

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

"PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA ESTRUTURA HÍBRIDA DE CONTROLE DIGITAL, BASEADOS NOS PROBLEMAS DO SERVOMECANISMO ROBUSTO E DO REGULADOR LINEAR DISCRETO".

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, PARA A OBTANÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

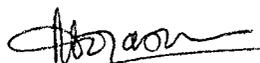
LUIZ ALBERTO MACHADO COSTA

Florianópolis, 29 de junho de 1979.

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA ESTRUTURA HÍBRIDA DE CONTROLE  
DIGITAL, BASEADOS NOS PROBLEMAS DO SERVOMECANISMO ROBUSTO E DO  
REGULADOR LINEAR DISCRETO

Luiz Alberto Machado Costa

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.

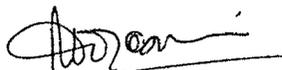
Orientador



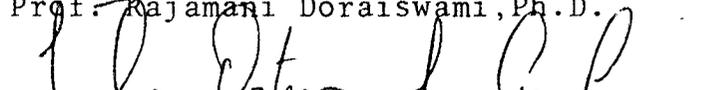
Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca,

D.Sc. Coordenador do Curso

BANCA EXAMINADORA:



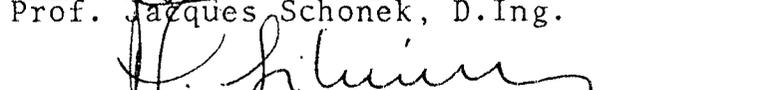
Prof. Rajamani Doraiswami, Ph.D.



Prof. Nelson Ortega da Cunha, Ph.D.



Prof. Jacques Schonek, D.Ing.



Prof. Hamilton Medeiros Silveira, D.Et.



Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca, D.Sc.

À Maria Machado Costa (in memoriam) e  
Ariosto José de Carvalho Costa,  
meus pais

À minha esposa Elisete e  
à minha filha Isadora

## AGRADECIMENTOS

A Rajamani Doraiswami pela inesgotável orientação e incentivo durante a realização deste trabalho.

A Dídio Pereira pelo auxílio na organização datilográfida e pela datilografia deste trabalho.

A Elisete T. Pereira Costa, minha espôsa pelo auxílio no trabalho datilográfico e pela inesgotável compreensão e estímulo, sem os quais as horas de trabalho teriam sido mais difíceis.

Às pessoas que compõem o Laboratório de Máquinas Elétricas pela elevada participação nas montagens práticas.

Aos meus colegas professores e alunos do Departamento de Engenharia Elétrica pela participação direta ou indireta na solução dos problemas técnicos encontrados na elaboração deste trabalho.

A Universidade Federal de Santa Catarina e ao CAPES pelo apoio técnico-financeiro.

A todos aqueles que direta ou indiretamente, influenciaram na composição deste trabalho.

SUMÁRIO

S U M Á R I O

Resumo	1
Abstract	3
Capítulo 1 - Introdução	5
Capítulo 2 - O Problema do Servomecanismo Robusto Discreto	9
2.1 - Introdução	10
2.2 - Resultados Principais	13
2.3 - Provas dos Teoremas 1 e 2	15
2.3.1 - Discussões Complementares	19
2.3.2 - Estabilidade do Sistema Aumentado	20
2.4 - Regulação do Sistema Aumentado	22
2.4.1 - Estabilidade	24
2.5 - Aplicação	25
Capítulo 3 - Computação Híbrida	28
3.1 - Introdução	29
3.2 - Simulação Híbrida	30
3.3 - Metodologia de Computação Interativa	32
3.4 - Alguns Resultados da Simulação Híbrida	37
3.4.1 - Caso 1: Tempo de Amostragem de 0,1s	37
3.4.2 - Caso 2: Tempo de Amostragem de 0,2s	41
3.4.3 - Caso 3: Tempo de Amostragem de 0,5s	44
3.5 - Comentários	46
Capítulo 4 - Programação	48
4.1 - Introdução	49
4.2 - O Programa de Otimização e Controle	50
4.3 - Subrotinas	51
Capítulo 5 - Modelo Matemático do Processo e Determinação de Seus Parâmetros	53
5.1 - Introdução	54
5.2 - Princípio de Funcionamento do Pulsador Reversível	54
5.2.1 - Circuito Básico	54
5.2.2 - Saída e Comando	55
5.2.3 - Circuito de Comutação	57
5.2.4 - Circuito de Comando	58
5.2.5 - Circuito de Dissipação da Energia de Frenagem	59

5.3 - Modelo do Acionador	60
5.4 - Modelagem e Determinação dos Parâmetros do Motor C.C.	61
5.4.1 - Modelagem	61
5.4.2 - Determinação dos Parâmetros do Modelo Usando Respostas ao Degrau	61
Capítulo 6 - Aplicação a um Processo Real - Um motor C.C.	71
6.1 - Introdução	72
6.2 - O Sistema Completo	73
6.3 - Interligação entre Equipamentos	73
6.4 - Blindagem do Sistema de Transmissão e Relação Sinal/Ruído	74
6.5 - Resultados Principais da Aplicação da Estratégia de Controle ao Motor C.C.	75
6.5.1 - Referências e Perturbações do Tipo Constante	75
6.5.2 - Referências e Perturbações do Tipo Seno/Coseno	76
Capítulo 7 - Conclusões e Indicações para Futuros Trabalhos	81
7.1 - Conclusões	82
7.2 - Algumas Indicações para Futuros Trabalhos	83
Apêndice A -	85
Apêndice B -	93
Apêndice C -	99
Referências Bibliográficas	108

RESUMO

R E S U M O

Desejando controlar um processo real com o computador digital, para rastrear um dado sinal de referencia, independente da presença de perturbações, imprecisões na determinação dos parâmetros e cujo desempenho possa ser especificado em dois intervalos de tempo, foi projetada uma estrutura de controle com base no problema do servomecanismo robusto e no problema do regulador ótimo.

O problema do servomecanismo robusto para sistemas lineares discretos de uma entrada e uma saída, com ganhos de realimentação variantes no tempo, é apresentado.

O problema do servomecanismo robusto consiste em se incluir, no sistema, um servocompensador discreto dirigido pelo erro de rastreamento e em se regular o sistema resultante.

A regulação deste sistema aumentado foi feita com base no controle ótimo discreto, com matriz de ponderação de estados variante nos instantes de amostragem, resultando assim, num caso de estrutura variável de controle. Esta estrutura de regulação tem por objetivo fundamental, permitir que se consiga desempenhos diferentes em intervalos de tempo diferentes. Supôs-se o conhecimento de todos os estados.

Após o desenvolvimento da estratégia, considerou-se sua implementação, através do computador digital, no controle da velocidade de um motor C.C. acionado por um conversor estático C.C.-C.C., para rastrear um sinal de referência constante e um sinal senoidal

Um modelo matemático foi então escolhido para o motor C.C. considerado, com base na sua resposta de corrente a uma entrada de grau. Os parâmetros do modelo foram encontrados mediante várias medidas nas respostas de corrente e velocidade, à rotor travado e a vazio, respectivamente.

Várias simulações híbridas foram feitas, afim de determinar os ganhos de realimentação adequados, considerando as restrições físicas do processo em questão.

A estratégia foi então testada no rastreamento de velocidade do motor C.C....

ABSTRACT

A B S T R A C T

The design of a Digital Control strategy based on the theory of Robust Servomechanism and of Linear Regulator is presented, in order to control a process by computer in real time, to track a given signal independent of disturbances and precise parameters and to provide prescribed performance over two time ranges.

The Linear Discrete Robust Servomechanism Problem consists of including in the system a Discrete Compensator driven by tracking error signal and in stabilizing the augmented system.

The stabilization is based on Optimal Discrete Control with time varying weight-value matrix, resulting in a time varying structure of control. This structure has a different time range performance as its subject. All states variables are assumed known.

Once this strategy was developed, it was tied into digital computer. The process is shown to track a constant and sinusoidal signal using the digital computer. The process is a D.C.-motor, driven by D.C.-D.C. static converter.

A mathematical model was found for the D.C.-motor, based on step response of the current. The parameters were found using step response with braket and freed to turn rotor.

Several hybrid simulations were performed, in order to determine the stabilization gains take in account the process physical restrictions.

Finally the strategy was tested with the D.C.-motor above.

CAPÍTULO 1  
INTRODUÇÃO

## 1 - I N T R O D U C Ã O

A implementação de uma estratégia de controle pode ser feita usando dispositivos analógicos ou digitais.

Nas situações onde a precisão, a flexibilidade, a estimação de estados e parâmetros, a adaptação, as estruturas de controle variáveis no tempo, etc. se tornam relevantes, o uso dos computadores digitais é aconselhável. Tais exigências estão presentes, por exemplo nas centrais nucleares<sup>(1)</sup>, no controle numérico<sup>(2)</sup> e controle de carga-frequência de sistemas de potência<sup>(3)</sup>. Contudo, existem ainda algumas restrições no uso de computadores digitais em tempo real, tais como preço, operação série, velocidade, etc., as quais estão sendo reduzidas com o desenvolvimento dos mini e micro processadores.

O problema do servomecanismo robusto tem atraído os especialistas dos últimos tempos. Este problema implica em se encontrar uma estrutura capaz de fazer com que um dado sistema físico siga uma dada referência, independentemente da precisão dos parâmetros e da presença de perturbações<sup>(4)(5)(6)(7)</sup>. Este, aliás, é um problema de controle muito relevante na prática em casos tais como aqueles mencionados anteriormente.

O rudimento da idéia do problema do servomecanismo robusto, já vem sendo largamente usado desde há muito. Sua solução é encontrada na literatura que apresenta técnicas clássicas de controle, para sistemas de uma entrada e uma saída<sup>(8)</sup> e para o caso de várias entradas e várias saídas<sup>(9)</sup>. Em ambos os casos se consideram apenas referências e perturbações do tipo constante e são chamados compensadores PID. Em se tratando de funções de referências e de perturbações mais complexas, tais como senóides, exponenciais, etc., o problema não era resolvido até recentemente.

Há pouco tempo, este problema foi resolvido para o caso mais geral: O Problema do Servomecanismo Robusto Multivariável para quaisquer perturbações não mensuráveis com modos conhecidos e quaisquer referências conhecidas, desde que ambas sejam modeláveis por um sistema linear. Foram encontradas condições de necessidade e

suficiência por Wonham<sup>(4)</sup> e Davison<sup>(5)</sup>. Contudo suas provas são extraídas usando a teoria geométrica e a álgebra avançada, respectivamente, pouco acessíveis à grande parte dos especialistas de nível médio.

Desoer e Wang<sup>(6)</sup> simplificaram a prova usando uma abordagem no domínio da frequência, obtendo aí, condições de suficiência.

Todos os resultados acima foram dirigidos para sistemas contínuos.

O Problema do Servomecanismo Robusto Discreto não foi tratado minuciosamente e, o caso em que os ganhos de realimentação são variantes não foi considerado explicitamente. Pouco explicitamente considerados foram, também, os problemas de controlar um processo contínuo com uma estratégia de controle discreto<sup>(10)</sup>.

Neste Trabalho apresenta-se uma estrutura de controle digital para controle de processos contínuos, de uma entrada e uma saída, sujeito a perturbações observáveis mas não controláveis, sujeito a imprecisões nos parâmetros, a qual garante que a saída segue uma dada referência, nos instantes de amostragem.

A estratégia apresentada visa ainda obter, na planta, desempenhos diferentes em intervalos de tempo diferentes. Esta característica foi obtida, regulando-se o sistema com uma estrutura baseada na solução do Problema do Regulador Linear Discreto com Tempo Final Especificado, usando dois conjuntos de matrizes de ponderação; o que resultou num caso de estrutura variável de controle. A implementação da estrutura de regulação foi feita com a realimentação de todos os estados.

A estrutura, após ter sido simulada, foi testada num processo real, qual seja um motor C.C. com excitação independente, acionado por um conversor C.C.-C.C.<sup>(11)</sup>. Foi necessário, então, encontrar sua modelagem matemática.

Lord e Hwang<sup>(12)</sup> apresentam uma técnica para a escolha do modelo de um motor C.C. com excitação independente, a qual foi utilizada para a escolha do modelo matemático do motor C.C. considerado neste trabalho. Foi feito ainda um estudo para a modelagem do bloco acionador, o qual foi considerado linear e estacionário.

Os parâmetros do modelo foram encontrados mediante uma técnica de medidas nas respostas a degraus de várias amplitudes.

Com o objetivo de comparar as constantes de tempo do modelo e do objeto, foram traçadas suas respectivas saídas, onde o modelo foi simulado analógicamente.

Como a teoria de regulação utilizada neste trabalho não prevê restrições de estados e controle e, como a estratégia de controle proposta seria testada num processo real, foi criada uma estrutura de computação híbrida de simulação. Com esta estrutura, o processo real é apenas substituído pela simulação analógica, pois o programa de otimização e controle é o mesmo a ser usado no processo real. Além disso, optou-se por uma estrutura de programação interativa, ou seja, uma estrutura na qual o usuário pode atuar no programa, de forma simples, sem perder dados que não lhe interessam mudar e atuar no programa em tempo real. Com tais características, foi possível construir um programa global, constituído de um trecho de otimização que calcula a lei de regulação e de um trecho de controle, sendo que estes dois sub-programas são interligados de tal forma que o usuário, a qualquer tempo, pode desviar o controle de programa para um e outro, sem perder os dados de entrada e os dados calculados por último. Com esta computação híbrida conseguiu-se escolher, entre todos os resultados tentados, aqueles casos que mais satisfizeram as restrições práticas. Para isso, foi necessário calcular vários ganhos de realimentação, correspondentes a várias matrizes de ponderação e apreciar os resultados da simulação. Esta providência se fez necessária antes da aplicação prática, pois acelerou bastante a busca de soluções realizáveis.

Dois resultados da simulação híbrida foram implementados: Um para o rastreamento de degrau e outro para rastreamento de seno. As curvas correspondentes são apresentadas no Capítulo 6.

CAPÍTULO 2

O PROBLEMA DO SERVOMECANISMO ROBUSTO DISCRETO

## 2 - O PROBLEMA DO SERVOMECANISMO ROBUSTO DISCRETO

### 2.1 - Introdução

O problema do servomecanismo robusto, isto é, o rastreamento de um sinal dado, na presença de perturbações, independente da precisão no conhecimento de parâmetros, é tratado.

Um tipo de lei de controle com estrutura variável é utilizado para atender desempenhos diferentes nos regimes transitório e permanente. Isto leva a um sistema variante no tempo, o qual não foi tratado explicitamente na literatura. A abordagem é baseada na modificação da planta pela inclusão de um servo compensador capaz de fazer com que a saída da planta seja um movimento de referência desejado e na estabilização da equação do erro<sup>(7)</sup>. A lei de controle com estrutura variável, mencionada acima, é utilizada para a estabilização.

Considere-se o sistema linear, discreto, invariante no tempo, sujeito a perturbações, conforme diagramas da Fig. 2.1, descrito pelas seguintes equações:

$$x_p(k+1) = A_p x_p(k) + B_p u(k) + D_p \xi(k), \quad x_p(0) = x_p^0, \quad k \geq 0$$

$$y(k) = C_p' x_p(k), \quad (2.1)$$

$$x_c(k+1) = A_c x_c(k) + B_c e(k), \quad x_c(0) = x_c^0, \quad k \geq 0$$

$$y_c(k) = C_c' x_c(k), \quad (2.2)$$

$$e(k) = y_{ref}(k) - y(k), \quad (2.2a)$$

cuja lei de controle é dada por:

$$u(k) = K_p(k) x_p(k) + K_c(k) x_c(k) + y_c(k). \quad (2.2b)$$

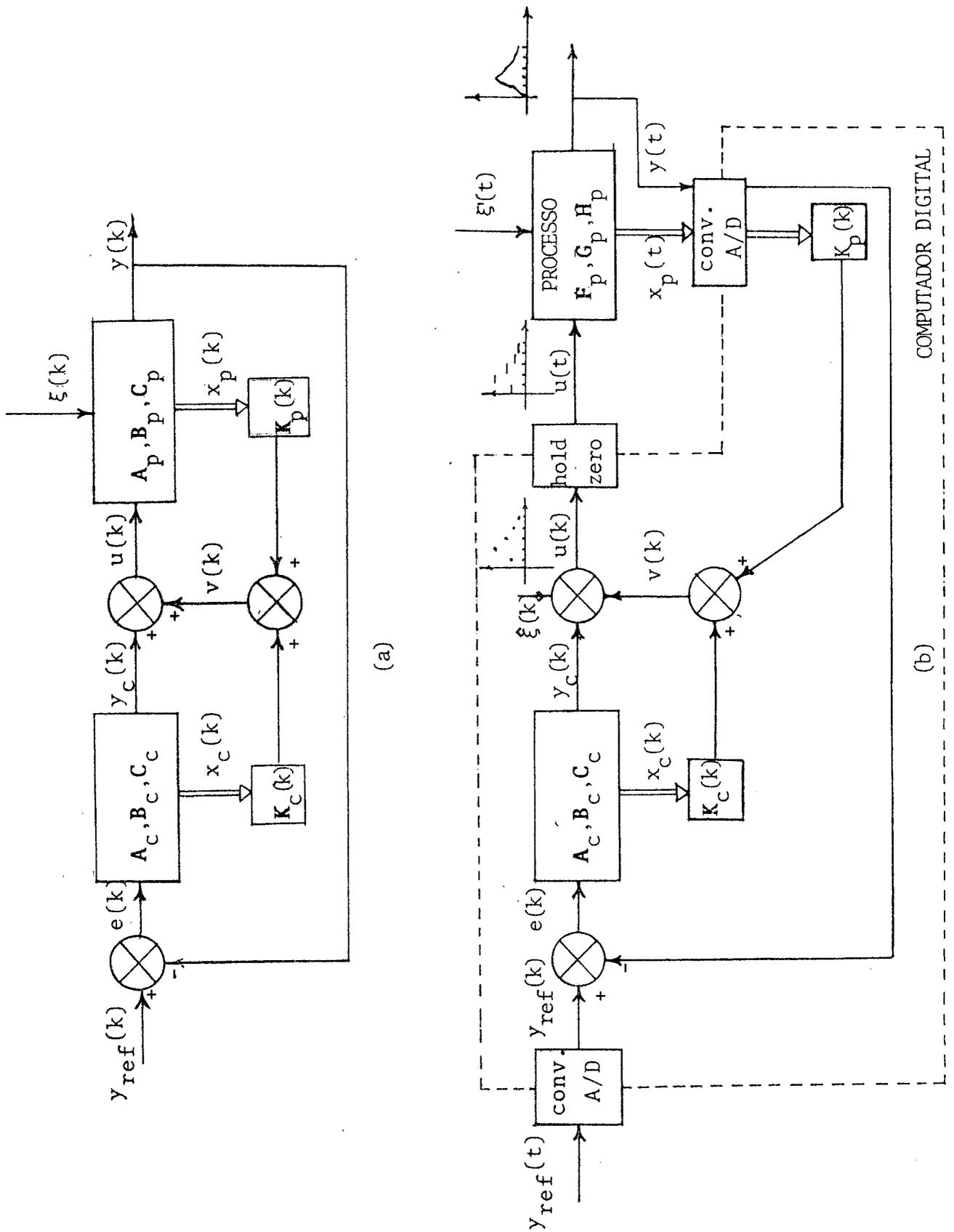


FIGURA 2.1-(a) O sistema aumentado visto do computador. (b) O sistema híbrido: o processo + computador (controlador).

Na Fig.2.1a pode-se reconhecer o sub-sistema descrito por (2.1) como sendo a planta, o sub-sistema descrito por (2.2) como sendo o servocompensador, a relação (2.2a) como sendo o erro de rastreamento, e (2.2b) descreve a lei de controle do sistema. Esta lei pode ser considerada um caso de estrutura variável de controle.

As equações acima descrevem, pois, um sistema aumentado onde  $x_p(k)$  é um n-vetor  $\mathbb{R}^{n \times 1}$  descrevendo os estados da planta,  $u(k)$  é um escalar  $\in \mathbb{R}$  descrevendo a entrada da planta,  $\xi(k)$  é um escalar  $\in \mathbb{R}$  descrevendo uma perturbação afetando a planta,  $y(k)$  é um escalar  $\in \mathbb{R}$  que descreve a saída da planta.  $A_p, B_p, D_p, C_p$ , são matrizes de dimensões apropriadas descrevendo os parâmetros da planta,  $x_c(k)$  é um r-vetor  $\in \mathbb{R}^{r \times 1}$  que descreve os estados do servocompensador,  $e(k)$  é um escalar  $\in \mathbb{R}$  que descreve o erro de rastreamento,  $y_c(k)$  é um escalar  $\in \mathbb{R}$  que descreve a saída do servocompensador,  $y_{ref}(k)$  é um escalar  $\in \mathbb{R}$  que descreve a entrada de referência e  $A_c, B_c, C_c$ , são matrizes de dimensões apropriadas que descrevem os parâmetros do servocompensador e  $K_p(k), K_c(k)$  são matrizes de realimentação com dimensões compatíveis com a planta e o servocompensador, respectivamente.

### Hipóteses:

- (1) O par  $(A_p, B_p)$  é controlável;
- (2) Todos os estados são mensuráveis;
- (3) O sinal de perturbação  $\xi(k)$  pode ser modelado como a saída de um sistema linear invariante no tempo;
- (4) O sinal de referência  $y_{ref}(k)$  pode ser modelado como a saída de um sistema linear invariante no tempo;
- (5) Não há cancelamento entre os zeros da planta com os polos do servocompensador.

Com a estrutura como definido anteriormente, deseja-se então que:

a)  $y(k) \rightarrow y_{ref}(k)$  quando  $k \rightarrow \infty$  para todo  $\xi(k)$  não mensurável, pertencente a uma dada classe de sinais conhecida;

b) o comportamento dinâmico do sistema seja especificado pela minimização de um índice de desempenho dividido em dois, um para cada sub-intervalo de tempo especificados como:  $(0, TF-1)$  e  $(TF, \infty)$ ;

c) a característica a) seja alcançada, independentemente da precisão das matrizes  $A_p, B_p, C_p, K_p(k)$  e  $K_c(k)$ .

Muitos autores<sup>(4)(5)(6)(7)</sup> têm considerado o problema acima, somente que tratando de sistema contínuo, invariante no tempo e apresentam condições de necessidade<sup>(4)(5)</sup> e suficiência<sup>(4)(5)(6)(7)</sup>: Nosso problema, no entanto, tratará de mostrar condições de suficiência para o problema do servomecanismo onde a planta e o servocompensador são discretos e o sistema aumentado é variante nos instantes de amostragem.

A organização deste Capítulo é a que se segue: Na seção 2 são apresentados os principais resultados, ou seja, os teoremas 1 e 2, que mostram as condições de suficiência para que a estrutura de controle proposta satisfaça (a), (b), (c). Na seção 3, esses teoremas são demonstrados. Na seção 4 é apresentada uma alternativa para a estabilização do sistema global, baseada no problema do regulador linear discreto, usando um caso de estrutura variável muito próximo para controle numérico. Na seção 5 é apresentado um exemplo numérico. No Apêndice A são apresentadas três partes com operações e desenvolvimentos algébricos necessários à prova dos teoremas 1 e 2.

## 2.2 - Resultados Principais

Sejam os seguintes teoremas, baseados num recente trabalho de Doraiswami<sup>(7)</sup>, sobre o problema do servomecanismo robusto:

## I-Teorema 1

Dado o sistema aumentado por (2.1), (2.2), (2.2a), (2.2b), onde  $\xi(k)$  satisfaz a seguinte equação de diferença

$$D_1(q)\xi(k)=0; \quad \xi(0) \text{ é desconhecido} \quad (2.3)$$

onde  $D_1(\cdot)$  é um polinômio em  $q$ , de grau  $\leq r$ , e  $q$  é um operador linear, tal que

$$qx(k)=x(k+1); \quad (*)$$

onde  $y_{ref}(k)$  é um sinal pre-estabelecido, que satisfaz a seguinte equação de diferença

$$D_2(q)y_{ref}(k)=0; \quad y_{ref}(0)=y_{ref}^0, \quad k \geq 0 \quad (2.4)$$

onde  $D_2(\cdot)$  é um polinômio em  $q$  de grau  $\leq r$ , onde  $A_C$ ,  $B_C$  e  $C_C$  têm a seguinte forma

$$A_C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & \dots & -a_r \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

$$B_C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

(\*) Além disso,  $qI = \text{diag } \{q\}$

$$C_c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

e que  $\{\lambda(\xi(k)) \cup \lambda(y_{ref}(k))\} \subseteq \lambda(A_c)$

onde

$$\lambda(\xi(k)) \in \mathbb{C}^+, \quad \lambda(y_{ref}(k)) \in \mathbb{C}^+, \quad \lambda(A_c) \in \mathbb{C}^+,$$

onde

$$\lambda(\xi(k)) = \{\lambda_i \mid \lambda_i \text{ é uma raiz de } D_1(q)=0\}$$

$$\lambda(y_{ref}(k)) = \{\lambda_i \mid \lambda_i \text{ é uma raiz de } D_2(q)=0\}$$

$$e \quad \lambda(A_c) = \{\lambda_i \mid \lambda_i \text{ é uma raiz (autovalor) de } \det(qI - A_c)=0\},$$

então  $y(k) = \bar{y}_{ref}(k)$  é sua solução particular independentemente da imprecisão das matrizes  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$ ,  $K_p(k)$ ,  $K_c(k)$  e  $\xi(k)$ .

## II - Teorema 2

Para o sistema aumentado descrito por (2.1) e (2.2),  $y(k) \rightarrow y_{ref}(k)$  quando  $k \rightarrow \infty$  assintoticamente, sse.  $\bar{x}(k+1) = \bar{A}(k)\bar{x}(k)$  é um sistema estável, onde

$$\bar{A}(k) = \begin{bmatrix} A_p + B_p K_p(k) & B_p C_c' + B_p K_c(k) \\ -B_c C_p' & A_c \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

e  $\bar{x}(k)$  é um  $n+r$  - vetor de estado.

### 2.3 - Provas dos teoremas 1 e 2

#### I - Teorema 1

Seja o seguinte sistema, obtido a partir dos sistemas (2.1) e (2.2) designado sistema aumentado

$$\underline{\bar{x}}(k+1) = \underline{\bar{A}}(k)\underline{\bar{x}}(k) + \underline{\bar{B}}y_{\text{ref}}(k) + \underline{\bar{D}}\xi(k),$$

onde  $y(k) \triangleq \underline{\bar{C}}'\underline{\bar{x}}(k)$ ,

$$\underline{\bar{x}}(k) \triangleq \begin{bmatrix} x_p(k) \\ x_c(k) \end{bmatrix} - \text{é um } N\text{-vetor de estado,} \quad (2.9)$$

$$\underline{\bar{B}} \triangleq \begin{bmatrix} \theta \\ \mathbf{B}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_2 \end{bmatrix} - \text{é um } N\text{-vetor de ganhos da entrada } u(k) \text{ da planta,}$$

$$\underline{\bar{D}} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} - \text{é um } N\text{-vetor de ganhos da perturbação } \xi(k) \text{ da planta,}$$

$\underline{\bar{A}}(k)$ , como designada em (2.8),

$$\underline{\bar{C}}' \{c_{p1} \ c_{p2} \ \dots \ c_{pn} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0\} = \{c'_{-p1} \ c'_{-p2}\} - \text{é um } N\text{-vetor de ganhos da saída } y(k),$$

$\theta$  é um  $r$ -vetor nulo e  $N = n+r$ .

Usando o operador  $q$  em (2.9), vem

$$q\underline{\bar{x}}(k) = \underline{\bar{A}}\underline{\bar{x}}(k) + \underline{\bar{B}}y_{\text{ref}}(k) + \underline{\bar{D}}\xi(k)$$

ou

$$\{q\mathbf{I} - \underline{\bar{A}}(k)\}\underline{\bar{x}}(k) = \underline{\bar{B}}y_{\text{ref}}(k) + \underline{\bar{D}}\xi(k).$$

Pre-multiplicando ambos os membros por  $\underline{\bar{C}}'\{q\mathbf{I} - \underline{\bar{A}}(k)\}^{-1}$ , fica, então,

$$y(k) = \underline{\bar{C}}'\{q\mathbf{I} - \underline{\bar{A}}(k)\}^{-1}\underline{\bar{B}}y_{\text{ref}}(k) + \underline{\bar{C}}'\{q\mathbf{I} - \underline{\bar{A}}(k)\}^{-1}\underline{\bar{D}}\xi(k). \quad (2.10)$$

Usando a definição de inversa de uma matriz e pre-multiplicando ambos os lados de (2.10) por  $\det\{q\mathbf{I} - \underline{\bar{A}}(k)\}$ , temos



$$\begin{aligned} \det\{\mathbf{qI}-\bar{\mathbf{A}}(k)\}y(k) &= \det\{\mathbf{qI}-\bar{\mathbf{A}}(k)\}y_{\text{ref}}(k) - \\ &- \det\{\mathbf{qI}-\mathbf{A}_p\mathbf{B}_p\mathbf{k}_p(k)\}\det\{\mathbf{qI}+\mathbf{A}_c\}y_{\text{ref}}(k) + \\ &+ \underline{\mathbf{c}}_{p1} \cdot \text{adj}\{\mathbf{qI}-\mathbf{A}_p-\mathbf{B}_p\mathbf{k}_p(k)\} \cdot \mathbf{d}_1 \det\{\mathbf{qI}-\mathbf{A}_c\}\xi(k) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Dado que

$\{\lambda(\xi(k)\mathbf{U}(y_{\text{ref}}(k))\underline{\mathbf{c}}\lambda(\mathbf{A}_c)\}$ , vem que

$$\det\{\mathbf{qI}-\mathbf{A}_c\}y_{\text{ref}}(k) = 0$$

e

$$\det\{\mathbf{qI}-\mathbf{A}_c\}\xi(k) = 0.$$

Assim,

$$\det\{\mathbf{qI}-\bar{\mathbf{A}}(k)\}y(k) = \det\{\mathbf{qI}-\bar{\mathbf{A}}(k)\}y_{\text{ref}}(k) \quad (2.18)$$

Donde concluimos que

$y(k) = y_{\text{ref}}(k)$  é uma solução de (2,9) como desejado.

## II - Teorema 2

Do teorema 1, decorre que

$$\det\{\mathbf{qI}-\bar{\mathbf{A}}(k)\}e(k) = 0.$$

Disso decorre, imediatamente, que existe uma representação de estado  $\tilde{\mathbf{x}}(k) \in \mathbf{R}$  que

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \bar{\mathbf{A}}(k)\tilde{\mathbf{x}}(k) ; \tilde{\mathbf{x}}(0) = \tilde{\mathbf{x}}^0 \text{ para } k \geq 0, \quad (2.19)$$

e existe um vetor  $\mathbf{C}' \in \mathbf{R}^{1 \times n}$  tal que o par  $\{\mathbf{C}, \bar{\mathbf{A}}(k)\}$  é observável e que

$$e(k) = \mathbf{C}'\tilde{\mathbf{x}}(k).$$

Então, dado que  $y(k) = y_{ref}(k)$  é uma solução de (2.9), para que  $e(k) \rightarrow 0$ , quando  $k \rightarrow \infty$  implica em  $\bar{x}(k) \rightarrow 0$  quando  $k \rightarrow \infty$  e isto é verdade sse.  $\bar{A}(k)$  é estável, ou seja,  $y(k) \rightarrow y_{ref}(k)$  quando  $k \rightarrow \infty$  sse. o sistema autônomo, variante no instante  $k$ , dado por (2.9), é estável. A prova de suficiência é imediata.

### 2.3.1-Discussões Complementares

#### (a) - Robustez

Como foi mostrado, a estrutura de controle proposta tem a propriedade de que  $y(k) \rightarrow y_{ref}(k)$  quando  $k \rightarrow \infty$  para toda  $\xi(k)$  independentemente de imprecisões em  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$  ou dos ganhos  $K_p(k)$  e  $K_c(k)$  sendo apenas necessário que o sistema aumentado dado por (2.9), permaneça estável. Isto é uma observação importante, como diz o próprio Davison (5) em seu trabalho com sistemas contínuos multivariáveis, pois a configuração do sistema de controle proposta, exibe características de robustez.

#### (b) - Modos de $y_{ref}(k)$ e $\xi(k)$

É assumido que os modos de  $y_{ref}(k)$  e  $\xi(k)$  sejam instáveis em (2.3) e (2.4), uma vez que o problema é trivial para modos estáveis.

#### (c) - O Operador $q$

O emprego do operador  $q$  amplia a aplicação da abordagem usada neste trabalho para sistemas variantes no tempo, embora as dificuldades práticas em se trabalhar com esse tipo de sistema ainda permanecem as mesmas, ou seja, se não se conhece as leis de variação.

#### (d) - Entre instantes de amostragem

O uso desta abordagem para controle de processos contínuos, embora garanta os resultados acima descritos nos teoremas 1 e 2 para os instantes de amostragem, entre estes instantes nada se pode afirmar. Este fato é importante para a determinação do intervalo de amostragem, pois, dependendo da planta de  $y_{ref}(k)$  e de  $\xi(k)$ ,

entre os instantes de amostragem, podem ocorrer desvios indesejáveis na saída do processo. Livramento<sup>(15)</sup> faz um estudo de casos mostrando o comportamento da saída do processo entre os instantes de amostragem, onde considera, em detalhes, os problemas de perturbações contínuas atuantes no mesmo. É oportuno citar o trabalho de Halanay, Rasvan<sup>(10)</sup> como um dos únicos a abordar o problema de sistemas de controle híbridos.

### 2.3.2 - Estabilidade do Sistema Aumentado

A estabilidade de  $\bar{\mathbf{A}}(k)$  implica na estabilidade de  $\mathbf{A} + \mathbf{BK}(k)$ , onde

$$\mathbf{A} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & \mathbf{B}_p \mathbf{C}'_c \\ -\mathbf{B}_c \mathbf{C}'_p & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} - \text{é uma matriz quadrada constante e } \mathbf{R}, n \times n$$

$$\mathbf{B} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \\ \theta \end{bmatrix} - \text{é um } n\text{-vetor constante,}$$

e

$$\mathbf{K}(k) \triangleq \{ \mathbf{K}_p(k), \mathbf{K}_c(k) \},$$

ou seja, na estabilidade do sistema dado por (2.9) com  $y_{ref}(k) = \xi(k) = 0$ . Em suma, temos que regular a equação dinâmica dada por

$$\bar{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}\bar{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}v(k), \quad (2.20)$$

onde

$$v(k) \text{ é um escalar } \in \mathbf{R},$$

onde

$$v(k) = \mathbf{K}(k) \bar{\mathbf{x}}(k). \quad (2.21)$$

Propõe-se para regulação, a seguinte estratégia:

Minimizar-se o índice de desempenho quadrático

$$J(u(k)) = \frac{1}{2} \left[ \|\bar{\mathbf{x}}(TF)\|_{\mathbf{P}(TF)}^2 + \sum_{k=0}^{TF-1} \{ \|\bar{\mathbf{x}}(k)\|_{\mathbf{Q}}^2 + \|u(k)\|_{\mathbf{R}}^2 \} \right] +$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{k=TF}^{\infty} \{ \|\bar{\mathbf{x}}(k)\|_{\mathbf{Q}}^2 + \|u(k)\|_{\mathbf{R}}^2 \}$$

onde

$\mathbf{Q}$  - É uma matriz simétrica semi-definida positiva  $\in \mathbf{R}^{n \times n}$ ,

$\bar{\mathbf{Q}}$  - É uma matriz simétrica definida positiva  $\in \mathbf{R}^{n \times n}$ ,

$\mathbf{P}(TF)$  - É uma matriz simétrica semi-definida  $\in \mathbf{R}^{n \times n}$ ,

$\mathbf{R}$  - É um escalar positivo  $\in \mathbf{R}$ ,

$\bar{\mathbf{R}}$  - É um escalar positivo  $\in \mathbf{R}$ ,

resolvendo uma equação matricial de diferença de Riccati.

## 2.4 - Regulação do Sistema Aumentado

Como a alternativa para a estabilização de (2.20), propõe-se um caso de estrutura variável baseado no problema do regulador linear discreto, ou seja, duas estruturas de regulação em dois intervalos de tempo: num sub-intervalo ganhos de realimentação variantes no tempo e no outro sub-intervalo, ganhos constantes.

Usou-se esta alternativa, pelo fato de se desejar atender especificações de desempenho diferentes em intervalos de tempo diferentes. Durante o transitório, devido à mudança de condições iniciais do sinal de referencia  $y_{ref}(k)$ , deseja-se rapidez de resposta, regulando-se a equação do erro  $e(k)$  com ganhos de realimentação variantes no tempo e após tal período, deseja-se apenas a regulação do erro para manter a estabilidade, usando ganhos de realimentação constantes.

Durante o primeiro período, a matriz  $K(k)$  é obtida da minimização do funcional quadrático seguinte:

$$J(u(k)) = \frac{1}{2} \left[ \|\bar{x}(TF)\|_{P(TF)}^2 + \sum_{k=0}^{TF-1} \{ \|\bar{x}(k)\|_Q^2 + \|v(k)\|_R^2 \} \right], \quad (2.22)$$

sujeito a (2.9), cuja solução é

$$v(k) = -R^{-1} B' (A^{-1})' \{ P(k) - Q \} \bar{x}(k), \quad (ii) \quad (2.23)$$

onde  $P(k)$  é solução da equação matricial de diferença de Riccati.

$$P(k) = A' P(k+1) \{ I + BR^{-1} B' P(k+1) \}^{-1} A + Q; \quad (ii) \quad P(TF) \text{ dada.} \quad (2.24)$$

Mais simplesmente, a lei de controle para o primeiro intervalo é da forma

$$v(k) = K(k) \bar{x}(k),$$

onde  $K(k)$  é uma matriz  $l \times N$  no instante  $k$ .

No período seguinte, a matriz  $K(k)$  é obtida da minimização do funcional

$$J(u(k)) = \frac{1}{2} \sum_{k=TF}^{\infty} \left[ \|\bar{x}(k)\|_{\bar{Q}}^2 + \|v(k)\|_{\bar{R}}^2 \right] \quad (2.25)$$

sujeito a (2.9), cuja solução é

$$v(k) = -\bar{R}^{-1} \bar{B}' (\bar{A}^{-1})' (P-Q) \bar{x}(k) \quad (2.26)$$

onde  $P = \text{cte.}$ , satisfaz a seguinte equação quadrática

$$(\bar{Q} \bar{A}^{-1} \bar{B} \bar{R}^{-1} \bar{B}' + \bar{A}') P - P \bar{A}^{-1} - P \bar{A}^{-1} \bar{B} \bar{R}^{-1} \bar{B}' P + \bar{Q} \bar{A}^{-1} = \theta \quad (2.27)$$

onde  $\theta$  é um  $n+r$  - vetor nulo

e pode ser obtida pela integração de (2.27) com TF infinito ou mais praticamente, TF muito grande comparado com o tempo de acomodamento do sistema e  $P(TF) = \theta$ . Mais simplesmente, a lei de controle para o segundo intervalo é da forma

$$v(k) = \bar{K} \bar{x}(k) \quad (2.28)$$

onde  $\bar{K}$  é uma matriz constante de ordem  $1 \times N$ .

Observa-se que a estrutura de regulação proposta, sugere o sistema mostrado na Fig. 2.2. O sistema resultante, tem, então a seguinte estratégia de regulação

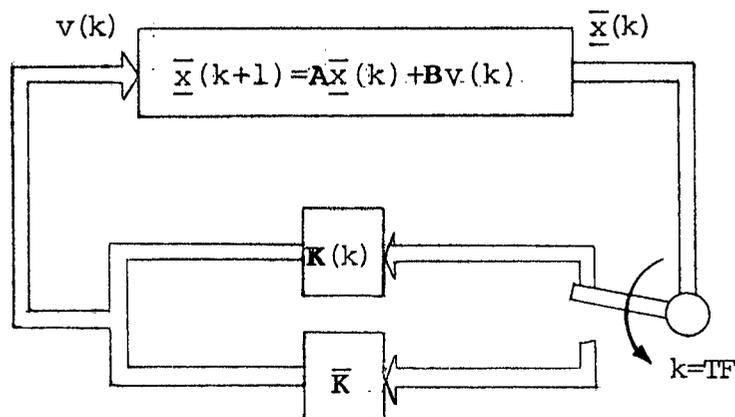


FIGURA 2.2 - Um caso de estrutura variável, para a regulação do sistema dado por (3.9).  $\bar{A}(k) = \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}(k)$  para  $0 \leq k \leq TF-1$  e  $\bar{A} = \mathbf{A} + \mathbf{B}\bar{\mathbf{K}}$  para  $TF \leq k < \infty$

$$v(k) = \begin{cases} \mathbf{K}(k)\bar{\mathbf{x}}(k) & \text{para } 0 \leq k \leq TF-1 \\ \bar{\mathbf{K}}\bar{\mathbf{x}}(k) & \text{para } TF \leq k < \infty \end{cases} \quad (2.29)$$

Para evitar variação brusca da lei de controle quando na passagem de  $k=TF-1$  para  $k=TF$ , impõe-se que

$$\mathbf{P}(TF) = \mathbf{P}, \quad (2.30)$$

isto é, a sequência  $\{\bar{\mathbf{K}}(k)\}$  para  $0 \leq k \leq TF-1$  é obtida com a condição terminal  $\mathbf{P}(TF) = \mathbf{P}$ . Isto sugere o seguinte algoritmo

- 1) Resolver (2.24) para  $TF \rightarrow \infty$  e encontrar  $\mathbf{P}$  com  $\mathbf{P}(TF) = \theta$
- 2) Resolver (2.24) para  $TF$  dado e encontrar a sequência  $\{\mathbf{P}(k)\}$ ;  $k=0, \dots, TF-1$  com a condição terminal  $\mathbf{P}(TF) = \mathbf{P}$ ;
- 3) Aplicar a seguinte sequência infinita de ganhos correspondente a  $\bar{\mathbf{K}}(k)$

$$\{\bar{\mathbf{K}}(0), \bar{\mathbf{K}}(1), \dots, \bar{\mathbf{K}}(TF-2), \bar{\mathbf{K}}(TF-1), \bar{\mathbf{K}}, \dots, \bar{\mathbf{K}}, \dots\}$$

ao sistema dado por (2.20).

#### 2.4.1-Estabilidade

LEMA: O sistema dado por (2.20) regulado por (2.29) é estável, assintoticamente se  $\bar{\mathbf{Q}} > 0$ .

PROVA: Y. Bar-Ness (14) mostra que se o par  $\{A, B\}$  é controlável e  $\bar{\mathbf{Q}} > 0$ , o sistema dado por (2.20) é assintoticamente estável, ou seja, para  $TF \leq k$ ,

$\bar{\mathbf{x}}(k+1) = (A + B\bar{\mathbf{K}})\bar{\mathbf{x}}$  é assintoticamente estável. Como a estrutura proposta é regulada desta maneira a partir de  $TF$ , o sistema regulado por (2.29) é assintoticamente estável se  $\bar{\mathbf{Q}} > 0$ .

## 2.5 - Aplicação

Considere-se o processo constituído de um motor C.C. e de um conversor C.C.-C.C., apresentado no Capítulo 5, cujo modelo matemático é o seguinte

$$\begin{aligned}\dot{\omega}(t) &= -00,309\omega(t) + 08,1i(t) + \gamma(t) \\ \dot{i}(t) &= -12,940\omega(t) - 29,3i(t) + 166,87u(t),\end{aligned}$$

onde  $i(t)$  e  $\omega(t)$  são a corrente de armadura e a velocidade angular, respectivamente e onde  $\gamma(t)$  é uma perturbação.

A representação discreta correspondente, do processo acima citado, para um tempo de amostragem  $T_a = 0,5s$ , é

$$\begin{aligned}\omega(k+1) &= 0,125\omega(k) + 0,04i(k) + 10,4u(k) + \xi_1(k) \\ i(k+1) &= -0,065\omega(k) + 0,02i(k) + 1,2u(k) + \xi_2(k),\end{aligned}$$

$$\text{onde } [\xi_1(k) \ \xi_2(k)]' = \int_0^{T_a} e^{\mathbf{A}_p \tau} \mathbf{D}_p \gamma[(k+1)T_a - \tau] d\tau,$$

$$\text{onde } \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -00,309 & 8,1 \\ -12,940 & -29,3 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{D}_p = [1 \ 0].$$

Suponha-se que  $\gamma(t)$  pertence a uma classe de funções, tal que  $\xi_1(k) = d\xi_2(k)$ , e que  $\xi_2(k)$  pertença também à classe de  $\gamma(t)$  para  $t = kT_a$ . Com estas suposições, tem-se finalmente,

$$x_p(k+1) = \mathbf{A}_d x_p(k) + \mathbf{B}_d u(k) + \mathbf{D}_d \xi_2(k),$$

$$\text{onde } \mathbf{D}_d = [d \ 1].$$

O sistema aumentado correspondente, tem a seguinte equação dinâmica, para  $\xi_2(k) = \underline{cte}$  e  $y_{ref}(k) = \underline{cte}$ :

\* É o caso, por exemplo, das constantes, rampas, etc.

$$\bar{x}(k+1) = \begin{bmatrix} 0,125 & 0,04 & 10,40 \\ 0,065 & -0,02 & 1,22 \\ -1,000 & 0,00 & 1,00 \end{bmatrix} \bar{x}(k) + \begin{bmatrix} 10,40 \\ 1,22 \\ 0,00 \end{bmatrix} v(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} y_{\text{ref}}(k) + \begin{bmatrix} d \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \xi_2(k),$$

$$y(k) = [1 \quad 0 \quad 0] \bar{x}(k),$$

onde

$$\bar{x}(k) = [x_p(k) \quad x_c(k)].$$

Já foi visto no item 2.3.2 que para efeitos de estabilização, considera-se apenas a equação dinâmica anterior, com  $y_{\text{ref}} = \xi_2 = 0$ , ou seja, a estabilidade do sistema depende apenas do par  $(A, B)$ , onde

$$A = \begin{bmatrix} 0,125 & 0,04 & 10,40 \\ -0,065 & -0,02 & 1,22 \\ -1,000 & 0,00 & 1,00 \end{bmatrix} \text{ e } B = \begin{bmatrix} 10,40 \\ 1,22 \\ 0,00 \end{bmatrix}.$$

A lei de controle ótimo foi encontrada pela solução de (2.24) nos dois sub-intervalos de tempo, com os seguintes dados

$$\begin{aligned} \bar{Q}, \bar{R} &\text{ foram escolhidas e encontrou-se} \\ P(TE) &= \bar{P} = 20I, \\ Q &= 50I, \\ R &= 150, \\ TF &= 2. \end{aligned}$$

A planta contínua foi simulada no RA 770, computador analógico e controlada pelo PDP 11/40, um computador digital. Após várias iterações e, observando a tendência dos resultados, obteve-se os dados acima que forneceram à planta contínua, com o PDP em malha fechada, o desempenho mostrado na Fig. 2.3.

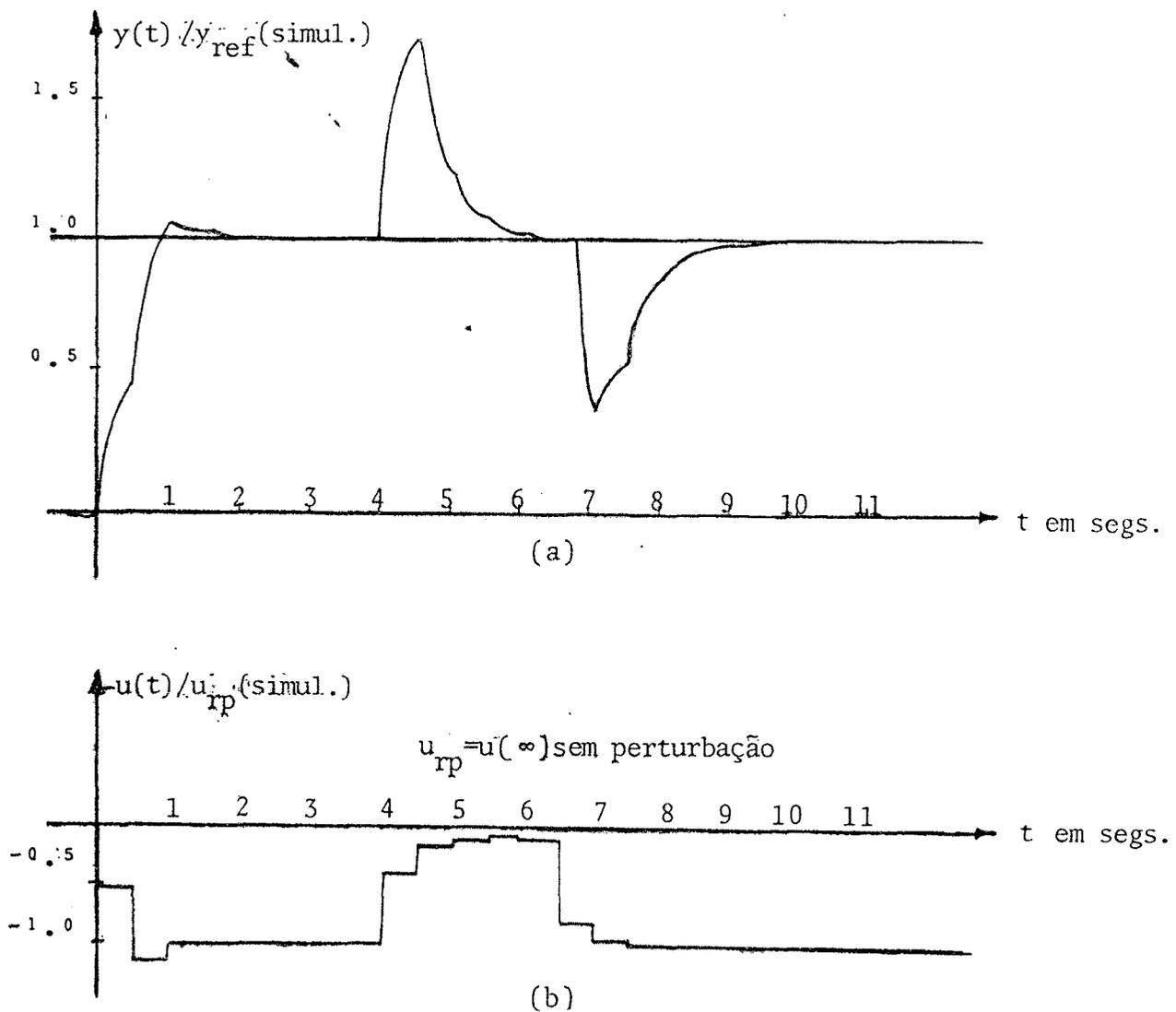


FIGURA 2.3 - (a) Saída do motor c.c. (simulação), compensado e regulado. (b) Controle correspondente.

CAPÍTULO 3  
COMPUTAÇÃO HÍBRIDA

### 3 - COMPUTAÇÃO HÍBRIDA

#### 3.1 - Introdução

Neste Capítulo, apresenta-se resultados de uma simulação híbrida da estratégia de controle proposta no Capítulo 1, onde o processo (motor C.C.) é simulado no computador analógico e o computador digital PDP 11/40, executa a estratégia de controle, tal qual é usada no controle do processo real, apresentado no Capítulo 6.

Embora se analise apenas os casos com referências e perturbações dos tipos constantes e senoidais, sua extensão para casos mais gerais é feita por Livramento<sup>(15)</sup>. Além disso, nesta simulação encontrou-se num detalhamento mais aprofundado com relação ao problema de especificação de TF com relação a um conjunto de escolhas das matrizes de ponderação. Mostram os resultados desta simulação que é possível encontrar uma sequência de controle tal que o sistema atinja uma vizinhança muito pequena do valor desejado em TF iterações, ao contrário do controle "Dead-Beat"<sup>(16)</sup>, que está limitado à ordem N do sistema, embora garanta que o sistema convirja para o ponto de equilíbrio em N intervalos de amostragem.

Além desta preocupação, nessa simulação híbrida deparou-se com problemas bastante reais que tiveram que ser considerados: A restrição de controle; a incerteza na medida dos estados, devido ao ruído de transmissão; ao erro de quantização dos conversores, A/D e D/A e, os erros numéricos.

Embora estes problemas não tenham sido explicitamente considerados no problema de regulação e compensação exposto no Capítulo 2, eles apareceram e foram contornados pela escolha das matrizes de ponderação, devido a proximidade da simulação híbrida com a prática. Ela tem sido muito útil para a solução antecipada de muitos problemas reais.

Este Capítulo está organizado da seguinte forma: Na seção 2 é preparada a simulação do processo com escalonamento de amplitude; diagrama analógico e aspectos gerais do sistema global de controle. Na seção 3 apresenta-se um caso de otimização, com gráficos da evolução da matriz  $\mathbf{K}(k)$  nos dois subintervalos de  $0 \leq k \leq T$  com T

grande, evidenciando a sua constância para  $TF \leq k \leq T$  e a variação no primeiro intervalo. Na seção 4 são apresentados alguns casos de computação iterativa, mostrando a sua necessidade para alcançar os objetivos desejados. Nesta amostra, são apresentadas curvas da saída da planta contínua e do vetor de controle após ter sido passado por um "hold" de ordem zero, além das matrizes de ponderação utilizada para cada caso. Na seção 5 são apresentados alguns comentários a respeito dos resultados e do sistema em geral.

### 3.2 - Simulação Híbrida

Seja simular o seguinte sistema<sup>(\*)</sup> num computador analógico, onde a unidade básica de tensão é 10V

$$\begin{aligned} \dot{i}(t) &= -29,32i(t) - 12,940\omega(t) + 166,87u(t), \\ \dot{\omega}(t) &= 8,100\dot{i}(t) - 0,309\omega(t) + \gamma(t), \end{aligned} \quad (3.1)$$

Das experiências realizadas no Capítulo 5, verificou-se que os máximos das variáveis estão abaixo dos seguintes valores

$$\begin{aligned} i_{\text{máx}} &= 40\text{A} \\ \omega_{\text{máx}} &= 100\text{rd/s} \\ \dot{i}_{\text{máx}} &= 100\text{A/s} \\ \dot{\omega}_{\text{máx}} &= 50\text{rd/s}^2 \end{aligned}$$

Sejam as seguintes variáveis de simulação, as quais atingirão, no máximo, 10v na unidade do computador

$$\{0,25i(t)\}; \{0,1\omega(t)\}; \{0,1\dot{i}(t)\} \text{ e } \{0,2\dot{\omega}(t)\}.$$

O sistema pode ser descrito por

$$\begin{aligned} 10\{0,1\dot{i}(t)\} &= -29,32.4.\{0,25i(t)\} - 12,94.10.\{0,1\omega(t)\} + 166,87u(t) \\ 5\{0,2\dot{\omega}(t)\} &= 8,10.4\{0,25\dot{i}(t)\} - 0,305.10\{0,1\omega(t)\} + \gamma(t), \end{aligned} \quad (3.2)$$

sem alterá-lo.

(\*) - Esse sistema é, por conveniência, o modelo matemático do motor C.C. com o conversor obtido no Capítulo 5.

Dividindo a primeira equação por 10, a segunda por 5 e efetuando os devidos cálculos, (3.2) se escreve

$$\dot{\{i(t)/10\}} = -11,73\{i(t)/4\} - 12,94\{\omega(t)/10\} + 16,687u(t)$$

$$\dot{\{\omega(t)/5\}} = 6,48\{i(t)/4\} - 0,618\{\omega(t)/10\} + \gamma'(t) \quad (3.3)$$

onde  $\gamma'(t) = \gamma(t)/5$

Resulta de (3.3), o diagrama analógico de Fig. 3.1

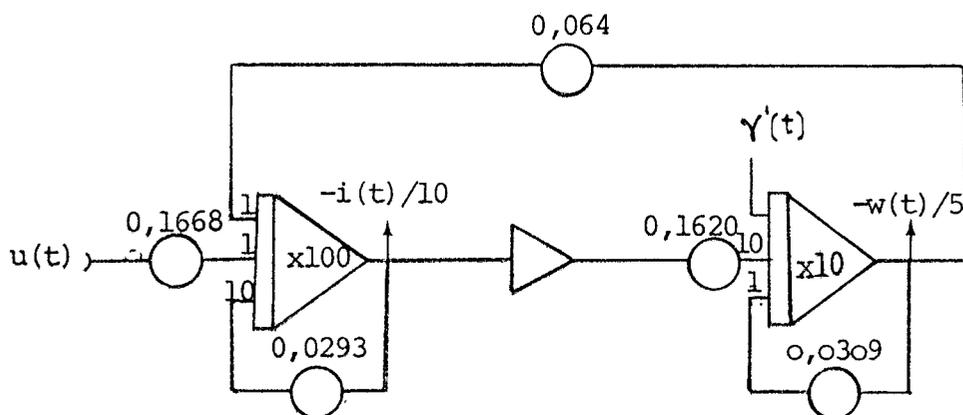


FIGURA 3.1 - Diagrama analógico do sistema (3.1) escalonado em amplitude.

A Fig. 3.2 mostra um aspecto geral da estrutura híbrida utilizada para simulação, que é utilizada para a obtenção

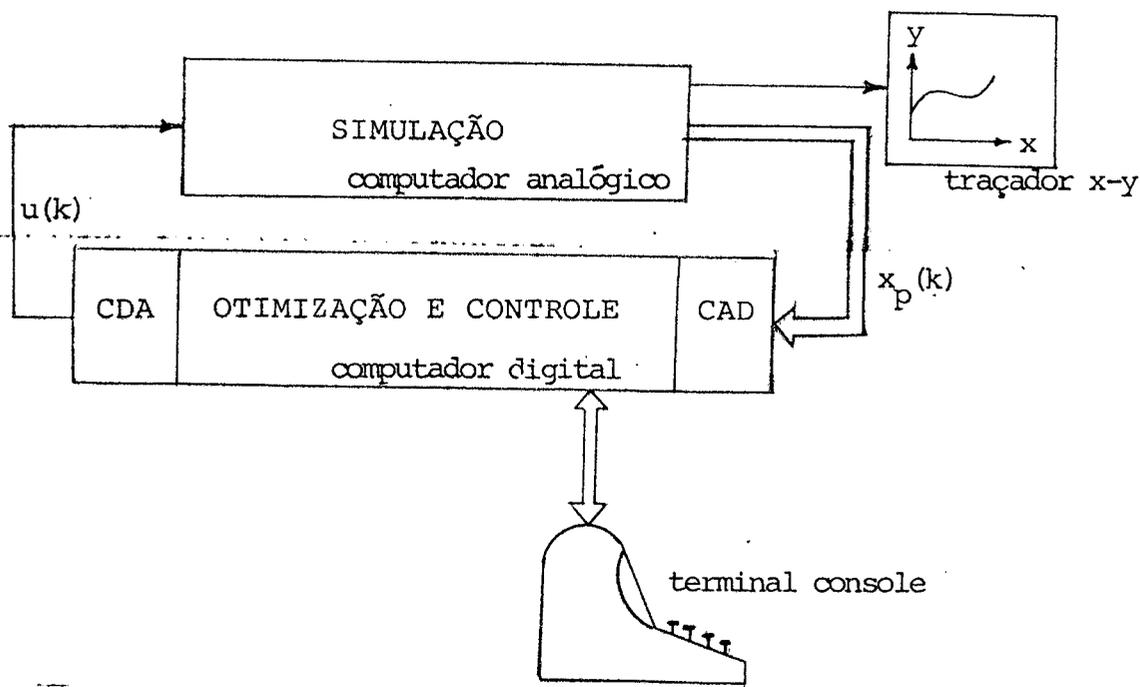


FIGURA 3.2 - Estrutura global de simulação e computação interativa.

dos resultados do item 3.4. Esta estrutura permite que a qualquer instante o usuário modifique as condições iniciais de referência ou interrompa o controle, automaticamente, para decidir se retorna ao controle ou se volta ao programa de otimização. Maiores detalhes, com relação à estratégia de programação, estão no Capítulo 6.

Como pode ser observado na Fig. 3.2, há um traçador x-y para que o usuário grave os resultados para comparação com outros. Além do emprego da estrutura da Fig. 3.2 para computação iterativa, ela foi igualmente utilizada para uma verificação realista da estratégia de controle desenvolvida no Capítulo 2. As mesmas curvas da seção 3, mostram que os objetivos desejados são, praticamente, atingidos para o processo, embora isto somente seja garantido nos instantes de amostragem. Em geral não há seguimento entre amostragens, mas o desvio pode ser melhorado por uma boa escolha do tempo de amostragem<sup>(15)</sup>.

### 3.3 - Metodologia de Computação Interativa

A metodologia utilizada para a computação interativa visa dois objetivos básicos: Em primeiro lugar deseja-se encontrar uma estrutura computacional, capaz de atender às necessidades na obtenção da sequência de ganhos de realimentação e, em segundo, que se disponha de meios simples e rápidos de se desviar para um ponto do bloco de programação, onde está localizada a malha com os algoritmos de controle e vice-versa.

No caso presente, o primeiro objetivo é alcançado por um programa de otimização no qual se entra com o equivalente discreto do sistema a controlar, com as matrizes de penalidades e com o tempo final. Neste mesmo bloco saem, impressos num terminal, os resultados do programa de otimização. O segundo objetivo é cumprido por uma etapa de controle em tempo real, onde o usuário tem acesso sobre uma variável que seleciona a referência a qualquer momento, sem interrupção do controle e, de uma variável de conversação que dá ao usuário a chance de, a qualquer momento, voltar ao programa de otimização.

Com a estratégia de controle adotada, o usuário deve executar nove passos em cada iteração: No primeiro entra com os dados do

problema de otimização para o intervalo  $TF \leq k \leq T$ , onde  $T$  é grande, ou seja, no segundo intervalo de regulação; no segundo passo, após o cálculo, verifica o resultado; no terceiro decide se refaz o cálculo para outros dados ou se prossegue; no quarto passo retorna a otimizar, porém, visando cobrir agora o intervalo  $0 \leq k \leq TF-1$ , usando o resultado do passo anterior como condição final para esse intervalo; no quinto verifica o resultado de etapa precedente. No sexto passo decide se aceita a sequência de ganhos encontrada ou se re-otimiza o problema. É claro que nas primeiras tentativas, no desconhecimento do sistema, o usuário é induzido a prosseguir para verificar o comportamento dinâmico, ao contrário do que pode ocorrer com o amadurecimento, momento em que a leitura das listagens dá uma idéia "a priori" do comportamento do sistema. Caso de seja prosseguir, executa o passo sétimo no qual o usuário desvia o controle do programa através do console, para o laço de compensação e regulação em tempo real, com os ganhos de regulação obtidos nos passos anteriores. No oitavo passo o controle é testado por várias leituras no traçador x-y do computador analógico, para várias amplitudes de referência, fornecidas no console. Finalmente, no momento adequado, o usuário executa o último passo desta iteração, qual seja, através de uma mensagem, codificada, no terminal console, desvia o domínio do programa para o programa de otimização. Maiores detalhes da estrutura de programação são fornecidos no Capítulo 4.

Para melhor ilustração sobre a estratégia adotada para a computação interativa, recorra-se ao fluxograma mostrado na Fig. 3.3. Um código é disponível ao usuário para interromper todo o trabalho, a qualquer momento e, voltar ao domínio do monitor do sistema operacional.

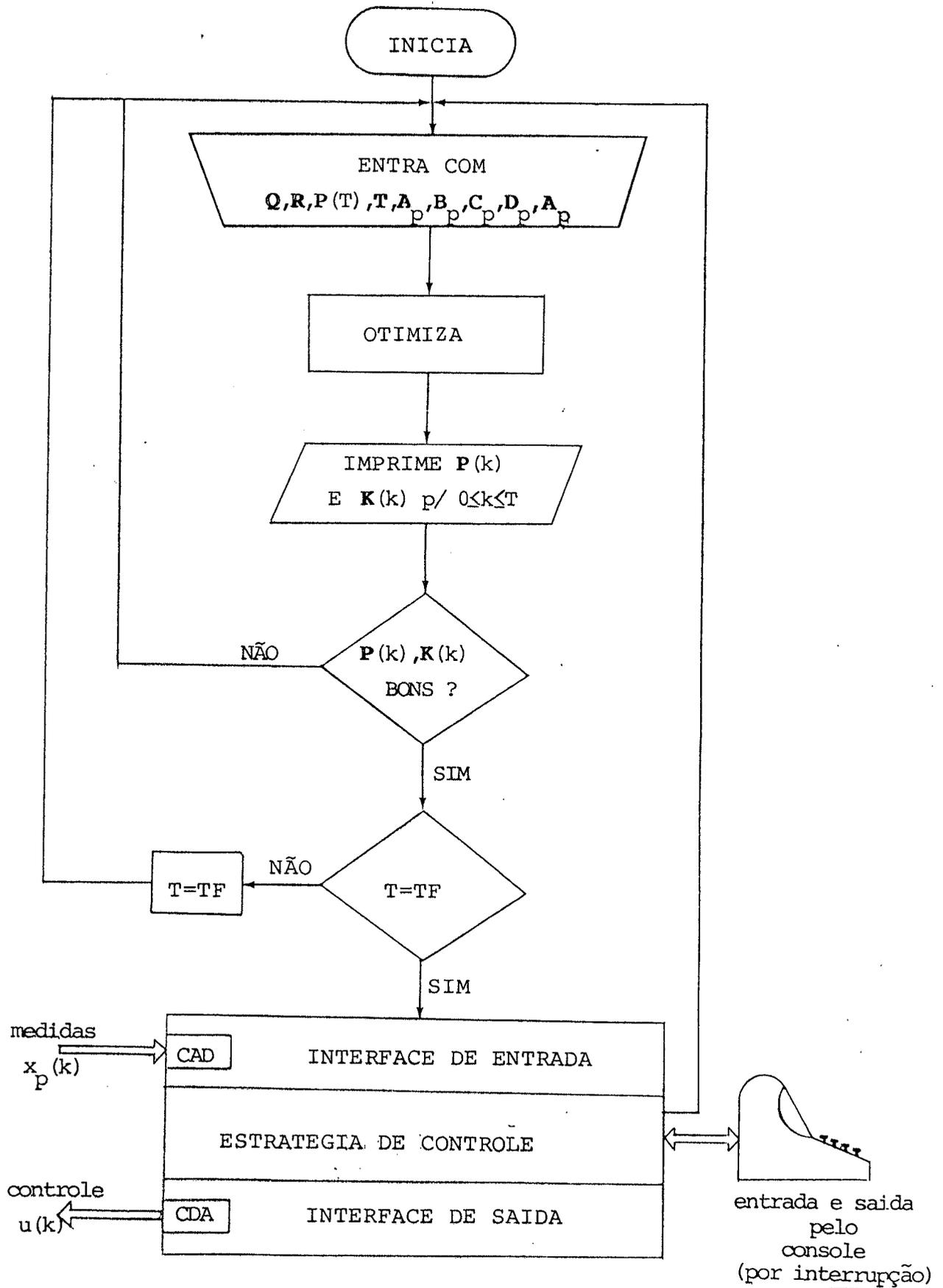


FIGURA 3.3 - Fluxograma ilustrativo da metodologia de computação iterativa de controle.

No Apêndice B estão as listagens com os dados e os resultados do problema de otimização para os dois subintervalos e, a Figura 3.4, mostra os correspondentes gráficos para os elementos de  $K(k)$  para o mesmo intervalo. Esta listagem corresponde ao problema de controle resolvido para o modelo linear discreto do processo em questão, para um tempo de amostragem de 0,5s. Encontram-se na listagem os parâmetros discretos do sistema aumentado, as matrizes de ponderação, as condições terminais, a solução da equação de Riccati para os dois semiintervalos e os ganhos correspondentes. Note-se que o intervalo de tempo suficiente para obter-se a solução estática de Riccati é relativamente pequeno, qual seja, o correspondente a menos que 10 iterações.

Para uma melhor ilustração com relação a comunicabilidade entre o usuário e o computador, apresenta-se, também, uma listagem do terminal contendo todos os passos desde a otimização para o obtenção dos resultados descritos acima até o controle do processo. Observa-se nesta listagem, os seguintes passos: O sistema operacional RT-11SJ V02C-02, da Digital Equipment Corporation, está disponível; o usuário chama o arquivo denominado RIC.SAV para "rodar" e, no domínio deste programa, iniciar um diálogo; o programa pede as dimensões do vetor de estado da planta aumentada e do vetor de entrada da planta, os quais são fornecidos pelo usuário; o usuário é solicitado a fornecer o conteúdo das matrizes  $A, B, Q, R, P(TF), TF$  (suposto infinito) e, o faz; parte do resultado sai após algum tempo (no presente exemplo, cerca de 2s) na impressora rápida; o programa oferece alternativas de controlar "C" ou reotimizar "0" e, o usuário, opta por reotimizar, pois falta encontrar a solução para o segundo trecho; o programa solicita o tipo de modificação que o usuário quer fazer no problema e o usuário opta por modificar as matrizes de ponderação; o programa solicita tais dados, os quais são fornecidos: Neste momento deve entrar  $P(TF) = P = \text{cte}$  encontrado anteriormente e o tempo TF desejado (3 iterações neste exemplo); o usuário agora opta por controlar o processo e fornece o carater "C"; o trecho do programa destinado ao controle está disponível e pede alguns dados; o usuário os fornece e inicia o controle do processo em tempo real; agora o usuário está livre de tomar tres decisões básicas, ou seja, fornecer valores de referência ao sistema de controle em tempo real; retornar ao bloco de otimização ou voltar ao sistema operacional, perdendo, assim, todo o comando sobre o programa; o usuário fornece alguns valores de

referências ao bloco de otimização, opta por retornar e aperta o caracter "0" que não é ecoado no console; o programa reentra num ponto de decisão, de modo a arguir o usuário; em fim, após mais alguma troca de informação, o usuário decide retornar ao sistema operacional, pois já cumpriu os objetivos, aperta a combinação "-1" e o monitor reassume.

Como pode ser notado, esta estrutura operacional fornece flexibilidade bastante para o fim a que se destina: Otimizar - controlar-verificar-otimizar, quantas vezes for necessário, de maneira simples e eficaz, ou seja, permitir ao usuário a escolha do desempenho de forma interativa. Veja-se as respectivas listagens nas páginas seguintes.

Voltando a Fig. 3.4, pode-se observar a lei de controle obtida para este exemplo, representada pelo ganho  $K(k)$  e notar, ainda, que a estratégia de controle proposta é mais versátil que as estratégias de controle a ganho constante, quando se deseja um balanço

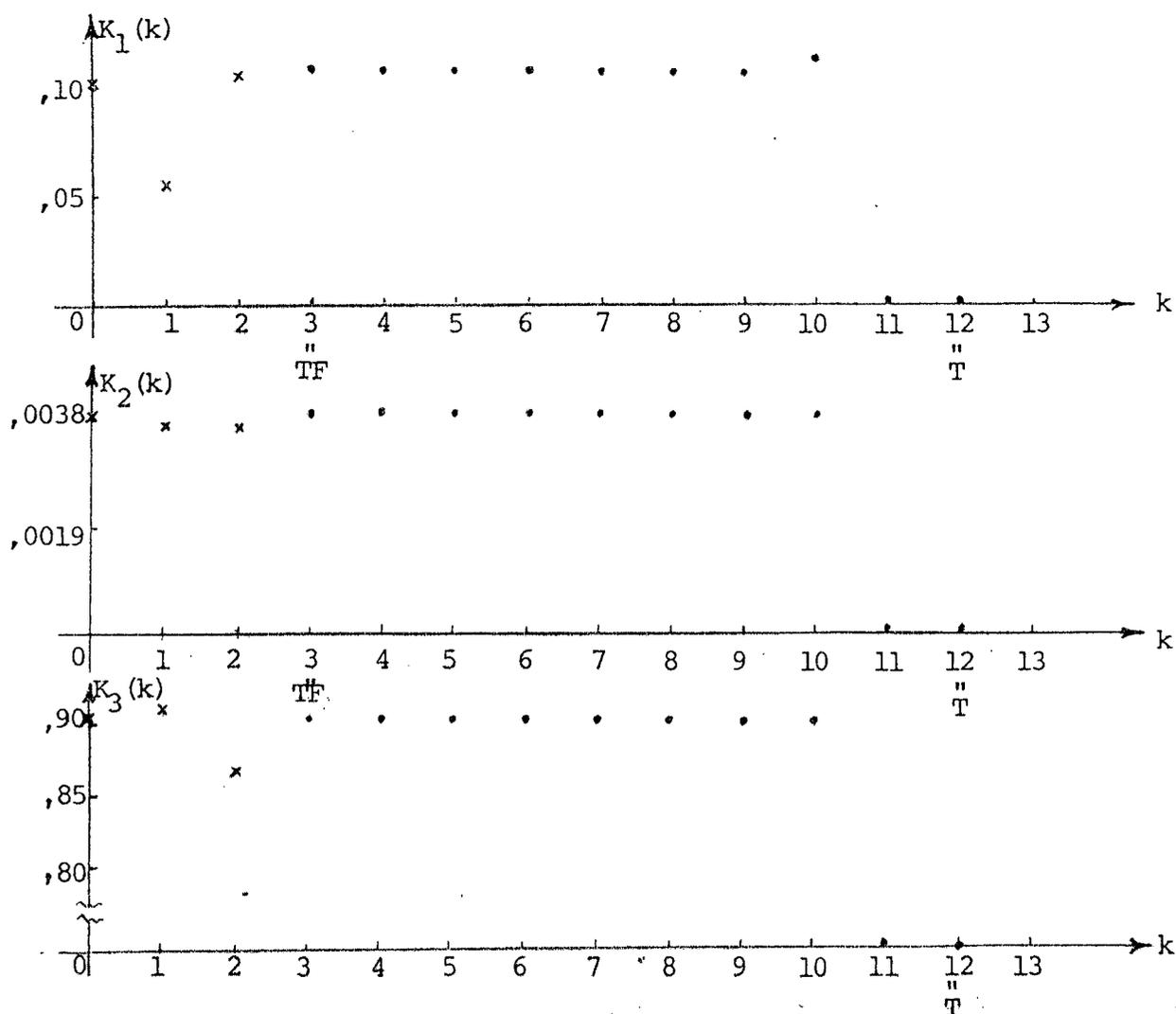


FIGURA 3.4 - Ganho  $K(k)$  para a regulação do sistema aumentado nos dois subintervalos.

entre energia e desempenho e/ou quando se trata de tempo especificado menor que o tempo "Dead-Beat". Sob o ponto de vista prático,  $T$  é considerado infinito. Assim, a partir de  $TF$ , o sistema estará sujeito, indefinidamente, a uma matriz de ganho constante.

### 3.4 - Alguns Resultados da Simulação Híbrida

A estrutura proposta no Capítulo anterior foi simulada em vários tempos de amostragem para uma melhor ilustração da teoria, onde foram obtidos vários resultados. Os principais deles são apresentados aqui.

Os objetivos fundamentais deste item são a ilustração do problema do servomecanismo robusto e a regulação do sistema aumentado, com ênfase à estrutura variável.

Os dois objetivos são alcançados pela simulação do problema, para o caso mais simples do servomecanismo, ou seja, a saída do sistema (simulação) seguir uma referência constante, independentemente da presença de perturbações do tipo constante. Optou-se por referência e perturbação constante por simplicidade, já que houve o interesse paralelo de ilustrar, claramente, o efeito do desempenho do sistema com realimentação variante. No próximo item, no entanto, dá-se maior ênfase ao servocompensador, fazendo com que o sistema siga uma referência do tipo seno.

Cada caso apresentado a seguir, é composto de tres tentativas, cada tentativa correspondendo a um conjunto de matrizes de ponderação.

Nas Figuras,  $t_f = TF \times$  tempo de amostragem;  $t_1$  e  $t_2$  são os instantes em que é aplicada e retirada uma perturbação constante.

#### 3.4.1 - Caso 1: Tempo de Amostragem de 0,1s

(A) Os dados principais para a obtenção deste caso, são  $Q=0,01I$ ,  $R=100$ ,  $P(TF)=5I$  e  $TF=5$ . Observe-se a saída do sistema na Fig. 3.5 (a) e o respectivo controle vindo do conversor D/A do computador, na Fig. 3.5(b).

No instante de tempo 0, é aplicada ao sistema aumentado, uma referência unitária constante, por ordem vinda do console, cuja função contínua correspondente é mostrada na Fig. 3.5(a). Neste mesmo instante, o programa detecta a presença de uma nova referência e

mediante os ganhos calculados na etapa de otimização gera o controle que, ao passar pelo conversor D/A, produz o sinal tipo "escada" visto na Fig. 3.5(b): De 0 a 0,4s (TF-1) foi aplicada uma sequência de controles correspondentes aos ganhos variantes e, a partir de 0,5s(TF) em diante, foram aplicados ganhos constantes.

No tempo  $t_1$ , foi simulada a ocorrência de uma perturbação de saída, tentando reduzir o seu valor. Porém, o servocompensador atuou levando o sistema de volta ao valor desejado. Em  $t_2$  a perturbação é retirada e o servocompensador atua novamente. Na ocorrência de uma perturbação, a sequência de ganhos variantes não é aplicada. Note-se, pois, a diferença entre um transitório com realimentação a ganhos variantes e um a ganhos constantes. Esta diferença, nesta tentativa, não é tão visível quanto na terceira tentativa deste caso.

(B) Na segunda tentativa usou-se  $Q=0$ ,  $R=2$ ,  $P(TF)=12I$  e  $TF=10$ . Em relação a tentativa anterior, houve uma melhora considerável, como pode ser visto na Fig. 3.6 e além disso, o que é importante, o valor máximo do controle diminuiu. Se for observado o controle na Fig. 3.6(b) pode ser notada a diferença, na forma, entre os transi-tórios dos instantes  $t_f$  e  $t_1$  ou  $t_2$ : Em  $t_f$  se caracterizando por variações bruscas e em  $t_1$  ou  $t_2$ , por variações lentas.

(C) Na terceira tentativa o desempenho de saída melhorou ainda mais, quando se usou  $Q=0$ ,  $R=2$ ,  $P(TF)=9,65I$  e  $TF=10$ . Observe-se, agora, que a uma mudança de referência em  $t=0$  com regulação variante, o sistema se acomodou no valor de referência com mais rapidez que após sofrer uma perturbação como em  $t_1$  ou  $t_2$ . Em outras palavras, conseguiu-se com estas matrizes de ponderação, que o sistema atinja o regime permanente com menos de 7% de erro absoluto, em 0,6s, na mudança de referência, onde a regulação é variante nos instantes de amostragem. Enquanto isso, após a ocorrência de uma perturbação, o sistema se acomoda com o mesmo erro em mais tempo, ocasião em que a regulação é feita com matrizes de realimentação constantes.

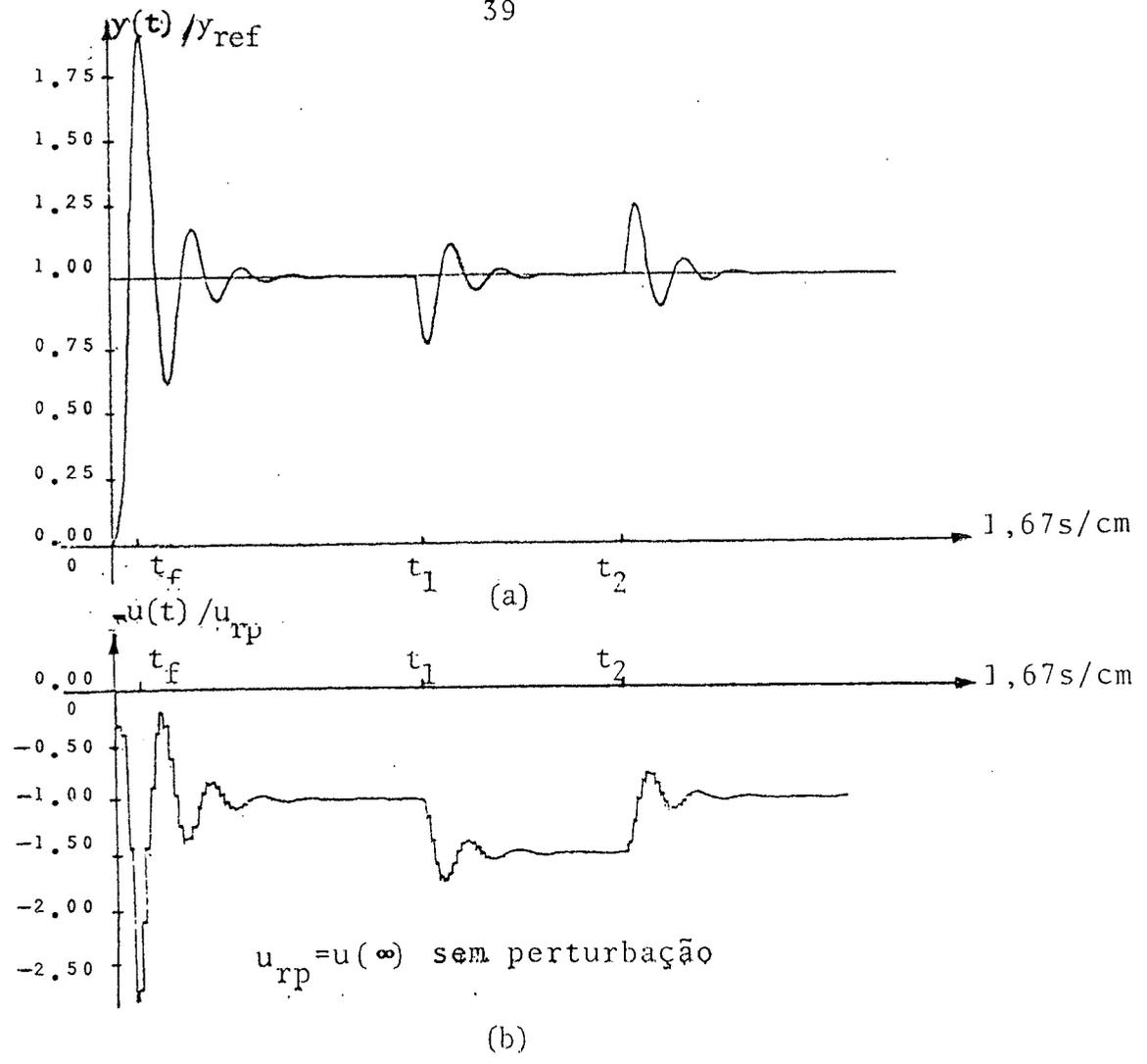


FIGURA 3.5 - Caso 1, primeira iteração.

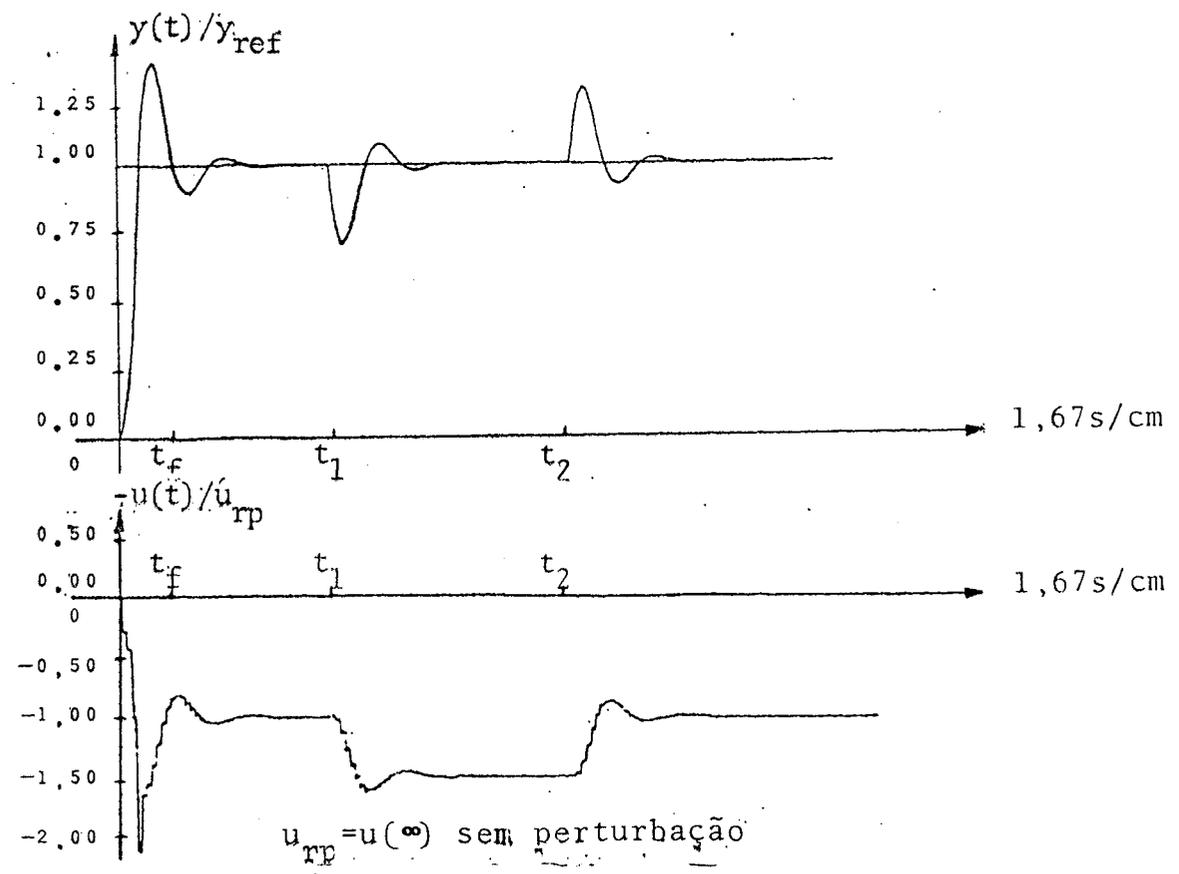


FIGURA 3.6 - Caso 1, segunda iteração.

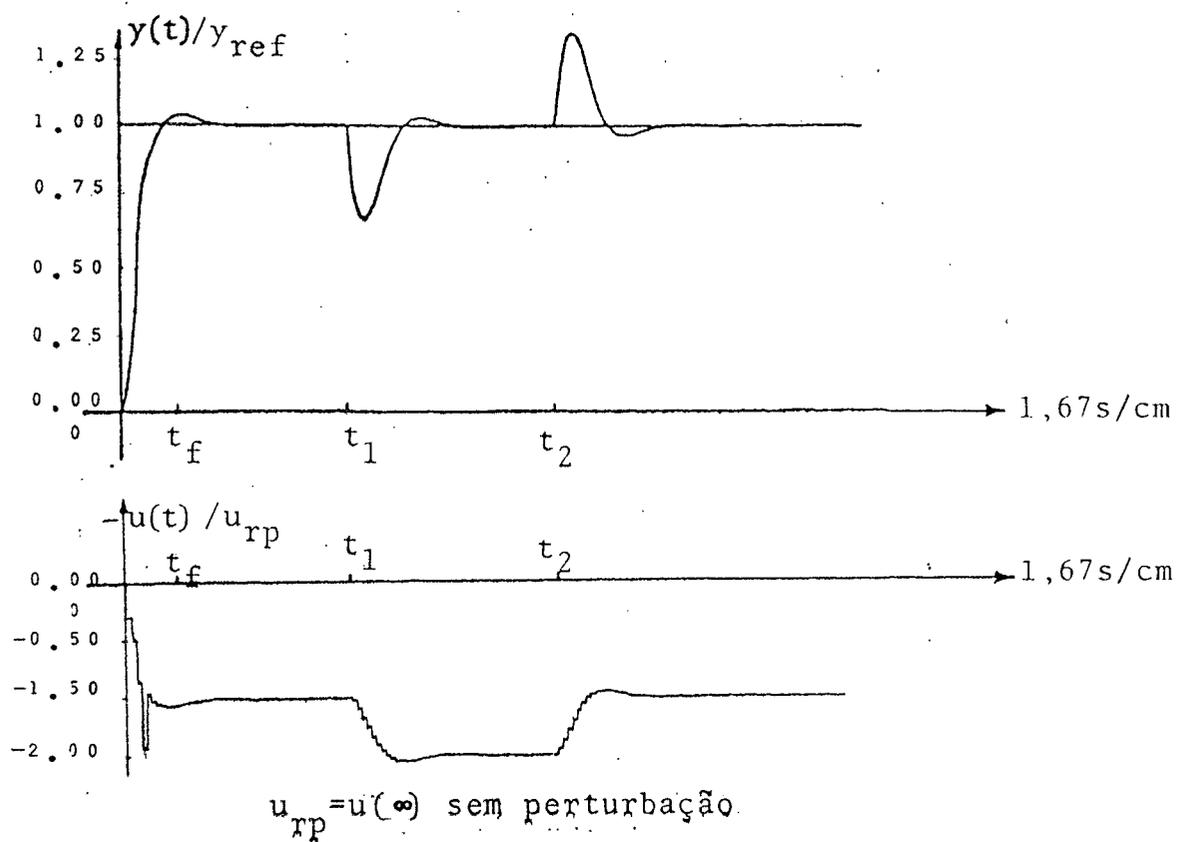


FIGURA 3.7 - Caso 1, terceira iteração

### 3.4.2 - Caso 2: Tempo de Amostragem de 0,2s

Os tipos de fenômenos que ocorrem neste caso são repetições do caso anterior. Apenas é importante realçar que neste caso os intervalos de tempo de transitório e os picos de controle reduziram. Na última tentativa, por exemplo, se consegue que o sistema atinja a referência com erro inferior a 3% em apenas 0,2s, quando na mudança de referência, ao contrário do intervalo necessário para que o sistema retornasse à referência, quando na presença de uma perturbação, que é da ordem de 0,6s. Emfim, mudando o tempo de amostragem, se conseguiu conjuntos de matrizes de ponderação e tempo final TF que proporcionaram melhores desempenhos.

(A) Os resultados da primeira tentativa deste caso está apresentado na Fig. 3.b. Foram obtidos para  $Q=10I$ ,  $R=150$ ,  $P(TF)=281$  e  $TF=2$ . A análise desta tentativa pode ser feita de maneira semelhante ao caso anterior.

(B) Os resultados desta segunda tentativa foram obtidos com  $Q=12I$ ,  $R=150$ ,  $P(TF)=26I$  e  $TF=2$ . Observe-se, nesta tentativa, o tempo de acomodamento do sistema quando na ocorrência de uma mudança de referência ( $t=0$ ) e na ocorrência de uma perturbação ( $t_1, t_2$ ) onde os transitórios possuem formas diferentes: num caso a realimentação a ganhos variantes, enquanto que no outro a ganhos constantes.

(C) Na Fig. 3.10 é apresentada a última tentativa deste caso, com desempenho melhor do que todos os outros obtidos anteriormente, pois o sistema atinge o equilíbrio em 0,2s para um pico de controle igual ou menor aos conseguidos nos casos anteriores. Nesta tentativa,  $Q=12I$ ,  $R=150$ ,  $P(TF)=26I$  e  $TF=2$ .

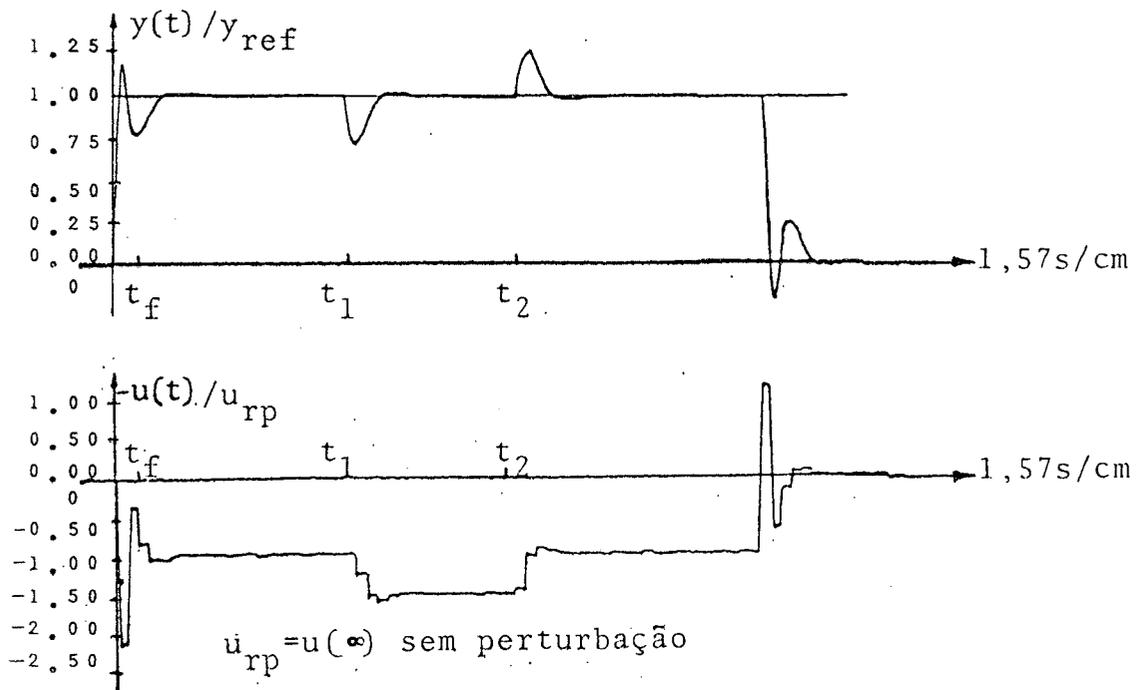


FIGURA 3.8 - Caso 2, primeira iteração.

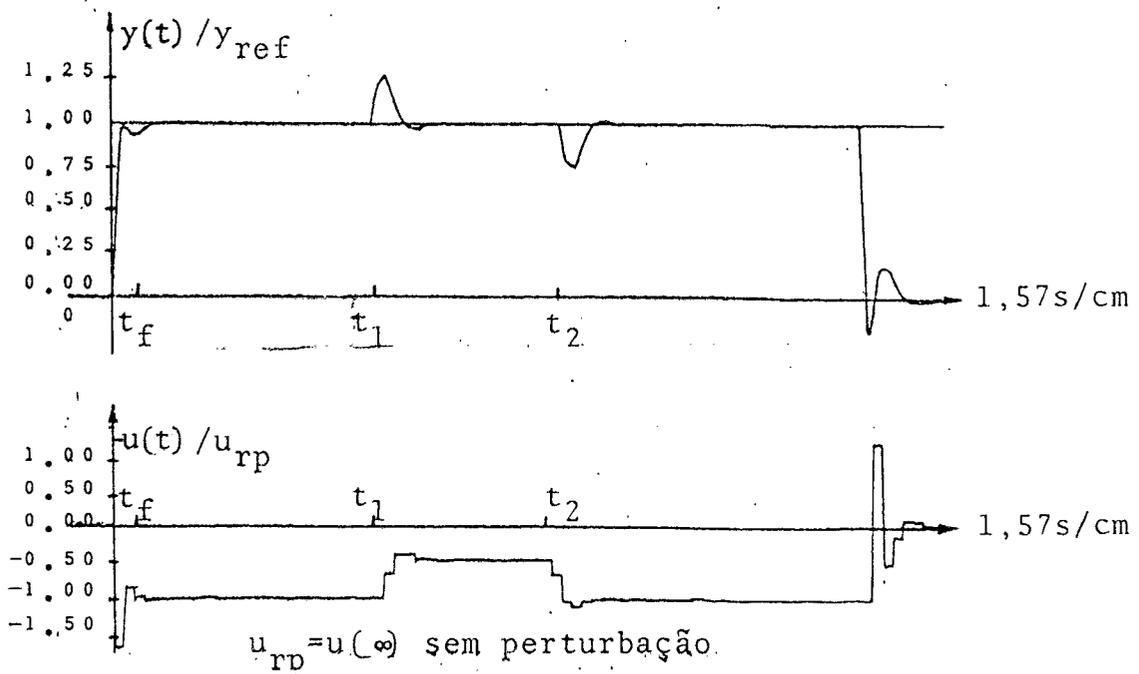


FIGURA 3.9 - Caso 2, segunda iteração.

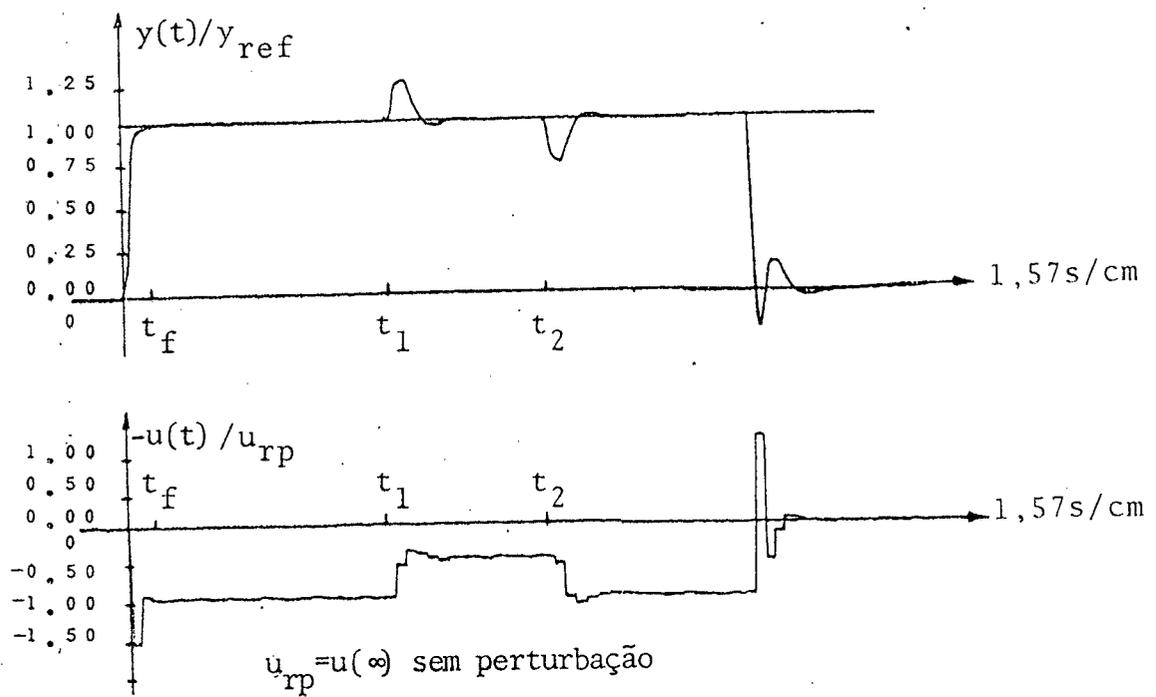


FIGURA 3.10 - Caso 2, terceira iteração.

### 3.4.3 - Caso 3: Tempo de Amostragem de 0,5s

Embora não apresente novidades substanciais quanto a estrutura proposta, este caso ilustra melhor o comportamento de um sistema contínuo controlado por um computador. Nota-se por exemplo a resposta natural do sistema entre um e outro instante na amostragem, indicando o processo em malha aberta durante este intervalo de tempo. Observe-se que entre instantes de amostragem a evolução da saída do sistema tem forma exponencial. Este caso, com a 3a. tentativa, ilustra ainda, a limitação no tempo mínimo de acomodamento que é de 0,5s para este caso.

Outro fato importante ilustrado nas Figuras deste caso, é o pico de controle que reduziu bastante em relação aos casos anteriores.

(A) Veja-se os resultados desta tentativa na Fig.3.11, onde  $Q=0,1I$ ,  $R=100$ ,  $P(TF)=I$  e  $TF=3$ . Observe a diferença entre a sequência de controle (Fig. 3.11(b)) no transitório de mudança de referência quando o estado inicial é zero em  $t=0$  e quando o estado inicial é diferente de zero em  $t=t_1$ . Esta diferença se deve, em primeiro lugar, ao fato de a lei de controle ser dependente do estado inicial e em segundo, pelo fato da regulação não ser feita com estado final especificado.

Outro detalhe a ser observado nas Figuras deste caso, é a sequência de controle correspondente à mudança de referência e a sequência correspondente a presença de perturbação. Observa-se com maior clareza que nos casos anteriores, que a lei de controle a ganhos variantes é mais versátil que a lei de controle a ganhos constantes, uma vez que a primeira contém maior quantidade de informação a respeito do desempenho desejado.

(B) Nesta tentativa, ilustrada na Fig. 3.12, foram usadas  $Q=0,01I$ ,  $R=500$ ,  $P(TF)=I$  e  $TF=3$ . O desempenho de saída foi melhorado, principalmente pela redução no pico de oscilação da saída do sistema e pela redução do pico de controle; este último sendo muito pequeno comparado com os casos anteriores.

(C) Nesta tentativa, ilustrada na Fig. 3.13, foram usadas  $Q=0,01I$ ,  $R=500$ ,  $P(TF)=I$  e  $TF=2$ . O desempenho de saída e controle melhorou ainda mais: Reduziram-se os valores máximos e o tempo de acomodamento. O Pico de controle, aliás, foi desprezível neste caso.

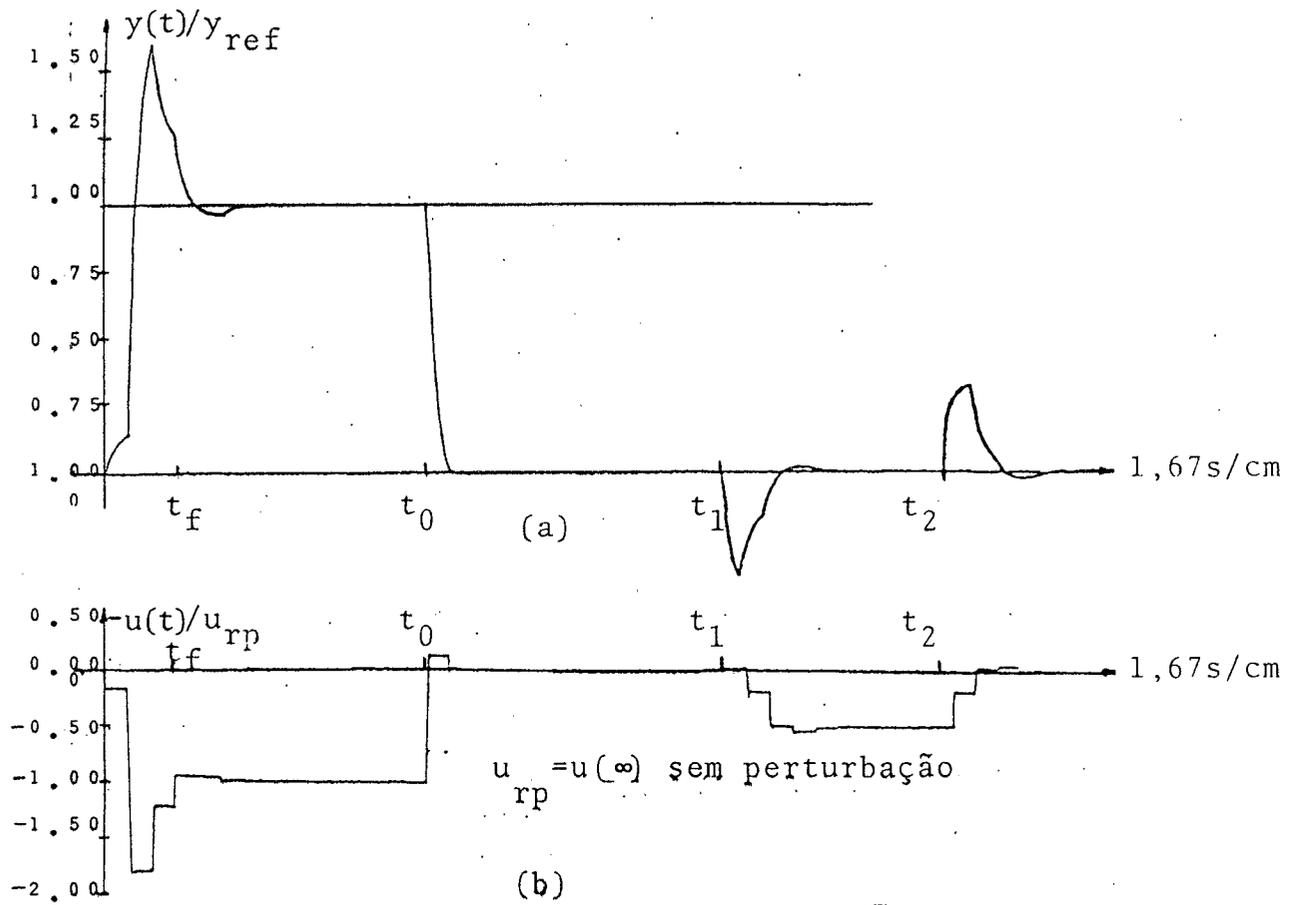


FIGURA 3.11 - Caso 3, primeira iteração.

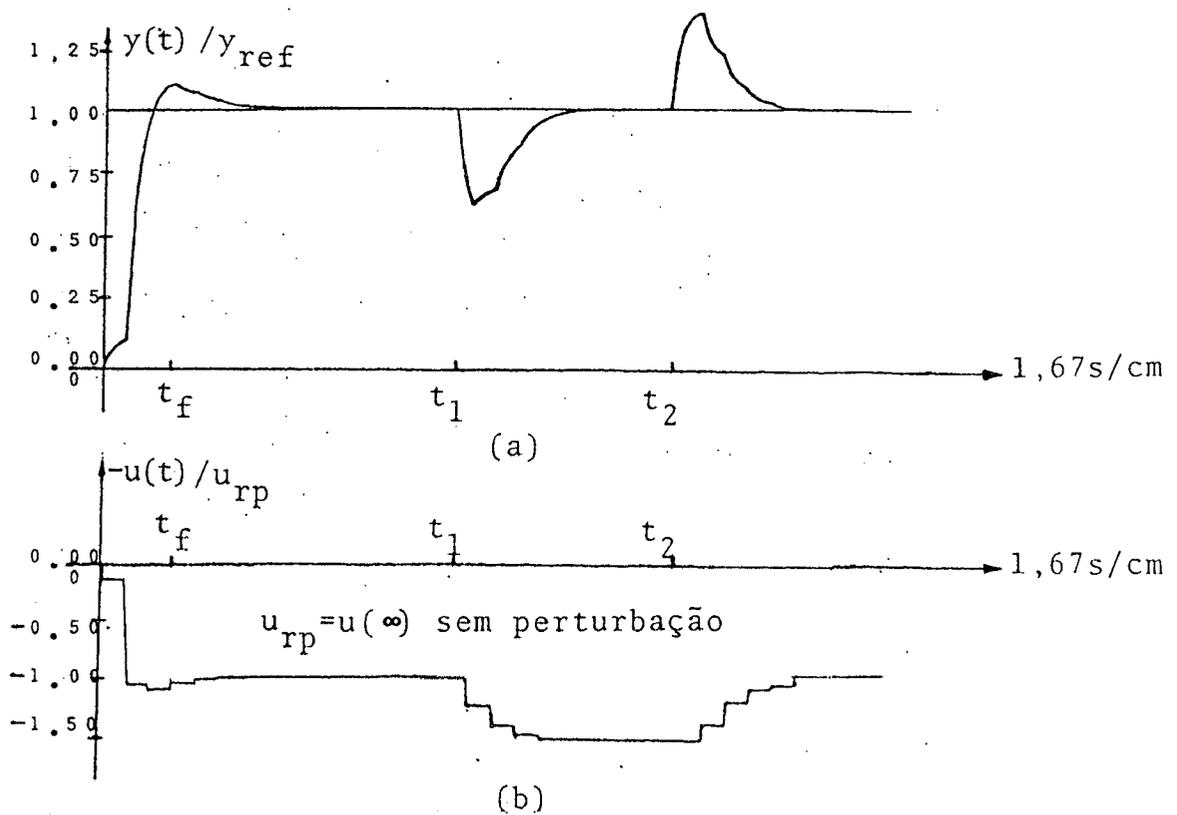


FIGURA 3.12 - Caso 3, segunda iteração.

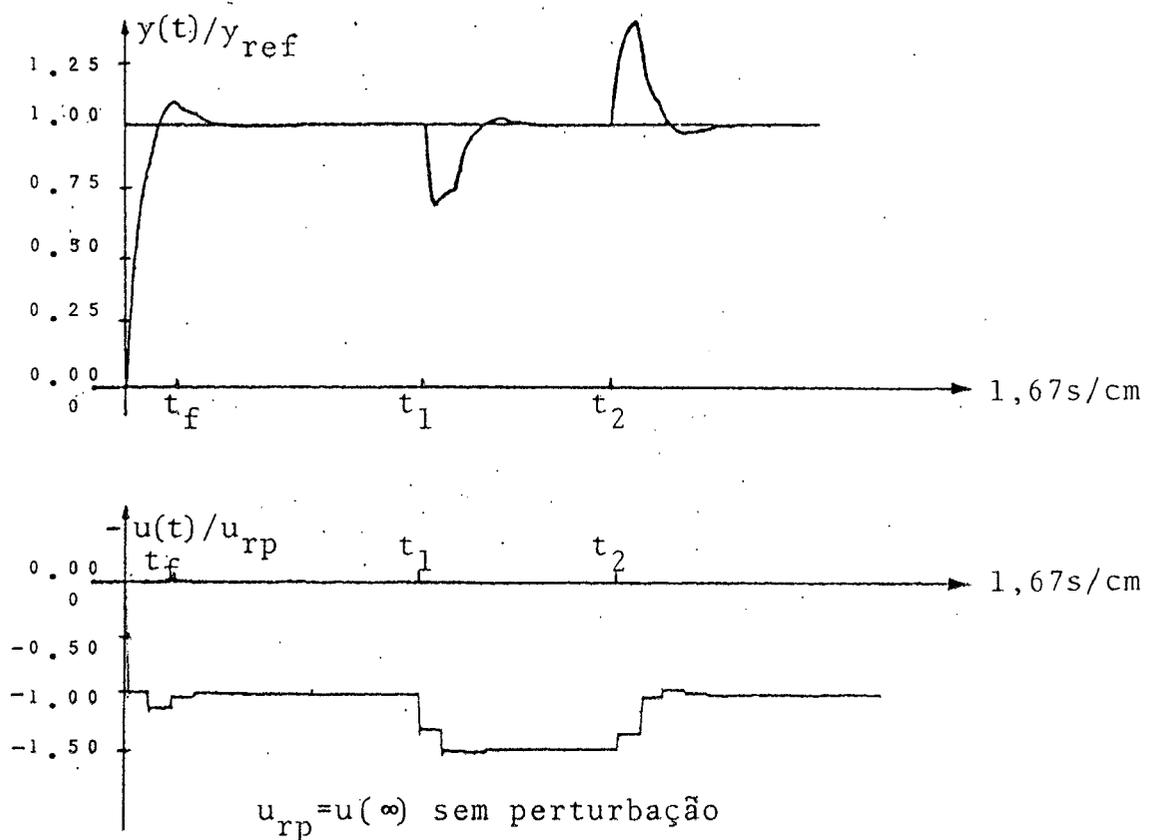


FIGURA 3.13 - Caso 3, terceira iteração.

### 3.5 - Comentários

Uma vez que a estratégia de regulação não prevê restrição de desigualdade e como "a priori" é difícil fazer uma previsão dos valores máximos assumidos pelas variáveis em questão, optou-se por uma simulação híbrida do processo controlado pelo PDP, tal como se fosse o processo real. Além disto, a simulação se fez necessária para a escolha das matrizes de ponderação, bem como dos tempos final e de amostragem, usando computação interativa. Outros fatores tornaram a simulação indispensável, tais como melhora dos programas de interfaces de entrada e saída, bem como dos próprios algoritmos de otimização e controle; o problema da relação sinal ruído nos conversores analógico-digital e ruídos de transmissão. Como ilustram as Figuras do item 3.4, o desempenho conseguido foi satisfatório e este resultado mostra que

- 1 - A estratégia de controle é eficiente
- 2 - A programação é eficiente
- 3 - A estrutura já pode ser testada em processos reais.

Alguns detalhes sobre os resultados da simulação híbrida de vem ser citados: Observa-se nas Figs. do item 3.4 que, quando o sis tema parte com condição inicial zero para a referência, o desempe nho é diferente de quando parte de uma outra condição inicial para a referência zero. Esse fato é esperado, uma vez que está se tra balhando com estado final não especificado. Outro detalhe, é o com portamento do processo entre instantes de amostragem. No caso 3 do item 3.4, onde o tempo de amostragem é de 0,5s, já se observa um resultado interessante. Entre tais instantes, devido ao fato de o sistema evoluir em malha aberta, ele exibe sua resposta a degrau. Este fenômeno é de bastante importância quando se trabalha com tem pos de amostragem relativamente grandes e se exige muito em preci são. Embora não apareça nas curvas do item 3.4, este fenômeno está sendo estudado por Livramento<sup>(15)</sup>, uma vez que ele tem analisado ca sos com diversos sinais de entrada e perturbação. Em resumo, a plan ta contínua não segue a referência fora dos instantes k de amostra gem.

**CAPÍTULO 4**  
**PROGRAMAÇÃO**

## 4 - PROGRAMAÇÃO INTERATIVA

### 4.1 - Introdução

Embora a programação básica seja, essencialmente, composta de dois programas principais independentes, as necessidades expostas no Capítulo 3 impuzeram condições para que se construísse um bloco compacto de programação, composto dos principais programas, o qual oferecesse possibilidade ao usuário de intercader entre esses programas. Deveria ser um bloco composto de um programa de otimização robusto e um programa de controle que realizasse a estratégia escolhida com a máxima fidelidade. Além disso, deveria ser um programa bastante conversacional e explícito, oferecendo ao usuário bastante flexibilidade de ação.

Para atender a necessidade de robustez no programa de otimização, optou-se pela solução da equação discreta de Riccati. É um método que oferece muito pouco erro numérico, comparado com o método da matriz de transição. Procurou-se colocar a equação de Riccati de uma forma que se tivesse pouco número de inversões por iteração, garantindo uma margem de erro ainda menor. Sob o ponto de vista conversacional deste programa de otimização, procurou-se dar ao usuário o maior número de chances que, ao final da otimização, pudesse fazer desvios sem necessidade de modificar dados desnecessários, além de oferecer opção para reotimização ou desvio para a etapa de controle.

Do lado do programa de controle, a exigência maior esteve apontada para a fidelidade de implementação. Porém como há um interesse bastante forte na computação interativa, esta etapa foi construída com rotinas que permitisse ao usuário mudar as condições iniciais do sinal de referência no console em tempo real e deveria permitir também ao usuário, que pudesse reentrar a qualquer momento no programa de otimização sem perder os dados da otimização anterior.

A organização deste Capítulo é a que se segue: Na seção 2 é apresentado o programa de otimização e controle, com alguma explicação sobre suas partes principais. Na seção 3 são apresentadas as subrotinas utilizadas no bloco principal. No Apêndice B são apresentadas as listagens principais.

#### 4.2 - O Programa de Otimização e Controle

Como pode ser observado na listagem do programa de otimização e controle da seção 4, ele é composto das seguintes partes principais: Entrada da ordem das matrizes A e B do sistema discreto a ser otimizado; entrada das matrizes A, B, Q, R, P(TF) e do tempo final TF; solução da equação matricial de diferença de Riccati; determinação da matriz de realimentação; diálogo 1 - onde o usuário fornece o caráter "O" para reotimização ou "C" para controlar; diálogo 2 - onde o usuário que optou por otimizar, escolhe qual ponto entrar no programa e, finalmente, programação de controle. É interessante que se detalhe mais esta etapa de controle.

O programa de controle propriamente dito, é o trecho da listagem composto por declarações no interior de dois retângulos unidos entre si, na margem esquerda. Somente este trecho é que fica processando em período normal. O restante, entra em operação apenas quando entra em carácter no terminal.

A parte marcada da etapa de controle é composta, basicamente, de: Verificação se houve entrada de caráter no console, usando a subrotina ITTOUR(.) e uma declaração de desvio condicional; a chamada da subrotina de amostragem denominada STCAD(.) para o instante k; da estratégia de compensação e controle; de uma função saturação e da chamada da subrotina de amostragem denominada CDA(.) para o instante k. O restante das declarações serve, apenas, para transformar os caracteres que porventura entrem no terminal console, os quais vão se acumulando numa variável de nome "NUM". Se o caráter "CR" OU "LF" for fornecido pelo console, este valor acumulado será posto na variável IREF que, no caso particular, é o valor de referência. Note-se que este processo ocorre em tempo real, sem interrupção de mais que alguns  $\mu$ s do processo. Além disto cada caráter só entra na sua vez, sincronizado pelo tempo de disparo do "Schmidt-Trigger" do conversor A/D do PDP e, essa interrupção, só ocorre cada vez que se entrar com um carácter.

Na Fig. 4.1 é apresentado um diagrama representando o programa global, para melhor esclarecimento.

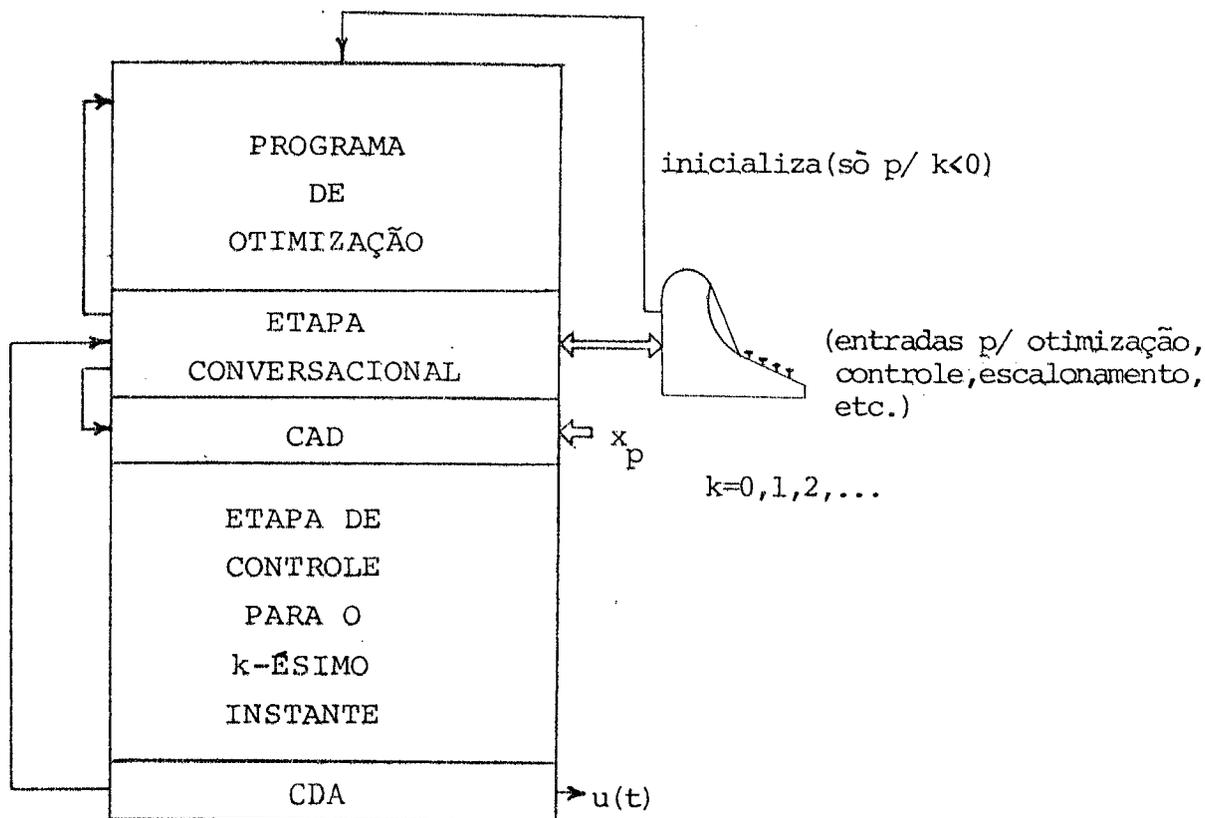


FIGURA 4.1 - Diagrama do Programa Global.

#### 4.3 - Subrotinas

- 1)- MINV(.) - É a subrotina para inversão de matrizes.
- 2)- MULTIQ(.) - É a subrotina para multiplicação de matrizes.
- 3)- IPEEK(.) - É uma sobrotina da biblioteca Fortran da Digital Equip. Co. e serve para ler uma posição de memória, especificada como argumento.<sup>(17)</sup>
- 4)- IPOKE(.) - É uma sobrotina da mesma biblioteca do subitem anterior e serve para depositar um valor em octal numa posição de memória, especificados como argumentos.

- 5)- `i=ITTINR(.)` - É uma sobrotina da biblioteca Fortran, que tem por fim "ecoar" um caráter no terminal console e/ou guardar o código correspondente em `i`.
- 6)- `j=ITTOUR(.)` - É uma sobrotina da mesma biblioteca Fortran, destinada a transferir um caráter codificado no argumento, para o terminal console.
- 7)- `STCAD(.)` - É uma sobrotina de conversão A/D, que construiu-se para acionar tres canais consecutivos do conversor A/D, sendo que a primeira é feita somente quando há um disparo do "Schmidt-Trigger" do conversor A/D e as seguintes são feitas com a maior rapidez possível, utilizando um relógio interno. É uma rotina em linguagem Assembler (Macro). Maiores detalhes estão na própria listagem a seguir.
- 8)- `CDA(.)` - É uma subrotina de conversão D/A, pertencente à mesma listagem do item anterior.

No apêndice E estão as listagens das principais componentes de programação usadas neste trabalho.

**CAPÍTULO 5**

MODELO MATEMÁTICO DO PROCESSO E  
DETERMINAÇÃO DE SEUS PARÂMETROS

## 5 - MODELO MATEMÁTICO DO PROCESSO E DETERMINAÇÃO DE SEUS PARÂMETROS.

### 5.1 - Introdução

Devido a presença de tiristores no bloco amplificador, ele é não linear. Contudo, dependendo dos estágios que lhes serão cascateados este efeito pode ser desprezível ao longo da malha direta, dependendo somente, se a relação entrada/saída, em valor eficaz, é linear. Este é o caso presente. Como pode ser observado no próximo Item, o princípio de funcionamento do pulsador mostra claramente esta propriedade de valor médio linear. Devido a isto e ao fato de se considerar o conversor em cascata com o motor, conclui-se neste Capítulo que, para o objetivo presente este bloco é considerado linear, além de estacionário. O conversor apresentado aqui foi testado e analisado por Schonek<sup>(11)</sup>

### 5.2 - Princípio de Funcionamento do Pulsador Reversível.

#### 5.2.1 - Circuito Básico

A estrutura do pulsador é, basicamente, em ponte clássica. Quando aplicada ao motor, a configuração é a da Fig. 5.1

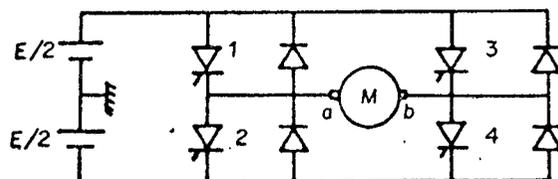


FIGURA 5.1 - Pulsador Reversível(Chopper) em ponte clássica.

A estrutura da Fig. 5.1 permite fornecer ao motor, tanto uma tensão positiva como negativa. A convenção é a seguinte:

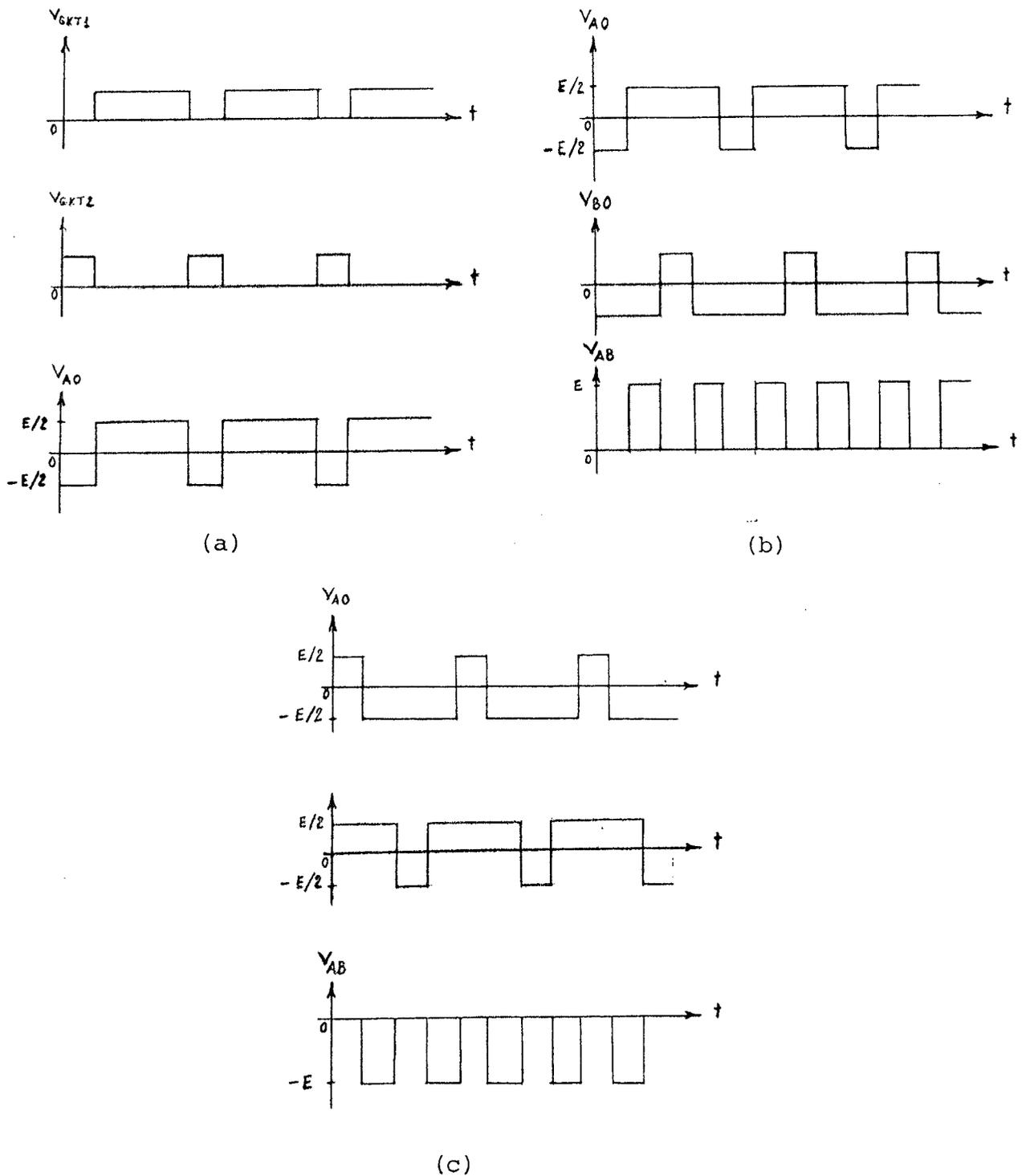
TENSÃO POSITIVA: Condução dos tiristores ou dos diodos em 1 e 4.

TENSÃO NEGATIVA: Condução dos tiristores ou dos diodos em 2 e 3.

### 5.2.2-Saída e Comando

A saída vai depender do comando utilizado. Descreve-se nesta seção a saída desejada. O comando é do tipo complementar, isto é, os tiristores de um mesmo ramo comutam alternadamente. Durante o comando de T1 (enquanto T2 está bloqueado) a tensão  $V_{ab}$  está em  $+E/2$ . Nesta situação, se a corrente flui de a para b pela máquina, o tiristor T1 conduz, enquanto que, se ela flui no sentido contrário, o diodo D1 conduz. Da mesma maneira, durante o comando de T2 (T1 bloqueado), a tensão  $V_{ao}$  está em  $-E/2$ . A Fig. 5.2(a) mostra como fica a forma de onda da tensão  $V_{ao}$  quando em T1 e T2 são aplicados dois trens de impulso  $VGK_{T1}$  e  $VGK_{T2}$ , respectivamente. Na Fig. 5.2(b) pode-se verificar a semelhança de resultado para a tensão  $V_{bo}$ . Ainda na Fig. 5.2(b), observa-se que devido a diferença de largura entre os pulsos de mesmo sinal, entre  $V_{ao}$  e  $V_{bo}$ , a diferença  $V_{ao} - V_{bo} = V_{ab}$ , torna-se positiva. Isto quer dizer que nesta situação, estará aplicada na armadura do motor uma tensão positiva. Na Fig. 5.2(c) mostra-se a situação invertida:  $V_a - V_b < 0$ .

Note-se, também, que enquanto a frequência em cada ramo correspondente a cada circuito de comando é  $f = 1/T$ , devido a defasagem existente entre os pulsos de mesma largura das tensões  $V_{ao}$  e  $V_{bo}$ , a frequência da tensão sobre a armadura do motor  $V_{ab}$  tem frequência  $f = 2/T = 2f$ , onde  $f$  é da ordem de 400 Hz para a montagem utilizada. Isto quer dizer que, se compararmos os problemas de filtragem indutiva e capacitiva de um pulsador de um só ramo e deste pulsador, veremos que podemos reduzir estes componentes de filtragem para o segundo pulsador, mantendo semelhante ondulação. No Item 5.2.4 teceremos alguns comentários a respeito do circuito de comando dos gatilhos, os quais geram as formas de onda desta seção.



**FIGURA 5.2** - (a)-Aspecto da tensão  $V_{ao}$  como resultado da aplicação das tensões de disparo  $V_{GKT1}$  aos tiristores T1 e T2, respectivamente. (b)-Aspectos das tensões  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e o resultado da aplicação delas, simultaneamente, na armadura do motor, isto é,  $V_{ab}$ , onde  $V_{ab} > 0$ . (c)-Aspectos das tensões  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e o resultado da aplicação delas simultaneamente, na armadura do motor, isto é,  $V_{ab}$ , onde  $V_{ab} < 0$ .

### 5.2.3-Circuito de Comutação

O circuito de comutação utilizado é um do tipo Mac - Murray. O esquema de um ramo da ponte, com o circuito de comutação é mostrado na Fig. 5.3(a). A abertura e o fechamento dos tiristores dependem dos impulsos colocados nos respectivos gatilhos dos tiristores e da tensão e corrente do circuito LC. Na Fig. 5.3(b), estão mostradas as principais formas de onda.

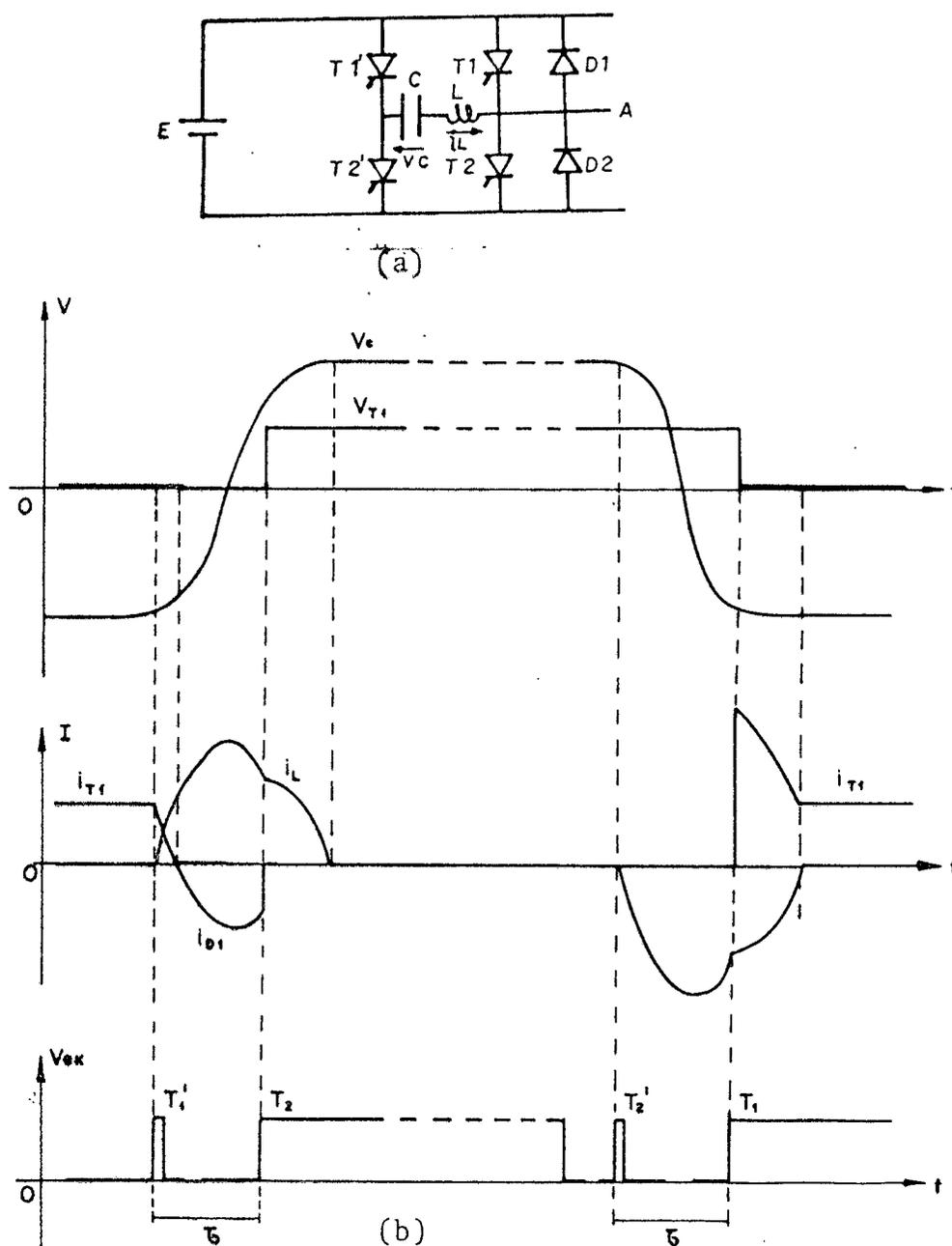


FIGURA 5.3 - (a)-Circuito de comutação de um dos ramos da ponte. (b)-Algumas formas de onda do circuito de comutação do ramo da Fig. 5.3(a).

#### 5.2.4-Circuito de Comando

Para produzir a saída desejada descrita na seção 5.2.2, é necessário um circuito para comandar o chaveamento síncrono dos tiristores. Este circuito será descrito sinteticamente nesta seção.

O circuito de comando compõe-se essencialmente de uma parte lógica, usando amplificadores operacionais e de um estágio de formação de impulsos de gatilhos. Basicamente, estes impulsos são formados pela derivação das formas geradas no estágio lógico. Os sinais lógicos, imagens das tensões de saída da ponte, são obtidos por comparação de dois sinais *dentes de serra* simétricos e uma referência. Na Fig. 5.4 são mostradas as formas de onda do circuito de comando, em analogia com as tensões de saída. Ver a Fig. 5.2 para analogia.

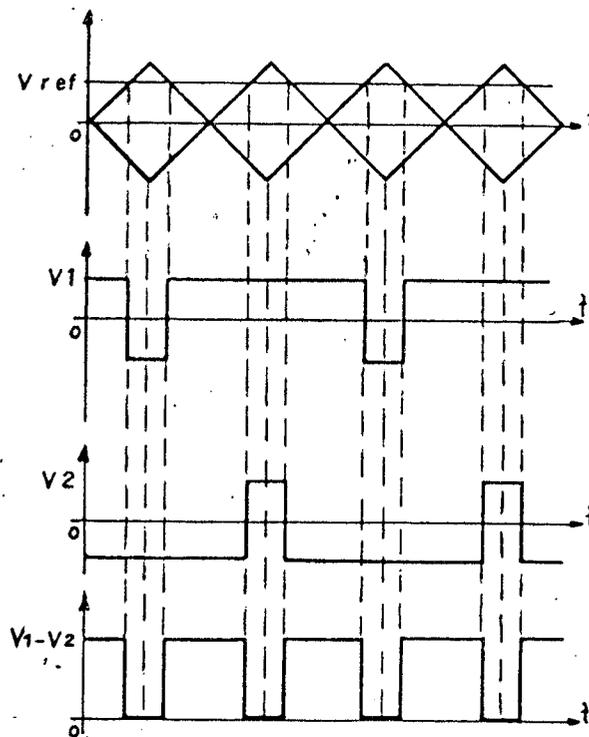


FIGURA 5.4 - Formas de onda da etapa lógica do circuito de comando. Note que  $V_1$  e  $V_2$  são as imagens das tensões  $V_{a0}$  e  $V_{b0}$ , respectivamente, correspondentes aos dois ramos da ponte da Fig. 5.1.

### 5.2.5-Circuito de Dissipação da Energia de Frenagem.

Durante os períodos de frenagem, o motor C.C. funciona como gerador. Sendo assim, ele tenta fornecer energia a alimentação. Se a fonte que alimenta o pulsador é do tipo acumulador, isto não resulta em problema. Aliás, trata-se até de uma vantagem: a recuperação de energia. Contudo, se a fonte é uma ponte retificadora, o retorno de energia não é possível. Neste caso, é necessário que haja um elemento absorvedor de energia. Na Fig. 5.5 é apresentado em esquema com a previsão do bloco absorvedor de energia de frenagem para o caso de uma fonte do tipo retificador trifásico.

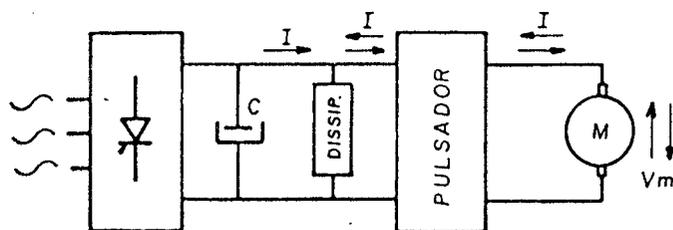


FIGURA 5.5 - Diagrama esquemático de um acionamento em C.C. com circuito de dissipação de energia de frenagem.

Quando ocorre a frenagem, a corrente gerada pelo motor retorna em direção à ponte. Como não encontra passagem, circula na capacitância C, sobrecarregando-a. Como isso não deve ultrapassar certo limite, o circuito dissipador de energia (basicamente um resistor), deve atuar para consumir o excesso. O circuito utilizado na montagem do pulsador é uma chave tiristorizada do tipo Morgan. O esquema básico é o da Fig. 5.6(a). Na Fig. 5.6(b) é apresentada as funções de chaveamento.

O tiristor é disparado quando a tensão do capacitor chega ao valor máximo e vai conduzir, durante um tempo constante, que depende apenas de C' e L. A frequência de funcionamento depende da corrente de frenagem.

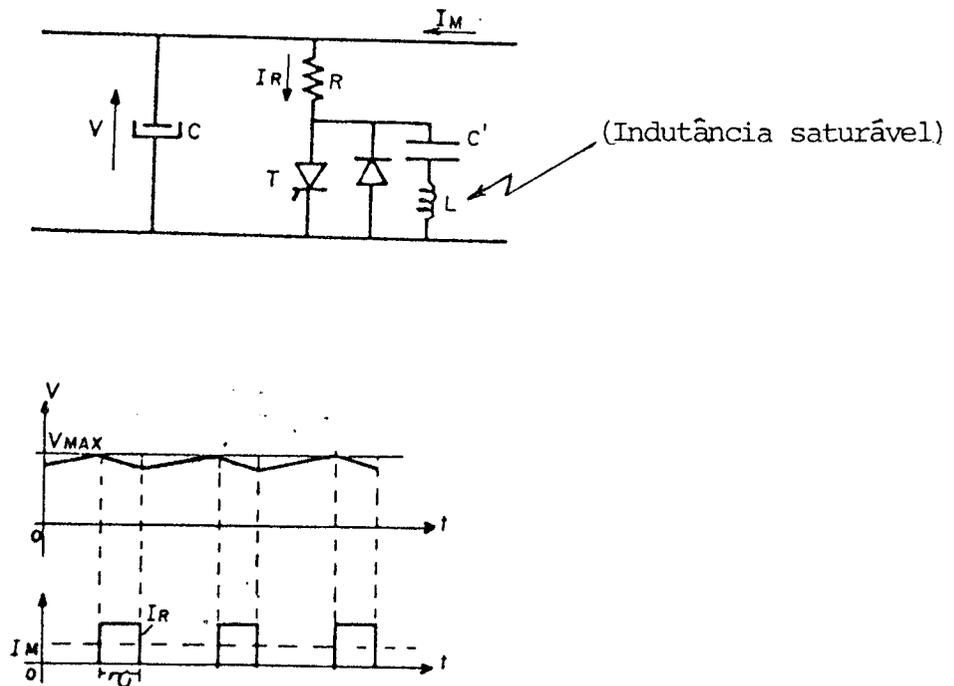


FIGURA 5.6 - (a)-Circuito de dissipação, usando pulsador do tipo Morgan.

(b)-Curvas de chaveamento da Fig. 5.6(a).

### 5.3 - Modelo do Acionador

Podê-se verificar facilmente, a partir do Item 5.2, que a relação entrada/saída do pulsador é essencialmente linear sob o ponto de vista de valor médio. Vê-se que a frequência da tensão de saída é da ordem de 500Hz e nos resultados dos Itens posteriores deste Capítulo, pode-se ver que os polos do motor a ser conectado na saída do pulsador correspondem a frequências de corte de, no máximo, 25Hz. Portanto, pode-se adiantar que o processo, como um filtro, selecionará apenas o valor médio da tensão aplicada à sua entrada e suas flutuações de baixa frequência. Nos últimos Itens, conclui-se que além de linear, o bloco do conversor pode ser considerado estacionário.

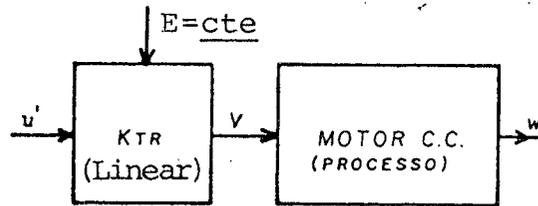


FIGURA 5.7 - Diagrama de blocos do processo+acionador, com destaque ao modelo do bloco do acionador. No desenho  $u'$  é a referência para a ponte,  $P$  é a potência trifásica e  $v$  a tensão de saída do acionador.

Baseados nas exposições acima, podemos representar matematicamente o bloco acionador como:

$$v = K_{TR}u' \quad \text{com } K_{TR} \text{ linear} \quad (5.1)$$

Se o mesmo é conectado ao processo em questão, a Fig.5.7 mostra a disposição do bloco modelado com relação ao processo.

#### 5.4 - Modelagem e Determinação dos Parâmetros do Motor C.C.

##### 5.4.1 - Modelagem

Lord & Hwang<sup>(12)</sup> apresentam uma técnica para a escolha do modelo de um motor C.C. com excitação independente, baseada nas respostas em corrente e velocidade angular, correspondentes a um degrau de tensão aplicado nos terminais de armadura, com o motor a vazio.

Foram lidas as curvas de corrente e velocidade correspondentes a um degrau de tensão aplicado aos terminais de armadura. A excitação, independente, foi mantida constante. Destes testes, resultaram então a escolha do modelo considerado neste trabalho, no qual foi desprezado o atrito estático, uma vez que se desejou trabalhar na vizinhança linear de um ponto de operação afastado da origem (numa vizinhança da origem, existe uma "zona morta" devido ao atrito estático).

##### 5.4.2 - Determinação dos Parâmetros do Modelo Usando Respostas ao Degrau

Os parâmetros do modelo foram encontrados mediante uma técnica de medidas nas respostas a degraus de várias amplitudes, tanto a vazio como a rotor travado. Os valores considerados dos parâmetros foram a média dos valores encontrados em cada ensaio. No item 5.3 foi feita uma discussão acerca da modelagem do bloco acionador, o qual é considerado um bloco linear quando em cascata com o motor.

A seguir, apresenta-se a técnica de determinação de parâmetros utilizada. Um esquema do modelo escolhido para o motor é mostrado na Fig. 5.8.

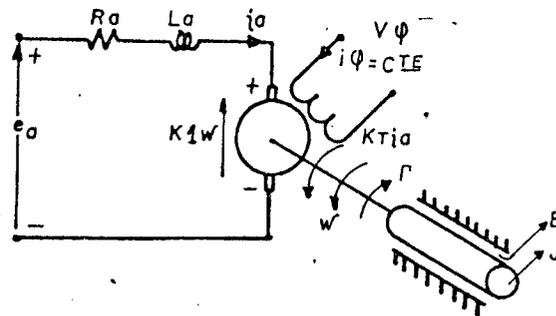


FIGURA 5.8 - Representação esquemática do modelo de segunda ordem do motor C.C. sujeito a carga  $\Gamma$ .

Da Fig. 5.8, pode-se retirar as seguintes equações no domínio frequência:

$$\left\{ \begin{array}{l} sL_a I_a(s) + R_a I_a(s) + K_1 W(s) = E_a(s) \end{array} \right. \quad (5.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_T I_a(s) = sJW(s) + BW(s) + \Gamma \end{array} \right. \quad (5.3)$$

Não considerar-se-a  $\Gamma$  para efeitos de determinação do parâmetro do motor, pois, nesta estratégia de controle, está implícita a presença de carga, como uma perturbação externa, assim,

$$\Gamma = 0 \quad (5.4)$$

Isolando  $I_a(s)$  de (5.2) têm-se

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - K_1 W(s)}{R_a [(L_a/R_a)s + 1]} \quad (5.5)$$

Isolando  $W(s)$  de (3), têm-se

$$W(s) = \frac{K_T}{B [(J/B)s + 1]} I_a(s). \quad (5.6)$$

Substituindo (5.5) em (5.6), têm-se

$$W(s) = \frac{K_T}{B [(J/B)s + 1]} \frac{E_a(s) - K_1 W(s)}{R_a [(L_a/R_a)s + 1]} \quad (5.7)$$

Seja  $e_a$  uma entrada degrau, isto é,

$$E_a(s) = M/s \quad (5.8)$$

Onde  $M$  é o valor de  $e_a(t)$  p/t > 0.

Aplicando (5.8) a (5.7) e usando o teorema do valor final em (5.7) obtêm-se o valor de regime permanente  $W_{ss}$ . Assim,

$$W_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sW(s) \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} W_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{K_T}{B [(J/B)s + 1]} \cdot \frac{M/s - K_1 W(s)}{R_a [(L_a/R_a)s + 1]} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \left( \frac{K_T}{B [(J/B)s + 1]} \right) \cdot \lim_{s \rightarrow 0} \left( \frac{M - sK_1 W(s)}{R_a [(L_a/R_a)s + 1]} \right) \end{aligned}$$

Onde foi usada a propriedade do limite de um produto. Finalmente, obtêm-se

$$W_{ss} = \frac{K_T M}{BR_a + K_1 K_T} \quad (5.10)$$

Sabendo que  $K_1 = K_T = K$  (18) vem

$$W_{ss} = \frac{KM}{BR_a + K^2} \quad (5.11)$$

Para uma mesma entrada dada por (5.8) aplicando ainda o teorema do valor final em (5.5) obtemos o valor de regime permanente para a corrente de armadura do motor C.C. para uma entrada degrau dada por (5.8). Assim,

$$i_{a_{ss}} = \frac{BM}{BR_a + K^2} \quad (5.12)$$

Como  $M$  é um valor escolhido convenientemente na experiência,  $W_{ss}$  e  $i_{ss}$  são determinados experimentalmente. Portanto, encontram-se duas equações. No entanto, são cinco incógnitas a serem determinadas ( $R_a$ ,  $L_a$ ,  $B$ ,  $I$  e  $K$ ). Sendo assim, necessita-se de mais três equações independentes. Uma das equações que necessita-se, é encontrada na relação

$$R_a = M/i_{a_{sc}} \quad (5.13)$$

Onde  $i_{a_{sc}}$  é a corrente de curto circuito do motor C.C. ou, explicitamente, é a corrente de regime permanente do circuito de armadura quando a este é aplicada uma entrada do tipo (5.8) e  $W = 0$ .

Para a determinação de  $i_{a_{sc}}$ , plotou-se a corrente de armadura no tempo, utilizando um osciloscópio de memória e retiramos de lá, o valor de regime permanente  $i_{a_{sc}}$ , como pode ser visto na Fig. 2.9. Por simplicidade, desprezou-se a influência da resistência do enrolamento de campo refletida no circuito de armadura. Por outro lado como sabe-se, na resistência de armadura está incluída a resistência dos contatos das escovas com as lamelas e que esta parcela,

então, dependerá da posição angular do rotor. Por isso, fez-se algumas medidas da corrente, para diferentes posições do rotor, sendo que para cada medida foi calculada a resistência de armadura mediante a equação (5.13). Veja-se a tabela 5.2. Com estes valores de  $R_a$  foi extraída a média aritmética, para melhor representação do seu valor. Além disso, o rotor foi mantido travado nestas medidas, para garantir velocidade angular zero. Deve-se enfatizar, ainda que o valor de  $M$  foi escolhido convenientemente, de acordo com as características de corrente nominal da armadura.

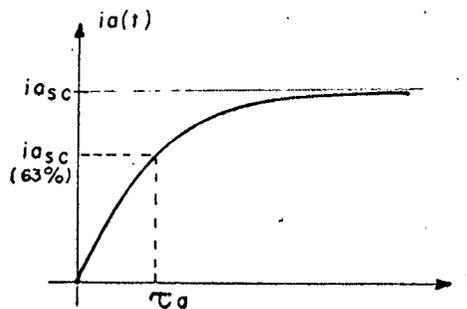


FIGURA 5.9 - Gráfico da corrente de armadura, quando nela é aplicada um degrau  $e_a(t) = Mu(t)$  com o rotor travado ( $\omega = 0$ ), onde  $u(t)$  é um degrau unitário.

Sabe-se ser a armadura constituída de um circuito RL série, na faixa de frequência de utilização, quando  $\omega(t) = 0$ . Por isso é fácil deduzir que a corrente da Fig. 5.9 é regida pela equação

$$i_a(t) = i_{a_{sc}} (1 - e^{-t/\tau_a}) \quad (5.14)$$

onde  $\tau_a$  é a constante elétrica do motor C.C., ou seja

$$\tau_a = L_a / R_a \quad (5.15)$$

que é uma das constantes procuradas.

Ao mesmo tempo em que a corrente  $i_{aSC}$  é lida, pode ser lida a constante de tempo  $\tau_a$ . Sendo assim, para cada posição do rotor, determina-se um valor de  $L_a$  e no final de todas as medidas pode-se encontrar uma média também para a indutância de armadura.

Pode-se encontrar uma outra relação, fazendo leituras do transitório de velocidade  $\omega$  do motor. Desta curva tira-se uma constante de tempo a qual chamar-se-á constante de tempo eletromecânica  $\tau_{em}$ . Seja a equação (5.7)

$$W(s) = \frac{K}{B[(J/B)s+1]} \cdot \frac{E_a(s) - KW(s)}{R_a[(L_a/R_a)s+1]}$$

Como nos casos de máquinas reais, a influência do mecanismo é, geralmente, maior que a influência elétrica no comportamento dinâmico, cabe aqui a aproximação  $L_a/R_a \approx 0$ , simplificando bastante a antitransformada de (5.7). Com estas considerações, (5.7) fica

$$W(s) = \frac{K}{B[(J/B)s+1]} \cdot \frac{E_a(s) - KW(s)}{R_a} \quad (5.16)$$

Rearranjando (5.17) e trazendo para o domínio tempo, para  $E_a(s) = M/s$ , obtêm-se

$$\omega(t) = C(1 - e^{-t/\tau_{em}}) \quad (5.17)$$

$$\text{onde } C = \frac{KM}{BR_a + K^2} \quad (5.18)$$

$$\text{e } \tau_{em} = \frac{JR_a}{BR_a + K^2} \quad (5.19)$$

Agora, como já tem-se todas as relações necessárias para a determinação dos parâmetros do modelo escolhido para o motor C.C., se passará a apresentar os resultados das medidas feitas em laboratório bem como os resultados dos cálculos dos parâmetros. A máquina utilizada é um motor C.C. da Standard Electric Time Corp., 1 HP, 1750 RPM Nom., acoplado a um gerador síncrono do mesmo fabricante, 2HP, 1750 RPM Nom., o qual foi mantido a vazio nestes experimentos. As medidas de velocidade foram feitas analogicamente, mediante um tacômetro C.C. da Inland Motor Division Kollmorgen Corporation, 60V/KRPM, 2000 RPM. As medidas de corrente também foram analógicas e foram efetuadas mediante um *shunt* simples com relação 6mV/A.

Nº da medida	M(volts)	$i_{a_{ss}}$ (Amp.)	$\omega_{ss}$ (rd/s)
1	10,1	1,42	14,99
2	20,2	1,47	32,76
3	30,1	1,50	50,71
4	40,0	1,56	68,07
5	49,9	1,59	85,57

TABELA 5.1 - Medidas em regime permanente de  $\omega(t)$  e  $i_a(t)$

A Tab. 5.1 apresenta os resultados obtidos, em regime permanente, da velocidade angular e da corrente de armadura  $i_a$  para várias amplitudes M de tensão de armadura  $e_a$ . Na Tab. 5.2 estão os resultados das medidas de correntes de curto-circuito  $i_{sc}$  e constantes de tempo elétricas  $\tau_a$ , para várias amplitudes M de tensão de armadura  $e_a$ . Também constam desta Tabela, nas duas últimas colunas, os valores calculados de  $R_a$  e  $L_a$  para as diversas posições do rotor.

Nota-se que os parâmetros estão muito próximos de constantes. Por isso, tomou-se a média aritmética dos valores de  $R_a$  e  $L_a$  para as oito posições de rotor da Tab. 5.2, como os melhores valores para aqueles parâmetros. Assim,

$$\bar{R}_a = 1,23\Omega.$$

$$\bar{L}_a = 41,95\text{mH}.$$

Assim

$$\bar{\tau}_e = 34,11\text{ms}.$$

Nº da medida	M(volts)	$i_{asc}$ (Amp.)	$\tau_a$ (ms)	$R_a$ (Ohms)	$L_a$ (mH)
1	4,14	3,75	40	1,10	44,00
2	4,21	3,83	35	1,10	38,50
3	4,47	3,50	35	1,28	44,80
4	4,61	3,50	30	1,31	39,30
5	4,73	3,42	30	1,38	41,40
6	4,52	3,75	30	1,21	36,30
7	4,40	3,50	35	1,26	44,10
8	4,23	3,58	40	1,18	47,26

TABELA 5.2 - Medidas em regime permanente e transitório do circuito de armadura.

Os resultados das medidas da constante eletromecânica  $\tau_{em}$  para três amplitudes M de tensão de armadura  $e_a$  e para três escalas da base de tempo do osciloscópio, são apresentados na Tab. 5.3.

Nº da medida	M(volts)	$\tau_{em1}$ (0,50s/div.)	$\tau_{em2}$ (0,25s/div.)	$\tau_{em3}$ (0,10s/div.)	$\bar{\tau}_{em}$
1	40,5	0,250s	0,244s	0,250s	0,248s
2	51,5	0,250s	0,300s	0,275s	0,275s
3	31,0	0,250s	0,260s	0,270s	0,260s

TABELA 5.3 - Constantes de tempo eletromecânica

Na última coluna da Tab. 5.3 estão as médias das três leituras, para cada amplitude M, as quais designou-se por  $\bar{\tau}_{em}$ . Pela mesma razão acima, com relação à constância dos parâmetros do circuito de armadura, calculou-se uma média entre os valores de  $\bar{\tau}_{em}$  tidos como os melhores valores para as leituras e designamos por  $\bar{\tau}_{em}$ . Assim,

$$\bar{\tau}_{em} = 0.241s$$

Mediante as equações (5.11), (5.12), (5.13), (5.15), (5.19) e os dados das Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3, obtêve-se os seguintes resultados para os parâmetros do motor C.C. em questão:

$$\bar{R}_a = 1,23\Omega$$

$$\bar{L}_a = 41,95\text{mH}$$

$$\bar{K}_T = \bar{K}_1 = \bar{K} = 0,543\text{Vs}$$

$$\bar{B} = 2,07 \times 10^{-2} \text{Nms}$$

$$\bar{J} = 6,7 \times 10^{-2} \text{Nms}^2$$

onde

$\bar{R}_a$  - Resistência média de armadura

$\bar{L}_a$  - Indutância média de armadura

$\bar{K}_T$  - Constante de torque média

$\bar{K}_1$  - Constante de força eletromotriz média

$\bar{B}$  - Constante de atrito viscoso médio

$\bar{J}$  - Momento de inércia, calculado em função dos valores médios anteriores.

Foi feita uma simulação analógica do motor com os parâmetros encontrados. O resultado desta simulação é apresentado na Fig. 5.9a. A fim de comparar as constantes de tempo do modelo simulado e do processo real para um ponto de operação linear escolhido aleatoriamente, foi traçada também a curva da Fig. 5.9b. Esta última curva foi traçada para o motor com o conversor acoplado. O resultado da comparação indica que o bloco do conversor não altera a dinâmica do motor em separado, o que traduz uma escolha adequada do modelo e da técnica de determinação dos parâmetros. Para melhor constatar os resultados aqui obtidos, no que diz respeito a modelagem e a determinação dos parâmetros, indica-se o trabalho de identificação de Cardoso(19).

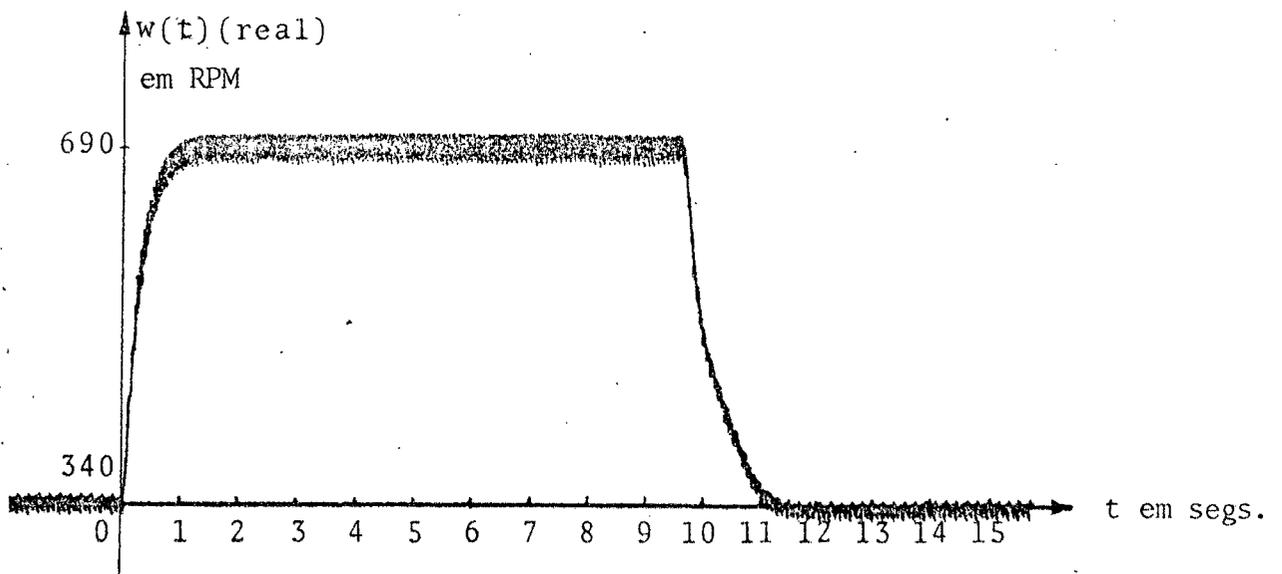
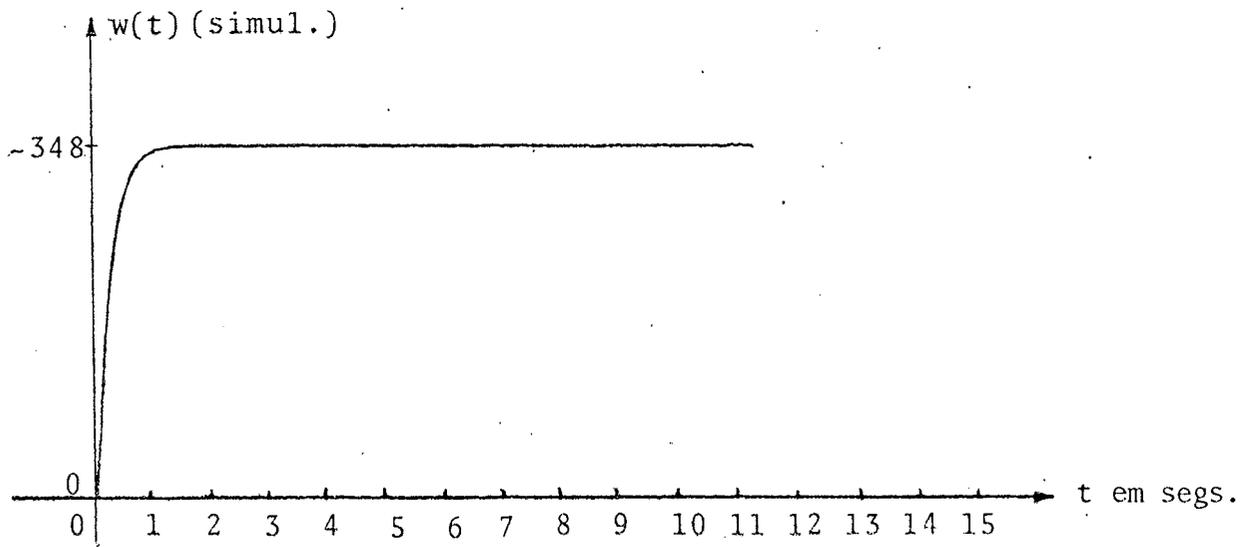


FIGURA 5.10 - (a) Saída do modelo (simulação)  
(b) Saída do objeto (motor C.C.)

**CAPÍTULO 6**

APLICAÇÃO A UM PROCESSO

REAL - UM MOTOR C. C.

## 6 - APLICAÇÃO A UM PROCESSO REAL - UM MOTOR C.C.

### 6.1 - Introdução

Com o fim de testar a estratégia de controle desenvolvida, substituiu-se o processo simulado pelo processo real. Nesta aplicação, o processo não tem parâmetros exatamente conhecidos como na simulação híbrida. Há não-linearidade; a presença de ruídos é maior, enfim, enfrenta-se toda a sorte de problemas de uma realização em processo real.

Como já mencionado, o processo escolhido para este fim, foi um motor c.c. acionado por um pulsador tiristorizado, conforme estudo feito no Capítulo 5.

Uma vez que o processo se encontra a uma distância de, aproximadamente, 50m, em andares diferentes, se faz necessária a instalação de uma linha de transmissão interfaceada para a interligação entre o processo e o computador, além da interligação com este último, de um terminal console instalado junto ao processo. A esta instalação se deu especial atenção aos aspectos de relação sinal/ruído, aterramento, condicionamento de sinais e transdutores.

Os resultados obtidos foram satisfatórios, sendo que as discrepâncias encontradas entre a simulação e a realização, são basicamente devidas a tres fatores importantes: A não-linearidade, embora tenha se tentado eliminar seu efeito; a imprecisão das medidas e ao erro na determinação dos parâmetros.

A organização deste Capítulo é a que se segue: Na seção 2, é apresentado um diagrama simplificado do sistema completo. Na seção 3 é apresentado um esquema simplificado da interligação entre os diversos equipamentos utilizados na montagem, com atenção a isolação. Na seção 4 são apresentados alguns aspectos da blindagem de rádio-frequência prevista em toda a transmissão e da relação sinal/ruído. Na seção 5 são apresentados alguns dados e respectivas curvas, baseados nos resultados de simulação obtidos no item 3.4.3, para o caso de perturbação e referência do tipo constante e nos resultados de simulação obtidos e mostrados na presente seção, para o caso de perturbação do tipo senoidal + constante.

## 6.2 - O Sistema Completo

A Fig. 6.1 apresenta uma visão geral do sistema de controle.

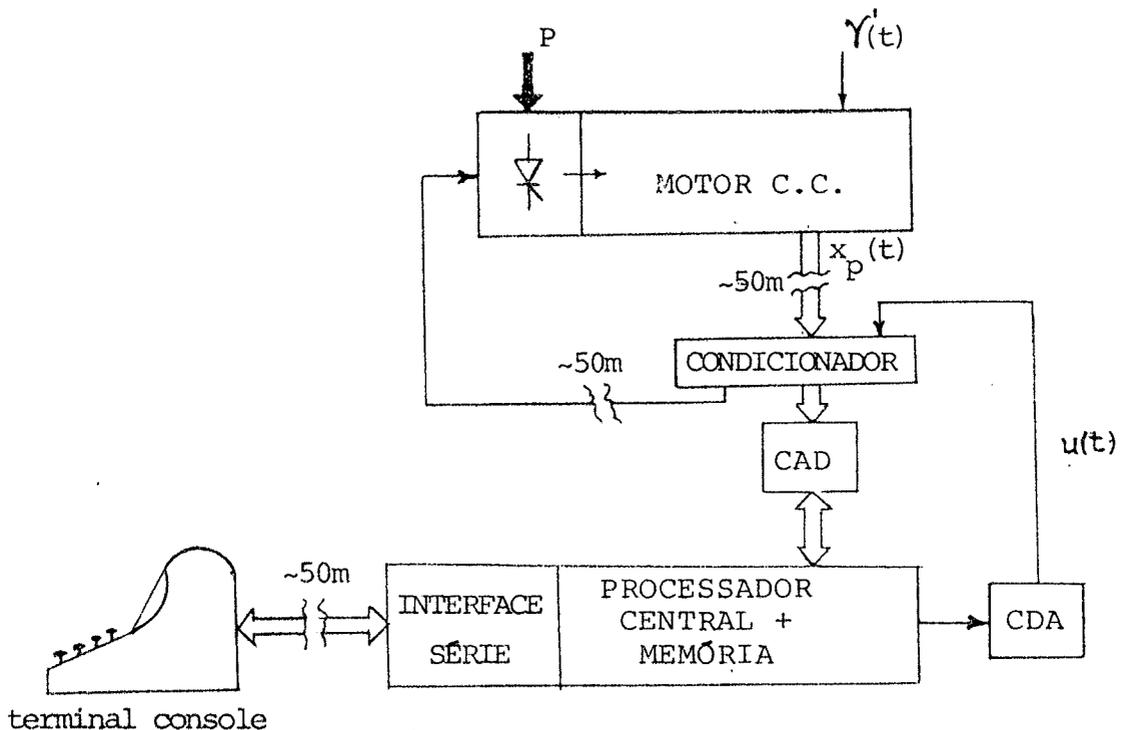
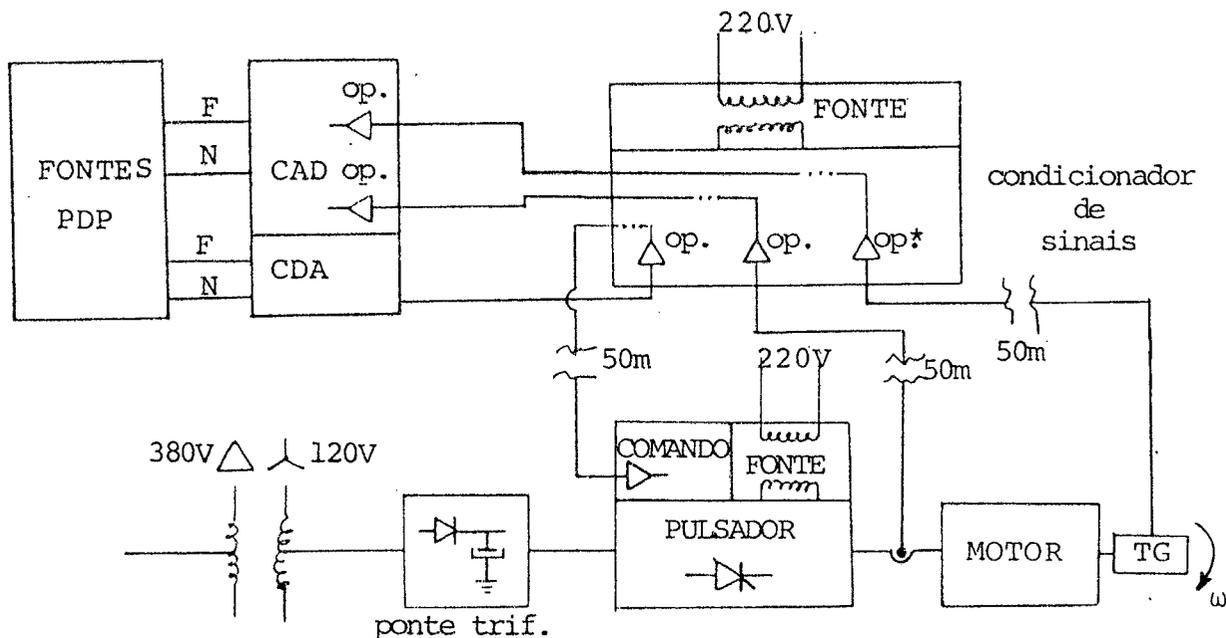


FIGURA 6.1 - Vista geral do sistema de controle.

## 6.3 - Interligação entre Equipamentos

Dois cuidados são fundamentais na interligação de equipamentos: O uso de auto-transformadores e o aterramento descuidado. No primeiro, pela possibilidade de curto-circuito; no segundo, pela possibilidade de formação de malhas de corrente se não se usar fios de bitola adequada e/ou, usar aterramentos em muitos pontos do sistema.

Com o objetivo de evitar complicações maiores, montou-se a estrutura mostrada na Fig. 6.2. Note-se que todos os equipamentos ligados ao computador são alimentados por transformadores, o que elimina a possibilidade de curto-circuito entre equipamentos.



\* op. - entradas dif. a ampl. operacionais

FIGURA 6.2 - Detalhe sobre as alimentações dos sistemas interligados.

#### 6.4 - Blindagem do Sistema de Transmissão e Relação Sinal/Ruído

Uma vez que optou-se por medir sinais analógicos, sabia-se estar se tratando com sinais bastante susceptíveis a ruídos. Por outro lado, neste processo em particular, o sinal de corrente além de ser de baixa amplitude já é coletado com muito ruído proveniente do circuito de chaveamento a tiristores. Outra fonte de ruído é a própria linha de transmissão que, devido ao seu comprimento, tem a capacidade de captar ruídos de RF.

Para melhorar a qualidade dos sinais, utilizou-se um tacômetro de alta sensibilidade (22,6 V/rd/s), um pré-amplificador na saída do "shunt" de corrente, aterramento da blindagem do cabo telefônico em um só ponto, blindagem dos conectores e o uso de cabos coaxiais nas ligações dos sensores ao cabo e do cabo ao condicionador de sinais. Com estas medidas, conseguiu-se aumentar a relação sinal-ruído e, conseqüentemente, criou-se a possibilidade de

atenuação dos ruídos sem perda de informação. Os resultados conseguidos foram satisfatórios, embora se indique tipos mais modernos de transmissão e medidas.

## 6.5 - RESULTADOS PRINCIPAIS DA APLICAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE AO MOTOR C.C.

### 6.5.1 - REFERENCIAS E PERTURBAÇÕES DO TIPO CONSTANTE

Utilizando-se do melhor resultado, obtido por computação iterativa, da simulação híbrida para o caso 3, no Item 3.4.3, obteve-se o resultado mostrado na fig. 6.3

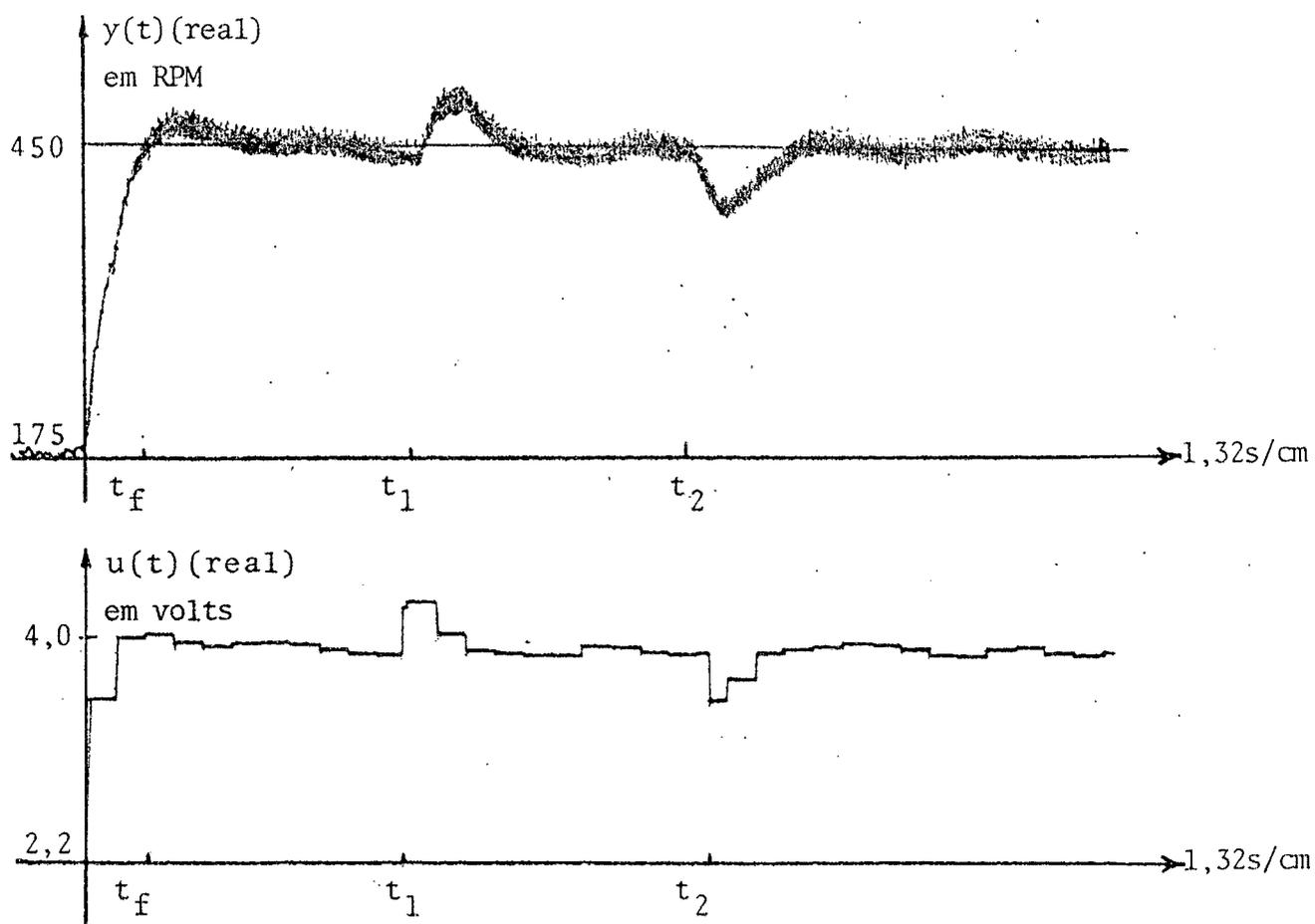


FIGURA 6.3 - (a) Saida do motor c.c. (real), Compensado e regulado.

(b) Controle correspondente.  $t_1$  e  $t_2$  são os instantes em que ocorre uma perturbação constante e é suprimida, respectivamente;  $t_f$  corresponde ao tempo final.

Observe-se a semelhança entre as figuras 6.3 e 4.3. A ondulação que se observa na fig. 6.3(a) em regime permanente tem como causas principais o sinal fornecido pelo tacômetro e o ruído gerado no CAD. Uma solução para uma sensível melhora, seria a substituição do sensor de velocidade, a calibração mais apurada do CAD e aumento de sua relação sinal/ruído utilizando-se sinais de maior intensidade.

Apesar de tudo, o resultado é bom, pois comprova uma proximidade relativamente grande entre modelo e objeto, uma vez que o desempenho foi conseguido apenas com os dados da simulação.

#### 6.5.2 - Referências e Perturbações do Tipo Seno/Coseno e/ou Constante

Foi encontrado um servo-compensador<sup>(\*)</sup> cujos auto-valores são a união dos modos de um sinal tipo constante, com os de um tipo seno/coseno.

A lei de controle foi então implementada e após algumas iterações de computação iterativa com o processo real, foi conseguido o desempenho mostrado na fig. 6.4. Um dos resultados da simulação híbrida iterativa são apresentados no item 6.5.3. Os tempos de amostragem, na simulação e na implementação em tempo real, foram de 0.5s.

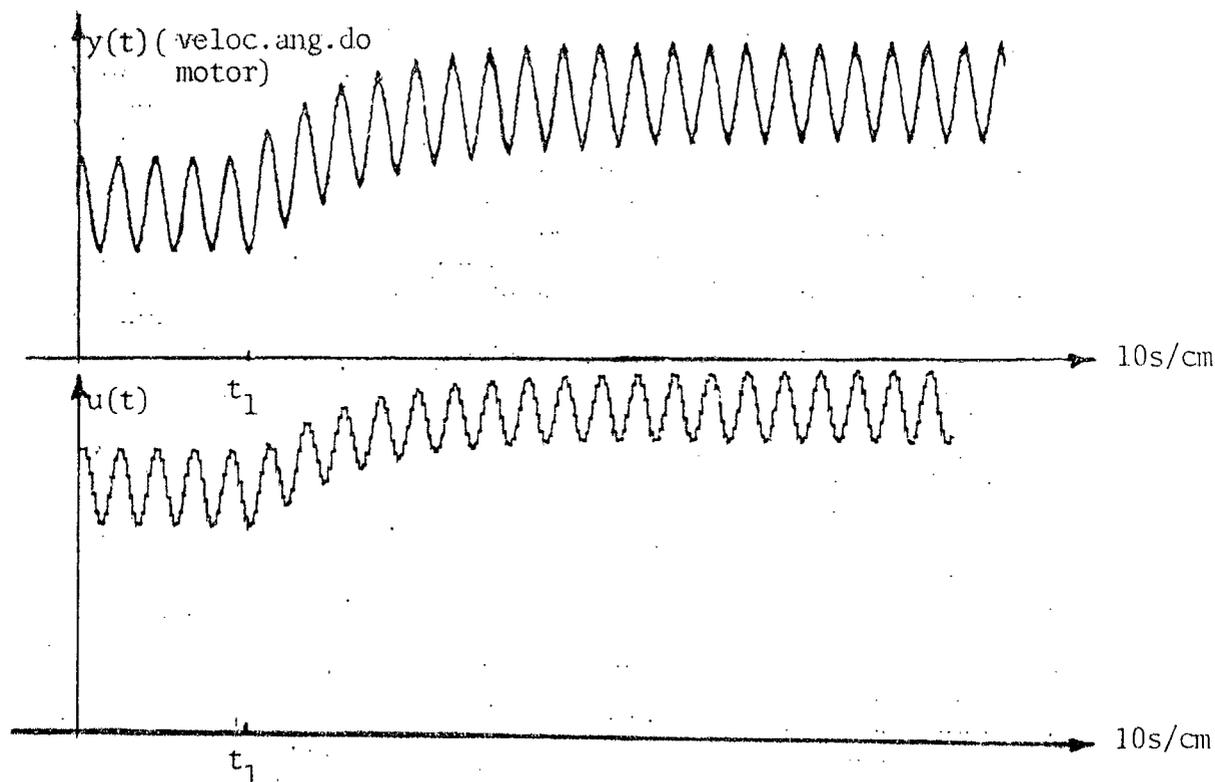


FIGURA 6.4 - (a) Saída do motor c.c. compensado e regulado para entrada e perturbação do tipo seno/cosseno+constante. (b) Correspondente controle. As matrizes de ponderação correspondentes, são apresentadas no final do Capítulo.  $t_1$  é o instante da mudança da ref. constante.

(\*) Em (15) é descrito detalhadamente como obter o servocompensador para seno.

Na fig. 6.5 apresenta-se o traçado de  $y_{ref}(t)$ xy(t) para um ponto de operação linear do processo. Esta fig. mostra o seguimento de fase da saída do processo contra a entrada de referência com t $\infty$ ua. O seguimento de amplitude, embora n $\infty$ o esteja expl $\infty$ cito na fig. por dificuldades t $\infty$ cnicas, n $\infty$ o  $\infty$  de grande import $\infty$ ncia pelo fato de se tratar de sistema linear: Neste caso, mesmo que houvesse erro de amplitude, seria apenas necess $\infty$ rio um escalamento da refer $\infty$ ncia com rela $\infty$ o  $\infty$  a sa $\infty$ ida.

No traçado, esta sobreposto o ru $\infty$ ido proveniente do tac $\infty$ metro.

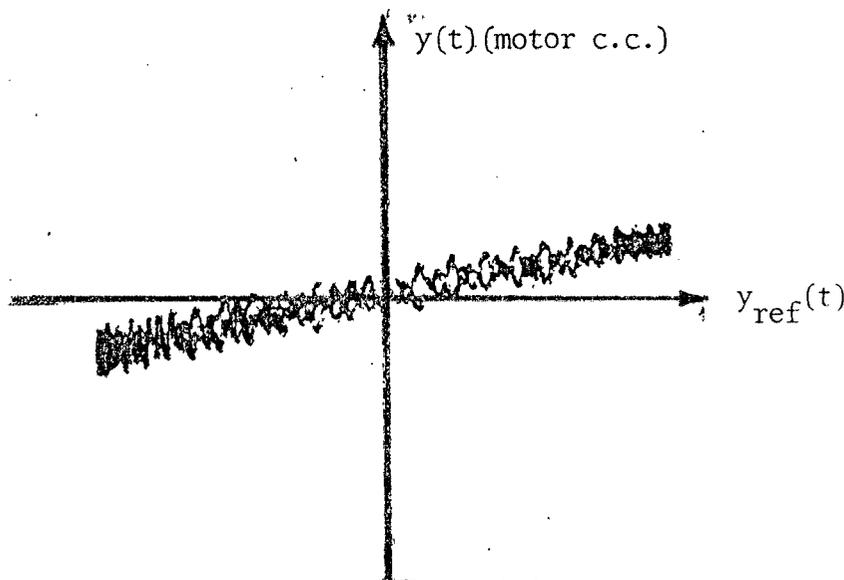


FIGURA 6.5 - Ilustração do seguimento da saída do processo (motor c.c.), ao sinal de refer $\infty$ ncia. Esta curva  $\infty$  o "Lissajour" de  $y_{ref}(t)/y(t)$ .

A fig. 6.6 apresenta a sa $\infty$ ida do sistema de controle para cinco pontos de opera $\infty$ o, enfatizando que a abordagem  $\infty$  v $\infty$ lida para pontos de opera $\infty$ o fora da "zona morta" existente na origem. Note-se que nesta fig. n $\infty$ o h $\infty$  valores negativos, embora tamb $\infty$ m se aplique refer $\infty$ ncia do tipo senoidal sem nivel constante. Este fen $\infty$ meno indica a assimetria da n $\infty$ o-linearidade do tipo "zona-morta".  $\infty$  ainda importante que se diga, que a aparente defasagem entre os diversos sinais da fig. 6.6, significa apenas que foram tra $\infty$ ados em tempos diferentes, por n $\infty$ o se tratar de uma simula $\infty$ o.

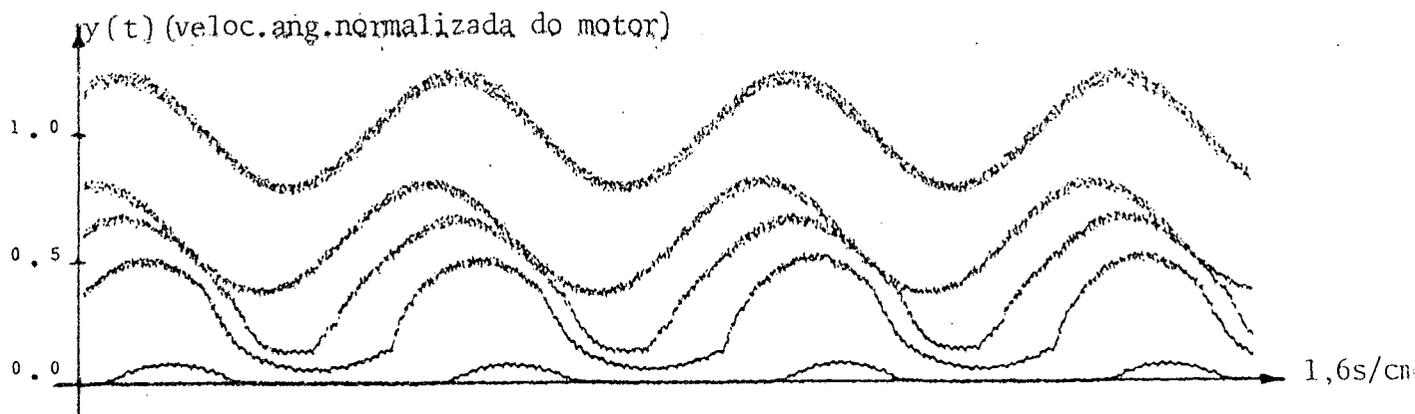


FIGURA 6.6 - Operação do sistema de controle em vários pontos de operação.

Um dos resultados da simulação híbrida iterativa é mostrado nas figs. 6.7, 6.8 e 6.9. Como no caso anterior, esta simulação é necessária antes da implementação em tempo real com o processo. Neste caso  $Q=\bar{Q}=I$ ,  $R=\bar{R}=I$  e  $TF=4$ . Embora não se tenha aproveitado estes valores para a implementação no processo real, eles foram bastante úteis como ponto de partida - não que eles não tenham fornecido desempenho semelhantes aos da simulação; foi apenas experimentado novo desempenho.

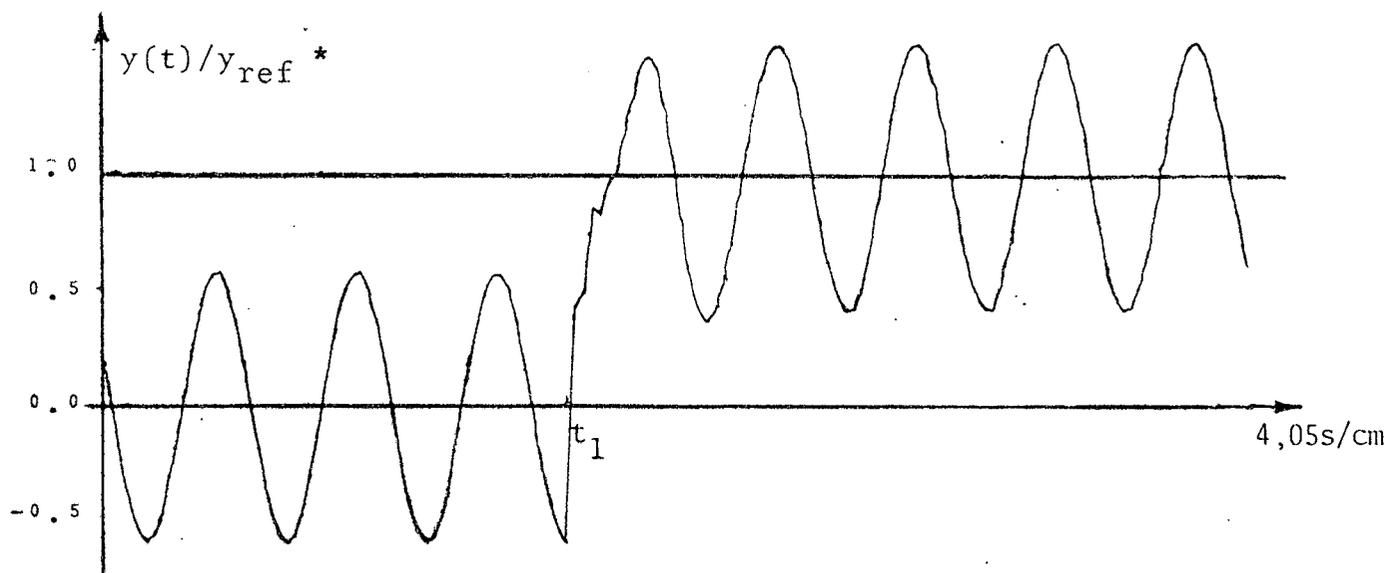


FIGURA 6.7 - Saída do processo (simulado) compensado e regulado com entrada de referência senoidal, quando na passagem de um nível para outro (em  $t_1$ ).

\*  $y_{ref}$  aqui, refere-se à parte constante de  $y_{ref}(t)$ .

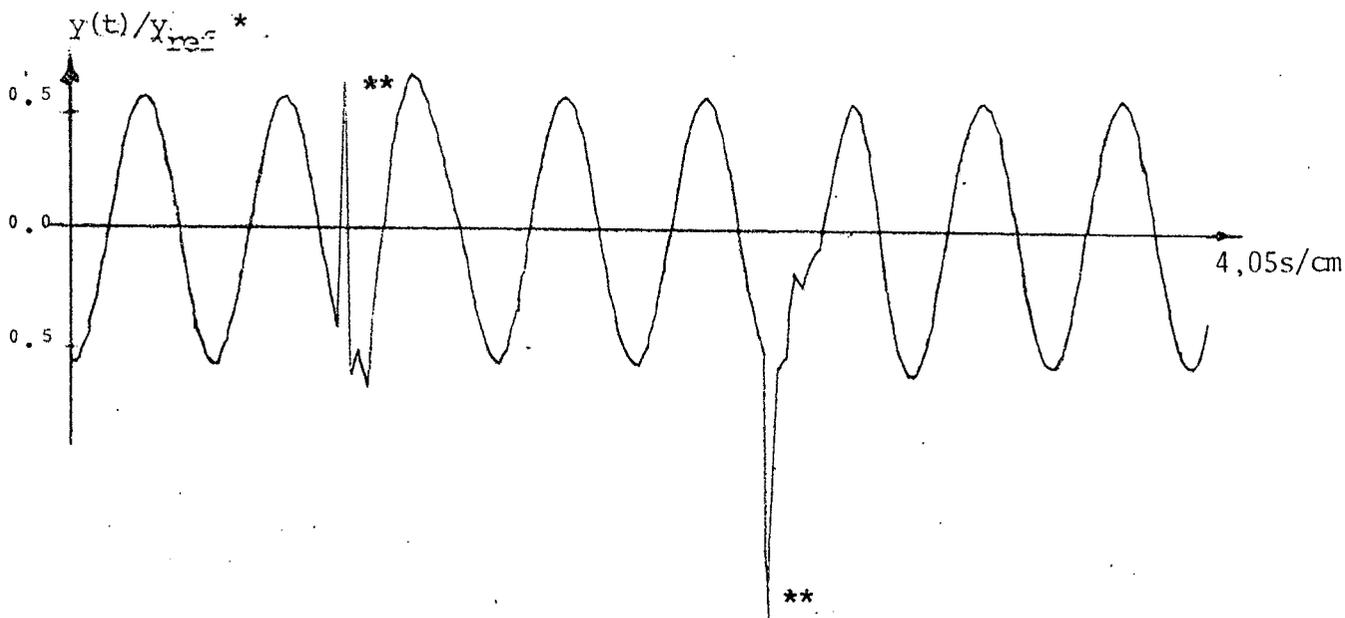


FIGURA 6.8 - Saída do processo(simulado) sujeita a perturbações do tipo  $\text{cons}^*$  tante na entrada da planta.

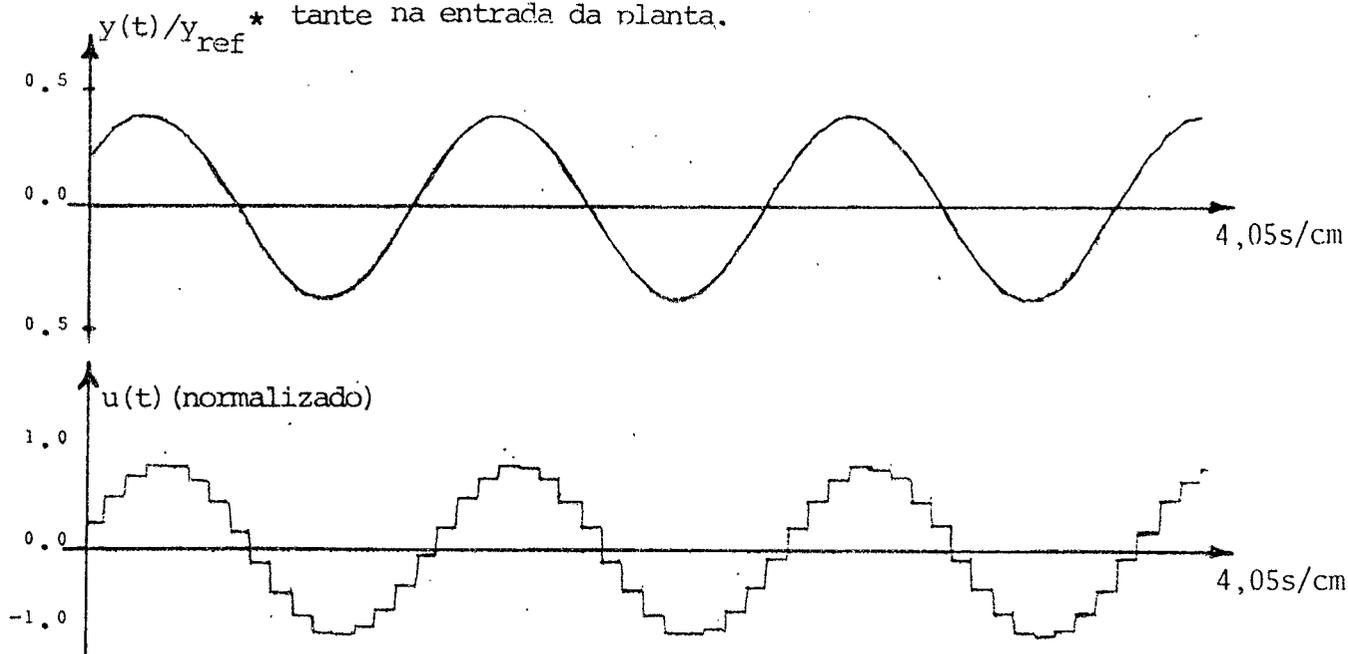


FIGURA 6.9 - (a) saída do processo(simulado) e (b) correspondente controle.

NOTA: As matrizes de ponderação e o instante TF correspondentes às figs. do item 6.5.2 são:

$$Q = \bar{Q} = \begin{bmatrix} 50 & & & \\ & 50 & \theta & \\ & & 1 & \\ \theta & & & 1 \\ & & & & 1 \end{bmatrix}, \quad R = \bar{R} = I \quad \text{e} \quad TF = 4.$$

\*  $y_{ref}$ , aqui, refere-se à parte constante de  $y_{ref}(t)$ .

\*\* Transitórios correspondentes à perturbações constantes na entrada.

### 6.5.3 - Comentários Sobre Referências e Perturbações do Tipo Seno/ Coseno e/ou Constante.

Esta implementação foi bastante importante, pois ilustrou a viabilidade da estrutura para um sinal, o qual não seria seguido por um sistema compensado por métodos convencionais de projeto. A curva apresentada na Fig. 6.5 ilustra o seguimento entrada X saída: Para a estrutura proposta no Capítulo 2 e implementada em um processo real, qualquer outro servomecanismo proporcionaria uma elipse no traçado entrada X saída quando excitado por seno.

Uma verificação prática que não poderia ser deixada de lado, é o resultado mostrado na Fig. 6.6 onde ilustra o não seguimento da saída do sistema quando operando em pontos não lineares.

A pulsação do sinal de entrada foi de 1rd/s, correspondente a um período de aproximadamente 6,28s. A constante de tempo eletromecânica do motor é de cerca de 0,24/s. Isto dá uma indicação que seria possível operar com uma frequência superior a apresentada. Por simplicidade, porém, com relação à regulação do sistema, se trabalhou com frequência muito baixa, sem que se perdesse generalidade.

Outro detalhe que facilitou a convergência rápida na escolha das matrizes de ponderação, foi a não exigência de transitórios rápidos: Observa-se, na Fig. 6.4 que o tempo de acomodamento é aproximadamente de 30s. Embora se tenha conseguido bons tempos de acomodamento nos resultados da simulação (Figs. 6.7 e 6.8), eles não eram ainda bem apropriados para a implementação como processo real, uma vez que os limites de controle e de corrente eram violados.

Apesar de no caso de seguimento do seno não ter sido apresentados transitórios rápidos, eles podem ser conseguidos. Além disso, esteve-se interessado muito mais em ilustrar a viabilidade de aplicação do problema do servocompensador robusto discreto, a um sistema real.

**CAPÍTULO 7**

**CONCLUSÕES E INDICAÇÕES PARA FUTUROS TRABALHOS**

## 7 - CONCLUSÕES E INDICAÇÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

### 7.1 - Conclusões

Foram apresentadas condições de suficiência para o problema do servomecanismo robusto discreto para sistemas lineares discretos de uma entrada e uma saída com realimentação de estados a ganhos variantes no tempo.

Devido ao uso de controle ótimo na estabilização do sistema, foi criada uma estrutura de simulação híbrida interativa, a qual permite que se faça a escolha adequada das matrizes de ponderação com relativa facilidade e rapidez. Esta estrutura de simulação assim construída, permitiu que se conseguisse bons resultados, associados às restrições físicas do problema. Foi possível ainda conviver-se, a nível de simulação, com problemas de ruído de conversão A/D, ruídos de transmissão, atraso no processamento da lei de controle, condicionamento de sinais, etc.

Com os resultados obtidos na simulação, constatou-se uma flexibilidade maior, na especificação de desempenhos, com o uso de estrutura variável de controle que com estrutura constante. Isto pode ser avaliado se for feita uma comparação entre o tempo de acomodamento do sistema a partir de uma mudança de referência e o tempo de acomodamento a partir do aparecimento de uma perturbação: No primeiro caso a realimentação é feita a ganhos variantes no tempo e no segundo a ganhos constantes(ex.: Fig. 3.10).

A estratégia de controle proposta foi testada num processo real para rastrear sinais dos tipos constantes e senoidais e os resultados mostraram que houve seguimento da saída do sistema para ambos os tipos de sinais, como previsto na teoria. Por outro lado, a estrutura de regulação, que havia se comportado bem na simulação híbrida, se comportou de forma semelhante quando testada no processo real com os mesmos dados da simulação(ver Figs. 3.13 e 6.3).

Os testes com o processo real(motor C.C. acionado por um conversor C.C.-C.C.) confirmaram a eficiência da estrutura proposta, a qual pode agora ser utilizada em outros processos reais com modelagem matemática conhecida, com todos os estados disponíveis e com uma entrada e uma saída.

## 7.2 - Algumas Indicações Para Futuros Trabalhos

Como seguimento deste trabalho, deixam-se os seguintes problemas a serem abordados:

1) A extensão do problema para o caso multivariável é de interesse, principalmente pelo fato de não ter sido abordado explicitamente na literatura o problema do servomecanismo robusto discreto com ganhos de realimentação variantes no tempo.

2) Como pode ser observado, não foi considerado nenhum atraso entre o vetor de estado e a variável de controle. Porém, se o tempo de processamento, comparado com o tempo de amostragem é muito grande, a teoria apresentada não é aplicável. É de interesse que este atraso seja considerado na estratégia de controle e que o tempo de processamento seja maximizado com relação ao tempo de amostragem, permitindo que se implemente estruturas de controle mais complexas, sem violar as características principais da estrutura.

3) O problema do sistema híbrido, entre os instantes de amostragem deve ser tratado com profundidade, com uma abordagem propriamente híbrida. Este problema já foi levantado por Halanay<sup>(10)</sup> e está sendo analisado em detalhes por Livramento<sup>(15)</sup>.

4) Neste trabalho foram levantados os problemas de sinais a distância, através de simples pares telefônicos. Este sistema de transmissão deve ser melhorado. Indica-se a transmissão de sinais digitais diretos ou de algum tipo de modulação tais como PWM, PCM ou mesmo FM.

5) Para melhorar a observação das medidas, propõe-se um estudo e aplicação de filtragem digital.

6) Uma extensão do problema proposto no presente trabalho, para o caso de processos contínuos variantes no tempo, controlados por computador digital, está sendo considerada.

7) A inclusão de um observador de estados na estrutura do servomecanismo robusto discreto para aplicações em que nem todos os estados são disponíveis esta sendo considerada por Livramento<sup>(15)</sup>.

APÉNDICES

A P Ê N D I C E A

PARTE 1

Seja  $\mathbf{A}$  uma matriz quadrada de ordem  $N$  e os  $N$ -vetores  $\underline{\mathbf{a}}$  e  $\underline{\mathbf{b}}$ , onde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} (n \times n) & \mathbf{A}_{12} (n \times (N-n)) \\ \mathbf{A}_{21} (N-n) \times n & \mathbf{A}_{22} (N-n) \times (N-n) \end{bmatrix},$$

$$\underline{\mathbf{a}}' = \{ \underline{\mathbf{a}}'_1 (1 \times n) \ ; \ \underline{\mathbf{a}}'_2 (1 \times (N-n)) \},$$

e

$$\underline{\mathbf{b}}' = \{ \underline{\mathbf{b}}'_1 \ ; \ \underline{\mathbf{b}}'_2 \}.$$

Seja  $\mathbf{F}$  uma matriz quadrada de ordem  $N+1$ , composta por  $\mathbf{A}$ ,  $\underline{\mathbf{a}}$  e  $\underline{\mathbf{b}}$ , da seguinte forma

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} & & & \vdots & \\ & \mathbf{A} & & \vdots & \underline{\mathbf{b}} \\ & & & \vdots & \\ \dots & & & \vdots & \\ \underline{\mathbf{a}}' & & & \vdots & 0 \end{bmatrix}.$$

Então,

$$\underline{\mathbf{a}}' \cdot \text{adj} \mathbf{A} \cdot \underline{\mathbf{b}} = -\det(\mathbf{F}) \quad (1)$$

PROVA:

$$\underline{\mathbf{a}}' \cdot \text{adj} \mathbf{A} \cdot \underline{\mathbf{b}} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_i \cdot \hat{a}_{ij} \cdot b_j \quad (2)$$

onde  $a_i$ ,  $b_j$  são elementos genéricos de  $\underline{\mathbf{a}}$  e  $\underline{\mathbf{b}}$ , respectivamente, e  $\hat{a}_{ij}$  é elemento genérico de  $\text{adj} \mathbf{A}$ .

Aplicando a definição de adjunta de uma matriz ao elemento  $\hat{a}_{ij}$  de (2), vem

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_i \operatorname{cof} a_{ji} b_j, \quad (3)$$

onde

$a_{ji}$  é um elemento genérico de  $A$  e

$$\operatorname{cof} a_{ji} = (-1)^{i+j} M_{ji}, \quad (4)$$

pela definição de cofator e

$M_{ji}$  é o menor de ordem  $ji$  de  $A$ .

Considere-se, agora, a determinação de  $\det(F)$ .

Pivotando os elementos da  $N+1$ -ésima linha de  $F$ , tem-se, para o elemento  $a_j$ ,

$$\operatorname{cof} a_j = (-1)^{N+1+j} M_{-N+1,j}, \quad (5)$$

onde  $M_{-N+1,j}$  é o menor de ordem  $N+1,j$  de  $F$  e, por definição, vale

$$M_{-N+1,j} = \det \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{A}_{11}(j) & \mathbf{A}_{12} & \mathbf{b}_1 \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{A}_{21}(j) & \mathbf{A}_{22} & \mathbf{b}_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}, \quad (6)$$

onde  $\mathbf{A}_{11}(j)$  é a matriz obtida de  $\mathbf{A}_{11}$  por supressão da  $j$ -ésima coluna e  $\mathbf{A}_{21}(j)$  é a matriz obtida de  $\mathbf{A}_{21}$  por supressão da  $j$ -ésima coluna e pode ser calculado por

$$M_{-N+1,j} = \sum_{i=1}^N (\operatorname{cof} b_i) b_i \quad (7)$$

onde

$$\operatorname{cof} b_i = (-1)^{i+N} M_{i,N} \quad (8)$$

e

$$M_{i,N} = \det \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{A}_{11}(i,j) & \mathbf{A}_{12}(i) & \vdots \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{A}_{21}(j) & \mathbf{A}_{22} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (9)$$



$$C' = \{c_1 c_2 c_3 \dots c_n \ 0 \dots 0\} = \{c'_1 \ : \ c'_2\},$$

$$D' = \{d_1 d_2 d_3 \dots d_n \ 0 \dots 0\} = \{d'_1 \ : \ d'_2\},$$

então

$$C' \cdot \text{adj} \tilde{A} \cdot D = - (c'_1 \cdot \text{adj} \tilde{A}_{11} d_1) \det \tilde{A}_{22}. \quad (14)$$

PROVA: Considerando o resultado da Parte 1, vem

$$C' \cdot \text{adj} \tilde{A} \cdot D = - \det \begin{bmatrix} & & \vdots & & d_1 \\ & \tilde{A}_{11} & & \tilde{A}_{12} & d_2 \\ & & \vdots & & \vdots \\ & & & & d_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \tilde{A}_{22} & \vdots \\ c_1 & c_2 & \dots & c_n & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_1 & c_2 & \dots & c_n & 0 \ 0 \ 0 \dots 0 \end{bmatrix} = - \det(\tilde{F}) \quad (15)$$

onde  $\tilde{F}$  é uma matriz quadrada de ordem  $N$ .

Subtraindo a  $N+1$ -ésima linha da  $N$ -ésima da matriz  $\tilde{F}$  de (15), vem

$$\det(\tilde{F}) = \det \begin{bmatrix} & & \vdots & & d_1 \\ & \tilde{A}_{11} & & \tilde{A}_{12} & d_2 \\ & & \vdots & & \vdots \\ & & & & d_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \theta & & & \tilde{A}_{22} & \vdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_1 & c_2 & \dots & c_n & 0 \ 0 \ 0 \dots 0 \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^n c_j \text{cof } c_j, \quad (16)$$

onde

$$\text{cof } c_j = (-1)^{N+1+j} M_{-N+1, j}'$$



Tem-se, então, que

$$\det(\tilde{F}) = \sum_{j=1}^n c_j (-1)^{N+1+j} \sum_{i=1}^n (-1)^{i+N} M_{ij} d_i, \quad (21)$$

$$= - \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n c_j (-1)^{i+j} M_{ij} d_i, \quad (22)$$

pois  $2N+1$  é ímpar,

$$\det(\tilde{F}) = - \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n c_j (-1)^{i+j} \det(\tilde{A}_{11}(i,j)) \det(\tilde{A}_{22}) d_i^* \quad (23)$$

como

$$(1)^{i+j} \det(\tilde{A}_{11}(i,j)) = \text{cof } \tilde{a}_{ij},$$

$$\det(\tilde{F}) = - \det(\tilde{A}_{22}) \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n c_j \text{cof } \tilde{a}_{ij} d_i, \quad (24)$$

que, por troca dos índices

$$\det(\tilde{F}) = - \det(\tilde{A}_{22}) \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n c_i \text{cof } \tilde{a}_{ji} d_j, \quad (25)$$

ou, finalmente

$$\det(\tilde{F}) = - \{c_1' \cdot \text{adj} \tilde{A}_{11} \cdot d_1\} \det(\tilde{A}_{22}). \quad (26)$$

### PARTE 3

Sejam, agora, a matriz  $\tilde{A}$  como na Parte 2, o N-vetor  $C$  igualmente como na Parte 2 e o N-vetor  $B$  dado por

$$B' = \{00 \dots 00 \dots 1\} = \{b_1' : b_2\}.$$

\* Foi usado o fato de  $\det \begin{bmatrix} A & b \\ 0 & c \end{bmatrix} = \det(A) \det(c)$ .



Mas, de (30) pode ser facilmente observado que

$$\sum_{j=1}^n c_j \operatorname{cof} c_j = M_{\underline{N}, N+1}, \quad (32)$$

e que

$$\sum_{j=n+1}^N a_{Nj} \operatorname{cof} a_{Nj} = \det(\tilde{A}_{11}) \det(\tilde{A}_{22}). \quad (33)$$

Assim,

$$\det(\tilde{A}) = M_{\underline{N}, N+1} + \det(\tilde{A}_{11}) \det(\tilde{A}_{22}). \quad (34)$$

Isolando  $M_{\underline{N}, N+1}$  de (33) e substituindo em (29), tem-se

$$\det(\tilde{F}) = (-1)^{2N+1} \{ \det(\tilde{A}) - \det(\tilde{A}_{11}) \det(\tilde{A}_{22}) \}. \quad (35)$$

Como  $2N+1$  é ímpar, finalmente chega-se a

$$\det(\tilde{F}) = -\det(\tilde{A}) + \det(\tilde{A}_{11}) \det(\tilde{A}_{22}). \quad (36)$$

## A P E N D I C E B

## B1 - LISTAGEM A - ENTRADA E SAIDA NO CONSOLE

RT-115J V02C-02

.RUN DX1:RTC

ENTRE COM "N" E "N"

3,1

ENTRE COM A MATRIZ "A" POR LINHAS

.125,04,10,38  
- .065, .0195,1,223  
-1, .0,1

ENTRE COM A MATRIZ "B" POR LINHAS

10,38  
1,223  
.0

ENTRE COM A MATRIZ "Q" POR LINHAS

.00001,0,0  
.0,00001,0  
.0,0,0,0,00000

ENTRE COM A MATRIZ "R" POR LINHAS

600

ENTRE COM A MATRIZ "P(TF)" POR LINHAS

.0,0,0  
.0,0,0  
.0,0,0

ENTRE COM O TEMPO FINAL "TF"

10

SE QUIZER REOTIMIZAR OS GANHOS, BATA "0"

SE QUIZER CONTROLAR O MOTOR CC, BATA "C":0  
SE QUIZER CONSERVAR A MATRIZ "P(TF)", BATA 3;

PARA NOVO PROBL., BATA "0"; SE NOVAS  
CONDICOES TERMINAIS, BATA "1"; SE NOVO  
PERFORMANCE, BATA "2"; SE QUIZER TERMINAR,  
BATA "-1). BATA "CR" APOS A OPCAO ESCOLHIDA.

2

ENTRE COM A MATRIZ "Q" POR LINHAS

. 0. 0. 0  
. 0. 0. 0  
. 0. 0. 0

ENTRE COM A MATRIZ "R" POR LINHAS

50000.

ENTRE COM A MATRIZ "P(TF)" POR LINHAS

10620., 3057, -10560.  
. 3056., 00892, 2, 033;  
-10560., 2, 033, 21100.

ENTRE COM O TEMPO FINAL "TF".

3

SE QUIZER REOTIMIZAR OS GANHOS, BATA "0"

SE QUIZER CONTROLAR O MOTOR CC, BATA "C":C  
ENTRE COM OS VALORES DE AB, BB, TOL, IOFSET, IUMAX, IUMIN:1., 1., . 0,0, 2000, -2000  
IREF=500  
IREF=1000  
IREF=-437  
IREF=0.

SE QUIZER REOTIMIZAR OS GANHOS, BATA "0"

SE QUIZER CONTROLAR O MOTOR CC, BATA "C":0  
SE QUIZER CONSERVAR A MATRIZ "P(TF)", BATA 3;

PARA NOVO PROBL., BATA "0"; SE NOVAS  
CONDICOES TERMINAIS, BATA "1"; SE NOVO  
PERFORMANCE, BATA "2"; SE QUIZER TERMINAR,  
BATA "-1). BATA "CR" APOS A OPCAO ESCOLHIDA.

-1

STOP --

B2 - LISTAGEM B - RESULTADO DA SOLUÇÃO DO PROBLEMA DE  
DE OTIMIZAÇÃO CORRESPONDENTE AS ENTRADAS

MATRIZ "A"

NA LISTAGEM A.

0.1250E+00	0.4000E-01	0.1038E+02
-0.6500E-01	-0.1950E-01	0.1223E+01
-0.1000E+01	0.0000E+00	0.1000E+01

MATRIZ "B"

0.1038E+02
0.1223E+01
0.0000E+00

MATRIZ "Q"

0.1000E-04	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.1000E-04	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.1000E+05

MATRIZ "R"

0.6000E+03
------------

MATRIZ "P(TF)".

0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00

MATRIZ "P(K)".

INSTANTE K= 0

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

INSTANTE K= 1

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

INSTANTE K= 2

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

INSTANTE K= 3

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
------------	------------	-------------

0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

INSTANTE K= 4

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

INSTANTE K= 5

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

INSTANTE K= 6

0.1062E+05	0.3056E+00	-0.1056E+05
0.3056E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

INSTANTE K= 7

0.1001E+05	0.2505E+00	-0.9941E+04
0.2504E+00	0.8915E-02	0.2088E+01
-0.9941E+04	0.2088E+01	0.2049E+05

INSTANTE K= 8

0.1000E+05	0.6267E-07	-0.1000E+05
0.6267E-07	0.1002E-04	0.3914E-05
-0.1000E+05	0.3914E-05	0.2000E+05

INSTANTE K= 9

0.1000E-04	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.1000E-04	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.1000E+05

INSTANTE K= 10

0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00

MATRIZ \*K1(K)\*

INSTANTE K= 0

0.1077E+00	0.3851E-02	0.9038E+00
------------	------------	------------

INSTANTE K= 1

0.1077E+00	0.3851E-02	0.9038E+00
------------	------------	------------

INSTANTE K= 2

0.1077E+00 0.3851E-02 0.9038E+00

INSTANTE K= 3

0.1077E+00 0.3851E-02 0.9038E+00

INSTANTE K= 4

0.1077E+00 0.3851E-02 0.9038E+00

INSTANTE K= 5

0.1077E+00 0.3851E-02 0.9038E+00

INSTANTE K= 6

0.1077E+00 0.3851E-02 0.9038E+00

INSTANTE K= 7

0.1083E+00 0.3851E-02 0.9032E+00

INSTANTE K= 8

-0.5722E-05 0.6523E-08 0.7629E-05

INSTANTE K= 9

0.0000E+00 0.0000E+00 0.0000E+00

MATRIZ "Q"

0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00
0.0000E+00	0.0000E+00	0.0000E+00

MATRIZ "R"

0.5000E+05

MATRIZ "P(TF)".

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

MATRIZ "P(K)".

INSTANTE K= 0

0.4955E+05	0.2396E+02	-0.4442E+05
0.2396E+02	0.7353E+00	0.1691E+03
-0.4442E+05	0.1691E+03	0.9001E+05

INSTANTE K= 1

0.4686E+05	0.1595E+02	-0.4378E+05
0.1595E+02	0.7117E+00	0.1711E+03
-0.4378E+05	0.1711E+03	0.8987E+05

INSTANTE K= 2

0.1116E+05	0.1996E+02	-0.5929E+04
0.1996E+02	0.7114E+00	0.1669E+03
-0.5929E+04	0.1669E+03	0.4977E+05

INSTANTE K= 3

0.1062E+05	0.3057E+00	-0.1056E+05
0.3057E+00	0.8920E-02	0.2033E+01
-0.1056E+05	0.2033E+01	0.2110E+05

MATRIZ "K1(K)"

INSTANTE K= 0

0.1010E+00	0.3815E-02	0.9011E+00
------------	------------	------------

INSTANTE K= 1

0.6052E-01	0.3696E-02	0.9111E+00
------------	------------	------------

INSTANTE K= 2

0.1033E+00	0.3692E-02	0.8664E+00
------------	------------	------------

A P Ê N D I C E C

CI - PROGRAMA DE OTIMIZAÇÃO E CONTROLE

FORTRAN IV      VOIC-03A      SAT 24-FEB-79 09:45:12      PAGE 001

```

C *****
C ESTE PROGRAMA INTEGRA A EQUACAO DE DIFERENCA MATRICIAL DE
C RICCATI CORRESPONDENTE AO PROBLEMA DO CONTROLADOR TER-
C MINAL DISCRETO. FOI DESENVOLVIDO POR L.A.MACHADO COSTA
C EM SEU TRABALHO DE MSC.CUJA ORIENTACAO FOI DE RAJAMANI
C DORAISWAMI, AMBOS PROFESSORES DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE
C SANTA CATARINA - FLORIANOPOLIS SANTA CATARINA BRASIL EM
C JANEIRO/1979.
C *****
0001 DIMENSION A(3,3),AT(3,3),AI(3,3),B(3,3),BT(3,3),Q(3,3)
0002 DIMENSION R(3,3),RI(3,3),S(3,3),P1(3,3),P(3,3,100),C1(3,3)
0003 DIMENSION C2(3,3),CA(3,3),XA(3),IX(3)
0004 REAL K1(3,3,100)
0005 INTEGER T,ESC,TF

C
C NESTE PONTO, O PROGRAMA PEDE A ORDEM DO SISTEMA E
C SEU NUMERO DE ENTRADAS.
C
0006 JJ=0
0007 1 WRITE(7,1000)
0008 READ(5,1002)N,M

C
C AGORA ENTRA A MATRIZ "A" DO SISTEMA NO "LA-30" E SAI
C NO "LP".
C
0009 WRITE(7,1004)
0010 WRITE(6,1006)
0011 DO 5 I=1,N
0012 READ(5,1008)(A(I,J),J=1,N)
0013 5 WRITE(6,1008)(A(I,J),J=1,N)

C
C AGORA ENTRA A MATRIZ "B" DO SISTEMA NO "LA-30" E SAI
C NO "LP".
C
0014 WRITE(7,1010)
0015 WRITE(6,1012)
0016 DO 10 I=1,N
0017 READ(5,1008)(B(I,J),J=1,M)
0018 10 WRITE(6,1008)(B(I,J),J=1,M)
C

```

```

C      ENTRA AGORA A MATRIZ PESO "Q" DO PERFORMANCE QUADRATICO.
0019  3      WRITE(7,1020)
0020      WRITE(6,1022)
0021      DO 15 I=1,N
0022      READ(5,1008)(R(I,J),J=1,N)
0023  15      WRITE(6,1008)(R(I,J),J=1,N)
C
C      ENTRA AGORA A MATRIZ PESO "R" DO PERFORMANCE QUADRATICO.
C
0024      WRITE(7,1026)
0025      WRITE(6,1028)
0026      DO 20 I=1,M
0027      READ(5,1008)(R(I,J),J=1,M)
0028  20      WRITE(6,1008)(R(I,J),J=1,M)

```

FORTRAN IV

V01C-03A

SAT 24-FEB-79 09:45:12

PAGE 002

```

0029      IF(JJ.EQ.1) GO TO 321
C
C      NESTE PONTO O PROGRAMA COLETA A MATRIZ PESO "S",
C      INICIANDO A PREPARACAO DAS CONDICoes TERMINAIS.
C
0031  2      WRITE(7,1036)
0032      WRITE(6,1038)
0033      DO 25 I=1,N
0034      READ(5,1008)(S(I,J),J=1,N)
0035  25      WRITE(6,1008)(S(I,J),J=1,N)
C
C      A ENTRADA DO TEMPO FINAL "TF" E' FEITA NESTE PONTO.
C
0036  321    JJ=0
0037      WRITE(7,1044)
0038      READ(5,1046)TF
0039      TF=TF+1
C
C      DETERMINACAO DE "RI".
C
0040      DO 35 I=1,M
0041      DO 35 J=1,M
0042  35      RI(I,J)=R(I,J)
0043      CALL MINV(M,RI)
0044      DO 24 I=1,N
0045      DO 24 J=1,N
0046  24      P(I,J,TF)=S(I,J)
C
C
C      *****
C      ESTE E' O TRECHO DO PROGRAMA ONDE E' INTEGRADA A EQUA-
C      CAO DE DIFERENCA MATRICIAL DE RICCATI:
C      P(K)=ATP(K+1)[I+BCR]**-1BTP(K+1)]** -1A+Q.
C      *****
C
C      DETERMINACAO DE "AT".
C
0047      DO 27 I=1,N
0048      DO 27 J=1,N

```

```

0049 27  AT(J,I)=A(I,J)
      C
      C  DETERMINACAO DE "CAT]**-1".
      C
0050      DO 26 I=1,N
0051      DO 26 J=1,N
0052 26  AI(I,J)=AT(I,J)
0053      CALL MINV(N,AI)
      C
      C  DETERMINACAO DE "BT".
      C
0054      DO 29 I=1,N
0055      DO 29 J=1,M
0056 29  BT(J,I)=B(I,J)

```

FORTRAN IV      VO1C-03A      SAT 24-FEB-79 09:45:12

PAGE 003

```

      C
      C  DETERMINACAO DE "RIBTCAT]**-1".
      C
0057      CALL MULTIR(RI,BT,C1,M,M,N)
0058      CALL MULTIR(C1,AI,CA,M,N,N)
      C
      C  CALCULO DE "P(K)" EM FUNCAO DE "P(K+1)".
      C
0059      DO 100 K=TF-1,1,-1
0060      DO 30 I=1,N
0061      DO 30 J=1,N
0062 30  P1(I,J)=P(I,J,K+1)
0063      CALL MULTIR(B,RI,C2,N,M,M)
0064      CALL MULTIR(C2,BT,C1,N,M,N)
0065      CALL MULTIR(C1,P1,C2,N,N,N)
0066      DO 40 I=1,N
0067      DO 40 J=1,N
0068      IF(I.EQ.J) C2(I,J)=1.+C2(I,J)
0070 40  CONTINUE
0071      CALL MINV(N,C2)
0072      CALL MULTIR(P1,C2,C1,N,N,N)
0073      CALL MULTIR(AT,C1,C2,N,N,N)
0074      CALL MULTIR(C2,A,C1,N,N,N)
0075      DO 45 I=1,N
0076      DO 45 J=1,N
0077 45  P(I,J,K)=C1(I,J)+Q(I,J)
      C
      C  DETERMINACAO DA MATRIZ DE REALIMENTACAO OTIMA
      C  "K1(K)=RIBTCAT]**-1[P(K)-Q]".
      C
0078      CALL MULTIR(CA,C1,C2,M,N,N)
0079      DO 50 I=1,M
0080      DO 50 J=1,N
0081 50  K1(I,J,K)=C2(I,J)
0082 100  CONTINUE
0083      WRITE(6,2222)
0084      DO 110 K=1,TF
0085      WRITE(6,1050)(K-1)
0086      DO 105 I=1,N
0087 105  WRITE(6,1008)(P(I,J,K),J=1,N)

```

```

0085 110 CONTINUE
0087 WRITE(6,1082)
0090 DO 120 K=1,TF-1
0091 WRITE(6,1050)(K-1)
0092 DO 115 I=1,M
0093 115 WRITE(6,1008)(K1(I,J,K),J=1,N)
0094 120 CONTINUE
C
C
C NESTE PONTO O USUARIO DEVERA OPTAR POR REOTIMIZAR O SIS-
C TEMA,ENTRAR COM UM NOVO PROBLEMA OU CONTROLAR O MOTOR
C CC PARA A SOLUCAO OTIMA ADOTADA POR ULTIMO.
C
C

```

FORTRAN IV V01C-03A SAT 24-FEB-79 09:45:12

PAGE 004

```

0095 130 CALL IPOKE(*44,'10000,OR.IPEEK(*44))
0096 333 WRITE(7,1015)
0097 WRITE(7,1017)
0098 222 ICH=ITINR()
0099 IF(ICH.LT.0) GO TO 222
0101 IF(ICH.EQ.67) GO TO 666
0103 IF(ICH.NE.79) GO TO 333
0105 444 IOUTF=ITTOUR(ICH)
0106 IF(IOUTF.NE.0) GO TO 444
0108 66 ICH1=ITINR()
0109 IF(ICH1.NE.13) GO TO 66
0111 777 IOUTF=ITTOUR(ICH1)
0112 IF(IOUTF.NE.0) GO TO 777
0114 CALL IPOKE(*44,IPEEK(*44).AND..NOT.*10000)
C
C NESTE PONTO, O USUARIO DEVERA OPTAR POR UMA DAS QUATRO
C ALTERNATIVAS ESCRITAS NAS DECLARACOES DE NUMEROS:1071,1064,1066
C 1068 E 1070.
C
0115 WRITE(7,1071)
0116 WRITE(7,1064)
0117 WRITE(7,1066)
0118 WRITE(7,1068)
0119 WRITE(7,1070)
0120 7 READ(5,1072)ESC
0121 IF(ESC.EQ.0) GO TO 1
0123 IF(ESC.EQ.1) GO TO 2
0125 IF(ESC.EQ.2) GO TO 3
0127 IF(ESC.EQ.3) GO TO 818
0129 IF(ESC.EQ.-1) GO TO 4
0131 WRITE(7,1074)
0132 GO TO 7
0133 818 JJ=1
0134 GO TO 3
0135 666 IOUTF=ITTOUR(ICH)
0136 IF(IOUTF.NE.0) GO TO 666
0138 555 ICH1=ITINR()
0139 IF(ICH1.NE.13) GO TO 555
0141 888 IOUTF=ITTOUR(ICH1)
0142 IF(IOUTF.NE.0) GO TO 888

```

```

0144 CALL IFOKE('44, IPEEK('44), AND, .NOT, '10000)
0145 IU=0
0146 NC=0
0147 T=1
0148 Z=1
0149 IC=1.
0150 NUM=0
0151 IREF=0
0152 XA(3)=0.
0153 WRITE(7,300)
0154 READ(5,200)AA, BB, TOL, IOFSET, IUMAX, IUMIN
0155 CALL IFOKE('44, '10000. OR, IPEEK('44))
0156 111 U=0
0157 ICHAR=ITTINR()

```

FORTRAN IV V01C-03A SAT 24-FEB-79 09:45:12

PAGE 005

```

0158 IF(ICCHAR.LT.0) GO TO 55
0160 IF(ICCHAR.EQ.79) GO TO 130
0162 IF(ICCHAR.LT.48) GO TO 202
0164 IF(ICCHAR.GT.57) GO TO 33
0166 IF(NC.EQ.2) GO TO 77
0168 NC=NC+1
0169 77 NUM=NUM*10**(NC-1)+ICCHAR-48
0170 GO TO 33
0171 202 IF(ICCHAR.NE.45) GO TO 155
0173 IC=-1
0174 155 IF(ICCHAR.NE.10) GO TO 33
0176 IREF=NUM*IC
0177 Z=1
0178 NC=0
0179 NUM=0
0180 IC=1
0181 33 IOUTP=ITTOUR(ICCHAR)
0182 IF(IOUTP.NE.0) GO TO 33

```

```

0184 55 CALL STCAD(IX(1), IX(2), L)
0185 IF(Z.EQ.1) T=1
0187 Z=0
0188 353 XA(1)=AA*(IX(1)+IOFSET)
0189 XA(2)=BB*IX(2)
0190 E0=1.*IREF-XA(1)
0191 XA(3)=XA(3)+E0
0192 DO 255 J=1, N
0193 255 U=U-K1(1, J, T)*XA(J)
0194 IU=(U+XA(3))*5
0195 IF(IU.GT.IUMAX) IU=IUMAX
0197 IF(IU.LT.IUMIN) IU=IUMIN
0199 CALL CDA(IU)
0200 T=T+1
0201 IF(T.LT.TF) GO TO 111
D IF(ABS(E0).GT.TOL) GO TO 636
0203 T=TF-1
0204 GO TO 111
0205 636 T=1
0206 GO TO 111

```

C  
C

```

0207 2222 FORMAT(//,' MATRIZ 'P(K)'.',//)
0208 300  FORMAT($' ENTRE COM OS VALORES DE AA,BB,TOL,IOFSET,IUMAX,IUMIN:')
0209 500  FORMAT(8F10.5)
0210 200  FORMAT(3F10.5,3I6)
0211 1000 FORMAT(' ENTRE COM 'N' E 'M',//)
0212 1002 FORMAT(2I6)
0213 1004 FORMAT(//,' ENTRE COM A MATRIZ 'A' POR LINHAS',//)
0214 1006 FORMAT(//,' MATRIZ 'A',//)
0215 1008 FORMAT(5E15.4)
0216 1010 FORMAT(//,' ENTRE COM A MATRIZ 'B' POR LINHAS',//)
0217 1015 FORMAT(//,' SE QUIZER REOTIMIZAR OS GANHOS, BATA '0',//)
0218 1017 FORMAT($' SE QUIZER CONTROLAR O MOTOR CC, BATA 'C:')
0219 1012 FORMAT(//,' MATRIZ 'B',//)
0220 1020 FORMAT(//,' ENTRE COM A MATRIZ 'Q' POR LINHAS',//)

```

FORTRAN IV

V01C-03A

SAT 24-FEB-79 09:45:12

PAGE 006

```

0221 1022 FORMAT(//,' MATRIZ 'Q',//)
0222 1026 FORMAT(//,' ENTRE COM A MATRIZ 'R' POR LINHAS',//)
0223 1028 FORMAT(//,' MATRIZ 'R',//)
0224 1036 FORMAT(//,' ENTRE COM A MATRIZ 'P(TF)' POR LINHAS',//)
0225 1038 FORMAT(//,' MATRIZ 'P(TF)'.',//)
0226 1044 FORMAT(//,' ENTRE COM O TEMPO FINAL 'TF'.',//)
0227 1046 FORMAT(I6)
0228 1050 FORMAT(/,' INSTANTE K=',I6,//)
0229 1064 FORMAT(/,' PARA NOVO PROBL., BATA '0'; SE NOVAS')
0230 1066 FORMAT(' CONDIC0ES TERMINAIS, BATA '1'; SE NOVO')
0231 1068 FORMAT(' PERFORMANCE, BATA '2'; SE QUIZER TERMINAR,')
0232 1070 FORMAT(' BATA '-1).BATA 'CR' APOS A OPCAO ESCOLHIDA.')
0233 1071 FORMAT(' SE QUIZER CONSERVAR A MATRIZ 'P(TF)',BATA 3;')
0234 1072 FORMAT(I6)
0235 1074 FORMAT(' CODIGO DESCONHECIDO. REPITA A MENSAGEM',//)
0236 1082 FORMAT(//,' MATRIZ 'K1(K)'.',//)
0237 4     END

```

FORTRAN IV

STORAGE MAP

NAME	OFFSET	ATTRIBUTES
A	000006	REAL*4 ARRAY (3,3) VECTORED
AT	000052	REAL*4 ARRAY (3,3) VECTORED
AI	000116	REAL*4 ARRAY (3,3) VECTORED
B	000162	REAL*4 ARRAY (3,3) VECTORED
BT	000226	REAL*4 ARRAY (3,3) VECTORED

Q	000272	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
R	000336	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
RI	000402	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
S	000446	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
P1	000512	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
P	000556	REAL*4	ARRAY (3,3,100) VECTORED
C1	007576	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
C2	007642	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
CA	007706	REAL*4	ARRAY (3,3) VECTORED
XA	007752	REAL*4	ARRAY (3)
IX	007766	INTEGER*2	ARRAY (3)
K1	007774	REAL*4	ARRAY (3,3,100) VECTORED
T	021120	INTEGER*2	VARIABLE
ESC	021122	INTEGER*2	VARIABLE
JF	021124	INTEGER*2	VARIABLE
JJ	021126	INTEGER*2	VARIABLE
N	021130	INTEGER*2	VARIABLE
M	021132	INTEGER*2	VARIABLE
I	021134	INTEGER*2	VARIABLE
J	021136	INTEGER*2	VARIABLE
MINV	000000	INTEGER*2	PROCEDURE
MULTIQ	000000	INTEGER*2	PROCEDURE
K	021140	INTEGER*2	VARIABLE
IPOKE	000000	INTEGER*2	PROCEDURE
IPEEK	000000	INTEGER*2	PROCEDURE
ICH	021142	INTEGER*2	VARIABLE
ITINR	000000	INTEGER*2	PROCEDURE
IOUTP	021144	INTEGER*2	VARIABLE
ITTOUR	000000	INTEGER*2	PROCEDURE
ICH1	021146	INTEGER*2	VARIABLE
IU	021150	INTEGER*2	VARIABLE
NC	021152	INTEGER*2	VARIABLE
Z	021154	REAL*4	VARIABLE
IC	021160	INTEGER*2	VARIABLE
NUM	021162	INTEGER*2	VARIABLE
IREF	021164	INTEGER*2	VARIABLE
AA	021166	REAL*4	VARIABLE
BB	021172	REAL*4	VARIABLE
TOL	021176	REAL*4	VARIABLE
IDFSET	021202	INTEGER*2	VARIABLE
IUMAX	021204	INTEGER*2	VARIABLE
IUMIN	021206	INTEGER*2	VARIABLE
U	021210	REAL*4	VARIABLE
ICHAR	021214	INTEGER*2	VARIABLE
STCAD	000000	REAL*4	PROCEDURE
L	021216	INTEGER*2	VARIABLE
EO	021220	REAL*4	VARIABLE

FORTRAN IV STORAGE MAP			
NAME	OFFSET	ATTRIBUTES	
CDA	000000	REAL*4	PROCEDURE

C2 - AS SUBROTINAS DE CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL  
E DIGITAL-ANALÓGICO

```

.TITLE CODOLI           ;TITULO DO PROGRAMA(USADO NO MAPA DE CARGA).
.GLOBAL STCAD,CDA      ;DEFINE OS NOMES PARA OS 'CALL'S'.

;
;
CDA0=176762            ;DEF. VARIÁVEL P/ REGISTRO DE DADOS DE UM 'CDA'..
SCAD=170400            ;DEF. VARIÁVEL P/ REGISTRO DE EST. DO 'CAD'.
BCAD=170402            ;DEF. VARIÁVEL P/ REGISTRO DE DADOS DO 'CAD'.
SR =170404             ;DEF. VARIÁVEL P/ REGISTRO DE EST. DO RELOGIO.
BR =170406             ;DEF. VARIÁVEL P/ REGISTRO DE DADOS DO RELOGIO.

;
.MCALL ..V2...REGDEF,.TRFSET,.PRINT,.SERR,.HERR
                        ;DEFINIUI 'SUBROTINAS MACRO' A SEREM USADAS.
..V2..                 ;USA A SUB. ROT. QUE DEFINE A VERSAO 2.
.REGDEF                ;USA A SUB ROT. QUE DEFINE OS REGISTROS.

;
STCAD: .SERR           ;INIBE ALGUNS ERROS DO TIPO '?M-MENSAGEM DE ERRO'
                        ;DURANTE A EXECUCAO DESTE PROG.
.TRFSET #AREA,#TRFLOC ;INIBE 'ABORTOS':?M-TRAP 4, OU ?M-TRAP 10.
MOV      #2020,SCAD    ;SELEC. CANAL 4 DO 'CAD' E ABILITA OPERACAO C/
                        ;S. TRIGGER.
MOV      #177760,BR    ;PREPARA CONTADOR RELOGIO P/ CONT.ATE 20(OCT).
TSTB    SCAD          ;VERIFICA SE HOUE AMOST. PELO S.TRIGGER.
BPL     .-4
MOV      #2440,SCAD    ;SELEC. CANAL 5 DO 'CAD' E ABILITA OPERACAO C/
                        ;O RELOGIO.
MOV      #3,SR        ;ABILITA CONTADOR PARA CONTAR, EM 1MHZ.
MOV      BCAD,@2(R5)  ;TOMA PRIMEIRO VALOR AMOSTRADO(CANAL 4).
SUB      #4002,@2(R5) ;CORRIGE 'OFF SET'.
TSTB    SCAD          ;VERIFICA OCORRENCIA DA SEG.AMOSTRAGEM(CANAL 5).
BPL     .-4
MOV      #177760,BR   ;REARMA O CONTADOR PARA CONTAR ATE 20(OCT).
MOV      #3040,SCAD   ;SELEC. CANAL 6 DO 'CAD' E ABILITA OPERACAO C/
                        ;O RELOGIO.
MOV      #3,SR        ;REABILITA CONTADOR PARA CONTAR, EM 1MHZ.
MOV      BCAD,@4(R5)  ;TOMA SEG. VALOR AMOSTRADO(CANAL 5).
SUB      #4002,@4(R5) ;CORRIGE 'OFF SET'.
TSTB    SCAD          ;VERIFICA OCORRENCIA DA TERC.AMOSTRAGEM(CANAL 6).
BPL     .-4
MOV      BCAD,@6(R5)  ;TOMA TERC. VALOR AMOSTRADO(CANAL 6).
SUB      #4002,@6(R5) ;CORRIGE 'OFF SET'.
.HERR    ;REABILITA '?M-MENSAGEM DE ERRO' PELO MONITOR.
RTS     PC            ;RETORNA AO FORTRAN.

;
;
CDA: .SERR            ;INICIA A SUBROTINA 'CDA', COMO NA ANTERIOR.
.TRFSET #AREA,#TRFLOC ;IDEM, IDEM A ANTERIOR.
MOV      @2(R5),CDA0   ;MOVE O CONT. DA VARIÁVEL PARA O REG.DO 'CDA'.
.HERR    ;REABILITA '?M-MENSAGEM DE ERRO' PELO MONITOR.
RTS     PC            ;RETORNA AO FORTRAN.

;
;

```

ESTA SUBROTINA PERMITE QUE, NA EMINENCIA DE 'TRAPS' DOS TIPOS '?M-TRAP TO 4',

!OU "7M-TRAP TO 10", SE EVITE QUE OCORRAM NESTA SERIE DE PROGRAMAS. SE UM "TRAP"  
 !OCORRER, DEVIDO A SUA PRESENÇA, APENAS SERA IMPRESSA UMA MENSAGEM!  
 !7M-TRAP TO 4 OU 7M-TRAP TO 10.

```
TRPLOC: MOV     R0,-(SP)      ;SALVA R0, POIS E' USADO POR "EMTS".
          RCS     1$         ;TESTA BIT C DO PSW. SE =1,TRAP PARA 10..
          .PRINT #TRP4      ;SIMULA TRAP PARA 4.
          BR      2$
1$:      .PRINT #TRP10      ;SIMULA TRAP PARA 10.
2$:      .TRPSET #AREA,#TRPLOC ;RECOLOCA ENDIEREÇO DA SUBR. TRPLOC.
          MOV     (SP)+,R0   ;RETOMA O CONTEUIDO DE R0.
          RTI
```

```

;
;
AREA:    .BLKW   10
TRP4:    .ASCIZ  /TRAP TO 4/
TRP10:   .ASCIZ  /TRAP TO 10/
          .EVEN
```

```

;
;
          .END
```

R E F E R Ê N C I A S  
B I B L I O G R Á F I C A S

- 1 - RAO, H.S., FROGNER B. and CARSON R.E., "A Survey of Optimal Control Methods", Systems Control, Inc. Palo Alto, Calif.
- 2 - MONTEIRO, R.P., "Uma Estratégia de Controle Para Seguidor de Contornos em Máquinas Operatrizes", Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis-SC, fevereiro/79.
- 3 - RENAN, A.S., "Dissertação de Mestrado em Engenharia, UFSC - Florianópolis-SC, 1979 (em andamento).
- 4 - WONHAM, W.M., "Tracking and Regulation in Linear Multivariable Systems", SIAM J. Control, Vol. 11, pp. 424-437, 1973.
- 5 - DAVISON, E.J., "The Output Control of Linear Time-Invariant Multivariable Systems With Unmeasurable Arbitrary Disturbances", IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC-17, N°5, pp. 621-629, oct. 1972.
- 6 - DESOER, C.A. & WANG, Y.T., "Linear Time-Invariant Robust Servomechanism Problem: A Self-Contained Exposition", Memorandum n° UCB/ERL M7//50, 30 Aug. 1977, Electronics Research Lab., Univ. of California, Berkeley, 94720.
- 7 - DORAISWAMI; RAJAMANI; "A Design of a Robust Decentralized Control Strategy for The Multimachine Powers Systems", Notas Internas do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC, 1979.
- 8 - OGATA, K., "Modern Control Engineering", Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.Y., 1979.
- 9 - SERAJI, H. and TAROKH, M., "Design of PID Controllers for Multivariable Systems", Int. J. of Control, Vol. 26, N° 1 pp. 75-83, 1977,
- 10 - HALANAY, A. & RASVAN, V.L., "General Theory of Linear Hybrid Control", Int. J. of Control, vol. 26, N° 4, pp. 621-634, 1977.
- 11 - SCHONEK, J., "Pulsador Reversível Para a Alimentação de Uma Máquina de Corrente Contínua nos Quatro Quadrantes do Plano Torque-Velocidade", Anais do II° Congresso Brasileiro de Autômática, UFSC, Florianópolis-SC, 1978, pp. 735-745.
- 12 - LORD, W. & HWANG, J.G., "DC Servomotors Modeling and Parameter Determination", IEEE Trans. on Ind. Application, Vol. IÁ 13, N° 03, May/June 1977.
- 13 - SAGE, A.P. & WHITE, III, C.C., Optimum Systems Control, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey-07632, Second Edition, 1977.
- 14 - BARNES, Y., "Sufficient Condition For The Solution of The Discret Infnit-Time, Linear Regulator", Int. J. of Control vol. 24, N° 3, pp. 335-343, Sept./1976.

- 15 - LIVRAMENTO, C.A., "Dissertação de Mestrado em Engenharia, UFSC SC, 1979 (em andamento).
- 16 - KWAKWERNAAK, H. & SIVAN, R., "Linear Optimal Control Systems" Wiley, 1972.
- 17 - RT - 11 SYSTEM REFERENCE MANUAL, System Subroutine Library , Digital Equipment Corporation, January/1976.
- 18 - FITZGERALD, A.E., KINGSLEY JR., CHARLES & KUSKO, A., Trad. por NEVES, J., "Máquinas Elétricas", McGraw-Hill do Brasil, Ltda., BRASIL, 1975.
- 19 - CARDOSO FILHO, M. "Identificação de Sistemas Lineares, em Tempo Real, Pelo Método da Correlação", M. Engenharia., UFSC jan/1979.