

Série Arquimedes

Anais do II Congresso Temático de Dinâmica, Controle e Aplicações

DINCON 2003

e

II DLR/CTA Workshop on Data Analysis and Flight Control

18 a 22 de agosto de 2003 - ITA, São José dos Campos - SP

Organização



INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPaciais
MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA

unesp

Coordenação Editorial: José Manoel Balthazar, Luiz Carlos Sandoval Góes e José Demísio Simões da Silva

Editora: Sociedade Brasileira de Matemática Aplicada - SBMAC

Co-Editora: FAPESP / ITA

Formato: CDROM

Patrocínio: ITA / CAPES

Congresso Temático de Dinâmica, Controle e Aplicações e

DLR/CTA Workshop on Data Analysis and Flight Control(2.2003: São José dos Campos - SP - Brasil)

Anais do II Congresso Temático de Dinâmica, Controle e Aplicações e

II DLR/CTA Workshop on Data Analysis and Flight Control - São José dos Campos : SBMAC, 2003

3148 p.; (SÉRIE ARQUIMEDES 2)

ISBN: ISBN: 85-86883-15-8

1. Dinâmica. 2. Teoria do controle. 3. Teoria do controle não-linear.

CDU - 531.124

4. Sistemas de parâmetros distribuídos

I. Balthazar, José Manoel. II. Boaventura, Maurílio. III. Silva, Geraldo Nunes

IV. Tsuchida, Masayoshi. V. Góes, Luiz Carlos Sandoval. VI. Silva, José Demísio Simões



INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPaciais
MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA

unesp

PROBLEMAS DE DINÂMICA E CONTROLE NA USINAGEM DE ULTRAPRECISÃO

J. G. Duduch/EESC-USP

J.C. Campos Rubio/UFGM

A. J. V. Porto/EESC-USP

R. G. Jasinevicius/EESC-USP

D 844 P

1. RESUMO

A usinagem de ultraprecisão caracteriza-se por dimensões micrométricas e tolerâncias de forma e acabamento da ordem nanométrica. Esta faixa de precisão requer controle rígido de posicionamento e envolve o emprego de atuadores com alta rigidez estática e dinâmica, baixo tempo de resposta e alta resposta em frequência. Técnicas modernas de controle devem ser usadas para melhorar o desempenho desses posicionadores, tais como redes neurais, PID + feedforward etc. Serão descritas soluções de problemas de dinâmica e controle no projeto de um atuador piezelétrico para posicionamento de ferramentas de corte e de uma mesa angular rotativa, ambos usados em associação a uma máquina de ultraprecisão para usinagem de elementos ópticos, eletrônicos e de mecânica de precisão.

2. PALAVRAS CHAVES

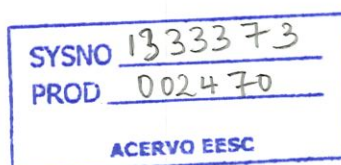
controle, atuadores micrométricos, microposicionamento, técnicas de controle, redes neurais.

3. INTRODUÇÃO

No campo da usinagem de ultraprecisão, as pequenas profundidades de corte, aliadas a um acabamento superficial especular com tolerâncias apertadas na forma de peças complexas, fica evidente a correlação existente entre os desvios ou erros de seguimento e a topografia superficial resultante, como observado na Figura 1.

Este tipo de problema pode ser minimizado, por exemplo, pela correção de movimento diretamente na ponta cortante, através de controle em tempo real da posição da ferramenta via sinal de deslocamento obtido por um sensor de posição, e acionando diretamente um porta-ferramenta antes e/ou durante o processo, no caso de um processo de torneamento (KOHNO et al., 1989). De forma análoga, pode-se alterar a posição relativa ferramenta-peça através da movimentação da própria peça como, por exemplo, num processo de retificação (McKEOWN et al., 1990).

1333373
300903



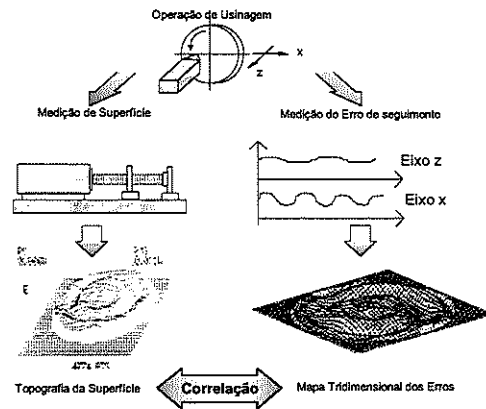


Figura 1 - Correlação entre os desvios de trajetória e a topografia superficial da peça

Essa técnica pode ser igualmente empregada para a obtenção de formas complexas, as quais dificilmente poderiam ser realizadas com métodos tradicionais, aumentando assim a flexibilidade do processo. Fabricação de componentes como espelhos côncavos com raio de curvatura elevado e baixa rugosidade superficial e erro de forma, podem ser obtidos em máquinas retificadoras de precisão da mesma forma, o torneamento de peças não-rotacionais (FALTER & DOW, 1989) ou não-circulares, pode ser alcançado através da retração rápida da ferramenta da região de corte.

Diversos autores têm-se referido à opção de aplicar vibrações de alta frequência e baixa amplitude, na interface ferramenta-peça, nos processos de usinagem de alta precisão, com os mais variados fins. Um dos primeiros trabalhos a estudar a influência das vibrações de pequena amplitude sobre a rugosidade superficial, num processo de usinagem de precisão, foi o realizado por TAKASU et al. (1985), neste trabalho foi observado dito efeito através do estudo num processo de torneamento.

Baseado neste estudo FAWCETT (1990) apresentou a técnica com a finalidade de compensar vibrações de baixa amplitude no torneamento frontal (faceamento), estabelecendo assim, um método capaz de compensar estas fontes de erro, melhorando significativamente o acabamento superficial. Por sua vez, WECK & HILBING (1998) aplicaram a técnica no torneamento de peças cilíndricas, no intuito de diminuir a influência das vibrações do eixo árvore no erro de circularidade das peças, a qual resultou extremamente satisfatória.

MORIWAKI et al. (1992) ao aplicar vibrações ultrasônicas numa ferramenta de diamante, pôde constatar significativo aumento da profundidade crítica de corte na usinagem de um elemento óptico de transmissão em material frágil. Todavia, o próprio Prof. MORIWAKI, num trabalho posterior (1996), detectou considerável diminuição das forças de corte no torneamento de ultraprecisão de uma liga de aço, através da aplicação de vibração controlada, no qual o movimento relativo ferramenta-peça, descrevia uma trajetória elíptica.

Baseados nas observações feitas por WEBER et al. (1984), as quais indicavam sensível aumento do tempo de vida de uma ferramenta, quando da usinagem convencional de uma cerâmica com o auxílio de vibrações

ultrasônicas na ferramenta, recentemente, KIM & CHOI (1998) constataram melhoria da usinabilidade de um plástico óptico, quando submetido a vibrações ultrasônicas, no sentido da direção do corte.

Um problema que pode igualmente ser relacionado ao controle de movimento de baixa amplitude e alta velocidade, é o relacionado com a atenuação das vibrações auto-excitadas (*Chatter*), as quais geralmente ocorrem em processos de usinagem devido, entre outros, aos baixos coeficientes de amortecimento e rigidez, muitas vezes associados a mecanismos tipo viga em balanço excitadas por vibrações forçadas ressonantes (HABER et al, 1994). Embora, a grande maioria dos pesquisadores adote como solução a alternativa do uso de amortecedores dinâmicos (ativos), TANAKA et al. (1994) propõem um método no qual a atenuação das vibrações se dá pelo controle de posição da aresta de corte, obtendo atenuação de frequências até 4 vezes maiores que com amortecedores ativos.

Recentemente, JASINEVICIUS (1998) aponta para a necessidade de realizar ensaios de usinabilidade, através da retração rápida da ferramenta de corte, com o intuito de observar as marcas do corte deixadas pela ponta da ferramenta durante sua saída da região de corte. Uma vez que dito movimento não pode ser realizado de forma satisfatória com a dinâmica dos acionamentos tradicionais, indicando claramente a necessidade de um porta-ferramenta ativo, como o desenvolvido por DOW, MILLER e FALTER (1991).

Por outro lado, a necessidade de deslocamentos de alta precisão não faz parte apenas dos processos de usinagem de ultraprecisão. Sistemas de posicionamento de alta precisão são de fundamental importância em diversos instrumentos de medição e sistemas para montagens ópticas, dentre os quais podem-se destacar os instrumentos de medição de textura superficial (mecânicos ou ópticos), sistemas ópticos e de informática, entre outros (ITAO, 1993; HOLMES et al., 1997).

Um exemplo clássico são os microscópios de varredura, os quais precisam de sistemas de posicionamento com resoluções da ordem nanométrica sob cursos amplos e velocidades de aproximação relativamente altas (SUKUTA et al., 1993). Nestes sistemas, o posicionador pode ser utilizado para movimentar tanto o sistema de leitura (e.g., apalpador) quanto a amostra em estudo (PICOTTO & PISANI, 1997).

Processos fotolitográficos são essenciais no desenvolvimento das tecnologias microeletrônicas e micromecânica ou de nanotecnologia (TANIGUCHI, et al., 1992). Neste campo, é comum a fabricação de estruturas inferiores a 0,3 μm pela exposição de materiais fotosensíveis a feixes eletrônicos ou feixes iônicos (TAVARES, 1995).

Dentre os processos de fotolitografia, a fabricação de circuitos integrados (CI's) é, sem dúvida, o que maior atenção tem experimentado por parte das indústrias ligadas à área de informática, a necessidade de aumentar cada vez mais a capacidade e velocidade de processamento, tem levado a um constante aumento do número de componentes por unidade de área sobre o substrato semi-condutor (*Waffer*), demandando unidades de posicionamento que permitam resoluções inferiores a 0,1 μm . Por exemplo, o processador Pentium 66 possui 3,1 milhões de transistores numa área de 262 mm^2 , por sua vez, o processador Power PC possui 2,8 milhões de transistores numa área de 132 mm^2 . Por outro lado, existe a tendência tecnológica de se alcançar níveis de

integração de circuitos em escala superior às conseguida atualmente (e.g., ULSI - ultra-large scale integrated circuit) (FEIBUS & SLATER, 1993).

Basicamente, pode-se afirmar que três critérios ditam a viabilidade de um processo fotolitográfico: resolução; capacidade de reprodução de imagens e produtividade. Os dois primeiros critérios dependem basicamente de pesquisas e desenvolvimentos em sistemas de projeção ópticos e eletromagnéticos, além de constantes aperfeiçoamentos tecnológicos das unidades de posicionamento (TAVARES, 1995).

À luz das necessidades e dos problemas aludidos anteriormente, pode-se notar que para tornar possível a produção de peças de alta complexidade, com características metrológicas superiores, em diversos tipos de materiais e em níveis de produtividade comercial, a próxima geração de máquinas-ferramenta deverá possuir melhores características de exatidão e repetibilidade, além de um desempenho dinâmico adequando.

Uma vez que surge a necessidade do uso de sistemas de posicionamento servocontrolados, que permitam baixas amplitudes de movimento e seguimento de altas frequências de acionamento, a alternativa dos sistemas modulares de microposicionamento surge como alternativa extremamente interessante, não só pelos aspectos de implementação, mas também aos relacionados a custos de desenvolvimento.

Servoacionamentos eletro-mecânicos convencionais não atendem à totalidade dos requisitos anteriormente citados, devido essencialmente à presença de elementos mecânicos de transmissão (PRITSCHOW & PHILIPP, 1990). Para suprir estas deficiências tem-se difundido nos últimos anos a alternativa dos eixos de movimento de translação com acionamento direto (WANG, 1992).

Por outro lado, a escolha adequada dos diversos componentes que integram um sistema de posicionamento é de fundamental importância para alcançar resoluções de posicionamento na faixa nanométrica. Dentre as quais pode-se destacar os relacionados a aspectos mecânico-construtivos, assim como ao sistema metrológico adotado (e.g., sensor de posição) e aos algoritmos de controle em malha-fechada e de correção de erros aplicados para melhorar o desempenho do posicionador (BISPINK & WECK, 1988).

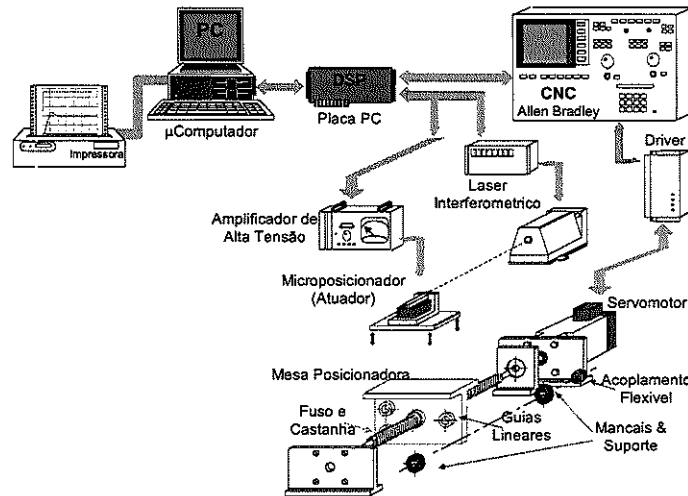


Figura 2 - Esquema Geral da Montagem de um Tipo de Microposicionador em uma Máquina-Ferramenta.

Como proposta inicial, este trabalho tem por objetivo a construção de microposicionadores de arquitetura modular, capazes de alcançar resoluções na ordem de nanômetros, que possam ser integrados em máquinas já existentes, assim como, fazer parte de máquinas novas como item alternativo. A Figura 2, mostra de maneira esquemática a utilização de microposicionadores e um tipo de montagem genérica destes sistemas em posicionadores de maior curso.

Um dos componentes básicos destes sistemas de microposicionamento é o elemento motor, que realiza a conversão do sinal elétrico em energia mecânica de movimento. Este componente eletro-mecânico, denominado de atuador, é o que transfere ao microposicionador as melhores características de rigidez e rapidez de resposta (CAMPOS RUBIO et al, 1996). O Exemplo de um tipo de sistemas microposicionador é mostrado na Figura 3 (KOHNO et al., 1989).

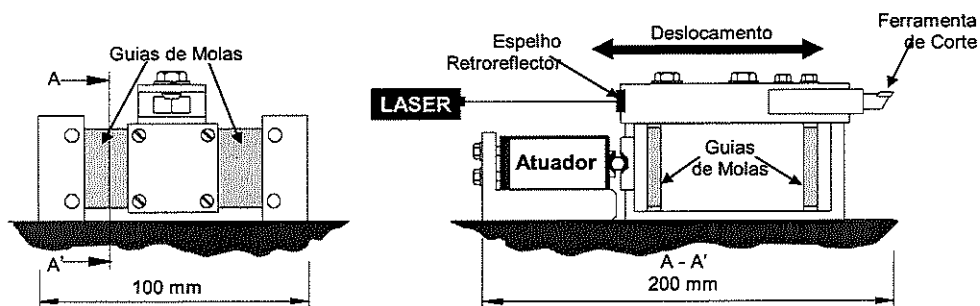


Figura 3 - Porta-ferramenta modular para microposicionamento baseado no mecanismo proposto por KOHNO et al. (1989).

A construção de um tipo modular de microposicionador baseado em atuadores de estado sólido, escolhido pelas suas características de resolução e estabilidade, apresenta a problemática da existência de não linearidade na resposta, devido à histerese (suas saídas dependem de entradas prévias). Com isto, seu posicionamento absoluto é somente conseguido com a adição de controle por realimentação (DUDUCH & GEE, 1990).

Neste sentido, o uso de compensadores clássicos como na maior parte dos sistemas posicionadores de máquinas CNC disponíveis comercialmente na atualidade, não suprem as necessidades de controle, decorrentes fundamentalmente dos baixos erros de seguimento e posição requeridos (ROJAS VASQUES, 1995)

Por outro lado, RO & HUBBEL (1992) demonstram que a dinâmica em elementos mecânicos de transmissão depende do nível de sinal de comando. Distinguindo desta forma, micro-dinâmica; correspondente à característica dominante em pequenos deslocamentos (i.e., sub-micrométricos) e macro-dinâmica; a qual corresponde à característica dominante na faixa de grandes deslocamentos.

Assim, para um projeto adequado do sistema de controle, a resposta do servo-sistema deve levar em consideração esta característica (não linearidade), o que obriga à procura de soluções capazes de se sobrepor a estas restrições. Para tanto, várias estratégias de controle são propostas tanto do tipo convencional como não-convencional. Para aplicações onde se pode considerar o sistema físico como tendo um comportamento linear na faixa de interesse, pode-se adotar um sistema de controle cujo projeto pode ser sintetizado a partir de um modelo matemático linear (DORF & BISHOP, 1995), como por exemplo, PI+D, PID + feed-forward, entre outras.

Dentro das técnicas não-convencionais, propõe-se a aplicação de controladores de movimento baseados em Lógica Difusa (*Fuzzy Logic*) devido às suas facilidades de projeto e também devido à não necessidade do conhecimento do modelo matemático da planta a ser controlada (LEE, 1990). Por motivos similares, controladores baseados em Redes Neurais Artificiais (*Artificial Neural Networks*) serão igualmente estudados e testados (FREEMAN & SKAPURA, 1991).

Assim, pode-se afirmar que o emprego da técnica de controle apropriada deverá possibilitar a atenuação das variações no entorno do sistema, assim como das não linearidades do próprio servo-sistema (JESUS, 1997).

Todavia, a necessidade de estratégias de controle mais complexas aumenta as exigências relativas à plataforma de desenvolvimento (Hardware). Neste sentido, dentre os novos desenvolvimentos nesta área, destacam-se os DSPs (Digital Signal Processors), os quais possuem características de arquitetura especiais, projetados para o processamento de sinais em tempo real, possuem um nível de desempenho que o fazem apropriado para aplicações de controle que exigem grande rapidez de processamento com alta precisão de cálculo (TOKHI & HOSSAIN, 1995; OVERSMARS & TONCICH, 1996).

A contribuição deste trabalho corrobora com os avanços conseguidos na área de Usinagem de Ultraprecisão por pesquisadores ligados ao Laboratório de Ultraprecisão, do Departamento de Engenharia Mecânica da EESC/USP. Os resultados obtidos por DUDUCH (1992), no estudo do comportamento da não-linearidade tipo

histerese mecânica, conhecida como '*backlash*', em atuadores piezoelétricos, associados às proposições indicadas por PORTO (1995) que apontavam para a necessidade de desenvolvimento de um sistema ativo capaz de compensar as vibrações ocorridas na interface ferramenta-peça, ampliando desta forma a capacidade do processo de torneamento de ultraprecisão, em relação à rugosidade e refletividade da superfície gerada.

4. NOMENCLATURA

No corpo do texto, próximo das equações correspondentes

5. DESENVOLVIMENTO

5.1- OBJETIVOS

A escolha adequada dos diversos componentes que integram um sistema de posicionamento, assim como sua disposição e configuração, são de fundamental importância para alcançar elevadas resoluções de posicionamento. De maneira geral os módulos microposicionadores de pequeno curso e alta resolução, tanto comerciais como experimentais, são na sua grande maioria acionados através de atuadores piezoelétricos em sistemas em malha aberta (sem realimentação) ou em malha fechada usando controladores do tipo convencional, tais como redes de atraso, P, PI ou PID, entre outros.

Neste sentido, este trabalho propõe o uso de técnicas de controle não-convencionais, i.e., a validação do uso das técnicas de controle baseadas no conhecimento no controle de movimento de alta precisão.

5.2- ALTERNATIVAS EM TÉCNICAS DE PROJETO PARA SISTEMAS DE CONTROLE EM ULTRAPRECISÃO

5.2.1- Fundamentos de Controle

Em um sistema físico qualquer, pode-se distinguir dois tipos de eventos característicos, o fluxo de energia e o fluxo de sinais. Na medida que o número de sinais for aumentado, maior será o grau de automatização de um determinado sistema físico, o que, por sua vez, exige maior precisão e confiabilidade no fluxo de sinais, aumentando sua importância no desempenho global do sistema. Através da análise do percurso do fluxo de sinais entre a grandeza de entrada e as de saídas, pode-se distinguir dois conceitos fundamentais: comando e controle (GROSS, 1983).

O comando caracteriza-se pela transmissão de sinais em um único sentido, isto é, da entrada para a saída. Este tipo de sistema tem como objetivo manter a saída de um sistema próxima de um valor fixo pré-determinado. Neste tipo de sistema, a resposta não tem nenhum efeito sobre a excitação, sendo ambas independentes. As funções de um sistema de comando podem ser resumidas à transmissão de informações à distância, modificação do nível de energia das informações e conversão da forma de energia (MIRON, 1989).

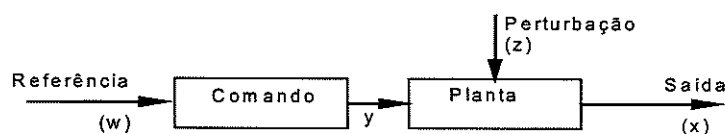


Figura 4 – Sistema de comando ou de controle em malha aberta

Conforme pode ser observado na Figura 4, caso ocorra a influência de uma perturbação externa (z) sobre a planta, o sinal de saída será influenciado sem que a variável de comando (y) possa corrigir o desvio da grandeza de saída (x) desejada. Por este motivo os sistemas de comando ou reguladores são geralmente denominados de sistemas de controle em malha aberta.

Este tipo de sistema é aplicado, na maioria das vezes, quando não existe a ação de distúrbios externos significativos que possam alterar o desempenho do sistema. Entretanto, este tipo de controlador não representa apenas ou exclusivamente aplicações de pouca segurança ou baixa precisão, movimentos incrementais na faixa micrométrica podem ser alcançados através do comando em malha aberta de atuadores como, por exemplo, os *piezelétricos* e *eletroestritivos*, entre outros (KIM & NAM, 1996; NEWPORT, 1995).

Neste caso, aos atuadores piezoelétricos é aplicada uma diferença de potencial (tensão) cujo valor está relacionado à amplitude do movimento. Entretanto esta relação não é linear, devido à histerese e não linearidades inerentes ao comportamento dos materiais piezoelétricos. Embora tantos os atuadores *piezelétricos* como os *eletroestritivos* sofram a influência de não linearidades, dentro de uma determinada faixa de erro admissível, podem ser utilizados sem o auxílio de sensores de posição (DUDUCH, 1993).

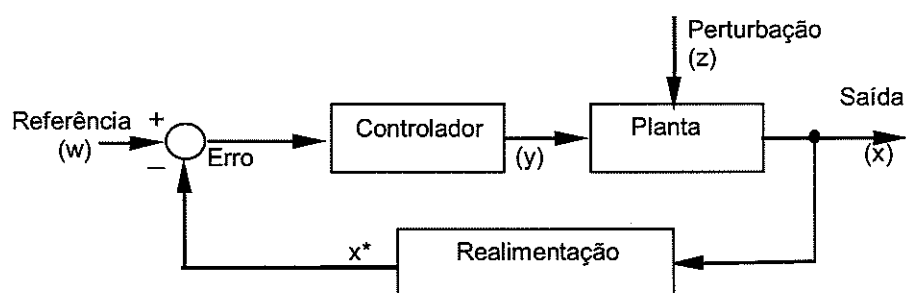


Figura 5 – Sistema de controle em malha fechada.

Por sua vez, sistemas de controle ou controle em malha fechada correspondem à técnica na qual a variável de saída é convertida em um sinal de realimentação que será utilizado para corrigir o desvio da saída em relação ao valor desejado ou de referência. Desta forma, como pode ser visto no diagrama de blocos do sistema de controle com realimentação da Figura 5, pode-se afirmar que os sistemas de controle são caracterizados pelo fluxo de

sinais em malha fechada, isto é, a grandeza de saída (x) é mantida num determinado valor prescrito ou de referência (w), através da atuação da variável de controle (y) sobre a planta.

Mecanismos de realimentação eletro-eletrônicos em sistemas de malha fechada permitem aumentar a capacidade de compensar os desvios movimentando a carga e alterar a resposta dinâmica do sistema através do uso de filtros de compensação (bloco controlador). Neste sistema, a complexidade do bloco controlador irá depender tanto do sistema físico, isto é, a planta a ser controlada, quanto da complexidade da aplicação a que este sistema está sujeito (LEONHARD, 1976).

Devido à necessidade de resolver este tipo de problema, diversas técnicas de projeto de sistemas de controle têm sido desenvolvidas, umas baseadas no estudo do comportamento do sistema no domínio da frequência (controle clássico) e outras no domínio do tempo (controle moderno) (OGATA, 1986). Estas técnicas são referenciadas geralmente como “*técnicas convencionais*” de projeto, devido a possuírem como característica básica a necessidade de um modelo matemático da planta. Em particular, pode-se destacar as técnicas de controle proporcional (P), proporcional – integral (PI), proporcional – derivativo (PD) e proporcional – integral – derivativo (PID), entre outras.

Para aplicações onde se pode considerar o sistema físico como tendo um comportamento linear na faixa de operação de interesse, pode-se adotar um sistema de controle linear cujo projeto pode ser sintetizado a partir de um modelo matemático linear. Este é o caso mais simples e comum que, por sua vez, tem extensa aplicação em uma vasta gama de sistemas (DORF & BISHOP, 1995).

Entretanto, para determinadas aplicações, o comportamento do sistema é alterado pelos acoplamentos de suas variáveis e por não-linearidades que devem ser levadas em consideração na modelagem matemática. Por outro lado, existem sistemas cujos parâmetros podem apresentar incertezas na modelagem e variações temporais ou espaciais, tornando então necessária a adoção de alternativas de controle que de alguma forma se adaptem a cada nova situação, e que por sua vez apresente robustez adequada na faixa de operação de interesse. Nestes casos, torna-se conveniente a aplicação de um sistema de controle não-linear, dentre os quais o controle robusto e o controle adaptativo são suas técnicas mais representativas, onde inúmeros estudos têm mostrado a utilidade destas técnicas em diversas aplicações. Considerando o projeto de um sistema de controle robusto, o que se tem é um sistema com ganhos constantes que estabiliza uma planta, para uma determinada faixa de variação de seus parâmetros, ou seja, é um sistema que possui boa rejeição a perturbações externas e baixa sensibilidade às variações destes parâmetros (SANTORO, 1999). Por sua vez, o controle adaptativo ajusta os valores dos ganhos para uma planta que apresenta incertezas na modelagem e variações nos parâmetros (DOTE, 1988).

A necessidade de resolver este tipo de problema (comportamento não linear) aliada à modelagem de sistemas que apresentam incertezas, tem contribuído para o desenvolvimento das *técnicas cognitivas* caracterizadas pela capacidade de mapear a lei de controle de um sistema, cujo comportamento é, em geral, não linear (VADIEE (1993) Apud SANTORO, 1999).

Neste sentido, as duas metodologias mais relevantes no projeto de sistemas de controle baseados no conhecimento são aquelas baseadas na utilização de lógica difusa (*fuzzy logic*) e em redes neurais artificiais (*artificial neural networks*). Estas metodologias podem ser aplicadas tanto a sistemas lineares como também a sistemas não lineares com parâmetros que podem ou não variar, e especificamente em sistemas onde existem dificuldades de estabelecer um modelo matemático preciso da planta.

Aplicações industriais em controladores difusos tornaram-se populares devido às suas facilidades de projeto e também devido à falta de necessidade do conhecimento do modelo matemático da planta. Seu projeto consiste na medição de algumas variáveis do sistema, a "*difusificação*" destas quantidades em conjuntos difusos definidos pelo projetista, a verificação com uma base de conhecimento (um conjunto de regras do tipo "if A then B") e a geração de uma saída nítida através da "*desdifusificação*" destas quantidades. Assim, para o controlador, tem-se uma tabela de consulta com variáveis de entrada e um sinal de controle ou um incremento a ser dado a este, como saída. Para valores intermediários entre aqueles usados no universo de discurso, o procedimento usual é o cálculo da saída usando interpolação.

As redes neurais foram originalmente desenvolvidas com o objetivo de emular o comportamento do cérebro humano, que armazena, aprende e recupera informações. Através do uso de técnicas iterativas de treinamento, o sistema adquire o conhecimento necessário para, de forma autônoma, fazer inferências ou tomar decisões, gerando sinais de comando capazes de aproximar o estado da planta do valor desejado, e com desempenho dinâmico adequado.

5.2.2- Controle de Movimento em Posicionadores

A obtenção de um determinado formato de uma peça através do processo de usinagem em máquinas-ferramenta se dá a partir do movimento relativo entre a peça e a ferramenta. Para tanto, cada eixo de avanço deve ter seu movimento controlado adequadamente (KRÜGER, 1993). Nesse sentido, sistemas de controle de movimento como os comandos numéricos computadorizados (CNC), usam geralmente três tipos de métodos de controle, a saber, controle de posição, velocidade e torque.

A maior parte dos sistemas comerciais é para **controle de posição**, onde a carga é movimentada a partir de uma posição fixa conhecida para uma outra posição fixa conhecida. Para garantir um movimento com maior precisão, o percurso deverá ser monitorado através de sensores de realimentação caracterizando o funcionamento de um sistema de controle do tipo em malha fechada.

O **controle de velocidade** durante o movimento é geralmente conseguido através do monitoramento da variação da posição durante um intervalo de tempo determinado, quando da utilização de encoder. Por outro lado, diversos tipos de acionamentos comerciais utilizam-se da regulação da velocidade para melhorar o desempenho dinâmico dos sistemas posicionadores, para isso, a utilização de tacogeradores é uma opção bastante atrativa.

De maneira geral, o **controle de torque** pode ser obtido através da medição da corrente aplicada ao acionamento (motor). Em sistemas com coeficiente de torque conhecido, desenvolve-se uma constante de torque conhecida.

5.2.3- Microprocessadores e o Controle Digital do Movimento

Um controlador é o componente eletrônico de um posicionador cuja função é gerar as instruções (sinais elétricos) capazes de comandar o movimento do posicionador. Quando este sistema é do tipo realimentado, o sinal medido através de sensores informa a posição atual do sistema e essa informação retorna ao controlador onde é comparada com o valor de comando ou referência. O resultado dessa comparação gera um sinal de erro que é usado para corrigir o desvio entre a posição atual e a desejada (Figura 6).

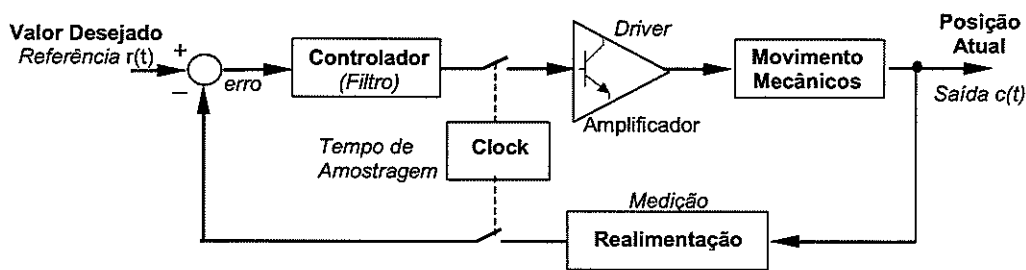


Figura 6 – Sistema básico de controle com realimentação.

5.2.4- Controle de Movimento Centralizado vs Distribuído

O **Processamento** dos Controladores pode ser realizado basicamente de duas formas: processamento série e processamento paralelo.

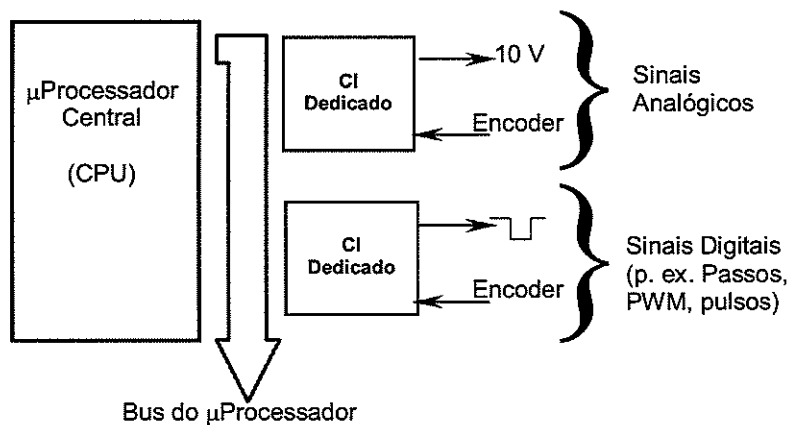


Figura 7 – Processamento paralelo utilizando CI dedicados para o controle de movimento de cada eixo e coordenados por um processador central.

Quando as tarefas de controle são distribuídas entre dois ou mais microprocessadores, tem-se um sistema do tipo com *processamento paralelo* ou *distribuído*. Um exemplo clássico deste tipo de sistema em posicionadores é aquele que se utiliza de circuitos integrados para o controle do movimento em cada eixo e de um processador central que coordena o funcionamento geral do sistema (Figura 7). De maneira geral, este tipo de sistema é igualmente denominado de mestre-escravo, onde um dos processadores é responsável pela coordenação das tarefas de controle dos demais. Desta forma, um grande número de tarefas é delegada aos processadores auxiliares (escravo), evitando sobrecarregar o processador principal (mestre). A principal vantagem deste tipo de configuração é que o aumento das variáveis de controle não afeta o tempo de amostragem, uma vez que cada processador auxiliar trata suas variáveis correspondentes individualmente. No entanto, protocolos de comunicação poderão tornar-se extremamente complexos.

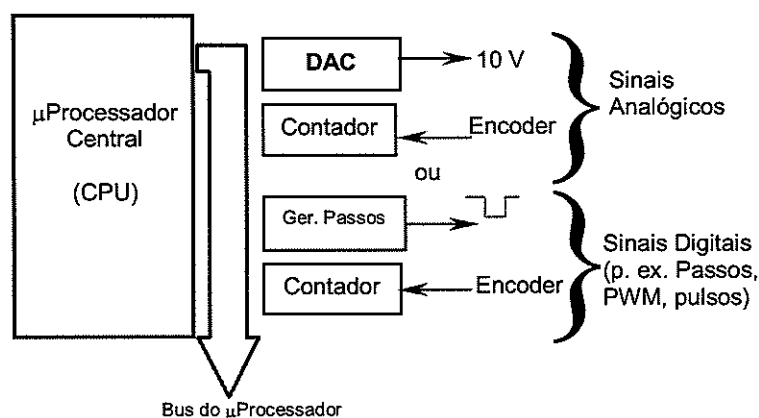


Figura 8 – Processamento série ou centralizado de um posicionador, onde todos os eixos são controlados por um único CI.

Por outro lado, quando um único microprocessador de controle é utilizado para a realização de todas as tarefas relacionadas ao controle, como, por exemplo, o movimento em um posicionador, seja de um único eixo ou de múltiplos eixos, tem-se um sistema com *processamento série ou centralizado* (Figura 8). Obviamente esta CPU precisa ser bem mais “poderosa” se comparada com as empregadas em outros tipos de configuração, de maneira geral, precisa ser suficientemente rápida, pois sua rapidez poderá tornar-se um sério fator limitante do desempenho dinâmico do sistema. Obviamente, um processador com estas características terá custo maior do que aqueles usados no processamento paralelo, porém este custo pode ser compensado pela redução do número de processadores e suas interconexões (WILSON, 1989).

5.2.4.1 Processadores de Sinais Digitais – DSP (Digital Signal Processor)

Os Processadores de Sinais Digitais (DSPs) são circuitos integrados (CIs) especialmente desenvolvidos para permitir a implementação de algoritmos de controle mais complexos num tempo menor de processamento (tempo de amostragem) e a realização de cálculos com maior exatidão. Este tipo de operação, se realizada em um processador convencional, poderia consumir um tempo maior, impossibilitando o controle de velocidades maiores, como por exemplo na usinagem com máquinas de alta velocidade.

Os DSPs são geralmente projetados com arquitetura que permite a movimentação de dados e instruções de forma paralela ao invés de ser de maneira sequencial. Por outro lado, a incorporação em hardware de instruções e o rápido acesso às posições de memória elimina vários tempos de espera associados com a transferência de informações tanto ao exterior como ao interior do CI. Por exemplo, um DSP poderá realizar o controle de uma sistema posicionador de 4 eixos com tempos de resposta menores de 50 μ s por eixo (NEWPORT, 1995).

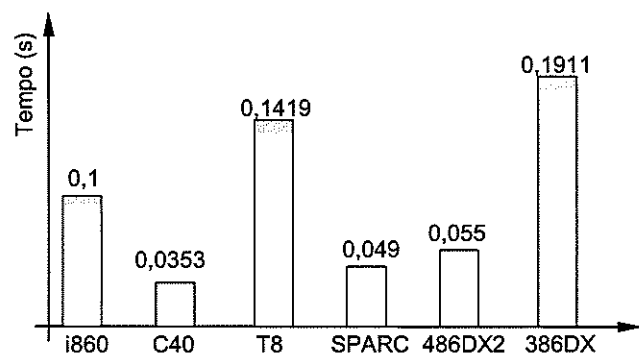


Figura 9 – Tempo de execução para os processadores na implementação de um filtro LMS segundo TOKHI & HOSSAIN (1995).

TOKHI & HOSSAIN (1995) apresentam em seu trabalho uma avaliação do desempenho de processadores de arquitetura CISC, RISC e DSP, para implementação em tempo-real de algoritmos de controle e processamento de sinais. Os algoritmos foram implementados em processadores CISC 80486DX2 e 80386DX, processadores RISC tipo SPARC TMS390S10 e T805, um processador RISC 80i860 e um processador DSP TMS320C40. A Figura 9 apresenta o tempo de execução alcançado por cada um dos processadores na implementação de um algoritmo LMS. Nota-se que o desempenho melhor foi do DSP TMS320C40, assim como o mais lento foi o 386DX. Por sua vez, os autores alertam para o fato de o processador vetorial i860 não ter alcançado desempenho adequado devido à irregularidade característica dos algoritmos LMS.

Desta forma, pode-se afirmar que a maior vantagem dos DSP sobre os microprocessadores de propósito geral está no hardware, onde a adoção de circuitos dedicados permite ao DSP a realização de operações aritméticas com maior rapidez e resolução (WILSON, 1989).

5.2.5- Controle de Máquinas e Equipamentos de Ultraprecisão

Entre os anos de 1950 e 1960, as primeiras máquinas-ferramenta comandadas numericamente (MF-CN) possuíam unidades de comando e controle simples e pouco flexíveis. Posteriormente, na década de 70, com o advento dos microprocessadores, as unidades de comando numérico tornaram-se menos dispendiosas e com maior poder de cálculo, dando origem ao comando numérico computadorizado (CNC).

Por sua vez, a primeira máquina-ferramenta de ultraprecisão desenvolvida no início na década dos 60 no Lawrence Livermore Laboratory (LLNL) não diferia das suas homônimas convencionais, possuindo uma unidade de controle com compensadores do tipo analógico, os quais foram sendo substituídos gradativamente por unidades mais modernas (computadorizadas), alavancadas também pelo surgimento na década de 80 de sistemas de medição com melhores características (KURFESS & JENKINS, 1996).

Neste sentido e dependendo da forma como os sinais de realimentação são processados pelo CNC, diferentes níveis de desempenho podem ser alcançados. Por se tratar de um sistema de controle em tempo real, o sistema CNC deve apresentar certas características que lhe permitam processamento adequado das informações, onde fatores como o comprimento da palavra, velocidade de processamento e tamanho da memória desempenham papel preponderante. Por sua vez, estes fatores limitantes no caso de sistemas CNC usados em máquinas de maior precisão aumentam não só devido à resolução mas também ao desempenho dinâmico requerido (i.e., algoritmos de correção).

Em julho de 1992, a FANUC Co. apresentou comercialmente um sistema CNC especificamente produzido para máquinas de ultraprecisão. Denominado de “Nano CNC”, este sistema é baseado em um processador de alta velocidade tipo RISC de 64 bits, o qual permite o controle de até 24 eixos e a detecção de deslocamentos da ordem de 1 nm (TANIGUCHI, 1996).

Atualmente, devido ao grande desenvolvimento da indústria eletro-eletrônica, existem no mercado diversas alternativas de hardware (comercial) que permitem o emprego em máquinas e instrumentos de elevada precisão. Entre estes, destacam-se aqueles que adotam os processadores do tipo DSP em configuração do tipo multiprocessamento ou processamento distribuído sob uma plataforma padrão IBM PC-AT. Essa plataforma permite a utilização dos mais diversos aplicativos desenvolvidos para este ambiente, assim como as próprias ferramentas da plataforma PC, tais como, comunicação, armazenamento, visualização, entre outros.

5.2.5.1 Compensadores

Conforme alertado anteriormente, mecanismos eletro-eletrônicos como os CNC permitem aumentar a capacidade de compensar os desvios e alterar a resposta dinâmica do sistema através do uso de filtros de compensação (Figura 4.4), cuja complexidade dependerá do sistema físico e do tipo de aplicação deste sistema. Neste sentido, a seguir são apresentados vários tipos de controladores, com o objetivo de escolher o controlador capaz de atender às especificações de desempenho requeridas por posicionadores de alta precisão.

5.2.5.-2 Controladores P e PID

A utilização de controle proporcional é geralmente o mais usual e simples entre as alternativas para sistemas CNC convencionais (KRÜGER, 1993). Dentro deste contexto, a combinação do controlador tipo P com outros tipos de compensadores dão origem aos compensadores PID (proporcional, integral e derivativo), cujo desempenho e facilidade de implementação o tem tornado um dos mais utilizados em aplicações industriais em geral (DORF & BISHOP, 1995).

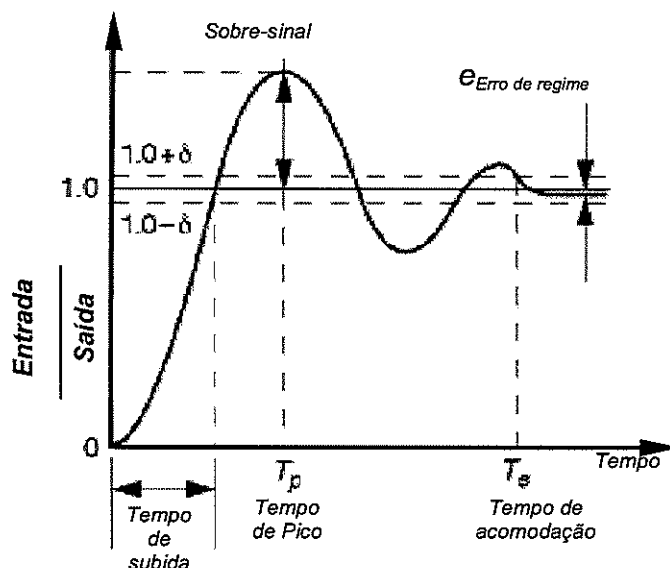


Figura 10 – Resposta característica de um sistema dinâmico sub-amortecido com sobrepassagem e erro de regime permanente.

a) Controle Proporcional

Esta técnica de controle trabalha através da multiplicação do sinal de erro (diferença entre o valor atual e o desejado) por um fator de ganho **K_p** especificado pelo usuário. O resultado desta operação é utilizado como sinal de correção. O resultado pode ser representado como sendo uma ampliação excessiva do resultado do erro, acelerando a resposta através da ação de controle.

Mudanças na posição em sistemas dinâmicos ocorrem durante comandos de aceleração, desaceleração e em movimentos onde existe uma alteração da velocidade. Uma vez que **K_p** aumenta o valor do erro este é mais rapidamente corrigido. Entretanto, se **K_p** é aumentado em demasia, a resposta do sistema dinâmico apresentará sobrepassagens muito altas (Figura 10), assim como o aparecimento de oscilações em torno do ponto desejado, podendo vir a se tornar instável caso o amortecimento não seja suficiente.

Por outro lado, valores de **K_p** mais baixos não conseguem eliminar o erro por completo, uma vez que ao se aproximar de zero o valor da correção (**K_p•e**) não gerará um valor suficiente capaz de alterar a posição atual, dando origem a um erro denominado de regime permanente ou estacionário (*steady-state error*).

b) Controle Integral

O controle integral realiza uma somatória no tempo dos sinais de erro anteriores. Esta soma é multiplicada por um fator de ganho **K_i** especificado pelo usuário e o resultado é utilizado para corrigir o sinal de comando do sistema dinâmico. Como esta técnica atua levando em consideração os erros passados, o fator de correção não zera como a aproximação ao erro nulo, permitindo que a eliminação de erros de regime permanente.

Quando é empregado um controlador tipo **PI**, uma vez que o valor de **K_i** é aumentado, **K_p** pode ser diminuído, devido a ambos fatores atuarem de forma similar na diminuição do erro.

c) Controle Derivativo

Nesta técnica de controle a taxa de variação do sinal de erro é usada para corrigir o sinal de comando do sistema dinâmico. O usuário especifica um valor para o ganho **K_d** que será usado para multiplicar o valor da variação do erro, e o seu resultado atua de forma a estabilizar o transiente da resposta do sistema e pode ser igualmente representado como um amortecimento eletrônico.

Com o aumento do fator **K_d**, é igualmente aumentada a estabilidade do sistema, porém às custas de uma perda na rapidez de resposta. Por outro lado, o erro de regime permanente permanece inalterado uma vez que não existe variação neste regime.

d) Controle PID

A combinação dos fatores proporcional, integral e derivativo (**PID**) em um único bloco de compensação tem diversas versões bastante difundidas nas mais diversas aplicações. O elemento usado para realimentação da saída tem uma função primordial no desempenho do controlador e o ajuste dos coeficientes **K_p**, **K_i**, e **K_d** deve levar em consideração esta característica, assim como dos demais elementos mecânicos envolvidos. Na Figura 11 é apresentada a configuração típica de um controlador PID usado no controle de posição em sistemas posicionadores.

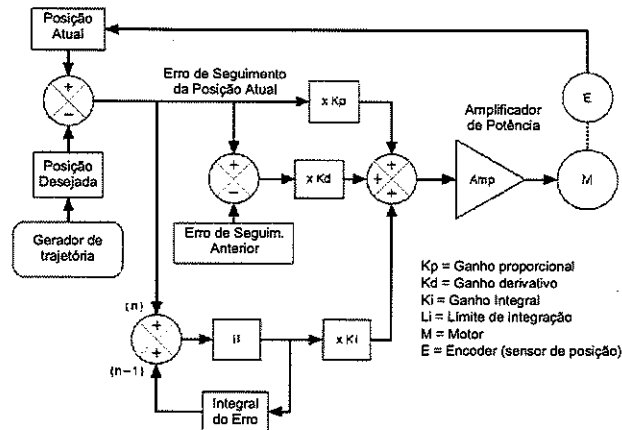


Figura 11 – Implementação de um controlador tipo PID utilizando realimentação de posição (NEWPORT, 1995).

5.2.5.3- Laço Feed Forward ou de Alimentação Direta

Quando for usado um algoritmo de controle PID, deverá existir sempre um erro entre o valor desejado e o valor atual para propiciar uma correção. Isto implica que sempre existirá um erro de seguimento ou acompanhamento (*following error*). Desta forma, o surgimento de um laço de alimentação direta ou *feed forward*, permite que exista uma ação corretiva sempre que o valor de referência mudar.

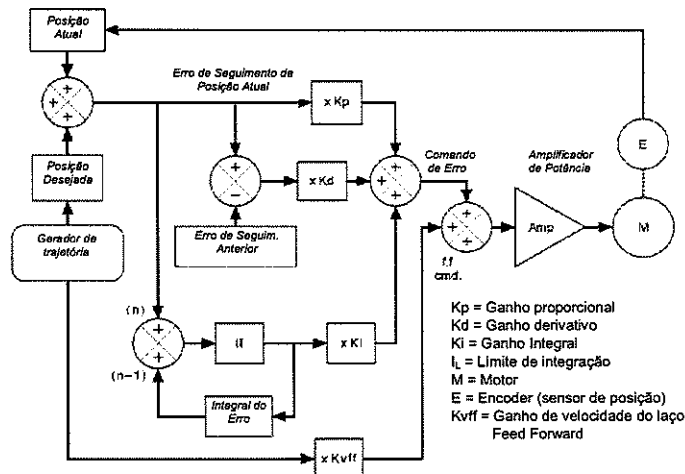


Figura 12 – Adição de um laço de alimentação direta (feed forward loop) em um controlador PID para diminuição do erro de seguimento (*following error*) e aumentar o desempenho global do sistema dinâmico.

O conceito utilizado na correção com laço *feed forward* é o de prever como o sistema se comportará e fazer correções baseadas nessas estimativas (Figura 12). Para otimizar esta estimativa, o controlador deve ter a capacidade de armazenar o erro ao longo do tempo de forma a utilizar este dado em futuras comparações. Isto requer uma capacidade de memória.

As correções são geralmente implementadas através da modificação do valor desejado (p. ex. posição) o que atua de forma efetiva no aumento ou diminuição o valor do erro. Combinando *feed forward* com PID aumenta-se sobremaneira o desempenho do controlador.

5.2.5.4 Lógica Difusa

A técnica do controle nebuloso ou controle por lógica difusa (*Fuzzy Logic*) apresenta-se como uma das técnicas mais promissórias para o controle de sistemas dinâmicos. Proposta inicialmente por L. A. ZADEH em 1965 através da teoria dos conjuntos nebulosos (*Fuzzy Set*) ou multivalentes, apresentava-se como um procedimento capaz de auxiliar na resolução de problemas que apresentavam certas imprecisões de formulação como, por exemplo, classificação de padrões e processamento de informação, entre outros. Dentre as principais características que diferenciam a lógica difusa de outras técnicas de controle, pode-se destacar o uso das denominadas variáveis lingüísticas em substituição ou em conjunto com variáveis numéricas (e.g., quente, frio, morno etc.); a caracterização de relações entre variáveis através de operações condicionais difusas e caracterização de relações complexas através de um mecanismos de inferência (algoritmo difuso).

Em 1973 ZADEH apresentou o uso desta teoria na análise e no processo de decisão para controle de sistemas complexos. Desde então, problemas como controle de pressão, nível de líquido entre outros, têm sido resolvidos através da técnica do controle difuso. Os resultados alcançados mostram um desempenho similar e muitas vezes superior ao de controladores PID convencionais (LI & LAU, 1989). Diversas outras estratégias de controle automático que utilizam variáveis lingüísticas com certo grau de ambigüidade para representar o comportamento de uma planta têm sido propostas, as quais preferencialmente foram obtidas através do conhecimento da planta por um especialista (LEE, 1990).

O controle de processos cuja modelagem é de difícil obtenção ou cuja solução analítica não é viável, tem-se simplificado através do uso do controle difuso. Nesta técnica, algum grau de imprecisão é permitido resultando em um aumento de robustez do sistema de controle. Neste sentido, ZADEH (1965) afirma que: “*o objetivo de formular modelos com o tipo de precisão comumente associado às técnicas de modelagem clássicas não é nem possível de ser alcançada nem necessária*”. Para tanto, as variáveis imprecisas são representadas através de uma aproximação matemática chamada “Teoria dos Conjuntos Difusos”.

Segundo SUGENO (1985) a experiência sobre o comportamento da planta possibilita a construção de regras lógicas, permitindo que possam ser feitas inferências sobre o comportamento do sistema. Assim, o controle difuso baseia-se na utilização de regras de decisão heurística (ditadas pela experiência), tendo como idéia básica sintetizar e reproduzir o comportamento de um operador experiente (SANTORO, 1999). Desta forma, entre as vantagens mais significativas do uso desta técnica de controle podem-se destacar: 1) não requer um modelo matemático detalhado para definição do algoritmo de controle, 2) a capacidade de representar conhecimentos

imprecisos, 3) poder trabalhar com um número incompleto de regras e 4) gerar um sinal de saída do controlador que varia suavemente.

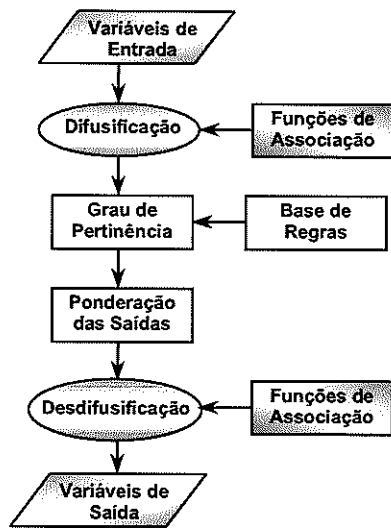


Figura 13 – fluxograma de um algoritmo difuso (BARCZAK et al., 1993)

A Figura 13 apresenta um fluxograma através do qual podem ser identificadas as diversas etapas na implementação de um algoritmo difuso assim como a sequência dos passos.

Difusificação: A diferença da teoria clássica de conjuntos na qual cada elemento pertence completamente ou não a cada conjunto, na teoria dos conjuntos difusos, cada elemento do universo discurso da variável pode pertencer a um conjunto parcialmente. Desta forma, a função de associação assigna a cada elemento um grau de pertinência ou verdade que varia entre 0 e 1 (0 e 100%) refletindo a incerteza da informação (MARQUES, 1999). O formato destas funções varia dependendo da aplicação, podendo ser triangulares, trapezoidais, exponenciais entre outras, como mostrado na Figura 14 (AGÜERO et al, 1990).

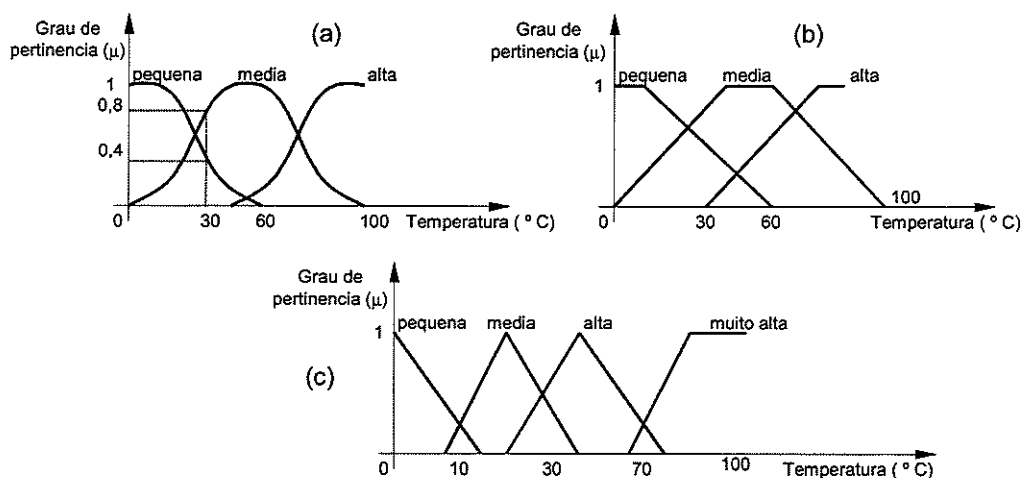


Figura 14 – Diferentes formatos de função de associação para um exemplo de análise de temperatura: (a) exponencial, (b) trapezoidais e (c) triangulares.

A teoria dos conjuntos difusos foi formulada baseada nos seguintes operadores, os quais têm sido considerados na síntese de sistemas de controle difusos:

- o complemento de um conjunto **A** corresponde à operação lógica “NOT”;
- a união de dois conjuntos $A \cup B$, corresponde à operação lógica “OR” e é definida pelo valor máximo dos elementos dos conjuntos; e
- a interseção de dois conjuntos $A \cap B$, corresponde à operação lógica “AND” e é definida pelo valor mínimo dos elementos dos conjuntos.

As bases ou conjuntos de regras construídas para controladores difusos expressam o conhecimento empírico e heurístico humano na sua própria linguagem de comunicação. Por sua vez, estas regras são sentenças do tipo “**IF... THEN...**”, implementadas como implicações lógicas que descrevem uma relação entre variáveis linguísticas (e.g., **IF calor THEN ligar ventilador**). Onde a expressão **IF** corresponde à premissa ou causa e a expressão **THEN** corresponde à conclusão ou efeito.

Ponderação das Saídas: Uma vez que na lógica difusa é permitido que uma variável física esteja parcialmente presente em mais de um conjunto (por exemplo, o ponto 30 na Figura 4.14(a)), o grau de pertinência é definido através das funções de implicação. Existem vários tipos de função de implicação, porém segundo AGÜERO et al. (1990) as mais utilizadas são:

- **Regra max-min:** proposta por MANDANI em 1974 consiste em tomar o mínimo valor entre os graus de pertinência resultantes das variáveis de entrada.
- **Regra máx-product:** aplicada por YAMAZAKI em 1982 consiste em realizar o produto entre os valores resultantes do grau de pertinência das variáveis de entrada.

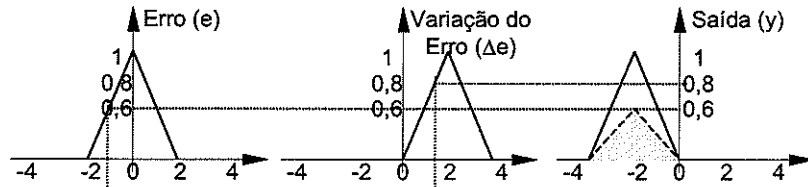
- **Regra de Lukasiewicz:** proposta por ZADEH em 1975 consiste em tomar o valor mínimo ($\wedge$) entre 1 e a expressão entre parêntesis abaixo

$$\mu_R(u, v) = 1 \wedge [1 - \mu_A(u) + \mu_B(u)] \quad 1$$

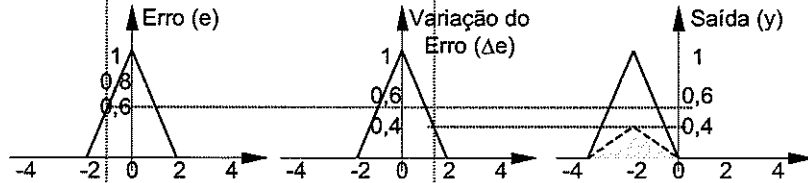
Desdifusificação: Uma vez obtida a saída do controlador difuso, que qualquer tenha sido a metodologia utilizada para gera-la, é necessário realizar a desdifusificação (*defuzzification*). Existem diversos métodos apresentados na literatura para realizar esta etapa (pelo menos sete), sendo que a mais comum é a do centro de gravidade. Este método consiste em tomar todas as entradas das regras com seus respectivos graus de pertinência e encontrara o centro de gravidade do conjunto resultante. Desta forma, a partir da ponderação do efeito de todas as regras é obtida uma saída $u(t)$, de acordo com a equação abaixo:

$$u(t) = \frac{\sum(E_i * Y_i)}{\sum(E_i)} \quad 2$$

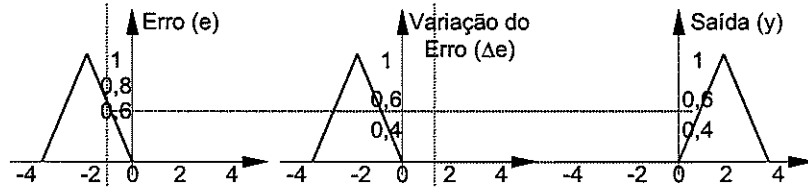
Regra 1: IF (e) é Zero AND (Δe) é Positivo THEN (u) Negativo



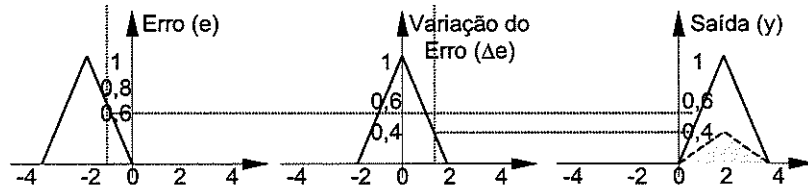
Regra 2: IF (e) é Zero AND (Δe) é Zero THEN (u) Zero



Regra 3: IF (e) é Negativo AND (Δe) é Negativo THEN (u) Positivo



Regra 4: IF (e) é Negativo AND (Δe) é Zero THEN (u) Positivo



Determinação da saída de controle (u) por meio do centro de gravidade

$$u(t) = \frac{\sum (E_i * Y_i)}{\sum (E_i)}$$

$$I = \frac{[0,6 \times (-2) + 0,4 \times 0 + 0,2 \times 2]}{(0,6 + 0,2 + 0,2)}$$

$$I = -0,8 \text{ (saída do controlador fuzzy)}$$

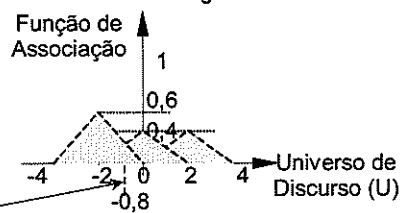


Figura 15 – Método da Desdifusão pelo centro de gravidade.

onde, E_i são os valores do grau de pertinência do antecedente de cada regra e Y_i são os correspondentes das funções de associação para a saída de cada regra ativada. A Figura 15 apresenta graficamente a ponderação da saída mediante o método do centro de gravidade para a ativação de 3 regras resultantes da aplicação do mínimo para o operador AND de cada regra.

O controlador difuso baseado nos padrões clássicos é caracterizado por utilizar como núcleo principal uma tabela de consulta, calculada previamente através do algoritmo exemplificado anteriormente. Esta tabela

corresponde a uma matriz onde suas entradas têm um elemento corresponde na matriz, cujo valor fornece uma medida quantitativa da proximidade em que se encontra o sistema do comportamento desejado (LI & LAU, 1989). No caso do exemplo da Figura 4.14 pode-se obter uma tabela de consulta composta por quantidades numéricas a serem usadas pelo sistema de controle difuso.

Tabela 1 – Ação de controle de um sistema difuso (SANTORO, 1999).

Δu		<i>erro</i>				
		-2	-1	0	1	2
<i>Δerro</i>	-4	5	4	3	1	0
	-2	4	3	1	0	-1
	0	3	1	0	-1	-3
	2	1	0	-1	-3	-4
	4	0	-1	-3	-4	-5

A Tabela 1 mostra a superfície de decisão obtida para um controlador difuso cujo universo de discurso foi discretizado com intervalos de uma unidade para a variável *erro* e duas unidades para a variação do erro (*Δerro*). Neste exemplo a ação de controle (*Δu*) pode ser obtida através da consulta direta à tabela de consulta (*look-up table*) e, para valores intermediários do vetor de entrada (*erro, Δerro*) o valor correspondente da matriz pode ser obtido através de um processo de interpolação.

5.2.5.5- Redes Neurais Artificiais

As Redes Neurais Artificiais (*Neural Network*) são compostas pela interconexão de vários elementos básicos denominados de neurônios. Cada um destes elementos de processamento contém uma função de transferência, um número determinado de entradas e uma única saída. Nos últimos anos as redes neurais têm sido utilizadas na solução de problemas de controle onde as técnicas tradicionais não têm obtido desempenho adequado. Entre as vantagens mais significativas na aplicação desta técnica de controle pode-se destacar: capacidade de realizar mapeamento contínuo com grau de precisão satisfatório para diversas aplicações; conhecimento adquirido através de um processo de aprendizado e armazenado na rede através dos valores dos pesos, simplificando sua implementação em hardware; devido a suas ações serem produto de experiências, permite que estas sejam adaptadas na resolução de outros problemas similares; comportamento altamente distribuído e paralelo, e que geralmente as torna tolerantes a eventuais falhas além da rapidez de execução; e permite sua aplicação em sistemas com incertezas e/ou dificuldades de modelagem e comportamento não-linear.

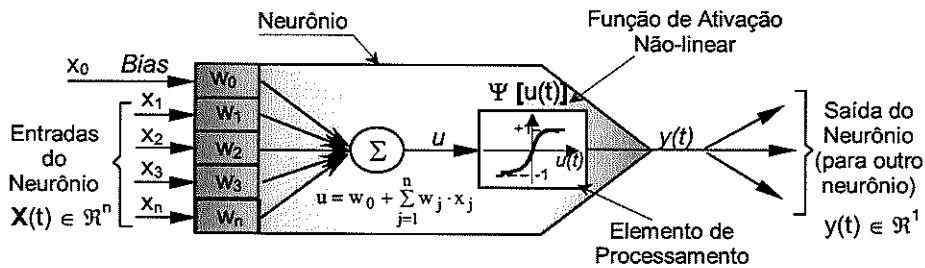


Figura 16 – Neurônio - Elemento de processamento básico de redes neurais.

Um modelo generalizado de neurônio e as operações matemáticas envolvidas são mostradas na Figura 16. Cada uma das entradas do neurônio é multiplicada por um valor correspondente ao peso. Esses produtos são somados e o valor dessa soma é aplicada a uma função de ativação. Esta função pode ser sigmoide, logarítmica, uma reta ou qualquer função monotônica, dependendo da aplicação (BOTELHO et al., 1995). Como mostrado nesta figura a primeira operação fornece um mapeamento linear do vetor $X(t) \in \mathbb{R}^n$ para $u(t) \in \mathbb{R}^1$ através do vetor peso $W_a(t) \in \mathbb{R}^n$. A Segunda operação fornece um mapeamento não-linear $u(t) \in \mathbb{R}^1$ para $y(t) \in \mathbb{R}^1$ através da função de ativação não-linear $\Psi[\cdot]$ (GUPTA & RAO, 1994).

Igualmente, o modelo da Figura 16 mostra que os pesos possuem a capacidade de alterar a saída de um neurônio. Por sua vez, estes elementos básicos de processamento podem ser interconectados entre si formando uma rede de neurônios. Assim, os pesos de uma rede neural podem ser ajustados de forma a encontrar um comportamento desejado entrada/saída. Este processo de ajuste de pesos é conhecido como treinamento ou aprendizado, o qual é realizado através de modificações sucessivas destes a cada padrão apresentado com o objetivo de que a rede atinja um comportamento satisfatório previamente estabelecido.

Existem atualmente na literatura diversas arquiteturas de redes neurais artificiais, aplicáveis na solução dos mais diversos tipos de problemas. Considerando aplicações em controle de sistemas dinâmicos, a arquitetura geralmente utilizada é a denominada multi-camada tipo “*feed-forward*”. Por outro lado, o ajuste dos pesos é realizado freqüentemente através do algoritmo “*back-propagation*”, criado originalmente para redes multi-camadas e funções de transferência deriváveis (SANTORO, 1999).

A utilização do algoritmo “*back-propagation*” reside principalmente na facilidade de implementação e aos resultados satisfatórios alcançados em inúmeros trabalhos. Este algoritmo realiza a atualização do valor dos pesos dos neurônios com base no erro de saída. Este erro é retropropagado da camada de saída para as camadas mais internas da rede e os pesos são modificados conforme o gradiente negativo deste erro.

Como pode ser observado na Figura 17 uma rede multi-camada ou *feed forward* típica é formada por um conjunto de nós de entrada, uma ou mais camadas intermediárias de neurônios e uma camada de neurônios de saída. O processo de aprendizado inicia-se em (a) com a apresentação do padrão de treinamento e repasse da informação para a camada posterior; (b) com a informação recebida os neurônios da camada intermediária

calculam e transmitem o resultado para a camada de saída e no estágio (c) o vetor de saída $\mathbf{Y}$ é confrontado com o valor desejado ($d(n)$) relativo àquele conjunto de entrada $\mathbf{X}$, gerando assim um sinal de erro que será utilizado (retroalimentado) para atualizar os valores de peso. O erro do j -ésimo neurônio da camada de saída (2), na n -ésima interação é dado por:

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j^{(2)}(n) \quad 3$$

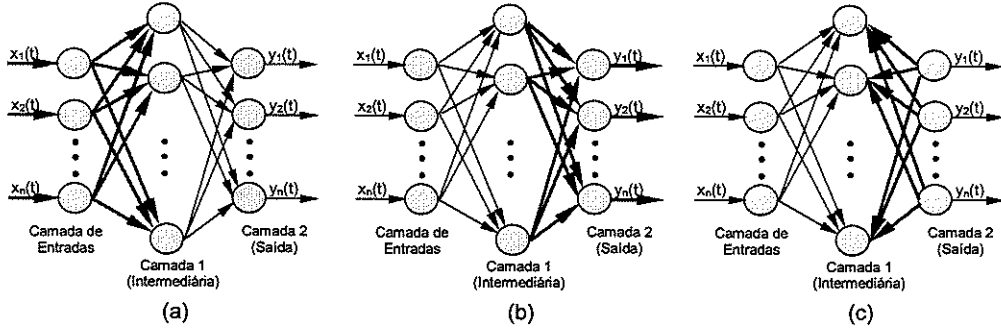


Figura 17 – Algoritmo de aprendizado *backpropagation* em redes *feed-forward* típica (GUPTA & RAO, 1994).

O objetivo do algoritmo é ajustar o valor dos pesos de forma a minimizar este erro total, o qual pode ser calculado pela média quadrática do erro para cada neurônio na camada de saída da rede (GUPTA & RAO, 1994). A atualização usando o gradiente negativo (*gradient descent*) implica na obtenção de um incremento no valor do k -ésimo peso do j -ésimo neurônio dado por:

$$\Delta w_{jk}^{(2)}(n) = -\eta \cdot e_j(n) \cdot \Psi[u_j^{(2)}(n)] \cdot y_k^{(1)}(n) \quad 4$$

onde η é uma constante que determina a taxa de aprendizado do algoritmo. Portanto a atualização no valor do peso é dada por:

$$w_{jk}^{(2)}(n+1) = w_{jk}^{(2)}(n) + \Delta w_{jk}^{(2)}(n) \quad 5$$

O incremento $\Delta w_{jk}^{(2)}(n)$ depende do sinal de erro do j -ésimo neurônio de saída $e_j(n)$. Pode-se então identificar duas classes distintas que irão depender de onde o neurônio se localiza na rede, ou seja, se na camada de saída como na discussão anterior ou se na camada intermediária (SANTORO, 1999).

No caso do erro obtido por neurônios na camada intermediária é consequência dos erros de todos os neurônios posteriores conectados diretamente a ele. Nesta análise o sufixo k representa um neurônio na camada intermediária. Desta forma ao aplicar o método do gradiente negativo, o incremento a ser dado ao peso $w_{ki}^{(1)}(n)$, na interação $(n+1)$, é dado por:

$$\Delta w_{ki}^{(1)}(n) = \eta \cdot \sum_j e_j(n) \cdot \Psi[u_j^{(2)}(n)] \cdot w_{ki}^{(1)}(n) \cdot y_j^{(1)}(n) \quad 6$$

O fator η também denominado de parâmetro de velocidade ou taxa de aprendizagem (*Learning-rate parameter*) é um valor positivo geralmente menor que 1 (entre 0,05 a 0,25). Quanto maior seu valor maior será o incremento dado aos pesos, desta forma η possui um efeito significativo no rendimento da rede neural. No entanto, valores altos para η implicam em eventuais instabilidade no processo de treinamento. Uma outra técnica utilizada para incrementar a velocidade de aprendizagem consiste em utilizar um termo adicional chamado “momento”. Quando se calcula o valor da mudança do peso, adiciona-se uma fração relativa à mudança anterior. Este termo adicional tende a manter a mudança de peso na mesma direção (FREEMAN & SKAPURA, 1991). Desta forma a mudança de peso passa a ser:

$$\Delta w_{ki}^{(1)}(n) = \alpha \Delta w_{ki}^{(1)}(n-1) + \eta \cdot \sum_j e_j(n) \cdot \Psi[u_j^{(2)}(n)] \cdot w_{ki}^{(1)}(n) \cdot y_j^{(1)}(n) \quad 7$$

A função de ativação Ψ [.] que será utilizada neste trabalho é a função não-linear tangente hiperbólica (NGUYEN & WIDROW, 1990), dada por:

$$\Psi(u) = \tanh(u) = \left[\frac{1 - e^{-u}}{1 + e^{-u}} \right] \quad 8$$

Os padrões de treinamento de uma rede neural podem representar, por exemplo, as entradas e saídas de um sistema dinâmico. Desta forma, a rede tem seus pesos adaptados de maneira a mapear o comportamento dinâmico do sistema. Desta forma, diversos sistemas de controle tradicionalmente projetados segundo um modelo matemático da planta, têm sido implementados utilizando redes neurais. De maneira geral, a (sintetização do controlador) obtenção de controladores neurais baseia-se no treinamento a partir de um modelo matemático aproximado da planta - modelo matemático inverso (KRÖSE & SMAGT, 1993).

5.3- PROJETO DE CONTROLADORES: MODELAGEM E SIMULAÇÃO

5.3.1- Introdução

Serão testados dois tipos de atuadores de estado sólido, a saber, piezelétricos e magnetoestrutivos. Desta forma, são confrontados os desempenhos dinâmicos obtidos por estes sistemas de microposicionamento com estratégias de controle digital em malha fechada, através de técnicas de simulação numérica.

A seguir, serão discutidos os seguintes algoritmos de compensação: rede de atraso, PI+D, PID+feedforward, Lógica Difusa (fuzzy logic) e Redes Neurais Artificiais (artificial neural network).

5.3.2-. Sistema Microposicionador

A maioria dos tornos de precisão comerciais não possui características suficientes de exatidão e repetitibilidade e comportamento dinâmico necessários para usinagem de materiais frágeis. Desta forma, torna-se imprescindível a concepção de um sistema alternativo para posicionamento e/ou correção de erros no posicionamento do porta-ferramenta e, por sua vez, da ponta da ferramenta de diamante que efetivamente entra em contato com a peça e realiza a retirada de material, atuando de forma a alcançar as características desejadas de forma e acabamento, tanto superficial como subsuperficial.

Como pode ser observado no Capítulo 3, tanto os materiais piezelétricos como os magnetoestrutivos trabalham de forma a transformar um sinal elétrico num movimento translativo linear numa faixa de alguns micrometros. A capacidade de carga pode alcançar facilmente a ordem dos kN e podem trabalhar em frequências variando de zero a vários kHz. Devido a suas qualidade de precisão de posicionamento e estabilidade de velocidade, estes tipos de atuadores podem ser utilizados no posicionamento em máquinas-ferramenta de ultraprecisão

5.3 3- Modelagem do Microposicionador

Prosseguindo com a caracterização do sistema, descrevem-se, através das respectivas expressões matemáticas (modelo matemático), todos os elementos que formam parte do sistema dinâmico. O Diagrama de blocos da Figura 18 mostra a estrutura do sistema dinâmico.

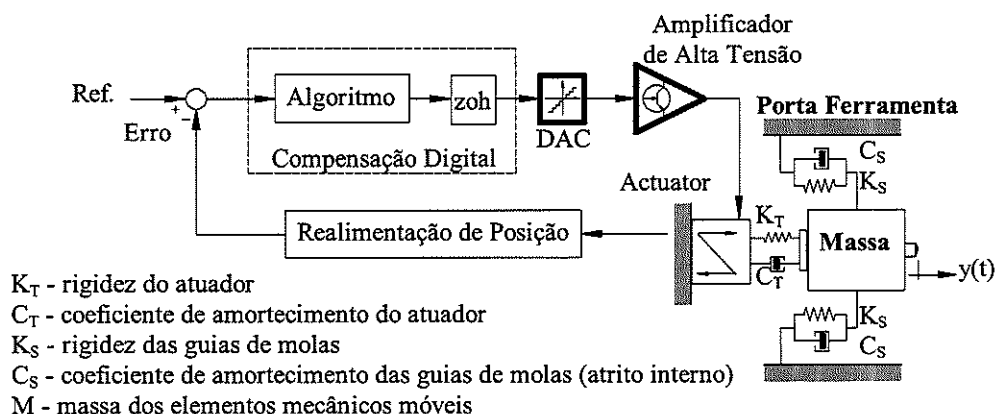


Figura 18 - Estrutura do Sistema Dinâmica.

Este sistema pode ser dividido basicamente em duas partes: o controlador digital e a planta, a qual é formada pelos elementos restantes do sistema (sistema eletro-mecânico). Na planta duas partes podem ser diferenciadas

claramente. Uma correspondente ao atuador piezelétrico (PZT) ou magnetoestrutivo (MST) e a outra aos elementos mecânicos móveis.

5.3.3.1- Elementos Mecânicos Móveis (Porta-Ferramenta)

O modelo matemático correspondente aos elementos mecânicos móveis do porta-ferramenta é mostrado na Equação abaixo, onde ζ é a taxa de amortecimento estrutural e ϖ corresponde à frequência de ressonância do sistema.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \varpi_c \cdot \left(s + \frac{\varpi_c}{2 \cdot \zeta} \right)}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot s + \varpi_c^2} \quad 9$$

5.3.3.2 - Atuadores

Estes componentes convertem um sinal elétrico de tensão (PZT) ou corrente (MST), num deslocamento proporcional. Neste modelo, conforme a literatura, o atuador é descrito como um sistema de segunda ordem, onde ζ corresponde ao coeficiente de amortecimento e ω_n à frequência de ressonância ($\omega_n = 2\pi f_r$) (SANCHEZ et al, 1992; OKAZAKI, 1988; TANAKA et al, 1994).

PZT

Considera-se aqui a utilização de um atuador piezoelétrico P-239-10 da Physik Instrumente, com 10 μ m de expansão a -1000 volts.

$$\frac{X(s)}{V(s)} = \frac{K_{PZT} \cdot \varpi_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot s + \varpi_n^2} \quad 10$$

MST

Considera-se aqui a utilização de um atuador magnetoestrutivo MP 50/6 (Etrema Terfenold-D^R magnetostrictive actuators), o qual possui uma expansão de $\pm 25 \mu$ m para um sinal de acionamento de $\pm 1,5$ A.

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{K_{MST} \cdot \varpi_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot s + \varpi_n^2} \quad 11$$

5.3.4- Estudo de um Sistema de Controle de Movimento

Neste item são estudados diversos tipos de técnicas de controle e controladores, visando à escolha de um controlador apropriado para o controle dos sistemas dinâmicos aqui referido, isto é, capaz de atender às especificações de desempenho requeridas.

Para tanto, serão considerados de início, uma rede de atraso (Lead-Lag Filter), um filtro PID e um PID com feedforward além de um controlador baseado em lógica difusa. Posteriormente serão apresentadas duas outras metodologias de projeto de sistemas de controle baseadas em redes neurais artificiais. A primeira baseia-se no treinamento de uma rede neural de forma a gerar uma ação de controle que permita alcançar as condições de desempenho requeridas e, a segunda baseada na utilização de uma tabela de consulta de lógica difusa mapeada através de uma rede neural.

5.3.4.1- Rede de Atraso (Filtro Lead-Lag)

Em primeiro lugar consideraremos a utilização de um controlador digital direto partindo do conhecimento de seu correspondente analógico, o qual pode ser especificado como uma rede de atraso (*Lead-Lag filter*).



Figura 19 - Rede de atraso (Filtro Lead-Lag)

5.3.4.2- PID

Num Filtro PID, o termo proporcional contribui para a rapidez do sistema, o derivativo melhora a estabilidade e o termo integrativo reduz o erro de seguimento.

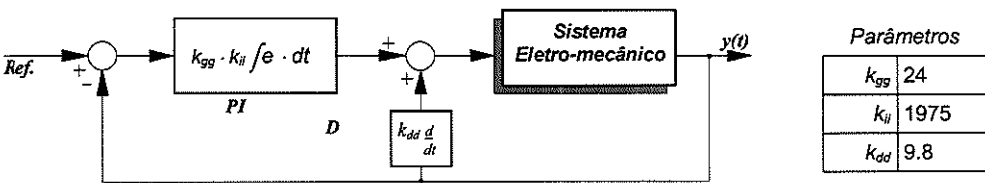


Figura 20 - Filtro PID.

5.3.4.3- PID com feedforward

A característica de termo integrativo o qual reduz o erro de seguimento em trajetórias, no caso do PID "puro" é piorada a estabilidade. Por outro lado, no uso de um laço "feedforward" é possível reduzir o erro de regime sem, não entanto, piorar a estabilidade (amortecimento).

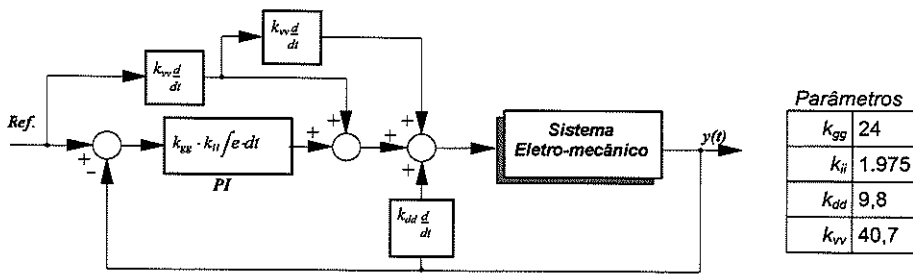


Figura 21 - PID + Feedforward.

5.3.4.4 - Lógica Difusa

Propõe-se aqui o projeto de um controlador baseado em lógica difusa para o sistema dinâmico em estudo, um controlador lógico difuso possui basicamente três características: 1) Uso de variáveis lingüísticas em vez de, ou em adição a variáveis numéricas; 2) Caracterização de relações simples entre as variáveis estabelecendo condições difusas e 3) Caracterização de relações complexas através de algoritmos difusos.

Este controlador difuso está baseado nos padrões clássicos, no qual seu núcleo principal corresponde a uma tabela de consulta, calculada previamente. Esta tabela corresponde a uma matriz, onde as suas entradas serão o erro de posição e a variação do erro de posição. Assim, cada par de elementos de entrada corresponde a um elemento desta matriz, cujo valor fornece uma medida quantitativa da proximidade em que se encontra o sistema do comportamento desejado (LI & LAU, 1989).

A lógica difusa vem sendo largamente utilizada no projeto de controladores de sistemas que possuem não-linearidades e parâmetros variáveis, e cuja modelagem é difícil de ser obtida analiticamente. Sua idéia básica é a de projetar um controlador que atue no sistema tomando suas próprias decisões a partir do conhecimento de determinadas variáveis, como faria um operador experiente no processo.

Assim, os controladores difusos baseiam-se em regras de decisões heurísticas (ditadas pela experiência), cujo método de inferência consiste de regras lógicas do tipo “if A then B”. As variáveis de entrada e de saída podem ser consideradas através de termos lingüísticos como ‘grande’, ‘médio’, ‘pequeno’, e representadas em conjuntos difusos os quais exprimem o grau de importância de uma variável determinística em termos difusos. Esta base de conhecimento e seu mecanismo de inferência, são então combinados com os dados obtidos a partir dos sensores, a fim de produzir uma saída desejada ou adequada de controle. A Figura 5.6 mostra um diagrama de blocos que representa a estrutura básica de um controlador difuso, onde são representados quatro componentes principais: uma interface de difusificação, uma base de conhecimentos, uma lógica para tomada de decisão e uma desdifusificação (LEE, 1990).

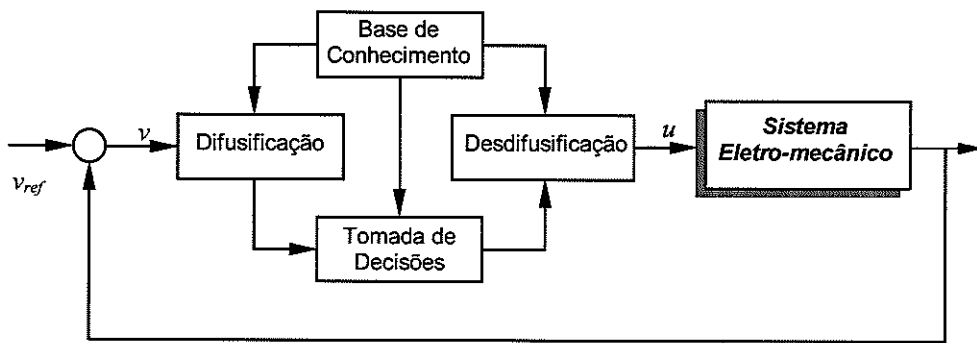


Figura 22 - Estrutura de um controlador difuso.

As variáveis do controlador podem ser o erro da variável a ser controlada e a sua variação com relação à variável no passo anterior. A variável de saída pode ser a saída do controlador ou o incremento a ser dado a este. Sua implementação é realizada ou utilizando diretamente a base de regras e o mecanismo de inferência, ou utilizando uma tabela de consulta bidimensional.

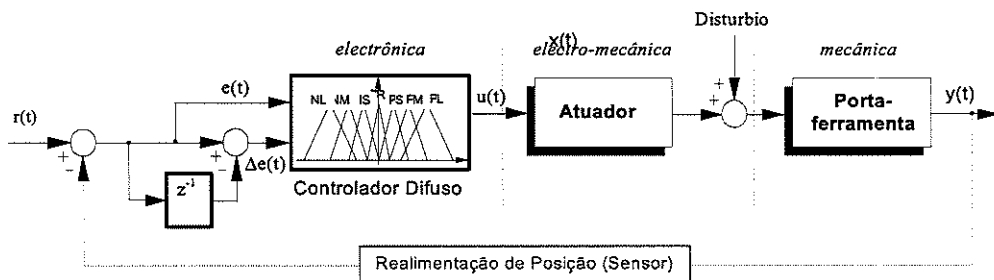


Figura 23 - Sistema de Controle de Posição Utilizando Controlador Difuso.

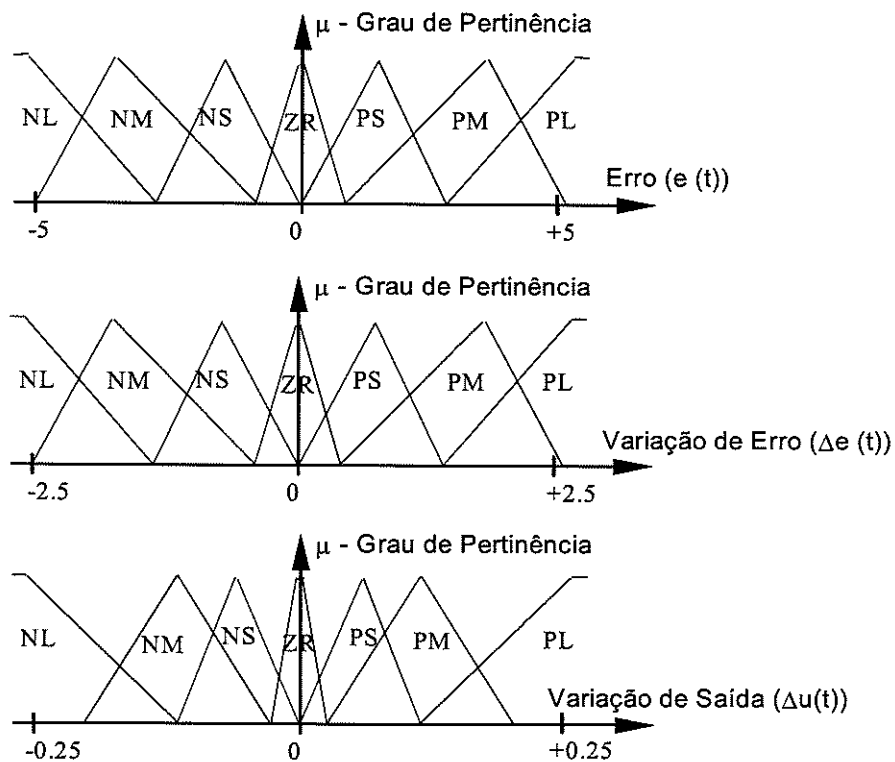


Figura 24 – Base de Conhecimento e Funções de Associação.

Considerando o sistema regulador baseado em lógica difusa, as variáveis de entrada são **Error** e **Δerror**. As variáveis de saída são Δu . **Error** representa o afastamento do atuador com relação à posição desejada e **Δerror** representam $\text{Error}(k) - \text{Error}(k-1)$, para cada tempo de amostragem. As funções de associação para estas variáveis foram adotadas como sendo triangulares (LEE, 1989), as quais podem ser observadas na Figura 24.

Tabela 2 - Base de Regras para o Controlador de Posição Difuso.

Δu		ΔError				
		NG	NP	ZE	PP	PG
Error	NG	NG	NG	NG	NG	ZE
	NP	NG	NP	NP	ZE	PP
	ZE	NP	NP	ZE	PS	PP
	PP	NP	ZE	PP	PP	PG
	PB	ZE	PG	PG	PG	PG

Cinco variáveis lingüísticas foram consideradas para *Error*, $\Delta error$ e Δu , sendo definidas por **NG** (negativo grande), **NP** (negativo pequeno), **ZE** (zero), **PP** (positivo pequeno) e **PG** (positivo grande). A base de conhecimento definida para o controle do atuador foi então baseada em um conjunto de 25 regras, arranjadas como mostrado na Tabela 2.

Redes Neurais Artificiais são conhecidas hoje como uma das técnicas mais fascinantes para modelar o cérebro humano em todas as suas particularidades, como por exemplo, no processamento complexo de informações, em processamentos altamente não-lineares e em paralelo, e tolerância a falhas (FREMAN & SKAPURA, 1991). Este desafio foi estudado por vários projetistas de sistemas de controle e diversas aplicações têm sido propostas (KRÖSE & SMAGT, 1993).

Uma rede neural multi-camadas com arquitetura do tipo *feed-forward* é um sistema composto por entradas, saídas e muitos elementos de processamento simples e semelhantes, todos interconectados através de parâmetros internos chamados de pesos (NGUYEN & WIDROW, 1990). Após configurada com o número de camadas, número de neurônios por camada e suas funções de transferência, isto sendo determinado por um processo de tentativa e erro, o objetivo é treiná-la, isto é, ajustar os seus pesos, de forma a alcançar um comportamento desejado de entrada/saída. O treinamento, por sua vez, pode ser realizado utilizando o algoritmo *back-propagation* do erro, originalmente criado para redes multi-camadas e funções de transferência não-lineares diferenciáveis. Este método é normalmente baseado na diminuição de gradiente do erro (*steepest descent*) onde os parâmetros, tais como pesos e "biases" (entrada fixa), são movidos na direção oposta ao gradiente do erro.

O modelo proposto por NGUYEN & WIDROW (1990) para geração de um controlador baseado em Redes Neurais tem como característica principal a utilização de um *Emulador*, o qual auxilia no projeto de um controlador de maior robustez. Este emulador corresponde a uma rede neural multi-camada, a qual é treinada de forma a aprender a identificar o comportamento dinâmico do sistema, neste caso do microposicionador.

O controlador, por sua vez, é composto por outra Rede Neural de múltiplas camadas, a qual é treinada de forma que seja capaz de controlar o emulador e conseqüentemente a planta. Desta forma, uma vez treinado o emulador, isto é, com seus pesos já fixados, procede-se ao treinamento do neuro-controlador, o qual pode ser utilizado para controlar o microposicionador.

A Figura 25 (a) mostra a forma como o emulador é treinado, onde é assumido que os estados da planta sejam diretamente observáveis sem ruídos. As entradas de controle são representadas por v e as variáveis de saída são representadas por E^k em cada intervalo k . A base de dados utilizada para o treinamento foi obtida a partir de dados simulados.

Como pode ser observado na Figura 25 (b), a utilização do emulador se torna necessário para permitir que o erro seja *back-propagado* através da rede, devido a que apenas o erro da saída da planta é o dado disponível para

o treinamento. Desta forma, para um controlador de duas camadas, teremos uma rede composta de quatro camadas a serem treinadas.

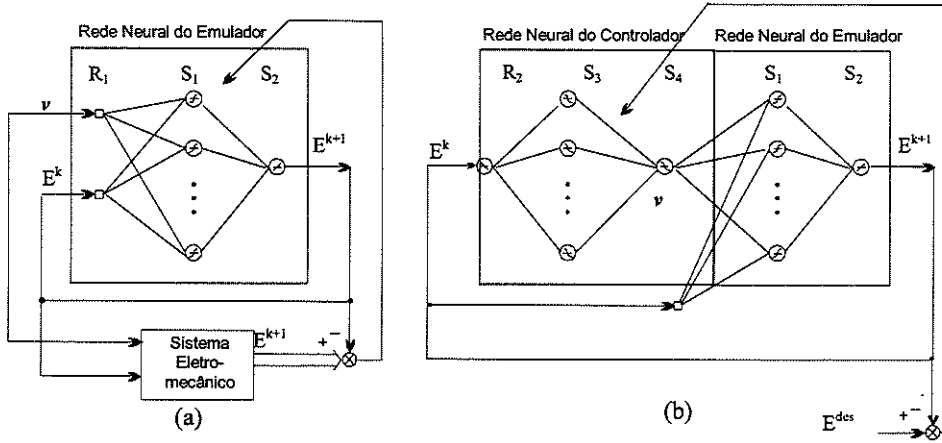


Figura 25 - (a) Emulador; (b) Controlador e Emulador.

Para o processo de aprendizagem foi utilizado o método baseado na aproximação de Levenberg-Marquardt. Este método é mais potente e apresenta melhor desempenho que usando o método de Newton (MATLAB, 1995). A regra de aprendizagem para atualização dos pesos é dada por:

$$\Delta \mathbf{W} = (\mathbf{J}^T \mathbf{J} + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T \mathbf{e} \quad 12$$

onde $\mathbf{J}$ é a matriz Jacobiana das derivadas de cada erro para cada peso, μ é um escalar e $\mathbf{e}$ é um vetor erro. Se μ é pequeno, a equação (1) torna-se o método de Gauss-Newton que é mais rápido e preciso perto do erro mínimo (MATLAB, 1995). Assim, o objetivo é alterar μ de forma a trabalhar ou com Gauss-Newton ou *steepest-descent* (quando o erro aumenta, μ aumenta e $\mathbf{J}^T \mathbf{J}$ torna-se desprezível e o treinamento é realizado usando $\mu^{-1} \mathbf{J}^T$ que é o *steepest-descent*. De outra forma, μ é diminuído).

A utilização no processo de aprendizado do algoritmo de aproximação Levenberg-Marquardt tem por objetivo treinar a rede neural de forma a encontrar um conjunto de pesos que minimizem um índice de desempenho dado por:

$$PI = E \left(\left\| \mathbf{E}_{x,y}^{des} - \mathbf{E}_{x,y}^k \right\|^2 \right) \quad 13$$

onde E é o operador esperança estatístico

Na Figura 26, é mostrado o sistema de controle de posição utilizando o controlador neural baseado em lógica difusa.

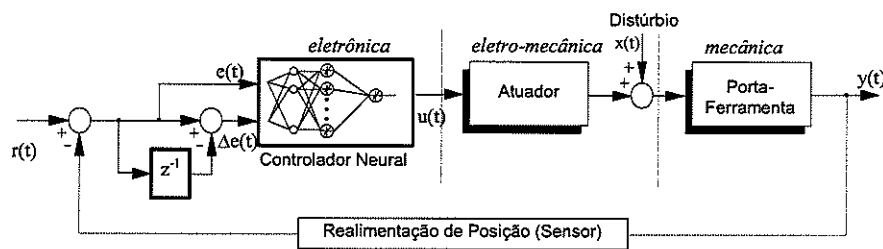


Figura 26 - Sistema de Controle de Posição Baseado em Redes Neurais.

5.3.4.5 - Mapeamento da Tabela Difusa através de Redes Neurais

No mapeamento de uma tabela de consulta de um controlador difuso, tem-se como objetivo utilizar uma rede neural a fim de evitar um processo de busca e interpolação. O objetivo é treinar a rede neural usando Levenberg-Marquardt de forma a encontrar um conjunto de pesos que minimizam um índice de desempenho.

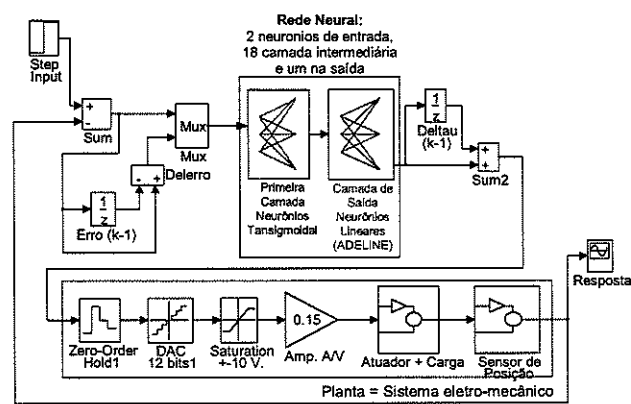


Figura 27. Controlador Neural Baseado em uma Tabela Difusa.

Este controlador neural deverá mapear a tabela de consulta de um controlador difuso, a qual corresponde a uma matriz 9x9 com dois vetores de entrada 9x1. Inicialmente, foi utilizada uma rede com duas camadas (neurônios tangentes sigmoidais na camada intermediária e lineares na de saída) e o algoritmo *back-propagation* implementado com *steepest-descent* (com *momentum* e taxa de aprendizagem variável). Este método, embora seja sensível a pequenos detalhes na superfície do erro, não alcançou o valor desejado do erro quadrático médio

(SSE) em qualquer dos casos considerados. Foi utilizado então, o método de Levenberg-Marquardt que se mostrou extremamente rápido, alcançando erros extremamente baixos (ordem de 10^{-6}). Para alguns casos, dependendo das condições de inicializado, a rede perdeu por completo a capacidade de generalização. No presente caso (Figura 5.12), foram necessários 18 neurônios na camada intermediária, 130 épocas de treinamento, $\mu = 1.1e-7$ e $SSE = 0,0001$. Os resultados com numero menor de neurônios na camada intermediária não foram satisfatórios, pois, apesar de atingir SSE pequenos, apresentou péssimas características de generalização apresentando respostas pouco satisfatórias.

5.3.4.6 - Controlador Híbrido “PI Difuso + D”

Em controle de movimento de posicionadores devido à inércia do sistema dinâmicos, o deslocamento do sistema continua aumentando mesmo após o corte da energia. Esta característica torna extremamente difícil o controle da planta (servomecanismo), o que fica mais evidente quando se pretende posicionar rapidamente e sem sobressinal (YOJO & MORAES, 1999).

Uma vez que controladores PID tradicionais não possuem comportamento adequado quando da variação dos parâmetros da planta, uma metodologia de projeto capaz de aliar a robustez dos controladores difusos e a rapidez de resposta dos controladores PID (TAO & TAUR, 1995).

Desta forma, a inclusão de Lógica Difusa a um controlador PID tradicional têm como objetivo primordial reduzir a amplitude de sobressinal (*overshoot*) e diminuir o tempo de resposta. Neste sentido e conforme pode ser observado em resultados obtidos anteriormente (e.g., CAMPOS RUBIO et al., 1996), pode-se afirmar que:

- Controlador PID convencional caracteriza-se principalmente pela facilidade de implementação e a capacidade de permitir o controle com um desempenho adequado das mais diversas plantas, através da sintonização de alguns parâmetros.
- Controladores PID convencional possuem características como; rapidez de resposta elevada, porém com uma presença de sobressinal muitas vezes indesejado.
- Por se tratar de um algoritmo que trabalha em função de ganhos fixos, muitas vezes ao alcançar uma resposta em tempo e erros de regime muito reduzidos, torna a malha extremamente sensível o que pode causar instabilidade.
- Um controlador difuso, por sua vez, permite baixos erros de regime e tempos de resposta pouco superiores aos anteriores, tornando o sistema dinâmico como um todo, facilmente regulável e menos susceptível à variações na planta e perturbações externas.
- Desta forma, pode-se afirmar que algoritmos difusos são adaptativos e robustos. Isto devido principalmente, a sua arquitetura, formados através de uma base de conhecimento gerada com um certo de grau de incerteza

e um conjunto de regras que auxiliam (indiretamente) na escolha do valor de comando adequado para uma determinada situação.

Portanto, espera-se que exista uma relação ótima entre a utilização de controladores PID convencionais e algoritmos difusos, cuja característica de comando seja capaz de aliar as características vantajosas de ambas técnicas, obtendo um controlador que possua: alta velocidade de resposta, baixo erro de regime permanente, baixo erro de seguimento de trajetórias e atenuação de perturbações, entre outras.

5.3.4.6.1 - Concepção do Controlador Híbrido

Como forma de simplificar ao máximo a implementação do algoritmo, foi escolhida uma disposição “em série” dos dois tipos de controladores. Desta forma, as características inicialmente previstas, e a necessidade de alterar (modificar) o tipo da resposta do sistema, através de um tipo de sintonização dos parâmetros do algoritmo projetado.

Conforme, é de conhecimento geral, cada fator do compensador **PID** tem uma função específica e atua de forma isolada ou conjunta em uma ou mais características da resposta (LEONARD, 1984), a saber:

- **Ganho Proporcional** (K_p) – atua de forma a aumentar a velocidade de resposta e diminuir o erro de regime.
- **Fator Integrativo** (K_i) – responsável principalmente pela redução do erro de regime, no caso do valor de subida se manter próximo do sinal de referência.
- **Fator Derivativo** (K_d) - responsável pela estabilidade do sistema e também pela suavidade da resposta.

Analogamente aos ganhos de sistema **PID** convencional, os fatores do controlador híbrido poderão ser determinados através da utilização de algum método para sintonização, como por exemplo o método Ziegler Nichols, o qual caracteriza-se principalmente pela facilidade de aplicação (VanDOREN, 1998).

Após a sintonização do filtro **PID** a parte **PI** é substituída pelo sistema **Difuso**, resultando desta forma num controlador híbrido capaz de fornecer requisitos de desempenho necessários para sua utilização em posicionadores de ultraprecisão.

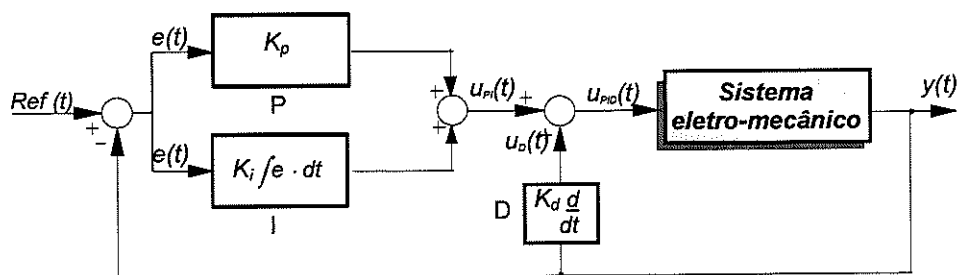


Figura 28 – Diagrama de blocos de um controlador PID convencional.

5.3.4.6.2 - Equacionamento do Controlador Híbrido “PI Difuso + D”

A Figura 28 mostra o diagrama de blocos de um sistema dinâmico controlado através de um filtro PID. Em este tipo de sistema, o sinal de controle pode ser obtido combinando os termos proporcional, integral e derivativo, como segue:

$$u_{PID}(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) \cdot dt - K_d \cdot y(t) \quad 14$$

onde K_p , K_i e K_d são os parâmetros do controlador PID, que na forma discretizada podem ser representados através da ação de um segurador de ordem zero (*zero-order-hold*) (MALKI, LI & CHEN, 1994), como sendo:

$$u_{PID}(k) = K_p \cdot e(k) + K_i \cdot T \sum_{n=0}^k e(n) - K_d \cdot \frac{(y(k) - y(k-1))}{T} \quad 15$$

onde:

T – corresponde ao período de amostragem,
 $e(k)$ – entrada do controlador correspondente ao erro do sistema, o qual
 pode ser expresso como sendo $e(k) = Ref(k) - y(k)$,
 $u(k)$ – saída do controlador no tempo (kT) .

Desta forma, para a forma incremental tem-se:

$$u_{PID}(k-1) = K_p \cdot e(k-1) + K_i \cdot T \cdot \sum_{n=0}^{k-1} e(n) - K_d \cdot \frac{(y(k-1) - y(k-2))}{T} \quad 16$$

assim:

$$\Delta u_{PID}(k) = u_{PID}(k) - u_{PID}(k-1) \quad 17$$

portanto:

$$\Delta u_{PID}(k) = K_p \cdot (e(k) - e(k-1)) + K_i \cdot T e(k) - K_d \cdot \frac{(y(k) - 2y(k-1) + y(k-2))}{T} \quad 18$$

Que corresponde à forma adequada da entrada de controle para atuadores do tipo integrativos, como por exemplo sistemas eletro-mecânicos (TZAFESTAS & PAPANIKOLOPOULOS, 1990).

Como citado anteriormente, uma das principais razões para a popularidade do controlador PID convencional reside na sua facilidade de projeto e ajuste, permitindo um desempenho aceitável para diversas aplicações. Portanto, um dos objetivos primordiais deste estudo é através da explorar as vantagens de um controlador deste

tipo e suprir suas limitações de desempenho e robustez, por meio da utilização de um controlador que melhores estas características, a saber lógica difusa.

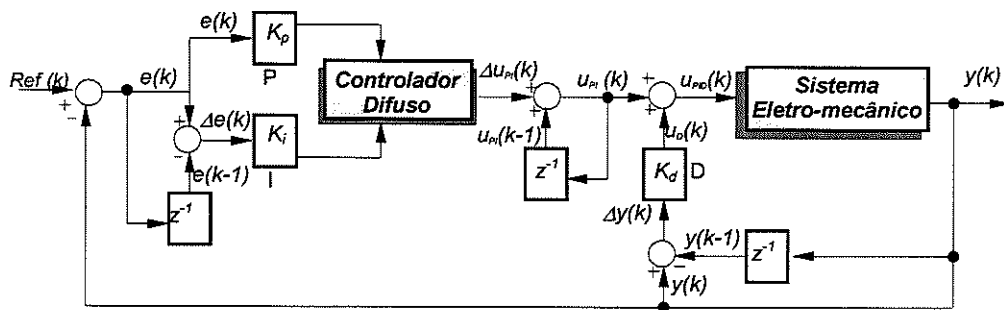


Figura 29 – Diagrama de Blocos de um Controlador Híbrido “PI difuso + D”.

Assim sendo, é proposto o desenvolvimento de um controlador híbrido “PI difuso + D”, onde a ação integral e proporcional serão geradas a partir de um controlador difuso. A Figura 29 mostra a arquitetura do sistema de controle proposto, onde o sinal de controle ($u_{PID}(k)$) pode ser expresso através da relação de variáveis:

$$u_{pid}(k) = u_{pi}(k) - u_d(k) \quad 19$$

generalizando,

$$u_{pid}(k) = K_{pi} \cdot \Delta u_{pi}(k) + u_{pi}(k-1) - K_d \cdot \left[\frac{\Delta y(k)}{T} \right] \quad 20$$

$$u_{pid}(k-1) = K_{pi} \cdot \Delta u_{pi}(k-1) + u_{pi}(k-2) - K_d \cdot \left[\frac{\Delta y(k-1)}{T} \right] \quad 21$$

na forma incremental, tem-se que:

$$\Delta u_{pid}(k) = u_{pid}(k) - u_{pid}(k-1) \quad 22$$

$$\begin{aligned} \Delta u_{pid}(k) = & K_{pi} \cdot [\Delta u_{pi}(k) - \Delta u_{pi}(k-1)] + [u_{pi}(k-1) - u_{pi}(k-2)] + \\ & - K_d \cdot \left[\frac{\Delta y(k) - \Delta y(k-1)}{T} \right] \end{aligned} \quad 23$$

Desta forma, o princípio matemático que define a lei de controle pode ser obtido em função da saída de um sistema de controle proporcional e integrativo (PI) do tipo incremental. Por sua vez, esta saída pode ser expressa igualmente, no domínio da frequência ($u_{PI}(s)$), como sendo:

$$U_{pi}(s) = K_p^c \cdot E(s) + K_i^c \cdot \frac{E(s)}{s} \quad 24$$

Onde, K_p^c e K_i^c correspondem aos ganhos proporcional e integral do controlador PI e, $E(s)$ o sinal de erro de seguimento. Assim, para a forma discretizada tem-se que:

$$u_{pi}(k) = K_p \cdot e(k) + K_i \cdot T \cdot \sum_{n=0}^k e(n) \quad 25$$

ainda,

$$\Delta u_{pi}(k) = K_p \cdot [e(k) - e(k-1)] + K_i \cdot T \cdot e(k) \quad 26$$

sendo que:

$$\Delta u_{pid}(k) = \frac{u_{pi}(k) - u_{pi}(k-1)}{T} \quad 27$$

ou ainda:

$$u_{pi}(k) = u_{pi}(k-1) + T \cdot \Delta u_{pi}(k) \quad 28$$

Como mostrado por MALKI et al. (1994), em relação a esta equação e pensando em termos de um sistema de controle difuso, pode-se substituir o termo “ $T\Delta u_{pi}(k)$ ” por um termo que represente uma ação de controle difusa do tipo incremental “ $K_{PI} \Delta u_{PI\ fuzzy}(k)$ ”, onde “ K_{PI} ” é o ganho do controlador difuso, de forma que:

$$u_{PI}(k) = u_{PI}(k-1) + K_{PI} \cdot \Delta u_{PI\ fuzzy}(k) \quad 29$$

para $K_{PI}=1$, tem-se:

$$\Delta u_{PI\ fuzzy}(k) = u_{PI}(k) - u_{PI}(k-1) \quad 30$$

O controlador baseado em lógica difusa descreve com o auxílio de um conjunto de regras do tipo IF-THEN, a relação entre o incremento da ação de controle $\Delta u_{PI\ fuzzy}(k)$, o desvio do valor desejado ou erro $e(k)$ no mesmo instante e sua variação “ $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ ”, assim:

$$\Delta u_{PI\ fuzzy}(k) = f\{e(k), \Delta e(k)\} \quad 31$$

Pode-se observar claramente uma semelhança entre as equações 26 e 31, o que mostra a viabilidade do projeto de um controlador PI difuso de forma a substituir um controlador PI convencional. A equação 16, poderá ser reescrita como sendo:

$$u_{PID}(k) = K_p \cdot e(k) + K_i \cdot \Delta e(k) - K_d \cdot \Delta y(k) \quad 32$$

assim,

$$\Delta u_{PIfuzzy}(k) \propto K_p \cdot e(k) + K_i \Delta e(k)$$

33

onde, K_p e K_i são os ganhos do controlador PI convencional. A diferença situa-se principalmente no tipo de relacionamento existente entre os fatores, no caso do “PI convencional” existe um relacionamento linear (fatores de ganho constante) enquanto no controlador “PI difuso” este relacionamento poderá ser não linear (fatores não constantes).

5.3.5 - Simulação Numérica

A avaliação dos servocontroladores será realizada através de três características: resposta transitória tão rápida quanto possível e sem *overshoot* (Figura 30, 33 e 34, a capacidade de eliminar perturbações como as ocorridas no processo de corte (Figura 31 e, o seguimento de trajetórias com erro de regime tão reduzido quanto possível (Figura 32 garantindo assim melhor exatidão dimensional nas formas mais complexas.

Os parâmetros dos compensadores digitais foram seleccionados através de um estudo de sensibilidade da malha e o valor do tempo de amostragem foi definido como sendo 300 μ seg., para todos os casos. Por outro lado, foi considerado igualmente o efeito da quantização que ocorre na conversão digital/analógica, devido ao tamanho da palavra de saída do processador o que ocasiona uma limitação na resolução.

Os gráficos obtidos mostram as respostas obtidas pelo sistema em malha fechada aos três tipos de excitação (respostas ao degrau (regime transiente), seguimento de trajetória (rampa) e rejeição de perturbações (distúrbio). Estes gráficos foram traçados através da simulação do sistema dinâmico mais o controlador num software de simulação (MATLAB®).

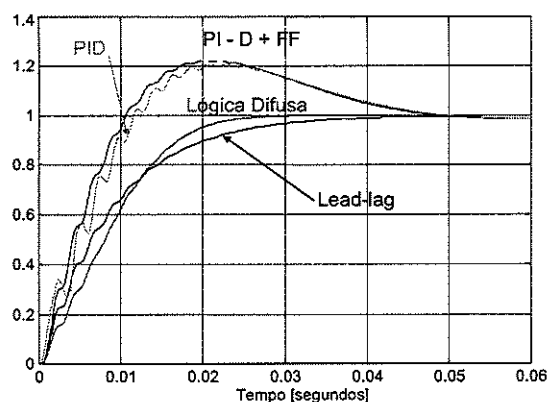


Figura 30. - Resposta ao Degrau (regime transiente)

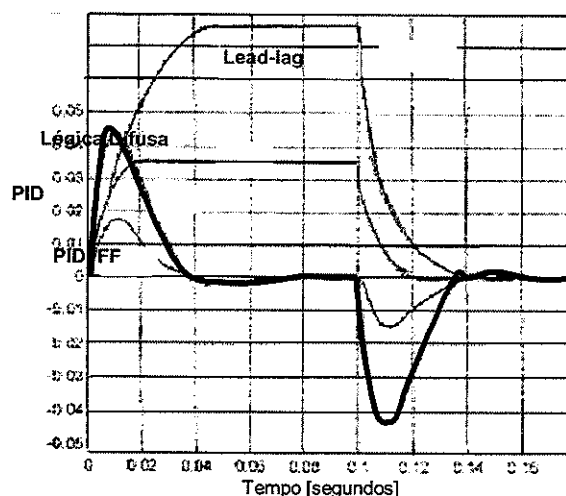


Figura 31 – Seguimento de trajetória (rampa)

A resposta obtida para o seguimento de uma rampa de 100 ms de duração (Figura 31) mostra que os controladores PID e PID com “feedforward” apresentam melhores resultados neste item. No entanto, quando a comparação é realizada em função da resposta transitória tão rápida quanto possível e sem *overshot* (Figura 30), assim como da capacidade de eliminar perturbações (Figura 32) o controlador baseado em lógica difusa apresenta melhores resultados. Isto pode ser atribuído a maior robustez característica de este tipo de algoritmo.

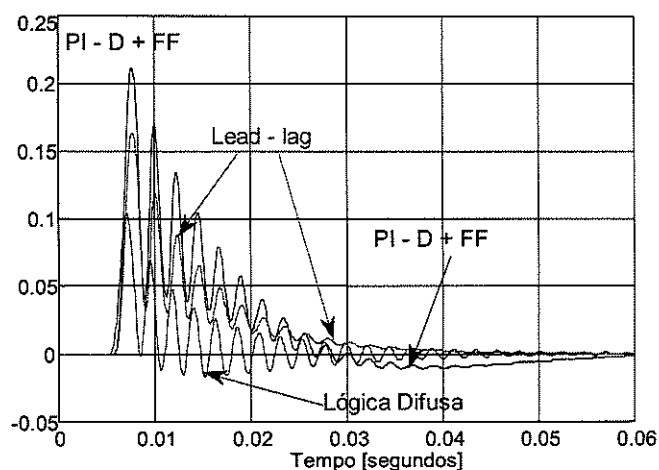


Figura 32. - Rejeição de perturbações.

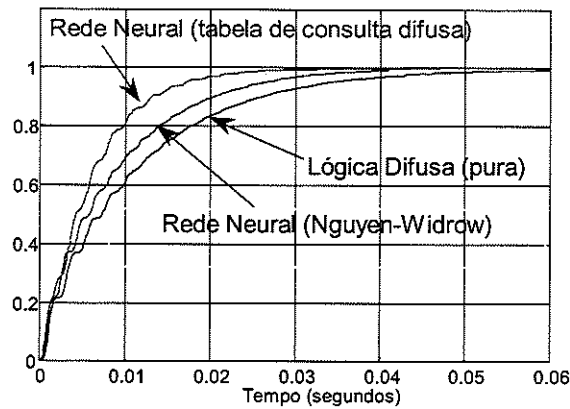


Figura 33. - Resposta ao degrau dos controladores baseados em lógica difusa e redes neurais.

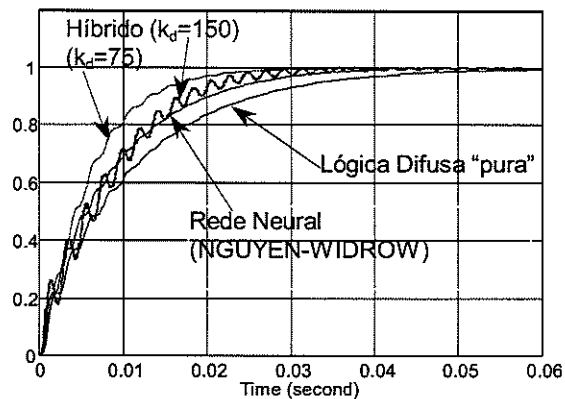


Figura 34. – Comparação da resposta ao degrau do controlador híbrido.

As respostas no tempo para o regulador neural baseado em FL usando o método de Levenberg-Marquardt foi extremamente satisfatório e com desempenho superior ao restante das opções de controle estudadas. O comportamento deste sistema pode-se explicar como fruto da melhor aproximação que o algoritmo neural produz quando da necessidade de interpolar valores dentro da tabela de consulta, procedimento este, feito no caso da lógica difusa “pura”, através de interpolação linear.

Por outro lado, o sistema de controle híbrido formado pela combinação de um controlador PID com um controlador difuso (“PI difuso + D”) surge como uma opção interessante, preservando a simplicidade da estrutura linear dos controladores PID convencionais e aumentando a robustez do controlador através da menor susceptibilidade a ruídos (maior estabilidade) dos algoritmos difusos. Neste sentido, a opção do controlador “PI difuso + D” permite aumentar a capacidade de controle através do auto-ajuste dos ganhos, uma vez que os fatores de ganho integral e proporcional tornam-se funções não lineares.

6. CONCLUSÕES

Procurou-se mostrar o desenvolvimento de um algoritmo de controle para um sistema microposicionador para usinagem com ferramenta de diamante, o qual utiliza as características de micro-deslocamento dos atuadores de estado sólido.

Pode-se afirmar inicialmente que o modelo matemático proposto, embora despreze não-linearidades como atrito estático, rigidez e amortecimento variável, fornece uma representação simples e válida do comportamento dinâmico do sistema eletro-mecânico, o que permitiu a realização das simulações do comportamento dinâmico do sistema e observar a resposta das diversas estratégias de controle aqui relacionadas, permitindo melhor visão do comportamento que pode ser esperado para o sistema e quais alterações se fazem necessárias para o seu melhor desempenho.

Foram apresentadas as aplicações de duas metodologias não-convencionais de projeto de sistemas de controle: lógica difusa (fuzzy logic) e redes neurais artificiais (*artificial neural networks*). Através do emprego desta última técnica, foram desenvolvidos dois controladores distintos, um primeiro denominado de neuro-controlador baseado no modelo proposto por NGUYEN & WIDROW (1990), e um segundo caracterizado pela combinação das técnicas de lógica difusa e redes neurais artificiais, onde um controlador neural foi projetado de modo a emular uma tabela de consulta difusa por meio de uma rede neural de duas camadas.

Com lógica difusa, as respostas foram satisfatórias, apesar do pequeno erro de regime, o qual poderá ser corrigido através de modificações nas regras e nas funções de pertinência. Pode-se destacar que a metodologia de projeto é extremamente simples, principalmente quando se tem um programa de cálculo.

Por sua vez, o controlador híbrido neural-difuso teve um comportamento extremamente satisfatório, obtendo respostas mais rápidas que as obtidas com o controlador difuso “puro”. Este controlador resultante do mapeamento de uma tabela de consulta parece ser muito conveniente e robusto atingindo os objetivos de resposta rápida, *overshoot* nulo e erro de regime desprezível. A flexibilidade oferecida foi adequada para a presente aplicação. Suas vantagens são a não necessidade de definir um modelo matemático da planta; o controlador possui habilidade operacional satisfatória melhorando suas características de desempenho na presença de condições ambientais não propícias; o processamento de informações é mais rápido quando comparado com controladores convencionais.

O método de Levenberg-Marquardt mostrou-se mais potente e rápido do que *steepest-descent*, entre outros.

Contudo, o sistema de controle híbrido formado pela combinação de um controlador PID com um controlador difuso permitiu o aproveitamento das vantagens dos controladores difusos em conjunto com aquelas obtidas no desenvolvimento do controlador híbrido difuso mapeado por neural-network.

Neste sentido o controlador híbrido “PI difuso + D” surge como nova opção caracterizada pela simplicidade da estrutura linear dos controladores PID convencionais e aumentando a robustez do controlador através da menor susceptibilidade a ruídos (maior estabilidade) dos algoritmos difusos. Desta forma, pode-se afirmar que a opção

do controlador “PI difuso + D” permite aumentar a capacidade de controle através do auto-ajuste dos ganhos, uma vez que os fatores de ganho integral e proporcional tornam-se funções não lineares.

Para finalizar, o resultado obtido neste estudo aponta para a possibilidade do controle de Atuadores de estado sólido através de técnicas baseadas no conhecimento e/ou aprendizado como lógica difusa e redes neurais, devido a não necessidade de um modelo matemático detalhado para a formulação do algoritmo, além de possuir maior adaptabilidade quando da ocorrência de variações próprias do processo como, por exemplo, as decorrentes da alteração da temperatura fruto do acionamento do próprio atuador.

7. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPESP e ao CNPq pelos auxílios e bolsas concedidos relacionados com esse trabalho.

8. REFERENCIAS (NAS NORMAS DA ABNT E NUMERADAS)

1. ACKERMAN, A.E.; LIANG, C. & ROGERS, C.A. (1996); Dynamics transduction characterization of magnetostrictive actuators. *Smart Materials and Structures*, Vol 5, pp.115-120.
2. ADCOCK, T. A. (1993); What is Fuzzy logic? An Overview of the Latest Control Methodology. - In: *Fuzzy Logic - Application Report*, Texas Instruments, SPRA 028, pp. 2-6.
3. AI, M. (1996); Future of imaging technology, *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 56, pp. 31-38.
4. BALTES, H. (1996); Future of IC microtransducers. *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 56, pp. 179-192.
5. BAO, M. & WANG, W. (1996); Future of microelectromechanical systems (MEMS). *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 56, pp. 135-141.
6. BEIERKE, S.; KÖNINGBAUER, R.; KRAUSE, B. & ALTROCK, C. von (1995); Enhanced Control of an Alternating current Motor Using Fuzzy Logic and a TMS320 Digital Signal Processor. *Texas Instruments - Application Report*, SPRA 033, 20 pág.
7. BISPINK, T. & WECK, M. (1988); Table Motion System, *Proceeding of SPIE*, Vol. 1121. 7 pág.
8. BLAKE, N. (1989); *Ductile Regime Turning of Ge and Si*. Ph.D. thesis, North Carolina State University. Raleigh, NC, USA.
9. BLAKE, N. & SCATTERGOOD, R. O. (1986); Chip topography of diamond turned ductile metals. *Proceedins of SPIE*, Ultraprecision Machining and Automated Fabrication of Optics. Vol. 676. pp. 96-110.
10. BLOUGH, C.; ROSSI, M.; MACK, S. & MICHAELS, R. (1997); *Applied Optics*, Vol. 36, N° 20, pp 46-48.
11. BREHM, P. D. (1977); Diamond turning and fly-cutting for precision. *Society of Manufacturing Engineers* (SME), MR77-965, 14 pág.
12. BRIGNELL, J. E. (1996); The future of intelligent sensors: a problem of technology or ethics?. , *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 56, pp. 11-15.
13. BRYAN, J. B. (1979); Design and construction of a Ultraprecision 84 inch Diamond Turning Machine. *Precision Engineering*, Vol. 1, No. 1 (January), pp. 13-17.
14. BRYAN, J. B. (1979); The Abbé Principle Revisited: An Updated Interpretation. *Precision Engineering*, Vol. 1, No. 3 (July), pp. 129-132.
15. BRYZEK, J. (1996); Impact of MEMS technology on society. *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 56, pp. 1-9.
16. CAMPOS RUBIO, J. C. (1992); *Controladora Flexível Multi-Eixo para Acionamentos Fracionários de Alta Dinâmica*, Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
17. CAMPOS RUBIO, J. C.; DUDUCH, J.; GEE, A. E.; PORTO, A. & LÊDO, H. (1996); *Comparison of control strategies for piezoelectric and magnetostrictive micropositioning devices for ultra-precision machining*. *Proceeding ASPE*, Monterrey. Vol. 14, pp 294-299.
18. CAMPOS RUBIO, J. C.; DUDUCH, J. & PORTO, A. J. (1997); Sistema Ativo para Correção de Erros em Usinagem de Precisão. *Anales del Congreso de Metrologia para la Calidad (METROCAL)*, Santiago. Chile.

19. CHAO, C. L. (1991); *Investigation of the machine Glasses and other Normally Brittle Materials in the Ductile Regime*, Thesis (Ph.D.). Cranfield Institute of Technology. England.
20. CHEN, J.-S. & LING, C.-C. (1996); Improving the machine Accuracy Through Machine Tool Metrology and Error Correction. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Vol. 11, pp 198-205.
21. De CARLI, A. & CACCIA, R. (1995); A Comparision of Some Control Strategies for Motion Control. *Mechatronics*. Vol. 5, No. 1. pp. 61-71.
22. DORF, R. & BISHOP, R. (1995); *Modern Control Systems*. Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts, 7 edition.
23. DOTE, Y. (1988); Application of Modern Control Techniques to Motor Control. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, No 4, pp. 438-454.
24. DOW, T.; MILLER, M. & FALTER, P. (1991); Application of fast tool servo for diamond turning of nonrotationally symetric surfaces, *Precision Engineering*, Vol. 13, N°4, p. 243-249.
25. DUDUCH, J. G (1992); *Some Critical Aspects of Machine Desing and Performance for the Machining of Brittle Materials*. Ph.D. Thesis, Cranfield Institute of Technology. England.
26. DUDUCH, J. G. & GEE, A. E.; (1990); Hysteresis in Piezoelectric Actuators: Implications for Precision Desing, *Proceeding ASPE - Annual Meeting*, Vol. 2, Rochester, NY. pp 170-173.
27. EDA, H.; OHMURA, E.; SAHASHI, M. & KOBAYASHI, T. (1992); Ultraprecise Machine Tool Equipped with a Giant Magnetostrictio n Actuator - Development of New Materials and Their Application. *Annals of the CIRP*, Vol 41, No. 1. pp 421-224.
28. EDGE TECHNOLOGIES (1995); *Etrema Terfenold-D magnetostrictive actuators* (catalog), Iowa
29. FAWCETT, S. C. (1990); Small amplitude vibration compensation for precision diamond turning. *Precision Engineering*, Vol. 12, N° 2. pp. 75-80.
30. FEIBUS, M. & SLATER, M. (1993); PC technology: Pentium Power PC. *PC Magazine*, Vol. 12, N° 8. pp. 70-73.
31. FERRARESI, D. (1977); *Usinagem dos metais - Fundamentos de Usinagem dos Metais*, Ed. Edgard Blücher, Vol. 1, 6a. Edição. 751 pág.
32. FLUITMAN, J. (1996); Microsystems technology: objectives. *Sensors and Actuators* - Phisical A, Vol. 56. pp. 151-166.
33. FREEMAN, J. A. & SKAPURA, D. M.; *Neural Networks. Algorithms, Applications, and Programming Techniques*. Addison-Wesley Publishing Company Inc, Massachusetts, 1991.
34. FUJITA, H. (1996); Future of actuators and microsystems. *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 56, pp. 105-111.
35. GE, P. & JOUANEH, M. (1997); Generalized preisach model for histeresis nonlinearity of piezoceramic actuators. *Precision Engineering*, Vol. 20, No 2. pp. 99-111.
36. GEE, A. E.; MCCANDLISH, S. G. & PUTTICK, K. E. (1989); On-axis interferometric measurement for tool positioning in ultraprecision single-point machining. *Proceeding of the SPIE*, Vol. 1121. pp. 74-80.
37. GEORGE, M. Jr. (1993); Implementation of Fuzzy Logic Servo Motor Control on a Programmable TI TMS320C14 DSP. - In: *Fuzzy Logic - Application Report*, Texas Instruments, SPRA 028, pp. 10-34.
38. GERCHMAN, M. & YAUDEN, D. (1991); An Evaluation of Ultra-precise Machine Tool Contouring Performance: The Low Amplitude Sine Tracking (LAST) Test. *Progress in Precision Engineering*, Springer-Verlag, Heidelberg.
39. GERCHMAN, M. (1992); Optimized tool path description for aspherical surface. *ASPE Meeting*, pp.
40. GONÇALVES NETO, L. (1998); *Implementation of diffractive and micro-optics elemnts*. Proposta de pesquisa junto a FAPESP, Documento interno EE-EESC/USP.
41. HASHIMOTO, H. (1982);, *Bull. of the Japan Society for Precision Engineering (JSPE)*, Vol. 16. N° 1, pp. 57-62.
42. HATA, S. (1993); Industrial applications of Image Processing. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, N°. 4, pp. 321-322.
43. HAYASHI, T. (1993); Micromechanism. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 4, pp. 325-326. .
44. HOLMES, M.; TRUMPET, D. & HOCKEN, R. (1995); Atomic-scale precision motion control stage (the Angstrom stage). *Annals of the CIRP*, Vol. 44, N°. 1, pp. 455-460.

45. HOLMES, M.; HOCKEN, R. & TRUMPET, D. (1997): A long-range scanning stage - the LORS project. *Proc. IPES-UME*, Vol. 1, pp. 343-345.
46. HOSAKA, H.; ITAO, K. & KURODA, S. (1995); Damping characteristics of beam-shaped micro-oscillators. *Sensor and Actuator*, Physical A, Vol. 49, pp. 87-95.
47. HUNT, L. (1998); *Fundamentals of diffractive optical design*. Oak Ridge National Laboratory, (<http://www.ic.ornl.gov/>) USA.
48. IKAWA, N.; HARA, Y.; MOTONISHI, S. & YOSHIDA, K. (1990): A New Micro-Cutting Device with High Stiffness and Resolution. *Annals of the CIRP*, Vol. 39, No. 1. pp.375-378.
49. IRIE, B. & MIYAKE, S. (1988); "Capabilities of Three-Layered Perceptrons" - *Proceedings of the IEEE Intl. Conf. Neural Networks*.
50. ISA (1996): *Overview of measurement systems and devices*, Tutorial., ISA Publications, USA.
51. ITAO, K. (1993); Precision Mechanisms for Mechatronics Systems. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 4, pp. 315-318.
52. IZUNO, Y. TAKODA, R. & NAKAOKA, M. (1992); Fuzzy Reasoning-Based High-Performance Speed/Posit Ultrasonic Motor. *IEEE-Transaction on Industry Application*, Vol. 28, N°3, pp. 613-618.
53. JESUS, G. A. R. (1997); *Desenvolvimento de um posicionador de ultraprecisão empregando técnicas de controle*. Qualificação de Doutorado, Dep. de Engenharia Mecânica, UFSC, Florianópolis.
54. KIM, H-S.; JEONG, K-S. & LEE, D-G.(1997); Design and manufacture of a three-axis ultra-precision CNC grinding machine. *Journal of Materials Processing Technology*, No. 71, pp. 258-266.
55. KIM, J-D. & CHOI, J-H. (1998); ultravibration. pp. 2-6.
56. KIM, J-D. & KIM, D-S. (1997); Development and Application of an Ultra-precision Lathe. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, V. 13, p. 164-171.
57. KIM, J-D. & NAM S-R.(1996); A piezoelectrically driven micro-positioning system for the ductile-mode grinding of brittle materials, *Journal of Materials Processing Technology*, No. 61, pp. 309-319.
58. KIM, J-D. & KIM, D-S. (1996); Surface characteristics of magnetic-disk cutting using a single-crystal diamond tool in an ultraprecision lathe. *Journal of Materials Processing Technology*, No. 59, pp. 303-308.
59. KIM, J-D. & MOON, C-H. (1996); Stability of a friction driver using a describing function. *Journal of Materials Processing Technology*, No. 59, pp. 315-319.
60. KIM, J-D. & NAM S-R.(1995); An Improvement of Positioning Accuracy by Use of Piezoelectric Voltage in Piezoelectric Driven Micropositioning System Simulation, *Mechanical Machine Theory*, Vol. 30, No 6. pp 819-827.
61. KING, T. G.; PRESTON, M. E.; MURPHY, J. M. & CANNELL, D. S. (1990): Piezoelectric ceramic actuators: A review of machinery application. *Precision Engineering*, Vol. 12, No 3, pp 131-136.
62. KO, W. H. (1996); The future of sensor and actuator systems. *Sensors and Actuators* - Physical A, Vol. 56. pp. 193-197.
63. KOHNO, T. (1993); In-Process measurement and control for Production. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 4, pp. 319-320.
64. KOHNO, T., OKAZAKI, Y., OZAWA, N., MITUI, K. & OMODA, M. (1989); In-Process measurement and a workpiece-referred form accuracy control system (WORFAC): concept of the method and preliminary experiment. *Precision Engineering*, Vol. 11, pp 9-14.
65. KÖNIG, W.; WECK, M.; SPENRATH, N. & LUDERICH, J. (1991); *Diamond Machining Technology*, Tutorial 6 IPES/2 UME, IPT, Aachen, May.
66. KOREN, Y. & LO, C. C. (1992): Advanced Controller for Feed Drives. *Annals of the CIRP*, Vol. 41, N° 2, pp. 689-698.
67. KOUNO, E. & MCKEOWN, P. (1984): A fast response piezoelectric actuator for servo correction of systematic errors in precision machining. *Annals of the CIRP*, Vol. 33, N° 1, pp. 369-372.
68. KRAUSKOPF, B. (1984): Diamond Turning: Reflecting Demands for Precision. *Manufacturing Engineering*, May, pp. 90-100.
69. KROSE, B. J. A. & SMAGT, P. P. van der (1993); *An introduction to Neural Networks*. Tutorial, University of Amsterdam, Faculty of Mathematics & Computer Science.
70. KUNZMANN, H.; WÄLDELE, F.; WILKENING, G.; CORBETT, J.; MCKEOWN, P.; WECK, M. & HÜMMLER, J. (1997): *Proceeding of the 9th. IPES & 4th. UME - Progress in Precision Engineering and Nanotechnology*. Vol. 1, pp.

71. KURFESS, T. R. & JENKINS, H. (1996); Ultra-High Precision Control. - In, LEWINE, W.; *The Motion Control Handbook*, Boca Raton, FL. CRC Press, Inc. pp. 1386-1405.
72. LAMMERS, M. G. (1994); Linear Lead in Ultrasmooth Motion, *Machine Desing*, Vol. 17, pp.
73. LANGEMBECK, P. & WEHRLE, K. (1997); UP-Machine for fixed abrasive grinding. *Proceeding of the 9th. IPES & 4th. UME - Progress in Precision Engineering and Nanotechnology*. Vol. 1, pp. 371-374.
74. LANGEMBECK, P. (1992); Ultrafine infeed control. *Precision Engineering*, Vol. 14, N° 1, pp. 43-46.
75. LEE, C. C. (1990); Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part I. *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, Vol. 20, No. 2. pp 404-418
76. LEE, C. C. (1990); Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part II. *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, Vol. 20, No. 2. pp 419-435
77. LI, Y. & LAU, C. (1989); Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems, *IEEE Control Systems Magazine*, April, pp 65-71.
78. MACHINE DESING Magazine (1995); *Basics of desing engineering - motion control/components*, Reference Volume, Penton Publishing.
79. MAMDANI, E. H. (1974); A Fuzzy Logic Controller for a Dynamic Plant. *Proc. IEEE*, Vol. 121. pp.
80. McCARTHY, M. B. & GEE, A. E.; (1992); A fully automatic high precision length measuring machine for calibrating optical line scale, *Proceeding ASPE - 7 th. Annual Meeting*, Grenelefe, FL. pp 309-312.
81. McCUE, H. K. (198_); The motion control system for the large diamond turning machine (LODTM). pp. 68-75.
82. McKEOWN, P. A. CARLISE, K.; SHORE, P. & READ, R.F.J. (1990); Ultra-precision, high stiffness CNC Grinding Machine for ductile mode grinding of brittle materials. *Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 56, N° 5, pp. 30-37.
83. MILLER, M. et al (1994); A Controller Architecture for Integrating a Fast Tool Servo into a Diamond Turning Machine. *Precision Engineering*, Vol. 16, N°1, pp .
84. MILLER, M. (1991); *Design of Three Axis Diamond Turning Machine Controller*. Thesis (M.Sc.), North Carolina State University, Raleigh, USA.
85. MIRON, D., *Design of Feedback Control Systems*, HBS Publishers, 1989
86. MIZUNO, H.; FLYNN, K. HARA, Y.; TRIANDIS, I. & GRAFANAKIS, D. (1992); *An Interferometrically Monitored and Controlled Microtilt Stage*. Collaborative Group Project. Cranfield Institute of Technology. England..
87. MIZUTANI, K.; KAWANO, T. & TANAKA, Y. (1990); A piezoelectric-drive table and its application to micro-grinding of ceramic materials. *Precision Engineering*, Vol. 12, No. 4. pp. 219-226.
88. MONTANARI, L. (1998); *Técnicas de projeto aplicadas ao desenvolvimento de um microposicionador angular*. Dissertação de Mestrado, EESC-USP, São Carlos.
89. MONTANARI, L.; CAMPOS RUBIO, J.; DUDUCH, J. & PORTO, A. (1998); Projeto de um posicionador angular para mecânica de precisão. *Anales del VIII Congreso Chileno de Ingenieria Mecánica*, Universidad de Concepción, Concepcion, Chile. pp. 61-66.
90. MORI, Y. (1993); Electron Theory Based on Quantum Mechanics in Future Precision Engineering. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 4, pp. 311-314.
91. MORITA, T.; KUROSAWA, M. & HIGUCHI, T. (1995); An ultrasonic micromotor using a bending cylindrical transducer based on PZT thin film. *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 50, pp. 75-80.
92. MORIWAKI, T.; SHAMOTO, E. & EGUCHI, D. (1996); Vibration assisted micro-machining of alloy steel. *Proceedings of the Third International Conference on Progress of Cutting and Grinding*. Vol. III, Osaka (Japão), pp. 251-255.
93. MORIWAKI, T.; SHAMOTO, E. & INOUE, K. (1992); *Annals of the CIRP*.
94. MOSS, T. (1997); Diamonds turns out precision optics. *Photonics Spectra*, December, pp. 137-142.
95. OKAZAKI, Y. (1990); A Micro-Positioning Tool Post a Piezoelectric Actuator for Diamond Turning Machimes. *Precision Engineering*., Vol. 12, N°3, pp 151-156.
96. OKAZAKI, Y. (1988); A Micro Positioning Tool Post a Piezoelectric Actuator for Diamond Turning Machimes (in Japanese), *Journal of the Japan Society for Precision Engineering (JSPE)*, Vol. 54, No 7, pp. 163-168.

97. OKAZAKI, Y.; ASANO, S. & GOTO, T. (1993); Dual Servo Mechanical Stage for Continuous Positioning. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, N°2, pp. 172-173.
98. OKUMURA, I.; MARUYAMA, Y. TAMAI, J.; TSUKIMOTO, T. & TSUTA, A. (1995); A Development of Ultrasonic Motors for Autofocus Lenses, *The Japan Society for Mechanical Engineering (JSME) International Journal* - (encarte). pp.13-14.
99. OTSUKA, J.; FUKADA, S.; KAWASE, Y.; IIDA, N. & AOKI, Y. (1993); Ultraprecision Positioning Using Lead Screw Drive (2nd. Report) - Nanometer level positioning by modifying proportional gain characteristic. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, N°2, pp. 142-147.
100. OVERSMARS, A. H. & TONCICH, D. J. (1996); Application of DSP Technology to Closed-position-loop Servo Drive System. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Vol. 11, pp 27-33,.
101. PARK, K. M.; LEE, J. H.; KIM, S. H. & KWAK, Y. K. (1995); High Speed Micro Positioning System Based on Coarse/Fine Pair Control. *Mechatronics*, Vol. 5, No. 6, pp. 645-663.
102. PARK, J. S. (1995); Fuzzy Logic Control for Mechatronic Systems. *Annals of the VI IFSA World Congress*, São Paulo, Vol. 1, pp. 517520.
103. PATTERSON, S. R. & MAGRAB, E. B. (1985); Design and testing of a fast tool servo for diamond turning. *Precision Engineering*, Vol. 7, N°3, pp 123-128.
104. PETRIK, O. & SZÁSZ, G. (1993); The Inside Structure Model of Mechatronic Devices. *Mechatronics*, Vol. 3, No. 2, pp. 127-138.
105. PFEIFER, T. (1981); *Elektrische Messung mechanischer Größen*. Tutorial, WZL T. H., Aachen.
106. PHYSIK INSTRUMENTE (1995); *Products for micropositioning* . (catalogue) edition E.
107. PICOTTO, G. & PISANI, M. (1997); Interferometric control for a STM device. *Proceeding of the 9th. IPES & 4th. UME - Progress in Precision Engineering and Nanotechnology*. Vol. 1, pp. 340-342.
108. PORTO, A. J. V. (1995); Diagnóstico do processo de fabricação da operação de torneamento de face de ultraprecisão em cobre e ligas de alumínio. Tese de Livre Docência, EESC/USP, São Carlos.
109. PRITSCHOW, G. & PHILIPP W. (1990) ; Direct Drives for High-Dynamics Machine Tool Axes, *Annals of the CIRP*, Vol. 39, No. 1. pp. 413-416.
110. PRITSCHOW, G. & PHILIPP W. (1992) ; Research on the Efficiency of Feedforward Controllers in M Direct Drives. *Annals of the CIRP*, Vol. 41, No. 1. pp. 411-415.
111. QUANDT, E. & SEEMANN, K. (1995); Fabrication and simulation of magnetostrictive thin-film actuators. *Sensor and Actuator*. Physical A, Vol. 50, pp. 105-109.
112. RAO, G.-S. & RO, P.-I. (1995); Submicrometer control of a traction drive using state feedback and estimation. *Precision Engineering*, Vol. 16, N°1, pp 124-130.
113. RO, P. & HUBBEL, P. (1992); Nonlinear micro-dynamic behavior of a ball-screw driven precision slide system. *Precision Engineering*, Vol. 14, N°4, pp. 20-25.
114. ROJAS VASQUES, J. (1994); Desenvolvimento de um Posicionador de Ultra-Precisão, Dissertação (Mestrado). Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis.
115. SAKUTA, S.; OGAWA, K. & UEDA, K. (1993); Experimental Studies on Ultra-Precision Positioning. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 3, pp. 235-240.
116. SANCHEZ, L.; ALBERTAZZI, A. & BARCZAK, C. (1994); Sistema Ativo de Estabilização Aplicado a Holografia Eletrônica, *Anales del Congreso Nacional de Ingeniería Mecánica*, Santiago (Chile), pp 513-518.
117. SATO, K.; MURAYAMA, Y.; IMADA, S. & SHIMOKOHBE, A. (1995); Control and Elimination of Lead Screw Backlash for Ultra-Precision Positioning. *JSME International Journal - Series C*, Vol. 38, No 1, pp. 36-41.
118. SCHAFER, J. & JANOCHA, H.(1995); Compensation of hysteresis in solid-state actuators, *Sensors and Actuators*. Physical A, Vol. 49, pp 97-102.
119. SCHNEIDER, C.A. (1984); Modernas técnicas e instrumentos para ensaios geométricos de máquinas-ferramentas, 2º Seminário Internacional de Proc. de Fabricación y Máquinas Herramienta. Valparaíso, Chile, p. 215-248
120. SCHROETER, R. (1997); Usinagem de Ultraprecisão de Elementos Ópticos Transmissivos no Espectro Infravermelho. Teses (Doutorado), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

121. SENTURIA, S. D. (1996); The future of microsensor and microactuator design. *Sensor and Actuator*, Physical A, Vol. 56, pp. 125-127.
122. SHAW, M. C. (1995); Precision Finishing. *Annals of the CIRP*, Vol. 44, N° 1, pp. 343-348.
123. SLOCUM, A. (1992); *Precision Machine Desing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
124. SLOCUM, A. (1990); *Comunicação verbal ao Prof. J. G. Duduch*, Cranfield, UK..
125. SPILLMAN, W. Jr., SIRKIS, J. S. & GARDINER, P. T. (1996); Smart Materials and Structures: what are they?. *Smart Materials and Structures*, Vol 5, pp.247-254.
126. SMITH, M. H.; ANNASWAMY, A. M. & SLOCUM, A. H. (1995); Adaptative control strategies for a precision machine tool axis. *Precision Engineering*, Vol.17, No. 3, pp.192-206.
127. STRAUB, F. K. (1996); A feasibility study of using smart materials for rotor control. *Smart Materials and Structures*, Vol 5, pp.1-10.
128. SUGENO, M. (1985); An Introductory Survey of Fuzzy Control. *Information Science*, Vol. 36, pp.
129. SUGITA, K. (1994); Usinagem de alta velocidade de perfis não circulares para pistões. *Máquinas e Metais*, Editora Arande, janeiro, pp. 16-28.
130. SUKUTA, S.; OGAWA, K. & UEDA, K. (1993); . *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 3, pp. 235-240.
131. SZABÓ, O. (1993); Installation of an Ultraprecisional CNC Lathe Laboratory, Its Accuracy and Application. *Mechatronics*, Vol. 3, No. 2, pp. 215-219.
132. TAL, J. (1996); Motion Control Systems. - In, LEWINE, W.; *The Motion Control Handbook*, Boca Raton (FL), CRC Press, Inc. pp. 1382 - 1386.
133. TANABE, I.; HONGO, T.; MIZUTANI, J. & YAMADA, Y. (1993); Development of Ceramics Resin Concrete for Precision Machine Tool Structure. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 3, pp. 227-228.
134. TAKASU et al (1985); CIRP vibrações no torneamento de ultraprecisão sua influencia na rugosidade.
135. TANAKA, H.; OBATA, F.; MATSUBARA, T. & MIZUMOTO, A. (1994); Active Chatter Suppression of Slender Boring Bar Using Piezoelectric Actuators. *JSME International Journal*, Series C, Vol. 37, No 3, pp 601-606.
136. TANIGUCHI, N. (1983); . *Annals of the CIRP*, Vol. 27, No. 4, pp. 315-318.
137. TANIGUCHI, N. (1992); . *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 27, No. 4, pp. 315-318
138. TANIGUCHI, M.; IKEDA, M.; INAGAKI, A. & FUNATSU, R. (1992); Ultra-precision wafer positioning by six axis micro-motion mechanism. *International Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, Vol. 26, N° 1, pp. 35-40.
139. TARNG, Y.-S.; HSEIH, Y.-W. & LI, T.-C. (1996); Automatic Selection of Spindle Speed for Suppression of Regenerative Chatter in Turning. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Vol. 11, pp 12-17.
140. TAVARES, R. (1995); *Projeto de um posicionador submicrométrico para litografia óptica*. Dissertação (Mestrado). Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis.
141. TEXAS INSTRUMENTS (1996); TMS320C5x - DSP Starter Kit. *Microprocessor Development Systems*, User's Guide SPRU101A. Texas Instruments Incorporated, Owensville, Missouri.
142. TEXAS INSTRUMENTS (1997); TMS320C5x, *Digital Signal Processing Products*, User's Guide SPRU056C. Texas Instruments Incorporated, Owensville, Missouri.
143. THE INTERNATIONAL NICKEL COMPANY, Inc. (1960); *Magnetostriction*. New York.
144. THE MATHWORKS, Inc. (1995); *Neural Network Toolbox* - For use with MATLAB®.
145. THRIFT, P. (1993); The Programmable Fuzzy Logic Array. , - In: *Fuzzy Logic - Application Report*, Texas Instruments, SPRA 028, pp. 38-42.
146. TOKHI, M.O. & HOSSAIN, M.A. (1995); CISC, RISC and DSP Processors in real-time signal processing and control. *Microprocessors and Microsystems*, Vol. 19, N° 5. pp. 291-300.
147. TOMITA, Y. et al ; A Surface Motor-Drive Precise Positioning System. *Precision Engineering*, Vol. 16, N°3, 1994.
148. TSENG, P.-C. (1997); A Real Time Thermal Inaccuracy Compensation Method on a Machining Centre. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Vol. 13, pp 182-190.

149. UDA, Y.; KOHNO, T.; MORITA, A. & NAGANO, H. (1993); In-Process Measurement and Workpiece-Referred Form Accuracy Control - The Servo Control of Cylindrical Turning for an Ordinary Lathe. International Journal of the Japan Society for Precision Engineering, Vol. 27, Nº. 4, pp. 385-386.
 150. UEDA, K.; AMANO, A.; OGAWA, K.; TAKAMATSU, H. SAKUTA, S. MURAI, S. & KOBAYASHI, A. (1991); Machining high-precision mirrors using newly developed CNC machine. Annals of the CIRP, Vol. 40. Nº 1. pp. 355-356.
 151. UEHARA, K.; YONEZAWA, H; HIRATA, Y. & SASAI, H. (1990): Positioning table with high accuracy and high speed. Annals of the CIRP, Vol. 39, Nº 1. pp. 433-436.
 152. WANG, X. (1991); Experimental Research on the Linear Motor Micro-Device with High-Frequency Response, Long Travel and High Accuracy. Annals of the CIRP, Vol. 39. Nº 1. pp. 79-82.
 153. WATANABE, F. (1992); Desenvolvimento de um atuador hidrostático diferencial e de um sensor optoeletrônico para posicionamento linear de precisão. Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
 154. WEBER, H.; HERBERGER, J. & PILZ, R. (1984); Turning of machinable glass ceramics with an ultrasonically vibrated tool. Annals of the CIRP. Vol. 33, Nº 1, pp. 85-87.
 155. WECK, M.; BISPINK, T. & PYRA, M. (1991); Analyzing the Dynamics Performance of High Precision Machine, Tutorial, IPT, Aachen.
 156. WECK, M. & BISPINK, T. (1991); Examination of High Precision Slow-motion Feed-drive Systems for the Sub-micrometre Range. Progress in Precision Engineering, Springer-Verlag, Heidelberg.
 157. WECK, M. & BISPINK, T. (1992); Performance analysis of feed-drive Systems in diamond turning machining specified test samples. Annals of the CIRP, Vol. 41, Nº 1. pp. 601-604.
 158. WECK, M., FISCHER, & VOS, (1997); Fabrication of microcomponents using ultraprecision machine tools. Nanotechnology, No 8, pp. 145-148.
 159. WECK, M. & HILBING, R. (1998); Active compensation of dynamic vibration in precision machine. Production Engineering, Vol. 5. No. 1, pp. 51-54.
 160. WECK, M.; LUDERICH, J. & WIENERS, A. (1992); High precision turning of hardened steel - a challenge for a new generation of machine tools. Proceeding ASPE - Annual Meeting, Grenelefe, FL. pp 207-210.
 161. WEINGAERTNER, W. L.(1992); Desenvolvimentos na Usinagem de Ultraprecisão, Monografia para Professor Titular, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis.
 162. WU, A.-T.; JU, M.-S. & TSUEI, Y.-G. (1993); Comparison of Fuzzy Logic and Self-tuning Adaptive Control of Single-Link Flexible Arm. . Mechatronics, Vol. 3, No. 4, pp. 451-464.
 163. YAGER, R. R. & FILEV D. P. (1994); Essentials of Fuzzy Modeling and Control. John Wiley & Sons, Inc.
 164. YAMASAKI, H. (1996); The future of sensor interface electronics. , Sensor and Actuator. Physical A, Vol. 56, pp. 129-133.
 165. YAMASAKI, Y.; NAKAMURA, K. & HASHIMOTO, H. (1992); Turning of fresnel lens. Proc. ASPE. pp. 129-133
 166. YUAN, Z.-J.; HE, J.-C. & YAO, Y.-X. (1992); The Optimum Crystal Plane of Natural Diamond Tool for Precision Machining. Annals of the CIRP, Vol 41, No. 1. pp. 605-608.
 167. ZADEH, L.A. (1965); Fuzzy Sets ", Inform. Contr. Vol. 8, pp.
 168. ZADEH, L.A. (1973); Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes, IEEE Trans. on S.M.C. Vol. 3, Nº 1, pp.
 169. ZHONG, Z. & NAKAGAWA, T. (1992); Development of a microdisplacement table for ultra-precision machining and grinding for curved surfaces by use of it. International Journal of the Japan Society for Precision Engineering, Vol. 26, No. 2, pp. 102-107.
- ZHOU, S-W.; DANA, S.S. & ROGERS, C.A. (1996); An Active Magnetostrictive Mount for Isolating Base Vibration - Part I. Anais COBEM/CIDIM, Belo Horizonte.