

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

PROJETO DE CONTROLADOR PARA SEGUIDOR DE
CONTORNOS APLICADO A MÁQUINA-OPERATRIZ

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

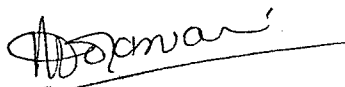
ROBERTO PIRES MONTEIRO

FLORIANÓPOLIS, MARÇO-1979

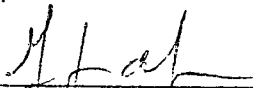
PROJETO DE CONTROLADOR PARA SEGUIDOR DE CONTORNOS
APLICADO À MÁQUINA-OPERATRIZ

Roberto Pires Monteiro

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO
DE "MESTRE EM ENGENHARIA"
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL
PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO.

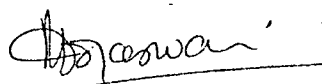


Prof. Rajamani Doraiswami, Ph.D.
Orientador

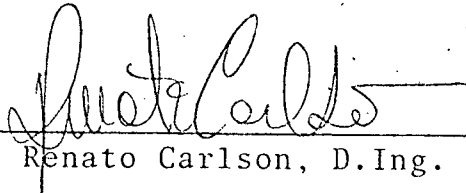


Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca, D.Sc.
Coordenador do Curso

BANCA EXAMINADORA:



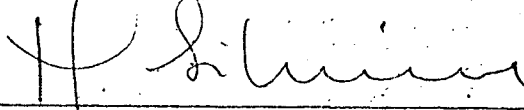
Prof. Rajamani Doraiswami, Ph.D.



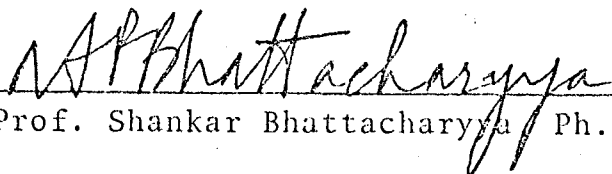
Prof. Renato Carlson, D.Ing.



Prof. Aureo Campos Ferreira, Ph.D.



Prof. Hamilton Medeiros Silveira, D:Et.



Prof. Shankar Bhattacharyya, Ph.D.

À meus Pais e Irmãos

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao prof. Rajamani Doraiswami, a inestimável ajuda prestada na orientação deste trabalho.

Aos colegas, professores e alunos de pós-graduação, pelo incentivo e sugestões.

Ao CNPq pelo apoio financeiro.

R E S U M O

Um projeto de controlador para seguidor de contornos, em máquinas operatrizes, usando um motor de corrente contínua em cada eixo do plano coordenado X - Z, com o intuito de rastrear um perfil pré-determinado, apesar da ocorrência de variações na carga de corte e nos parâmetros da máquina e acionamentos, é proposto. Este projeto consiste na inclusão de um servo-compensador compatível com o sinal de rastreamento e o tipo de variação ou perturbação de carga considerado. Propõe-se ainda sua regulação com o fim de melhorar seu comportamento dinâmico. Para isto, um algoritmo computacional para o cálculo de ganhos para a devida regulação, baseado em posicionamento de polos, é desenvolvido. Uma extensão para o compensador, utilizando-se somente os estados mensuráveis do sistema, chamado compensador dinâmico, é implementado. Algoritmo computacional para o cálculo de ganhos para o compensador dinâmico, é desenvolvido. Teste com entradas de forma senoidal para o desenvolvimento de círculo e cálculo do erro de contorno dinâmico é considerado. Utilização de processos de interpolação para prescrever qualquer tipo de curva, é desenvolvido em simulação digital e híbrida. Aspectos principais de programação em controle numérico são abordados.

A B S T R A C T

A design of a CONTROLLER FOR CONTOUR FOLLOWING in numerical control machines, using the direct-current motors with a view to track a pre-determined profile inspite of the cutting load variations and the machine and actuador parameter variations is proposed. This design consists in the inclusion of a servo-compensator compatible with the tracking signal and type of variations or perturbations of the load being considered. Further the system is regulated so as to improve its dynamical performance. For this, a computational algorithm for the determination of the feedback gains of the regulation based on a pole-positioning is developed. A compensator using only the measurable states, called here-in as Dynamic Compensator is used. The computational algorithm for the determination of the Dynamic Compensator parameters is developed. Test with sinusoidal input for contouring a circle and the determination of the dynamical errors is done. Utilizing the process of interpolation for tracking any type of curve, a digital and hybrid simulation are realized. The principal aspects of a numerical control program has been considered.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA	1
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO E HISTÓRICO	4
1.1. INTRODUÇÃO	4
1.2. BREVE RESUMO DE CADA CAPÍTULO	5
1.3. HISTÓRICO SOBRE MÁQUINAS DE CONTROLE NUMÉRICO	7
CAPÍTULO 2 - APRESENTAÇÃO E ESTÁGIO ATUAL DO CONTROLE NUMÉRICO	9
2.1. INTRODUÇÃO	9
2.2. CARACTERÍSTICAS DO CONTROLE NUMÉRICO	10
2.3. ESTÁGIO ATUAL DO CONTROLE NUMÉRICO	12
2.4. CONSIDERAÇÕES DE IMPOSIÇÃO MECÂNICA	14
2.5. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA	16
2.6. SÍNTESE DO CAPÍTULO	18
CAPÍTULO 3 - PROJETO DO MODELO PARA O SERVO-COMPENSADOR .	20
3.1. INTRODUÇÃO	20
3.2. MODELO PARA O SERVO-COMPENSADOR ROBUSTO	22
3.2.1. RESULTADOS PRINCIPAIS	26
3.3. APLICAÇÕES E COMENTÁRIOS	28
CAPÍTULO 4 - REGULAÇÃO POR VARIÁVEIS DE ESTADOS PELO MÉTODO DE POSICIONAMENTO DE POLOS	36
4.1. INTRODUÇÃO	36
4.2. DESCRIÇÃO TEÓRICA DE REGULAÇÃO	37
4.3. ALGORÍTMO PARA PROGRAMAÇÃO POR POSICIONAMENTO ARBITRÁRIO DOS POLOS	38
4.4. COMENTÁRIOS SOBRE A UTILIZAÇÃO DA REGULAÇÃO.	39
4.5. CONCLUSÕES E RESULTADOS	42

CAPÍTULO	5	-	MODELAGEM DE MÁQUINA DE C.N. COM CARGA PARA UM EIXO	43
	5.1.		INTRODUÇÃO	43
	5.2.		MODELO MATEMÁTICO PARA UM EIXO	44
	5.3.		DESENVOLVIMENTO DOS COMPONENTES INCLUIDOS NO MODELO TOTAL	46
	5.3.1.		ACIONAMENTO DE DIREÇÃO	46
	5.3.2.		AMPLIFICADOR, TRANSMISSÃO E MESA DE CORTE	48
	5.4.		CONCLUSÕES	50
CAPÍTULO	6	-	USO DO PROCESSO DE INTERPOLAÇÃO	52
	6.1.		INTRODUÇÃO	52
	6.2.		INTERPOLADOR LINEAR	53
	6.3.		MODELO PARA INTERPOLAÇÃO QUADRÁTICA	55
	6.4.		COMENTÁRIO SOBRE A UTILIZAÇÃO DE INTERPOLAÇÃO	59
	6.5.		EXEMPLO PRÁTICO DE INTERPOLAÇÃO	61
	6.6.		CONCLUSÕES	62
CAPÍTULO	7	-	SIMULAÇÃO HÍBRIDA	69
	7.1.		INTRODUÇÃO	69
	7.2.		SOLUÇÃO HÍBRIDA	70
CAPÍTULO	8	-	IMPLEMENTAÇÃO - COMPENSADOR DINÂMICO	76
	8.1.		INTRODUÇÃO	76
	8.2.		ESTIMADORES DE ESTADO	77
	8.3.		COMPENSADOR DINÂMICO	80
	8.3.1.		ASPECTOS TEÓRICOS SOBRE COMPENSADOR DINÂMICO	80
	8.3.2.		ALGORÍTMO PARA DETERMINAÇÃO DOS COEFICIENTES β	83

	8.4.	-	APLICAÇÃO E RESULTADOS	91
	8.5.		CONCLUSÕES	95
CAPÍTULO	9	-	CONCLUSÕES, COMENTÁRIOS E SUGESTÕES PARA FU- TUROS TRABALHOS	97
	9.1.		CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS	97
	9.2.		SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS	100
ANEXO I	-		ALGORÍTMO E FLUXOGRAMA PARA OS COEFICIENTES DO POLI- NÔMIO CARACTERÍSTICO DE UMA MATRIZ DEVIDO A LEVERRIER	101
ANEXO II	-		PROGRAMAS PARA POSICIONAMENTO ARBITRÁRIO DE POLOS PARA REGULAÇÃO DE SISTEMAS, ÍNDICE DE OBSERVABILIDADE E GANHOS DO COMPENSADOR DINÂMICO	104
ANEXO III	-		PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO POR RUNGE, KUTTA	105
			REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	106

S I M B O L O G I A

- A matriz de coeficientes dos estados do sistema
- A^T matriz A transposta
- \bar{A} matriz A aumentada
- A_d matriz A de coeficientes desejados
- a_i coeficientes de um polinômio
- \bar{a}_i coeficientes desejados de um polinômio
- A_c matriz A do compensador
- adj adjunto de uma matriz
- b vetor coluna dos coeficientes do sinal de controle
- \bar{b} vetor coluna b aumentado
- b_c vetor coluna b do compensador
- B fricção de viscosidade
- \bar{C} matriz coeficiente dos estados mensuráveis do sistema
- c vetor linha de transmissão do estado de saída
- C_d vetor linha c desejado
- c_c vetor linha c do compensador
- d vetor de transmissão direta do sinal de referência
- \bar{d} vetor d aumentado
- $D(p)$ denominador da função de transferência do servo-compensador no domínio tempo
- $D(s)$ denominador de uma função de transferência no domínio frequência

e	sinal de erro
g	valor de "overshoot"
G_i	função de transferência de um sistema
G_C	função de transferência do compensador
h	passo de iteração de Runge-Kutta
I	matriz identidade
i_f	corrente de campo do motor de C.C.
i	corrente da armadura d motor de C.C.
J	inércia do motor incluindo a carga
K_i	ganhos de realimentação do processo
K_C	ganhos de realimentação do compensador
K	ganhos de realimentação devido posicionamento de polos
K_B	constante de voltagem do motor
K_m	ganho de realimentação do motor de C.C.
K_T	coeficiente de transmissão
K_f	constante de campo do motor de C.C.
L	indutância do motor de C.C.
\bar{L}	vetor.coluna de transmissão para o estimador de estados
m	número de saídas mensuráveis do processo
$N(s)$	numerador de uma função de transferência no domínio frequência
n	número de estados de um sistema
p	operador derivativo
P	matriz de mudança de base
q	coluna da matriz Q
Q	matriz de mudança de base para a forma canônica controlável

$r(t), Y_r$	sinal de referência
R	resistência do motor de C.C.
S	matriz de observabilidade
s	operador laplaciano
T_M	constante de torque do motor de C.C.
U	sinal de controle
V	realimentação de estados
V_B	força contra-eletromotriz
V_A	excitação do motor de C.C.
X, Z	eixos individuais de direção
x_i	estados de um processo
\hat{x}	estado estimado de um sistema
x_c	estados do compensador
\dot{x}_i	derivada do estado do sistema e estado estimado
Y	sinal de saída de um sistema
Δ	símbolo de determinante de uma matriz
\emptyset	fluxo no entre-ferro("air-gap")
ω	frequência do sinal senoidal
Σ	símbolo de somatória
U	símbolo de reunião
τ	constante de tempo
δ	sinal de perturbação
λ_i	polos do sistema
$\psi, \dot{\psi}$	referência da perturbação e derivada da referência
ω_m, ω_m^w	velocidade angular do motor de C.C.
β_i	ganhos do compensador dinâmico
μ	coeficiente de observabilidade

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO E HISTÓRICO

1.1 INTRODUÇÃO

O problema de corte e usinagem de peças, para as mais diversas finalidades e nos diferentes ramos de aplicação, têm levado a muitas pesquisas no sentido de que cada vez maior precisão é exigida, aliada a um acabamento de melhor qualidade, desde que equipamentos mais modernos e sofisticados com apurada tecnologia, exigem que seus componentes sejam da maior confiabilidade possível.

Isto tornou obsoleta, em certos casos, a operação tradicional de máquinas operatrizes com a participação direta e constante do homem, caracterizada por um baixo rendimento devido às restrições naturais do próprio homem.

Assim sendo, os países mais industrializados dedicaram-se ao assunto, pela necessidade urgente de acompanhar os progressos desenvolvidos em todas as áreas industriais, que não poderiam prescindir de equipamentos mecânicos elaborados com a utilização de máquinas operatrizes em geral. Grandes empresas desenvolveram máquinas operatrizes com menor participação direta do homem, comandadas por intermédio de controles específicos dotados de memória, de modo a ser possível uma programação manual através de comandos alfa-numéricos, dotadas de linguagens características com modificações de fabricante para fabricante, obedecendo as características da máquina controlada e a operação desejada.

Algumas linguagens tornaram-se de uso corrente e adotadas em diversos países e fabricantes vários, como o caso por exemplo, de Exapt, Apt, Adapt, etc. [3], [18], [19]. Desta maneira, um novo ramo da produção industrial automática nasceu, o controle numérico, que com o desenvolvimento de computadores, obteve um grande impulso, com um vasto campo de utilização no futuro. [15]

1.2 BREVE RESUMO DE CADA CAPÍTULO

Foi apresentado no capítulo 2, o estágio atual de desenvolvimento do controle numérico com suas características próprias, considerações de ordem mecânica e naturais restrições. Viu-se ainda como parte atual deste capítulo, uma rápida apresentação do problema como deverá ser abordado no presente trabalho, considerando como base o desenvolvimento do estudo do controle do processo.

No capítulo 3, foi proposto e desenvolvido o modelo a ser utilizado para o controlador, denominado servo-compensador robusto a ser dirigido pelo erro dinâmico, o qual tem a finalidade de manter a variável da saída com valor igual ao do sinal de entrada, ainda que haja variações em sinal de perturbação de classe conhecida, e dos parâmetros do sistema.

O capítulo 4 estuda a regulação de um sistema linear determinado, supondo conhecida todas as variáveis de estado do processo, e sua realimentação multiplicada por ganhos constantes, encontrados por intermédio de uma abordagem de posicionamento arbitrário dos polos do sistema.

No capítulo 5, foi visto o modelo geral para uma máquina-ferramenta em suas diversas partes constituintes, como acionamento elétrico, acoplamento eletro-mecânico e modelo da máquina e mesa de corte.

O capítulo 6 analisa os processos de interpolação inseridos em um computador digital, com o fim da melhor performance de uma dada curva, conhecido alguns de seus pontos sobre um sistema de duplas coordenadas.

No capítulo 7, foi feito o estudo de simulação em tempo real, ou seja simulação híbrida, de forma a um computador digital gerar os pontos de uma curva desejada, comandando o processo incluindo o controle projetado, em um computador analógico.

No capítulo 8, demonstrou-se a possibilidade de implementação do projeto, ainda que algumas variáveis não sejam passíveis de medição por qualquer razão, mediante a introdução de um controle suplementar, de estudo recente, a que denominou-se compensador dinâmico.

Finalmente, no capítulo 9, são apresentadas as conclusões, comentários e sugestões para futuros trabalhos.

1.3 HISTÓRICO SOBRE MÁQUINAS DE CONTROLE NUMÉRICO (CN)

O controle numérico aplicado a máquinas-ferramenta, teve seu início de algum modo obscuro. Porém em 1947, JOHN C. PARSONS nos Estados Unidos, foi dos primeiros a dar ciência sobre o assunto e a própria concepção do tema. [15]

O primeiro passo real para a concretização de uma máquina-ferramenta numericamente controlada surgiu no princípio da década de 50, e a primeira máquina de CN. foi construída pela M.I.T. (Massachusetts Institute of Technology), no ano de 1952. Foi iniciada a construção de máquinas-ferramentas automatizadas na Grã-Bretanha, aplicada principalmente à crescente e poderosa indústria da aviação. [15]

Apesar da área em questão ser relativamente nova, teve um grande avanço e apresentou distintos estágios em seu desenvolvimento, situando-se em faixas de mudanças sucessivas devido ao progresso em áreas básicas paralelas, como a Eletrônica e a Computação. Divide-se as principais fases deste desenvolvimento, em três épocas distintas: [15]

- a) De 1952 a 1960: Aplicações muito limitadas de máquina de C.N., devido ao seu alto custo e baixa confiabilidade dos circuitos eletrônicos.
- b) De 1960 a 1965: A introdução de transistores, aumenta a confiabilidade de máquinas de CN.
- c) De 1965 em diante: Com a introdução dos circuitos integrados, baixa o custo e aumenta ainda mais a confiabilidade de máquinas operando com CN. Surge a possibilidade de aplicação de mini-computadores e mais recentemente micro-processadores, elevando sobremaneira a flexibilidade do controle.

Atualmente, a fabricação de máquinas de CNC, está dividida em quatro grandes produtores, ou seja, os Estados Unidos, Inglaterra, Alemanha e o Japão. Este último, tem sido o mais ativo nestes últimos anos. [15]

CAPÍTULO 2

APRESENTAÇÃO E ESTÁGIO ATUAL DO CONTROLE NUMÉRICO

2.1 INTRODUÇÃO

O avanço tecnológico nestas últimas décadas em todas as áreas da ciência; e ainda o advento de computadores, cada vez mais compactos e de fácil uso, tornou obsoletos certos tipos de trabalhos desenvolvidos manualmente ou com a participação direta do homem. Este fato propiciou sua substituição por equipamentos automatizados programáveis, tendo vantagens como precisão, rapidez e qualidade, sobre a maneira como até então era realizado. No caso do manuseio de máquinas operatrizes, tais "vantagens" têm sido imensas e podemos citar mais especificamente:

- a) Redução do erro humano pelos efeitos da falha e/ou fadiga do operador, o que por outro lado proporciona o aperfeiçoamento da qualidade média do produto fabricado.
- b) O "software" é mais facilmente modificado, propiciando alterações rápidas no trajeto da ferramenta e nas condições de usinagem, o que torna um sistema equipado com C.N. bem mais versátil do que um sistema convencional.
- c) A organização de uma fábrica pode ser racionalizada, e atualmente o processo de produção pode ser controlado centralmente.
- d) O uso de servomecanismos de controle, acoplados a motores de acionamentos controlados por computador, tornou possível a construção de máquinas automatizadas, reduzindo as limitações impostas pela operação manual.

- e) A fabricação de peças complicadas em pequenas quantidades, torna-se mais confiável, com maior perfeição e precisão, se dirigida através de computador.
- f) O CNC acarreta uma eficiente economia de ferramentas especiais na produção de peças mais complexas.
- g) Obtém-se maior produtividade através da minimização do tempo improdutivo, por exemplo, para troca de ferramentas, ajustagens, etc. Como desvantagens maiores encontram-se
 - a) Alto custo do investimento inicial
 - b) Problemas de manutenção
 - c) Problemas de programação

Dentre os pontos principais para o projeto e construção de controle de máquinas operatrizes, devem ser considerados a precisão, confiabilidade e economia, ou uma inter-relação entre estes fatos básicos.

2.2 CARACTERÍSTICAS DO CONTROLE NUMÉRICO

O processo de controle representa uma associação específica entre sinal e energia, ou seja, regular o fluxo de energia mecânica. A transição do sinal elétrico, devido às perdas de potência, em um movimento/mecânico, é normalmente feito em três estágios, como sendo amplificação, controle do fluxo de energia e transformação de energia.

Máquinas operatrizes são dirigidas independentemente em seus eixos de liberdade, por meio de acionamentos, onde destacam-se neste efeito, os motores passo a passo e de corrente contínua (c.c.). Este último, é o mais usado para posicionamento de sistemas de controle, pela sua facilidade de reversão rápida, modelagem e possibilidade de dirigir maiores cargas de torque, que são as maiores características de maior interesse para máquinas operatrizes em geral. [17]

O motor de corrente contínua escolhido é do tipo controlado pela armadura, pelas vantagens citadas sobre o similar de tipo controlado pelo campo, onde este é modelado como um sistema de malha aberta, enquanto que o controlado pela armadura apresenta uma modelagem de malha fechada devido a força contra-eletromotriz como visto na fig. 5.3.b.

Para a realização de um conjunto de controle numérico tornam-se necessários os seguintes componentes:

- Unidade de comando e controle com leitora de informações
- Sistemas adequados para as medidas de posicionamento e de estados mensuráveis do conjunto.

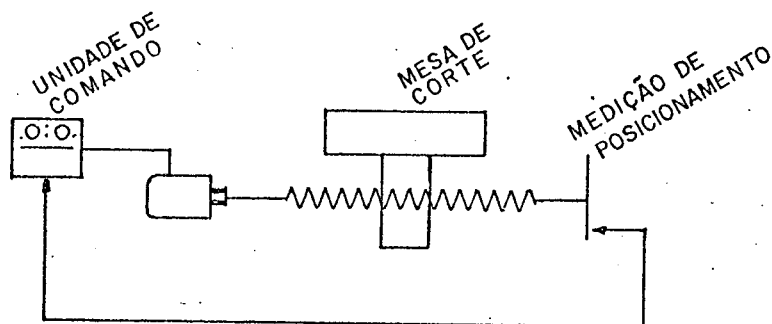


FIG. 2.1 - Componentes do conjunto de CN. [7]

2.3 ESTÁGIO ATUAL DO CONTROLE NUMÉRICO

Já distinguiu-se evidentemente a diferença entre o controle numérico e a fabricação mecânico-manual, mostrando as vantagens e desvantagens que a automação leva sobre o sistema com participação direta do homem. Para uma compreensão maior, vê-se na fig. 1.2, uma comparação imediata entre a operação manual e aquela com controle numérico convencional. [7]

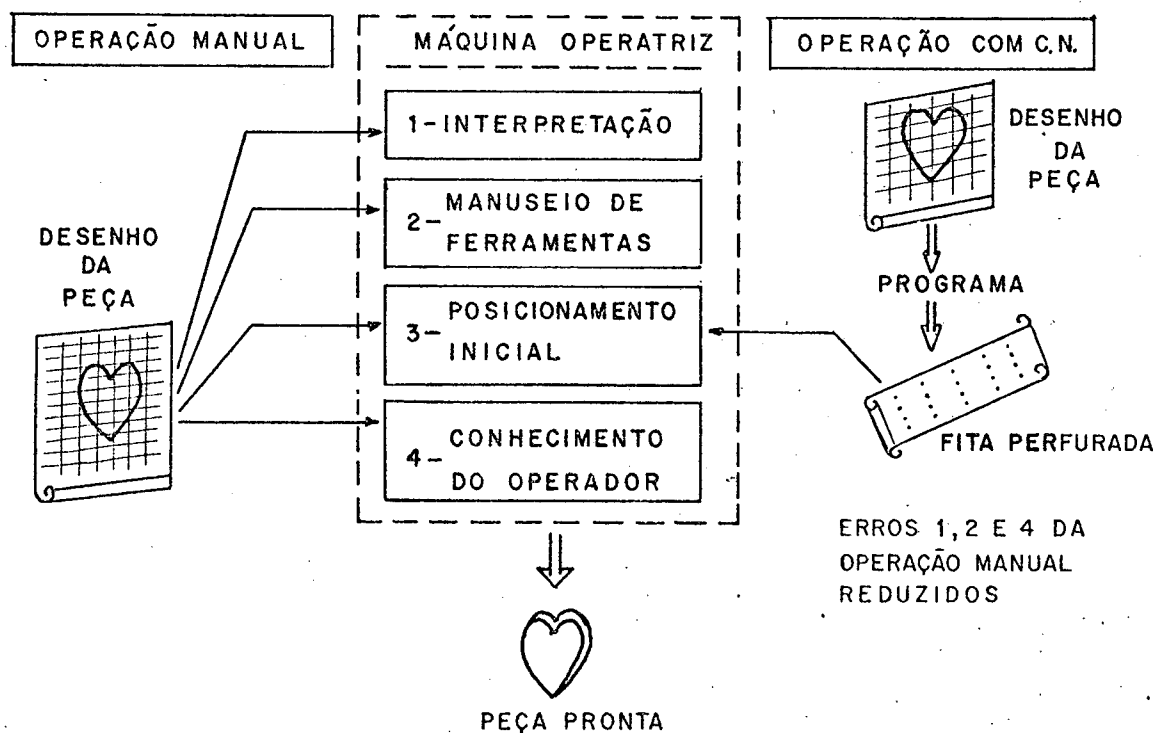


FIG. 2.2 - Comparação de erros do operador entre operação manual e com CN.

Pode-se também distinguir dois tipos de CN, o convencional e aquele realizado através do computador, chamado CNC. O CN convencional utiliza um gabinete de controle, através do qual entra-se com os dados, por exemplo, em fita perfurada, e processa-se a usinagem por blocos de palavras. Isto ocorre, devido a pequena capacidade de memória do controle, que é projetado especificamente para uma dada máquina. O CNC difere do anterior devido a alta capacidade de memória do computador, (ou atualmente mini-computador) sua versatilidade de programação, e possibilidade de controlar diversas máquinas distintas e ao mesmo tempo.

No Brasil existe em operação, uma quantidade de máquinas com CN em número aproximado de 300 unidades, porém não é do nosso conhecimento a existência de máquinas equipadas com CNC. Isto, é devido o alto custo de investimento em CNC, com o conjunto custando em média dez vezes o preço de um equivalente em CN. convencional [7].

Na fig. 2.3, vemos um esquema do conjunto máquina/controle numérico, onde nota-se a existência de um controle de verificação por um processo de medição, e continuamente compara-se o valor desejado emitido pelo gabinete de controle com o valor real medido, realimentando-o e possibilitando a regulagem dos acionamentos.

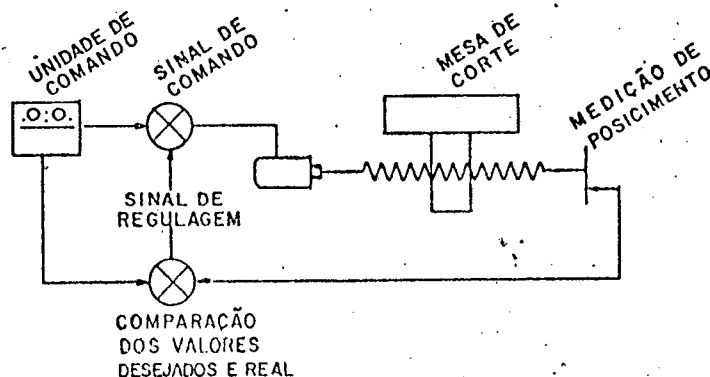


FIG. 2.3 - Esquema de um conjunto máquina/controle numérico

2.4 CONSIDERAÇÕES DE IMPOSIÇÃO MECANICA

A execução de uma peça, inicia com o desenho da mesma e termina com sua fabricação. Entre estas evoluções inicial e final, tem-se uma série de passos intermediários, para os quais é necessário o conhecimento teórico-prático do trabalho conduzido em uma máquina operatriz. A partir do desenho da peça é necessário planejar detalhadamente os diferentes passos na evolução de peça, como seqüência de usinagem, máquina utilizada, fixação, seqüência de execução, ferramentas, dados de corte, seccionamento de corte, trajetos da ferramenta, etc., informações estas que devem ser levadas ao operador assim como devidamente codificadas em fita perfurada. Todos os passos encontram-se exemplificados na fig. 2.4. [7]

Além disso, quando da programação, o programador deve cuidar, fora os detalhes da própria linguagem com seus comandos próprios, de que a informação da trajetória programada, devido ao problema de que a ponta da ferramenta não se apresenta ponteaguda, e sim arredondada com um raio de ponta R_s , que não coincide com a trajetória real, a não ser em cortes paralelos ao eixo onde a ponta arredondada tangencia um ângulo reto. Em retas de 45° de inclinação ou num ponto de curva correspondente, encontra-se a maior defasagem entre as trajetórias programada (T_p) e executada (T_e). Ver Fig. 2.5 e 2.6

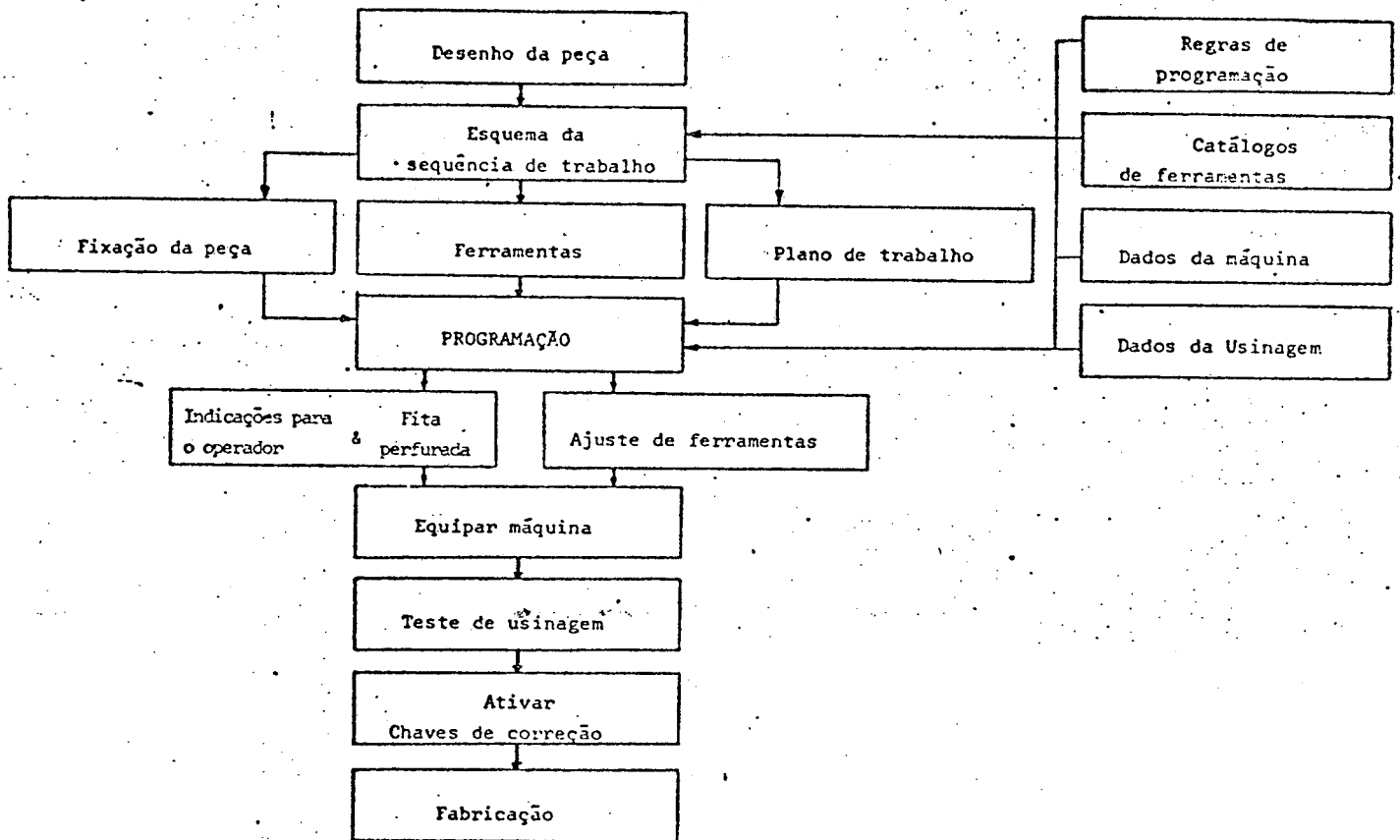


FIG. 2.4 Evolução de uma peça usinada com CN. [7]

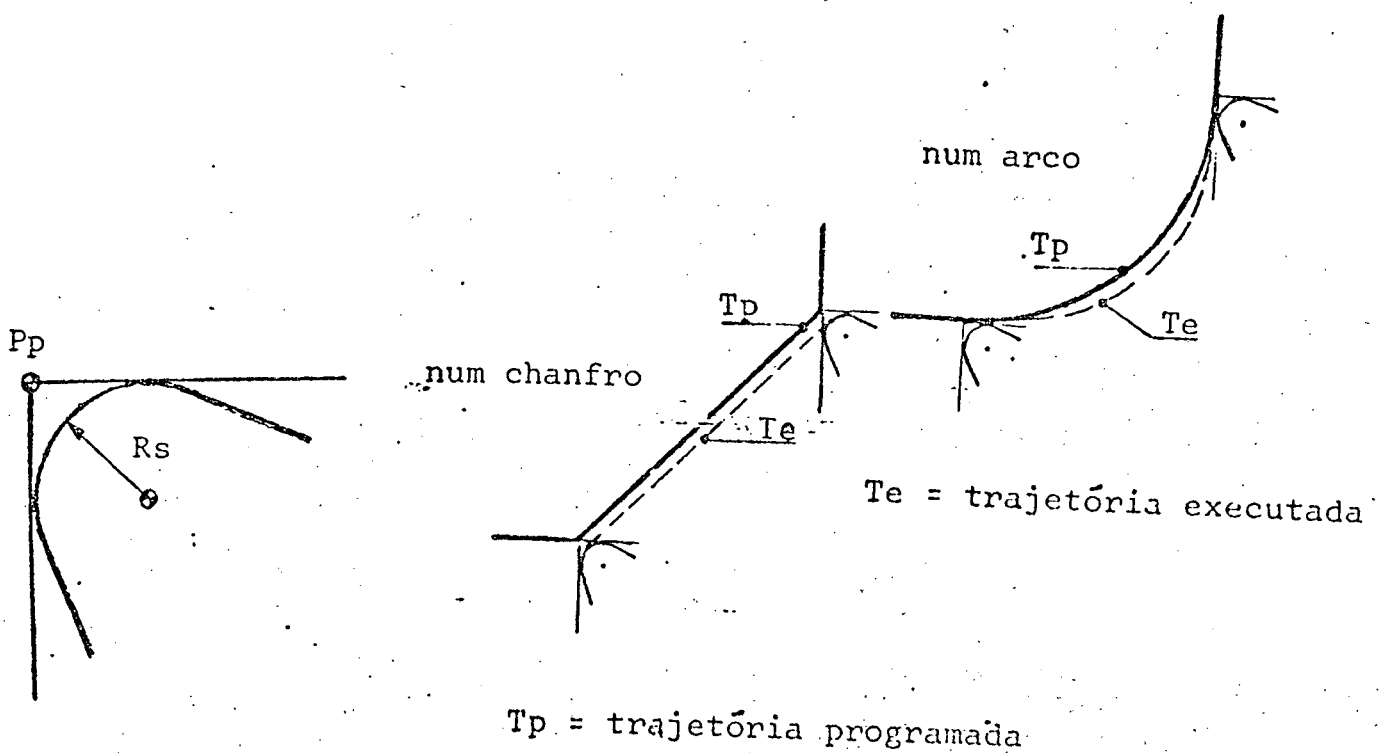


FIG. 2.5 - Ponta da ferramenta sobre um retículo em eixos X e Z. [7]

FIG. 2.6 - Trajetórias com considerações sobre o raio de ponta. [7]

2.5 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

A fig. 2.7 mostra o diagrama em blocos de um sistema de CN., malha fechada e realimentado em posição, referente ao esquema visto na fig. 2.3, representando modelagem para cada componente convencional, como sendo, o amplificador, motor de c.c., mesa de corte e engrenagem, tal que permita transformar sinais de comando de acionamento para movimentos, os quais irão atuar convenientemente sobre a mesa de corte. Vemos também um bloco inicial definido como compensador que é o responsável por "criar" um sinal com a forma daquela da referência, desde que é suposto de que o sinal de erro torna-se nulo, e ao mesmo tempo compensar perturbações naturais no sistema, como variações de carga que não devem influir na saída requerida.

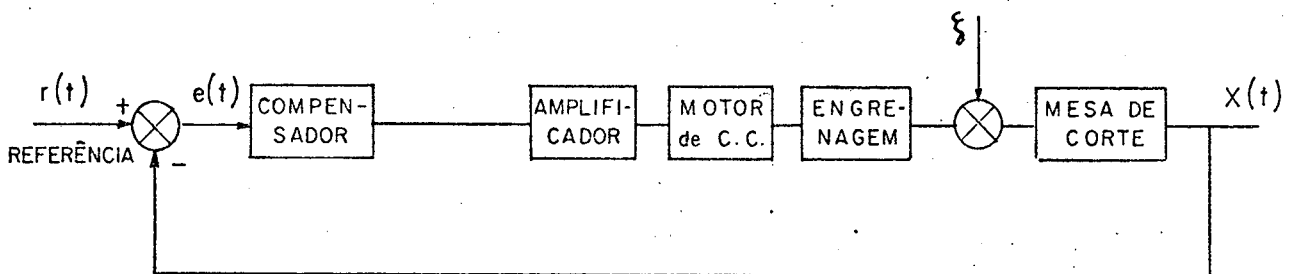


FIG. 2.7 - Diagrama Simplificado do Modelo do Sistema.

A atenção agora se volta para a definição, com as seguintes proposições feitas:

- a) O modelo comodescrito apresenta normalmente na prática, compensadores do tipo atraso-avanço ("Lead-Lag") ou tipo PID (Proporcional-Integral-Derivativo), de resultados comprovados para sistemas de até segunda ordem. Propõe-se agora o uso de um compensador dependendo diretamente das formas dos sinais de entrada e perturbação, visto como uma extensão dos compensadores de uso consagrado, utilizando-se para efeito de estabilidade, a técnica de realimentação dos estados do sistema.
- b) Tal modelo, deverá apresentar a saída $x(t)$, rastreado o sinal de entrada, ou seja, seguindo a entrada desejada, mesmo havendo mudanças na perturbação dentro de mesma ordem, isto é, variações de torque de carga em uma classe determinada.
- c) No caso de perfeitamente definida a classe dos sinais de entrada e perturbação, surge a questão de como projetar o bloco do compensador.
- d) Com o modelo de compensador conhecido, deve-se agora partir para encontrar quais os ganhos sobre cada realimentação, de forma a melhor regulação do sistema.
- e) Precisa-se saber também qual a ordem de precisão encontrada, utilizando-se para isto, funções-teste senoidais com o intuito de produzir círculos em regime permanente, com o mínimo de erro dinâmico.

A referência $r(t)$ é processada usando-se computador digital, de acordo com vários fatores, entre eles temos:

- 1) Muitos dos sistemas em uso no CNC utilizam o computador somente com o intuito de gerar o sinal de referência ao sistema.

- 2) O sinal de saída do computador utilizado somente como referência, e assim externo à malha do sistema, pode gerar pontos muito próximos, facilitando a realização contínua de um conversor digital-analógico, tendo em vista ainda que este tipo de conversor é simples e de baixo custo.
- 3) O funcionamento assim feito, isto é, o computador somente gerando o sinal de referência é de grande precisão e de processamento rápido, ou seja, tempo mínimo para a construção de uma peça.
- 4) Não se torna necessário realmente um computador para gerar a referência, desde que se utiliza somente multiplicação, soma e lógica, o que pode ser conseguido por intermédio de um simples micro-processador, tornando assim muito menos dispendiosa a implementação do projeto.

Caso além de comandar, fosse utilizado o computador como parte do controle, mais propriamente como parte integrante do sistema de malha fechada com o sistema, seria necessário um conversor analógico-digital, mais complexo e de maior custo que um conversor digital-analógico, necessitando-se então de uma abordagem discretizada para tratar o problema. [9]

2.6 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo referiu-se às vantagens e desvantagens do uso de controle numérico convencional, dirigido por computador (CNC.) . Discorreu-se sucintamente sobre as características práticas e cuidados de ordem mecânica quando da utilização de uma máquina-ferramenta dirigida por controle numérico convencional.

Finalizou-se o capítulo, introduzindo os parâmetros atinentes ao problema proposto a resolver, formalizando o tipo de abordagem a ser desenvolvida.

CAPÍTULO 3

PROJETO DO MODELO PARA O SERVO-COMPENSADOR

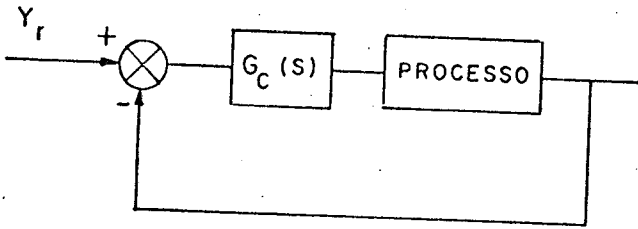
3.1 INTRODUÇÃO

Em controle, sempre houve uma grande preocupação em torno da proposição de um controlador; que tenha sentido de atuação sobre um sistema ou planta, modificando a resposta natural desta planta, buscando soluções estáveis necessárias para as mais diversas aplicações.

Desde meados da década de quarenta, já era conhecida a importância do erro usado para atuar sobre a planta, modificando-a, através de realimentações simples da saída do sistema. Para sistemas de baixa ordem, a própria planta já apresenta uma certa regulação com a melhor disposição de seus parâmetros, e assim o erro por realimentação unitária é suficiente para atingir o objetivo.

Quando a planta ou processo torna-se um pouco mais complexo, a atuação direta do erro sobre a planta já não se apresenta como solução adequada para a maioria dos casos. A solução encontrada foi a de adicionar ao processo um controlador, cuja atuação principal é se servir como efeito de regulador sobre o sistema. Então, de tais controladores, os de uso mais frequente são os conhecidos "Lead", "Lag", "Lead-Lag", "PID" (Proporcional, Integral, Derivativo), etc. Outros controladores mais complexos não podiam ser construídos, pois não existiam amplificadores operacionais, que realizassem qualquer função de transferência desejada. Aqueles desenvolvidos até então faziam uso somente de circuitos R.C. em sua construção. A fig. 3.1, mostra

estes tipos de controladores e suas funções de transferência respectivas.



$$\text{a) } G_c(s) = \frac{K(1+sT_1)}{(1+sT_2)} \quad \text{"Lead"} \quad (T_1 > T_2)$$

$$\text{b) } G_c(s) = \frac{K(1+sT_1)}{(1+sT_2)} \quad \text{"Lag"} \quad (T_1 < T_2)$$

$$\text{c) } G_c(s) = \frac{K \cdot (1+sT_1) \cdot (1+sT_3)}{S \cdot (1+sT_2) \cdot (1+sT_2)} \quad \text{"Lead-Lag"}$$

$$\text{d) } G_c(s) = \left(\frac{K_1}{s} + K_2s + K_3 \right) \quad \text{"PID"}$$

FIG. 3.1 - Modelos de Controladores

Será utilizado neste trabalho, um controlador desenvolvido recentemente cuja técnica consiste em uma pré-compensação do processo e posterior regulação da equação do erro, cuja construção é possível por intermédio de amplificadores operacionais. Esta técnica já bastante desenvolvida é referida com o nome de servo-compensador robusto, e tem como grande vantagem a manutenção da saída sob uma referência desejada, independentemente de variações de parâmetros e ocasionais perturbações variadas em uma mesma classe.

3.2 MODELO PARA O SERVO-COMPENSADOR ROBUSTO

Seja a modelagem linear de um sistema contínuo, invariante há tempo e perturbado, designado por planta, dado por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p X + b_p U + d \cdot \delta \\ Y &= c x \\ U &= K_p X_p + K_c X_c + Y_c \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde Y e U são escalares, δ perturbação, A uma matriz $n \times n$, b e d vetores coluna, c um vetor linha, x os estados do sistema e U o sinal de controle.

Seja um sistema linear contínuo, invariante no tempo e não perturbado designado por servo-compensador dado por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_c &= A_c X_c + b_c e \\ y_c &= C_c X_c \\ e &= Y_r - y \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde Y_c e U são escalares, A_c uma matriz $n \times n$, b_c e C_c vetores colunas, X_c os estados do servo-compensador, y_c uma função escalar, pré-escolhida, que deve ser seguida pela saída Y e o erro e entre a saída desejada e a saída real da planta. A matriz A_c e os vetores b_c e C_c está na forma canônica controlável-observável.

A presença da perturbação, obedece as condições de ser não mensurável, observável e não controlável. Estas condições carretam o maior grau de dificuldade ao se trabalhar com um sinal de perturbação.

Um sinal de perturbação pode ser obtido mediante a saída de um sistema linear dado por.

$$\begin{aligned} \dot{\psi} &= A_d \psi \\ \xi &= C_d \psi \end{aligned} \quad (3.3)$$

O sistema dado por (3.3) pode compor com aquele dado por (3.1), obtendo-se o sistema ilustrado no esquema na fig. 3.2.

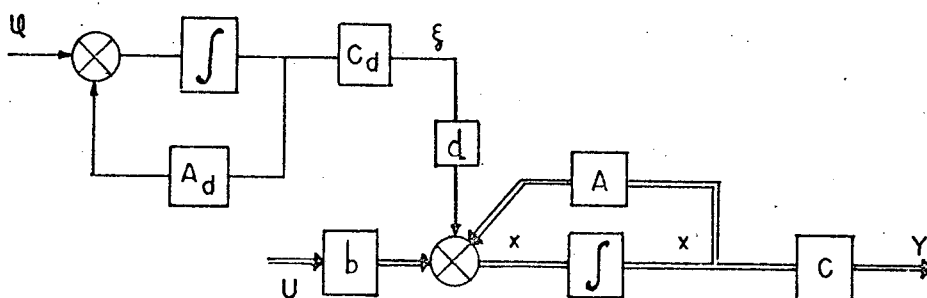


FIG. 3.2 Modelo linear para sistema e perturbação

Ainda que obedecidas as condições impostas ao sinal de perturbação, precisa-se de alguma informação adicional com vistas a solucionar o problema, pois sem o que não é possível desenvolver uma teoria com segurança. Sem perda de generalidade, a informação referida será a suposição do conhecimento da classe do sinal representando a perturbação, embora com variações dentro da classe escolhida. O sinal da perturbação ξ é tal que satisfaz uma equação diferencial do tipo

$$a_n (\xi)^{(n)} + a_{n-1} (\xi)^{(n-1)} + \dots + a_0 (\xi) = 0 \quad (3.3)$$

Arrajando as equações 3.1 e 3.2 em forma matricial, obtem-se

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & \vdots & dC \\ 0 & \vdots & A_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (3.4)$$

$$Y = \begin{bmatrix} C & \vdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \psi \end{bmatrix}$$

Onde a parte referente "x" é visto ser controlável, e sendo a parte não controlável e observável.

A idéia básica resume-se em, a partir da eq. 3.1, encontrar se um valor para o controle U, tal que exista um movimento \bar{x} , que obedeça a propriedade $C\bar{x} = Y_r$, apesar da existência de variações em ξ ; A, b e C. Isto implica em que após o uso da estratégia do controle U aplicada, as equações diferenciais que regem o sistema, devem seguir \bar{x} , ou seja, Y_r deve ser solução do sistema.

A solução porposta a ser apresentada não é única, obedece apenas uma condição de suficiência, podendo haver outras composições que ofereçam uma solução ao problema.

Seja o modelo proposto dado como é visualizado no diagrama da fig. 3.3., onde "x" é o vetor de estado do sistema e "x_c" os estados do servo-compensador;

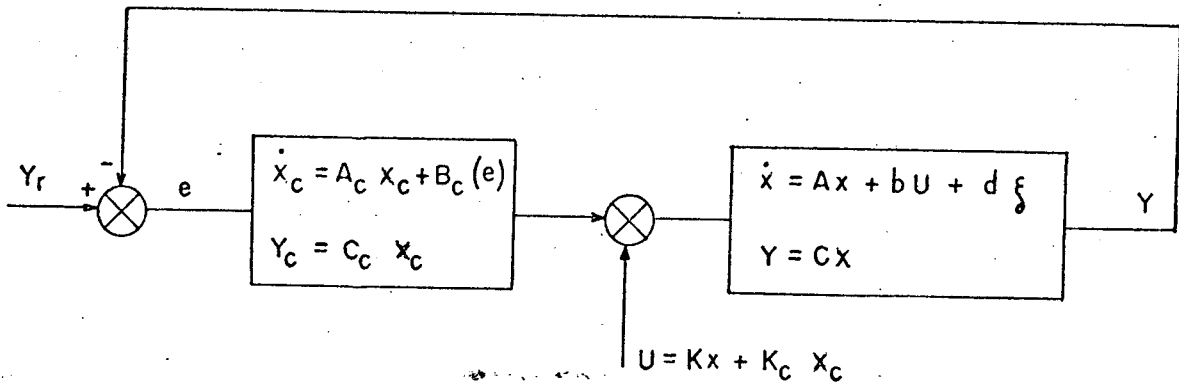


FIG. 3.3 - Diagrama de blocos de solução proposta para o servo-compensador

3.2.1 RESULTADOS PRINCIPAISI - TEOREMA 1

Dados os sistemas descritos nas eq. 3.1 e 3.2, onde satisfaz a equação diferencial

$$D_1(p) \xi = 0, \quad \xi \text{ desconhecido}$$

onde $D_1(\cdot)$ é um polinômio em p de grau $\leq r$, com $p \triangleq d/dt$

Y_r é um sinal pré-estabelecido, que satisfaz a seguinte equação diferencial

$$D_2(p) \cdot Y_r = 0$$

onde $D_2(\cdot)$ é um polinômio em p de grau $\leq r$, onde A_c , b_c e C_c têm a seguinte forma

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & 1 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & \dots & -a_r \end{bmatrix} \quad b_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

e que $\{ \lambda(\xi) \cup \lambda(Y_r) \} \subset \lambda(A_c)$

onde:

$\lambda(\xi)$ são as raízes de $D_1(p) = 0$, com $|\lambda(\xi)| \geq 1$

$\lambda(Y_r)$ são as raízes de $D_2(p) = 0$, com $|\lambda(Y_r)| \geq 1$

$\lambda(A_c)$ são as raízes (auto-valores) de $\det \{ pI - A_c \} = 0$

são condições suficientes para que $Y(t) = Y_r(t)$ seja uma solução do sistema aumentado composto pelas eq. 3.1 e 3.2, independentemente de A_p, b_p, C_p e

II - TEOREMA 2

Para o sistema aumentado descrito nas eq. 3.1 e 3.2, $Y(t) \rightarrow Y_r(t)$ quando $t \rightarrow \infty$ assintoticamente, se e somente se a matriz aumentada \bar{A} é estável, onde

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_p + b_p K_p & b_p C_c + b_p K_c \\ -b_c C_p & A_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Provas dos teoremas 1 e 2 podem ser encontradas na literatura [21] [22] e não serão descritas aqui.

Encontra-se também que a equação do erro é estável, i.e., $\Delta(p) \cdot e = 0$ (3.9)

Pode-se afirmar que se a equação do erro é estável, o sistema também o será.

3.3 APLICAÇÕES E COMENTARIOS

O sinal de perturbação fisicamente pode sem perda de generalidade ser modelado na forma do sinal do tipo degrau, e baseado nisso foi fixado sempre esta classe para as necessárias simulações do modelo.

Um dos testes feitos em simulação com o modelo previsto de muito uso na literatura [8], é o teste do círculo, gerado a partir da aplicação de senos e cossenos nos eixos X e Z, respectivamente. O modelo para o servo-compensador neste caso é dado por

$\lambda(A_c) = 1/s.(s^2 + w^2)$, onde W é a frequência do sinal seno, igual ao

cosseno. O sistema regulado e simulado em computação digital por

Runge Kutta, apresentou o resultado visto na fig. 3.4, onde ocorre um intervalo devido ao transitório do sistema até a realização de um círculo de raio R e erro estável assintoticamente nulo. Foi visto tam-

bém a simulação para a dinâmica de rastreamento para diversos casos de classes do sinal de entrada, como rampa, degrau, seno, etc., cujos resultados encontram-se na fig. 3.5. Os resultados encontrados nas fig.

3.4 e 3.5, foram simulados somente em computador digital, utilizando o modelo visto na fig. 5.2, com valores de transitório, semelhante em todos os casos. Ressalta-se que o sistema não se apresenta otimizado,

podendo por solução iterativa ser encontrados um conjunto de polos que reduzem o transitório do sistema.

Nas fig. 3.6 e 3.7 encontram-se as respostas de um sistema regulado dado na fig. 8.8, utilizando realimentação de estados e compensador dinâmico, respectivamente.

No presente caso em estudo é necessário rastrear uma única variável de saída, porém é perfeitamente possível rastrear-se várias saídas simultâneas (sistema multivariável), aplicando-se a teoria de servo-compensador robusto individualmente a cada variável de rastreamento desejado.

Concluiu-se finalmente que o desempenho, do servo-compensador robusto para todos os casos mencionados, mostrou-se satisfatório para a finalidade de rastreamento com as condições propostas.

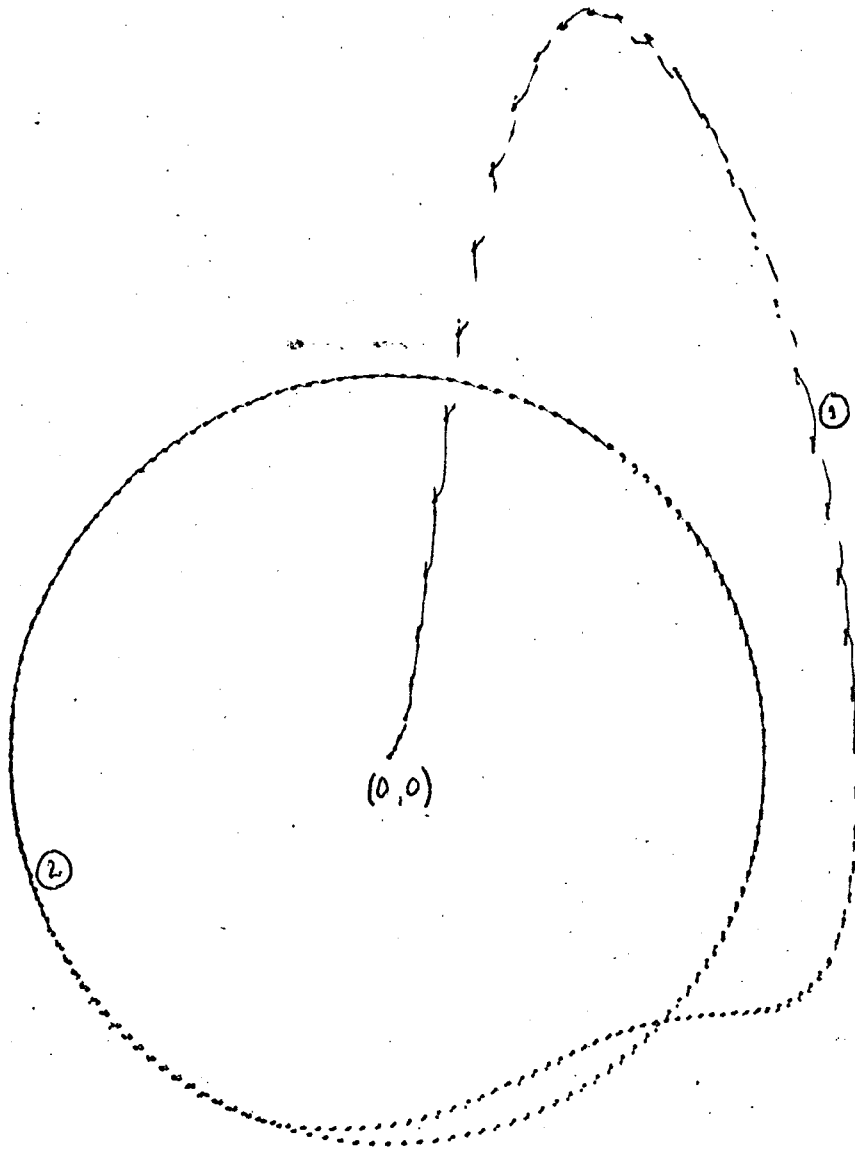


FIG. 3.4 Simulação de um círculo (eixos x contra z)
sobre o modelo utilizado, Escala= eixo x=.5 volt/cm
tendo como entradas in- eixo z=.5 volt/cm
dividuais senos e cossenos.

curva 1	Período tran- sitório
curva 2	Período per- manente

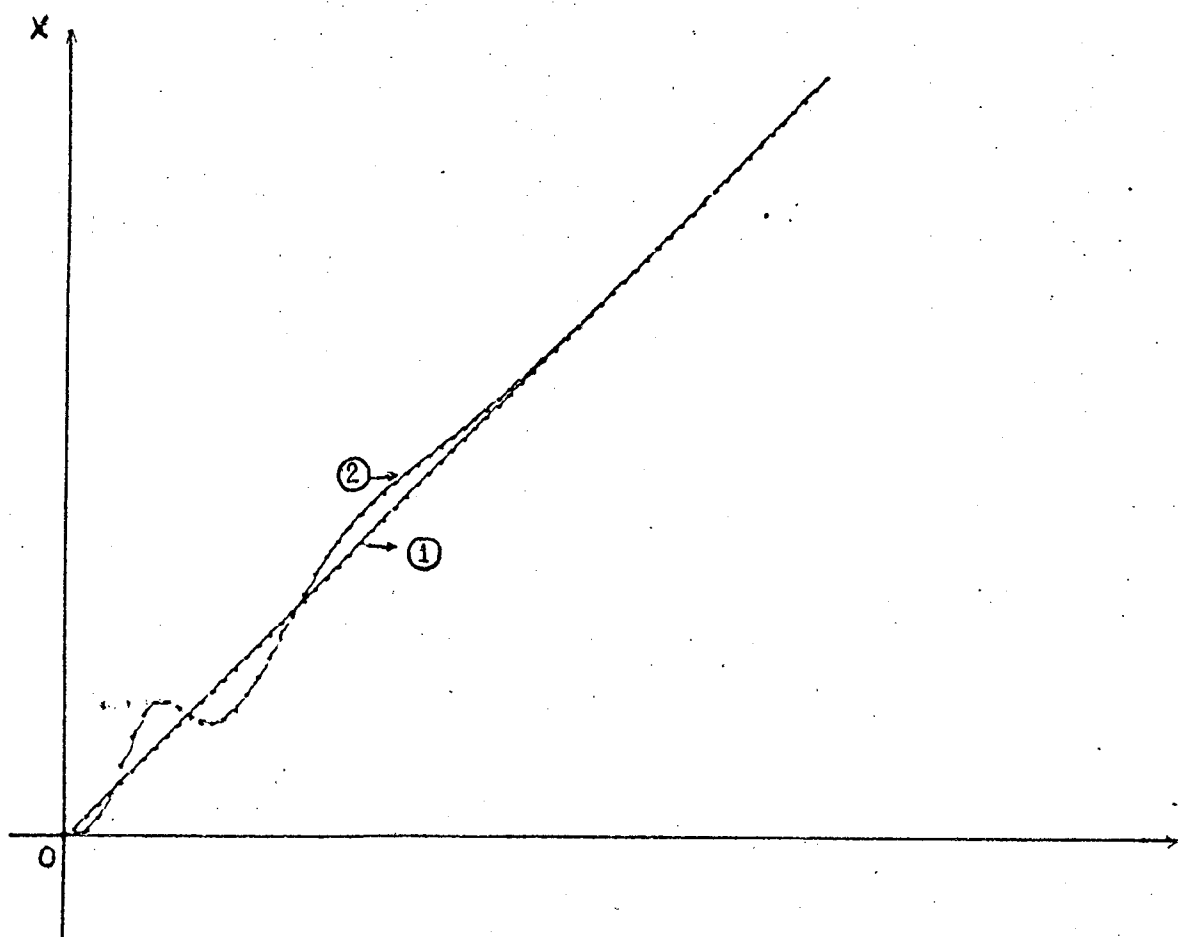


FIG. 3.5.a - Ação de seguidor sobre entrada de sinal

rampa $Z=t$

Escala eixo x: 1 volt/cm

eixo t: 1 volt/cm

curva 1 sinal de referência

curva 2 saída desejada

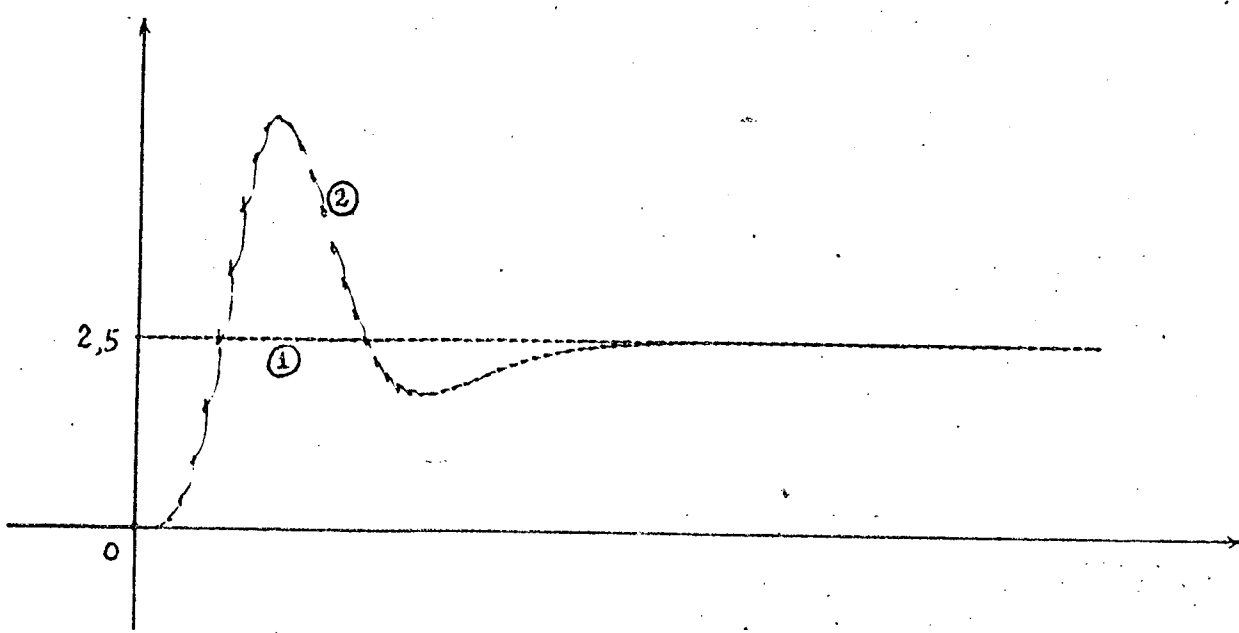


FIG. 3.5.b - Ação de seguidor sobre entrada do sinal

degrau

Escala:

eixo x: 1 volt/cm

eixo t: 1 volt/cm

curva 1 sinal de referência

curva 2 saída desejada

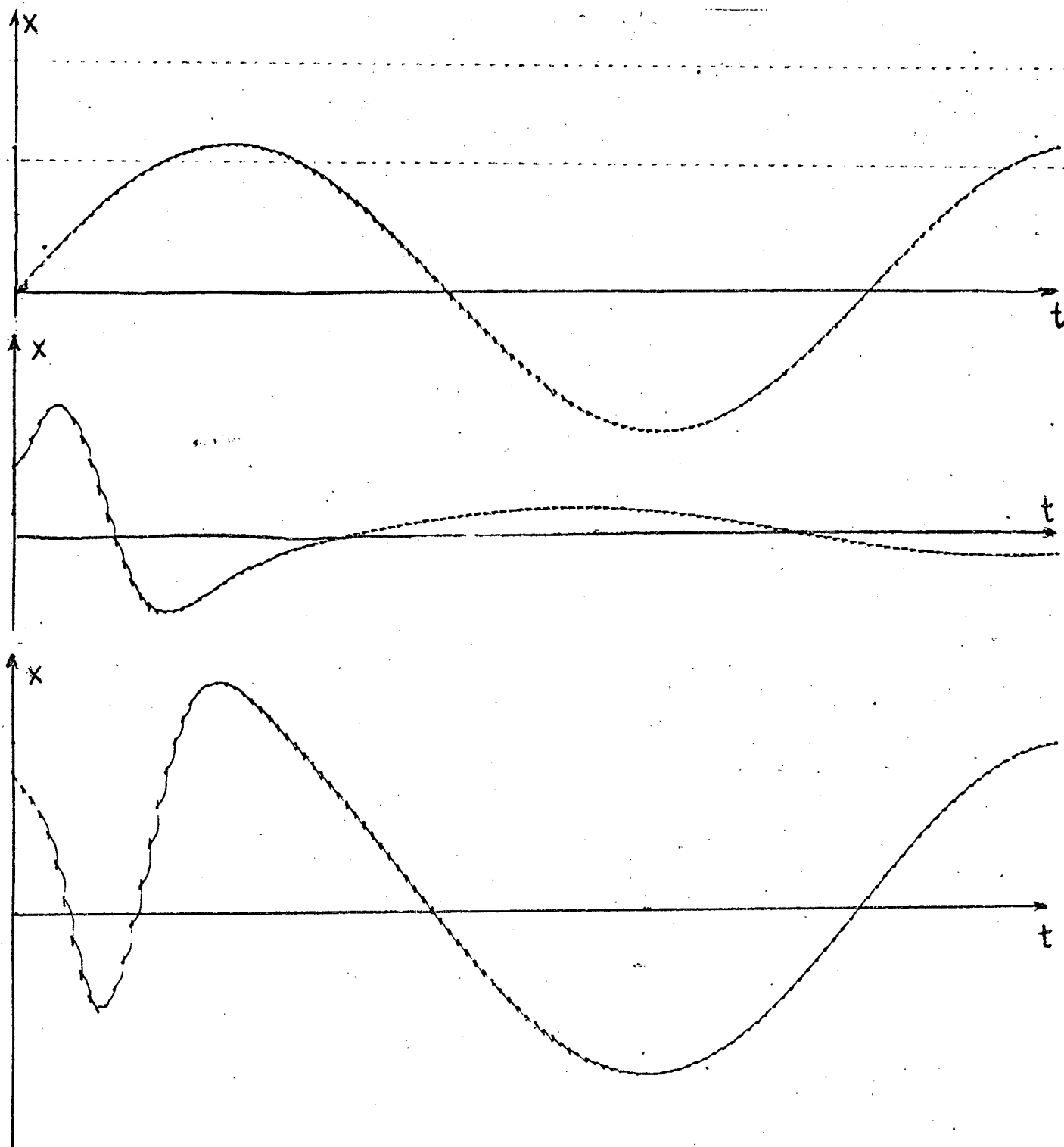


FIG. 3.5.c. - Ação de seguidor sobre entrada de sinal senoidal com servo compensador não especificamente projetado para seno

Escala:

Eixo x : 5 volt/cm

Eixo t : 1 volt/cm

- a) Entrada
- b) Erro
- c) saída

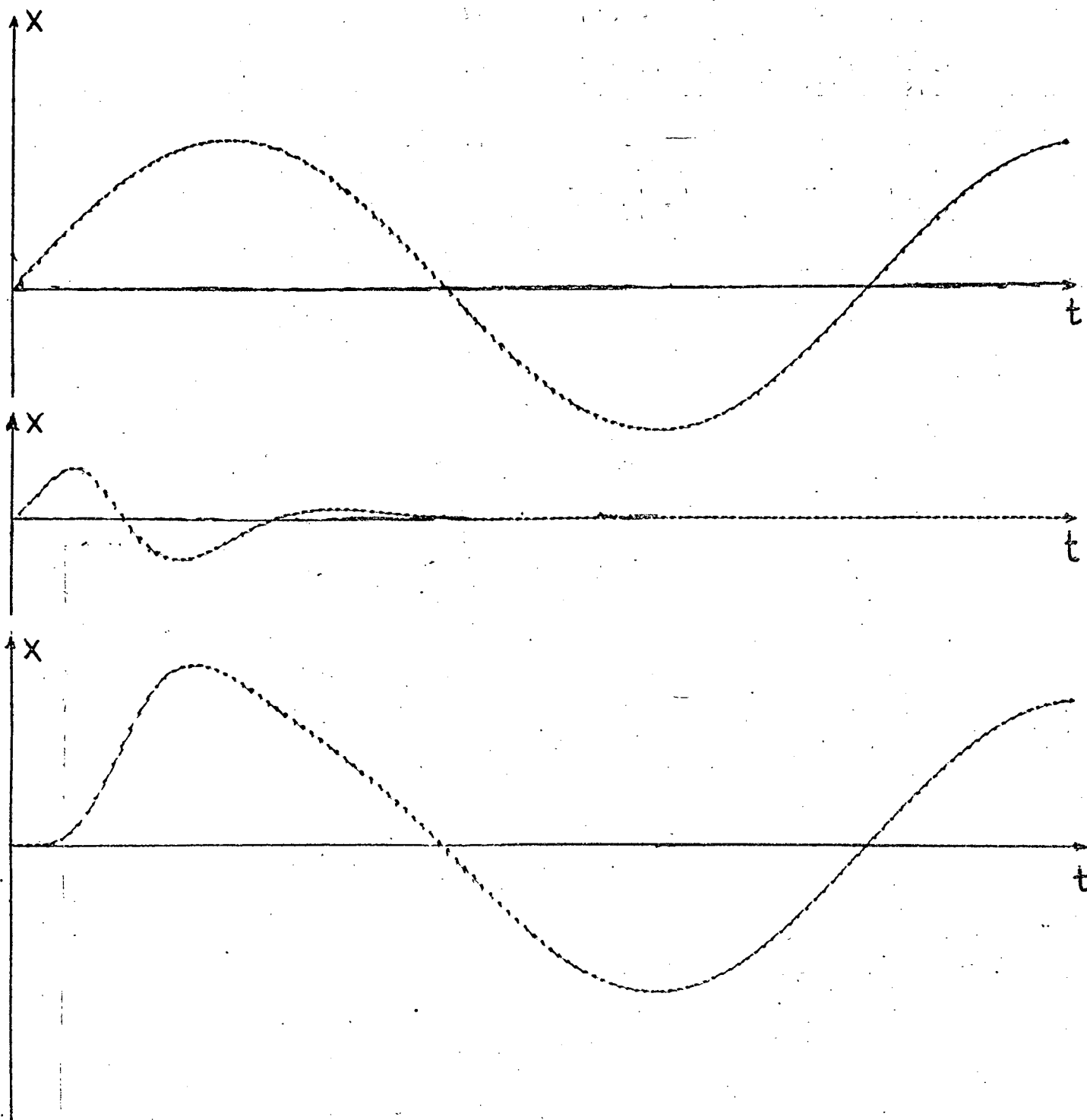


FIG. 3.5.d - Ação de seguidor sobre entrada de sinal senoidal com servo-compensador específico para seno.

- a) Entrada
- b) Erro
- c) Saída

Escala:

Eixo x: 5 volt/cm

Eixo t: 1 volt/cm

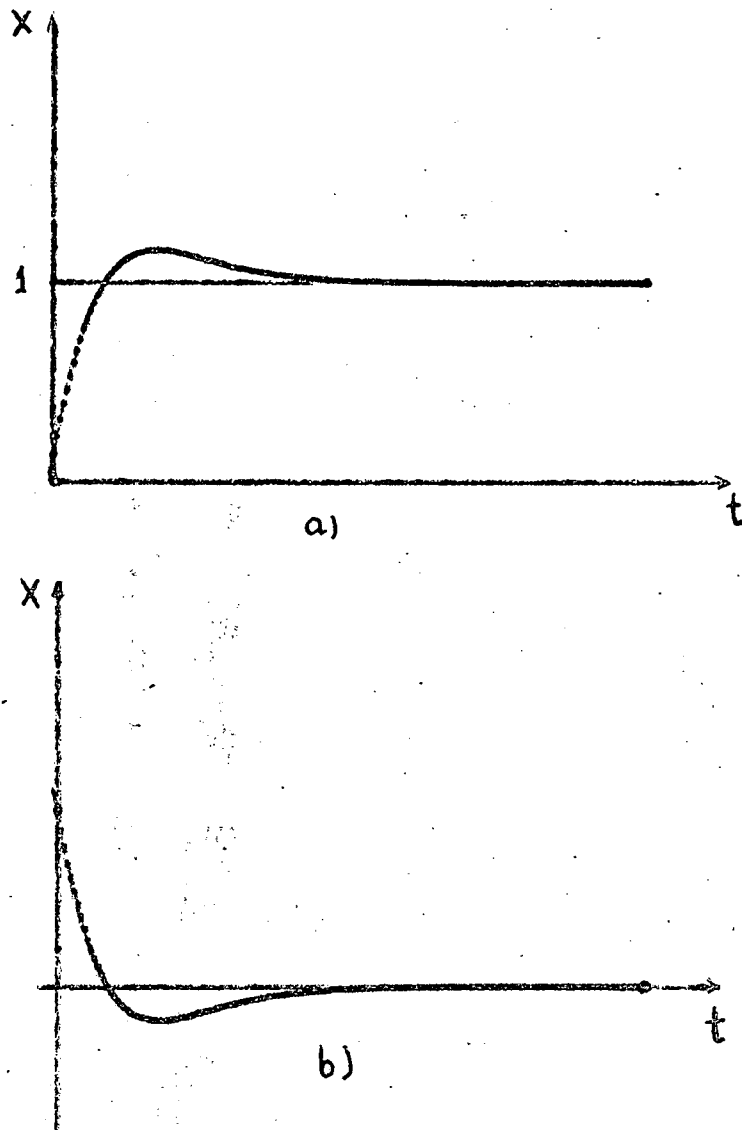


FIG. 3.7 - Resposta ao degrau unitário utilizando realimentação de estados. Exemplo da fig. 8.8
 curva a) saída do sistema e referência
 curva b) sinal de erro
 escala: eixo t = 1 volt/cm
 eixo x = 1 volt/cm

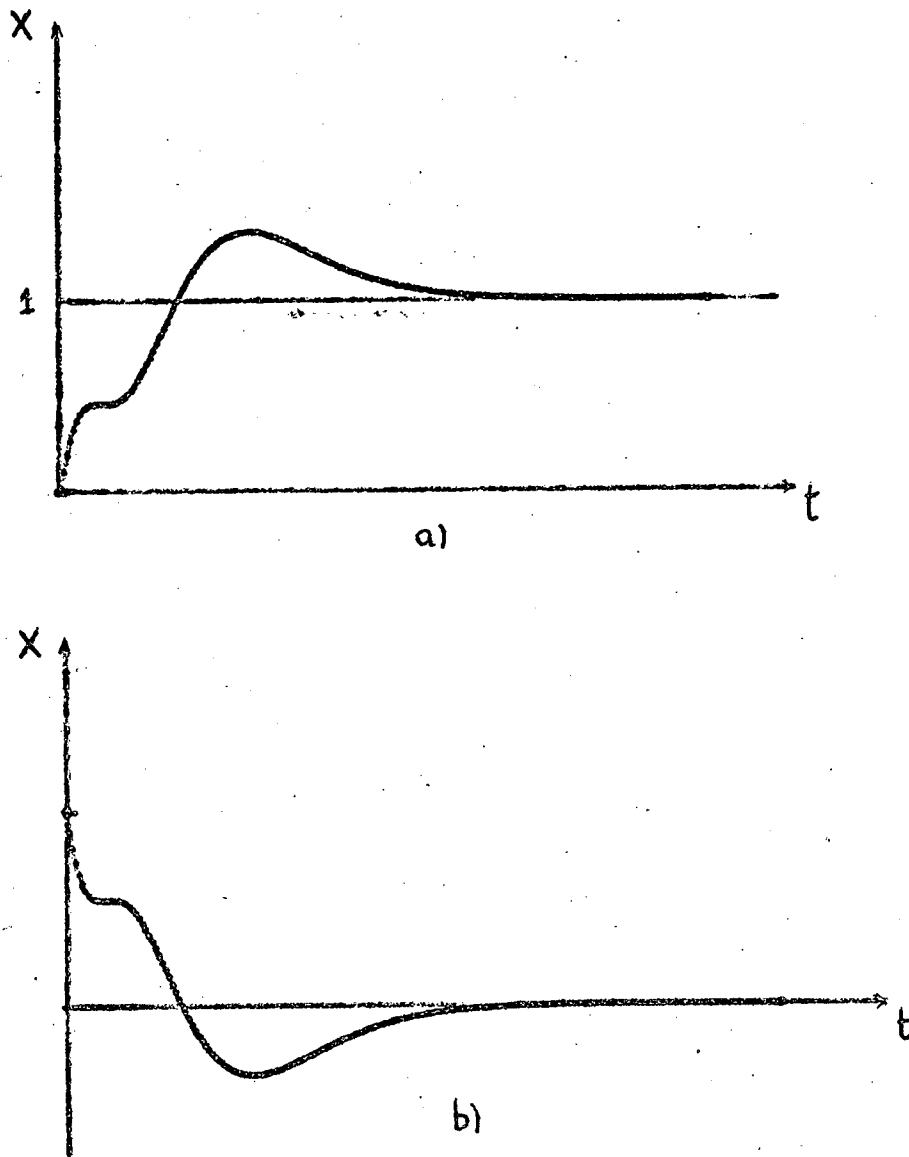


FIG. 3.7 - Resposta ao degrau unitário utilizando compensador dinâmico. Exemplo da fig. 8.9
 curva a) saída do sistema e referência
 curva b) sinal do erro
 escala: eixo t 1 volt/cm
 eixo x 1 volt/cm

CAPITULO 4

REGULAÇÃO POR VARIÁVEIS DE ESTADOS PELO
MÉTODO DE POSICIONAMENTO DE POLOS4.1 INTRODUÇÃO

Desde os primeiros progressos no estudo de controle, sabia-se a ligação existente entre os polos de um sistema e a sua estabilização [14]. Todas as técnicas estudadas em controle clássico, têm como meta a disposição dos polos à esquerda do semi-plano formado pelos eixos real e imaginário.

Com o avanço de técnicas em controle, chegando ao atual estágio definido como controle moderno, principalmente com o desenvolvimento da utilização das variáveis de estados, possibilitou o surgimento de técnicas mais concisas e com facilidades de solução por processos computacionais. Sem dúvida, o processo ainda mais utilizado é a solução através da equação de Ricatti, encontrando-se a otimização através de ganhos fixos para a regulação do sistema.

Uma abordagem de mais fácil compreensão e solução mais simplificada escolhida, com a vantagem de uma solução mais rápida é a técnica do posicionamento arbitrário dos polos do sistema [14]. Tal procedimento consiste em escolhermos a priori os pontos onde queremos situar os polos do sistema, e a partir daí encontrarmos o valor que os ganhos deverão possuir a fim de que o sistema desloque seus polos para a situação desejada. Obtemos então, uma solução de conformidade com uma resposta pré-determinada. Esta técnica só se torna possível, caso tenhamos acesso a todos os estados do sistema.

4.2 DESCRIÇÃO TEORICA DE REGULAÇÃO

Inicialmente deve-se ter como condição básica que o modelo em estudo seja controlável, isto é, que os estados intermediários possam ser "vistos" a partir da entrada, tal que conhecido a planta ou sistema $\dot{x} = Ax + bU$ e $Y = Cx$, com A e b controláveis, existem parâmetros K os quais posicionam os polos arbitrariamente usando o controle $U = \sum_{i=1}^n K_i x_i$ onde $n =$ ordem do sistema [16].

Seja o caso de variável simples, onde tem-se que $\dot{x} = Ax + bU$, sendo $U = V + Kx$ (4.1). Ao serem realimentadas todas as variáveis de estado, cada uma delas fica multiplicada por um ganho constante. Deste modo ficamos com

$$\dot{x} = (A + bK)x + bV \quad (4.2)$$

Encontra-se que baseado na Literatura [14], se a eq. (4.1) é dita controlável, a eq. (4.2) também o será, e podemos formar deste modo uma matriz dada por $\begin{bmatrix} b & Ab & \dots & A^{n-1}b \end{bmatrix}$ que será a matriz de controlabilidade. Assim, pode-se usar a eq. 4.2 para controlar os auto-valores de uma equação dinâmica, transformada em uma forma canônica controlável, por intermédio de uma transformação adequada do tipo $\bar{x} = Px$ em $\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{b}U$, onde \bar{A} e \bar{b} serão da forma $A = PAP^{-1}$ e $\bar{B} = PB$.

A forma das matrizes \bar{A} e \bar{b} é a seguinte

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & \dots & -a_1 \end{bmatrix} \quad \bar{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

Conforme tal transformação equivalente, a realimentação de estados torna-se:

$$U = V + Kx = V + KP^{-1} \bar{x} = V + \bar{K} \bar{x}, \text{ onde } \bar{K} = KP^{-1} \quad (4.3)$$

Nota-se então que o conjunto de autovalores de $(A + bK)$ torna-se idêntico àquele de $(\bar{A} + \bar{b}\bar{K})$, onde \bar{K} é uma matriz linha formada pela subtração dos coeficientes característicos destes dois sistemas, sendo o segundo formado por aquele conjunto de auto-valores coerentemente desejados.

Partindo deste conhecimento utilizou-se um algoritmo para efeito de cálculos computacionais dos ganhos para aqueles auto-valores desejados com o fim de obtenção da estabilidade e minimização do erro, e a conseqüente regulação do sistema.

4.3. ALGORITMO PARA POGRAMAÇÃO POR POSICIONAMENTO ARBITRÁRIO DOS POLOS

Considera-se conhecido um sistema contínuo controlável com matrizes A e b definidas, além de um conjunto de auto-valores que se deseja que o novo sistema $(A + bK)$ possua, isto é, $\bar{\lambda}_1, \bar{\lambda}_2, \dots, \bar{\lambda}_n$. Encontrar-se-á o vetor K que produza este efeito, obedecendo os seguintes passos. [14], [16].

a) Achar o polinômio característico de A , ou seja

$$\det (sI-A) = s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n$$

b) Computar $(s - \bar{\lambda}_1)(s - \bar{\lambda}_2) \dots (s - \bar{\lambda}_n) = s^n + \bar{a}_1 s^{n-1} + \dots + \bar{a}_n$

c) Encontrar $\bar{K} = \begin{bmatrix} \bar{a}_n - a_n & a_{n-1} & -\bar{a}_{n-1} & \dots & a_1 - \bar{a}_1 \end{bmatrix}$

d) Computar $q^{n-i} = A \cdot q^{n-i+1} + a_i q^n$ onde $i=1,2, \dots, (n-1)$ e $q^n = b$

e) Formar $Q = \begin{bmatrix} q^1 & q^2 & \dots & q^n \end{bmatrix}$

f) Encontrar $P = Q^{-1}$

g) Achar $K = \bar{K} \cdot P$

4.4 COMENTÁRIOS SOBRE A UTILIZAÇÃO DA REGULAÇÃO

Inicialmente deve-se considerar nulos os sinais de entrada e perturbação, e seguindo os passos indicados no algoritmo, desenvolver um programa computacional o qual indicará os ganhos K necessários à regulação procurada.

Nota-se que será preciso basear apenas na experiência e bom senso, para situar-se da melhor maneira os polos que antecipadamente foram selecionados como sendo aqueles que se deseja no sistema regulado. Sabe-se, a priori, somente que tais polos precisam ser negativos, ou seja, encontrem-se à esquerda do semi eixo real.

Após vários testes em simulação, com pontos situados em diversas localizações possíveis, pode-se tirar algumas conclusões práticas, como por exemplo, polos distantes negativamente são responsáveis por uma resposta rápida, isto é, pequeno regime transitório, porém neste período eleva-se sobremaneira o "Overshoot", o que não é aconselhável para a precisão necessária em controle numérico, e ainda

torna-se de difícil realização prática pela elevação demasiada dos valores dos ganhos para tal regulação. Em contrapartida, polos situados próximo à origem, reflete um transitório longo ou propriamente o sistema responde lentamente, porém o "overshoot" situa-se dentro de limites toleráveis e os ganhos são a nível de realização. A localização dos polos também pode ser vista como um sistema passa faixa, cuja largura de banda de passagem (\tilde{B}), é ampliada à medida que torna-se os polos cada vez mais à esquerda do semiplano real, onde o tempo de resposta do sistema é dado pelo inverso do polo dominante (λ). Há também uma relação inversa entre o tempo de resposta do sistema (t) e a largura de banda de passagem. Logo, quando \tilde{B} aumenta, t diminui ao mesmo tempo que $\lambda^{(A)}$ cresce, ou vice-versa.

De uma maneira geral, aconselha-se que seja orientado o polo dominante, assim como os demais modos restantes do sistema no intervalo dado por $-0.5 > \lambda > -1$ ou em suas imediações, devido a duas razões principais: menor energia de controle e menor sensibilidade ao ruído pela pequena largura de banda de faixa. Ainda esta solução apresenta a vantagem de ser intermediária na questão do período do transitório. A principal importância do sistema assim regulado está no fato de que não ocorre um ajuste fino sobre os parâmetros do sistema, isto quer dizer que a resposta basicamente não se difere quando variamos um ou vários parâmetros ao mesmo tempo. Isto é uma grande vantagem, devido a imensa dificuldade de precisão quando modela-se um dado sistema, pois que mesmo sem o valor real preciso, chega-se ao resultado requerido.

No caso específico de controle numérico, esta vantagem ainda mais se pronuncia, desde que utiliza-se de no mínimo dois eixos

independentes, mas de respostas iguais. Como é de se esperar, nunca as especificações, de um motor por exemplo, acham-se exatamente repetidas em um outro motor aparentemente igual, o que levaria caso não efetuada a regulação, a haver um descasamento entre os eixos e a solução que se obteria com a conjunção dos eixos não seria confiável e presumivelmente distinta da resposta real.

Encontra-se no Anexo I, um programa desenvolvido em linguagem Basic, no qual dados as matrizes A e b e o conjunto λ dos polos desejados, estabelece os valores K necessários a deslocar os polos do sistema de qualquer situação, mapeando-os sobre λ . O usuário deste programa, para maior facilidade de solução e praticidade deve tomar alguns cuidados iniciais, como sendo orientar matriz A do problema, mais próximo possível da forma canônica controlável. pois caso esta disposição não seja obedecida, pode originar na solução erros devidos a problemas numéricos como truncagem, por exemplo. Caso aconteçam discrepâncias na solução, mesmo com os cuidados requeridos, aconselha-se a manualmente substituir a matriz encontrada $(A + bK)$ por $(A + bK')$ somente no valores não otimizados e reentrar no programa de posicionamento em lugar apropriado nele indicado, conferindo somente se todos os coeficientes do polinômio característico de $(A + bK')$ conferem com os da matriz dos polos desejados, quantas vezes seja necessário.

Utilizou-se no programa para posicionamento de polos, de um processo para determinar os coeficientes do polinômio característico de uma matriz, o qual é visto no Anexo I.1 e I.2, o algoritmo usado, chamado algoritmo de Leverrier, e seu fluxograma a partir da qual desenvolveu-se a programação em computador digital.

4.5 CONCLUSÕES E RESULTADOS

Neste capítulo, foi vista a importância da regulação de um sistema, desde que se possa realimentar todos os estados, as quais serão multiplicados por um ganho constante aplicados a entrada da máquina, e deste modo fazendo os polos do sistema original a deslocarem-se para a situação anteriormente desejada, sendo por isto chamado de sinal de controle U.

Foram testadas várias posições dentro da escala numérica real, para o posicionamento de polos que como foi visto, deve situar-se a esquerda do semi-plano real. Não existe até agora nenhum método rigoroso para definir de antemão o melhor valor que os polos de um sistema devam possuir para obter a melhor resposta dinâmica, com mínimo tempo de subida (t_s) e "overshoot" (g).

Tudo leva a crer teoricamente que quanto mais negativo os polos de um sistema, mais estável ele torna-se. Porém, o que acontece na prática é que, como " t_s " e "g" obedecem a um inverso recíproco, tem-se grandes restrições no aumento negativo dos polos. Então foi conseguido por intermédio de computação por simulação iterativa, uma região na qual o compromisso entre " t_s " e "g" permanece dentro de valores satisfatórios.

Todas as curvas apresentadas no trabalho, já seguem a técnica de regulação como apresentada neste capítulo.

CAPÍTULO 5

MODELAGEM DE MÁQUINA DE CN. COM CARGA PARA UM EIXO5.1 INTRODUÇÃO

Todo sistema pode ser representado por uma função matemática pela transformada de Laplace se ele é contínuo ou transformada Z, caso seja discreto. Esta função é denominada função de transferência, e define completamente o sistema, em malha aberta, conhecido apenas sua entrada e saída. Se não é visto o sistema como um todo, pode-se dividi-lo em suas diferentes partes constituintes, cada uma delas formando um bloco com respectivas funções de transferência, aplicadas de tal modo que se possa separar individualmente os estados componentes do sistema total [3]. Realimentando a saída na entrada, obtém-se agora um sistema em malha fechada com muitas vantagens sobre o análogo em malha aberta.

Baseado em um sistema de malha fechada e formado por blocos interligados pelos estados constituintes, é desenvolvido o diagrama de blocos representado de uma máquina de C.N. típica, formada por amplificador motor de acionamento, acoplamento de engrenagens e mesa de corte, mostrado como na fig. 5.1. Incluiu-se o servo-compensador usado como projetado anteriormente.

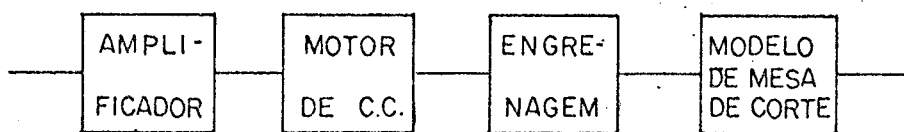


FIG. 5.1 - Seqüência de blocos para sistema do CN.

5.2 MODELO MATEMÁTICO PARA UM EIXO

Seja um controle de posição de uma mesa de corte em CN., através de um dispositivo de transmissão de movimentos qualquer, de forma que a peça comandada somente possa mover-se como em uma superfície plana, ou seja, em duas direções possíveis, tais que estas direções sejam controladas independentemente uma da outra. [1], [10]

Assim, pode-se compor através de sinais previamente determinados e escolhidos para cada um dos eixos individualmente, qualquer forma que se deseja que uma peça de trabalho possua. Em outras palavras, pode-se usinar qualquer peça que requer uma determinada precisão. Tal peça de trabalho situa-se presa a uma mesa, chamada mesa de corte, com a ponta de corte da ferramenta mantendo-se fixa durante a operação, apenas erguida ou baixada no momento certo por um comando apropriado.

Pelo exposto, necessita-se de um comando duplo de eixo. Considere-se então um modelo para um único eixo, estendendo-o ao outro eixo, de forma a comandar-se ambos por um único sistema, de sorte a somente ser modificado o sinal emitido ao eixo previamente escolhido.

O modelo completo representando os elementos incluídos em um único eixo, é mostrado na fig. 5.2.

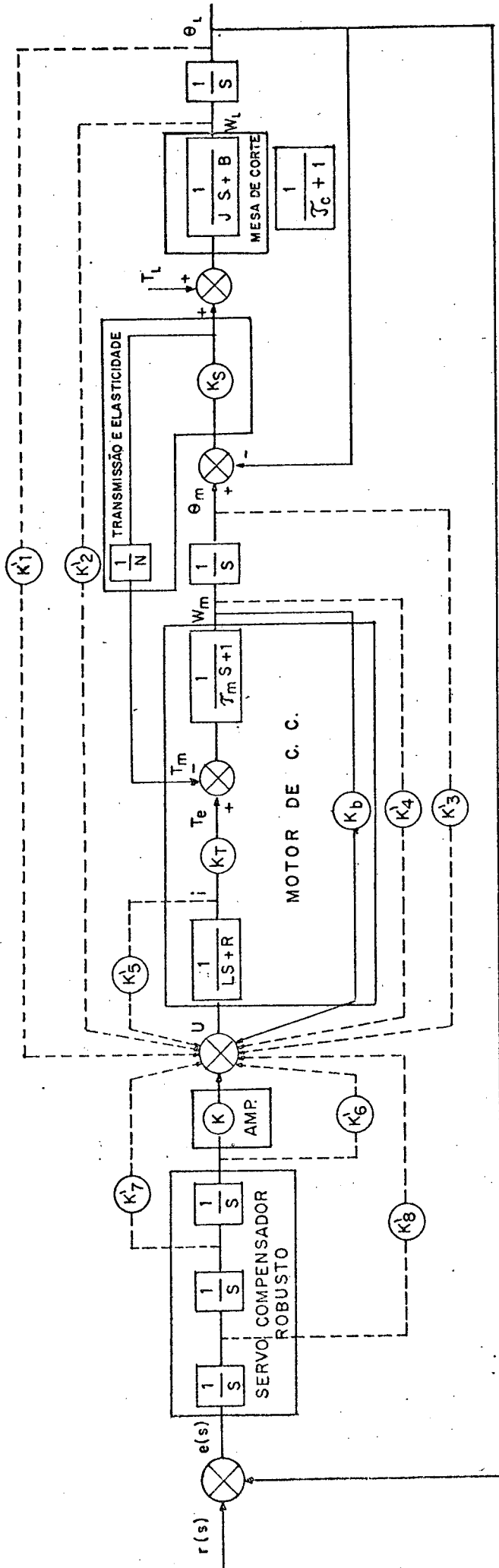


FIG. 5.2 - Modelo completo de blocos para controle numérico usando servo-compensador robusto

5.3. DESENVÓLVIMENTO DOS COMPONENTES INCLUIDOS NO MODELO TOTAL

5.3.1 ACIONAMENTO DE DIREÇÃO

No problema de máquina-ferramenta, onde necessita-se controlar um movimento mecânico, precisa-se basicamente de transmitir energia, a mais conveniente, por intermédio de um dispositivo para deslocamento contínuo, quer seja elétrico, hidráulico, etc. O critério de escolha deste dispositivo, como já citado, inclusive em suas vantagens em relação aos processos análogos, (CAP. 2), recaiu neste trabalho em motores de corrente contínua (motor de c.c.) do tipo controlado pela armadura.

No motor de c.c. controlado pela armadura, está é energizada pelo sinal de controle, sendo a corrente de campo feita constante. [17]

Para desenvolver o modelo matemático, algumas suposições consideradas clássicas na literatura, para uma análise linear, serão feitas:

- a) O fluxo de entre-ferros ("au-gap") $\phi(t)$, é proporcional a corrente de campo (i_f), ou seja, $\phi(t) = K_f \cdot i_f = \text{cte} \equiv \phi$ (5.1)
- b) O torque desenvolvido pelo motor ($T_M(t)$) é proporcional ao fluxo no entre-ferros e a corrente de armadura ($i(t)$), logo:

$$T_M = K'_M \cdot \phi \cdot i(t) \quad (5.2)$$

Substituindo a eq. 5.1 em 5.2, resulta: $T_M(t) = K_T \cdot i(t)$

$$\text{onde } K_T = K'_M \cdot K_f \cdot i_f \quad (5.3)$$

c) A força contra eletromotriz ($V_B(t)$) é proporcional a velocidade do motor, i.e.,

$$V_B(t) = K_B \cdot \dot{\theta}_M(t) \quad (5.4)$$

Acompanhando a fig. 5.3.a, que ilustra um diagrama esquemático de um motor de c.c. controlado pela armadura e iniciando com o circuito da armadura, a equação de estado tendo $i(t)$ como variável de estado, será:

$$L \cdot \frac{d i(t)}{dt} = -R \cdot i(t) + V_A(t) - V_B(t)$$

de onde obtem-se usando a transformada de Laplace, que:

$$V_A(s) - V_B(s) = i(s) \cdot (R + sL) \quad (5.5)$$

Na parte relativa aos elementos mecânicos, usando $\theta_M(t)$ e $\dot{\theta}_M(t)$, respectivamente posição e velocidade angular, como variáveis de estado, obtem-se:

$$J \cdot \frac{d \dot{\theta}_M(t)}{dt} = -B \cdot \dot{\theta}_M(t) + T_M(t)$$

onde

$$\dot{\theta}_M(t) = \frac{d \theta_M(t)}{dt} \quad (5.6)$$

Usando a eq. 5.3 e substituindo-a na eq. 5.6, tomando ainda a transformada de Laplace, resulta:

$$K_T \cdot i(s) = \dot{\theta}_M(s) \cdot (B + sJ) \quad (5.7)$$

Substituindo o valor de $i(s)$ da eq. 5.7 na eq. 5.5, e encontrando o valor de $V_A(s)$, obtêm-se:

$$V_A(s) = \frac{\dot{\theta}_M(t) \cdot \left[K_B \cdot K_T + (R + sL) \cdot (B + sJ) \right]}{K_T} \quad (5.8)$$

Assumindo estados iniciais nulos, a resposta do deslocamento do motor pela excitação da armadura, será:

$$\frac{S \cdot \theta_M(s)}{V_A(s)} = \frac{K_T}{K_B K_T + (R + sL) (B + sJ)} \quad (5.9)$$

Aplicando diagrama de bloco usando o valor K_b para a malha de realimentação, é obtido o diagrama em bloco de malha fechada na fig. 5.3.b., representando exatamente a equação encontrada na eq. 5.9.

Os parâmetros para simulação K_T , R , L , J , B e K_B , foram cedidos de uma experiência prática em fase de conclusão na UFSC. [21]

5.3.2. AMPLIFICADOR, TRANSMISSÃO E MESA DE CORTE

Pode-se modelar um amplificador por um bloco igual a $1/(\mathcal{T}_A s + 1)$, onde \mathcal{T}_A é a constante de tempo do amplificador. Devido a natureza do amplificador necessitar de um alto valor de função de transferência, a sua constante de tempo é de ordem muito menor que a unidade, e para casos de simulação se pode considerá-la nula. Então $1/(\mathcal{T}_A s + 1)$ torna-se igual a um coeficiente constante K igual a unidade.

O comportamento dinâmico da transmissão pode ser vista em dois aspectos, a fricção nas guias e a caixa de engrenagem. [1],[11] A fricção nos guias é uma possível fonte de erro no posicionamento desejado da mesa de corte em máquinas-ferramenta, tanto no estado estático como no estado dinâmico de operação. A fim de ser alcançada uma boa precisão, é necessário conseguir-se uma alta rigidez e/ou baixo coeficiente de fricção. Para isto, em simulação, observou-se para a alta rigidez, chamada de coeficiente de transmissão K_T , um alto valor e a fricção de viscosidade motor + carga (B) um valor de coeficiente relativamente baixo. Com relação a caixa de engrenagem, necessita-se de uma alta rigidez nos dentes e uma inércia mínima, a qual também é uma fonte possível de erro, principalmente contribuindo com a presença de características não lineares, como folga nos dentes, saturação, etc., considerando o caráter linear desenvolvido, tais não linearidades serão desprezadas.

Por fim, a mesa de corte pode também ser modelada da forma $K/(\tau_c S + 1)$, onde τ_c é dado por J_L/B_L , sendo J_L e B_L a inércia e fricção respectivamente da carga somada com a mesa de corte. Os valores tomados para simulação foram arrolados por orientação do processo físico.

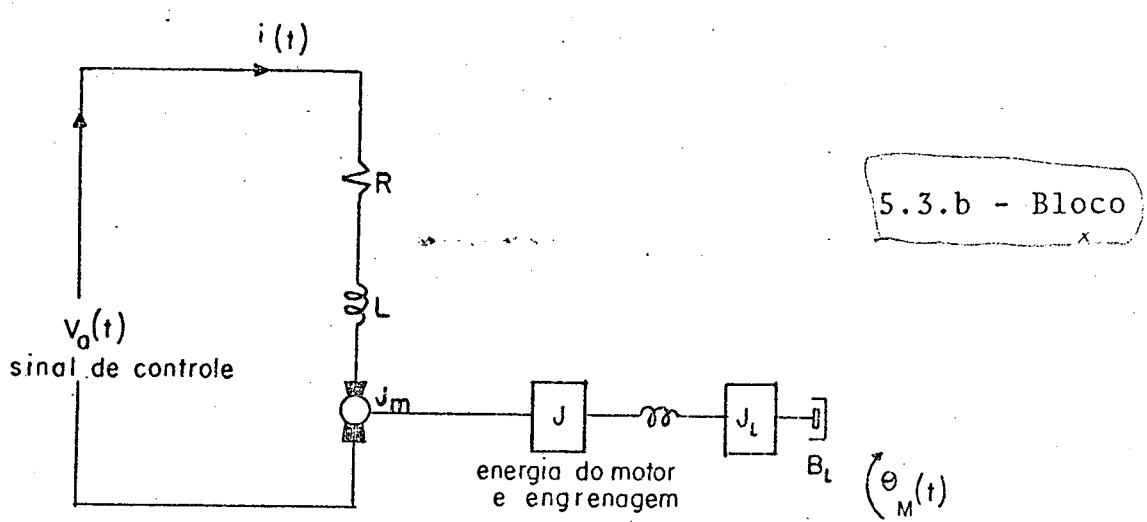
Todos os valores tomados para a simulação não são fixos, podendo haver variações em torno de um ou todos ao mesmo dentro de um determinado percentual, sem prejuízo da resposta requerida. Esta folga

para a definição dos valores dos coeficientes utilizados é muito importante para análise do desempenho de um projeto.

5.4 CONCLUSÕES

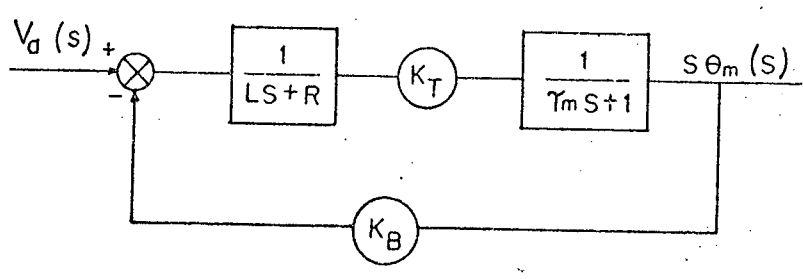
Foi visto neste capítulo um modelo simples para um motor de c.c. controlado pela armadura e as razões do uso deste tipo de acionamento pelas suas vantagens quanto ao motor de c.c. controlado pelo campo.

Foi desenvolvido o sistema em partes, cujas funções de transferência foram primeiro caracterizadas por blocos contendo cada um, uma variável de estado e depois voltou-se a juntar os blocos formando um único sistema, o qual descreve as condições de trabalho para controle numérico de uma máquina-ferramenta qualquer.



5.3.a - Esquemático

FIG. 5.3 - Diagramas para um motor de C.C. de armadura controlada



CAPÍTULO 6

USO DO PROCESSO DE INTERPOLAÇÃO

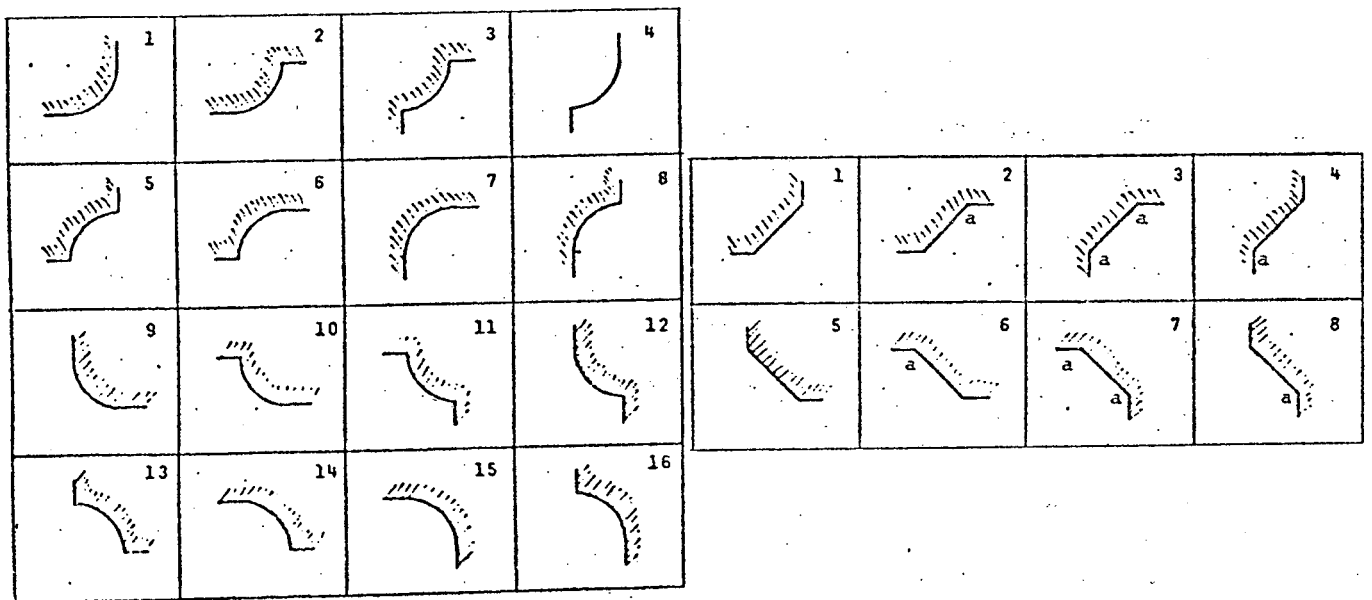
6.1 INTRODUÇÃO

Atualmente, em mecânica usa-se o computador ou um gabinete de controle apenas como um emissor de dados. Estes dados para execução simultânea nos eixos X e Z, dependendo da forma a ser executada, pode ser do tipo de interpolação linear ou interpolação circular. Somente com o auxílio destes dois tipos simples de interpolação, no uso comum de máquina-ferramenta, é coberto de 90% dos casos frequentemente encontrados na prática, que são do tipo arcos e chanfros. Na tabela 6.1, estão ilustrados arcos e chanfros executáveis em um determinado eixo. Os chanfros podem ser executados da direita para a esquerda e vice-versa, enquanto os arcos o são no sentido horário ou anti-horário. Os pontos marcados com a letra "a", devido às considerações mecânicas comentadas no início de trabalho, não podem ser usinados de forma aguda. Para melhorar isto, na prática tomam-se alguns cuidados especiais, que não são considerados na abordagem aqui proposta.

A sequência é tal que define-se pontos iniciais e finais, e o interpolador escolhido calcula os pontos intermediários da trajetória. Para isto, o controle necessita de um esquema de "hardware" especial para cada tipo de interpolação usada.

Verifica-se assim, que só é possível a utilização de arcos de circunferência, curvas fora desta proposição não são conseguidas com máquinas de controle numérico convencional.

Neste capítulo, são propostos interpoladores do tipo linear e quadrático, embutidos em um computador digital, mostrando a potencialidade do tipo quadrático sobre os outros, inclusive o interpolador tipo circular, não estudado. A vantagem de interpolação por CNC., encontra-se no fato de que ela é parte do "software", em qualquer tipo de computador digital ou mesmo micro-processador, por isto com imensa flexibilidade e versatilidade na troca de dados para várias peças diferentes em seqüência de usinagem.



Tab. 6.1 - Arcos e chanfros executáveis em máquinas de CN. convencionais.

6.2 INTERPOLADOR LINEAR

Qualquer curva pode ser aproximada convenientemente através de funções tipo degrau. Assim, em primeira instância, podem ser aplicados degraus sucessivos mapeando o contorno de uma determinada curva.

O objetivo seria mapear a curva com valores mínimos de degrau possíveis.

Ocorre que, ao ser injetado um degrau, deve haver um espaço de tempo para o próximo, para que o sistema alcance aquele anterior. O problema se sucede que mesmo o sistema melhor regulado possível, o período do transitório é relativamente grande até sua estabilidade, e durante este tempo não pode ser dado outro sinal degrau, pois o anterior serve como valor inicial para o próximo. Outro problema sério aparece devida ao valor de "overshoot", desde que em sistemas contínuos de ordens elevadas, é impossível reduzi-lo a zero.

Aplicando-se então em ambos os eixos X e Z, com intervalos maiores que o período transitório do sistema, obtém-se curvas desejadas aproximadas como retas com dimensões correspondente aos valores inicial e final de cada degrau gerado, como que linearizando a curva em quantas partes sejam necessárias.

As desvantagens, residem no fato de a curva ser realizada em tempo excessivamente longo, devido ao tempo gasto em cada transitório e que este, possuindo "overshoot", leva a resposta, mesmo balanceada devido ao erro em ambos os eixos, ultrapassar e após retornar ao ponto final desejado em cada degrau gerado. Outro fato tido como desvantagem, é que deve-se escolher o número mínimo de pontos possíveis sobre a curva a ser realizada, com o fim de minimizar a capacidade de memória do computador utilizado.

Pode-se evitar os efeitos negativos causados pelo transitório em um degrau, fazendo neste intervalo uma interpolação linear, ou seja, uma seqüência de pequenos degraus durante o intervalo entre um

degrau e outro, calculados por comandos específicos dado ao computador, que assim não estará carregando desnecessariamente a memória. Agora, quanto maior a sequência gerada entre dois pontos, menor é a possibilidade da ação do transitório, pois tudo se passa como deslocamentos suaves de pontos sequenciais com pequenas diferenças entre si, não permitindo que a ação transitória tenha influência na saída de cada eixo individualmente.

Algumas desvantagens utilizando-se a técnica de interpolação linear permanecem, como o tempo de processamento ainda maior ou no mínimo igual ao de sequência de sinais tipo degrau e ainda a curva contínua aproximada como antes por retas com a mesma dimensão anterior. A grande vantagem reside no fato de que sem haver "overshoot", cada segmento de reta não ultrapassa o ponto desejado para seu final.

Deve-se notar que o servo-compensador utilizado deve ser compatível com o sinal de referência, ou seja, do tipo de interpolação usada, que neste caso obedece uma relação de primeiro grau para ambos os casos. Um servo-compensador idealizado para ordens maiores, também oferece a solução desejada.

6.3 MODELO PARA INTERPOLAÇÃO QUADRÁTICA

Necessita-se agora, ao contrário das interpolações linear, hiperbólica e circular, utilizadas atualmente em máquinas de CN convencional, que fazem uso de dois únicos pontos em cada iteração quais sejam os pontos inicial e final, destes e mais outro intermediário por onde passará a curva desejada.

Seja considerado uma função de um único eixo, onde os pontos conhecidos a priori, serão as ordenadas de um sistema que tem como abcissa o tempo. Como tem-se dois eixos X e Z, determinando um plano, a coordenada tempo desaparece.

Seja uma função quadrática do tipo $Y = ax^2 + bx + C$, onde em um dado momento, x representa o tempo e Y o valor da curva referente aquele x. Para a próxima iteração, desde que conhecido o acréscimo em xm deseja-se conhecer os parâmetros a, b e c, a fim da determinação do valor intermediário requerido para o termo Y.

Assim, seja para três (3) pontos, o seguinte conjunto de solução

$$Y_1 = a x_1^2 + b x_1 + c \quad (6.1.a)$$

$$Y_2 = a x_2^2 + b x_2 + c \quad (6.1.b)$$

$$Y_3 = a x_3^2 + b x_3 + c \quad (6.1.c)$$

Onde Y_1 ponto inicial, Y_3 o final e Y_2 ponto intermediário.

Em forma matricial, é visto como:

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^2 & x_2 & 1 \\ x_3^2 & x_3 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Encontra-se "a", "b" e "c", do seguinte modo:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^2 & x_2 & 1 \\ x_3^2 & x_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix}$$

Alternativamente, pode-se fazer:

$$- \text{ Da eq. 6.1.a : } C = Y_1 - a \cdot x_1^2 - b x_1 \quad (6.2)$$

- Das eq. 6.1.a e 6.1.b, tira-se

$$Y_2 - Y_1 = a (x_2^2 - x_1^2) + b (x_2 - x_1) \quad (6.3)$$

- Das eq. 6.1.a e 6.1.c, tem-se:

$$Y_3 - Y_1 = a (x_3^2 - x_1^2) + b (x_3 - x_1) \quad (6.4)$$

Obtem-se então em forma matricial o seguinte:

$$\begin{bmatrix} Y_2 - Y_1 \\ Y_3 - Y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2^2 - x_1^2 & x_2 - x_1 \\ x_3^2 - x_1^2 & x_3 - x_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

ou ainda:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2^2 - x_1^2 & x_2 - x_1 \\ x_3^2 - x_1^2 & x_3 - x_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y_2 - Y_1 \\ Y_3 - Y_1 \end{bmatrix}$$

Obtem-se "a" e "b" facilmente agora, isto é,

$$a = (x_3 - x_1) \cdot (Y_2 - Y_1) / \Delta - (x_2 - x_1) \cdot (Y_3 - Y_1) / \Delta \quad (6.5)$$

$$b = (x_2^2 - x_1^2) \cdot (Y_3 - Y_1) / \Delta - (x_3^2 - x_1^2) \cdot (Y_2 - Y_1) / \Delta \quad (6.6)$$

onde

$$\Delta = (x_2^2 - x_1^2) \cdot (x_3 - x_1) - (x_3^2 - x_1^2) \cdot (x_2 - x_1)$$

Conhecidos "a", "b" e "c" através das eqs. 6.2, 6.5 e 6.6, qualquer ponto intermediário Y' é dado por $Y' = a x'^2 + b x' + c$ (6.7), onde x' é conhecido e representa o tempo.

A solução das eqs. 6.2, 6.5, 6.6 e 6.7, fornece todos os pontos intermediários para todo x' .

X	Z
0	0
1,0	0,9
3,0	1,4
4,5	1,0
5,7	-0,4
6,0	-1,9
5,7	-3,5
5,0	-4,8
3,0	-7,0
2,0	-7,8
0	-9,4
-2,0	-7,8
-3,0	-7,0
-5,0	-4,8
-5,7	-3,5
-6,0	-1,9
-5,7	-0,4
-4,5	1,0
-3,0	1,4
-1,0	0,9
0	0

Tab. 6.2 - Dados extraídos da fig. 6.1
de curva-teste para interpolação
e simulação

6.4 COMENTÁRIO SOBRE A UTILIZAÇÃO DA INTERPOLAÇÃO

Analogamente ao CN. convencional, tem-se agora o gabinete de controle substituído por computador, onde este também não participa diretamente do controle, sua função específica é a de gerar os pontos de entrada da forma desejada especificada para a saída. Sabendo que a saída de um computador é digital precisa-se acoplar um conversor digital-analógico, e assim obter a entrada contínua necessária para o funcionamento do sistema.

Precisa-se de várias etapas até a produção de uma peça por CNC. A primeira delas consiste de um desenho em escala da peça em questão, e a partir daí confeccionar uma tabela com os pontos necessários para a melhor construção contínua pelo interpolador + conversor. A escolha destes pontos também é parte importante para o projetista. O critério para a decisão de escolha é feito obedecendo a menor quantidade de pontos possíveis caso a curva possua uma taxa de variação pequena, e a de um maior número de pontos onde a curva possua esta taxa mais elevada. Esta quantidade mínima procurada deve-se ao fato de maior rapidez de cálculo e menor memória ocupada ao computador.

A próxima etapa consiste da definição pelo projetista da quantidade de pontos que o computador deve gerar entre dois pontos conhecidos, agora sem a preocupação de sobrecarregar a memória do computador. O critério do total de valores gerados pela interpolação vai depender da precisão exigida. Este total deve ser tal que permita que o sistema alcance a estabilidade quando injetado um degrau teste.

Este tempo em simulação é função do acréscimo "h", passo de iteração.

Como etapa final somente para o caso de interpolação quadrática, deve-se cuidar para que haja sempre continuidade na geração dos pontos por interpolação de que mesmo dado três pontos, (logo um mesmo conjunto de valores a, b e c) somente seja efetuada a interpolação entre os dois primeiros, e a seguir toma-se um próximo ponto eliminando o inicial. Com isto, mantém-se um conhecimento do prosseguimento da curva, evitando-se uma pequena descontinuidade ao passar de uma situação de curva bem pronunciada, para uma parte mais suave ou vice-versa.

Ainda faz-se necessário dizer que o servo-compensador deve ter seu projeto de forma compatível com o interpolador utilizado, pois ele é a entrada de referência para o sistema. Assim, dependendo da classe de sinal utilizada no interpolador, um projeto de servo-compensador é construído. Felizmente qualquer curva é perfeitamente descrita por uma equação de segunda ordem, não se obtendo resultados mais satisfatórios com ordem maior, assim projetando um servo-compensador adaptado para uma entrada da forma do segundo grau, cobre-se todos os casos possíveis, já que também é válido para interpolação linear. Interpolação circular como usada nos equipamentos de CN. atuais também continua válido, desde que ela obedece uma equação de segunda ordem, sendo um caso particular da interpolação quadrática.

No anexo II, encontra-se uma listagem de programação para computador digital PDP 1140 em linguagem basic, para a geração de curvas com interpolação quadrática.

A interpolação quadrática cobre as desvantagens da sequência de degraus e interpolação linear, pois pode facilmente ser processada em tempo real, sendo por isto a ideal para utilização, mesmo necessitando de um programa mais apurado em relação aos outros tipos, para sua realização.

6.5 EXEMPLO PRÁTICO DE INTERPOLAÇÃO

Para um exemplo prático demonstrativo da potencialidade de interpolação aqui considerada ideal, que é a interpolação quadrática, escolheu-se para simular uma curva em forma de "coração", tendo em vista o grau de dificuldade nela encontrada, a qual não pode ser realizada por intermédio de interpolação circular, como nas atuais máquinas operando com CNC.

Seguindo os passos descritos pelo CAP. 6.4, encontra-se na fig. 6.1, o desenho em papel milimetrado da curva proposta. Baseado na fig. 6.1, foi obtido um número considerável de pontos sobre a curva em dois eixos X e Z, os quais foram transpostos para uma tabela, vista como tab. 6.2. De posse destes informes iniciais e do sistema já regulado dado por suas matrizes A e b, encontrou-se por simulação, que é a única maneira de desenvolver um projeto desta natureza, devido a necessidade de testes iterativos variando os parâmetros inerentes ao sistema, para verificar a consistência do modelo questionado para o projeto em desenvolvimento, e da quantidade de pontos intermediários mínimos para serem gerados ou mais propriamente "calculados" por intermédio do interpolador.

Finalmente, com todos os passos necessários para a solução final contornados, chegou-se utilizando-se uma simulação completa em computador digital, e também utilizando-se de computação híbrida, onde o computador digital toma o papel somente de emissor de referência, com o interpolador quadrático nele embutido, e o sistema em si simulado em um computador analógico.

Ambos os resultados foram amplamente favoráveis, tendo-se a penas a comentar que a solução completamente digital torna-se lenta, devido o cálculo sequencial de uma grande quantidade de equações, considerando-se a linguagem utilizada (basic) muito lenta, e ainda comprometida pelo processo de cálculo baseado no modelo de solução de equação diferencial por Runge-Kutta. Tais resultados encontram-se vistos na fig. 6.2 e 7.2, por simulação digital e híbrida, respectivamente. A listagem dos programas utilizados podem ser vistos no anexo III. Nas fig. 6.3 a e b, 6.4 e 6.5, vê-se as respostas assumindo interpoladores tipo degrau e linear, as entradas individuais para cada eixo, e a curva gerada pelo interpolador quadrático, respectivamente.

6.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram mostradas diversas maneira de abordagens para interpolação, a fim de gerar curvas desejadas com formato qualquer. Foi visto como algumas destas técnicas como a seqüência de sinais tipo degrau e a interpolação linear, as quais aproximam a curva através de retas, ainda com algumas desvantagens, como erro devido à aproximação, presença de "overshoot", tempo de computação, etc. Foi desenvolvido então uma interpolação por solução de equação do 2º grau, definido como interpolação quadrática a qual aproxima com o mínimo

erro qualquer curva, não sendo necessário utilizar-se de ordens de interpolação maiores para um desempenho mais apurado. Foi vista também a vantagem da técnica de interpolação quadrática em relação aquela usada em CN. convencional, a qual usa a interpolação circular, que nada mais do que caso particular de interpolação quadrática, com o inconveniente de somente performar curvas definidas como arcos de circunferência. Os resultados obtidos por intermédio do uso de interpolação quadrática, que considerou-se a melhor abordagem, mostraram-se corresponder ao desejado como visto na fig. 6.5, conseguindo-se mesmo com pouca prática na escolha dos pontos pré-definidos, uma descrição precisa da curva desejada.

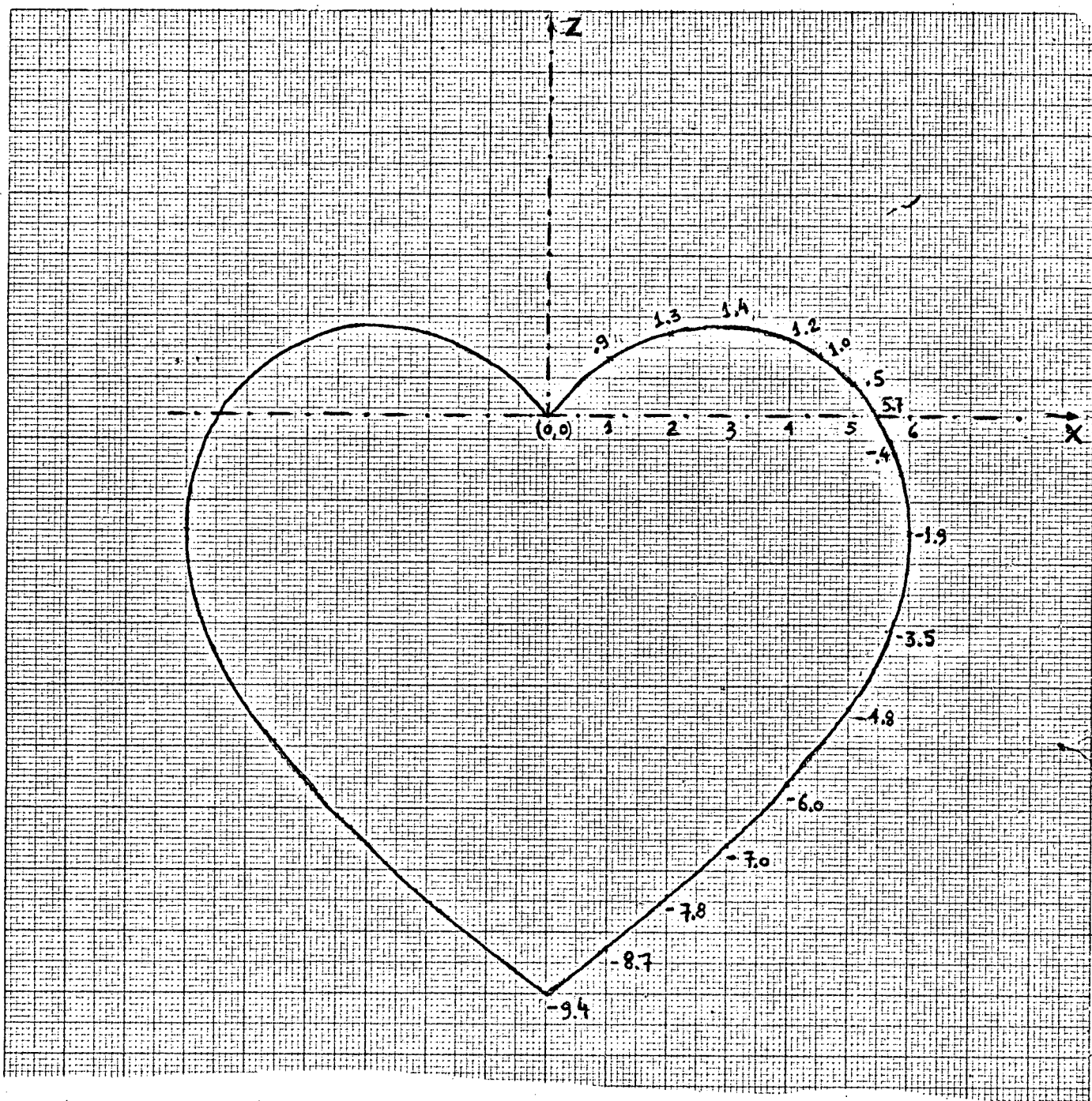


Fig. 6.1 - Desenho em escala da curva-teste
para demonstração do uso de interpolação

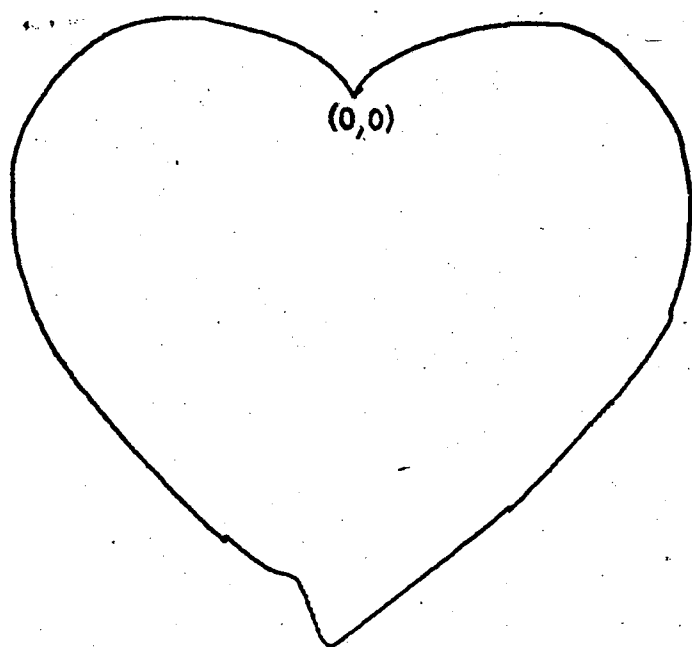


Fig. 6.2 - Simulação digital através de interpolação quadrática

Escala: eixo X : 1 volt/cm

eixo Z : 1 volt/cm

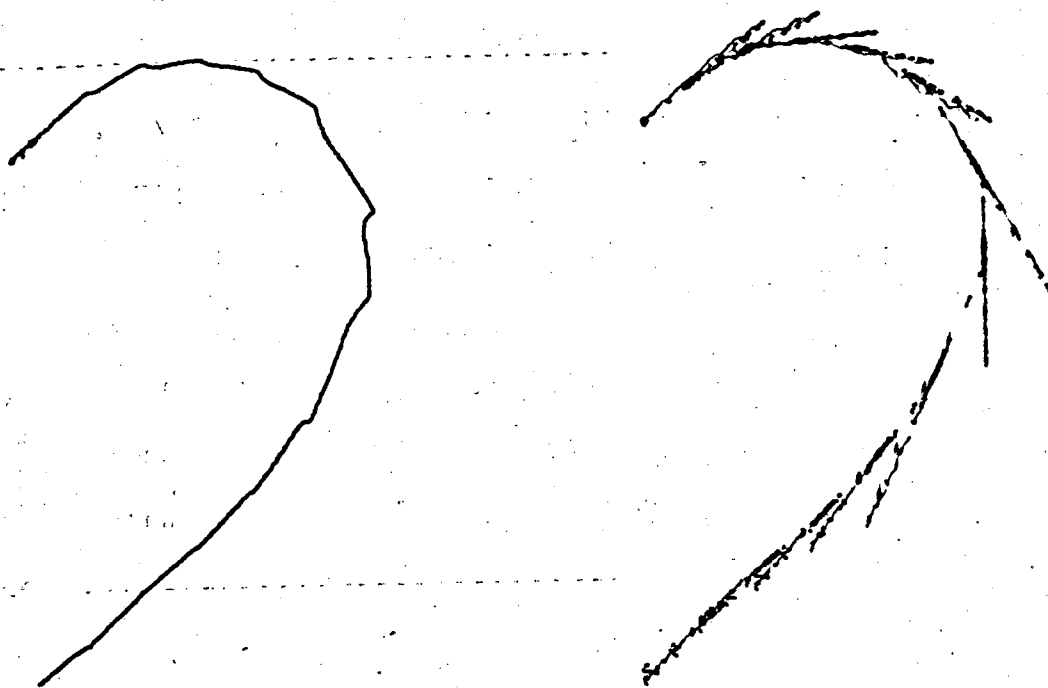


Fig. 6.3 Simulação digital

a) Através de Interpolação
linear

b) Através de aplicação
de sinais degrau

Escala: eixo X : 1 volt/cm

eixo Z : 1 volt/cm

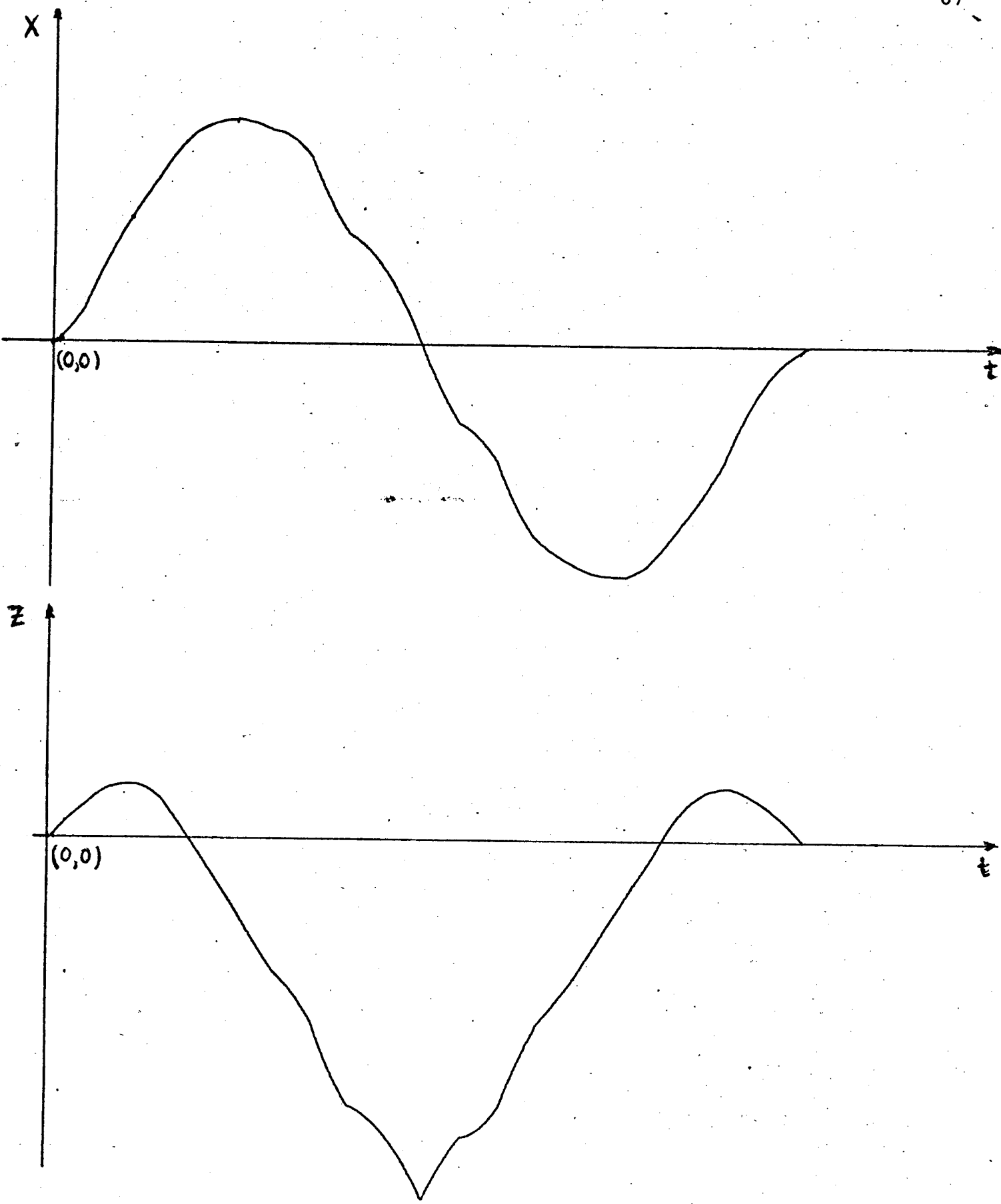


Fig. 6.4 - Curvas geradas pelo interpolador quadrático em relação ao tempo, respectivamente ao eixo X e Z

Escala: eixo X: 1 volt/cm
eixo Z: 1 volt/cm

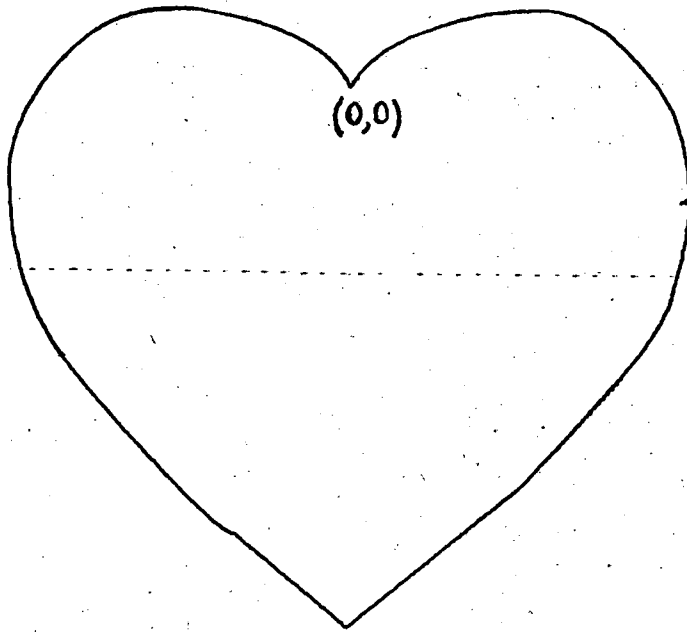


Fig. 6.5 - Geração de curva pelo interpolador
quadrático como sinal de referência

Escala: eixo X: 1 volt/cm
eixo Z: 1 volt/cm

CAP. 7 SIMULAÇÃO HÍBRIDA

7.1 INTRODUÇÃO

Entende-se como simulação híbrida, aquela que é feita utilizando-se dois computadores interligados, onde um é do tipo digital e o outro do tipo analógico. Esta simulação combina as vantagens de ambos os tipos, eliminando algumas desvantagens ao utilizar-se ambos separadamente.

No caso específico da necessidade de uma simulação em tempo real, o computador analógico se mostra eficaz, enquanto que quando precisa-se de solucionar problemas complexos de lógica o computador digital se mostra mais útil.

Quando estas duas condições se fazem presentes, torna-se de utilidade a simulação híbrida.

Neste trabalho, em que um sistema nitidamente contínuo é alimentado por um processo lógico, desenvolvido a gerar curvas determinadas de conformidade com um interpolador orientado com este fim, caracteriza-se perfeitamente o uso de uma simulação híbrida, onde um computador digital atua como emissor de dados, servindo como entrada para um computador analógico.

Considerando que a emissão de dados é referenciada como um processo discreto, enquanto o receptor permite tão somente ação contínua, para o funcionamento simultâneo de ambos, faz-se uso de um conversor que possa tornar o sinal emissor discretizado em um sinal contínuo equivalente, ou seja, um conversor do tipo digital-analógico, ou simplesmente CDA.

7.2 SOLUÇÃO HÍBRIDA

O computador analógico trabalha através de análogos de operações matemáticas conectáveis entre si, permitindo a construção simulada de um modelo a partir das equações matemáticas nele envolvidos, possibilitando ainda a variação de uma maneira fácil dos parâmetros relacionados com as operações efetuadas.

Para a solução de um problema por computador analógico, existem dois métodos de abordagens possíveis. Um deles consiste em encontrar a partir do enunciado do problema, um sistema de equações matemáticas diferenciais e integrais que o representante, e então passar a algumas etapas de programação permitindo a utilização imediata ao computador analógico. O outro método é relacionado diretamente com um diagrama de blocos desenvolvido a partir do enunciado do problema, e passar deste diagrama à programação. Este último método é conhecido como a simulação de um sistema, e é aquele pelo qual foi desenvolvida esta parte do trabalho.

Infelizmente, o diagrama em blocos da fig. 5.2 não foi possível ser simulado, em virtude da capacidade de amplificadores operacionais do computador analógico usado, ser de número reduzido. Porém, considerando que um sistema qualquer após regulado com os polos desejados, possui uma resposta semelhante a outro de ordem maior ou menor com os seus polos situados com a mesma disposição básica do primeiro, construiu-se um sistema para efeito de demonstração de simulação híbrida de terceira ordem.

Foi escolhido terceira ordem, pois é o máximo possível ao computador utilizado, considerando que adiciona-se mais duas ordens relativos ao servo-compensador compatível com o interpolador usado. Devido a duplicidade do sistema relativo aos eixos X e Y, foram ocupados dez, (quase a totalidade) dos amplificadores operacionais em uso no TELEFUNKEN RA-370 dos laboratórios da UFSC. Assim, nota-se na fig. 7.3.b, um diagrama de blocos baseado em um sistema de terceira ordem, com o qual foi simulado a curva-teste escolhida com forma de coração.

Tanto na fig. 5.2, como na fig. 7.1 observam-se diagramas compostos de blocos interligados do tipo $1/s$ ou $1/(Ts + 1)$, onde ambos são facilmente simulados em computador analógico da maneira vista como na fig. 7.3.a.

A solução completa de programação com conformidade com a fig. 7.1, encontra-se no esquema da fig. 7.3.b. A variável posição dos eixos X e Z um contra o outro, assim como as entradas para os eixos vindas do processo do interpolador que servem como referência para o sistema são vistas sobrepostas mostrando a precisão da resposta na fig. 7.2.

Na fig. 7.4, produziu-se um desbalanceamento de cerca de 50% dos valores dos coeficientes da planta sobre um dos eixos, além de perturbações degrau de ordens aleatórias. Os resultados da planta balanceada e desbalanceada foram idênticos, o que mostra ser o servo-compensador robusto considerando desbalanceamento das máquinas e perturbações.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -4 & 4 \\ 2 & 0 & 0 & 0 & -2 \end{bmatrix} [x] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2 \end{bmatrix} \cdot U \quad (7.1)$$

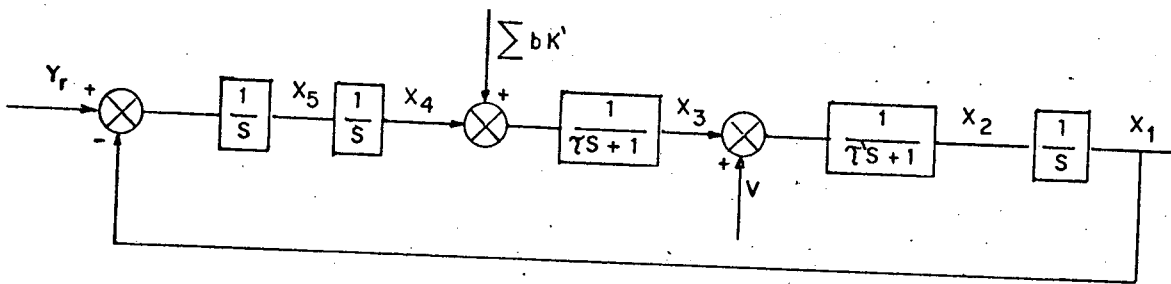


Fig. 7.1 - Diagrama de blocos para exemplo de simulação analógica.

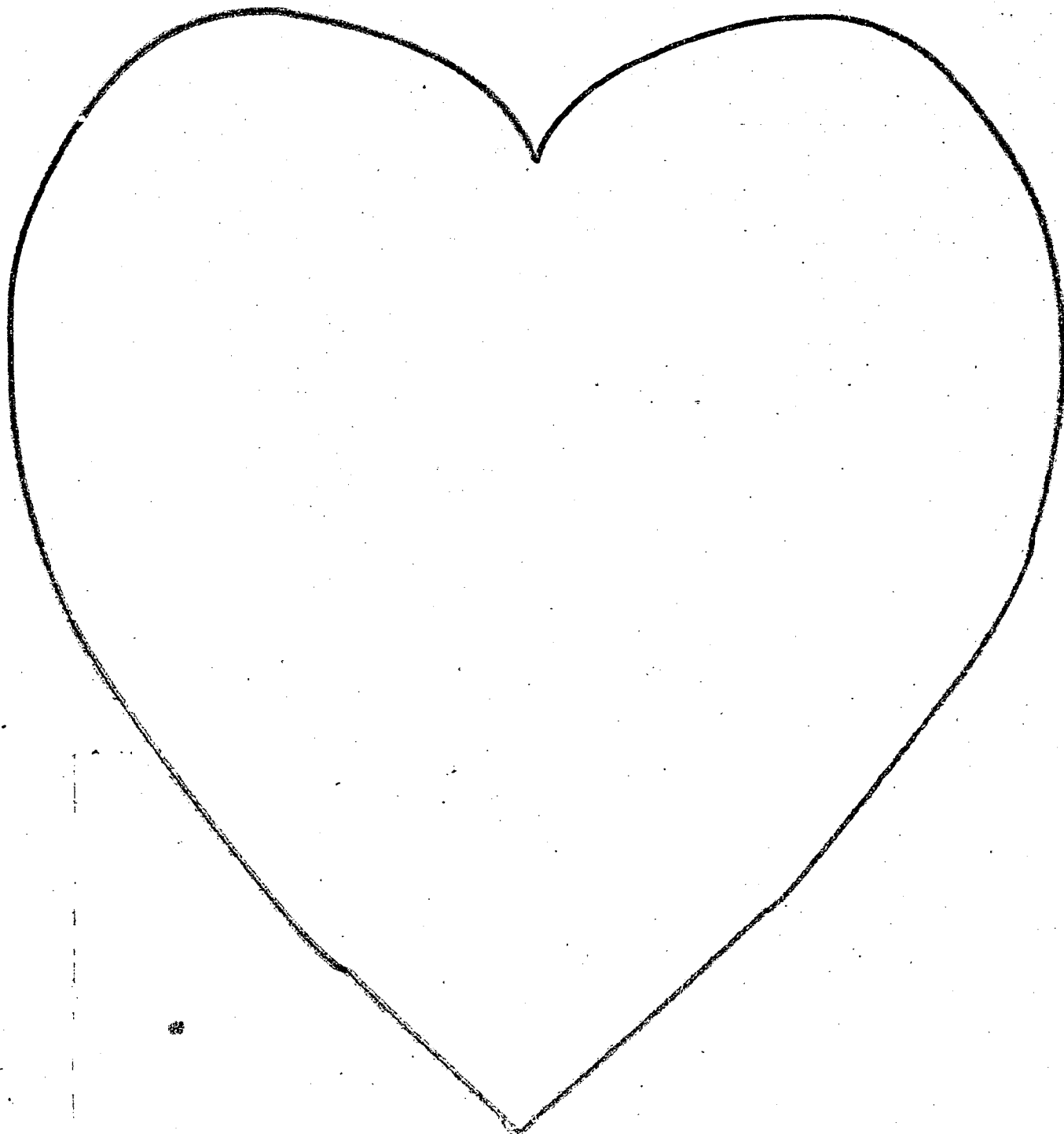


Fig. 7.2 - Simulação analógica comandada por sinal digital
originado do interpolador quadrático superposto
com sinal de referência

Escala: eixo X: 0,5 volt/cm

eixo Z: 0,5 volt/cm

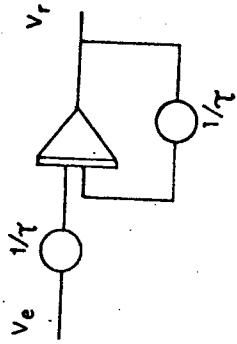
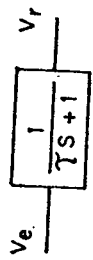


Fig. 7.3.a - Modelagem analógica

para um bloco típico

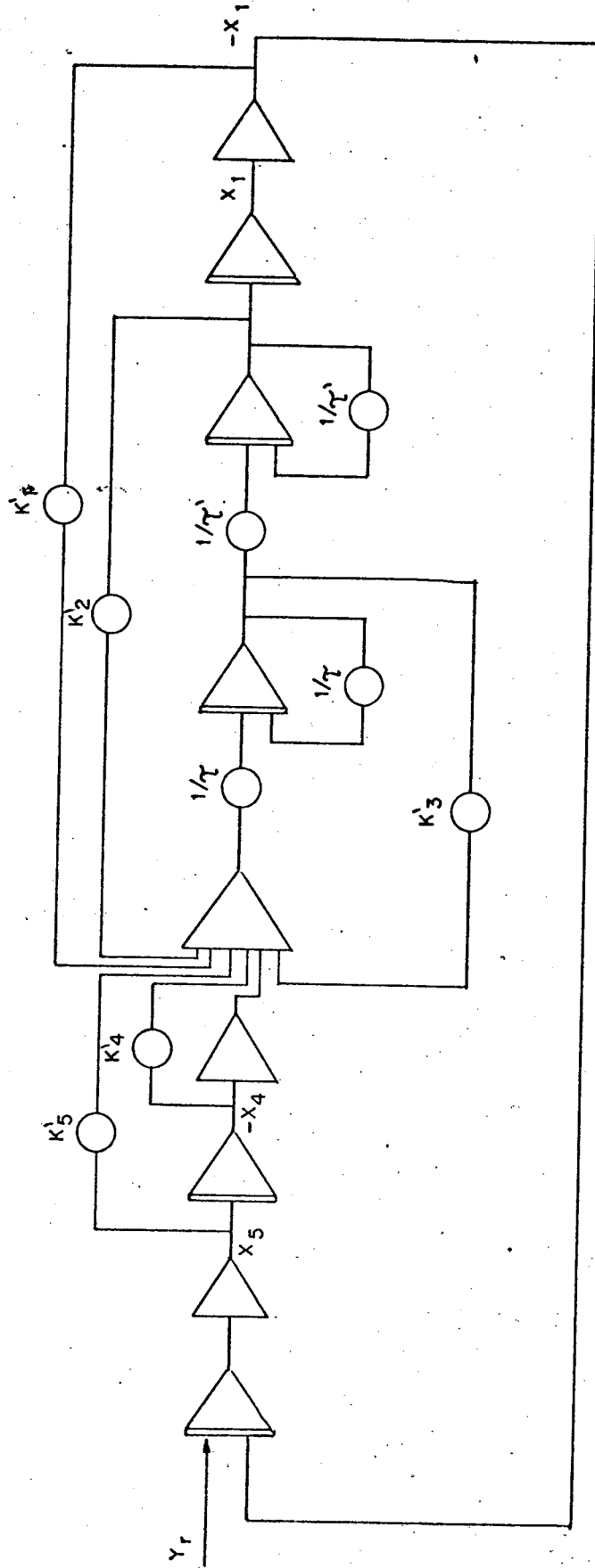


Fig. 7.3.b - Diagrama para simulação analógica referente ao esquema da fig. 7.1

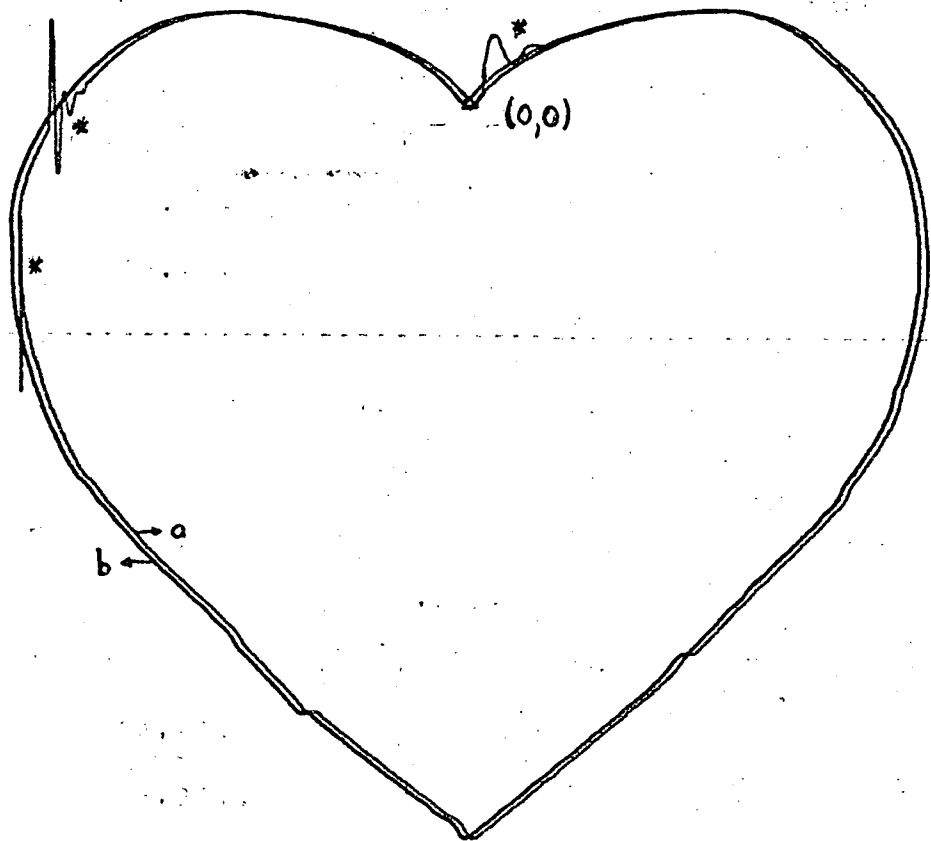


Fig. 7.4 - Simulação híbrida

a) motores balanceados

b) motores desbalanceados

* Perturbação de sinal Tipo Degrau

Escala: eixo X: 1 volt/cm

eixo Z: 1 volt/cm

CAPÍTULO 8

IMPLEMENTAÇÃO - COMPENSADOR DINÂMICO

8.1 INTRODUÇÃO

A medida que um projeto é desenvolvido, espera-se que tudo aquilo que foi planejado, possa ser, em qualquer situação e sob qualquer condição, levado da teoria à prática sem perda de generalidade.

Ao creditar-se uma fase de implementação do projeto, tal qual tem-se desenvolvido até aqui, depara-se com uma dificuldade prática, tornando o trabalho algumas vezes quase impossível de ser realizado como idealizado. Esta dificuldade se traduz no momento em que alguns estados do sistema, tornam-se de difícil localização e medida com o fim de ser realimentado, embora a priori, toda variável de estado possua condições ou técnicas mesmo complexas e com alto custo para o devido conhecimento e medição necessários.

No caso específico do problema atinente com este trabalho relativo a um controle de máquina-ferramenta, pode-se considerar dois tipos de partes componentes do processo. Um deles relativo ao servo-compensador que compõe o controle, o qual pode ser construído a partir dos dados do projeto, baseado em amplificadores operacionais, o que por isto torna todos os seus estados com características de fáceis conhecimento e medição. A outro componente, ou seja a máquina mecânica a qual deseja-se controlar, normalmente utiliza-se aquela a disposição ou no máximo compra-se o módulo com as especificações desejadas. Em ambos, o que se sabe de seu comportamento interno é semelhante ao de uma caixa preta, conhecida a sua saída em função de convenientes entradas.

Ainda que demande muito trabalho, é possível se ter acessos a todos os estados da máquina e aplicar transdutores adequados para a medição. O alto custo que isto acarreta para determinadas variáveis, torna o projeto totalmente inviável em uma futura aplicação em escala industrial.

Com o intuito de contornar o problema, a solução de utilizar-se a abordagem de estimador de estado poderia ser aplicada, porém na seqüência se verá alguns inconvenientes que levaram a não fazer uso desta solução.

Recentemente, pesquisadores [5],[6], desenvolveram uma abordagem com muita vantagem sobre a técnica de estimadores de estado, conhecida como compensador dinâmico, a qual se utilizará como uma técnica para a implementação do projeto, obedecendo os critérios de característica final como especificado nas formas de realimentação de estados e posterior regulação.

8.2 ESTIMADORES DE ESTADO

Sabendo-se disponível somente os sinais de entrada e saída de rastreamento, o uso de estimador de estado possibilita a reconstrução das variáveis de estado originais, que assim encontradas, podem ser realimentadas em lugar dos estados reais, modificando-se os ganhos originais obedecendo novo critério, como antes, realizado através do processo de posicionamento arbitrário dos polos do sistema.

Torna-se então necessário o conhecimento de critérios de observabilidade sobre o qual é baseado o desenvolvimento de estimadores.

Seja o modelo visto na fig. 3.2, desprezado o modelo linear para a perturbação e seja "x" o estado real e " \hat{x} " o estado estimado. O modelo agora com a aplicação do estimador de estados é visto na fig. 8.1, com a condicionante de que o sistema é observável além de controlável.

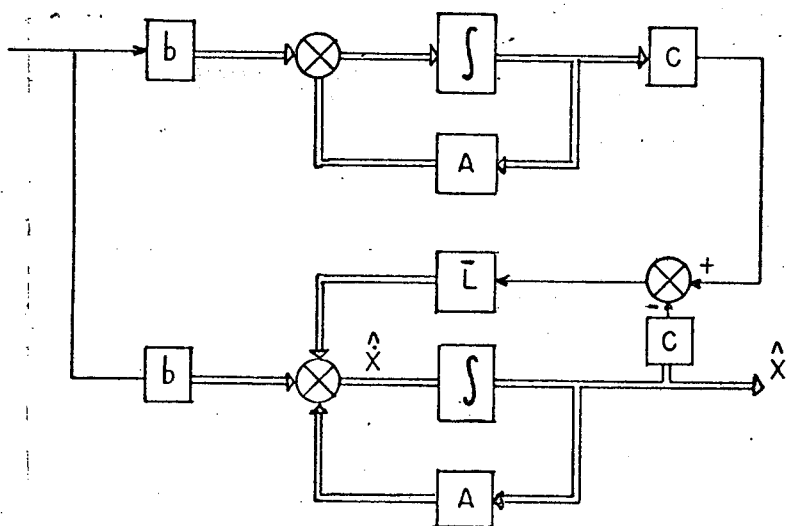


Fig. 8.1 - Estimação de estados para
 $\dot{x} = Ax + bu$
 $y = Cx$

A equação dinâmica do estimador de estados vista na fig. 8.1 é dada por:

$$\dot{\hat{x}} = A \hat{x} + \bar{L} \cdot [y - c \hat{x}] + bu$$

ou

$$\dot{\hat{x}} = (A - Lc) \cdot \hat{x} + \bar{L} y + bu \quad (8.1)$$

Seja $\tilde{x} \triangleq x - \hat{x}$ e subtraindo a eq. 8.1 da eq. original do sistema, encontra-se que: $\dot{\tilde{x}} = (A - \bar{L}C) \cdot \tilde{x}$

Se os autovalores de $(A - \bar{L}C)$ podem ser escolhidos arbitrariamente, então o comportamento do erro \tilde{x} pode ser controlado.

Após conseguir a estimação dos estados, a regulação é conseguida de acordo com a ilustração vista na fig. 8.2, onde os valores K são relativos aos polos para o sistema processo mais servo-compensador como reduzido na CAP. 4.

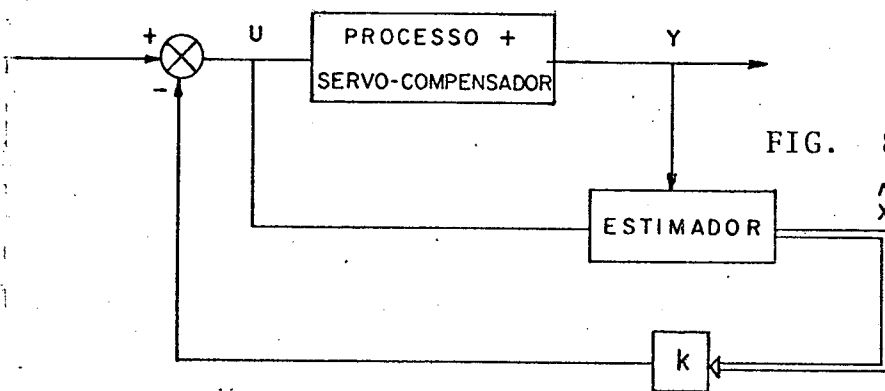


FIG. 8.2 - Realimentação de estados utilizando estimador

Embora a solução por estimador de estado pareça simples, possui algumas desvantagens como a duplicação da ordem do sistema, o desconhecimento a nível indústria e principalmente devido que para o estimador também se faz necessário posicionar os seus polos muito mais a esquerda que os do sistema, a fim de que o estado estimado alcance o estado real no mínimo tempo, o que torna os seus ganhos excessivamente altos, implicando conseqüências graves, como saturação e energia de controle para o estimador de natureza elevada para a sua realização.

8.3 COMPENSADOR DINAMICO

8.3.1 - ASPECTOS TEORICOS SOBRE COMPENSADOR DINAMICO

Contando com a liberdade introduzida por amplificador operacionais, uma solução seria a construção de um servo-compensador generalizado de ordem igual a $(2n - 1)$ dirigindo o erro, conhecido apenas os sinais de entrada e saída de uma única variável, através de uma cadeia de integradores onde tem-se $G_{sc} = N(s)/D(s)$ com $N(s) < D(s)$ como é visto na fig. 8.3. Nota-se claramente que esta solução também torna-se de inviabilidade prática.

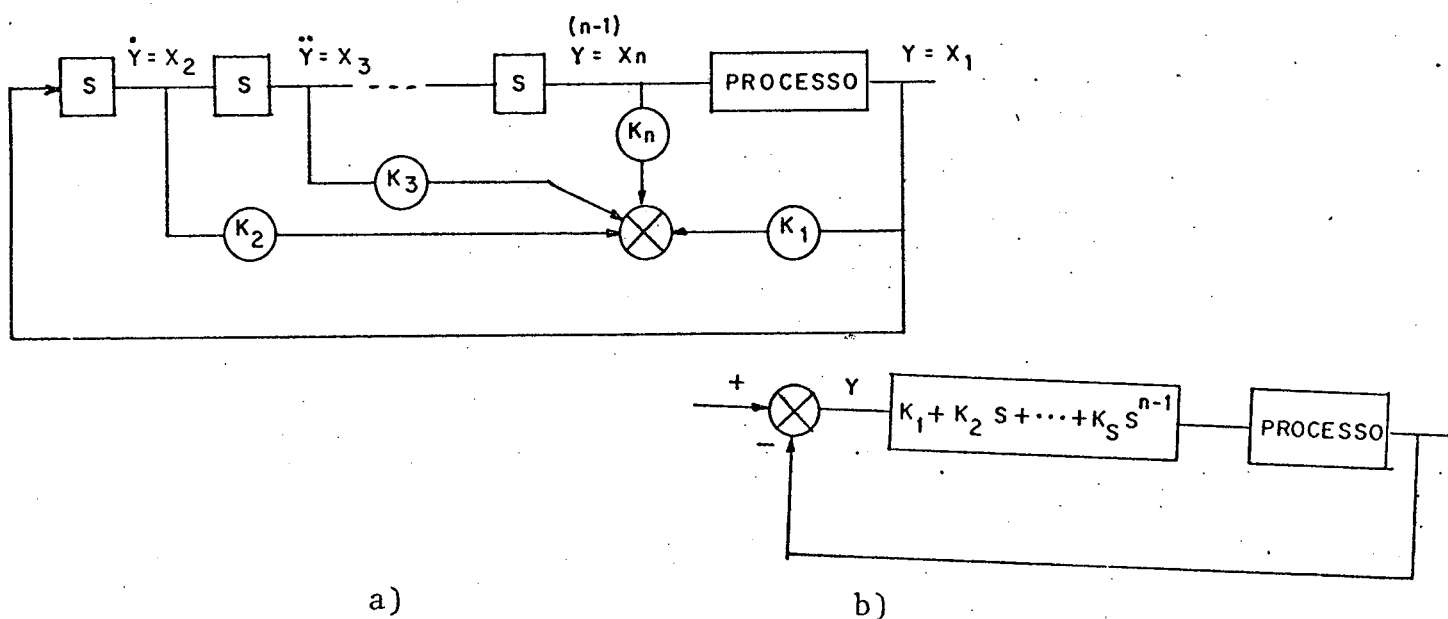


FIG. 8.3 - Solução por servo-compensador generalizado.

Propõe-se assim a solução por compensador dinâmico, a qual é aplicada sobre o sistema processo mais servo-compensador e permite grande flexibilidade, devido a facilidade em sua construção,

quanto maior número de estados possa ser disponível. Esta técnica apresenta ainda a propriedade de não se afastar da tecnologia conhecida e aplicada atualmente no ramo de indústria.

Para o caso de entrada e saída simples, obtem-se o diagrama simplificado com o uso de compensador dinâmico visto na fig. 8.4.

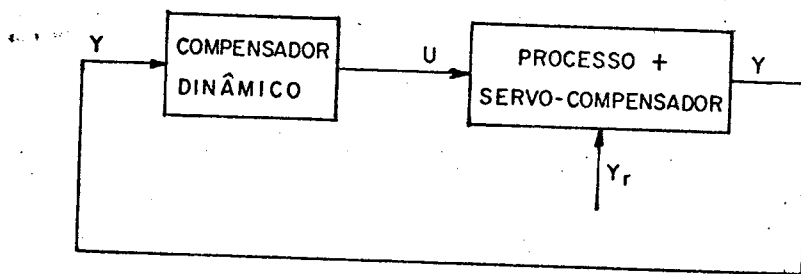


FIG. 8.4 - Sistema de variável simples com compensador dinâmico.

Seja o processo dado por: $\dot{x} = Ax + bu$ (8.2), onde Y e U são

$y = cx$ escalares

$c =$ vetor linha

$b =$ vetor coluna

Dado um sistema como na eq. 8.2, propõem-se a forma do compensador dinâmico como sendo:

$$G_{cd}(s) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \beta_i s^i}{s^{n-1}} + \frac{\sum_{i=0}^{n-2} \alpha_i s^i}{s} = \frac{U(s)}{Y(s)}$$

(8.3)

Desenvolvendo a eq. 8.3, tem-se

$$\sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y^{(i)} = U^{(n-1)} + \sum_{i=0}^{n-2} \alpha_i U^{(i)}$$

$$V=U^{(n-1)} = \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y^{(i)} - \sum_{i=0}^{n-2} \alpha_i U^{(i)} \quad (8.4)$$

Ou seja, deve-se determinar um total $(2n-1)$ parâmetros e β , tais que $\{\alpha_i\}$ $i=0,1,\dots, n-2$ e $\{\beta_i\}$, $i=0,1,\dots,n-1$, os quais são unicamente determinados por (A,C) supondo que o sistema seja completamente observável.

A eq. 8.4 com todos os termos é dada por:

$$U^{(n-1)} + \alpha_{n-2} U^{(n-2)} + \dots + \alpha_2 U^{(2)} + \alpha_1 U^{(1)} + \alpha_0 U = \beta_{n-1} Y^{(n-1)} + \beta_{n-2} Y^{(n-2)} + \dots + \beta_1 Y^{(1)} + \beta_0 Y \quad (8.5)$$

O controle U é encontrado como:

$$U = - \left(\frac{1}{\alpha_0} U^{(n-1)} + \frac{\alpha_{n-2}}{\alpha_0} U^{(n-2)} + \dots + \frac{\alpha_2}{\alpha_0} U^{(2)} + \frac{\alpha_1}{\alpha_0} U^{(1)} \right) + \frac{\beta_0}{\alpha_0} Y + \frac{\beta_1}{\alpha_0} Y^{(1)} + \dots + \frac{\beta_{n-2}}{\alpha_0} Y^{(n-2)} + \frac{\beta_{n-1}}{\alpha_0} Y^{(n-1)} \quad (8.6)$$

Caso o controle U dado pela eq. 8.6. seja uma combinação linear dos n estados do sistema incluindo o servo-compensador, e $(n-1)$ estados do compensador dinâmico, obtêm-se uma solução para regulação indiretamente encontrando os coeficientes α e β na eq. 8.6.

O diagrama correspondente a solução direta da eq. 8.6 é vista na fig. 8.5.

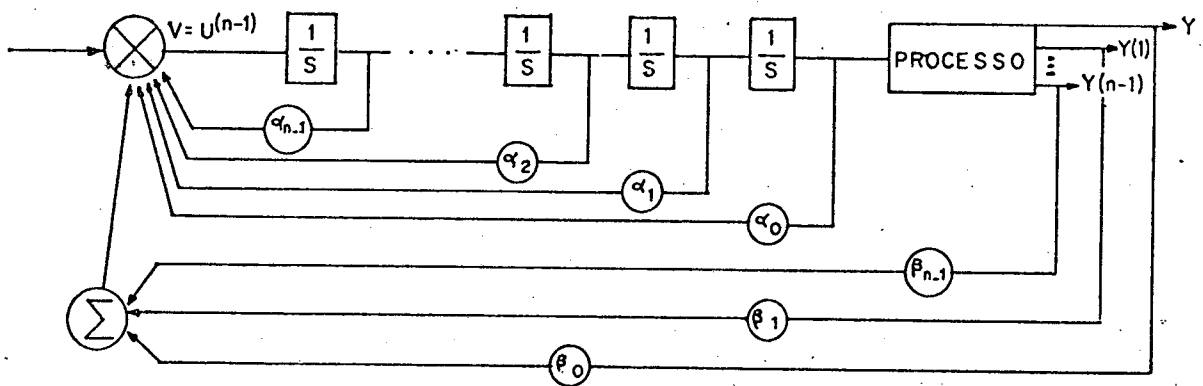


FIG. 8.5 - Representação gráfica da solução proposta através do compensador dinâmico.

Sempre é possível encontrar-se um conjunto $\{\alpha_i, \beta_i\}$ o qual regula o sistema aumentado visto na fig. 8.5. Uma vez regulado o sistema aumentado, automaticamente regula-se também os estados do processo, e a partir do conhecimento dos α e β , não mais se faz necessário a cadeia de integradores originada do processo aumentado.

8.3.2 - ALGORITMO PARA DETERMINAÇÃO DOS COEFICIENTES α E β

- a) Caso para Compensador de Variável de Entrada e Saída Simples.

Seja o sistema mais servo-compensador aumentado.

$$\dot{x} = Ax + bU, \quad U = U_1$$

$$\dot{U}_1 = U_2$$

$$\dot{U}_2 = U_3$$

$$\vdots$$

$$\dot{U}_{n-2} = U_{n-1}$$

$$\dot{U}_{n-1} = V$$

O mesmo em forma de matriz é visto como:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \vdots \\ U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{U}_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & b & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & I \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ \vdots \\ U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ U_{n-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot V$$

Trabalhando de forma a encontrar os ganhos constantes a fim de regular o sistema obedecendo a disposição de polos desejado, encontra-se:

$$V = -\sum_{i=1}^n K_i \cdot x - \sum_{i=1}^{n-1} K_{(i+n)} \cdot U_i \quad (8.6)$$

O sistema compensado é portanto:

$$\dot{x} = Ax + bU_1$$

$$\dot{U}_1 = U_2$$

⋮

$$\dot{U}_{n-1} = - \sum_{i=0}^{n-2} \alpha_i U_i + 1 - \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y^{(i)}$$

Seja:

$$Y = Cx$$

$$Y^{(1)} = C \dot{x} = CAx + CbU$$

$$Y^{(2)} = C \ddot{x} = CA \dot{x} + CbU^{(1)} = CA^2 x + CABU + CbU^{(1)}$$

⋮

Onde C é uma matriz 1 x n

Transformando para a forma matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} Y \\ Y^{(1)} \\ Y^{(2)} \\ \vdots \\ Y^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA^1 \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} 0 \\ Cb \\ CAB \\ \vdots \\ CA^{n-2} b \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ Cb \\ CAB \\ \vdots \end{bmatrix} \cdot U^{(1)} + \dots + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ Cb \end{bmatrix} \cdot U^{(n-2)}$$

Chamando de S a matriz coeficiente de "x" e extraíndo "x", onde S é a matriz de observabilidade, tem-se:

$$x=S^{-1} \begin{bmatrix} Y \\ Y^{(1)} \\ \vdots \\ Y^{(n-1)} \end{bmatrix} - S^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ Cb \\ CAb \\ \vdots \\ CA^{n-2}b \end{bmatrix} U - S^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ Cb \\ CAb \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} U^{(1)} - \dots - S^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ Cb \end{bmatrix} U^{(n-2)} \quad (8.7)$$

Ao se comparar as eq. 8.6 e 8.7, verifica-se que regular o sistema aumentado, nada mais é do que a regulação utilizando compensador dinâmico

Como visto a i -ésima derivada de $Y=Cx$, será:

$$Y^{(i)} = CA^i \cdot x + \sum_{j=1}^i CA^{i-j} b U_j, \quad i=1,2,\dots,n-1 \quad (8.8)$$

De onde pode-se escrever:

$$\dot{U}_{n-1} = V = - \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i \cdot CA^i \cdot x - \sum_{i=0}^{n-2} \alpha_i \cdot U_{i+1} - \sum_{i=1}^{n-1} \beta_i \cdot \sum_{j=1}^i CA^{i-j} \cdot b \cdot U_j \quad (8.9)$$

Das eq. 8.6 e 8.9, pode-se determinar os coeficientes β

de:

$$\sum_{i=1}^n K_i \cdot x_i = \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i \cdot C \cdot A^i \cdot x \quad (8.10)$$

Ou seja, os coeficientes β podem ser encontrados pela solução de:

$$\begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \beta_{n-1} \end{bmatrix} = (S^{-1})^T \cdot \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \vdots \\ K_n \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

Os coeficientes são conhecidos a partir da eq. 8.9 como:

$$\alpha_i = K_{n+i+1} - \sum_{j=i+1}^{n-1} \beta_j C A^{j-i-1} \dots b \quad (8.12)$$

As equações 8.11 e 8.12 fornecem o resultado desejado e são unicamente determinados em termos dos ganhos K_i .

Então, dado um sistema $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bU \\ Y = Cx \end{cases}$, o algoritmo para determinar

os coeficientes α e β do compensador dinâmico é visto como:

- 1) Chamando $U=U_1$, aumentar o sistema inicial, regulando pela utilização por exemplo da abordagem de posicionamento de polos os ganhos K necessários, fazendo

$$V = \sum_{i=1}^n K_i \cdot X_i + \sum_{i=1}^{n-1} K_{n+i} \cdot U_i$$

- 2) Determinar a matriz de observabilidade transporta S^T

$$S^T = \begin{bmatrix} C & A^T C & (A^T)^2 C & \dots & (A^T)^{n-1} C \end{bmatrix}$$

- 3) Os coeficientes β são determinados a seguir pela solução de:

$$\begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \beta_{n-1} \end{bmatrix} = (S^T)^{-1} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \vdots \\ K_n \end{bmatrix}$$

4) Os coeficientes α encontram-se a partir de:

$$\alpha_i = K_{n+i+1} - \sum_{j=i+1}^{n-1} \beta_j C A^{j-i-1} \cdot b$$

b) Caso para Compensador de Saída Simples e Várias Entradas.

Seja conhecido o sistema $\dot{x} = Ax + bU$, o qual possui várias saídas mensuráveis, que servirão como entrada para o compensador dinâmico, onde $Y=Cx$, C é uma matriz ($m \times n$) e " m " é o número de saídas mensuráveis de um sistema de ordem " n ".

O sistema compensado agora torna-se:

$$\dot{x} = Ax + bU_1$$

$$\dot{U}_1 = U_2$$

⋮

$$U = - \sum_{i=0}^{\mu-1} \alpha_i U_i - \sum_{i=0}^{\mu} \beta_i Y^{(i)}$$

Onde o índice " μ " é dado a partir da determinação da matriz L.I. da matriz de observabilidade transposta S^T .

A matriz de observabilidade transposta, torna-se:

$$S^T = \begin{bmatrix} C & A^T C & (A^T)^2 C & \dots & (A^T)^\mu C \end{bmatrix} \quad (8.13)$$

A equação 8.10 é vista então como:

$$\sum_{i=1}^n K_i \cdot x_i = \sum_{i=0}^{\mu} \sum_{j=1}^m \beta_i C_j \cdot A^i \cdot x \quad (8.14)$$

Os coeficientes β serão dados por:

$$S^T \begin{bmatrix} \beta_0^1 \\ \beta_0^2 \\ \vdots \\ \beta_0^m \\ \beta_1^1 \\ \vdots \\ \beta_1^m \\ \vdots \\ \beta_\mu^1 \\ \vdots \\ \beta_\mu^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 \\ \vdots \\ K_n \end{bmatrix} \quad (8.15)$$

Os coeficientes α serão conhecidos de:

$$\sum_{i=1}^{\mu} \alpha_{i-1} \cdot U_i + \sum_{i=1}^{\mu} \sum_{j=1}^m \beta_i^j \cdot C_j \cdot \sum_{K=1}^i A^{i-K} \cdot b \cdot U_K = \sum_{i=1}^{\mu} K_{i+n} \cdot K_{i+n} \cdot U_i$$

(8.16)

O algoritmo visto no item (a) continua válido, prevalecendo as notificações efetuadas neste item em função de várias saídas mensuráveis.

Tudo como até aqui visto, pode ser estendido a casos de sistemas multivariáveis. [6]

8.4 APLICAÇÃO E RESULTADOS

Para a realização do processo incluindo o compensador dinâmico ou de Pearson, conforme foi visto teoricamente neste capítulo, é necessário o conhecimento do sistema dado através de suas matrizes A ($n.m$) e \bar{C} ($m.n$). Supondo definidas as variáveis mensuráveis, deve-se inicialmente montar, a partir de A e \bar{C} , a matriz de observabilidade $\begin{bmatrix} \bar{C}^T & \bar{C}^T A & \bar{C}^T A^2 & \bar{C}^T \dots & A & \bar{C}^T \end{bmatrix}$, com o intuito de encontrar o valor μ . Este coeficiente, que é definido como índice de observabilidade, é tal que a matriz de observabilidade seja linearmente independente de "rank" n . O valor de μ dará o número de blocos integradores a serem adicionados ao sistema. No exemplo feito como aplicação (fig. 8.8), o valor de μ , calculado através de um programa Fortran [20], resultou igual a 1. No exemplo utilizado tem-se então, $n + \mu = 4 + 1 * 5$. Finalmente verifica-se quais as colunas linearmente dependentes e independentes da matriz de observabilidade. No exemplo, já citado, o resultado foi o seguinte: colunas 1, 2, 3, e 6 L.I e colunas 4, 5 L.D. O conhecimento das colunas L.I e L.D, é de muita importância, pois ao rodar o programa dos coeficientes de ganhos constantes α e β do compensador dinâmico, os valores de β relativos as colunas L.D. são convenientemente fixados pelo projetista. A partir destes, os valores de β relativos as colunas L.I, são encontradas pelo algoritmo desenvolvido para o compensador dinâmico.

As matrizes \bar{A} , \bar{b} e \bar{c} para o exemplo de aplicação, com o intuito de posicionamento de polos, considerando a aplicação do compensador dinâmico, são definidas como:

$$\dot{x} = \bar{A}x + \bar{b} V$$

$$Y = \bar{c}x$$

Onde os valores são dadas por

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,5 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -0,5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ U \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} V$$

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ U \end{bmatrix}$$

Os polos foram posicionados para:

$$\lambda_d(\bar{A}) = [-1 ; -1 ; -1 ; -1, -1]$$

Os ganhos K relativos A este posicionamento são dados por:

$$K = [-3 ; 4 ; -6,125 , -5,75 , -4]$$

Onde os quatro primeiros (n) são referidos ao sistema, e o último (μ) referencia-se com o compensador dinâmico.

Os coeficientes do polinômio característico são dados por:

$$s^5 + 5s^4 + 10s^3 + 10s^2 + 5s + 1 = 0$$

O integrador é substituído por um bloco do tipo da figura 8.6.

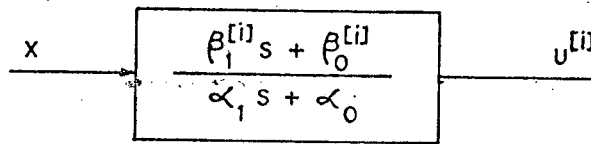


FIG. 8.6 - Bloco Característico do Compensador Dinâmico ; $\mu = 1$

Os índices entre colchetes, são ligados diretamente com suas respectivas saídas mensuráveis. Figuras análogas à fig. 8.6 são construídas para cada estado mensurável

A realização do bloco do compensador dinâmico ¹⁴, válido para todos os estados, é encontrado a partir de sua forma canônica controlável, como.

$$G_i(s) = \frac{\beta_1^1 s + \beta_0^{[i]}}{\alpha_1 s + \alpha_0} = \frac{[i]}{\beta_1} + \frac{\frac{[i]}{\beta_0}}{s + \alpha_0}$$

$$\text{com } \frac{[i]}{\beta_j} = \frac{[i]}{\beta_j} - \alpha_j \beta_j^i, \text{ onde } \mu = 1 \text{ e } i=1, \dots, m$$

$$j=1, \dots, m-1$$

Em forma matricial,

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\alpha_0 \\ -\alpha_1 \\ \vdots \\ -\alpha_{p-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i \\ \beta_0 \\ \vdots \\ i \\ -1 \end{bmatrix} \quad (8.18)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_\mu \end{bmatrix} + \beta_\mu^i x.$$

A equação 8.18 é representada por diagrama de blocos, como:

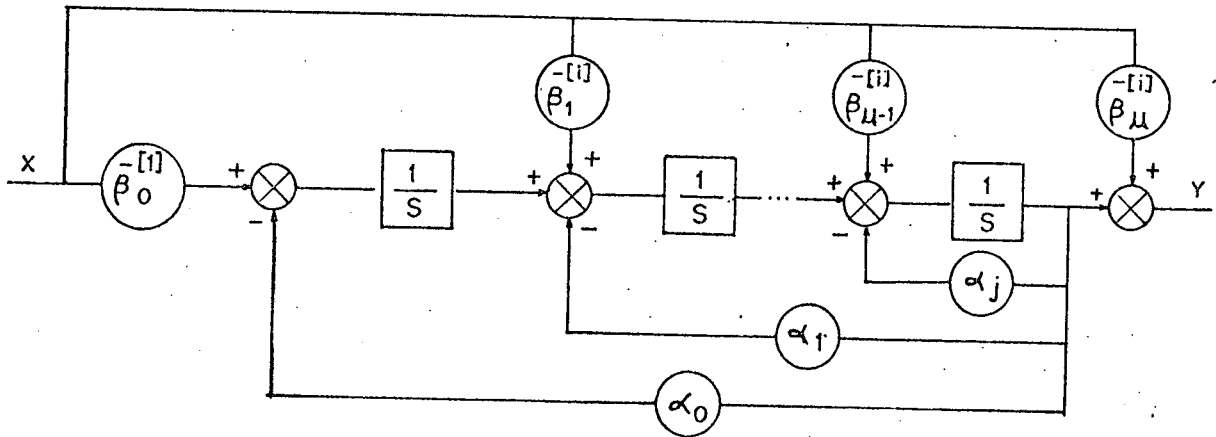


FIG. 8.7 - Realização de blocos para o compensador dinâmico relativo a um estado mensurável, em forma canônica observável.

Os valores dos coeficientes α e β do compensador dinâmico, foram encontrados por intermédio de um programa em Linguagem básica Fortran [20], onde os valores β relativo as colunas L.D., foram tomados como sendo todos iguais a unidade. Tais coeficientes são os seguintes:

$$\alpha_0 = 4 \quad ; \quad \beta_0^{[1]} = -1 \quad ; \quad \beta_0^{[2]} = -9 \quad ; \quad \beta_0^{[3]} = -13$$

$$\beta_1^{[1]} = 1 \quad ; \quad \beta_1^{[2]} = 1 \quad ; \quad \beta_1^{[3]} = 5,75$$

Finalmente, a realização completa em forma do processo incluindo o compensador dinâmico, é visto na fig. 8.8, do qual obtém-se o mesmo polinômio característico como se realimentado de todos os estados do sistema.

8.5 CONCLUSÕES

O compensador dinâmico ou compensador de Pearson em alguns casos, pode aumentar consideravelmente a ordem do sistema com sua inclusão, o que não chega a ser um problema, porquanto os blocos a êle relativos, podem ser realizados facilmente através de amplificadores operacionais, residindo aí, a grande vantagem de sua utilização.

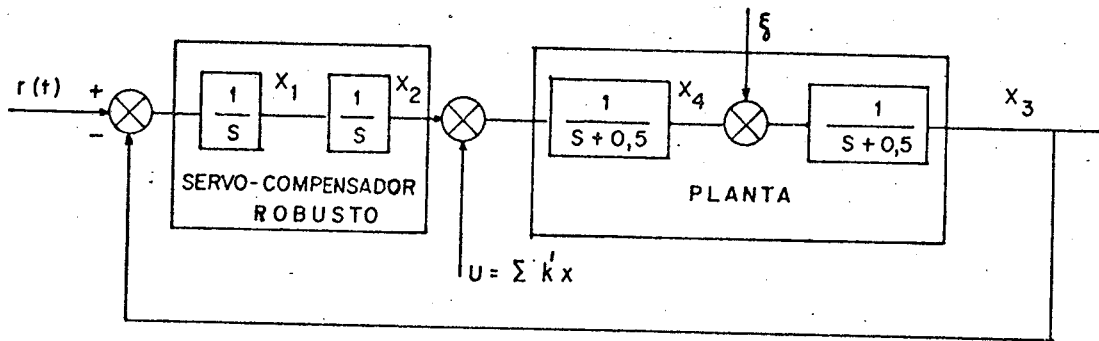


FIG. 8.8 - Diagrama de exemplo escolhido para uso do compensador dinâmico

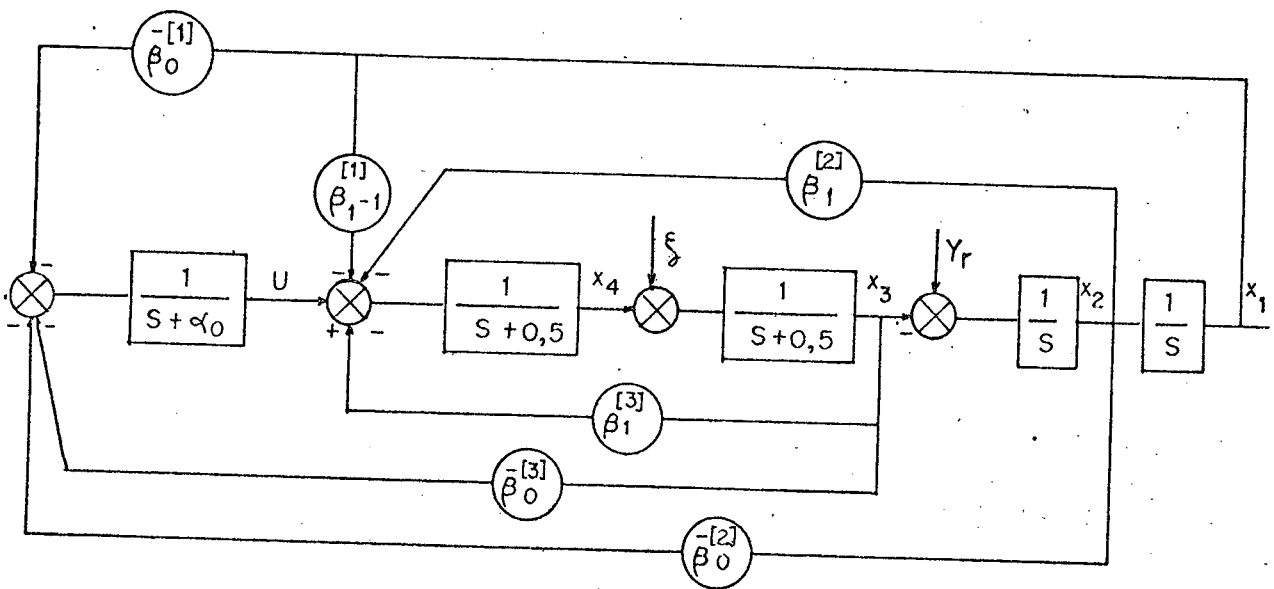


FIG. 8.9 - Diagrama de blocos utilizando o compensador dinâmico ou compensador de Pearson

CAPÍTULO 9

CONCLUSÕES, COMENTÁRIO E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

9.1 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

Os modelos do servo-compensador e compensador dinâmico ou de Pearson, mostram-se eficientes e tornam o sistema analisado, robusto em relação a perturbações de uma dada classe, independente da magnitude, de forma a ser conseguido o rastreamento do sinal aplicado a sua entrada, ainda que os parâmetros do próprio sistema não sejam perfeitamente conhecidos, sendo os resultados ainda perfeitamente satisfatórios trabalhando-se com dados dentro de uma certa faixa de incerteza. Convém salientar que os atuais controladores em uso na indústria, além de válido sem restrição para sistemas de até segunda ordem, não passam de casos particulares dos modelos de controladores utilizados neste trabalho.

Para ser conseguida a regulação de um dado sistema, utilizou-se de uma programação digital "off-line" baseada em posicionamento arbitrário de polos. Este processo tem, em relação a outros, maior facilidade de implementação e cálculo, além de sempre ser conseguida a solução para os ganhos constantes de realimentação para os polos escolhidos. O único inconveniente é que nem sempre tais ganhos apresentam condições de magnitude possíveis de serem aplicáveis na prática. Desta maneira, conseguiu-se o rastreamento preciso no período permanente, com o mínimo de transitório, para várias classes de sinais de entrada com perturbação tipo degrau, extrapolando-se os

resultados para todas as possíveis classes dos sinais de entrada e perturbação.

A fim de se obter o rastreamento de uma curva qualquer, em controle numérico de máquina-ferramenta no estágio atual, utiliza-se o processo de interpolação circular, desta maneira obtendo-se somente curvas de ordem de círculos ou arco de círculo. Neste trabalho, propõe-se o uso de interpolação quadrática, com a qual obteve-se curvas de formas especiais, com aplicação possível em indústria que necessitam de peças com um grau de complexidade elevado.

Ainda com a atenção voltada em direção a possíveis aplicações industriais, verificou-se que apesar da condição imposta de que todos os estados devam ser realimentados, tal consideração na prática nem sempre torna-se realizável, por dificuldade de medição, leitura de transdutores não confiável, etc. É necessário então conseguir o mesmo resultado, introduzindo alguma estratégia de controle, tal que faça uso apenas dos estados considerados mensuráveis. Uma abordagem recentemente desenvolvida [5],[6], incluindo um novo compensador ao processo, evitando o uso da técnica de estimador de estados, o mesmo fim, foi aplicado mostrando-se eficaz e de fácil implementação industrial.

Concluiu-se então que, o projeto desenvolvido neste trabalho, demonstra ter um bom desempenho, mesmo com presença de possíveis desbalanceamentos nos motores, imprecisão no conhecimento do sistema e perturbações de classes conhecidas, possibilitando ainda o rastreamento de qualquer tipo de curva desejada.

A contribuição mais significativa deste trabalho, reside na aplicação de técnicas novas de controle de motores de corrente contínua, usando compensador de Pearson, servo-compensador robusto e realimentação de estados com posicionamento de polos, visando sua aplicação no acionamento de máquinas operatrizes numericamente controladas.

9.2 SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

A partir de um exame detalhado das conclusões e comentários, apresenta-se como sugestões para futuros trabalhos os seguintes itens, dentro da área de controle numérico aplicado a máquinas-ferramenta.

1 - Uma abordagem dedicando um sentido não-linear ao problema, desde que algumas não linearidades são características fortes em qualquer sistema com acoplamento de direção. Ao mesmo tempo, verificar as possíveis influências oriundas destas não linearidade, comparando-as com outros controladores em uso industrial.

2 - Uma abordagem discretizada seria o próximo passo na sequência deste trabalho, o que está sendo desenvolvida em dissertação de mestrado na UFSC. [9]

3 - A aplicação de modelos de estrutura variável para melhorar o rendimento do sistema no transiente e um estudo aplicando controle adaptativo, também são sugestões de trabalhos a serem desenvolvidos na área de controle numérico.

4 - Verificação da viabilidade prática do controlador proposto neste trabalho, através de sua aplicação a um sistema mecânico constituído de 2 motores de C.C., caixa de redução (se necessário), 2 fusos de esferas recirculantes, 2 mesas e transdutores de posição, levantando problemas que a teoria não revelar.

A N E X O - I

ALGORITMO E FLUXOGRAMA PARA OS COEFICIENTES
DO POLINÔMIO CARACTERÍSTICO DE UMA MATRIZ
DEVIDO A LEVERRIER.

ALGORITMO DE LEVERRIER

$$|sI-A| = s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \stackrel{\Delta}{=} D(s)$$

$$(sI-A)^{-1} = \frac{1}{D(s)} \left[s^{n-1} I + s^{n-2} \cdot R_{n-2} + \dots + sR_1 + R_0 \right] = \frac{1}{D(s)} \times G(s)$$

onde $A = n \times n$, $I = n \times n$, $R_i = n \times n$

$G(s) \rightarrow$ MATRIZ ADJUNTA.

daí

$$a_{n-1} = -T_R [A]$$

$$R_{n-2} = A + a_{n-1} \cdot I$$

$$a_{n-2} = -\frac{1}{2} T_R [A \cdot R_{n-2}]$$

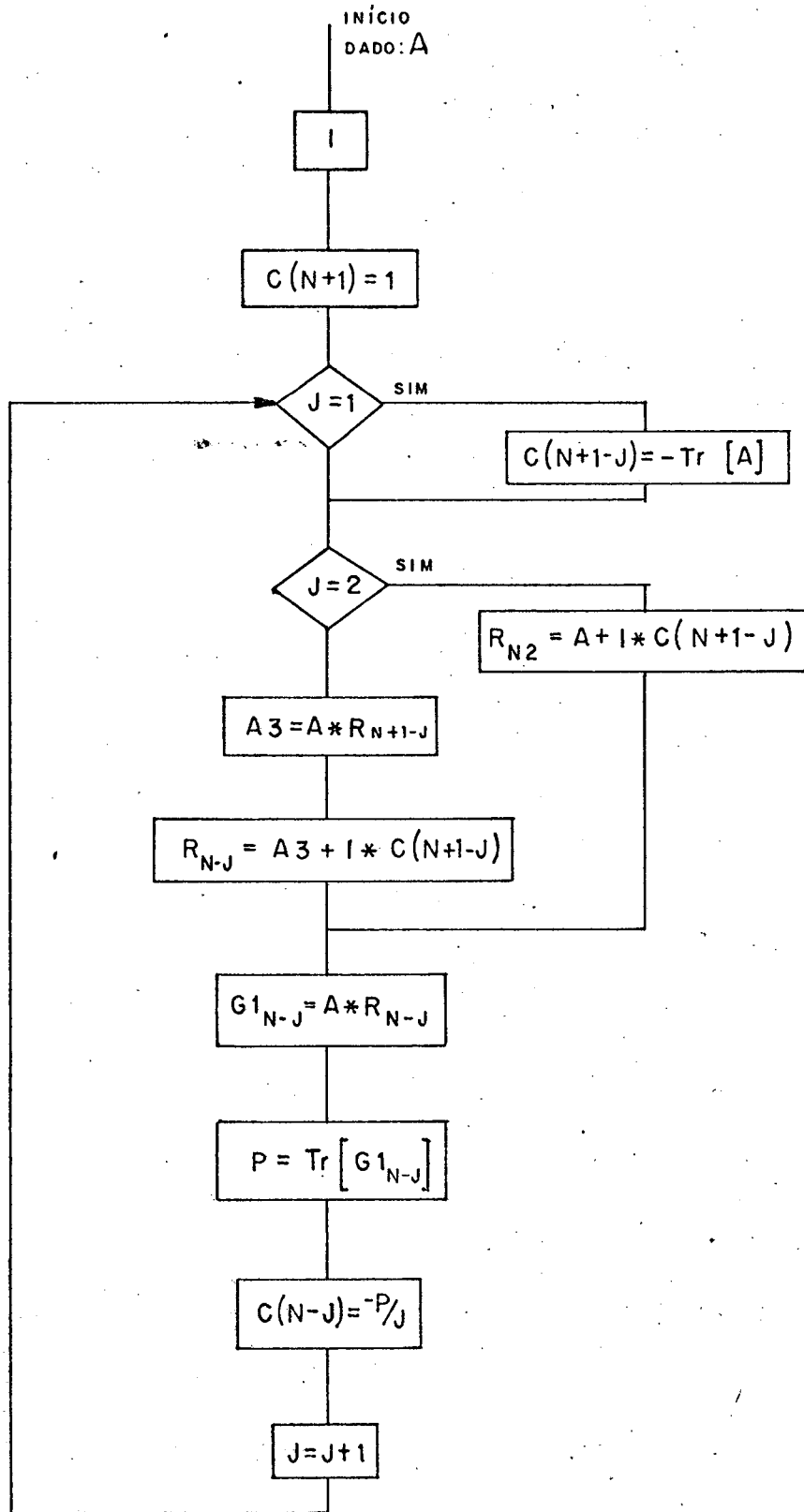
...

$$a_{n-i-1} = -\frac{1}{2} T_R [A \cdot R_{n-i}]$$

$$R_{n-i-1} = A \cdot R_{n-i} + a_{n-i} \cdot I$$

$$R_{-1} = 0$$

FLUXOGRAMA PARA ALGORITMO DE LEVERRIER



A N E X O II

PROGRAMAS PARA POSICIONAMENTO ARBITRÁRIO DE POLOS
PARA REGULAÇÃO DE SISTEMAS, ÍNDICE DE OBSERVABILIDADE.
E GANHOS DO COMPENSADOR DINÂMICO.

```
0001      SUBROUTINE FATUP(N,M,I,A,B,L,C,NDIM)
0002      DIMENSION A(NDIM,NDIM),B(NDIM,NDIM)
0003      INTEGER L(NDIM),C(NDIM)
0004      M1=M+1
0005      DO 300 I=1,N
0006      L(I)=I
0007      DO 300 J=1,M1
0008 300    B(I,J)=A(I,J)
0009      DO 500 I=1,M
0010 500    C(I)=I
0011      DO 200 I=1,N
0012      KL=0
0013      KC=0
0014 2    AUX=B(I,I)
0015      IF(ABS(AUX).GT.1.E-10) GO TO 1
0016      B(I,I)=0.
0017      IF(I+KC+1.LE.M) GO TO 3
0018      IF((I+KL+1)-N) 202,202,203
0019 203  I=I-1
0020      GO TO 201
0021 202  KL=KL+1
0022      DO 100 I1=1,N
0023      AUX=B(I,I1)
0024      B(I,I1)=B(I+KL,I1)
0025 100  B(I+KL,I1)=AUX
0026      J=L(I)
0027      L(I)=L(I+KL)
0028      L(I+KL)=J
0029 3    KC=KC+1
0030      DO 400 I1=1,N
0031      AUX=B(I1,I)
0032      B(I1,I)=B(I1,I+KC)
0033 400  B(I1,I+KC)=AUX
0034      J=C(I)
0035      C(I)=C(I+KC)
0036      C(I+KC)=J
0037      GO TO 2
0038 1    IF(I.EQ.N) GO TO 201
0039 4    II=I+1
0040      DO 200 I1=II,N
0041      AUX1=B(I1,I)
0042      B(I1,I)=0.
0043      DO 200 J=II,M1
0044      B(I1,J)=B(I1,J)-B(I,J)*AUX1/AUX
0045 200  CONTINUE
0046 201  RETURN
0047      END
```

FORTRAN IV STORAGE MAP

NAME	OFFSET	ATTRIBUTES
A	000022	REAL*4 PARAMETER ARRAY (NDIM,NDIM)
NDIM	000032	INTEGER*2 PARAMETER VARIABLE
B	000024	REAL*4 PARAMETER ARRAY (NDIM,NDIM)
L	000026	INTEGER*2 PARAMETER ARRAY (NDIM)
C	000030	INTEGER*2 PARAMETER ARRAY (NDIM)
N	000014	INTEGER*2 PARAMETER VARIABLE
M	000016	INTEGER*2 PARAMETER VARIABLE
I	000020	INTEGER*2 PARAMETER VARIABLE
M1	000040	INTEGER*2 VARIABLE
J	000042	INTEGER*2 VARIABLE
KL	000044	INTEGER*2 VARIABLE
KC	000046	INTEGER*2 VARIABLE
AUX	000050	REAL*4 VARIABLE
ABS	000000	REAL*4 PROCEDURE
I1	000054	INTEGER*2 VARIABLE
II	000056	INTEGER*2 VARIABLE
AUX1	000060	REAL*4 VARIABLE

```

C      PROGRAMA PARA A DETERMINACAO DO INDICE DE OBSERVABILIDADE DE
C      UM SISTEMA LINEAR -  $D(X)=AX+BU$ 
C       $Y=C'X$ 
C
0001      DIMENSION A(10,10),C(30,30),O(30,30),L(30),AA(10,10)
0002      INTEGER LC(30)
0003      III=0
0004      NDIM=30
0005      WRITE(7,1)
0006      1  FORMAT(' PROGRAMA NUM. 1 DO CONJUNTO DE PROGRAMAS P/ PROJETO DE
1' COMPENSADORES DINAMICOS',/, ' SE DESEJAR MAIS INFORMACOES ENTRE
2' COM '1'' )
0007      READ(5,2)I
0008      2  FORMAT(10I3)
0009      IF(I.NE.1) GO TO 3
0011      WRITE(7,6)
0012      6  FORMAT(' RELACAO DE PROGRAMAS UTILIZAVEIS NO PROJETO DE COM',
1' PENSADORES DINAMICOS',/, ' PARA SISTEMAS LINEARES',/, ' PROG. ',
2' NUM 1 - DETERMINA O INDICE DE OBSERVABILIDADE, FORNECE DADOS',
3' EM FITA',/, ' PARA OUTROS PROGRAMAS',/, ' PROG. NUM 2 - POSICAO
4' NAMENTO DE POLOS, DETERMINACAO DOS GANHOS DE REALIMENTACAO',/,
5' PROG. NUM 3 - SOLUCAO DO RICATTI, DET. DOS GANOS DE REALIM.',
6',/, ' PROG. NUM 4 - DETERMINACAO DOS PARAMETROS DO COMPENSADOR DI
7' NAMICO: ALFA E BETA',/, ' PROG. NUM 5 -REALIZA SIMULACAO',
8' DO SISTEMA')
0013      3  WRITE(7,4)
0014      4  FORMAT(' ENTRE COM A ORDEM DO SISTEMA E O NUMERO DE SAIDAS'
1, ' - MAXIMO N=10')
0015      READ(5,2)N,M
0016      WRITE(7,5)
0017      5  FORMAT(' ENTRE COM A MATRIZ "A" POR LINHAS')
0018      DO 1000 I=1,N
0019      1000 READ(5,7)(A(I,J),J=1,N)
0020      7  FORMAT(8F10.5)
0021      WRITE(5,8)
0022      8  FORMAT(' ENTRE COM A MATRIZ "C" POR LINHAS')
0023      DO 1001 I=1,N
0024      READ(5,7)(C(I,J),J=1,M)
0025      DO 1001 J=1,N
0026      1001 AA(I,J)=A(I,J)
C
C      PROGRAMA
C
0027      M1=M
0028      K1=0
0029      IF(M-N)200,100,200
0030      300 DO 1002 I=1,N
0031      DO 1002 J=1,N
0032      O(I,J)=0.
0033      DO 1002 K=1,N
0034      O(I,J)=O(I,J)+AA(I,K)*A(K,J)
0035      1002 CONTINUE
0036      DO 1004 I=1,N
0037      DO 1004 J=1,N

```

```
0038      AA(I,J)=0(I,J)
0039 1004  CONTINUE
0040 200   K1=K1+1
0041      M1=M1+M
0042      DO 1005 I=1,N
0043      DO 1005 J=1,M
0044      I1=J+K1*M
0045      C(I,I1)=0
0046      DO 1005 K=1,N
0047      C(I,I1)=C(I,I1)+AA(K,I)*C(K,J)
0048 1005  CONTINUE
0049      IF(M1.LT.N) GO TO 300
0051 100   CALL FATUP(N,M1,IRANK,C,D,L,LC,NDIM)
0052      IF(IRANK.GE.N) GO TO 400
0054      IF(K1.LT.(N-1)) GO TO 300
0056      I11=1
0057 400   WRITE(6,10)N,M
0058 10    FORMAT(1H1,/,T20,'PROGRAMA PARA A DETERMINACAO DO INDICE DE
1' OBSERVABILIDADE',/,T10,'IMPRESSAO DOS DADOS',/,T10,
2' - NUM. DE ESTADOS - ',I2,4X,' - NUM. DE SAIDAS = ',I2,
3,/,T10,' - MATRIZ A')
0059      DO 1006 I=1,N
0060 1006  WRITE(6,11)I,(A(I,J),J=1,N)
0061 11    FORMAT(/,' LINHA ',I2,' --> ',4(1X,E12.5),/,T15,4(1X,E12.5),
1/,T15,8(1X,E12.5),/,T15,8(1X,E12.5))
0062      WRITE(6,12)
0063 12    FORMAT(/,T10,' - MATRIZ C')
0064      DO 1007 I=1,N
0065 1007  WRITE(6,11)I,(C(I,J),J=1,M)
0066      WRITE(6,13)
0067 13    FORMAT(///,T10,'IMPRESSAO DOS RESULTADOS',/,T10,' - MATRIZ',
1' DE OBSERVABILIDADE')
0068      DO 1008 I=1,N
0069 1008  WRITE(6,11)I,(C(I,J),J=1,M1)
0070      WRITE(6,14)
0071 14    FORMAT(/,T10,' - MATRIZ DE OBSERVABILIDADE FATORADA')
0072      DO 1009 I=1,N
0073 1009  WRITE(6,11)I,(O(I,J),J=1,M1)
0074      IF(I11.EQ.0) GO TO 500
0076      WRITE(6,9)
0077 9     FORMAT(/,T10,30('*'),/,T10,'* O SISTEMA NAO E OBSERVAVEL *',
1/,T10,30('*'))
0078      GO TO 600
0079 500   WRITE(6,15)K1
0080 15    FORMAT(/,T10,' - INDICE DE OBSERVABILIDADE = ',I2)
0081 600   WRITE(6,16)(LC(I),I=1,IRANK)
0082 16    FORMAT(/,T10,' - COLUNAS LINEARMENTE INDEPENDENTES --> ',
120(I2,', '))
0083      IF(IRANK.EQ.M1) GO TO 322
0085      I=IRANK+1
0086      WRITE(6,17)(LC(J),J=I,M1)
0087 17    FORMAT(/,T10,' - COLUNAS LINEARMENTE DEPENDENTES --> ',
120(I2,', '))
0088 322  STOP
```

0089

END

FORTRAN IV		STORAGE MAP	
NAME	OFFSET	ATTRIBUTES	
A	000006	REAL*4	ARRAY (10,10) VECTORED
C	000626	REAL*4	ARRAY (30,30) VECTORED
D	007646	REAL*4	ARRAY (30,30) VECTORED
L	016666	INTEGER*2	ARRAY (30)
AA	016762	REAL*4	ARRAY (10,10) VECTORED
LC	017602	INTEGER*2	ARRAY (30)
III	022502	INTEGER*2	VARIABLE
NDIM	022504	INTEGER*2	VARIABLE
I	022506	INTEGER*2	VARIABLE
N	022510	INTEGER*2	VARIABLE
M	022512	INTEGER*2	VARIABLE
J	022514	INTEGER*2	VARIABLE
M1	022516	INTEGER*2	VARIABLE
K1	022520	INTEGER*2	VARIABLE
K	022522	INTEGER*2	VARIABLE
I1	022524	INTEGER*2	VARIABLE
FATUP	000000	REAL*4	PROCEDURE
IRANK	022526	INTEGER*2	VARIABLE

```

C
C   PROGRAMA PARA DETERMINACAO DOS PARAMENTROS DO COMPENSADOR DINA
C   DE P ESTADOS, M ENTRADAS
C
0001   DIMENSION A(10,10),C(20,20),AA(10,10)
0002   REAL K(10),BETA(20),ALFA(20),D(20,20),B(10)
0003   INTEGER P,R,LC(20),LI(20)
0004   R=5
0005   NDIM=20
0006   WRITE(7,1)
0007   1   FORMAT(' PROGRAMA NUM. 4 DO CONJUNTO DE PROGRAMAS P/ ',
1' PROJETO DE COMP. DINAMICOS',/, ' FUNCAO DESTE PROGRAMA: DET.
2' DOS PARAMETROS DO COMPENSADOR')
0008   WRITE(7,2)
0009   2   FORMAT(/, ' ENTRE COM A ORDEM DO PROCESSO, ORDEM DO COMP. E ',
1' NUM DE COLUNAS DA MATRIZ "C"')
0010   READ(R,3)N,P,M
0011   3   FORMAT(10I2)
0012   WRITE(7,4)
0013   4   FORMAT(' ENTRE COM A MATRIZ "A" POR LINHAS')
0014   DO 100 I=1,N
0015   READ(R,5)(A(I,J),J=1,N)
0016   DO 100 J=1,N
0017   AA(I,J)=A(I,J)
0018   100 CONTINUE
0019   WRITE(7,6)
0020   6   FORMAT(' ENTRE COM A MATRIZ "C" POR LINHAS')
0021   5   FORMAT(8F10.5)
0022   DO 101 I=1,N
0023   101 READ(R,5)(C(I,J),J=1,M)
0024   WRITE(7,37)
0025   37  FORMAT(' ENTRE COM O VETOR "B"; UM ELEM. POR LINHA')
0026   DO 337 I=1,N
0027   337 READ(R,5)B(I)
0028   WRITE(7,7)
0029   7   FORMAT(' ENTRE COM OS GANHOS DE REALIMENTACAO DO PROCESSO')
0030   M1=M+M*P
0031   READ(R,5)(C(I,M1+1),I=1,N)
0032   IF(P.NE.0) GO TO 200
0033   WRITE(7,38)
0034   38  FORMAT(/,40(' *'),/,T15,'SEU BURRO, VOCE ENTROU COM ',
1'A ORDEM DO COMPENSADOR = 0')
0036   STOP
0037   200 WRITE(7,8)
0038   8   FORMAT(' ENTRE COM OS GANHOS DE REALIMENTACAO DO COMPENSADOR')
0039   READ(R,5)(K(I),I=1,P)
0040   DO 551 I=1,N
0041   551 C(N+1,I)=C(I,M1+1)
C
C   ESTES DOIS COMANDOS ANTERIORES FORAM COLOCADOS PARA CONSERVAR
C   OS VALORES DOS GANHOS DE REALIMENTACAO DO PROCESSO PARA POSTER
C   IMPRESSAO -- CUIDADO QUANDO MEXER NO DIMENSION DA MATRIZ "C"
C
0042   DO 401 IX=1,P

```

```
0043      DO 102 I=1,N
0044      DO 102 J=1,M
0045      I1=J+IX*M
0046      C(I,I1)=0.
0047      DO 102 KX=1,N
0048 102    C(I,I1)=C(I,I1)+AA(KX,I)*C(KX,J)
0049      DO 103 I=1,N
0050      DO 103 J=1,N
0051      O(I,J)=0.
0052      DO 103 KX=1,N
0053 103    O(I,J)=O(I,J)+AA(I,KX)*A(KX,J)
0054      DO 104 I=1,N
0055      DO 104 J=1,N
0056 104    AA(I,J)=O(I,J)
0057 401    CONTINUE
0058 322    WRITE(7,9)
0059 9      FORMAT(' ENTRE COM "I" E OS VALORES DE BETA ARBITRARIOS',
1' PARAR I=0; BETA(I)=XXX')
0060      READ(R,10)J,AUX
0061 10     FORMAT(I5,F12.5)
0062      IF(J.EQ.0) GO TO 201
0064      BETA(J)=AUX
0065      DO 105 I=1,N
0066      C(I,M1+1)=C(I,M1+1)-C(I,J)*BETA(J)
0067 105    CONTINUE
0068      GO TO 322
0069 201    CALL FATUP(N,M1,I,C,0,LI,LC,NDIM)
0070      I1=LC(N)
0071      BETA(I1)=O(N,M1+1)/O(N,N)
0072      DO 106 II=2,N
0073      I=N-II+1
0074      I1=LC(I)
0075      BETA(I1)=O(I,M1+1)
0076      I2=I+1
0077      DO 107 J=I2,N
0078      I3=LC(J)
0079 107    BETA(I1)=BETA(I1)-O(I,J)*BETA(I3)
0080      BETA(I1)=BETA(I1)/O(I,I)
0081 106    CONTINUE
0082      I3=I+1
0083      DO 108 I=1,F
0084      ALFA(I)=K(I)
0085      DO 108 KX=1,M
0086      I1=I+1
0087      DO 108 J=I1,I3
0088      IC=M*(J-I-1)+KX
0089      AUX=0.
0090      DO 109 JJ=1,N
0091 109    AUX=AUX+C(JJ,IC)*B(JJ)
0092      IC=M*(J-1)+KX
0093      ALFA(I)=ALFA(I)-BETA(IC)*AUX
0094 108    CONTINUE
C
C
```


C

```
0095      WRITE(6,25)
0096 25     FORMAT(///,T20,'PROGRAMA PARA DETERMINACAO DOS PARAMETROS ALFA',
1' E REIA DE UM SERVOCOMPENSADOR DINAMICO',///,T10,'IMPRESSAO ',
2' DOS DADOS',//,T10,'- MATRIZ A')
0097      DO 1006 I=1,N
0098 1006   WRITE(6,11)I,(A(I,J),J=1,N)
0099 11     FORMAT(/,' LINHA ',I2,' --> ',8(1X,E12.5),/,T15,8(1X,E12.5))
0100      WRITE(6,12)
0101 12     FORMAT(//,T10,'- MATRIZ C')
0102      DO 1007 I=1,N
0103 1007   WRITE(6,11)I,(C(I,J),J=1,M)
0104      WRITE(6,26)
0105 26     FORMAT(//,T10,'- VETOR B (EXCITACOES)')
0106      WRITE(6,27)(I,B(I),I=1,N)
0107 27     FORMAT(/,8(1X,'B(',I2,')=' ,E12.5))
0108      WRITE(6,28)
0109 28     FORMAT(//,T10,'- REALIMENTACOES',
1' DO PROCESSO')
0110      WRITE(6,29)(I,C(N+1,I),I=1,N)
0111 29     FORMAT(/,' K(',I2,')=' ,8(E12.5,1X,'K(',I2,')=')
0112      WRITE(6,30)
0113 30     FORMAT(//,T10,'- REALIMENTACOES DO COMPENSADOR')
0114      WRITE(6,31)(I,K(I),I=1,P)
0115 31     FORMAT(/,' KC(',I2,')=' ,8(E12.5,1X,'K(',I2,')=')
0116      WRITE(6,13)
0117 13     FORMAT(///,T10,'IMPRESSAO DOS RESULTADOS',//,T10,'- MATRIZ',
1' DE OBSERVABILIDADE')
0118      DO 1008 I=1,N
0119 1008   WRITE(6,11)I,(C(I,J),J=1,M1)
0120      WRITE(6,14)
0121 14     FORMAT(//,T10,'- VALORES DE BETA')
0122      WRITE(6,15)(I,BETA(I),I=1,M1)
0123 15     FORMAT(/,5(' BETA(',I2,') = ',E12.5,1X))
0124      WRITE(6,16)
0125 16     FORMAT(//,T10,'- VALORES DE ALFA')
0126      WRITE(6,17)(I,ALFA(I),I=1,P)
0127 17     FORMAT(/,5(' ALFA(',I2,') = ',E12.5,1X))
0128      STOP
0129      END
```

FORTRAN IV STORAGE MAP

NAME	OFFSET	ATTRIBUTES	
A	000006	REAL*4	ARRAY (10,10) VECTORED
C	000626	REAL*4	ARRAY (20,20) VECTORED
AA	003726	REAL*4	ARRAY (10,10) VECTORED
K	004546	REAL*4	ARRAY (10)
BETA	004616	REAL*4	ARRAY (20)
ALFA	004736	REAL*4	ARRAY (20)
O	005056	REAL*4	ARRAY (20,20) VECTORED
B	010156	REAL*4	ARRAY (10)
LC	010226	INTEGER*2	ARRAY (20)
LI	010276	INTEGER*2	ARRAY (20)
P	012660	INTEGER*2	VARIABLE
R	012662	INTEGER*2	VARIABLE
NDIM	012664	INTEGER*2	VARIABLE
N	012666	INTEGER*2	VARIABLE
M	012670	INTEGER*2	VARIABLE
I	012672	INTEGER*2	VARIABLE
J	012674	INTEGER*2	VARIABLE
M1	012676	INTEGER*2	VARIABLE
IX	012700	INTEGER*2	VARIABLE
I1	012702	INTEGER*2	VARIABLE
KX	012704	INTEGER*2	VARIABLE
AUX	012706	REAL*4	VARIABLE
FATUP	000000	REAL*4	PROCEDURE
II	012712	INTEGER*2	VARIABLE
I2	012714	INTEGER*2	VARIABLE
I3	012716	INTEGER*2	VARIABLE
IC	012720	INTEGER*2	VARIABLE
JJ	012722	INTEGER*2	VARIABLE

5 PRINT *PONTOS DE ENTRADA DE UM DETERMINADO CONTORNO*

A N E X O I I I

PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO POR RUNGE-KUTTA

```

5 PRINT "PONTOS DE ENTRADA DE UM DETERMINADO CONTORNO"
10 PRINT "USANDO INTERPOLACAO QUADRATICA EM AMBOS OS EIXOS"
40 Y1=0\Y2=0
50 H=.5
60 A1(0)=0\A1(1)=.9\A1(2)=1.4
70 A1(3)=1\A1(4)=-.4\A1(5)=-1.9\A1(6)=-3.5
80 B1(5)=-1.9\B1(4)=-3.5\B1(3)=-4.8
90 B1(2)=-7\B1(1)=-7.8\B1(0)=-9.4
100 A2(6)=-9.4\A2(5)=-7.8\A2(4)=-7
110 A2(3)=-4.8\A2(2)=-3.5\A2(1)=-1.9\A2(0)=-.4
120 B2(0)=-1.9\B2(1)=-.4\B2(2)=1
130 B2(3)=1.4\B2(4)=.9\B2(5)=0
150 I0=0
160 K3=0\K2=0\GO TO 250
170 IF K2=.2 THEN 240
180 IF K2=.1 THEN 210
190 K2=K2+1\IF K2=5 THEN 200 \GO TO 270
200 K3=K2\K2=.1\GO TO 300
210 K3=K3-1\IF K3=0 THEN 220 \IF K3=-5 THEN 230 \GO TO 300
220 GO TO 490
230 K4=K3\K2=.2\GO TO 350
240 K4=K4+1\IF K4=0 THEN 1200 \GO TO 350
250 F3=0\F4=0
260 F6=0\F5=0
265 IF F5=.1 THEN 500
270 IF F3=0 THEN 400 \IF G3=2 THEN 420
280 IF G3=3 THEN 430 \IF G3=4 THEN 440
290 IF G3=5 THEN 450
300 IF F4=4 THEN 455 \IF F4=8 THEN 460
310 IF F4=5 THEN 470
320 IF F4=6 THEN 480
325 IF F5=.1 THEN 480
330 IF F5=1 THEN 500 \IF F5=3 THEN 510
340 IF F5=4 THEN 520 \IF F5=5 THEN 530
350 IF F6=1 THEN 550 \IF F6=3 THEN 570
370 IF F6=5 THEN 580 \IF F6=6 THEN 590
380 IF F6=7 THEN 590
400 F1=0\F2=1\F3=3\G1=0\G2=1\G3=2\GO TO 600
420 F1=1\F2=3\F3=4.5\G1=1\G2=2\G3=3\GO TO 600

```

```

430 F1=3\F2=4.5\F3=5.7\G1=2\G2=3\G3=4\GO TO 600
440 F1=4.5\F2=5.7\F3=6\G1=3\G2=4\G3=5\GO TO 600
450 F1=5.7\F2=6\F3=5.7\G1=4\G2=5\G3=6\F4=4\GO TO 600
455 F1=6\F2=5.7\F3=5\F4=8\G1=5\G2=4\G3=3\GO TO 600
460 F1=5.7\F2=5\F3=3\F4=5\G1=4\G2=3\G3=2\GO TO 600
470 F1=5\F2=3\F3=2\F4=6\G1=3\G2=2\G3=1\GO TO 600
480 F1=3\F2=2\F3=0\G1=2\G2=1\G3=0\F5=.1\GO TO 600
490 F1=0\F2=-2\F3=-3\F4=.1\F5=1\G1=6\G2=5\G3=4\GO TO 600
500 F1=-2\F2=-3\F3=-5\F5=3\G1=5\G2=4\G3=3\GO TO 600
510 F1=-3\F2=-5\F3=-5.7\F5=4\G1=4\G2=3\G3=2\GO TO 600
520 F1=-5\F2=-5.7\F3=-6\F5=5\G1=3\G2=2\G3=1\GO TO 600
530 F1=-5.7\F2=-6\F3=-5.7\F5=.3\F6=1\G1=2\G2=1\G3=0\GO TO 600
550 F1=-6\F2=-5.7\F3=-4.5\F4=3\F5=.1\G1=0\G2=1\G3=2\GO TO 600
570 F1=-5.7\F2=-4.5\F3=-3\F4=5\G1=1\G2=2\G3=3\GO TO 600
580 F1=-4.5\F2=-3\F3=-1\F4=6\G1=2\G2=3\G3=4\GO TO 600
590 F1=-3\F2=-1\F3=0\F4=7\G1=3\G2=4\G3=5\GO TO 600
600 K1=0
610 I=I0
620 K1=K1+H
630 Z2=15
640 K0=2048
650 W1=150
660 CALL 'PLOT'(W1*Y1+2048,K0+W1*Y2)
670 CALL 'PLOT'(W1*(I/Z2),1000+W1*Y1)
680 CALL 'PLOT'(W1*(I/Z2),3000+W1*Y2)
700 IF K2=.2 THEN 1040
710 IF F4=.1 THEN 960
720 IF K2=.1 THEN 810
740 Y3=K2+K1/Z2
750 Z3=-2
760 P1=(G3-G1)*(F2-F1)/Z3-(G2-G1)*(F3-F1)/Z3
765 P2=(G2^2-G1^2)*(F3-F1)/Z3-(G3^2-G1^2)*(F2-F1)/Z3
770 P3=F1-P1*(G1^2)-P2*G1
775 Y1=P1*(Y3^2)+P2*Y3+P3
780 P5=(G3-G1)*(A1(G2)-A1(G1))/Z3-(G2-G1)*(A1(G3)-A1(G1))/Z3
785 P6=(G2^2-G1^2)*(A1(G3)-A1(G1))/Z3-(G3^2-G1^2)*(A1(G2)-A1(G1))/Z3
790 P7=A1(G1)-P5*(G1^2)-P6*G1
795 Y2=P5*(Y3^2)+P6*Y3+P7
800 IF K2<.1 THEN 865
810 Y3=K3-K1/Z2
815 P1=(G3-G1)*(F2-F1)/Z3-(G2-G1)*(F3-F1)/Z3
820 Z3=2
825 P2=(G2^2-G1^2)*(F3-F1)/Z3-(G3^2-G1^2)*(F2-F1)/Z3
830 P3=F1-P1*(G1^2)-P2*G1
835 Y1=P1*(Y3^2)+P2*Y3+P3
840 P5=(G3-G1)*(B1(G2)-B1(G1))/Z3-(G2-G1)*(B1(G3)-B1(G1))/Z3
845 P6=(G2^2-G1^2)*(B1(G3)-B1(G1))/Z3-(G3^2-G1^2)*(B1(G2)-B1(G1))/Z3
850 P7=B1(G1)-P5*(G1^2)-P6*G1
860 Y2=P5*(Y3^2)+P6*Y3+P7
865 I=I0+H
870 I0=I
880 IF K1>=Z2GO TO 170
885 GO TO 610
960 Y3=K3-K1/Z2
970 Z3=2
980 G7=G1-6\G8=G2-6\G9=G3-6
990 P1=(G9-G7)*(F2-F1)/Z3-(G8-G7)*(F3-F1)/Z3
995 P2=(G8^2-G7^2)*(F3-F1)/Z3-(G9^2-G7^2)*(F2-F1)/Z3
1000 P3=F1-P1*(G7^2)-P2*G7
1005 Y1=P1*(Y3^2)+P2*Y3+P3
1010 P5=(G9-G7)*(A2(G2)-A2(G1))/Z3-(G8-G7)*(A2(G3)-A2(G1))/Z3
1015 P6=(G8^2-G7^2)*(A2(G3)-A2(G1))/Z3-(G9^2-G7^2)*(A2(G2)-A2(G1))/Z3
1020 P7=A2(G1)-P5*(G7^2)-P6*G7
1025 Y2=P5*(Y3^2)+P6*Y3+P7
1030 GO TO 865
1040 Z3=-2

```

```

1050 Y3=K4+K1/Z2
1060 G7=G1-5\G8=G2-5\G9=G3-5
1070 F1=(G9-G7)*(F2-F1)/Z3-(G8-G7)*(F3-F1)/Z3
1075 F2=(G8^2-G7^2)*(F3-F1)/Z3-(G9^2-G7^2)*(F2-F1)/Z3
1080 F3=F1-F1*(G7^2)-F2*G7
1085 Y1=F1*(Y3^2)+F2*Y3+F3
1090 F5=(G9-G7)*(B2(G2)-B2(G1))/Z3-(G8-G7)*(B2(G3)-B2(G1))/Z3
1095 F6=(G8^2-G7^2)*(B2(G3)-B2(G1))/Z3-(G9^2-G7^2)*(B2(G2)-B2(G1))/Z3
1100 F7=B2(G1)-F5*(G7^2)-F6*G7
1105 Y2=F5*(Y3^2)+F6*Y3+F7
1110 GO TO 865
1200 END

```

```

5 PRINT "SOLUCAO DE SISTEMA DX/DT=(A+BU)*X+C*V+D*R"
6 PRINT "ONDE R E A REFERENCIA"
7 PRINT "ORDEM DO SISTEMA : N"
8 INPUT N
10 PRINT "ENTRE A MATRIZ (A+BU)POR LINHAS"
15 FOR I=1 TO N
18 FOR J=1 TO N
20 INPUT A(I,J)
25 NEXT J\PRINT \NEXT I
30 PRINT "MATRIZ DE ENTRADA : C"
33 FOR I=1 TO N
35 INPUT C(I)
38 NEXT I
40 PRINT "MATRIZ DE PERTURBACAO : D"
43 FOR I=1 TO N
45 INPUT D(I)
48 NEXT I
75 FOR I=1 TO N
78 X(I)=0
80 NEXT I
85 FOR I=1 TO N
88 Y(I)=0
90 NEXT I
95 FOR I=1 TO N
98 X1(I)=0\Y1(I)=0
100 NEXT I
105 V1=.5
110 H=.1
115 T0=0
120 T=T0
125 W=.21
130 V=V1
135 K0=500\X0=1000\Z0=3000\Y0=2000\U0=4000
138 S=4
140 W2=500
145 W1=100
150 CALL "PLOT"(W2*X(S)+1500,K0+W2*Y(S))
155 CALL "PLOT"(W1*T,X0+W2*X(S))
160 CALL "PLOT"(W1*T,Z0+W2*Y(S))

```

```

165 CALL "PLOT"(W1*T,X0+W2*Y1)
170 CALL "PLOT"(W1*T,Y0+W2*(Y1-X(S)))
172 CALL "PLOT"(W1*T,V0+W2*(Y2-Y(S)))
175 CALL "PLOT"(W1*T,Z0+W2*Y2)
180 F=7
185 Q=.263
190 IF T>=6 THEN 210
195 U1=Q*Z(F)+X(F)
200 U2=Q*M(F)+Y(F)
205 PRINT U1,U2
210 FOR I=1 TO N
215 B(I)=Y(I)\N(I)=X(I)
220 NEXT I
225 K=1
235 FOR I=1 TO N
240 X1(I)=0\Y1(I)=0
245 FOR J=1 TO N
250 X1(I)=X1(J)+A(I,J)*X(J)
255 Y1(J)=Y1(I)+A(I,J)*Y(J)
258 NEXT J\NEXT I
270 FOR I=1 TO N
275 M(I)=Y1(I)+C(I)*Y2
280 M(I)=M(I)+D(I)*V
285 Z(I)=X1(I)+C(I)*Y1
290 Z(I)=Z(I)+D(I)*V
295 NEXT I
430 IF K=1 THEN 450
435 IF K=2 THEN 490
440 IF K=3 THEN 525
445 IF K=4 THEN 565
450 FOR I=1 TO N
455 C1(I)=Z(I)
460 D1(I)=M(I)
465 X(I)=N(I)+C1(I)*H/2
470 Y(I)=B(I)+D1(I)*H/2
475 NEXT I
480 T=T+H/2
485 K=2\GO TO 235
490 FOR I=1 TO N
495 C2(I)=Z(I)
500 D2(I)=M(I)
505 X(I)=N(I)+C2(I)*H/2
510 Y(I)=B(I)+D2(I)*H/2
515 NEXT I
516 Y1=.1*T
517 Y2=.2*T
520 K=3\GO TO 235
525 FOR I=1 TO N
530 D3(I)=M(I)
535 C3(I)=Z(I)
540 X(I)=N(I)+C3(I)*H
545 Y(I)=B(I)+D3(I)*H
550 NEXT I
555 T=T+H
560 K=4\GO TO 235
565 FOR I=1 TO N
570 C4(I)=Z(I)
575 D4(I)=M(I)
580 N(I)=N(I)+H*(C1(I)+2*(C2(I)+C3(I))+C4(I))/6
585 B(I)=B(I)+H*(D1(I)+2*(D2(I)+D3(I))+D4(I))/6
590 X(I)=N(I)
595 Y(I)=B(I)
600 NEXT I
605 T=T
610 GO TO 120

```

```

2 PRINT "CORTE DE PECA QUALQUER: METADE DE CORACAO"
3 PRINT "USANDO INTERPOLACAO LINEAR"
5 PRINT "SOLUCAO DE SISTEMA DX/DI=(A+BU)*X+C*V+D*R"
6 PRINT "ONDE R E A REFERENCIA DO SISTEMA"
7 PRINT "ORDEM-DO SISTEMA : N"
8 INPUT N
10 PRINT "ENTRE A MATRIZ (A+B*U)POR LINHAS"
15 FOR I=1 TO N
18 FOR J=1 TO N
20 INPUT A(I,J)
25 NEXT J\PRINT \NEXT I
26 K4=0\K5=0
30 PRINT "MATRIZ DE ENTRADA : C"
33 FOR I=1 TO N
35 INPUT C(I)
38 NEXT I
40 PRINT "MATRIZ DE PERTURBACAO : D"
43 FOR I=1 TO N
45 INPUT D(I)
48 NEXT I
75 FOR I=1 TO N
78 X(I)=0
80 NEXT I
85 FOR I=1 TO N
88 Y(I)=0
89 H=.4
90 NEXT I
95 FOR I=1 TO N
98 X1(I)=0\Y1(I)=0
99 NEXT I
100 REM "PONTOS DO EIXO Y(ORDENADA) - OBS:PONTOS SOBRE ABCISSAS INTEIRAS"
101 A1(0)=0\A1(1)=.8\A1(2)=1.3\A1(3)=1.4
102 A1(4)=1.2\A1(5)=.6\A1(6)=-1.1
103 B1(6)=-2.6\B1(5)=-4.7\B1(4)=-6
104 B1(3)=-7\B1(2)=-7.8\B1(1)=-8.7\B1(0)=-9.4
105 V1=.1
106 T0=0
107 K3=0\K2=1\GO TO 118
108 IF ABS(K2)=6 THEN 111 \IF K2=.1 THEN 112
109 K2=K2+1\GO TO 118
111 K3=K2\K2=.1\GO TO 118
112 K3=K3-1\IF K3<-.5 THEN 620 \GO TO 118
118 K1=0
120 T=T0
121 K1=K1+H
124 Z2=14
125 W=.21
128 K7=K2-1
129 K8=K3+1
130 V=V1
135 K0=500\X0=1000\Z0=3000\Y0=2000\V0=4000
138 S=4
140 W2=150
145 W1=150
150 CALL "PLOT"(W2*X(S)+1500,K0+W2*Y(S))
155 CALL "PLOT"(W1*T,X0+W2*X(S))
160 CALL "PLOT"(W1*T,Z0+W2*Y(S))
165 CALL "PLOT"(W1*T,X0+W2*Y1)
170 CALL "PLOT"(W1*T,Y0+W2*(Y1-X(S)))
172 CALL "PLOT"(W1*T,V0+W2*(Y2-Y(S)))
175 CALL "PLOT"(W1*T,Z0+W2*Y2)
176 GO TO 210
180 F=N

```



```

185 Q=.263
190 IF T>=6 THEN 210
195 U1=Q*Z(P)+X(P)
200 U2=Q*M(P)+Y(P)
205 PRINT U1,U2
210 FOR I=1 TO N
215 B(I)=Y(I)\N(I)=X(I)
220 NEXT I
225 K=1
235 FOR I=1 TO N
240 X1(I)=0\Y1(I)=0
245 FOR J=1 TO N
250 X1(I)=X1(I)+A(I,J)*X(J)
255 Y1(I)=Y1(I)+A(I,J)*Y(J)
258 NEXT J\NEXT I
260 E=.1
265 E1=.2
270 FOR I=1 TO N
275 M(I)=Y1(I)+C(I)*Y2
280 M(I)=M(I)+D(I)*V
285 Z(I)=X1(I)+C(I)*Y1
290 Z(I)=Z(I)+D(I)*V
295 NEXT I
430 IF K=1 THEN 450
435 IF K=2 THEN 490
440 IF K=3 THEN 525
445 IF K=4 THEN 565
450 FOR I=1 TO N
455 C1(I)=Z(I)
460 D1(I)=M(I)
465 X(I)=N(I)+C1(I)*H/2
470 Y(I)=B(I)+D1(I)*H/2
475 NEXT I
480 T=T0+H/2
485 K=2\GO TO 235
490 FOR I=1 TO N
495 C2(I)=Z(I)
500 D2(I)=M(I)
505 X(I)=N(I)+C2(I)*H/2
510 Y(I)=B(I)+D2(I)*H/2
511 NEXT I
512 IF K3=6 THEN 518 \IF K2=.1 THEN 516 \IF K2=1 THEN 615
513 IF K3=6 THEN 518 \Y1=K7+K1/Z2
514 Y2=A1(K7)*(1-K1/Z2)+A1(K2)*K1/Z2
515 IF K2<>.1 THEN 524
516 Y2=B1(K8)*(1-K1/Z2)+B1(K3)*K1/Z2
517 Y1=K8-K1/Z2\GO TO 524
518 Y1=K3
519 Y2=A1(K3)*(1-K1/Z2)+B1(K3)*K1/Z2
524 K=3\GO TO 235
525 FOR I=1 TO N
530 D3(I)=M(I)
535 C3(I)=Z(I)
540 X(I)=N(I)+C3(I)*H
545 Y(I)=B(I)+D3(I)*H
550 NEXT I
555 T=T0+H
560 K=4\GO TO 235
565 FOR I=1 TO N
570 C4(I)=Z(I)
575 D4(I)=M(I)
580 N(I)=N(I)+H*(C1(I)+2*(C2(I)+C3(I))+C4(I))/6
585 B(I)=B(I)+H*(D1(I)+2*(D2(I)+D3(I))+D4(I))/6
590 X(I)=N(I)
595 Y(I)=B(I)
600 NEXT I

```

```
605 T0=T
606 IF K1>=Z2GO TO 108
610 GO TO 120
615 Y1=K1/Z2\Y2=A1(K7)*(1-K1/Z2)+A1(K2)*K1/Z2
616 GO TO 524
620 END
```

```

5 REM "PROGRAMA PARA CALCULO DE GANHOS DE REGULACAO"
6 REM "PARA SISTEMAS DE ATE DECIMA ORDEM"
7 REM "MODIFICANDO OS POLOS DO SISTEMA PARA FONTOS"
9 REM "PRE-FIXADOS REAL NEGATIVO"
10 DIM A(10,10),A1(10,10),C(20),G1(10,10),K1(10,10),B(10,10)
15 DIM Q(10,10),B1(10,10),B(1,10),B4(10,10),A0(10,10)
16 DIM K(1,20),B2(10,10)
17 DIM L(10,20),N(10,20)
18 DIM Q1(10,20),D(10,20),E(10,20),F(10,20)
20 REM "ROTINA PARA CALCULAR O POLINOMIO DE UMA MATRIZ
22 REM "PELA UTILIZACAO DO ALGORITMO DE LEVERRIER"
25 PRINT "ENTRE MATRIZ FORMADA POR POLOS DESEJADOS"
28 PRINT "N"\INPUT N
29 PRINT "ENTRE A MATRIZ POR LINHAS"
30 FOR I=1 TO N
32 FOR J=1 TO N
35 INPUT A0(I,J)
38 NEXT J
40 PRINT
42 NEXT I
43 PRINT "COEFICIENTES DO POLINOMIO CARACTERISTICO DESEJADO"\PRINT
45 FOR I=1 TO N
48 FOR J=1 TO N
49 IF I=J THEN 54
50 A1(I,J)=0
52 GO TO 55
54 A1(I,J)=1
55 NEXT J
57 NEXT I
58 M1=N+1
60 FOR I=1 TO N
62 D(M1)=1
63 IF I<1 THEN 72
65 P=0\FOR J=1 TO N
66 P=P+A0(J,J)\NEXT J
68 D(M1-1)=-P
70 GO TO 122
72 IF I>2 THEN 85
75 FOR K=1 TO N
76 FOR L=1 TO N
78 R(K,L)=A0(K,L)+A1(K,L)*D(M1+1-I)
80 NEXT L
82 NEXT K
84 GO TO 97
85 FOR J=1 TO N\FOR K=1 TO N\B3=0
87 FOR Z=1 TO N\B3=B3+A0(J,Z)*R(Z,K)
88 NEXT Z\A3(J,K)=B3\nEXT K\nEXT J
90 FOR K=1 TO N\FOR L=1 TO N
92 R(K,L)=A3(K,L)+A1(K,L)*D(M1+1-I)
95 NEXT L\nEXT K
97 FOR M=1 TO N
98 FOR L=1 TO N
99 B5=0
100 FOR J=1 TO N
103 B5=B5+A0(M,J)*R(J,L)
105 NEXT J
106 G1(M,L)=B5
108 NEXT L
110 NEXT M
115 P=0\FOR J=1 TO N
118 P=P+G1(J,J)\NEXT J
120 D(M1-I)=-P/I
122 NEXT I

```

```

125 FOR I=N TO 1 STEP -1
130 PRINT D(I),
132 NEXT I
133 PRINT
134 GOSUB 1000
135 F(10)=C(10)-D(10)\F(9)=C(9)-D(9)\F(8)=C(8)-D(8)
136 F(7)=C(7)-D(7)\F(6)=C(6)-D(6)\F(5)=C(5)-D(5)
137 F(4)=C(4)-D(4)\F(3)=C(3)-D(3)
140 F(2)=C(2)-D(2)\F(1)=C(1)-D(1)
150 FOR I=1 TO N
160 K1(1,I)=F(I)
165 NEXT I
168 PRINT
169 PRINT "K1 E A DIFERENCA ENTRE OS POLOS DO SIST. E OS DESEJADOS"
170 PRINT "K1=",
172 FOR I=1 TO N
175 PRINT F(I),
176 NEXT I
178 PRINT
180 GOSUB 2000
210 PRINT
230 GOSUB 3000
235 REM "ROTINA DE MULTIPLICACAO DE MATRIZES
236 REM "PARA ACHAR K=K1*Q1(MATRIZ INVERSA)"
240 PRINT TAB(8)"RESULTADO FINAL"
245 PRINT
250 PRINT "OS GANHOS PROCURADOS SAO OS SEGUINTEs"
255 PRINT "K=",
260 FOR I=N2 TO U
265 K(1,I)=0
270 FOR E=1 TO N
280 K(1,I)=K1(1,E)*D(E,I)+K(1,I)
290 NEXT E
292 PRINT K(1,I),
295 NEXT I
296 K=1\PRINT \PRINT "#####"
297 PRINT \IF H=2 THEN 325
298 PRINT " MATRIZ DE VERIFICACAO : A+B*K"
299 FOR J=1 TO N
300 FOR I=N2 TO U
302 L(J,I)=0
304 E=1
306 L(J,I)=B(J,E)*K(E,I)+L(J,I)
310 K=I-N
315 N(J,I)=A(J,K)+L(J,I)
317 PRINT N(J,I),
318 NEXT I
319 PRINT
322 NEXT J
323 PRINT "###" \PRINT "COEF. DO POL. CARACT. DE A+BK"
324 H=1
325 IF H<>1 THEN 380
330 FOR I=1 TO N
332 FOR J=1 TO N
333 R=N+J
340 A(I,J)=N(I,R)
345 NEXT J
348 NEXT I
350 H=2
360 GO TO 1095
380 END
1000 REM "SUB-ROTINA PARA CALCULAR O POLINOMIO CARACTERISTICO DE
1001 REM "UMA MATRIZ PELA UTILIZACAO DO ALGORITMO DE LEVERRIER"
1015 PRINT "ENTRE ORDEN DA MATRIZ A"
1020 PRINT "N"\INPUT N
1025 PRINT "ENTRE A MATRIZ POR LINHAS"

```

```

1030 FOR I=1 TO N
1035 FOR J=1 TO N
1040 INPUT A(I,J)
1045 NEXT J
1050 PRINT
1055 NEXT I
1060 PRINT "*****"
1065 PRINT
1070 PRINT "COEFICIENTES DO POLINOMIO CARACTERISTICO"
1095 FOR I=1 TO N
1100 FOR J=1 TO N
1105 IF I=J THEN 1120
1110 A1(I,J)=0
1115 GO TO 1125
1120 A1(I,J)=1
1125 NEXT J
1128 NEXT I
1130 M1=N+1
1135 FOR I=1 TO N
1140 C(M1)=1
1145 IF I>1 THEN 1170
1150 P=0
1155 FOR J=1 TO N
1160 P=P+A(J,J)
1165 GO TO 1280
1170 IF I>2 THEN 1200
1175 FOR K=1 TO N
1180 FOR L=1 TO N
1185 R(K,L)=A(K,L)+A1(K,L)*C(M1+1-I)
1190 NEXT L
1192 NEXT K
1195 GO TO 1230
1200 FOR J=1 TO N
1205 FOR Z=1 TO N
1210 NEXT Z
1215 FOR K=1 TO N
1220 R(K,L)=A3(K,L)+A1(K,L)*C(M1+1-I)
1225 NEXT L
1230 FOR M=1 TO N
1235 FOR L=1 TO N
1240 B9=0
1245 FOR J=1 TO N
1250 B9=B9+A(M,J)*R(J,L)
1255 NEXT J
1260 G1(M,L)=B9
1265 NEXT L
1268 NEXT M
1270 P=0
1275 P=P+G1(J,J)
1276 C(M1-I)=-P/I
1280 NEXT I
1282 FOR I=N TO 1 STEP -1
1285 PRINT C(I),
1286 NEXT I
1290 PRINT
1295 PRINT "*****"
1296 IF H=2 THEN 135
1300 RETURN
2000 REM "PROGRAMA PARA ACHAR Q(N-I)=A*Q(N-I+1)+C(I)*Q(N)"
2002 REM "COM I=1,2,...,(N-1), ONDE Q(N)=B"
2005 REM "FORMANDO MATRIZ N*N DAS MATRIZES COLUNA Q(1)...Q(N)"
2020 REM "O PROGRAMA CONTEM AS MATRIZES [A]=(N,N) E [B]=(N,1)"
2022 PRINT
2025 PRINT "*****"
2030 PRINT "ENTRE MATRIZ B(N,1) FOR LINHAS"
2040 FOR I=1 TO N

```

```

2050 INPUT B(I,1)
2055 NEXT I
2095 FOR I=1 TO N
2100 Q(I,N)=B(I,1)
2105 NEXT I
2110 FOR J=1 TO N
2111 S=N-J+1
2112 FOR I=1 TO N
2115 B2(I,J)=C(S)*Q(I,N)
2120 NEXT I
2125 NEXT J
2130 FOR J=1 TO N\M=N+1-J
2140 FOR I=1 TO N
2150 B1(I,J)=0
2160 FOR K=1 TO N
2170 B1(I,M-1)=A(I,K)*Q(K,M)+B1(I,M-1)
2180 NEXT K
2190 Q(I,M-1)=B1(I,M-1)+B2(I,J)
2200 PRINT
2210 PRINT TAB(8)"Q("I","M")="Q(I,M),
2230 NEXT I
2235 PRINT
2240 NEXT J
2250 RETURN
3000 REM "PROGRAMA PARA INVERSAO DE MATRIZ ***** P=1/Q1"
3010 REM "UTILIZACAO DO METODO DE GAUSS"
3020 REM "O NUMERO DE LINHAS U E AO DOBRO DEVIDO A MATRIZ IDENTIDADE"
3052 FOR I=1 TO N
3053 FOR J=1 TO N
3055 Q1(I,J)=Q(I,J)
3057 NEXT J\NEXT I
3058 U=2*N
3059 N1=U\N1=N1/2\N2=N1+1
3060 REM "INCLUSAO DA MATRIZ IDENTIDADE A MATRIZ DE ENTRADA"
3061 N5=N1
3062 FOR I=1 TO N
3063 N5=N5+1
3064 FOR J=N2 TO U
3065 IF J<>N5GO TO 3068
3066 Q1(I,J)=1
3067 GO TO 3069
3068 Q1(I,J)=0
3069 NEXT J\NEXT I
3075 I2=1\I3=1
3090 FOR K=1 TO N
3091 I=K
3100 I2=I2+1
3108 FOR J=1 TO U
3110 IF Q1(I,I)=0GO TO 3900
3115 D(I,J)=Q1(I,J)/Q1(I,I)
3117 NEXT J
3120 IF I2<=NGO TO 3300
3140 I2=I2-2\I6=I
3150 FOR I1=I2 TO 1 STEP -1
3158 FOR J=1 TO U
3160 E(I,J)=D(I,J)*(-1)*Q1(I1,I)
3163 D(I1,J)=E(I,J)+Q1(I1,J)
3165 NEXT J
3170 NEXT I1
3190 IF I2=1 THEN 3800
3210 IF I<>NGO TO 3230
3220 I5=N-2
3230 FOR I=I5 TO 1 STEP -1
3250 FOR J=1 TO U
3255 Q1(I,J)=D(I,J)
3257 IF Q1(I,J)<>0GO TO 3259

```

```

3258 D(I,J)=0
3259 NEXT J
3260 NEXT I
3270 I5=I5-1\I6=I6-1\I2=I2-1\I=I6
3280 GO TO 3150
3300 FOR I1=I2 TO N
3305 FOR J=1 TO U
3308 E(I,J)=D(I,J)*(-1)*Q1(I1,I)
3310 D(I1,J)=E(I,J)+Q1(I1,J)
3315 NEXT J
3320 NEXT I1
3325 IF I2<NGO TO 3340
3326 I3=N-1
3340 FOR I=I3 TO N
3350 FOR J=1 TO U
3355 Q1(I,J)=D(I,J)
3360 IF Q1(I,J)<0GO TO 3368
3365 D(I,J)=0
3368 NEXT J
3370 NEXT I
3380 NEXT K
3800 REM 'IMPRESSAO DA MATRIZ INVERSA'
3810 PRINT \PRINT TAB(10)'MATRIZ INVERSA'
3820 PRINT TAB(10)'***** *****'\PRINT
3830 FOR I=1 TO N
3840 FOR J=N2 TO U
3850 PRINT D(I,J),
3860 NEXT J\PRINT \NEXT I
3870 RETURN
3900 REM 'MOSTRADOR DE MATRIZ SINGULAR'
3910 FOR J=1 TO N
3920 IF Q1(I,J)<0 THEN 3930
3925 NEXT J\GO TO 3945
3930 FOR J=1 TO N
3935 IF Q1(I,J)<0 THEN 3970
3940 NEXT J
3945 PRINT
3946 PRINT
3950 PRINT 'A MATRIZ NAO TEM INVERSA - E UMA MATRIZ SINGULAR'
3951 PRINT '* ***** ** ** ***** * ** ***** *****'
3960 GO TO 3995
3965 REM 'TROCA DE LINHAS'
3970 M3=I\M4=M3+1
3972 IF I<NGO TO 3975
3973 M4=1
3975 FOR J=1 TO U
3980 F(M3,J)=Q1(M3,J)\F(M4,J)=Q1(M4,J)
3985 Q1(M3,J)=F(M4,J)\Q1(M4,J)=F(M3,J)
3990 NEXT J
3992 GO TO 3108
3995 PRINT 'FIM DE COMANDO'
4000 END

```

```

3 PRINT "USANDO INTERPOLACAO QUADRATICA EM AMBOS OS EIXOS"
5 PRINT "SOLUCAO DE SISTEMA DX/DT=A*X+B*U+C*V+D*R"
7 PRINT "VETOR V E PERTURBACAO TIPO DEGRAU"
8 PRINT "ORDEM DO SISTEMA * N"
9 INPUT N
10 PRINT "ENTRE A MATRIZ (A+B*U) POR LINHAS"
15 FOR I=1 TO N-1
20 FOR J=1 TO N
25 A(I,J)=0
30 NEXT J\NEXT I
35 INPUT A(1,2)\INPUT A(2,3)\INPUT A(3,4)\INPUT A(4,5)
40 INPUT A(5,4)\INPUT A(5,5)\INPUT A(5,6)\INPUT A(6,7)
45 INPUT A(7,4)\INPUT A(7,6)\INPUT A(7,7)\INPUT A(7,8)
50 I=N
55 FOR J=1 TO N
60 INPUT A(I,J)
65 NEXT J
70 PRINT "VETOR DE ENTRADA : C"
75 FOR I=1 TO N
80 INPUT C(I)
85 NEXT I
90 PRINT "VETOR DE PERTURBACAO : D"
95 FOR I=1 TO N
100 INPUT D(I)
105 NEXT I
110 FOR I=1 TO N
115 X(I)=0\Y(I)=0\X1(I)=0\Y1(I)=0
120 NEXT I
125 H=.3
130 A1(0)=0\A1(1)=.9\A1(2)=1.4
140 A1(3)=1\A1(4)=-.4\A1(5)=-1.9\A1(6)=-3.5
150 B1(5)=-1.9\B1(4)=-3.5\B1(3)=-4.8
152 B1(2)=-7\B1(1)=-7.8\B1(0)=-9.4
160 A2(6)=-9.4\A2(5)=-7.8\A2(4)=-7
162 A2(3)=-4.8\A2(2)=-3.5\A2(1)=-1.9\A2(0)=-.4
165 B2(0)=-1.9\B2(1)=-.4\B2(2)=1
167 B2(3)=1.4\B2(4)=.9\B2(5)=0
170 V1=.1
175 T0=0
180 K3=0\K2=0\GO TO 220
190 IF K2=.2 THEN 218
193 IF K2=.1 THEN 205
195 K2=K2+1\IF K2=5 THEN 200 \GO TO 230
200 K3=K2\K2=.1\GO TO 248
205 K3=K3-1\IF K3=0 THEN 210 \IF K3=-5 THEN 216 \GO TO 248
210 GO TO 327
216 K4=K3\K2=.2\GO TO 272
218 K4=K4+1\IF K4=0 THEN 1200 \GO TO 272
220 F3=0
221 F6=0\F5=0
222 F4=0
225 IF F5=.1 THEN 330
230 IF F3=0 THEN 300
235 IF G3=2 THEN 303
238 IF G3=3 THEN 305
240 IF G3=4 THEN 308
245 IF G3=5 THEN 312
248 IF F4=4 THEN 317
251 IF F4=8 THEN 318
252 IF F4=5 THEN 320
258 IF F4=6 THEN 322
263 IF F5=1 THEN 330
265 IF F5=3 THEN 333

```



```

268 IF F5=4 THEN 335
270 IF F5=5 THEN 338
272 IF F6=1 THEN 340
278 IF F6=3 THEN 343
282 IF F6=5 THEN 345
285 IF F6=6 THEN 350
288 IF F6=7 THEN 350
300 F1=0\F2=1\F3=3\G1=0\G2=1\G3=2\GO TO 370
303 F1=1\F2=3\F3=4.5\G1=1\G2=2\G3=3\GO TO 370
305 F1=3\F2=4.5\F3=5.7\G1=2\G2=3\G3=4\GO TO 370
308 F1=4.5\F2=5.7\F3=6\G1=3\G2=4\G3=5\GO TO 370
312 F1=5.7\F2=6\F3=5.7\G1=4\G2=5\G3=6\F4=4\GO TO 370
317 F1=6\F2=5.7\F3=5\F4=8\G1=5\G2=4\G3=3\GO TO 370
318 F1=5.7\F2=5\F3=3\F4=5\G1=4\G2=3\G3=2\GO TO 370
320 F1=5\F2=3\F3=2\F4=6\G1=3\G2=2\G3=1\GO TO 370
322 F1=3\F2=2\F3=0\F5=.1\G1=2\G2=1\G3=0\GO TO 370
327 F1=0\F2=-2\F3=-3\F4=.1\F5=1\G1=6\G2=5\G3=4\GO TO 370
330 F1=-2\F2=-3\F3=-5\F5=3\G1=5\G2=4\G3=3\GO TO 370
333 F1=-3\F2=-5\F3=-5.7\F5=4\G1=4\G2=3\G3=2\GO TO 370
335 F1=-5\F2=-5.7\F3=-6\F5=5\G1=3\G2=2\G3=1\GO TO 370
338 F1=-5.7\F2=-6\F3=-5.7\F5=.3\F6=1\G1=2\G2=1\G3=0\GO TO 370
340 F1=-6\F2=-5.7\F3=-4.5\F6=3\F5=.1\G1=0\G2=1\G3=2\GO TO 370
343 F1=-5.7\F2=-4.5\F3=-3\F6=5\G1=1\G2=2\G3=3\GO TO 370
345 F1=-4.5\F2=-3\F3=-1\F6=6\G1=2\G2=3\G3=4\GO TO 370
350 F1=-3\F2=-1\F3=0\F6=7\G1=3\G2=4\G3=5\GO TO 370
370 K1=0
375 T=T0
380 K1=K1+H
390 Z2=15
420 V=V1
425 K0=2000
430 X0=1000\Y0=2000\Z0=3000\V0=4000
435 S=4
440 W2=150
445 W1=150
450 CALL 'PLOT'(W2*X(S)+2000,K0+W2*Y(S))
483 REM 'PARA CONHECER ENERGIA DE CONTROLE U,EM CADA PONTO, BATER 485'
485 GO TO 515
490 P=N\Q=.263
495 IF T>=6 THEN 515
500 U1=Q*Z(P)+X(P)
505 U2=Q*M(P)+Y(P)
510 PRINT U1,U2
515 FOR I=1 TO N
520 B(I)=Y(I)\N(I)=X(I)
525 NEXT I
530 K=1
535 FOR I=1 TO N
540 X1(I)=0\Y1(I)=0
545 FOR J=1 TO N
550 X1(I)=X1(I)+A(I,J)*X(J)
555 Y1(I)=Y1(I)+A(I,J)*Y(J)
560 NEXT J\NEXT I
570 E1=.2
575 FOR I=1 TO N
580 M(I)=Y1(I)+C(I)*Y2
585 M(I)=M(I)+D(I)*V
590 Z(I)=X1(I)+C(I)*Y1
595 Z(I)=Z(I)+D(I)*V
600 NEXT I
685 IF K=1 THEN 705
690 IF K=2 THEN 745
695 IF K=3 THEN 885
700 IF K=4 THEN 1015
705 FOR I=1 TO N
710 C1(I)=Z(I)

```

```

715 D1(I)=M(I)
720 X(I)=N(I)+C1(I)*H/2
725 Y(I)=B(I)+D1(I)*H/2
730 NEXT I
735 T=T0+H/2
740 K=2\GO TO 535
745 FOR I=1 TO N
750 C2(I)=Z(I)
755 D2(I)=M(I)
760 X(I)=N(I)+C2(I)*H/2
765 Y(I)=B(I)+D2(I)*H/2
770 NEXT I
772 IF K2=.2 THEN 1125
773 IF F4=.1 THEN 1105
785 IF K2=.1 THEN 846
795 Y3=K2+K1/Z2
800 Z3=-2
805 P1=(G3-G1)*(F2-F1)/Z3-(G2-G1)*(F3-F1)/Z3
808 P2=(G2^2-G1^2)*(F3-F1)/Z3-(G3^2-G1^2)*(F2-F1)/Z3
810 P3=F1-P1*(G1^2)-P2*G1
812 Y1=P1*(Y3^2)+P2*Y3+P3
813 P5=(G3-G1)*(A1(G2)-A1(G1))/Z3-(G2-G1)*(A1(G3)-A1(G1))/Z3
815 P6=(G2^2-G1^2)*(A1(G3)-A1(G1))/Z3-(G3^2-G1^2)*(A1(G2)-A1(G1))/Z3
816 P7=A1(G1)-P5*(G1^2)-P6*G1
820 Y2=P5*(Y3^2)+P6*Y3+P7
830 IF K2<.1 THEN 880
846 Y3=K3-K1/Z2
850 P1=(G3-G1)*(F2-F1)/Z3-(G2-G1)*(F3-F1)/Z3
851 Z3=2
852 P2=(G2^2-G1^2)*(F3-F1)/Z3-(G3^2-G1^2)*(F2-F1)/Z3
855 P3=F1-P1*(G1^2)-P2*G1
858 Y1=P1*(Y3^2)+P2*Y3+P3
860 P5=(G3-G1)*(B1(G2)-B1(G1))/Z3-(G2-G1)*(B1(G3)-B1(G1))/Z3
862 P6=(G2^2-G1^2)*(B1(G3)-B1(G1))/Z3-(G3^2-G1^2)*(B1(G2)-B1(G1))/Z3
865 P7=B1(G1)-P5*(G1^2)-P6*G1
870 Y2=P5*(Y3^2)+P6*Y3+P7
880 K=3\GO TO 535
885 FOR I=1 TO N
890 D3(I)=M(I)
895 C3(I)=Z(I)
990 X(I)=N(I)+C3(I)*H
995 Y(I)=B(I)+D3(I)*H
1000 NEXT I
1005 T=T0+H
1010 K=4\GO TO 535
1015 FOR I=1 TO N
1020 C4(I)=Z(I)
1025 D4(I)=M(I)
1030 N(I)=N(I)+H*(C1(I)+2*(C2(I)+C3(I))+C4(I))/6
1035 B(I)=B(I)+H*(D1(I)+2*(D2(I)+D3(I))+D4(I))/6
1040 X(I)=N(I)
1045 Y(I)=B(I)
1050 NEXT I
1055 T0=T
1060 IF K1>=Z2GO TO 190
1065 GO TO 375
1105 Y3=K3-K1/Z2
1108 Z3=2
1109 G7=G1-6\G8=G2-6\G9=G3-6
1110 P1=(G9-G7)*(F2-F1)/Z3-(G8-G7)*(F3-F1)/Z3
1112 P2=(G8^2-G7^2)*(F3-F1)/Z3-(G9^2-G7^2)*(F2-F1)/Z3
1113 P3=F1-P1*(G7^2)-P2*G7
1115 Y1=P1*(Y3^2)+P2*Y3+P3
1117 P5=(G9-G7)*(A2(G2)-A2(G1))/Z3-(G8-G7)*(A2(G3)-A2(G1))/Z3
1118 P6=(G8^2-G7^2)*(A2(G3)-A2(G1))/Z3-(G9^2-G7^2)*(A2(G2)-A2(G1))/Z3
1120 P7=A2(G1)-P5*(G7^2)-P6*G7

```

```
1122 Y2=P5*(Y3^2)+P6*Y3+P7
1123 GO TO 880
1125 Z3=-2
1126 Y3=K4+K1/Z2
1129 G7=G1-5\G8=G2-5\G9=G3-5
1130 P1=(G9-G7)*(F2-F1)/Z3-(G8-G7)*(F3-F1)/Z3
1132 P2=(G8^2-G7^2)*(F3-F1)/Z3-(G9^2-G7^2)*(F2-F1)/Z3
1135 P3=F1-P1*(G7^2)-P2*G7
1140 Y1=P1*(Y3^2)+P2*Y3+P3
1150 P5=(G9-G7)*(B2(G2)-B2(G1))/Z3-(G8-G7)*(B2(G3)-B2(G1))/Z3
1155 P6=(G8^2-G7^2)*(B2(G3)-B2(G1))/Z3-(G9^2-G7^2)*(B2(G2)-B2(G1))/Z3
1160 P7=B2(G1)-P5*(G7^2)-P6*G7
1170 Y2=P5*(Y3^2)+P6*Y3+P7
1180 GO TO 880
1200 END
```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 - BELL, ROBERT AND LOCKTON, H. "NUMERICAL CONTROL OF MACHINE TOOL".
UNIVERSITY OF MANCHESTER INSTITUTE OF SCIENCE & TECHNOLOGY
- 2 - DAVISON; EDWARD J. "THE ROBUST DESCENTRALIZED CONTROLE OF A
GENERAL SERVOMECHANISM PROBLEM". IEEE TRANS. ON AUTOMATIC CONTROL.
VOL. AC-21 , N° 1, FEBRUARY 1976, pp. 14-24
- 3 - OLESTEN, NILS O. "NUMERICAL CONTROL". JOHN WILEY & SONS, INC.
EE.UU. 1970
- 4 - DAVISON, EDWARD J. "THE ROBUST CONTROL OF A SERVOMECHANISM
PROBLEM FOR LINEAR TIME-INVARIANT MULTIVARIABLE SYSTEMS".
IEEE TRANS. ON AUTOMATIC CONTROLE, VOL. AC-21, N° 1, FEBRUARY
1976, pp.25-34
- 5 - PEARSON, JAMES B. "COMPENSATOR DESIGN FOR DYNAMIC OPTIMIZATION".
INT. J. CONTROLE, VOL 9, N° 4, pp. 473-482
- 6 - PEARSON, JAMES B. AND DING, CHAI Y. "COMPENSATOR DESIGN FOR
MULTIVARIABLE LINEAR SYSTEMS". IEEE TRANS. ON AUTOMATIC CONTROL,
APRIL 1969, pp. 130-134
- 7 - PFAU, DIETER H. E JUNGSMANN, KURT G. "PROGRAMAÇÃO MANUAL DE CON-
TROLE NUMÉRICO". CURSO DESENVOLVIDO PELA ENGENHARIA MECÂNICA
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, NOVEMBRO 1978
- 8 - POO, AUN-NEOW; BOLLINGER, JOHN G. AND YOUNKIN, GEORGE W.
"DYNAMIC ERRORS IN TIPE 1 CONTOURING SYSTEMS". IEEE TRANS.
ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL IA-8, N° 4 , JULY/AUGUST 1972,
pp.477-484

- 9 - LIVRAMENTO, C. ALBERTO
TESE DE MESTRADO EM DESENVOLVIMENTO - UFSC
- 10 - KOREN, YORAM AND SHANI, ALEXANDER. "NUMERICAL CONTROL OF A LATHE". IEEE TRANS. ON INDUSTRY AND GENERAL APPLICATIONS". VOL IGA-6, Nº2, MARCH/APRIL, pp. 175-179
- 11 - BELL, ROBERT AND PENNINGTON, A. DE. "THE DESIGN OF ACTIVE DAMPING FOR ELETROHYDRAULIC CYLINDER FEED DRIVES". MACHINE TOOL ENGINEERING DIVISION, DEPARTMENT OF MECHANICAL ENGINEERING, UNIVERSITY OF MANCHESTER INSTITUTE OF SCIENCE AND TECNOLOGY.
- 12 - MILNER, D.A. "CONTROLLER SYSTEM DESIGN FOR FEEDRATE CONTROL BY DEFLECTION SENSING OF A MACHINING PROCESS". INT. J. MACH. TOOL DES. RES., VOL 15, pp 19.30
- 13 - SHILLAM, N.F. "THE ON-LINE CONTROL OF CUTTING CONDITIONS USING DIRECT FEEDBACK". MINISTRY OF AVIATION SUPPLY, ROYAL AIRCRAFT ESTABLISHMENT, FARNBOROUGH, pp 16-22
- 14 - CHEN, CHI-TSONG. "INTRODUCTION TO LINEAR SYSTEM THEORY". HOLT, RINEHART AND WISTON, IND. , EE.UU. 1970
- 15 - WIGHTMAN, E.J. "DEVELOPMENTS IN COMPUTER CONTROL SYSTEMS FOR MACHINE TOOLS". THE INSTITUTION OF MECHANICAL ENGINEERS, JAMES CLAYTON LECTURE, PROCEEDINGS 1974, VOL. 188 ?/74
- 16 - DORAISWAMI, RAJAMANI. "CONTROLE ÓTIMO". CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

- 17 - FITZGERALD, A.E.; Jr., CHARLES KINGSLEY; KUKKO, ALENXANDER.
ELETRIC MACHINERY THIRD EDITION, Mc GRAW-HILL BOOK COMPANY
- 18 - MARTIN, S.J. "NUMERICAL CONTROL OF MACHINE TOOL", SENIOR
LECTURE IN PRODUCTION ENGINEERING - NORTH GLOUCESTERSHIRE
TECHNICAL COLLEGE, CHELTENHAM - 1970
- 19 - SIMON, WILHELM "THE NUMERICAL CONTROL OF MACHINE TOOLS"
EDWARD ARNOLD (PUBLISHERS) LTDA - 1973, GERMAN EDITION
- 20 - RODRIGUES, ARTUR RENAN
TESE DE MESTRADO EM DESENVOLVIMENTO - UFSC
- 21 - COSTA, LUIS A. MACHADO
TESE DE MESTRADO EM DESENVOLVIMENTO - UFSC
- 22 - DAVISON, E.J. "THE OUTPUT CONTROL OF LINEAR TIME-INVARIANT
MULTIVARIABLE SYSTEMS WITH UNMEASURABLE ARBRITARY DISTUBANCE",
IEEE. TRANS. AUT. CONTROL, VOL AC-17, N° 5, pp 621-629, OCTOBER
1972.