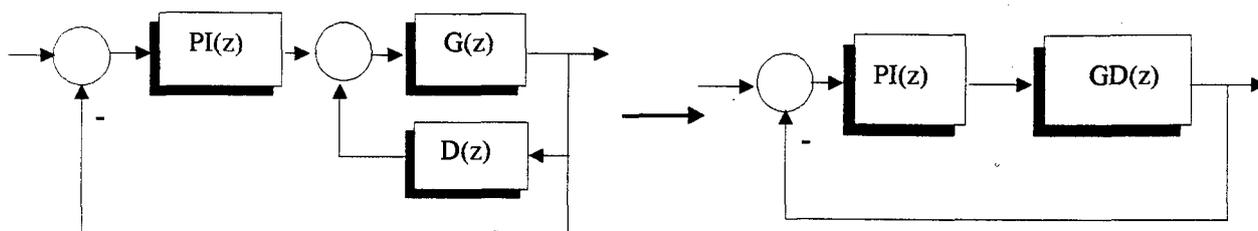


Fig. 5.3: Compensações em paralelo e cascata

O controlador PI-D pode ser separado em duas partes como mostrado na Fig. 5.3. Uma compensação em cascata tipo PI, e uma compensação interna, em paralelo, tipo D. Calculando a função transferência da compensação em paralelo, tem-se

$$GD(z) = \frac{G(z)}{1 + D(z)G(z)} = \frac{k_1 z(z+1)}{(z-1)(z^2 + b_1 z + b_0)} \quad (5.6)$$

onde  $b_1$  e  $b_0$  são dados no apêndice 3. Para facilitar a manipulação matemática, daqui em diante será adotada a seguinte notação:

$$G_{PI}(z) = \frac{N_{PI}}{D_{PI}} \quad (5.7)$$

$$G_{GD}(z) = \frac{N_{GD}}{D_{GD}} \quad (5.8)$$

Considerando as Eqs. 5.4 e 5.6, a função transferência em malha aberta é dada por:

$$GPID_{MA}(z) = \frac{N_{PI} N_{GD}}{D_{PI} D_{GD}} = \frac{K_1 K_2 (z+1)(z-c_0)}{(z-1)^2 (z^2 + b_1 z^{-1} + b_0)} \quad (5.9)$$

A função transferência em malha fechada é obtida a partir da Eq. 5.9 como sendo:

$$GPID_{MF}(z) = \frac{N_{PI} N_{GD}}{D_{PI} D_{GD} + N_{PI} N_{GD}} \quad (5.10)$$

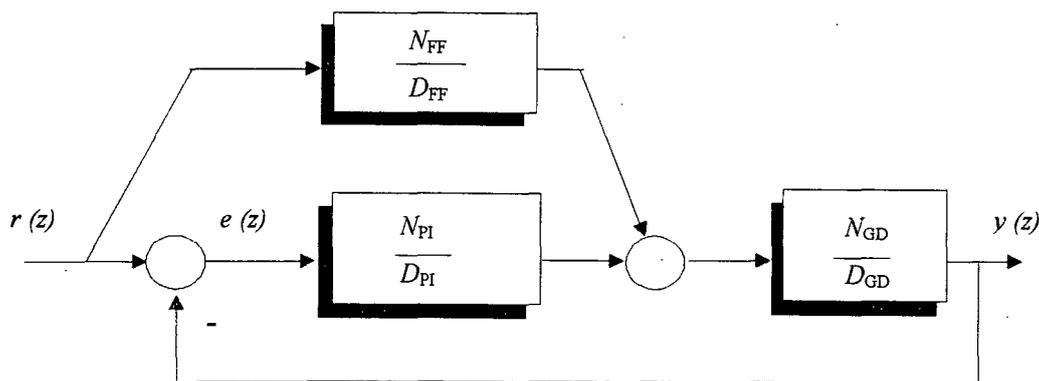


Fig. 5.4: Controlador PI-D+FF

### Caso 2: Controlador PI-D+FF

O controlador *feedforward* realiza duas derivações sucessivas para gerar ações de controle proporcionais à referência de velocidade e de aceleração. Assim, a contribuição à saída de controle dos elementos *feedforward* é:

$$Y_{FF}(z) = [K_{vv}(1 - z^{-1}) + K_{aa}(z^{-2} - 2z^{-1} + 1)]R(z) \quad (5.11)$$

de modo que a função transferência discreta do controlador *feedforward* fica,

$$\frac{Y_{FF}(z)}{R(z)} = \frac{N_{FF}}{D_{FF}} = \frac{a_2 z^2 - a_1 z + a_0}{z^2} \quad (5.12)$$

onde, os coeficientes  $a_2$ ,  $a_1$  e  $a_0$  são dados no apêndice 3.

Considerando o diagrama de blocos da Fig. 5.4, a função transferência do sistema em malha fechada é dada pela Eq. 5.13.

$$GFF_{MF}(z) = \frac{N_{GD}(N_{FF}D_{PI} + N_{PI}D_{FF})}{D_{FF}(D_{GD}D_{PI} + N_{GD}N_{PI})} \quad (5.13)$$

## 5.4. Análise da Solução Adotada

### 5.4.1. Solução do Problema de Posicionamento de Pólos

Dado um sistema discreto com função transferência

$$G(z) = \frac{N_G(z)}{D_G(z)} = \frac{N_k z^k + N_{k-1} z^{k-1} + \dots + N_0}{D_p z^p + D_{p-1} z^{p-1} + \dots + D_0} \quad (5.14)$$

define-se a equação característica de  $G(z)$  como sendo

$$\Delta(\lambda) = D_p \lambda^p + D_{p-1} \lambda^{p-1} + \dots + D_1 \lambda + D_0 \quad (5.15)$$

Os pólos de  $G(z)$  são definidos como as raízes da equação característica. A posição dos pólos no plano complexo determina, fundamentalmente, as características de estabilidade e resposta transiente do sistema. Para que o sistema seja estável, todos os pólos do sistema em malha fechada devem ser alocados no semiplano esquerdo do plano complexo  $s$ , ou equivalentemente, para o caso discreto, no interior do círculo unitário do plano  $z$ , Fig. 5.5. As características da resposta transitória, tais como tempo de subida, sobrepassagem e tempo de estabilização são determinadas pela frequência natural e coeficiente de amortecimento, que por sua vez são definidos pela posição relativa dos pólos no interior da região estável (D'Azzo & Houpis, 1978, Franklin & Powell, 1980, Astrom, 1984).

Das Eqs. 5.10 e 5.13, tem-se que as equações características para os controladores PI-D e PI-D+FF são respectivamente:

$$\Delta(\lambda) = D_{PI} D_{GD} + N_{PI} N_{GD} \quad (5.16)$$

$$\Delta(\lambda) = D_{FF} (D_{PI} D_{GD} + N_{PI} N_{GD}) \quad (5.17)$$

Pode-se observar que o controlador *feedforward* não altera a posição dos pólos do sistema em malha fechada obtido com o controlador PI-D. Ele somente adiciona dois pólos em  $z = 0$ , o que é equivalente a adicionar dois pólos no infinito do plano  $s$ , os quais não têm influência na resposta transitória do sistema. Portanto, o problema de posicionamento de pólos pode ser resolvido independente utilizando só o controlador PI-D. Contudo, a posição dos zeros de malha fechada pode influir na resposta transitória, dependendo da posição dos zeros em relação aos pólos. Assim, a influência dos termos *feedforward* na resposta transitória deve ser considerada, de modo que o ajuste de ambos os controladores, por realimentação e *feedforward*, não pode ser encarada em forma totalmente independente.

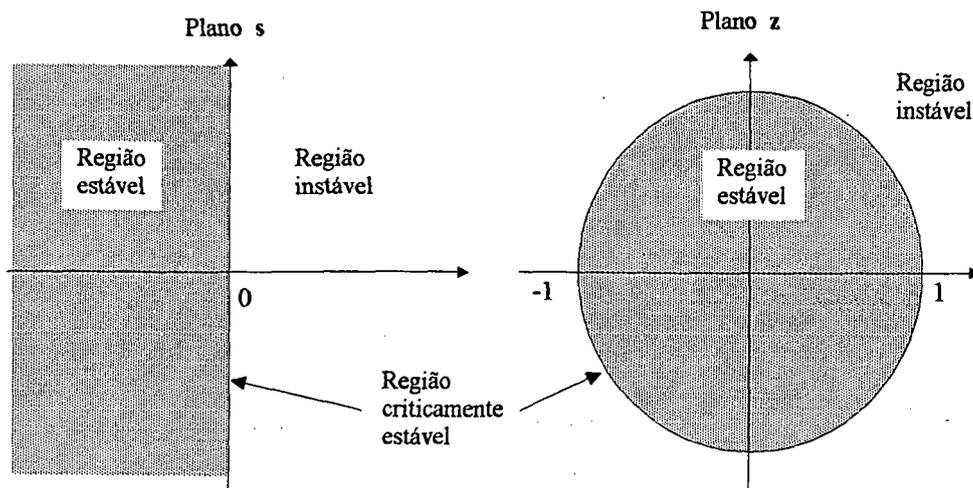


Fig. 5.5: Posição dos pólos no plano complexo

A função transferência em malha fechada para o controlador PI-D é dada pela Eq. 5.10, a qual pode ser escrita em forma estendida como:

$$G_{PID_{MF}}(z) = \frac{K_1 K_2 z(z+1)(z-c_o)}{(z-1)^2(z^2 + b_1 z^1 + b_o) + K_1 K_2 z(z+1)(z-c_o)} \quad (5.18)$$

A seguir serão obtidas as condições para imposição de pólos à função transferência em malha fechada considerando dois casos: controladores P-D e PI-D.

### Caso 1: Controlador P-D

Neste caso o ganho integral  $K_{ii} = 0$ . Logo  $c_o = 1$  e a Eq. 5.18 pode ser reescrita como

$$G_{PD_{MF}}(z) = \frac{K_1 K_2 z(z+1)}{z^3 + (b_1 + K_1 K_2 - 2)z^2 + (K_1 K_2 + 1)z - b_o} \quad (5.19)$$

Assim sua equação característica é

$$\Delta(\lambda) = \lambda^3 + (b_1 + K_1 K_2 - 2)\lambda^2 + (K_1 K_2 + 1)\lambda - b_o \quad (5.20)$$

Como a equação característica é de terceiro grau, o sistema possui três pólos. Sejam  $\{\lambda_1, \lambda_2, \text{ e } \lambda_3\}$  o conjunto de pólos desejados. Logo a equação característica desejada pode ser escrita como

$$\Delta(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)(\lambda - \lambda_3) \quad (5.21)$$

ou equivalentemente,

$$\Delta(\lambda) = \lambda^3 - (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)\lambda^2 + (\lambda_1\lambda_2 + \lambda_1\lambda_3 + \lambda_2\lambda_3)\lambda - \lambda_1\lambda_2\lambda_3 \quad (5.22)$$

Por comparação entre as Eqs. 5.20 e 5.22, e considerando as expressões para os coeficientes dadas no apêndice 3, tem-se

$$\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = K_1K_{dd} + K_1K_{pp} - 2 \quad (5.23)$$

$$\lambda_1\lambda_2 + \lambda_1\lambda_3 + \lambda_2\lambda_3 = K_1K_{pp} + 1 \quad (5.24)$$

$$\lambda_1\lambda_2\lambda_3 = K_1K_{dd} \quad (5.25)$$

Deste conjunto de equações pode-se observar que para o conjunto de pólos desejados existem três restrições e somente dois parâmetros do controlador,  $K_{pp}$  e  $K_{dd}$ , que podem ser ajustados. Assim, somente existe liberdade para posicionar dois pólos da função transferência em malha fechada, sendo que o terceiro é função dos anteriores. As possíveis conseqüências deste fato devem ser consideradas. Resolvendo o sistema de equações para  $\lambda_3$ ,  $K_{pp}$  e  $K_{dd}$ , tem-se

$$\lambda_3 = \frac{4}{1 + \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_1\lambda_2} - 1 \quad (5.26)$$

$$K_{pp} = \frac{\lambda_1\lambda_2 + \lambda_1\lambda_3 + \lambda_2\lambda_3 - 1}{K_1} \quad (5.27)$$

$$K_{dd} = \frac{\lambda_1\lambda_2\lambda_3}{K_1} \quad (5.28)$$

Assim, dado  $\{\lambda_1, \lambda_2\}$  o conjunto de pólos desejados, as Eqs. 5.26 a 5.28, permitem determinar os valores dos ganhos proporcional e derivativo do controlador P-D. Na Fig. 5.6 pode-se observar o efeito da posição de  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  sobre o terceiro pólo  $\lambda_3$ .

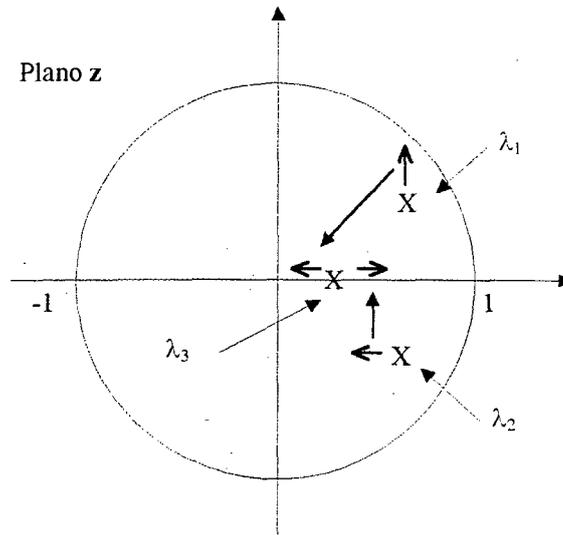


Fig. 5.6: Posição dos pólos para o controlador P-D

### Caso 2: Controlador PI-D

Procedendo de maneira totalmente análoga como no caso anterior, pode-se obter as seguintes equações de projeto, para o controlador PI-D,

$$\lambda_4 = \frac{8}{1 + (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3) + (\lambda_1\lambda_2 + \lambda_1\lambda_3 + \lambda_2\lambda_3) + \lambda_1\lambda_2\lambda_3} - 1 \quad (5.29)$$

$$K_{pp} = \frac{-(n_1 + n_o + 1)}{K_1} \quad (5.30)$$

$$K_{dd} = \frac{n_o}{K_1} \quad (5.31)$$

$$K_{ii} = \frac{n_2 + n_o - 3}{K_1} \quad (5.32)$$

onde  $n_2$ ,  $n_1$  e  $n_o$  são dados no apêndice 3. Pode-se observar que neste caso tem-se liberdade para posicionar três pólos, sendo que o quarto é função dos primeiros.

### 5.4.2. Solução do Problema de Seguimento de Trajetórias

O problema de seguimento de trajetórias variáveis no tempo, pode ser definido como o problema de achar uma estrutura de controle tal que para uma entrada de referência predeterminada  $r(t)$ , a saída  $y(t)$ , do sistema em malha fechada, seja capaz de seguir ou rastrear assintoticamente a entrada de referência. Em termos matemáticos, o sistema deve satisfazer

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} r(t) - y(t) = 0 \quad (5.33)$$

onde  $e(t)$  é o erro de seguimento. O valor do erro de seguimento quando  $t \rightarrow \infty$ , é chamado de erro de regime permanente ( $e_{ss}$ ). Como a que a análise do problema de seguimento através da Eq. 5.33 (no domínio do tempo) na maioria dos casos, é muito difícil, o problema deve ser transferido ao plano  $z$ , onde a abordagem matemática é simplificada. Assim, o erro de seguimento do sistema discreto, é definido como:

$$E(z) = R(z) - Y(z) \quad (5.34)$$

O erro de regime permanente,  $e_{ss}$ , pode ser calculado usando o teorema do valor final (Franklin & Powell, 1984). No caso discreto, tem-se que

$$e_{ss} = \lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1)E(z) \quad (5.35)$$

Considerando a Eq. 5.34 e o sistema da Fig. 5.4, o erro de seguimento, em função da trajetória comandada, é dado por:

$$E(z) = \frac{D_{PI}(D_{GD}D_{FF} - N_{GD}N_{FF})}{D_{FF}(D_{GD}D_{PI} - N_{GD}N_{PI})} R(z) \quad (5.36)$$

ou equivalentemente,

$$E(z) = \frac{(z-1)[z^2(z-1)(z^2 + b_1z^{-1} + b_0) - K_1z(z+1)(a_2z^2 + a_1z^{-1} + a)]}{z^2[(z-1)^2(z^2 + b_1z^{-1} + b_0) + K_1z(z+1)(z-c_0)]} R(z) \quad (5.37)$$

Das Eqs. 5.36 e 5.37 pode-se observar que a solução do problema de seguimento de trajetórias, requer o conhecimento dos modos da referência, para a qual se deseja erro de seguimento nulo. Isto é, deve-se ter um modelo discreto das referências de interesse, que permita a aplicação do teorema do valor final. Neste trabalho são analisados os casos em que a referência é de primeiro e segundo grau, isto é, perfis de deslocamento tipo rampa e parábola. Estes tipos de referências cobrem grande parte das aplicações e os modelos discretos respectivos podem ser obtidos em qualquer tabela de transformada  $Z$ . Assim,

$$R_R(z) = T_s \frac{z}{(z-1)^2} \quad (5.38)$$

$$R_p(z) = \frac{T_s^2}{2} \frac{z(z+1)}{(z-1)^3} \quad (5.39)$$

Da teoria de controle clássico tem-se, que sistemas podem ser classificados segundo a característica de erro de regime, como sendo de tipo 0, I, II, etc. Sistemas de tipo  $k$  são aqueles que seguem referências polinomiais de grau  $k$  com erro de regime finito. Assim, um sistema tipo 0 segue referências em degrau com erro finito, os tipo I em rampa, os tipo II em parábola, e assim por diante. Em termos práticos, o tipo do sistema pode ser associado ao número de integradores (pólos em  $s = 0$  ou  $z = 1$ ) que ele possui em malha aberta. Considerando a Eq. 5.6 tem-se que a planta é tipo I. O integrador adicionado pelo controlador PI, transforma-o num sistema tipo II. Assim, pode-se antever que o sistema em malha fechada com controlador PI-D terá condições de seguir referências tipo degrau e rampa com erro nulo, e tipo parábola com erro finito.

Aplicando o teorema do valor final na Eq. 5.37, para  $R(z)$  dado por 5.38, tem-se que o erro de regime para entrada rampa, é

$$e_{ss} = \frac{T_s K_3 (a_2 + a_1 + a_o)}{K_2 c_o} \quad (5.40)$$

Considerando os valores dos coeficientes no apêndice 3, tem-se que

$$a_2 + a_1 + a_o \equiv 0 \quad (5.41)$$

para quaisquer valores dos ganhos *feedforward* ( $K_{vv}$  e  $K_{aa}$ ). Este resultado confirma a previsão inicial de que o sistema fica tipo II, quando do uso do termo integral do controlador PI, sendo que os termos *feedforward* não tem influência.

Analogamente, para entrada quadrática, o teorema do valor final fornece

$$e_{ss} = \frac{1 + b_1 + b_o - 2K_1(2a_2 + a_1)}{-2K_1 K_2 c_o} \quad (5.42)$$

Considerando as expressões para os coeficientes no apêndice 3, o erro de regime, dado pela Eq. 5.42, é nulo se

$$K_{vv} = K_{dd} \quad (5.43)$$

sendo que o termo *feedforward* de aceleração ( $K_{aa}$ ) não tem influência.

Em relação com estes resultados podem ser estabelecidas algumas considerações. A utilização do elemento integral para eliminar o erro de seguimento para entradas em rampa, mostrou-se efetivo, porém, pode-se observar que a rapidez da ação integral depende do valor do ganho de integração, o qual por sua vez afeta a posição dos pólos de malha fechada, podendo

alterar sensivelmente a resposta transitória além de afetar a estabilidade do sistema. Como uma forma de independizar os problemas de posicionamento de pólos e seguimento de referências, analisar-se-á a seguir o caso em que a ação integral é eliminada.

No controlador P-D+FF, o coeficiente  $c_o = 1$ . Aplicando o teorema do valor final para entrada rampa, tem-se que o erro de regime é dado por

$$e_{ss} = \frac{1 + b_1 + b_o - 2K_1(2a_2 + a_1)}{-2K_1K_2c_o} \quad (5.44)$$

a qual é idêntica à equação 5.42, e portanto a condição para erro de regime nulo, neste caso para rampa, é também dada pela Eq. 5.43. Ou seja, o termo *feedforward* de velocidade efetivamente reduz o erro de seguimento para entradas rampa, substituindo a ação integral do PI-D, porém sem afetar a posição dos pólos de malha fechada.

Por último, para entrada quadrática, o erro de regime é dado por

$$e_{ss} = \frac{10b_1 + 6b_o - 24K_1a_2 - 8K_1a_1 + 14}{\lim de_{ss}} \quad (5.45)$$

sendo que as condições para erro nulo podem ser obtidas como nos casos anteriores, e são dadas por:

$$K_{vv} = K_{dd} \quad (5.46)$$

$$K_{aa} = \frac{1}{2} \frac{\lambda M}{256K_{pv}K_{co}K_fT_s^2} \quad (5.47)$$

As Eqs. 5.46 e 5.47 podem ser usadas diretamente para o ajuste do controlador. Pode-se observar que o controlador *feedforward* deve ser ajustado para compensar somente características da planta, Eq. 5.47, e eventualmente características introduzidas por uma compensação em paralelo, Eq. 5.46. Porém, ele é totalmente independente dos elementos de compensação por realimentação, que estejam localizados antes do ponto de soma em que atuam os termos *feedforward*, neste caso um compensador PI, ou simplesmente P.

Se o sistema inclui a realimentação de velocidade, de acordo com Fig. 5.7 ela ficaria em paralelo com o elemento derivativo de modo que neste caso o ganho *feedforward* de velocidade deveria ser ajustado como sendo igual à soma do ganho do tacômetro digital e do termo derivativo, isto é,

$$K_{vv} = K_{dd} + K_{TAC} \quad (5.48)$$

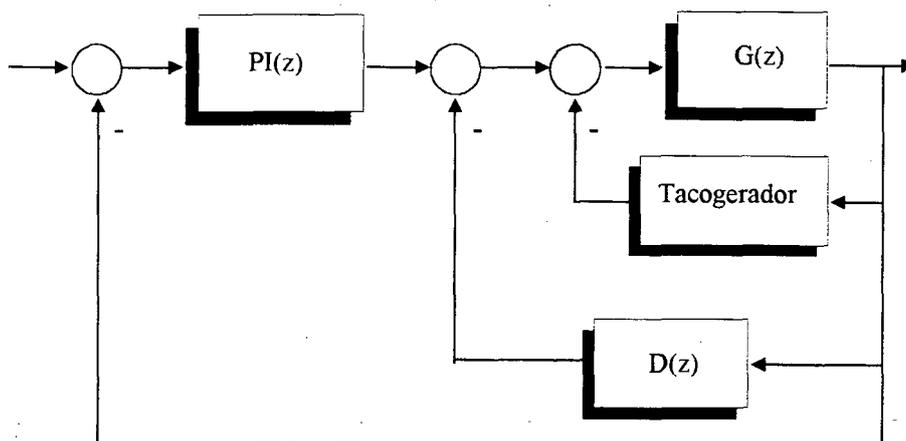


Fig. 5.7: Sistema com malha de velocidade

Dessa maneira, para efeitos deste estudo, o caso em que o servo-conversor é configurado como controlador de força tem suficiente generalidade. Todavia, salvo questões de tipo prático que deveriam ser pesquisadas experimentalmente, a realimentação de velocidade poderia ser substituída pelo termo derivativo do compensador P-D, com a vantagem de que a sintonia do termo *feedforward* de velocidade fica simplificada. Caso fosse usada uma malha de velocidade, o ganho da realimentação tacométrica poderia não ser determinado com muita facilidade nem precisão. Normalmente requer-se uma medição experimental.

Já para referências quadráticas, isto é, no caso em que o erro de seguimento é correlacionado com a aceleração, o valor do ganho *feedforward* correspondente pode ser difícil de se obter, de modo que a robustez do controlador às incertezas no modelo do sistema deve ser investigada.

### O problema da Sintonia (ajuste) do Controlador *Feedforward*

Da discussão anterior conclui-se que é desejável dispor de procedimentos que permitam o ajuste experimental do controlador *feedforward*, já que se bem os seus parâmetros podem ser determinados analiticamente, de modo que o erro de seguimento torna-se nulo, eles dependem de características da planta que muitas vezes são difíceis de calcular ou medir. O controlador *feedforward*, pode ser sintonizado facilmente através de um procedimento iterativo de tentativa-e-erro, aproveitando-se o significado físico de sua ação, e as considerações derivadas da análise a seguir.

A função de correlação entre duas seqüências de dados, por exemplo a entrada e saída de um sistema físico, é definida como

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T x(t)y(t + \tau)dt \quad (5.49)$$

A correlação é uma medida da semelhança entre os dois conjuntos de dados, como uma função do deslocamento temporal ( $\tau$ ) entre eles. Na Fig. 5.6 pode-se observar a autocorrelação de um sinal periódico com média nula. Pode-se observar que a correlação é máxima e positiva nos casos em que o deslocamento temporal é nulo ou múltiplo do período do sinal. É zero quando o deslocamento é 25 % do período e máxima negativa quando o deslocamento é 50 % do período do sinal. De modo a estabelecer ferramentas de comparação do grau de correlação entre diferentes conjuntos de dados, define-se a correlação normalizada como aquela em que a correlação é dividida pelo valor para deslocamento temporal nulo, isto é,

$$\bar{R}_{xy}(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau)}{R_{xy}(0)} \quad (5.50)$$

Assim, a correlação normalizada varia entre +/- 1. Se dois conjuntos de dados, tais como velocidade e erro de seguimento, variam em forma proporcional um do outro, eles tem uma correlação perfeita e o coeficiente de correlação normalizado entre a entrada e a saída, tem valor *um*. Se eles variam em forma completamente independente, eles são não correlacionados e o coeficiente de correlação é nulo. Considerando o sistema da Fig. 5.4, se a correlação entre erro de seguimento e velocidade (ou aceleração) comandada é grande, o incremento do ganho  $K_{vv}$  ( $K_{aa}$ ) diminuirá a parcela de erro de seguimento devida à velocidade (aceleração). Enquanto a correlação for forte, qualquer aumento do ganho  $K_{vv}$  ( $K_{aa}$ ) reduzirá esta parcela. Quando o valor do erro chega a ser pequeno, a correlação entre erro de seguimento e velocidade (aceleração) deveria diminuir na medida em que outro fator (p/e ruído ou o outro termo *feedforward*) começa a ser dominante na parcela de erro de seguimento restante. Idealmente, a correlação chegará perto

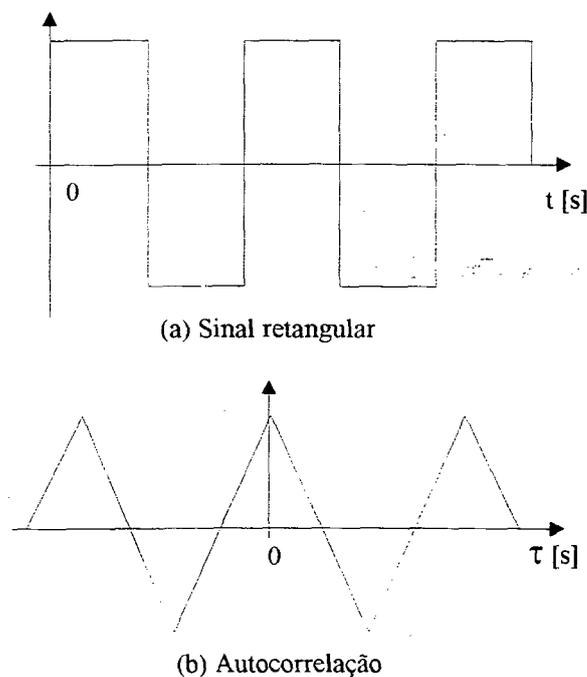


Fig. 5.8: Autocorrelação de sinal periódico

de zero. Se a correlação se torna negativa, o ganho de velocidade (aceleração) foi aumentado em excesso, e deveria ser diminuído. Nas Figs. 5.9 a 5.11 mostra-se resultados obtidos por simulação, para diferentes valores dos ganhos *feedforward*, considerando um perfil de deslocamento parabólico. Pode-se observar que quando  $K_{vv} = K_{aa} = 0$ , existe uma forte correlação entre erro de seguimento e velocidade, Fig 5.9. Quando o ganho  $K_{vv}$  é ajustado apropriadamente, a correlação com a velocidade diminui, enquanto se evidencia a correlação com a aceleração, Fig. 5.10. Finalmente na Fig. 5.11 mostra-se o resultado do ajuste de ambos os ganhos *feedforward*.

Na sintonia por tentativa-e-erro utilizam-se perfis de movimento triangular e parabólico. O procedimento consiste em excitar o sistema com estes perfis de movimento, medir a resposta do sistema, calcular as correlações entre erro de seguimento e velocidade e aceleração comandadas, e a partir desta informação modificar os ganhos *feedforward*  $K_{vv}$  e  $K_{aa}$  de modo a reduzir a parcela de erro de seguimento devidas à velocidade e aceleração. Quando se faz um movimento parabólico em um sistema sem qualquer termo *feedforward*, deveria observar-se uma correlação muito grande do erro de seguimento com a velocidade e quase nenhuma correlação com a aceleração. Na verdade existe correlação com a aceleração, porém ela é mascarada pela correlação com a velocidade que normalmente é muito maior. Na medida que o procedimento de sintonia permita diminuir a parcela de erro de seguimento devida à velocidade, a correlação com a velocidade cai perto de zero e a correlação com a aceleração torna-se evidente. A redução da parcela de erro de seguimento devida à aceleração, pode levar a um "aumento" da correlação com a velocidade. Contudo a magnitude do erro de seguimento deveria permanecer pequena. O que acontece é que, na prática, o erro de seguimento pode ser minimizado, mas dificilmente anulado. Assim, por menor que este erro seja, sempre apresentará algum grau de correlação com a velocidade e aceleração.

Como o ajuste do controlador através deste procedimento pode requerer um número excessivo de tentativas, sendo fortemente determinado pela experiência do projetista, será introduzido a seguir um conceito que pode reduzir significativamente o número de tentativas. Define-se a constante de proporcionalidade entre dois conjuntos de dados como

$$P_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{x(i)}{y(i)} \quad (5.51)$$

Se a correlação entre dois sinais é boa, por exemplo velocidade e erro de seguimento, existirá uma relação de proporcionalidade entre ambos. Esta proporcionalidade torna-se evidente ao observar a semelhança entre as formas de onda dos sinais quando a correlação é grande, Fig. 5.9 e Fig. 5.10. Assim, o aumento do ganho *feedforward*  $K_{vv}$  reduzirá linearmente a parcela de erro de seguimento correlacionada com a velocidade, da mesma maneira como o ganho  $K_{aa}$  reduzirá a parcela de erro de seguimento correlacionada com a aceleração, Fig. 5.11.

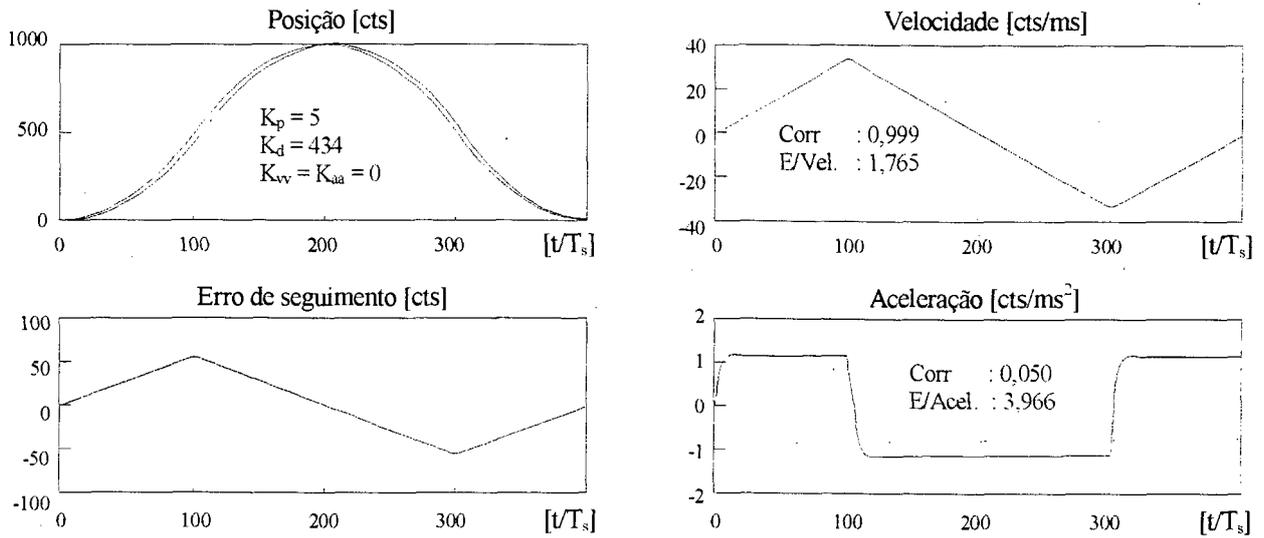


Fig. 5.9: Correlação entre erro de seguimento e velocidade

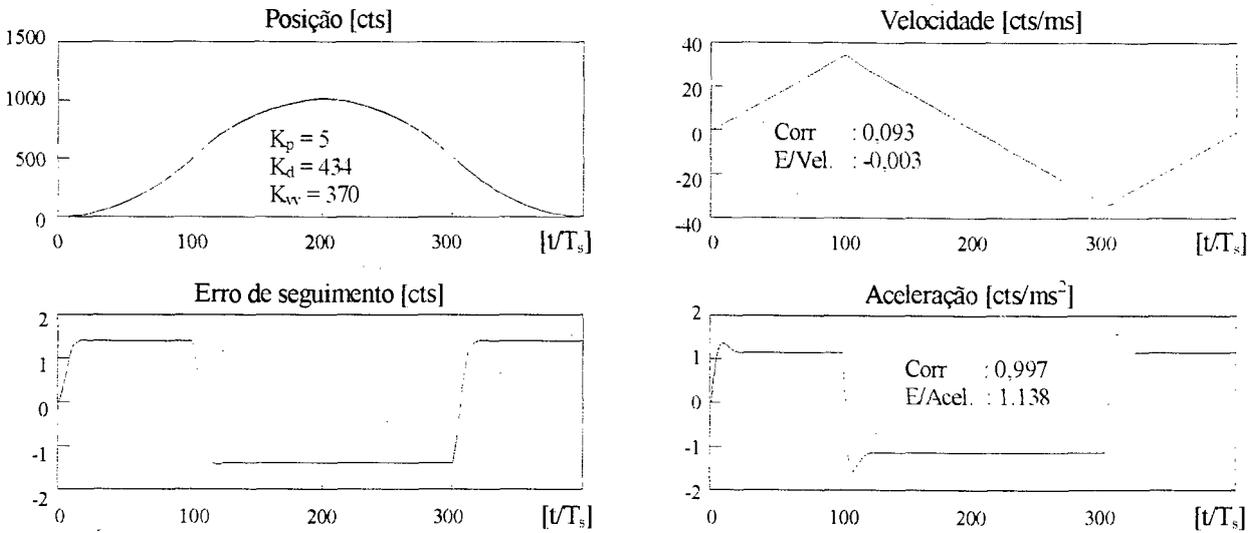


Fig. 5.10: Correlação entre erro de seguimento e aceleração

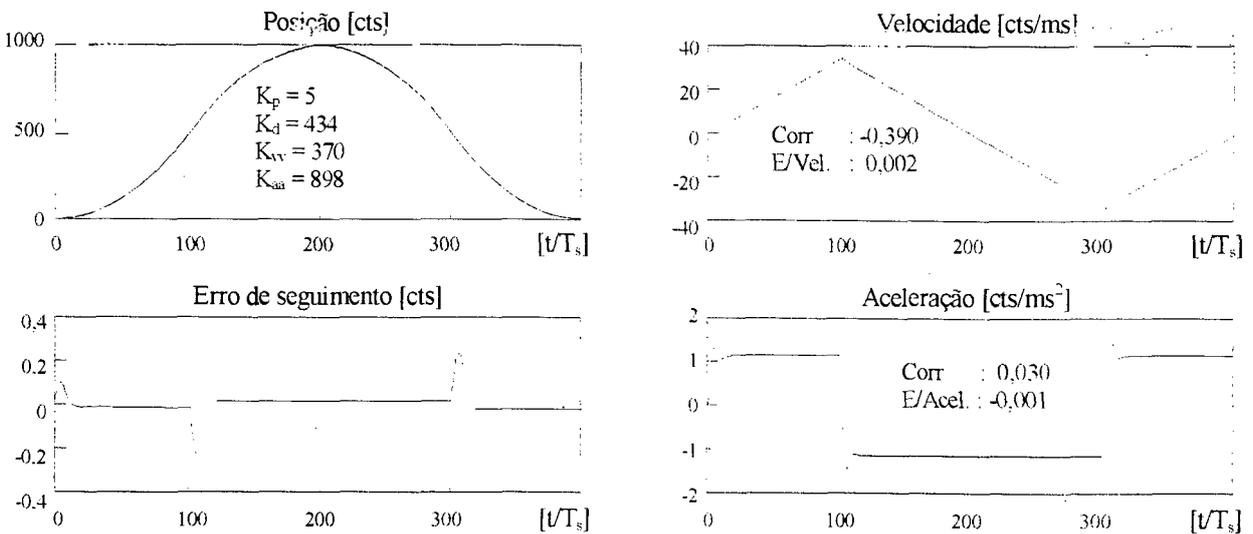


Fig. 5.11: Ajuste final

Na medida em que o erro de seguimento é minimizado, a constante de proporcionalidade definida pela Eq. 5.51, diminui. Idealmente ela deveria chegar perto de zero. Assim como também a correlação. Considerando que a relação entre os ganhos *feedforward* e as respectivas constantes de proporcionalidade é linear, com um mínimo de duas tentativas, é possível extrapolar o valor do ganho *feedforward* que reduz a constante de proporcionalidade às vizinhanças de zero, Fig. 5.12, com um grau de aproximação bastante razoável. Enquanto exista algum grau de correlação sempre será possível ajustar o ganho correspondente de modo a reduzir a constante de proporcionalidade. Como a velocidade e aceleração são definidas pelo perfil de deslocamento, então evidentemente que a diminuição da constante de proporcionalidade implicará na redução do erro de seguimento.

Perfis de movimento cúbicos podem ser mais apropriados para o procedimento de sintonia, porque neles a velocidade e a aceleração variam continuamente e são não correlacionadas entre si. Pode-se observar que a ação do controlador *feedforward* vai além do conceito de tipo de sistema. A única condição para reduzir praticamente a zero o valor do erro de seguimento, é que ele seja correlacionado com a velocidade ou aceleração. Se o erro de seguimento for causado por forças de atrito (tais como o atrito estático e de Coulomb na inversão de sentido de movimento, ou na partida desde velocidade nula), os ganhos *feedforward* de velocidade e aceleração não reduzem esta parcela de erro de seguimento, já que neste caso o erro de seguimento não é correlacionado com a velocidade ou aceleração mas sim com o atrito. De igual maneira, se existem perturbações de carga, mesmo que elas sejam correlacionadas com a velocidade ou aceleração, o controlador *feedforward* não as elimina. Isto pode ser verificado facilmente analisando o problema por superposição. Fazendo a referência igual a zero, os termos *feedforward* não atuam, de modo que a saída da planta será o somatório dos efeitos da referência (que podem ser compensados pelos termos *feedforward*) e da perturbação.

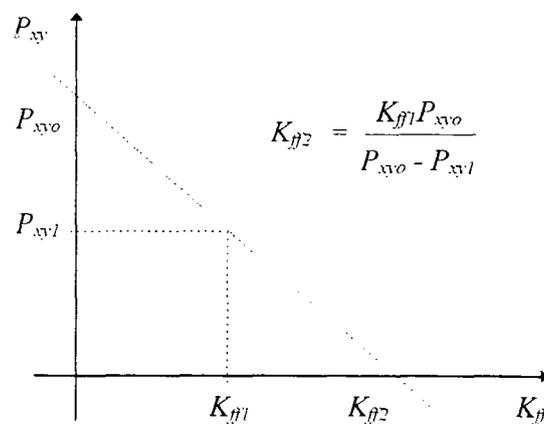


Fig. 5.12: Relação entre  $P_{xy}$  e ganhos *feedforward*

## 5.5. Resultados da Simulação

A seguir são apresentados resultados de simulação computacional realizada utilizando dois pacotes de software disponíveis comercialmente, MATLAB e TUNSIM. O modelo obtido no Capítulo 4, empregando os parâmetros do Apêndice 1, é utilizado para levar a cabo a simulação. Na Fig. 5.13, pode-se observar a resposta ao degrau considerando-se o controlador PD, para três localizações características dos pólos de malha fechada. Os valores numéricos dos parâmetros do controlador ( $K_p$ ,  $K_d$ ,  $K_i$ ,  $K_{fv}$  e  $K_{fa}$ ) foram obtidos usando os resultados da Seção 5.3. Na Fig. 5.14, é mostrada a corrente de armadura resultante. O modelo considerado nesta primeira simulação é linear, portanto apresentará resultados semelhantes para qualquer amplitude do

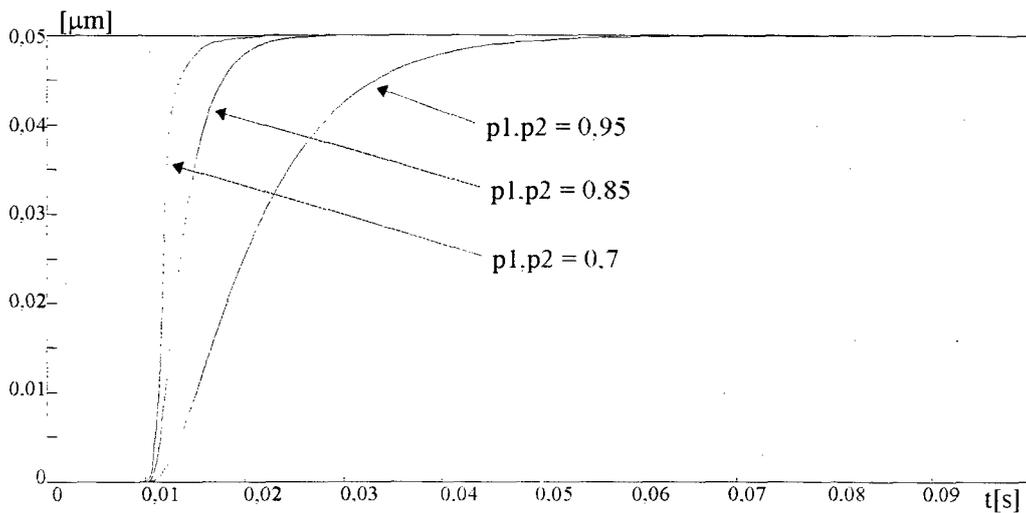


Fig. 5.13: Resposta ao degrau

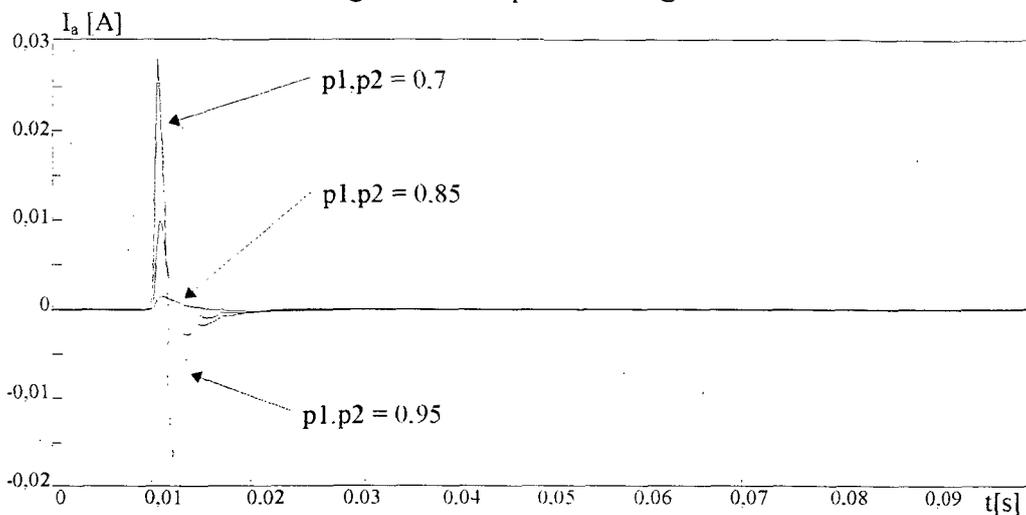


Fig 5.14: Corrente de armadura

degrau. Esta situação não é realista pois tanto a largura de palavra do DSP do controlador como a resolução do DAC de saída do mesmo, limitam a resolução do sinal de excitação. O efeito da quantização no DAC foi incluída na simulação usando o diagrama da Fig. 5.17. Nas Figs 5.15 e 5.16 apresentam-se os resultados obtidos nas mesmas condições anteriores, com exceção da inclusão do DAC. Pode-se observar o efeito desestabilizador na resposta. O mesmo é minimizado posicionando apropriadamente os pólos. Daquí em diante todas as simulações consideram o efeito da quantização.

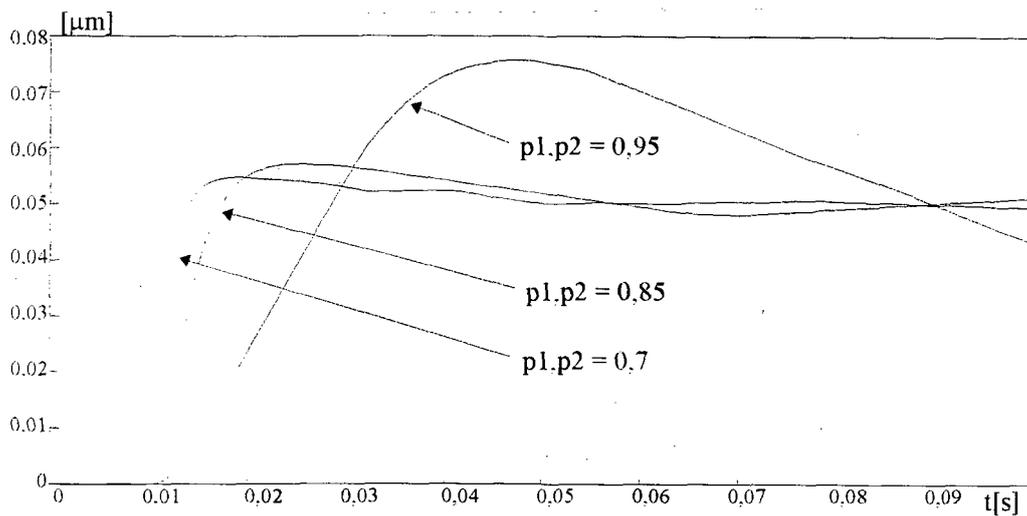


Fig. 5.15: Resposta ao degrau considerando o efeito do DAC

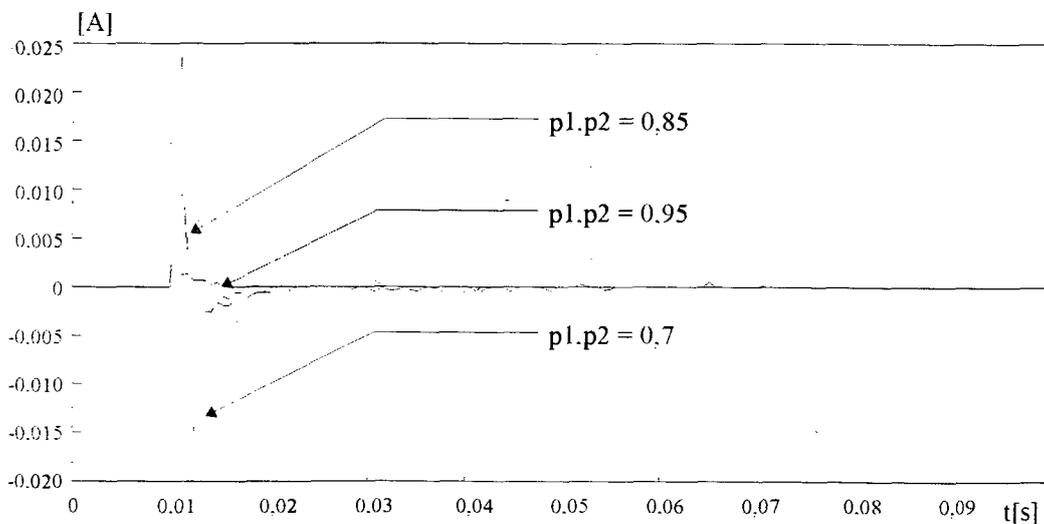


Fig. 5.16: Corrente de armadura



Fig. 5.17: Diagrama de simulação do DAC

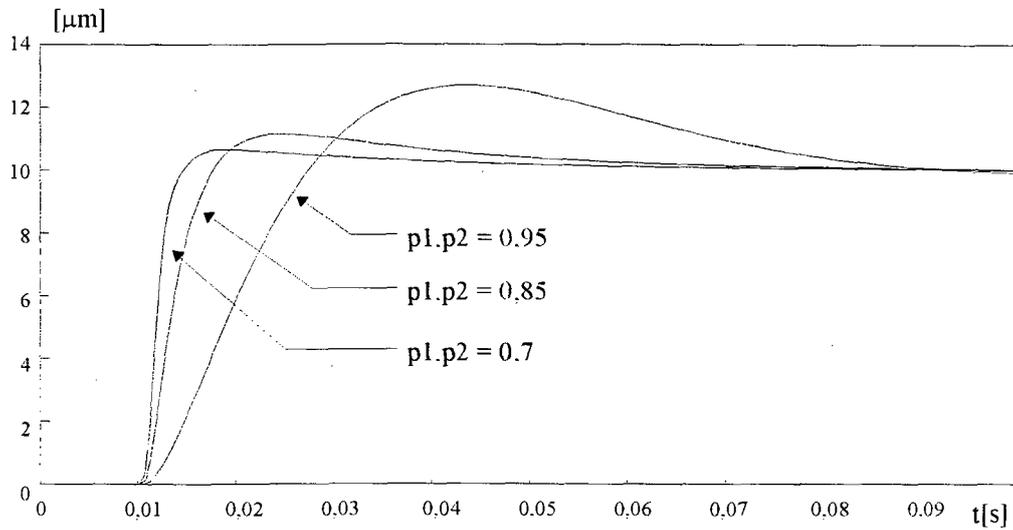


Fig. 5.18: Resposta ao degrau

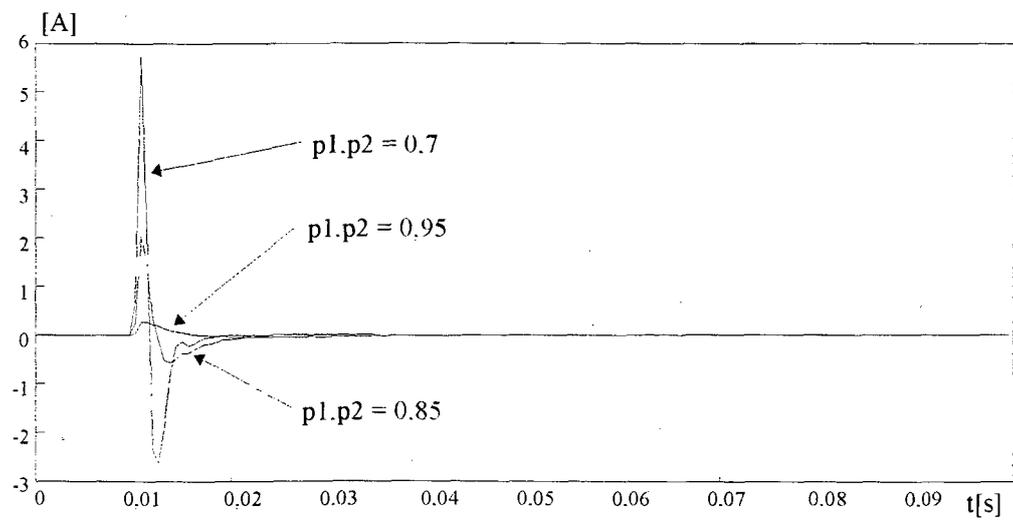


Fig. 5.19: Corrente de armadura

Na resposta ao degrau pode-se observar que para degraus de até  $10\ \mu\text{m}$  os pólos podem ser posicionados livremente, de modo que a resposta pode ser tão rápida como aproximadamente  $10T_s$ , onde  $T_s = 296\ \text{s}$ , sem que por isso existam sobre-correntes no motor. Vide Figs. 5.13, 5.14, 5.18 e 5.19. Aqui é considerado só o caso em que o controlador é tipo P-D, porque o termo integral só afeta os pólos dominantes nas vizinhanças dos pólos posicionados com o P-D. Isto também permite poder comparar o desempenho do PI-D e o controlador *feedforward* no seguimento de trajetórias.

Nas Figs. 5.20 e 5.21, apresenta-se a resposta simulada para um ensaio de micro-posicionamento, tal como será descrito no capítulo 6. Pelos resultados obtidos, pode-se antever

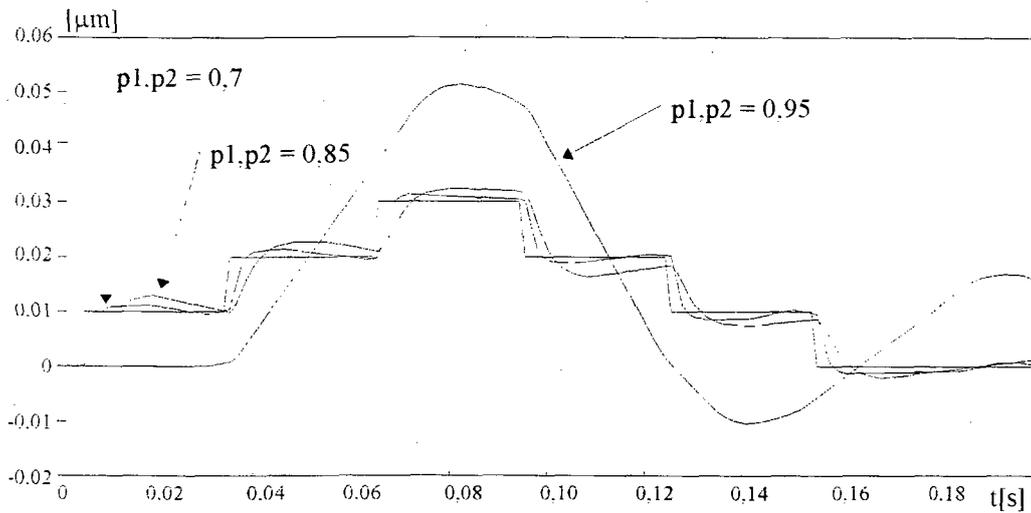


Fig. 5.20: Microposicionamento, passo 10 nm

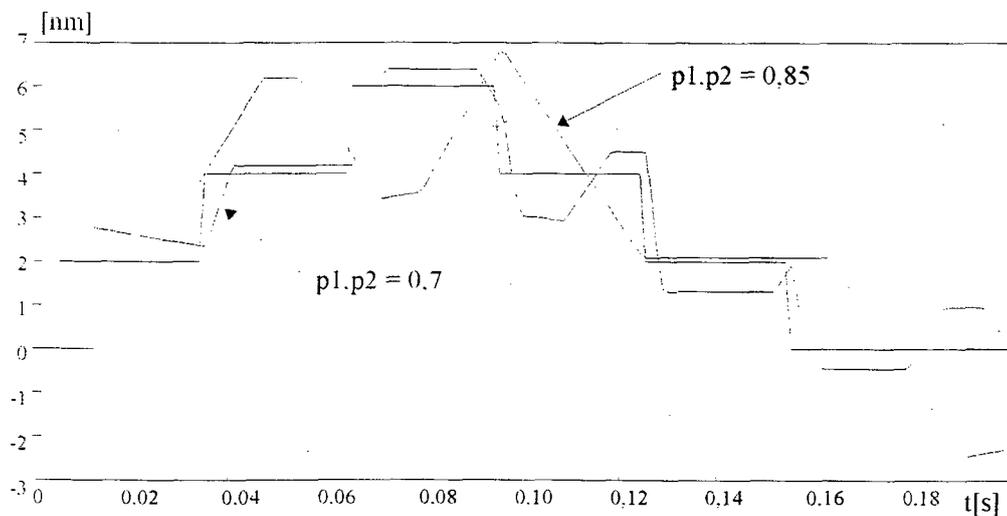


Fig. 5.21: Microposicionamento, paso 2 nm

que o acionamento direto com motor linear deverá apresentar bom desempenho no que diz respeito à resolução de posicionamento, a qual nesta simulação ficou na ordem de grandeza da resolução do sistema de medição LASER interferométrico. Contudo, na prática outros efeitos, não considerados na simulação, podem aumentar o nível do passo mínimo que o sistema alcançará. Por exemplo, as correntes de armadura que tais degraus geram, são só de alguns mA. A resposta do motor linear a excitações destes níveis deveria ser estudada experimentalmente.

Nas Figs. 5.22 a 5.30, apresenta-se a resposta do sistema para referências de posição triangular. Pode-se observar que efetivamente o ajuste do ganho feedforward de velocidade no mesmo valor do ganho derivativo, isto é,  $K_{ffv} = K_d$ , permite obter erros de seguimento em regime permanente, praticamente nulos. Porém, aparece sobrepassagem na resposta de velocidade, que por sua vez gera picos de erro de seguimento, relativamente elevados durante os transitórios. Quando a velocidade é aproximadamente 4 mm/min, Fig. 5.26, o erro de posição máximo é de aproximadamente 60 nm. Já quando a velocidade é aproximadamente 0,7 mm/min, o pico ficou em torno de 12 nm. Vide Fig. 5.30.

Por último, nas Figs. 5.31 a 5.34, pode-se comparar os desempenhos para seguimento de trajetórias de tipo rampa, dos controladores PI-D e P-D+FFv. Consideram-se o erro de seguimento e o efeito na resposta transitória. Ambos os controladores afetam a resposta transitória, sendo que a sobrepassagem, para resposta ao degrau, é maior no caso do controlador *feedforward*. Já nas passagens entre movimentos tipo rampa combinados, o erro transitório é maior no PI-D. Ademais, a eliminação do erro é mais rápida no *feedforward*. No PI-D, a rapidez de integração do erro depende do valor do ganho integral, porém aumentos excessivos tendem a gerar oscilações na resposta. Em geral, a maior sobrepassagem na resposta ao degrau não chega a ser um problema sério pois raras vezes este tipo de referência é utilizado durante a operação de uma máquina-ferramenta. O degrau é antes de tudo uma excitação-padrão para ensaios dinâmicos. Contudo, forças de perturbação típicas em processos de usinagem convencionais, com frequência podem ser tipo degrau. Já no caso dos processos de usinagem de ultra-precisão, estas perturbações são da ordem de frações de Newton, podendo portanto eventualmente ser desprezadas. No caso em que perturbações de carga sejam um problema, dever-se-ia incluir o termo integral, o qual não exclui a utilização dos termos *feedforward*. Nesse caso, o controlador *feedforward* eliminará o erro de seguimento correlacionado com a trajetória comandada e o termo integral o erro devido à perturbação.

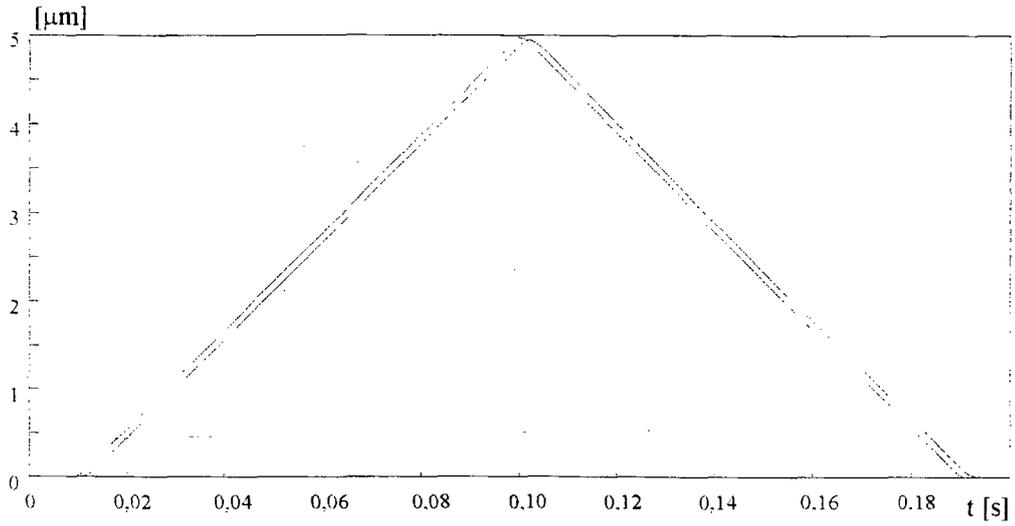


Fig. 5.22: Perfil de deslocamento triangular

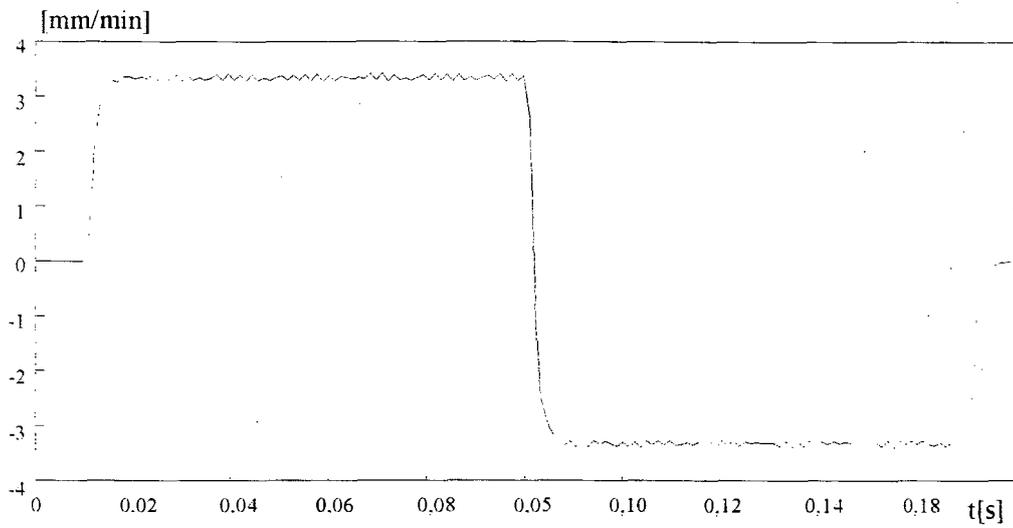


Fig. 5.23: Resposta de velocidade

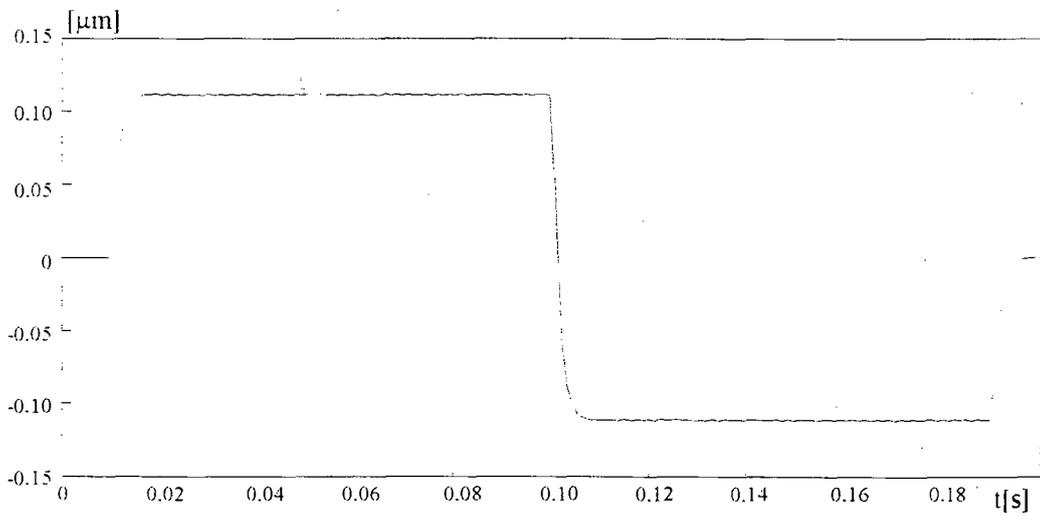


Fig. 5.24: Erro de seguimento

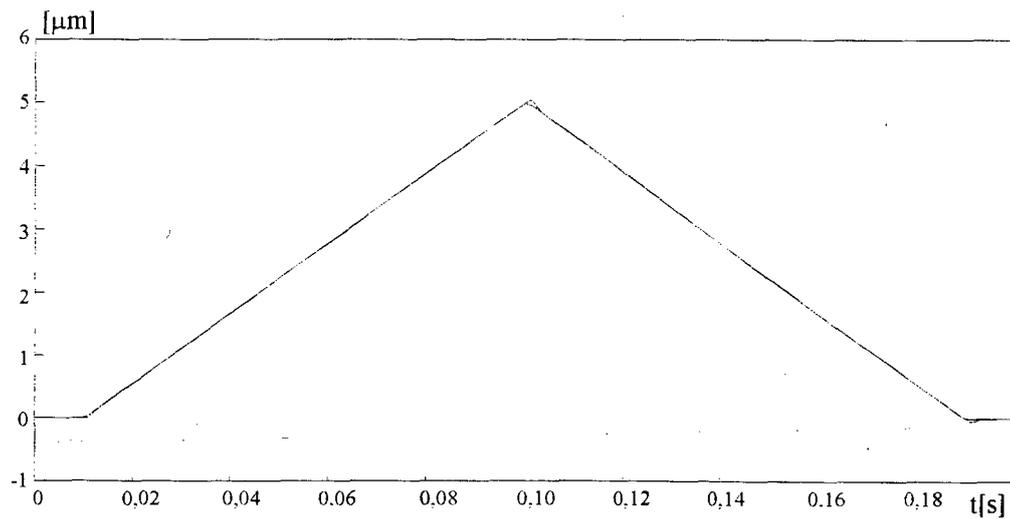


Fig 5.25: Perfil de deslocamento triangular

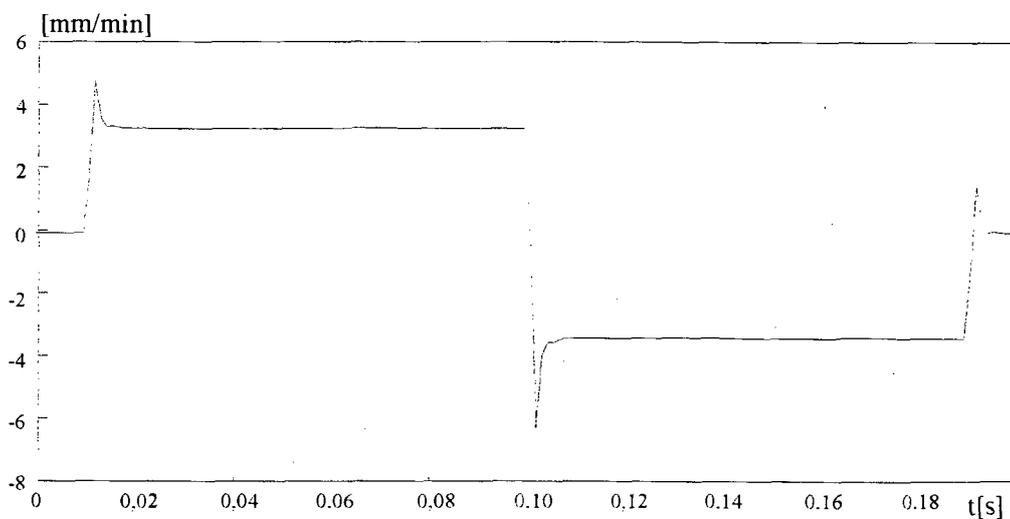


Fig. 5.26: Resposta de velocidade

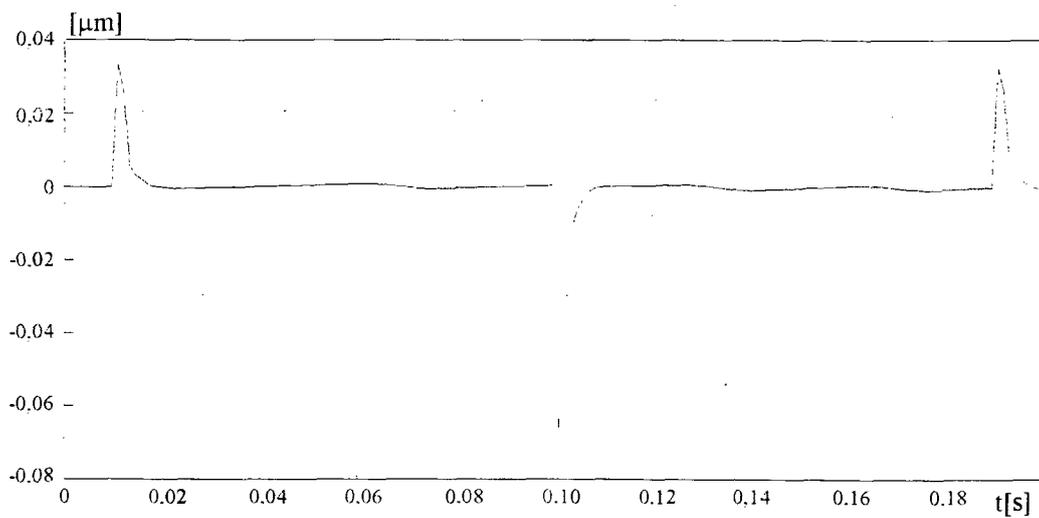


Fig. 5.27: Erro de seguimento

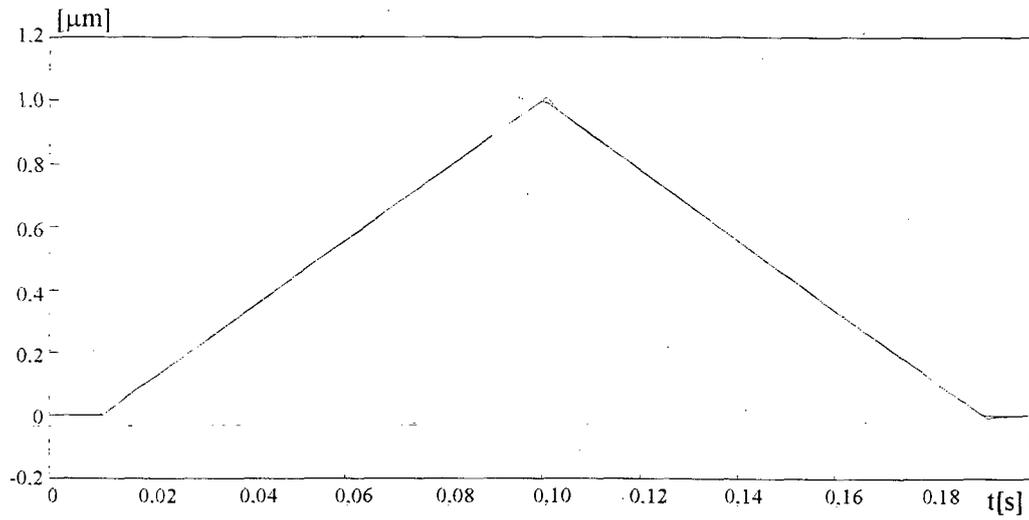


Fig. 5.28: Perfil de deslocamento triangular

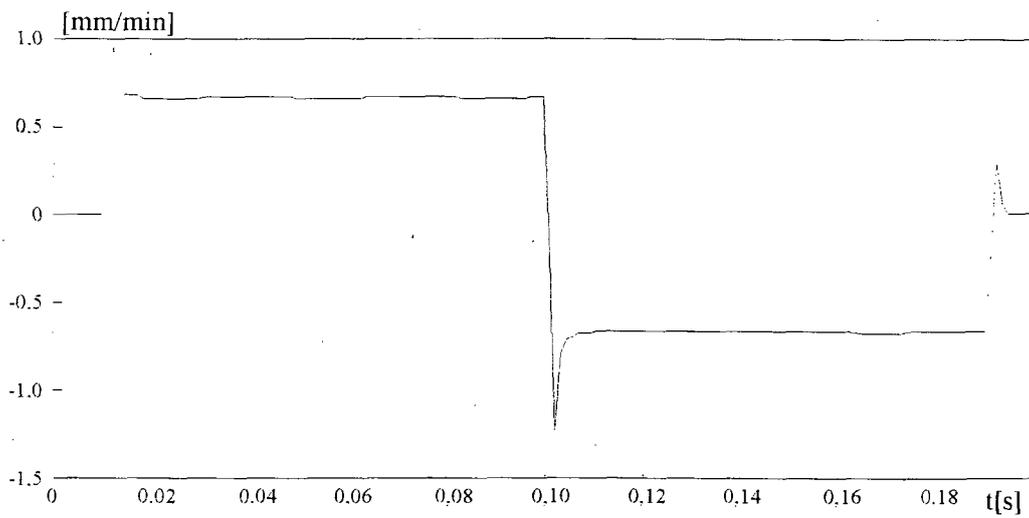


Fig. 5.29: Resposta de velocidade

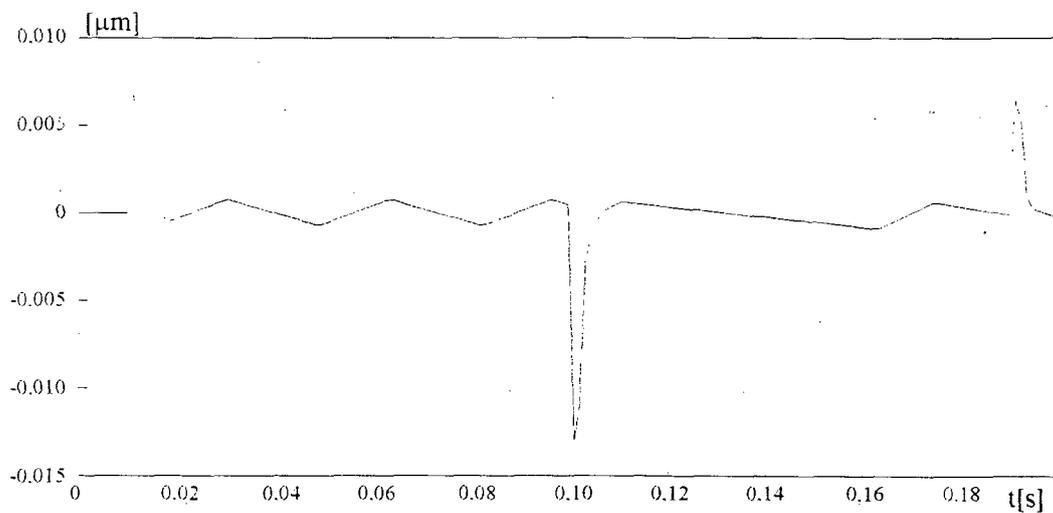


Fig. 5.30: Erro de seguimento

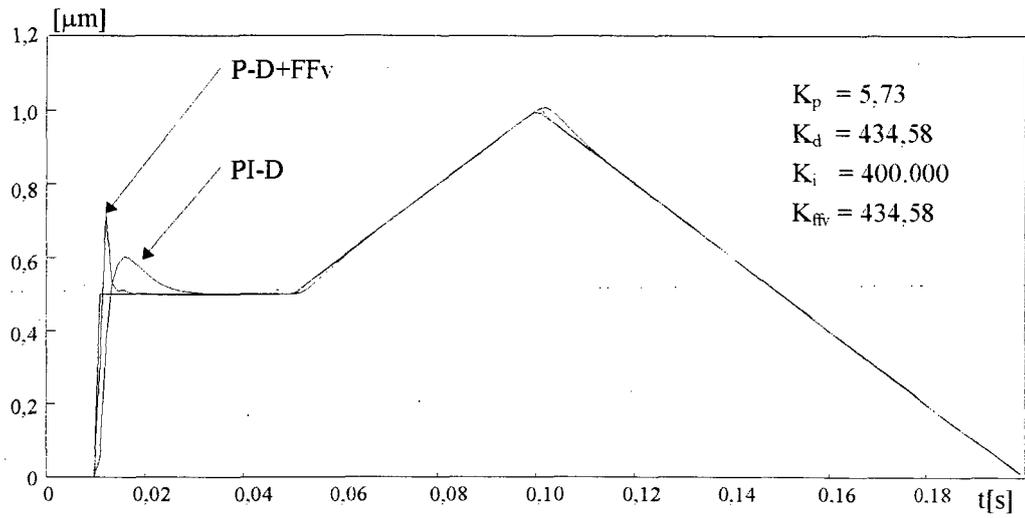


Fig. 5.31: Comparação PI-D v/s P-D+FFv

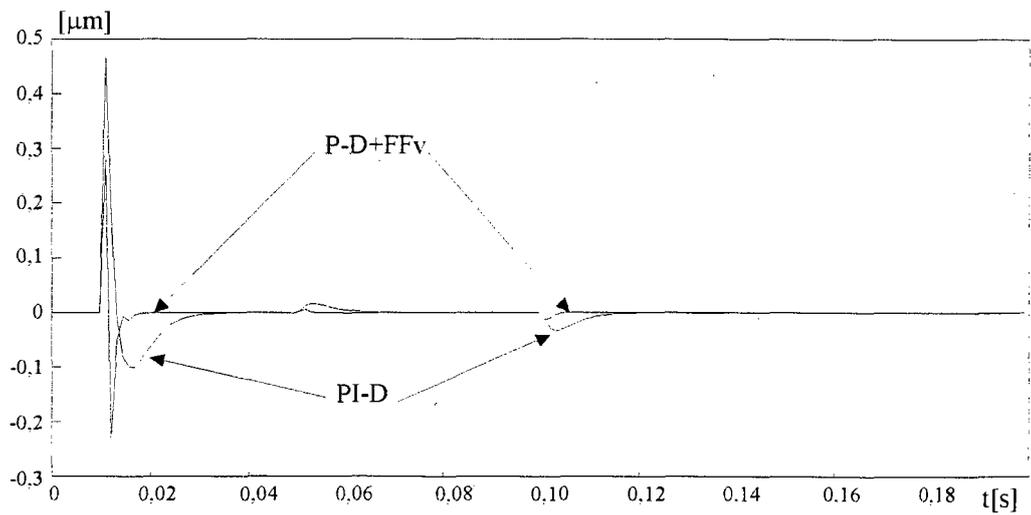


Fig. 5.32: Erro de seguimento

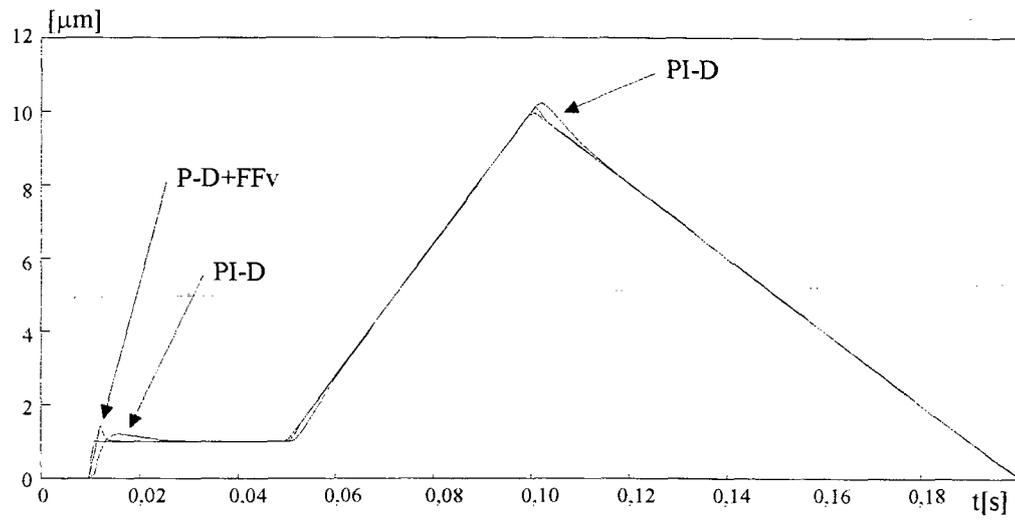


Fig. 5.33: Comparação PI-D v/s P-D+FFv

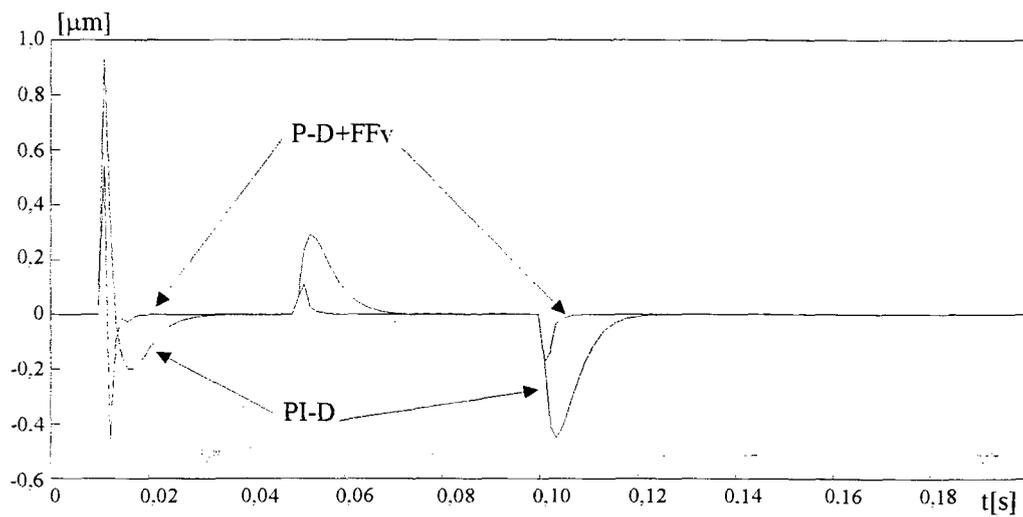


Fig. 5.34: Erro de seguimento

## 6. PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL

### 6.1. Introdução

Neste capítulo são apresentadas considerações gerais para levar a cabo ensaios experimentais. Descreve-se a infraestrutura disponível, discutem-se as principais fontes de erros nos ensaios, e descrevem-se os ensaios recomendados. Os objetivos dos ensaios são:

- Caracterizar experimentalmente o sistema de modo a retroalimentar com novas informações a etapa de projeto de posicionadores de ultra-precisão;
- Comprovar os modelos desenvolvidos teoricamente, de modo a efetuar as correções que forem necessárias;
- Validar os resultados da simulação;
- Analisar o desempenho real do sistema de controle em malha fechada;
- Validar a solução proposta ao problema de controle, de modo a sugerir possíveis alterações;
- Verificar a necessidade de outras estratégias de controle.

### 6.2. Infraestrutura Experimental

O layout experimental incluindo o posicionador de ultra-precisão, sistemas de medição, processamento e análise dos dados é apresentada na Fig. 6.1.

Dentre os instrumentos utilizados, o Analisador de Sistemas de Controle CSA 3563A merece alguns comentários. Trata-se de um aparelho de última geração, cujas potencialidades permitem efetivamente estender as funções da instrumentação, tipicamente restritas à colheita, registro e armazenamento de dados, às tarefas de análise e caracterização do sistema, fornecendo assim, subsídios para o projeto do controlador. Ademais, o analisador calcula a função de coerência associada aos dados de cada medição de resposta de frequência de modo que dispõe-se de um recurso de qualificação e validação dos ensaios, em linha. O analisador possui um gerador de sinais para excitação do sistema sob teste, e dois canais de medição. Todos os sinais envolvidos na cadeia de medição podem ser tanto analógicos como digitais. Recursos de análise da teoria de controle clássico, para sistemas de tempo contínuo e discreto, são disponíveis no aparelho. Recursos para a identificação da função de transferência por ajuste da curva de resposta, permitem obter os pólos e zeros do sistema.

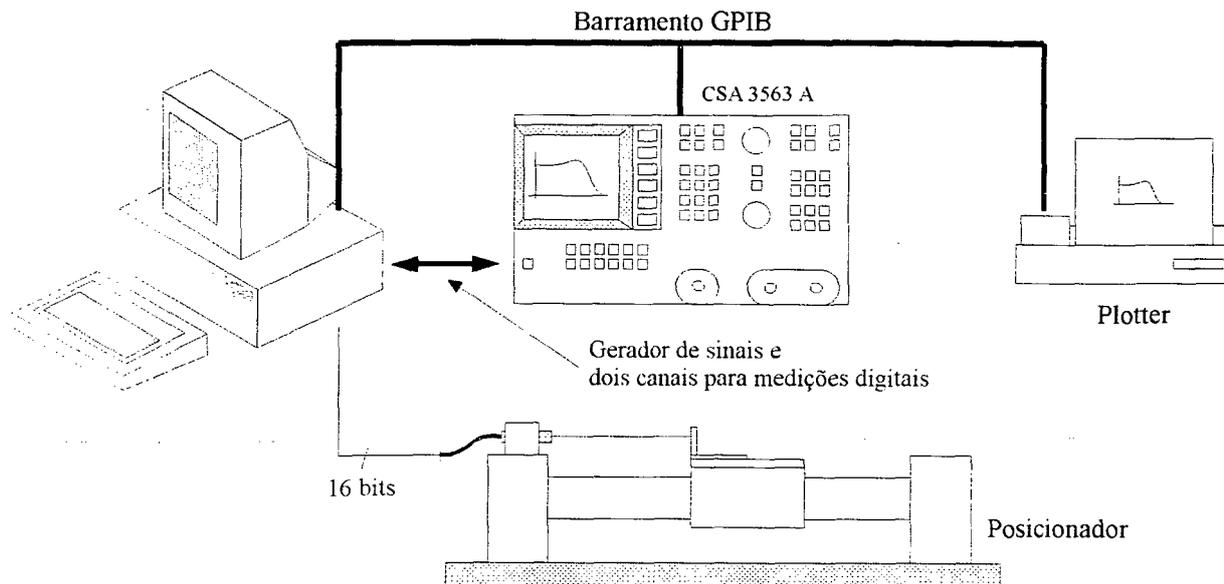


Fig. 6.1: Layout experimental

O analisador possui uma fonte digital, dois canais de entrada de 16 bits e canais para entradas de seleção de sinais, relógio e habilitação, Fig. 6.2, que dão o suporte necessário para realizar medições inteiramente digitais, isto é, nas quais tanto o sinal para excitação do sistema sob teste como a resposta do mesmo, podem ser sinais digitais de 16 bits. Esta opção é especialmente útil em sistemas de controle por computador, onde os pontos de excitação e medição podem ser definidos por software, simplesmente alterando o fluxo do programa de controle, e acessados utilizando portas de I/O disponíveis, ou mesmo o barramento de dados e endereços do controlador, para o qual não é necessário que as portas de I/O existam fisicamente. Nesse caso, os dados correspondentes a cada um dos canais de medição podem ser identificados através das linhas de endereços, *chip-select*, RD/WR, *clocks*, etc. que lhes sejam possíveis de associar.

O esquema de medição proposto para os ensaios e mostrado na Fig. 6.3. As principais vantagens das medições inteiramente digitais são a eliminação de fontes de erro como o *alias*, retardos introduzidos pelos A/D e ruídos. Normalmente em medições analógicas de sistemas de controle digital, é necessário introduzir pontos de soma, nos canais direto ou de realimentação, os quais muitas vezes exigem circuitos adicionais mais complexos e devem ser projetados cuidadosamente para garantir que não afetem a resposta do sistema sob teste. Nas medições digitais, estes pontos são definidos no software.

Outra vantagem das medições digitais é que os sinais de interesse são fornecidos por transdutores digitais, neste caso o sistema de medição interferométrico, eliminando-se etapas de conversão e tratamento dos sinais.

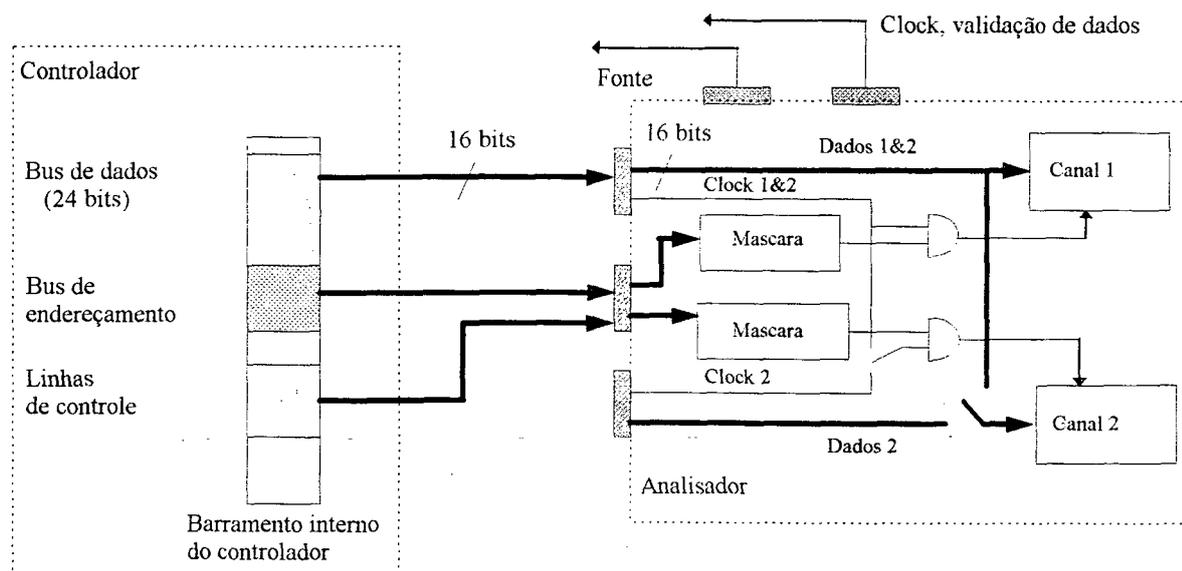


Fig. 6.2: Esquema lógico para medições digitais

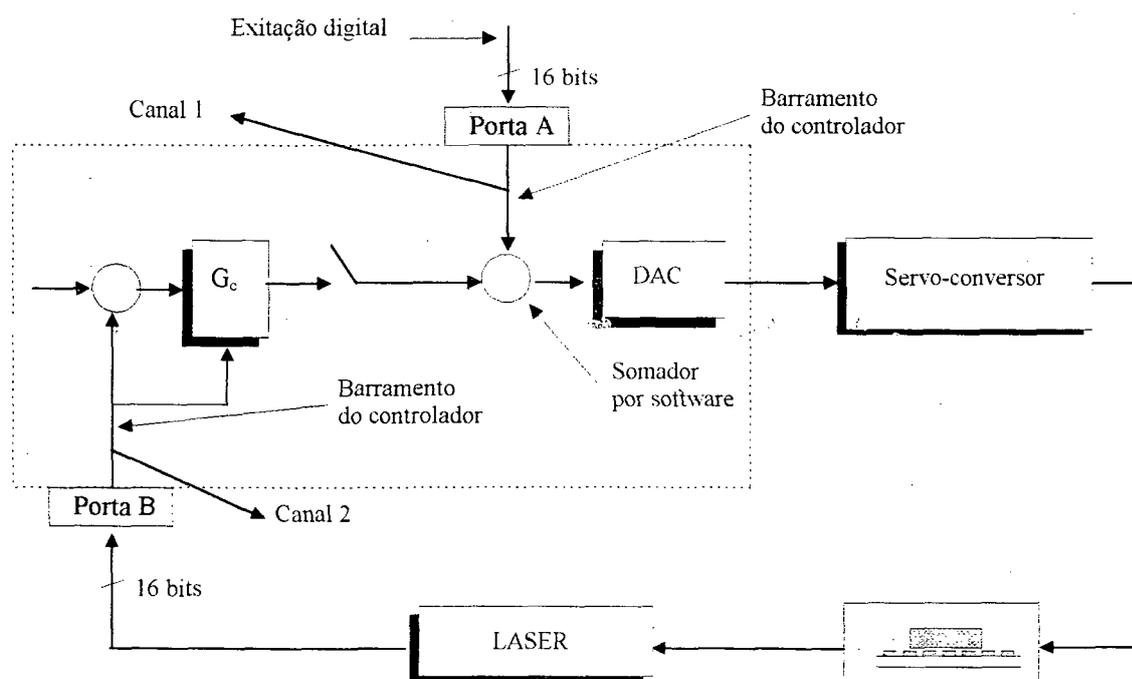


Fig. 6.3: Medições digitais. Diagrama de interconexões

### 6.3. Fontes de Erro

#### Ambientais

Fontes de erro ambientais são a temperatura, pressão e umidade do ar, que afetam a estabilidade do comprimento de onda do LASER. O fluxo de ar na sala também pode afetar o desempenho do LASER. O sistema de medição interferométrico dispõe de compensações de temperatura, pressão e umidade. Uma calibração do comprimento de onda é realizada automaticamente, tendo como referência o comprimento de onda no vácuo a 20 °C.

#### Baixos níveis dos sinais de excitação (Quantização)

Comandos de posicionamento submicrométricos geram tensões e correntes de baixíssimos níveis, na faixa de milivolts e miliamperes. São, portanto, difíceis de gerar, posto que os valores de comando calculados pelo sistema de controle são afetados pela quantização, e difíceis de manipular, posto que sinais analógicos destes valores são fortemente afetados por ruídos. Na Fig. 6.4 são apresentados valores obtidos por simulação.

#### Perturbações

As perturbações de carga consideradas neste caso são decorrentes da força de relutância observada no motor translativo. Ela gera erros de seguimento cíclicos posto que a distribuição espacial da amplitude desta força é relacionada ao passo polar do campo de ímãs permanentes.

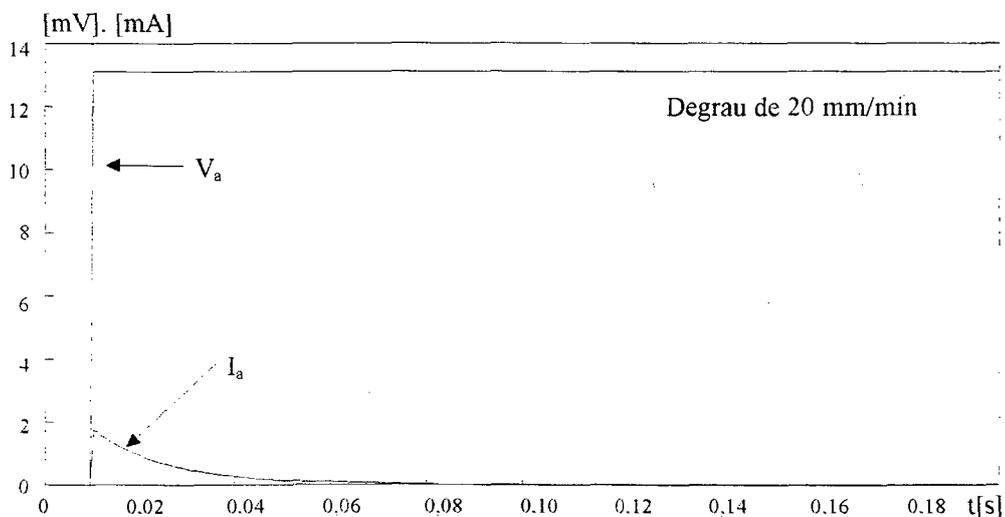


Fig. 6.4: Tensão e corrente no motor translativo

#### **6.4. Critérios de Ensaio**

No caso de geometrias simples, tais como cilindros ou discos, os níveis de rugosidade e precisão dimensional alcançáveis são determinados basicamente pelo processo de usinagem, ferramenta de corte e propriedades do material. Já na usinagem de superfícies de geometria complexa, o comportamento da máquina-ferramenta torna-se mais importante (Bispink, 1992). Assim, as propriedades do sistema de avanço e posicionamento devem ser analisadas para determinar sua influência na qualidade da usinagem.

Em relação aos ensaios para a caracterização experimental do sistema de avanço de máquinas-ferramenta de ultra-precisão, podem ser identificadas duas abordagens: (1) caracterização através de ensaios de usinagem e (2) caracterização com base na medição da resposta freqüencial e temporal do sistema em malha fechada (Craig & Youden, 1991; Weck & Bispink, 1991; Bispink, 1992). A primeira apresenta como vantagem a simplicidade da instrumentação requerida (p/e rugosímetros e micrômetros). Também a execução de peças padronizadas permite estabelecer critérios de comparação. A segunda abordagem serve-se dos subsídios da teoria de controle. Neste caso, requerer-se instrumentação para excitação e medição da resposta em tempo real. Assim, cuidados extremos devem ser tomados com o tipo e nível da excitação utilizada. Os pontos de excitação também devem ser definidos cuidadosamente. A segunda abordagem é a utilizada neste trabalho. Evidentemente que ensaios de usinagem deverão ser realizados, uma vez que o objetivo final do sistema é justamente aquele. Contudo, até a conclusão deste trabalho não foi possível a realização de ensaios de usinagem, porque o sistema se encontra na etapa de posta em operação e não se dispunha ainda de uma árvore apropriada.

Na elaboração dos ensaios seguiram-se os critérios definidos por Weck e Bispink (1992) e questões gerais da literatura em controle experimental.

#### **6.5. Procedimento Experimental Proposto**

Os ensaios 1 até 6 são os usualmente realizados em qualquer sistema de controle. Já os ensaios 7 até 11 são próprios para máquinas-ferramenta de ultra-precisão.

##### **Ensaio 1: Resposta em freqüência de velocidade em MA.**

Tem como objetivo a caracterização da resposta dinâmica da malha de velocidade aberta. Este ensaio é necessário para a qualificação do modelo obtido analiticamente no capítulo 4. Os ensaios também visam a identificação de ressonâncias mecânicas e comportamentos microdinâmicos. Para este último caso, são empregadas excitações de diferente amplitude e as correspondentes respostas comparadas. Se o sistema é linear, isto é, se não apresenta

comportamentos micro/macro-dinâmicos, a resposta em frequência não deveria mudar com a amplitude do sinal de excitação.

### Ensaio 2: Resposta em frequência de posição em MA.

Tem como objetivo a caracterização da resposta dinâmica da malha de posição aberta. Em princípio, para a identificação da função de transferência do sistema bastaria realizar o ensaio anterior. Contudo, considerando que a velocidade é obtida indiretamente a partir das medições de posição, este ensaio poderia vir a ser interessante.

### Ensaio 4: Resposta transiente

Tem como objetivo a caracterização do desempenho do controlador por realimentação, o qual foi projetado por posicionamento de pólos. Eventuais ajustes empíricos podem ser realizados nesta etapa. A resposta ao degrau é levada a cabo da maneira usual. Devem ser analisadas figuras de mérito tais como nível de sobrepassagem, tempo de subida, tempo de estabilização, etc.

### Ensaio 5: Resposta de seguimento

Tem como objetivo a caracterização do desempenho do controlador *feedforward* o qual é utilizado para compensar erros de seguimento de referências variáveis no tempo. Eventuais correções empíricas podem ser realizadas nesta etapa. Empregam-se perfis de deslocamento triangulares e parabólicos. O primeiro permitem analisar o efeito sobre o erro de seguimento do termo *feedforward* de velocidade. Já o segundo permite analisar o efeito de ambos os termos *feedforward*, de velocidade e aceleração.

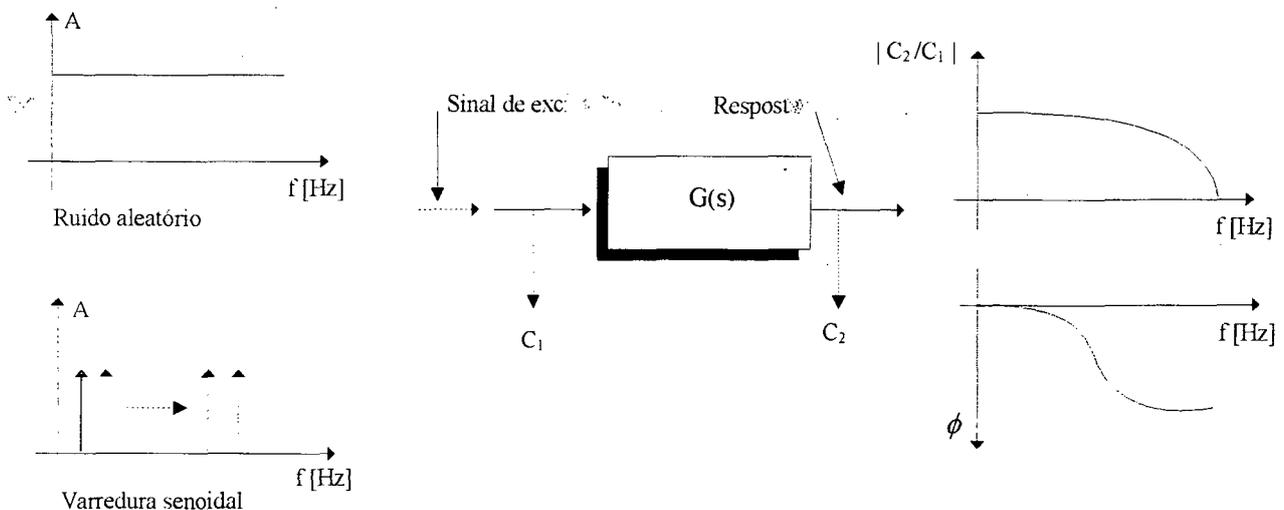


Fig. 6.5: Ensaio de resposta em frequência

## Ensaio 6: Rejeição de perturbações

Tem como objetivo determinar o comportamento do sistema frente a perturbações de carga (p/e esforços de corte) que eventualmente venha a sofrer. A força de relutância do motor translativo também pode ser considerada como uma perturbação e deveria ser analisada sua influência no desempenho do sistema, especialmente nas baixas velocidades.

## Ensaio 7: Micro-posicionamento

Este ensaio tem como objetivo determinar qual o menor passo de posicionamento que o sistema pode realizar. Do capítulo 4, tem-se que o modelo do sistema é linear. Assim, a resposta obtida via simulação computacional será independente do nível do degrau utilizado. O modelo então corresponde a um sistema com resolução infinita. Isto na prática não é realizável, mesmo aumentando-se a resolução do sistema de medição. Existe um certo nível de passo mínimo no qual as grandezas elétricas, tensão e corrente de armadura, adquirem valores extremamente pequenos (mV e  $\mu$ A) de modo que a resposta do sistema é degradada. Este fenômeno só pode ser caracterizado experimentalmente na atualidade. A resposta ao degrau, como considerada no ensaio 4, não é suficiente para caracterizar este comportamento, porque se deve ter condições de analisar a degradação sucessiva da trajetória que acontece no movimento através de microdeslocamentos. O ensaio consiste em comandar movimentos incrementais sucessivos, como mostrado na Fig. 6.7. O erro remanescente a cada degrau deve ser medido. Bispink e Weck (1991), definem o passo mínimo, como sendo o tamanho do degrau no qual se obtém erro remanescente da mesma magnitude do degrau comandado.

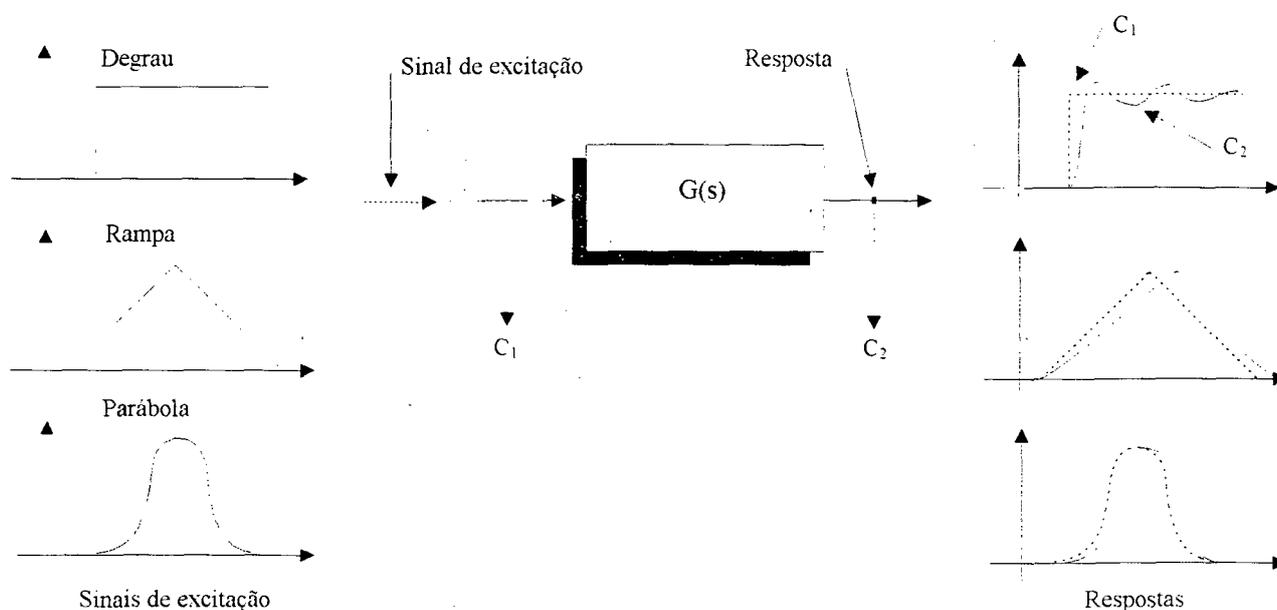


Fig. 6.6: Ensaio de resposta transiente e de seguimento

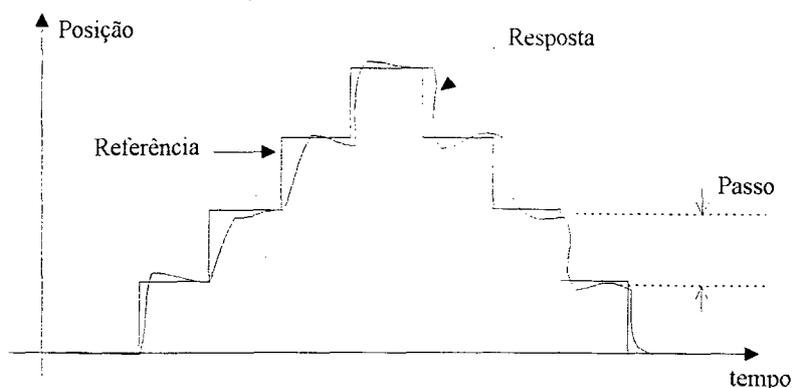


Fig. 6.7: Ensaio de microposicionamento (Bispink, 1972)

### Ensaio 8: Reversão de sentido de movimento

No seguimento de referências variáveis no tempo, os pontos em que a velocidade troca de sinal são de grande interesse. Na Fig. 6.8, apresenta-se o comportamento de um sistema de ultra-precisão típico, acionado com fuso de esferas recirculantes. Nela pode-se observar um tempo morto nas vizinhanças do ponto em que a velocidade se torna nula. Isto traz como consequência um aumento do erro de seguimento nessas regiões. Em geral, sistemas afetados pelo atrito de Coulomb, tais como os fusos de esferas e transmissões por atrito, apresentarão um comportamento semelhante (Bispink e Weck, 1991; Ro & Hubbel, 1992). Já no caso do acionamento com motor translativo e guias aerostáticas, este comportamento não deveria ser observado. Contudo recomenda-se a realização deste ensaio de modo a se ter dados para estabelecer critérios de comparação. Também durante a posta em operação do posicionador de ultra-precisão desenvolvido, este ensaio permitirá qualificar o desempenho das guias aerostáticas. Deve-se considerar que a força de atração do motor translativo representa uma carga considerável para as guias aerostáticas ( $\approx 2500$  N) a qual somada à força de relutância, poderia causar contatos entre a luva aerostática e a guia que sem levar ao travamento do carro, podem gerar atrito. Em caso de existirem forças de atrito, o controlador *feedforward* não resolveria o problema de seguimento de trajetória na passagem por zero. Isto é devido a que neste caso o erro de seguimento não é correlacionado com a velocidade ou aceleração mas sim com o atrito estático. Esta seria uma situação indesejável que levaria a rever o projeto do sistema.

### Ensaio 9: Teste de estabilidade da velocidade

Este ensaio tem como objetivo analisar a uniformidade de movimento quando o posicionador é comandado com velocidade de avanço constante. O erro de seguimento ao longo de toda a trajetória deve ser monitorado. O ensaio deve ser repetido para diferentes valores de velocidade dentro da faixa de interesse, neste caso entre 1 e 100 mm/min. Em sistemas afetados pelo atrito Coulomb, tem-se observado desvios periódicos da trajetória comandada, em função da

característica de atrito do sistema. Este comportamento é mais saliente em baixas velocidades diminuindo progressivamente com o aumento da mesma. Já no caso do sistema acionamento com motor translativo, a força de relutância, que tem distribuição espacial periódica, deveria gerar aumentos do erro de seguimento com o mesmo período.

### Ensaio 10: Precisão de posicionamento

A determinação dos erros de posicionamento deve ser feita mediante a calibração do sistema de medição da máquina-ferramenta por um sistema de medição padrão. Devido à impossibilidade prática de dispor de um sistema de medição de maior resolução, e portanto menor incerteza de medição que o LASER utilizado para realimentação, que neste caso tem resolução de 1.54 nm, propõe-se a realização de somente um ensaio de posicionamento. O erro de posicionamento neste caso não é referido a um padrão senão que ao próprio sistema de medição do posicionador e reflete a capacidade de eliminação do erro de posicionamento do controlador.

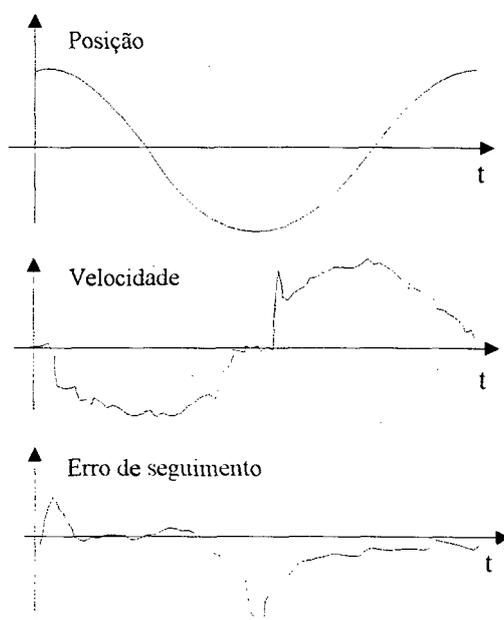


Fig. 6.8: Reversão do sentido de movimento (Bispink, 1992)

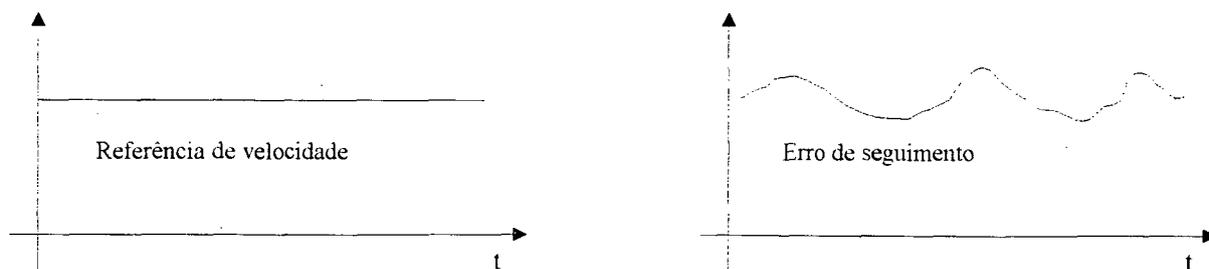


Fig. 6.9: Ensaio de estabilidade da velocidade (Bispink, 1992)

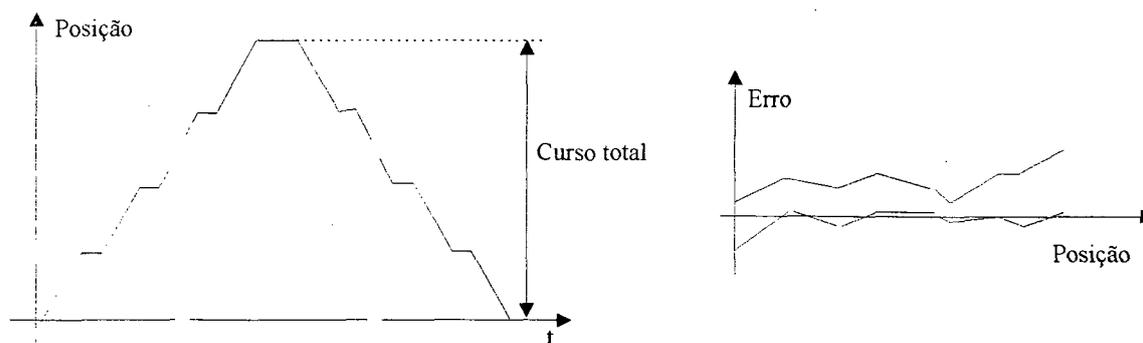


Fig. 6.10: Ensaio de posicionamento

Este ensaio permite determinar ademais a repetibilidade de posicionamento e a histerese. O ensaio é feito dividindo-se o curso de interesse em pelo menos 10 partes, e realizando uma seqüência de posicionamentos em ambos os sentidos. O ensaio deveria ser repetido pelo menos 5 vezes.

### Ensaio 11: Resposta em freqüência Deslocamento/Força (Compliância)

Este ensaio permite caracterizar o comportamento dinâmico do sistema de posicionamento. Permite identificar ressonâncias mecânicas e quantificar a rigidez estática e dinâmica do sistema. Eventualmente a resposta em freqüência das malhas de velocidade ou posição poderiam evidenciar ressonâncias mecânicas, porém, o próprio servo-motor, que neste caso atua como excitador do sistema, limita a largura de banda da excitação de força original, de modo que o primeiro modo de ressonância da cadeia cinemática poderia não ser excitado. Ainda mais considerando que no caso com motor translativo, a cadeia cinemática deveria ser extremamente rígida. Assim, recomenda-se a utilização de um excitador de força externo e a medição da compliância nas direções críticas do sistema. O ensaio deveria ser realizado para os casos em que o controle de posição está ativado e desativado.

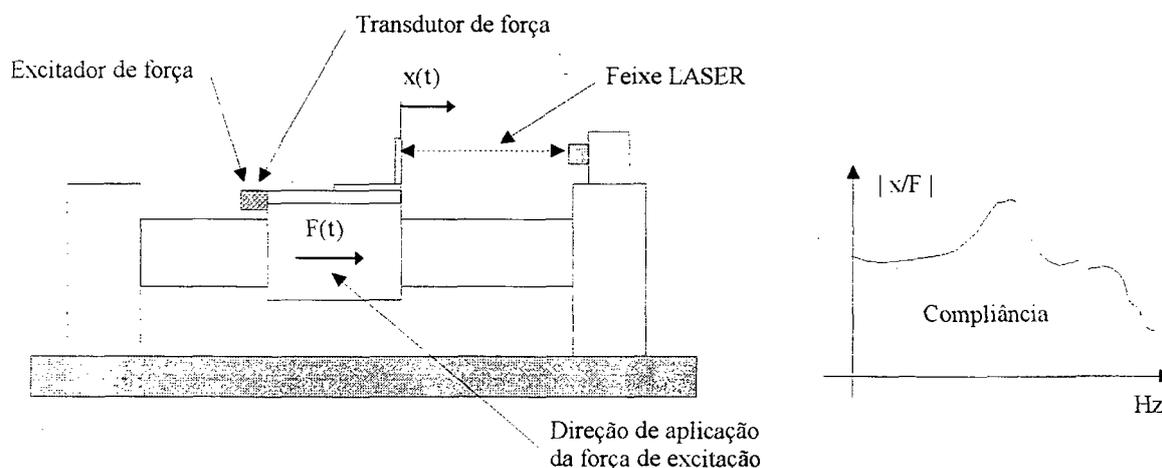


Fig. 6.11: Medição da compliância

## 7. CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

O presente trabalho teve como um dos seus objetivos principais, fornecer as informações necessárias para a integração dos subsistemas que compõe o posicionador desenvolvido, e para a posta em operação do mesmo. Tendo em vista os resultados apresentados, pode-se concluir que ele foi alcançado. Contudo, as seguintes considerações deveriam ser levadas em conta:

- Deveria-se estudar alternativas para o sistema de medição. Já no início da montagem e testes de operação, o sistema de medição LASER interferométrico mostrou-se como elemento crítico. Como visto na seção 2.6.1, novos sistemas de medição podem vir ao encontro das necessidades nesta aplicação, tais como os interferômetros por grade de difração, os quais apresentam vantagens significativas sobre os sistemas LASER interferométricos convencionais, principalmente em termos de robustez, diminuição das fontes de erro inerentes ao princípio de medição utilizado neles, sendo que em termos de resolução alcançam níveis similares.

### Sugestões para o trabalho futuro

Evidentemente que sendo este trabalho, com enfoque nos aspectos de controle, o primeiro estudo sobre o posicionador de ultra-precisão desenvolvido, a posta em operação do mesmo e a confrontação dos resultados deste trabalho com dados experimentais, deveria ser o principal objetivo da equipe envolvida. Somente a realimentação fornecida pela experimentação permitirá estender os resultados obtidos até agora. Algumas sugestões para trabalhos futuros na mesma linha são:

- Realizar estudos similares para o caso de sistemas baseados em fusos de esferas recirculantes, roda de atrito e outras. O estudo das características micro/macro-dinâmicas que estes componentes introduzem é especialmente relevante ao problema de controle. Estudos similares deveriam ser realizados, tendo em vista a utilização de guias com elementos rolantes em aplicações de ultra-precisão.

- Estudar a possibilidade de implementação de sistemas de dois estágios de modo a avaliar experimentalmente as vantagens e desvantagens entre ambas abordagens para sistemas de posicionamento de ultra-precisão.

- Ensaio de usinagem que permitam qualificar o desempenho do sistema deveriam ser levados a cabo.

- Um estudo aprofundado sobre as aplicações desta tecnologia, e as possíveis formas de transferências e/ou parceria com o setor industrial, deveria ser levado a cabo. Sem dúvida que avanços nesse sentido serão de invaluável apoio à continuidade desta linha de pesquisa, permitindo ademais o retorno dos investimentos feitos até agora.

- Aplicar os resultados deste trabalho em um sistema de posicionamento rotativo que paralelamente está sendo desenvolvido. Tal sistema é totalmente equivalente ao posicionador desenvolvido em termos de modelação. Logo o mesmo é válido para o controle. Somente em termos de resolução de posicionamento é que existem diferenças importantes.

- Estudar os efeitos da força de atração do motor translativo no desempenho do posicionador. Como foi mencionado na seção 2.5.1, a força de atração presente no motor translativo poderia afetar a suavidade de movimento em baixas velocidades e gerar erros no sentido perpendicular ao movimento.

## 8. REFERÊNCIAS

- Aerotech Corporation, Motion Control Products, 1987
- Allocca, J. A., Stuart, A., "Transducers. Theory & Applications", Reston Publishing Co., 1984
- Anorad Corporation, Products Catalogue, 1993
- Apolônio, R., "Uma Proposta de PID Autoajustável Industrial", Dissertação de Mestrado, PEEL, UFSC, 1988
- Aström, K.J., Theory and Applications of Adaptative Control - A Survey" Automática, Vol. 19, No. 5, 1983
- Bispink, T., "Performance Analysis of Feed-Drive Systems in Diamond Turning by Machining Specified Test Samples", Annals of the CIRP, Vol 41/1, 1992
- Blauth, Y., "Acionamento Elétrico em Quatro Quadrantes com Servomotor Síncrono a Ímãs Permanentes e Inversor a FETS de Potência", Dissertação de Mestrado, PEEL, UFSC, 1988
- Blease, I., Bhatia, R., Pai, R., "Applying Linear Motors in Material Handling", Machine Design, January 26, 1989
- Brogan, W. L., "Modern Control Theory", Englewood Clifts, Prentice-Hall, 1989
- Bryson & Ho, "Applied Optimal Control", 1969
- Bucella, T., Ahmed, I., "Taking Control with DSPs", Machine Design, October 12, 1989
- Bucella, T., "Comparing DSPs to Microprocessor in Motion Control Systems - Some Real World Data", Intelligent Motion, Proceedings, October, 1990
- Cetinkunt, S., Yu, W.L., Filliben, J., Donmez, A., "Friction Characterization Experiments on a Single Point Diamond Turning Machine Tool", Int. J. Mach. Tools Manufact., Vol 34, No. 1, 1994
- Chen, C. T., "Introduction to Linear System Theory", Holt, Rinehart and Winston, inc., 1984
- Cheok, K. C., Hu, H., Loh, N. K., "Modeling and Identification of a Class of Servomechanism Systems With Stick-Slip Friction", Transaction of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 110, Sept., 1988
- Craig & Youden, "An Evaluation of Ultraprecision Machine Tools Countourning Performance LAST Test", Progress in Precision Engineering, Springer-Verlag, 1991
- Curtis, S. W., "DSP chips in Coordinated Multi-axis Servo Control", Electronic Motor technics, Autumn, 1989

- D'Azzo, J., Houppis, C., "Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares", Guanabara Dois, 1981
- DeBRA, D. B., "Vibration Isolation of Precision Machine Tools and Instruments", Annals of the CIRP, Vol. 41/2, 1992
- Delta Tau Inc., "Programmable Motion Advanced Controller User's Guide", USA, 1991
- Dessaint, L., "A DSP-Based Adaptive Controller for a Smooth Position System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 5, 1990
- Dimitri, D.S., Olson, W., "Fast, Accurate, DSP System Controls Eight Axes of Motion", PCIM magazine, March, 1990
- Franklin, G., Powell, D., "Digital Control of Dynamic Systems", Addison-Wesley Publishing Company, 1980
- Fransé, J., Roblee, J.W., Modemann, K., "Dynamic Characteristics of the Lawrence Livermore National Laboratory Precision Engineering Research Lathe", Precision Engineering, Vol. 13, No 3, 1991
- Gourishankar, V., "Conversión de Energía Electromecánica", Representaciones y Servicios de Ingeniería, 1975
- Gross, H., "Electrical Feed Drives For Machine Tools", Siemens Aktiengesellschaft, John Wiley & Sons Limited, 1983
- Haessig, D. A., Friedland, B., "On the Modeling and Simulation of Friction", Transaction of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 113, Sept., 1991
- Hanselmann, H., "Implementation of Digital Controllers - A Survey", Automática, Vol. 23, No.1, 1987
- Ikawa, N., Donaldson, R. R., Komanduri, R., König, W., McKeown, P. A., Moriwaki, T., Stowers, I. F., "Ultraprecision Metal Cutting - The Past, the Present and the Future", Annals of the CIRP, Vol. 40/2, 1991
- Inland Motor, Kollmorgen Corporation, "Drive Electronics for Brushless Motors", 1990
- Karnopp, D., "Computer Simulation of Stick-Slip Friction in Mechanical Dynamic Systems", Transaction of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 107, March, 1985
- Kenjo, T., "Power Electronics for the Microprocessor Age", Oxford University Press, 1990
- Koren, Y., Lo, C. C., "Advanced Controllers for Feed Drives", Annals of CIRP, Vol. 41/2, 1992
- Krause, P., "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, 1986

- Krüger, P., "Avaliação Dinâmica de Servo-acionamentos", Dissertação de Mestrado, EMC, UFSC, 1993
- Landau, I.D., "A Survey of Model Reference Adaptive Techniques - Theory and Applications", *Automática*, Vol. 10, 1974
- Lane, J., Hillman, G., "Implementing IIR/FIR Filters with Motorola's DSP56000/DSP56001", Motorola Inc., 1991
- Leonard, W., "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag, 1985
- Li, J. T., Xu, X. Ch., Zhang, B. L., "Feed Servo Control for Ultraprecision Turning Machine", *Annals of the CIRP*, Vol. 40/1, 1991
- Lichtblau, M., "Uma Contribuição ao Estudo da Dinâmica de Posicionadores", Dissertação de Mestrado, EMC, UFSC, 1989
- Lima, W., "Dispositivos Sensores de Erro", Editora da UFSC, 1984
- Luttrell, D.E., Dow, T.A., "Development of a High Speed System to Control Dynamic behaviour of Mechanical Structures", *Precision Engineering*, Vol. 9, No. 4, 1987
- Normey, J., "Sistemas de Controle Multivariável", Apostila, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC, 1993
- Magalhães, M. F., "Software para Tempo Real", Editora de UNICAMP, 1986
- Makino, H., Ohde, T., "Motion Control of the Direct Drive Actuator", *Annals of the CIRP*, Vol. 40/1, 1991
- Martin, C.A., Weingaertner, W.L., Stoeterau, R.L., Mascheroni, J.M., Rojas, J.A., "Posicionador Linear de Ultra-Precisão", *Anales I Congreso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica*, Vol. 4, Madrid, Espanha, 1993
- Morari, M., "Robust Process Control", 1989
- Ogata, K., "Dinâmica de Sistemas", Prentice Hall Hispano-Americana, 1987
- Pacific Scientific, Motor Products Division, "Instruction Manual, SC-403", 1992
- Pessen, D., "Industrial Automation: Circuit Design and Componentes", J. Wiley, 1989
- PI, *Physical Instruments Journal*, 1990, 1991
- Pritschow, G., Philipp, W., "Direct Drives for High-Dynamic Machine Tool Axes", *Annals of the CIRP*, Vol. 39/1, 1990
- Pritschow, G., Philipp, W., "Research on the Efficiency of Feedforward Controllers in M Direct Drives", *Annals of the CIRP*, Vol. 41/1, 1992

- Ro, P.I, Hubbel, P.I., "Nonlinear micro-dynamic behavior of a ball-screw driven precision slide system", Precision Engineering, Vol 14, No 4, 1992.
- Ro, P.I, Hubbel, P.I., "Model Reference Adaptive Control of Dual-Mode Micro/Macro Dynamics of Ball Screw for nanometer Motion", Transaction of the ASME, J. of Dynamic Systems, measurement, and Control, Vol. 115, march, 1993
- Ronald, H., Schneider, S., "Analysis of Algorithms for Velocity Estimation from Discrete Position v/s Time Data", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 2, 1992
- Rubio, J. C., "Controladora Flexível Multi-Eixo para Acionamentos Fracionários de Alta Dinâmica", Dissertação de Mestrado, EMC, UFSC, 1993
- Seyfried, P., Kunzmann, H., McKeown, P., Weck, M., "Progress in Precision Engineering", Springer-Verlag, 1991
- Siemens AG, "Instruction Manual", Sinumerik 805, 1991
- Silva, W., "Acionamento do Motor síncrono a imãs permanentes: Técnicas de Comando", Dissertação de Mestrado, PEEL, UFSC, 1989
- Slocum, A. H., "Precision Machine Design", Prentice Hall, 1989
- Sommargren, G.E., "A new Laser Measurement System for Precision Metrology", Precision Engineering, Vol. 9, No. 4, 1987
- Steinmetz, C.R., "Sub-micron Position Measurement and Control on Precision Machine Tools with Laser Interferometry", Precision Engineering, Vol. 12, No. 1, 1990
- Stoeterau, R. L., "Comportamento Estático e Dinâmico de Luvas Aerostáticas para Guias Lineares", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1992
- Stokes, J., Sohie, G., "Implementation of PID Controllers on the Motorola DSP56000/DSP56001", Motorola Inc., 1989
- Tavares, A. A., "Projeto e Análise de Motores a Imãs com Comutação Eletrônica", Dissertação de Mestrado, PEEL, UFSC, 1989
- Tomizuka, M., "Zero-Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control", ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 109, No. 1, Mar. 1987
- Tomizuka, M., Tsao, T., Chew, K., "Analysis and Synthesis of Discrete-Time Repetitive Controllers", ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 111, Sept. 1989
- Ueda, K., Amano, A., Ogawa, K., Takamatsu, H., Sakuta, S., Murai, S., Kobayashi, A., "Machining High-Precision Mirrors Using Newly Developed CNC Machine", Annals of the CIRP, Vol. 40/1, 1991

- Utkin, V., "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Transaction on Automatic Control, April, 1977.
- Weck, M., Bispink, T., "Examination of High Precision Slow Motion Feed-Drive Systems for the Sub-micrometre Range", Progress in Precision Engineering, Springer-Verlag, 1991
- Weck, M., Ye, G., "Sharp Corner Tracking Using the IKF Control Strategy", Annals of the CIRP, Vol. 39/1, 1990
- Weck, M., "Handbook of Machine Tools", Vol. 3, Automation and Control, Wiley Heyden, 1984
- Weingaertner, W. L., "Desenvolvimentos na Usinagem de Ultra-precisão", EMC, UFSC, 1992
- Weingaertner, W. L., Martin, C. A., Stoeterau, R. L., Rojas, J. A., "Relatório PADCT: Projeto Posicionador Linear de Ultra-Precisão", Período 92/94, EMC, USFC, 1994
- Yonezawa, H., Hirata, Y., Sasai, H., "Positioning Table with High Accuracy and High Speed", Annals of the CIRP, Vol. 39/1, 1990

## APÊNDICE 1

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Resistência de armadura	$R_a$	8	$\Omega$
Indutância de armadura	$L_a$	22	mH
Constante de Força	$K_f$	53,38	N/A
Constante <i>back</i> EMF	$K_e$	39,37	V/(m/s)
Massa do cursor	$M_m$	4,53	kg
Constante de tempo elétrica	$\tau_e$	2,75	ms
Corrente (contínua)	$I_c$	5	A
Corrente (pico)	$I_p$	10	A
Força (contínua)	$F_c$	266,89	N
Força (pico)	$F_p$	533,78	N
Atração magnética		2668,92	N

Tabela A1.1: Parâmetros do motor translativo

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Frequência do PWM		20	kHz
Potência (contínua)		1	kW
Potência (pico)		2	kW
Corrente (contínua)		3,5	A
Corrente (pico)		7	A
Comando de velocidade		+/- 10	V
Ganho conversor PWM	$K_a$	57	V/V
Malha de corrente	$R_i$	44,2	k $\Omega$
	$R_c$	180	k $\Omega$
	$C_c$	10	nF
Ganho realimentação de corrente	$K_c$	0,63	V/A
Malha de velocidade	$R_i$	22,1	k $\Omega$
	$R_v$	100	k $\Omega$
	$C_v$	0,22	$\mu$ F
Resistência ganho de força	$R_f$	15	k $\Omega$

Tabela A1.2: Parâmetros do servo-conversor PWM

## APÊNDICE 2

### Integração Discreta

Basicamente existem dois métodos para implementar em forma discreta a integração: o método do retângulo e o métodos do trapézio. Na Fig. A2.1 são apresentados os princípios destes dois métodos. Neste apêndice desenvolve-se o procedimento para obtenção da função transferência discreta para o método do retângulo (anterior). O procedimento é totalmente para os outros casos.

Seja uma função contínua  $e(t)$ . Deseja-se obter uma aproximação discreta para a integral dada por

$$u(t) = \int e(t) dt \quad (\text{A2.1})$$

Considere-se um incremento de tempo  $\Delta(t) = T$ , então a unidade de área incremental em cada instante  $t = kT$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ , é dada por

$$\Delta A(k) = T e(k-1) \quad (\text{A2.2})$$

Se o valor da integral em  $t = (k-1)T$ , é dada por  $u(k-1)$ , então a integral em  $t = kT$  é

$$u(k) = u(k-1) + T e(k-1) \quad (\text{A2.3})$$

assim, para

$$k = 0 \rightarrow u(0) = u_0; e(0) = e_0 \quad (\text{A2.4})$$

$$k = 1 \rightarrow u(1) = u_0 + T e_0$$

$$k = 2 \rightarrow u(2) = u(1) + T e(1) = u_0 + T(e_0 + e(1))$$

$$k = 3 \rightarrow u(3) = u(2) + T e(2) = u_0 + T(e_0 + e(1) + e(2))$$

$$k = k \rightarrow u(k) = u(k-1) + T e(k-1) = u_0 + T(e_0 + e(1) + \dots + e(k-1))$$

logo tem-se que:

$$u(k) = u(0) + T \sum_{j=0}^{k-1} e(j) \quad (\text{A2.5})$$

Para se obter a função transferência discreta, se deve aplicar a transformada  $Z$  na Eq. A2.3. Por definição, a transformada  $Z$  é dada por

$$U(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k) z^{-k} \quad (\text{A2.6})$$

assim,

$$U(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k) z^{-k} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k-1) z^{-k} + T \sum_{k=-\infty}^{\infty} e(k-1) z^{-k} \quad (\text{A2.7})$$

fazendo  $j=k-1$ , tem-se

$$U(z) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u(j) z^{-(j+1)} + T \sum_{j=-\infty}^{\infty} e(j) z^{-(j+1)} \quad (\text{A2.8})$$

que pode ser colocada como

$$U(z) = z^{-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} u(j) z^{-j} + z^{-1} T \sum_{j=-\infty}^{\infty} e(j) z^{-j} \quad (\text{A2.9})$$

logo

$$U(z) = z^{-1} U(z) + z^{-1} T E(z) \quad (\text{A2.10})$$

e finalmente

$$U(z) = T \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} E(z) \quad (\text{A2.11})$$

Analogamente, para o método do retângulo em que é considerado o incremento de área como sendo  $\Delta A(k) = T e(k)$ , tem-se:

$$U(z) = T \frac{1}{1 - z^{-1}} E(z) \quad (\text{A2.12})$$

e para o método do trapézio,

$$U(z) = T \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} E(z) \quad (\text{A2.13})$$

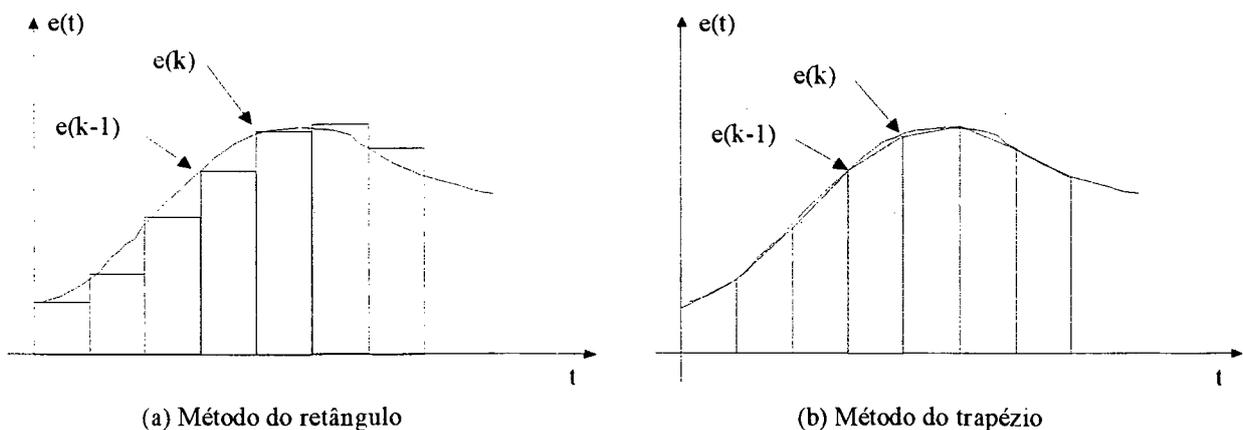


Fig. A2.1: Princípios de integração discreta

### APÊNDICE 3

#### Coefficientes utilizados no Capítulo 5

$$K_F = K_{pv} K_{co} K_f / M$$

$$K_1 = 256 K_F T_s^2 / \lambda$$

$$b_0 = K_1 K_{dd}$$

$$b_1 = K_{pp} - 1$$

$$K_2 = K_{pp} + K_{ii}$$

$$c_0 = \frac{K_{pp}}{K_{pp} + K_{ii}}$$

$$a_0 = K_{aa}$$

$$a_1 = -(K_{vv} + 2K_{aa})$$

$$a_2 = K_{vv} + K_{aa}$$

$$n_0 = \lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4$$

$$n_1 = -(\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 + \lambda_1 \lambda_2 \lambda_4 + \lambda_1 \lambda_3 \lambda_4 + \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4)$$

$$n_2 = \lambda_1 \lambda_2 + \lambda_1 \lambda_3 + \lambda_1 \lambda_4 + \lambda_2 \lambda_3 + \lambda_2 \lambda_4 + \lambda_3 \lambda_4$$

$$n_3 = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4$$