

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

OBSERVAÇÃO DA VELOCIDADE DE UM MOTOR DE C.C. A PARTIR
DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS: UMA APLICAÇÃO AO CONTROLE.

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

OSWALDO KASCHNY FILHO

FLORIANÓPOLIS, MAIO - 1981

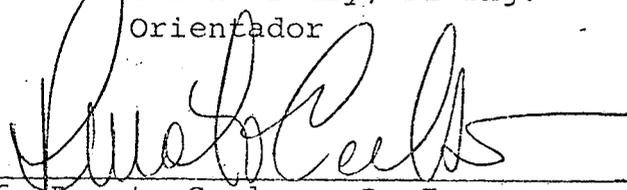
OBSERVAÇÃO DA VELOCIDADE DE UM MOTOR DE C.C. A PARTIR DAS
GRANDEZAS ELÉTRICAS: UMA APLICAÇÃO AO CONTROLE.

Oswaldo Kaschny Filho

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.

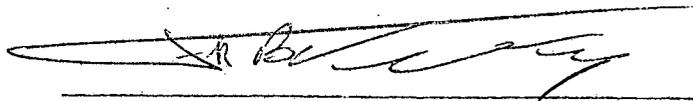


Prof. Fréderick Brodry, D. Ing.
Orientador



Prof. Renato Carlson, D. Ing.
Coordenador do Curso

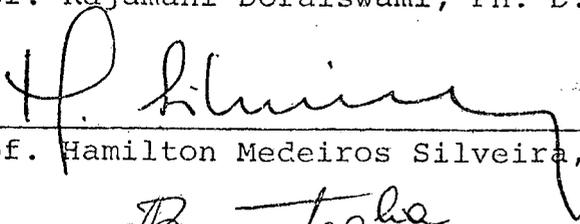
BANCA EXAMINADORA:



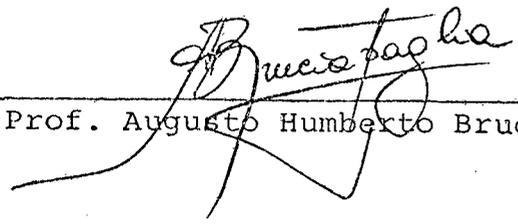
Prof. Fréderick Bordry, D. Ing



Prof. Rajamani Doraiswami, Ph. D.



Prof. Hamilton Medeiros Silveira, D.Et.



Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, D. Ing.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Frêdêrick Bordry pela amizade, estímulo e inestimável ajuda prestada na orientação deste trabalho.

Aos Professores Hamilton Medeiros Silveira e Augusto Humberto Bruciapaglia pela grande ajuda na elaboração deste trabalho.

Aos Professores do Departamento de Engenharia Elétrica que de uma forma ou de outra colaboraram na realização deste trabalho.

Aos funcionários do laboratório de máquinas elétricas pela ajuda na implementação prática do trabalho.

Aos colegas da Empresa e da Universidade que contribuíram com discussões e sugestões importantes para realização deste trabalho.

RESUMO

A realização de um controle numérico de velocidade de um motor de corrente contínua, reconstruindo os estados do processo a partir das grandezas elétricas é o objetivo do trabalho.

É apresentada a teoria dos observadores de estado de sistemas lineares e invariantes no tempo, submetidos a sinais determinísticos. Na presença de perturbações, existem problemas sérios de seguimento entre os estados reais e observados. Para que isto seja contornado, desenvolvemos o observador insensível a perturbações, onde a classe de perturbação a que está sujeito o processo é levada em consideração, ou seja, modelizamos a parte não controlável do processo.

Várias simulações foram feitas, a fim de analisar o desempenho dos diversos algoritmos de observação, de maneira que possamos selecionar o mais conveniente, de acordo com as características do processo real.

Finalmente é verificado o desempenho do sistema para a implementação do algoritmo sobre a montagem real, onde a regulação de corrente é implementada analogicamente, enquanto o observador mais a regulação de velocidade são implementados numericamente.

ABSTRACT

The realization of speed numerical control of DC motor, recuperating the process states from electrical variables is the objective of this dissertation.

The theory of the state observer of linear and time - invariable systems submitted to deterministic signals is presented. There are serious problems related to the tracking between actual states and the observer outputs when the system is subjected to perturbations. We develop a observer non sensitive to perturbations, where is take account the class of perturbation to which the process is submitted, i.e., we have modelled the uncontrollable part of the process.

According to the actual process characteristics several simulations have been made with the purpose of analyse the performance of the various existing observers algorithms so that we could select the most adequate one.

Finally the algorithm performance is verified on a real process which is a DC motor where the current regulation is analogically implemented and the observer plus the speed regulation are numerically implemented.

SIMBOLOGIA

X: Vetor de estado

U: Vetor de entrada

Y: Vetor de saída

A: Matriz constante do sistema original

B: Matriz constante de entrada do sistema original

C: Matriz constante de saída do sistema original

D: Matriz de transferência direta

t: tempo

\hat{X} : Vetor de estado estimado

\tilde{X} : Erro de estado

L: Matriz de realimentação do observador

V: Matriz de observabilidade

λ : Autovalores

W: Vetor de perturbações

A_a : Matriz constante do sistema aumentado

B_a : Matriz constante de entrada do sistema aumentado

C_a : Matriz constante de saída do sistema aumentado

X_w : Vetor de estado da perturbação

E: Matriz constante da perturbação

K: Matriz de realimentação

SUMÁRIO

| | |
|---|----|
| INTRODUÇÃO: Objetivo e Plano de Trabalho | 1 |
| CAPÍTULO 1: Histórico e Situação atual do controle de velocidade de máquinas de CC | |
| 1.1 - Introdução | 3 |
| 1.2 - Máquinas cc em Sistemas de Controle | 4 |
| 1.3 - Controle a Estado Sólido | 7 |
| 1.4 - O Problema da Regulação de Motores c.c. | 9 |
| 1.5 - Conclusão | 12 |
| CAPÍTULO 2: Observadores de Estado | |
| 2.1 - Introdução | 14 |
| 2.2 - Observador a Malha Aberta | 16 |
| 2.3 - Observador a Malha Fechada | |
| 2.3.1 - Introdução | 18 |
| 2.3.2 - Observador de Ordem Completa | 18 |
| 2.3.3 - Observador de Mínima Ordem | 22 |
| 2.3.4 - Observador Insensível às Perturbações. | 25 |
| 2.3.5 - Generalização | 31 |
| 2.4 - Colocação do Observador na Malha de Controle | 33 |
| 2.5 - Exemplo de Aplicação | 35 |
| 2.6 - Conclusão | 48 |
| CAPÍTULO 3: Aplicação a um Processo Real - um motor de C.C. | |
| 3.1 - Introdução | 49 |
| 3.2 - Descrição da Montagem Real e Modelagem | |
| 3.2.1 - Introdução | 49 |
| 3.2.2 - Pulsador Reversível | 50 |
| 3.2.3 - A Máquina de C.C. e a Determinação dos Parâmetros | 53 |
| 3.2.4 - Interface Máquina - Controle | 61 |

| | |
|---|----|
| 3.3 - Estudo dos Observadores em Simulação Analógica e Digital | |
| 3.3.1 - Introdução | 65 |
| 3.3.2 - Simulação Analógica do Processo | 65 |
| 3.3.3 - Observador a Malha Aberta | 67 |
| 3.3.4 - Observador a Malha Fechada | 75 |
| 3.3.5 - Conclusão | 91 |
| 3.4 - Estudo dos Observadores em Simulação Híbrida | |
| 3.4.1 - Introdução | 92 |
| 3.4.2 - Estudo Comparativo entre Observador Insensível às Perturbações e Observador de Ordem Completa | 92 |
| 3.4.3 - Conclusão | 93 |
| 3.5 - Estudo Sobre Montagem Real | |
| 3.5.1 - Introdução | 95 |
| 3.5.2 - Esquema de Controle Clássico | 95 |
| 3.5.3 - Conclusão..... | 98 |

CAPÍTULO 4: Regulação de Velocidade

| | |
|---|-----|
| 4.1 - Introdução | 99 |
| 4.2 - Regulação de velocidade sem Limitação da corrente | |
| 4.2.1 - Sem Observador | 100 |
| 4.2.2 - Com Observador | 103 |
| 4.3 - Regulação de velocidade com Limitação da corrente | 105 |
| 4.4 - Programa de Controle Proposto..... | 107 |
| 4.5 - Conclusão..... | 112 |
| CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS | 113 |

| | |
|--|-----|
| APÊNDICE A: MODELO E DADOS DO MOTOR CC | 115 |
| APÊNDICE B: GUIA DE SIMULAÇÃO ANALÓGICA | 117 |
| APÊNDICE C: APRESENTAÇÃO DOS COMPUTADORES ANALÓ- GICO E DIGITAL E DOS PROGRAMAS UTILI- ZADOS | 124 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 132 |

INTRODUÇÃO: OBJETIVO E PLANO DE TRABALHO

O desenvolvimento recente e acelerado da eletrônica digital, colocou nas mãos do engenheiro de controle uma ferramenta poderosa e versátil: o computador orientado ao controle digital direto (mini e microcomputadores). Nos últimos anos, os computadores vem sendo usados para controlar uma grande variedade de processos, sendo que o controle de velocidade de motores de corrente contínua é uma das aplicações mais rotineiras. Nelas, a velocidade é medida através de um tacômetro diretamente acoplado ao eixo do motor, tendo o computador a tarefa de elaborar a variável de controle.

A introdução do tacômetro no laço de controle, além do problema de custo, apresenta algumas desvantagens: necessidade de um eixo livre, ruído sobreposto ao sinal de realimentação, dificuldade de instalação em certos lugares, etc. No caso de máquinas de corrente alternada, o problema do sensor mecânico de velocidade torna-se ainda mais sério.

O objetivo do presente trabalho é a realização de um controle numérico da velocidade de um motor de corrente contínua substituindo o sensor mecânico, por um dispositivo numérico capaz de "reconstruir" a velocidade a partir de medições de uma variável intermediária de mais fácil acesso. Nesta perspectiva, a exposição do trabalho se apresenta como segue:

Tendo em vista o grande desenvolvimento surgido na última década, um histórico e a situação atual do controle de velocidade das máquinas de c.c. será apresentado no capítulo 1.

Para restituir a velocidade da máquina, utilizaremos a teoria dos observadores de estado de sistemas lineares e invariantes no tempo, submetidos a sinais determinísticos. No capítulo 2 realizaremos um estudo crítico dos diversos esquemas de observadores existentes na atualidade. Já que o observador assintótico de Luenberger[1,3] não garante, na presença de perturbações, um erro de observação assintoticamente nulo, desenvolveremos, também neste capítulo, um tipo especial de observador insensível a uma certa classe de perturbações. Um exemplo simples permitirá discutir o desempenho de cada observador.

Após este estudo teórico, no capítulo 3, analizaremos o desempenho dos diferentes observadores sobre o sistema real. Inicialmente será feita uma descrição da montagem real, assim como sua modelagem (de fundamental importância na determinação dos observadores). Para chegarmos ao estudo sobre a montagem real, estudamos inicialmente o desempenho do sistema em simulação analógica e digital. Após, analisamos em simulação híbrida, de maneira a estarmos mais próximos da realidade.

O problema da regulação de velocidade com limitação da corrente é analisado no capítulo 4.

Finalmente, são apresentadas as conclusões e perspectivas futuras.

CAPÍTULO 1 - HISTÓRICO E SITUAÇÃO ATUAL DO CONTROLE DE VELOCIDADE DE MÁQUINAS DE C.C.

1.1 - Introdução

Um motor elétrico tem a finalidade de fornecer uma energia mecânica de acordo com características predeterminadas e preespecificadas. As especificações mais comumente encontradas dizem respeito a precisão com que determinada variável deve ser conhecida e a que limites ela deve estar limitada, além de um controle de velocidade.

Qualquer tipo de motor pode ser controlado para obter ajuste de velocidade e torque em relação a carga mecânica. A diferença entre os motores está na quantidade e custo do equipamento necessário para conseguir o controle. Os motores de corrente contínua são facilmente controláveis e tem dominado o campo de acionadores de velocidade ajustável. Para aplicações que exigem partidas frequentes, regulação de velocidade com possibilidade de frenagem, etc, utiliza-se motores de c.c. Estas condições são exigidas devido as aplicações (comando de máquinas, ferramentas, servomotores, etc). Os motores de corrente alternada são mais dispendiosos de se controlar e são usados em sistemas de acionamento somente quando devem ser aproveitadas as características dos motores de c.a., tais como ausência de comutadores e escovas.

Até alguns anos atrás o comando de motores de c.c. era conseguido através do sistema Ward Leonard [36]. Devido ao progresso dos semi-condutores atualmente este sistema é cada vez menos empregado, uma vez que o comando eletrônico de motores de

corrente contínua já atingiu a maturidade e confiabilidade necessárias.

O grande desenvolvimento da microeletrônica permite uma maior integração das funções de comando e de regulação, e mesmo uma certa simplificação. Esforços são feitos de maneira a permitir o tratamento de sistemas complexos inteiramente através de técnicas numéricas.

Este capítulo apresentará na seção 1.2 uma visão geral das máquinas em sistemas de controle, mostrando sistemas de acionamento diversos de acordo com suas aplicações. A seguir é apresentado o controle de motores a estado sólido, com os métodos que devem ser utilizados de acordo com as características de cada aplicação. A regulação dos motores c.c. é tratada no item 1.4, onde mostramos dois esquemas de regulação de velocidade.

1.2 - Máquinas em Sistemas de Controle

Naqueles motores providos de equipamentos de controle, pelos quais as suas características podem ser modificadas, as condições de funcionamento podem ser alteradas para se adaptar as exigências da carga mecânica.

Para sistemas de motores de c.c. podemos controlar o motor através da tensão de armadura ajustável, ou através do controle da corrente de campo. Os controles de motores são projetados para utilizar cada um destes modos para finalidades específicas.

Os sistemas de tensão de armadura ajustáveis utilizam circuitos retificadores a tiristores com controle de fase para

fornecer potência aos motores. Os circuitos retificadores funcionam alimentados por linhas de c.a. monofásicas e trifásicas, e em várias configurações, dependendo da potência mecânica, e de exigências de reversibilidade e de frenagem. A corrente de campo é suprida por retificador, quando não é controlada. Quando a corrente de campo precisa ser reduzida para obter velocidades acima da velocidade nominal, a corrente é suprida por outro circuito retificador controlado auxiliar.

Circuitos tiristorizados são largamente usados no controle de motores. O circuito de chaveamento a tiristor é chamado pulsador e é empregado quando necessitamos rapidez e eficiência no comando. Através do pulsador transforma-se tensão contínua fixa em tensão contínua variável.

A velocidade síncrona de motores de indução e síncronos é diretamente proporcional a frequência aplicada. O controle de velocidade destes motores é obtido alimentando o estator através de uma unidade de controle de estado sólido, de frequência variável. O motor síncrono seguirá a frequência diretamente e o motor de indução seguirá com certo escorregamento. Tal controle é eficiente, mas o equipamento de controle é mais complicado e caro do que aquele dos dispositivos utilizados em sistemas de c.c. A potência, a frequência ajustável, é gerada por um circuito com tiristores chamado inversor. Através deste dispositivo, a partir de uma fonte de tensão contínua, obtemos uma tensão ou corrente alternada, senoidal ou não, à frequência fixa ou variável.

Distinguimos dois tipos importantes:

a) INVERSORES AUTÔNOMOS: assim chamados porque são capazes eles mesmos de produzir a tensão alternada nos terminais do receptor.

b) INVERSORES NÃO AUTÔNOMOS: (ou pilotados) assim chamados porque a tensão alternada nos terminais do receptor é imposta por este último.

Os motores universais série são raramente construídos para potências acima de um HP, e são usados principalmente para ferramentas e aparelhos portáteis para obter alta potência mecânica por unidade de peso. Sua velocidade com conjugado fixo é proporcional à tensão aplicada.

Atualmente, os motores de c.c. são ainda os mais empregados em controle, devido as vantagens acima relacionadas. No futuro esta tendência pode ser alterada devido ao progresso dos semi-condutores e da micro-informática.

1.3 - Controle a Estado Sólido

Os dispositivos a estado sólido são empregados para o controle de todos os tipos de máquinas elétricas de c.a. e c.c. Estes equipamentos são usados em motores de indução para controlar a velocidade pela tensão primária, em motores universais série, em ferramentas e aparelhos portáteis. Conversores estáticos normalmente utilizam tiristores, que continuam insuperáveis para aplicações em alta potência. Em baixa e média potência cada vez mais são empregados os transistores de potência, que apresentam a possibilidade de operação em altas frequências. Pulsadores e retificadores são utilizados para controlar a tensão média aplicada aos motores de c.c., e a obtenção de um controle suave, para aplicações em alta frequência. As aplicações são tais como: laminadores reversíveis, máquinas ferramenta, controles de posição, que necessitam operar nos quatro quadrantes do plano torque X velocidade.

Estes circuitos usam tiristores para obter o controle, pelo ângulo ou fase de disparo. Os diversos tipos de circuitos retificadores são classificados pelo número de fases de alimentação e pela ligação, se de meia ponte ou ponte completa. A escolha do circuito depende do nível de potência e função desejados.

Comandos monofásicos operam em meia ponte ou onda completa e usualmente com corrente de armadura descontínua. O comando trifásico de motores de c.c. é usualmente empregado em motores de alta potência.

Deve ser ressaltado que as máquinas de corrente contínua são ainda as mais utilizadas, devido ao desempenho em velocidade variável. Nos campos das altas potências (até alguns MW), a alimentação das máquinas é garantida por conversores AC-DC reversíveis, compostos geralmente de duas pontes de Graetz colocadas em anti-paralelo. Para potências mais baixas, utiliza-se conversores DC-DC com uma alimentação exterior garantida por baterias de acumuladores ou por um simples retificador com diodos. Os tiristores devem operar em comutação forçada para conectar e desconectar o motor da fonte.

Os tipos de sistemas conversores empregados para retificação, inversão, modulação, etc. são vistos no quadro 1.1 [5]. Deve-se notar que alguns sistemas conversores são capazes de apresentar mais do que uma propriedade em suas saídas; por exemplo, um inversor controlado pode ter a saída, na qual, tanto frequência como tensão são variáveis.

| SISTEMA | FUNÇÃO DO CONVERSOR |
|------------------------------------|--|
| 1. Controle tensão c.a. | Tensão c.a. para tensão variável a. c. (comutação natural) |
| 2. Retificadores (não controlados) | Tensão fixa c.a. para tensão fixa c.c. (comutação natural) |
| 3. Retificadores (controlador) | Tensão fixa c.a. para tensão variável c.c. (comutação natural) |
| 4. Pulsadores | Tensão fixa c.c. para tensão variável c.c. (comutação natural ou forçada) |
| 5. Inversores (não autônomos) | Tensão fixa c.c. para tensão fixa c.a. (comutação natural ou forçada) |
| 6. Inversores (autônomos) | Tensão fixa c.c. para tensão variável c.a. (comutação natural ou forçada) |
| 7. Cicloconversores | Frequência fixa c.a. para frequência variável e tensão variável c.a. (comutação natural ou forçada). |

QUADRO 1.1

No quadro 1.2 sintetizamos as aplicações de motores de c.c. em velocidade variável, com alimentação em corrente contínua e em corrente alternada, em função de determinadas aplicações.

1.4 - O Problema da Regulação dos Motores de Corrente Contínua

A regulação geralmente se refere a capacidade do sistema de manter a velocidade pré-ajustada sob cargas variáveis.

Para o caso da regulação de motores de corrente contínua as funções principais a serem cumpridas são as seguintes:

- . regulação da variável principal;
- . limitação de grandezas críticas;
- . controle preciso das variáveis de forma a evitar uma evolução excessivamente rápida;
- . transferência suave de um modo de controle a outro.

Existem dois tipos principais de esquemas de regulação:

- regulação paralela
- regulação série

Na regulação paralela cada realimentação é independente (ver fig. 1.1). Todas as realimentações saem num comutador que seleciona a regulação que deve ordenar o sistema.

| APLICAÇÕES DE MOTORES DE C.C. A VELOCIDADE VARIÁVEL | | | | | | | | | | |
|---|--|---|----------------------------|--|--|----------------------------|-------------------------------------|--|--------------------------------------|-----------------------------------|
| ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE ALTERNADA | | | | | | | | | | |
| Tipos de conversores | MONOFÁSICO | | | | | TRIFÁSICO | | | | |
| | Conversor unidirecional | Conversor reversível | Conversor a comando assim. | Conversor unidirecional | Conversor reversível | Conversor a comando assim. | Pulsador unidirecional a transistor | Pulsador reversível a transistor | Pulsador a tiristor a freq. variável | Pulsador a tiristor a freq. fixa |
| Pequena potência - Montagem econom. | Indústria de transform. e máquinas ferramentas | | | | | | Veículos e Carros elétricos | | | |
| Pequena Pot. grandes desempenhos | | Máquinas ferramentas a comando numérico (CCN) | | | Máquinas ferramentas a CN laminadas pequenas | | | Máquinas ferramentas e Ser. vomec. de grande desemp. | | |
| Potência média montagem econômica | | | | Indústria de transformação. Máquina - ferram. fresadores, etc. | | | | | Veículos elétricos | |
| Potência média desemp. dinâm. e/ou reversível | | | | | Metalurgia auxiliar | | | | | Tração e frenagem com recuperação |
| Altas potências | Tração | | | Ventiladores, bancas de ensaio, etc. | | | | | | Tração e propulsão |
| Altas potências e/ou reversíveis | | | | | Laminadas | | | | | |
| Redução do consumo de energia reativa | | | Tração (locomotivas) | | | Laminadas | | | | |

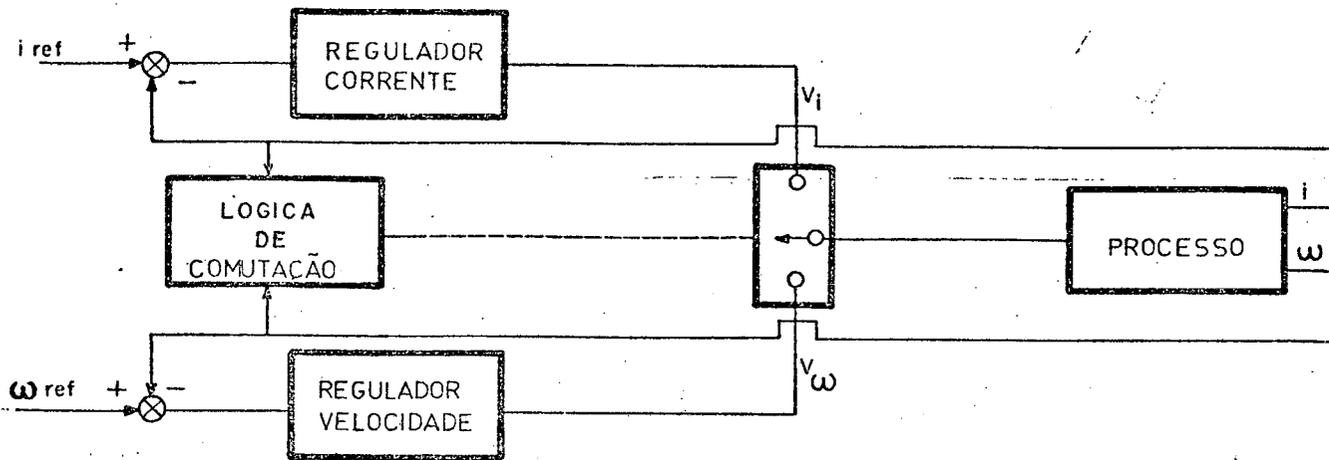


Fig. 1.1 - Esquema de Regulação Paralela

Na regulação série as variáveis secundárias (no caso, a corrente) são controladas por realimentações internas. A variável principal (velocidade) é controlada por uma realimentação externa. Para passar de um tipo de funcionamento a outro, fixamos a saída da realimentação exterior a um valor correspondente a referência da realimentação interna.

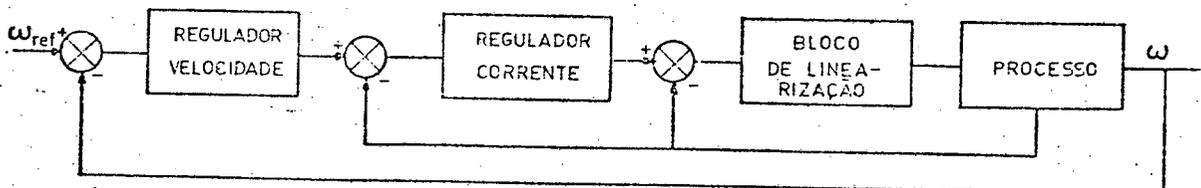


Fig. 1.2 - Esquema de Regulação Série

Quando o conversor estático não é linear (por exemplo: pulsador com condução descontínua) é necessário que seja acrescentado na malha de regulação um bloco suplementar de linearização.

Podemos resumir as características dos dois tipos de regulação no quadro 1.3

| REGULAÇÃO PARALELA | REGULAÇÃO SÉRIE |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> - Cada variável de controle corresponde a um regulador separado; - Regulação das características dinâmicas e estáticas independentes em cada bloco; - O estudo, o cálculo e implementação dos reguladores são simples; - Pode-se obter uma resposta mais rápida do que a regulação série; - Necessidade de comutação de um bloco de regulação à outro; | <ul style="list-style-type: none"> - Cada bloco pode ser ajustado otimamente; - Ajuste sucessivo das características estáticas e dinâmicas dos diferentes blocos; - Passagem suave de um modo de funcionamento a outro; - O estudo, cálculo e implementação seguem um método direto; |

QUADRO 1.3

Na comparação entre a regulação série e paralela, devemos ressaltar que os dois conceitos apresentam certas vantagens específicas, de maneira que a escolha dependerá do sistema que deve ser regulado.

1.5 - Conclusão

Métodos convencionais de controle de motores c.c. com estado sólido empregam um laço de controle de corrente, e outro com regulação de velocidade ou de posição. Recentemente, com o grande avanço no campo dos microprocessadores, alguns trabalhos estão sendo realizados na implementação destes controladores usando microprocessadores. Embora os microprocessadores ofereçam maior flexibilidade e economia que circuitos analógicos, sua relativa limitação na capacidade de operação em tempo

real (operações aritméticas simples) são uma restrição. Logo, controladores implementados em microprocessadores devem ser relativamente simples [2].

Além da flexibilidade, o controle por microprocessador apresenta melhor desempenho, menor custo, potência empregada menor, etc. O maior problema está na obtenção do sinal de velocidade a ser realimentado no controlador. Estão sendo pesquisados novos tacômetros digitais [27], além de meios de substituição do sensor de velocidade [24].

Além disso, o desenvolvimento da microeletrônica permite uma maior integração das funções de comando e de regulação de maneira a produzir uma simplificação no sistema.

Isto permite aos projetistas maior liberdade nas funções que o sistema de controle do motor pode cumprir. Cada vez maior número de sistemas de controle utilizarão sinais e sensores que podem ser acoplados diretamente a microcomputadores e aos elementos dos sistemas de alimentação.

CAPÍTULO 2 - OBSERVADORES DE ESTADO

2.1 - Introdução

A estabilização e a regulação de um processo são problemas importantes em controle. Quando conhecemos as variáveis de estado do processo podemos estabilizar, otimizar ou utilizar o controle modal [2]. Esta suposição nem sempre é verdadeira por diversas razões, tais como: estados não acessíveis por medida direta, número de medidas elevado, custo dos medidores, dificuldade de acesso, etc. Neste caso devemos encontrar um vetor de estado substituto.

A reconstrução dos estados não acessíveis de um sistema dinâmico pode ser encarada da seguinte maneira: - derivar as saídas um certo número de vezes e reconstruir, a partir delas, o vetor de estados. Os problemas de realização prática são tão graves que, mesmo em simulação, este procedimento deve ser excluído.

- Construir um modelo do sistema e utilizar os estados do mesmo de forma a reconstruir o vetor de estado (obs.: a malha aberta).

- Reconstruir o vetor de estados a partir de um sistema dinâmico que leve em consideração as entradas e saídas do sistema original (observador assintótico de Luenberger) [1,2].

O objetivo deste capítulo é a apresentação dos observadores de estado existentes para a classe de sistemas determinísticos. Para sistemas estocásticos, o desenvolvimento teórico deve ser modificado adequadamente. Entretanto, as equações básicas dos observadores mantem-se as mesmas [2,29].

A nossa contribuição neste trabalho é o desenvolvimento

do esquema de observador aumentado insensível a uma classe de perturbações conhecidas.

A reconstrução do vetor de estado através da teoria de observadores determinísticos apresenta duas aplicações principais: a) quando necessitamos estabilizar um processo através de realimentação de estado e não conhecemos os estados do mesmo, utiliza-se o observador para reconstruir os estados e a partir daí, realizar uma adequada realimentação de estado, ou seja, colocar os polos do sistema global no semi-plano esquerdo do plano complexo; b) naqueles processos onde a variação dos parâmetros produz um erro de observação menor do que aquele produzido pelo medidor, podemos utilizar o vetor reconstruído através do observador, para regular o estado desejado, ou seja, substituímos o medidor pelo observador de estado.

Não faremos uma comparação entre os diversos observadores no caso geral [12], mas em relação a um exemplo particular de aplicação.

No final do capítulo, através de um exemplo simples de aplicação, procuramos mostrar as vantagens e desvantagens de cada esquema estudado, através de programas digitais apresentados

no apêndice C.

2.2 - Observador a Malha Aberta

Consideremos o sistema linear, invariante no tempo, descrito pelas seguintes equações dinâmicas:

$$\begin{cases} X = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad \text{com} \quad \begin{matrix} \dim A: [n,n] \\ \dim B: [n,p] \\ \dim C: [q,n] \end{matrix} \quad (2.2.1)$$

Sem perda de generalidade podemos assumir a transmissão direta como sendo nula ($D = 0$).

Supondo que as matrizes A , B e C são completamente conhecidas e que as variáveis de estado não são acessíveis, o problema a resolver é gerar $X(t)$ a partir dessas matrizes e das entradas disponíveis. Isto pode ser feito como é mostrado na figura 2.2, isto é, duplicando o sistema original

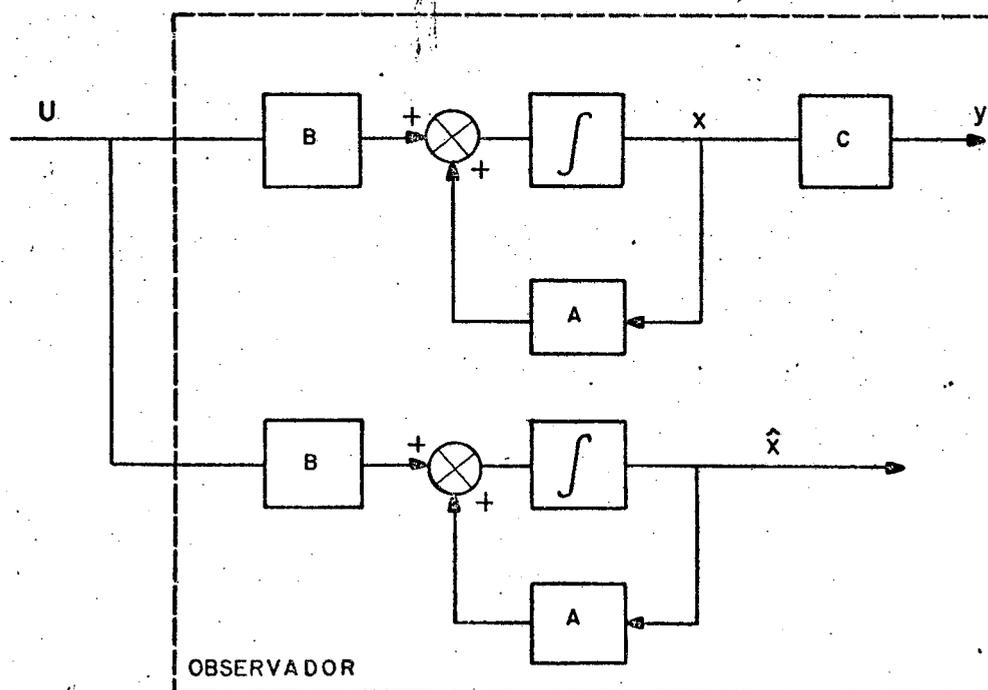


Fig. 2.2 - Observador a Malha Aberta

Assim, a equação dinâmica do observador pode ser escrita como:

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU \quad (2.2.2)$$

A finalidade do observador é que \hat{X} convirja para X , ou seja:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (X - \hat{X}) = 0 \quad (2.2.3)$$

Considerando

$$\tilde{X} = X - \hat{X} \quad (2.2.4)$$

onde \tilde{X} = erro de estado e substituindo (2.2.4) em (2.2.1) e (2.2.2) obtemos:

$$\dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} \quad (2.2.5)$$

ou seja:

$$\tilde{X}(t) = \exp(At) \tilde{X}(0) \quad (2.2.6)$$

A equação (2.2.6) permite verificar que o erro de observação tenderá assintoticamente para zero, quando os autovalores da matriz A tenham todos a parte real negativa. Por conseguinte, podemos concluir que a principal restrição do observador a malha aberta é que o sistema original deve ser, obrigatoriamente, estável.

Entretanto, para sistemas estáveis, na ausência de perturbações, o observador a malha aberta apresentará, uma vez extinguida a influência das condições iniciais, um desempenho satisfatório.

2.3 - Observador a Malha Fechada

2.3.1. Introdução

A principal desvantagem dos observadores a malha aberta reside na necessidade de o sistema original, ser obrigatoriamente estável. Vimos que, mesmo esta hipótese se cumprindo, o erro de observação tende assintoticamente para zero com uma velocidade definida pelos autovalores da matriz A do sistema, o que, segundo o caso em estudo, pode ser lento demais.

Luenberger[1] desenvolveu um tipo especial de observador em malha fechada (comumente chamado "observador assintótico de Luenberger") que, utilizando como informação as entradas e saídas do sistema a observar, permite restituir o estado de qualquer processo, estável ou instável, sob a hipótese de observabilidade do sistema original. O uso deste observador permite também definir arbitrariamente a dinâmica do erro de observação, o que constitui uma vantagem considerável a respeito do caso anterior.

Neste item serão analisados os observadores de ordem completa e de ordem mínima e será discutido um método computacional simples para testar a observabilidade de um sistema dado.

2.3.2. Observador de ordem completa

Seja o processo descrito pela equação dinâmica:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad \text{com} \quad \begin{array}{l} \dim A: [n,n] \\ \dim B: [n,p] \\ \dim C: [q,n] \end{array} \quad (2.3.1)$$

a equação dinâmica do observador assintótico de ordem completa, mostrado na figura 2.3, se escreve:

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + L(Y - C\hat{X}) + BU \quad (2.3.2)$$

ou também:

$$\dot{\hat{X}} = (A-LC) \hat{X} + LY + BU \quad (2.3.3)$$

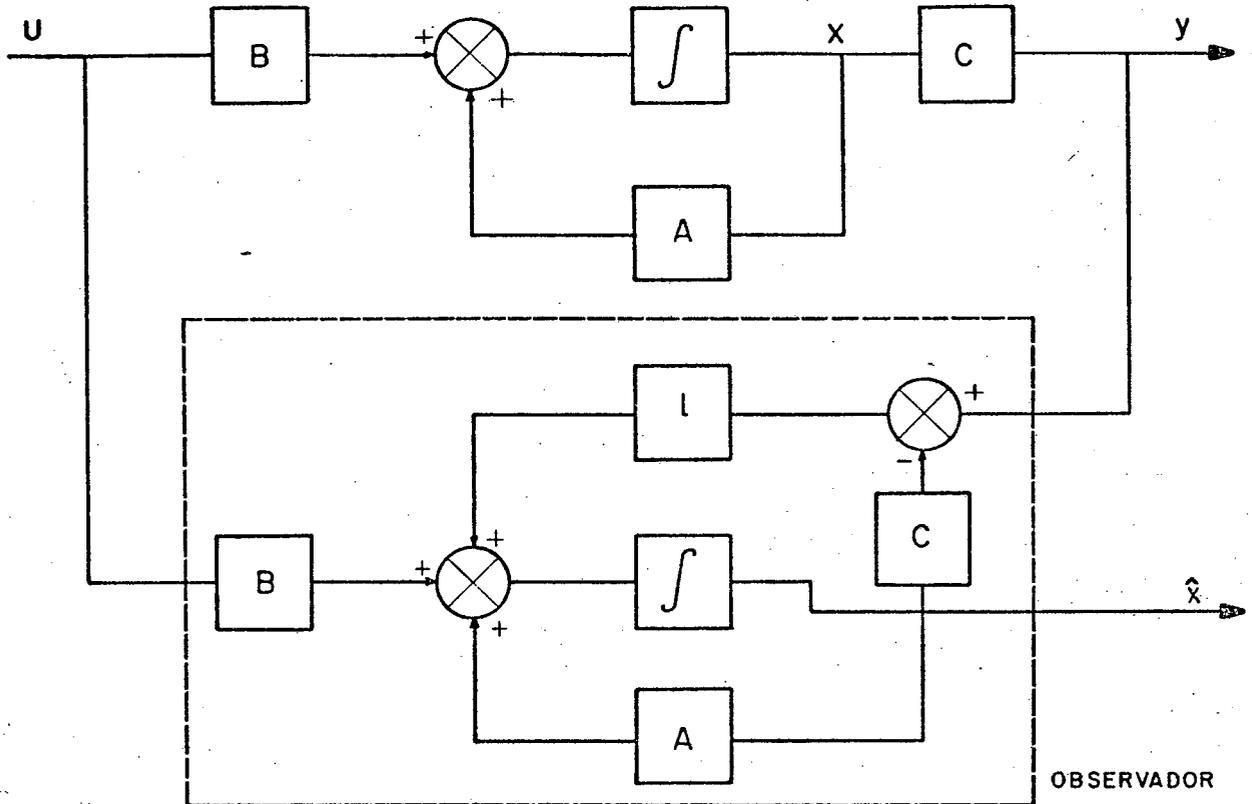


Fig. 2.3 - Observador de Ordem Completa

Pode-se demonstrar que se o par (A,C) é observável sempre é possível encontrar L de maneira tal, que o observador possua os autovalores desejados.

Considerando:

$$\tilde{X} = X - \hat{X} \quad (2.3.4)$$

e as equações (2.3.1) e (2.3.3) chegamos a:

$$\dot{\tilde{X}} = (A - LC) \tilde{X} \quad (2.3.5)$$

ou seja:

$$\tilde{X}(t) = \exp (A - LC) \tilde{X}(0) \quad (2.3.6)$$

Considerando que todos os autovalores de $(A-LC)$ tem parte real negativa menores que $-\sigma$, então todos os componentes de \tilde{X} tenderão a zero com uma taxa de $e^{-\sigma t}$. Logo, se existe um erro grande entre \hat{X} e X , no instante inicial t_0 , o vetor \hat{X} tenderá a X tanto mais rapidamente quanto maior seja σ .

Sendo a condição de observabilidade necessária e suficiente para garantir a existência da matriz L , descrevemos a seguir duas maneiras de testá-la.

a) Método tradicional [2,29]

- Construimos a matriz V , onde:

$$V = [C \quad CA \quad \dots \quad CA^{n-1}]^T \quad (2.3.7)$$

- Calculamos o rank de V .

- Se o rank de V for igual a dimensão da matriz A do sistema dinâmico (2.3.1), então o processo é observável.

Este método tem a desvantagem de que se a matriz A for de ordem elevada, a determinação do rank da matriz V requer um tempo considerável de cálculo.

b) Método simplificado [16]

Segundo o teorema da dualidade, se o par $[A,C]$ é observável, então o par $[A^*,-C^*]$ é controlável, onde $*$ indica complexo conjugado e transposto.

Determinamos os autovalores do sistema (2.3.1) através de um programa de determinação de autovalores (Apêndice C). A seguir, para uma matriz de realimentação L qualquer, determinamos os autovalores de $[A^*-L^*C^*]$ através do mesmo programa.

Se todos os autovalores do sistema (2.3.1) forem dife

rentes dos autovalores do sistema $[A^*-L^*C^*]$, então o sistema (2.3.1) é observável. Se existir pelo menos um autovalor igual, devemos refazer o cálculo dos autovalores de $[A^*-L^*C^*]$ com a matriz L^* diferente, para certificar-nos de que não tínhamos escolhido uma matriz L^* particular.

2.3.2.1 - Método de cálculo do observador de ordem completa

Para o cálculo do observador de ordem completa utilizamos um programa de posicionamento de polos (Apêndice C) com as seguintes considerações:

Em controle modal (figura 2.4) temos:

$$U = E + KX \quad (2.3.8)$$

onde os autovalores da matriz $A+BK$, $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ determinam o valor da matriz K , que existe sempre que o par (A,B) seja controlável.

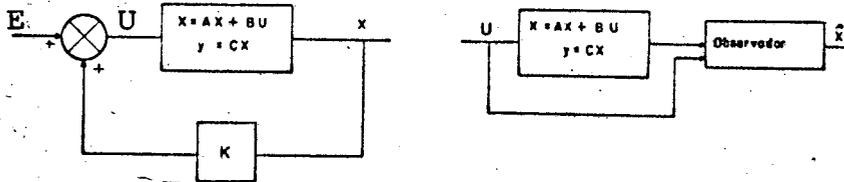


Fig. 2.4 - a) Controle Modal; b) Observador de Estado

Ademais pode-se verificar a propriedade

$$\sigma(A+BK) = \sigma(A+BK)^T = \sigma(A^T + K^T B^T) = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n) \quad (2.3.9)$$

Consideremos agora o sistema dinâmico.

$$\dot{\zeta} = A^T \zeta - C^T V \quad (2.3.10)$$

os autovalores $\lambda_1', \lambda_2' \dots \lambda_n'$ definirão, se o par $(A^T, -C^T)$ for controlável ((A,C) observável), a matriz K tal que

$$\sigma(A^T - C^T K) = \lambda_1', \lambda_2' \dots \lambda_n' \quad (2.3.11)$$

mas

$$\sigma(A^T - C^T K) = \sigma(A - K^T C) = \sigma(A - K^T C)^T \quad (2.3.12)$$

Então, se como entrada de um programa de posicionamento de polos utilizamos as matrizes A^T e $-C^T$, obteremos como saída uma matriz de ganhos K , tal que:

$$L = K^T \quad (\text{pela propriedade 2.3.9})$$

e, substituindo os valores obtidos na equação (2.3.3), construímos a equação dinâmica do observador.

2.3.3. Observador de mínima ordem

Apresentaremos neste item somente o método genérico. O leitor encontrará em [2] a solução particular para um estimador de ordem $(n-1)$.

- Método genérico:

Seja o sistema a ser observado descrito pela seguinte equação dinâmica:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad \text{com} \quad \begin{cases} \dim A: [n, n] \\ \dim B: [n, p] \\ \dim C: [q, n] \end{cases} \quad (2.3.13)$$

Como a equação de saída provem q equações lineares do estado desconhecido X , necessitamos reconstruir $(n-q)$ combinações lineares dos componentes do estado.

Assumindo que a matriz C tem rank completo, introduzimos um vetor P de dimensão $(n-q)$.

$$P = C' X \quad (2.3.14)$$

de tal forma que $[C \ C']^T$ seja não singular.

Através das relações

$$Y = CX \quad (2.3.15)$$

$$P = C' X$$

temos que:

$$X = \begin{bmatrix} C \\ C' \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y \\ P \end{bmatrix} \quad (2.3.16)$$

Considerando

$$\begin{bmatrix} C \\ C' \end{bmatrix}^{-1} = [L_1 \ L_2] \quad (2.3.17)$$

temos:

$$X = L_1 Y + L_2 P \quad (2.3.18)$$

Reconstruindo P e chamando o valor reconstruído de \hat{P} ,

temos:

$$\hat{X} = L_1 Y + L_2 \hat{P} \quad (2.3.19)$$

Um observador para P pode ser encontrado, notando-se que P obedece a seguinte equação diferencial:

$$\dot{P} = C'AX + C'BU \quad (2.3.20)$$

ou

$$\dot{P} = C'AL_2 P + C'AL_1 Y + C'BU \quad (2.3.21)$$

Aparentemente Y não carrega nenhuma informação sobre P. Mas diferenciando Y, temos:

$$\dot{Y} = CAX + CBU = CAL_2 P + CAL_1 Y + CBU \quad (2.3.22)$$

As equações (2.3.21) e (2.3.22) nos levam ao observador:

$$\dot{\hat{P}} = C'AL_2 \hat{P} + C'AL_1 Y + C'BU + L[\dot{Y} - CAL_1 Y - CBU - CAL_2 \hat{P}] \quad (2.3.23)$$

Sendo o par [A,C] observável, o par [C'AL₂, CAL₂] também é completamente observável, de maneira que, escolhendo L adequadamente, todos os polos de (3.3.23) podem ser colocados arbitrariamente.

Na realização do observador, não é necessário calcular a derivada de Y.

Para mostrar isto, definimos uma variável auxiliar:

$$q = \hat{P} - LY$$

Podemos demonstrar que (2.3.24)

$$\dot{q} = [C'AL_2 - LCAL_2]q + [C'AL_2 L + C'AL_1 - LCAL_1 - LCAL_2 L]Y + [C'B - LCB]U$$

Esta equação não contém \dot{Y} . O estado reconstruído segue de:

$$\hat{X} = L_2 q + (L_1 + L_2 L) Y \quad (2.3.25)$$

As equações (2.3.24) e (2.3.25) constituem um observador de mínima ordem.

Programa Digital: No apêndice C apresentamos o programa digital para cálculo do observador de mínima ordem.

3.3.4. Observador insensível às perturbações

A observação do vetor de estado através do observador assintótico de Luenberger não garante, na presença de perturbações, um bom desempenho do sistema global.

Para resolver este problema analisaremos um observador aumentado que permite eliminar a influência daquela classe de perturbações para a qual foi calculado.

Consideremos o seguinte sistema linear:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + EW(t) \\ Y(t) = CX(t) + FV(t) \end{cases} \quad (2.3.26)$$

onde sem perda de generalidade podemos fazer $F = 0$

X : vetor de estado de dimensão $[n,1]$

Y : vetor de saída de dimensão $[q,1]$

U : vetor de entrada de dimensão $[p,1]$

W : vetor de perturbações de dimensão $[r,1]$

e A, B, C, E são matrizes constantes com seguintes dimensões

$$\dim A = [n, n]$$

$$\dim B = [n, p]$$

$$\dim C = [q, n]$$

$$\dim E = [n, r]$$

Suponhamos que o par (A, C) é observável e as saídas Y são mensuráveis.

O observador clássico de Luenberger [1,2,7] é um sistema dinâmico, de ordem n , da seguinte forma:

$$\dot{\hat{X}}(t) = A\hat{X}(t) + BU(t) + L[\dot{Y}(t) - C\hat{X}(t)] \quad (2.3.27)$$

ou

$$\dot{\hat{X}}(t) = (A-LC)\hat{X}(t) + BU(t) + LY(t) \quad (2.3.28)$$

onde

$$\dim L = [nxq]$$

Determina-se L de forma que as partes reais dos autovalores de (A-LC) sejam estritamente negativas.

A equação dinâmica do erro de observação é:

$$\tilde{X}(t) = X(t) - \hat{X}(t) \quad (2.3.29)$$

$$\dot{\tilde{X}}(t) = (A-LC)\tilde{X}(t) + EW(t); \tilde{X}(t_0) = \tilde{X}_0 \quad (2.3.30)$$

cuja solução é:

$$\tilde{X}(t) = \exp[(A-LC)(t-t_0)] \cdot \tilde{X}_0 + \int_{t_0}^t \exp[(A-LC)(t-\tau)] \cdot EW(\tau) d\tau \quad (2.3.31)$$

Com a presença de perturbações não garante-se que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{X}(t) = 0 \quad (2.3.32)$$

Deve-se notar que o erro de observação na presença de perturbações será menor quando a dinâmica do observador for rápida. (O termo $\exp[(A-LC)(t-\tau)]$ tornará a integral menor.)

O observador a malha aberta (L=0) é sensível a perturbações, uma vez que na sua estrutura não entra o sinal de saída do processo.

Vamos considerar então um observador aumentado (robusto em relação as perturbações).

Faremos a seguinte hipótese:

- Os sinais $W(t)$ são saídas de um sistema linear invariante autônomo. Trata-se portanto, de funções exponenciais, sinusoidais, polinomiais e suas combinações.

Este sistema será descrito por:

$$\begin{cases} \dot{X}_W(t) = A_W X_W(t) \\ W(t) = C_W X_W(t) \end{cases} \quad (2.3.33)$$

com

$$\dim X_W = [n_W, 1]$$

$$\dim A_W = [n_W, n_W]$$

$$\dim C_W = [r, n_W]$$

Por outro lado, sem perda de generalidade, supomos que o par (A_W, C_W) seja observável. Para isso é suficiente escolher a forma mínima de representação de cada perturbação.

Na figura 2.7 temos representado o observador aumentado:

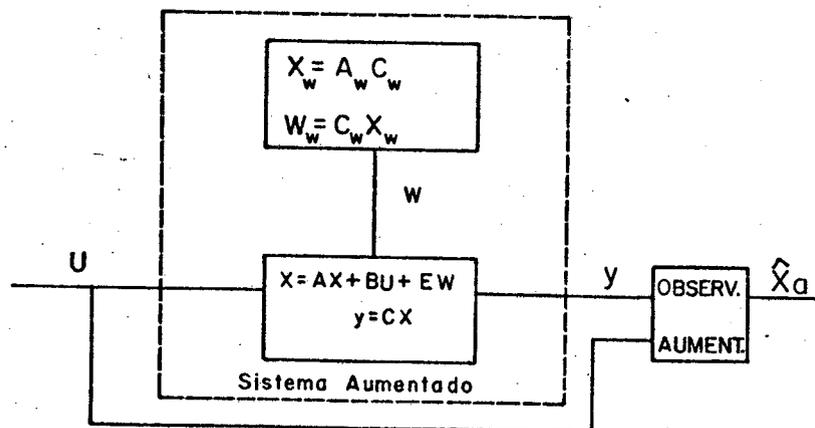


Fig. 2.5 - sistema aumentado com parte não controlável

$$X_a = \begin{bmatrix} X \\ \dots \\ X_W \end{bmatrix} \quad (2.3.34)$$

$$e \quad \dot{X} = AX + BU + EC_W X_W \quad (2.3.35)$$

Podemos escrever o sistema inicial na seguinte forma:

$$\dot{X}_a(t) = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} X(t) \\ X_W(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & \vdots & EC_W \\ 0 & \vdots & A_W \end{bmatrix}}_{A_a} X_a(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_a} U(t) \quad (2.3.36)$$

$$Y(t) = [C \quad \vdots \quad 0] X_a(t)$$

Com as seguintes dimensões:

$$\dim X_a = [(n+n_w), 1]$$

$$\dim A_a = [(n+n_w), (n+n_w)]$$

$$\dim B_a = [(n+n_w), n_p]$$

$$\dim C_a = [n_q, (n+n_w)]$$

Definimos agora, o observador de estado aumentado

$$\dot{\hat{X}}_a(t) = (A_a - L_a C_a) \hat{X}_a(t) + B_a U(t) + L_a Y(t) \quad (2.3.37)$$

que verificará:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (X_a - \hat{X}_a) = 0 \quad (2.3.38)$$

quando for possível encontrar uma matriz L_a tal que as partes reais dos autovalores de $(A_a - L_a C_a)$ sejam estritamente negativas, ou seja, quando o par (A_a, C_a) for observável.

Uma condição suficiente para a observabilidade do sistema aumentado é a seguinte (ver teorema):

$$\text{rank} \begin{bmatrix} sI-A & \vdots & -E \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ C & \vdots & 0 \end{bmatrix} = n + r \quad (2.3.39)$$

para todos autovalores da matriz A_w .

TEOREMA:

Consideremos os pares

(A, C) observável com $\dim A = [n, n]$

$\dim C = [q, n]$

e

(A_w, C_w) observável com $\dim A_w = [n_w, n_w]$

$\dim C_w = [r, n_w]$

Seja:

$$A_a = \begin{bmatrix} A & \vdots & EC_w \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ 0 & \vdots & A_w \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad C_a = [c \vdots 0]$$

O par (A_a, C_a) é observável se:

$$\text{rank} \begin{bmatrix} sI-A & \vdots & -E \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ C & \vdots & 0 \end{bmatrix} = n + r; \quad \forall_s \text{ autovalores de } A_w \quad (2.3.40)$$

Demonstração:

Para demonstrar a observabilidade de (A_a, C_a) basearemos-nos no seguinte critério

$$\text{rank} \begin{bmatrix} sI-A_a \\ \cdots \\ C_a \end{bmatrix} = n + n_w, \quad \forall_s \in \mathbb{C}$$

o que implica em que o par (A_a, C_a) é observável.

Consideremos a matriz

$$N(s) = \begin{bmatrix} sI - A_a \\ \dots \\ C_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sI - A & : & -EC_w \\ 0 & : & sI - A_w \\ \dots & \dots & \dots \\ C & : & 0 \end{bmatrix}$$

Temos então:

a) Para todo s tal que $\det[sI - A_w] \neq 0$, levando-se em consideração que o par (A, C) é observável por hipótese, obtemos:

$$\rho [N(s)] = n + n_w$$

b) Para todo s tal que $\det[sI - A_w] = 0$, definimos as matrizes:

$$N_1(s) = \begin{bmatrix} sI - A & : & -E & : & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & : & 0 & : & I \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C & : & 0 & : & 0 \end{bmatrix} \quad e \quad N_2(s) = \begin{bmatrix} I & : & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & : & C_w \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & : & sI - A_w \end{bmatrix}$$

Temos que:

$$N_1(s) = [(n+n_w+q), (n+r+n_w)]$$

$$N_2(s) = [(n+r+n_w), (n+n_w)]$$

Pode-se verificar que:

$$N(s) = N_1(s) \times N_2(s)$$

Como o par (A_w, C_w) é observável, o rank de $N_2(s)$ é igual a $(n+n_w)$. Por outro lado, a condição (2.3.40) garante que rank de $N_1(s)$ é igual a $(n+r+n_w)$.

Usando a desigualdade de Silvester temos:

$$P[N_1(s)] + P[N_2(s)] - (n+r+n_w) \leq P[N(s)] \leq \min\{P[N_1(s)], P[N_2(s)]\}$$

obtemos então:

$$P[N(s)] = n + n_w$$

Usando a condição (2.3.40) verifica-se que:

$$P[N(s)] = n + n_w \quad (\forall s \in \mathbb{C})$$

o que permite concluir que o par (A_a, C_a) será observável quando

$$\text{rank} \begin{bmatrix} sI-A & \vdots & -E \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ C & \vdots & 0 \end{bmatrix} = n + r$$

para qualquer autovalor de A_w .

2.3.5. Generalização

Para que obtenhamos um equacionamento englobando os esquemas de observadores de estado desenvolveremos a seguir uma generalização:

Seja um sistema

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (2.3.41)$$

com $Y = \begin{bmatrix} Y \\ X_m \end{bmatrix}$ onde Y : saídas
 X_m : estados mensuráveis

Um observador de estado do sistema (2.3.41) pode ser definido da forma geral seguinte:

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= \alpha Z + \beta_1 Y + \beta_2 U \\ \hat{X} &= \gamma Z + \delta Y \end{aligned} \quad (2.3.42)$$

com as seguintes condições:

$$\left\{ \begin{array}{l} TA - \alpha T = \beta_1 C \end{array} \right. \quad (2.3.43a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} TB = \beta_2 \end{array} \right. \quad (2.3.43b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\epsilon} = -\alpha \epsilon \end{array} \right. \quad (2.3.43c)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma T + \delta C = I_n \end{array} \right. \quad (2.3.43d)$$

e as matrizes T e ϵ sendo definidas pela equação linear seguinte

$$Z = TX + \epsilon \quad (2.3.44)$$

Nota:

1) Para obtermos o observador de ordem n de Luenberger, fazemos

$$T = I_n \quad e \quad \delta = 0 \quad (2.3.45)$$

donde:

$$\left\{ \begin{array}{l} B = \beta_2 \\ \gamma = I \\ \alpha = A - \beta_1 C \end{array} \right.$$

substituindo em (2.3.42) temos:

$$\dot{Z} = \hat{\dot{X}} = (A - \beta_1 C) Z + \beta_1 \dot{Y} + \beta_2 U \quad (2.3.46)$$

que é a equação do observador assintótico de Luenberger.

2) Através das condições (2.3.43) podemos ver que:

$$\dot{z} - TX = \alpha Z + (\beta_1 C - TA) x + (\beta_2 - TB) U = \alpha (Z - TX)$$

ou seja:

$$Z = TX + \exp [\alpha(t-t_0)] (Z_0 - TX_0) \quad (2.3.47)$$

Desde que α pode ser escolhido com autovalores com parte real negativa, podemos escrever:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Z = TX \quad (2.3.48)$$

2.4 - Colocação do observador na malha de controle

Seja um sistema linear, invariante no tempo

$$\dot{x} = AX + BU$$

$$y = CX$$

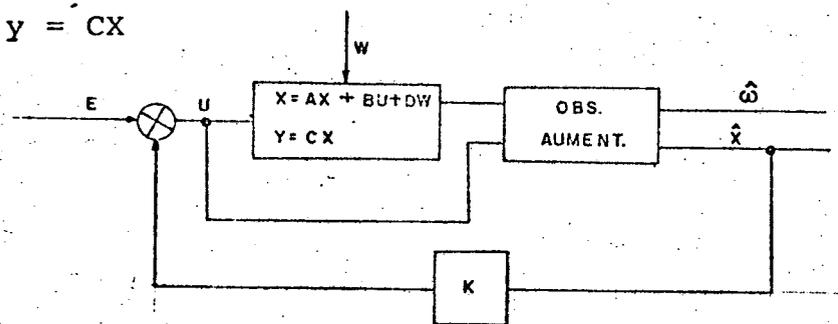


Fig. 2.8: Esquema geral

Se o par $[A, B]$ é controlável, existe uma matriz de realimentação K que permite, através da lei de controle $V = E + KX$, melhorar a estabilidade e a dinâmica do sistema.

Quando nem todos os estados do sistema são observáveis, necessitamos introduzir um observador de estado aumentado que fornecerá em sua saída uma estimação dos estados \hat{x} , mais a estimação da perturbação \hat{w} . Realimentamos o sistema a partir dos estados, já que não nos interessa controlar a perturbação. (vide figura 2.8).

As equações dinâmicas do sistema global (processo + observador aumentado + realimentação) podem ser escritas como:

$$\dot{X} = AX + BU + DW$$

$$Y = CX$$

$$\dot{Z} = \alpha Z + \beta_1 Y + \beta_2 U \quad (2.3.50)$$

$$\hat{X} = \gamma Z + \delta Y$$

$$U = E + K\hat{X}$$

$$X = A_w X_w$$

$$W = C_w X_w$$

Na figura 2.8 vemos o sistema global

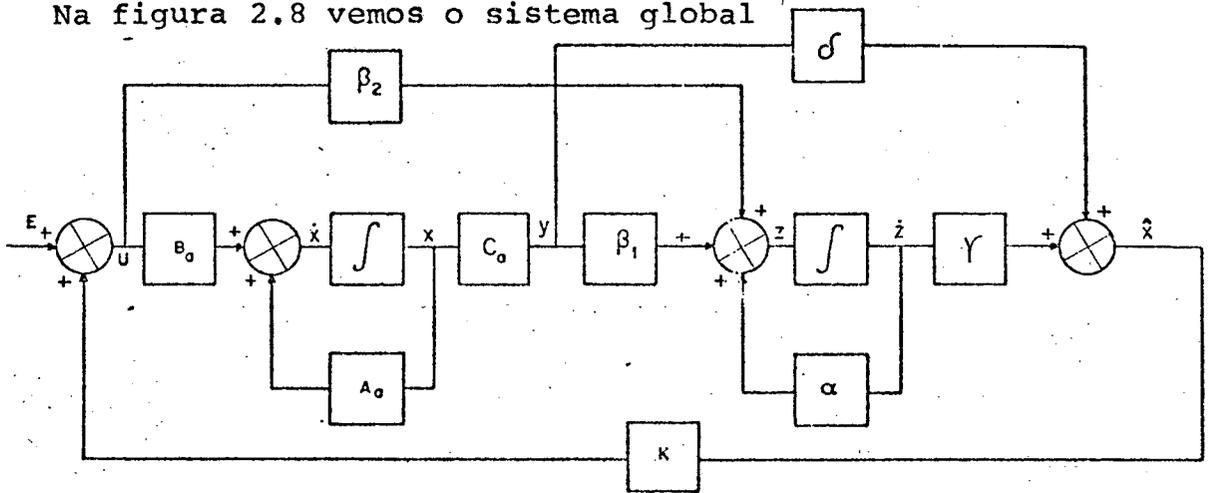


Fig. 2.9 - Esquema global detalhado (processo + observador)

Podemos escrever o sistema global da forma seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Z} \\ \dot{X}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A+BK\delta C & BK\gamma & 0 \\ B_1 C + \beta_2 K\delta C & \alpha + \beta_2 K\delta & 0 \\ 0 & 0 & A_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Z \\ X_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ \beta_2 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (2.3.51)$$

Com as relações de definição do observador (2.3.43) obtem-se

$$\Omega = \begin{bmatrix} A + BK - BK\delta T & BK\delta & 0 \\ T(A+BK) - [\alpha - TBK] & \alpha + TBK & 0 \\ 0 & 0 & A_w \end{bmatrix} \quad (2.3.52)$$

Podemos escrever

$$\begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ -T & I & 0 \\ -T & -T & I \end{bmatrix}_{M_1} \Omega \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ T & I & 0 \\ T & T & I \end{bmatrix}_{M_2} = \begin{bmatrix} A + BK & BK & 0 \\ 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & A_w \end{bmatrix}_{\Omega_1} \quad (2.3.53)$$

Temos:

Logo, o polinômio característico do sistema global é o produto do polinômio característico de $(A + BK)$ de α , e de A_w ou seja:

$$PC = |sI - (A + BK)| |sI - A_w| |sI - \alpha| \quad (2.3.54)$$

Através da equação (2.3.54) vemos que podemos controlar a dinâmica do sistema global através do conhecimento do processo e do observador, independente da perturbação. Podemos ver que quanto maior a parte real negativa escolhida para o observador, o comportamento dinâmico do sistema global (processo realimentado + observador) estará mais próximo da dinâmica do processo realimentado. Por outro lado, a medida que afastamos os polos do observador do eixo complexo, o sistema torna-se mais suscetível a ruídos, devido ao fato de que afastar os autovalores do eixo imaginário, implica na determinação de ganhos de realimentação muito grandes, e em consequência de uma relação de compromisso entre a dinâmica escolhida para o observador e o ruído sobreposto ao sinal observado. A escolha adequada é função principalmente do processo estudado.

2.5 - Exemplo de Aplicação

Com o objetivo de verificarmos o desempenho dos vários

esquemas de observadores de estado, apresentamos um exemplo de aplicação de um sistema de 3ª ordem.

Seja o sistema seguinte:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} U + EW \quad (2.4.1)$$

$$Y = [1 \ 0 \ 0] X$$

a) Cálculo dos autovalores do sistema

Através de um programa digital de cálculo dos autovalores de um processo linear (apêndice C), obtemos o seguinte:

$$\begin{cases} \lambda_1 = -1,5616 \\ \lambda_2 = 0 \\ \lambda_3 = 2,5616 \end{cases}$$

Observamos que o sistema é instável. Para estabilizarmos o sistema faremos uma realimentação de estado com os polos colocados em -1, -2, -3.

Utilizamos para isso um programa digital de posicionamento de polos (apêndice C), cuja saída fornece a matriz de realimentação K igual:

$$K = [2 \ 4 \ 5]$$

e

$$(A + BK) = \begin{bmatrix} 1 & 4 & 6 \\ -2 & -3 & -4 \\ -1 & -2 & -4 \end{bmatrix} \quad (2.4.2)$$

b) Observabilidade do sistema

Desejamos determinar se o sistema $\dot{X} = AX + Bu$, $Y = CX$ é controlável ou observável, onde

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad C = [1 \ 0 \ 0]$$

Utilizamos o método simplificado de determinação da observabilidade do sistema, descrito na seção 2.3.2.

Após selecionamos uma matriz arbitrária

$$K = [1,5 \quad 0 \quad 0]$$

Encontramos os autovalores de $A + BK$:

$$\lambda_1' = -3 ; \quad \lambda_2' = -0,35 ; \quad \lambda_3' = 2,85$$

Como os autovalores de $(A+BK)$ não são iguais aos autovalores de A , não temos autovalores fixos[16] e por conseguinte, o sistema é observável. Poderíamos mostrar que o sistema é também controlável.

c) Observador de malha aberta

De acordo com a teoria descrita na seção 2.2, duplicando o sistema original obtemos o observador a malha aberta.

Através do programa de simulação digital descrito no apêndice C, que realiza integração numérica para obtenção da solução de um sistema linear da forma:

$$\dot{X} = AX + BU + D\xi$$

analisamos o comportamento do observador a malha aberta.

A equação de estado que descreve o sistema a ser simulado pode ser colocada da forma seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{X}} \\ \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & BK \\ \dots & \dots \\ 0 & A+BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ \hat{X} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ \dots \\ B \end{bmatrix} e \quad (2.4.3)$$

Na figura 2.8a é observado o comportamento das variáveis de estado quando aplicamos um degrau na entrada do sistema. (Condições iniciais diferentes)

Na figura seguinte (2.8b) verificamos o comportamento das variáveis observadas para o sistema instável aplicando um degrau na entrada. (Condições iniciais iguais)

Na figura 2.8c temos traçadas as curvas dos estados do sistema, com a estabilização sendo feita a partir de realimentação dos mesmos (sem utilizar o observador).

A seguir (2.8d) a observação é feita com o sistema sujeito a perturbações.

Através das figuras podemos concluir que o observador a malha aberta apresenta um desempenho adequado quando o processo não está sujeito a perturbações e conhecemos as condições iniciais do sistema.

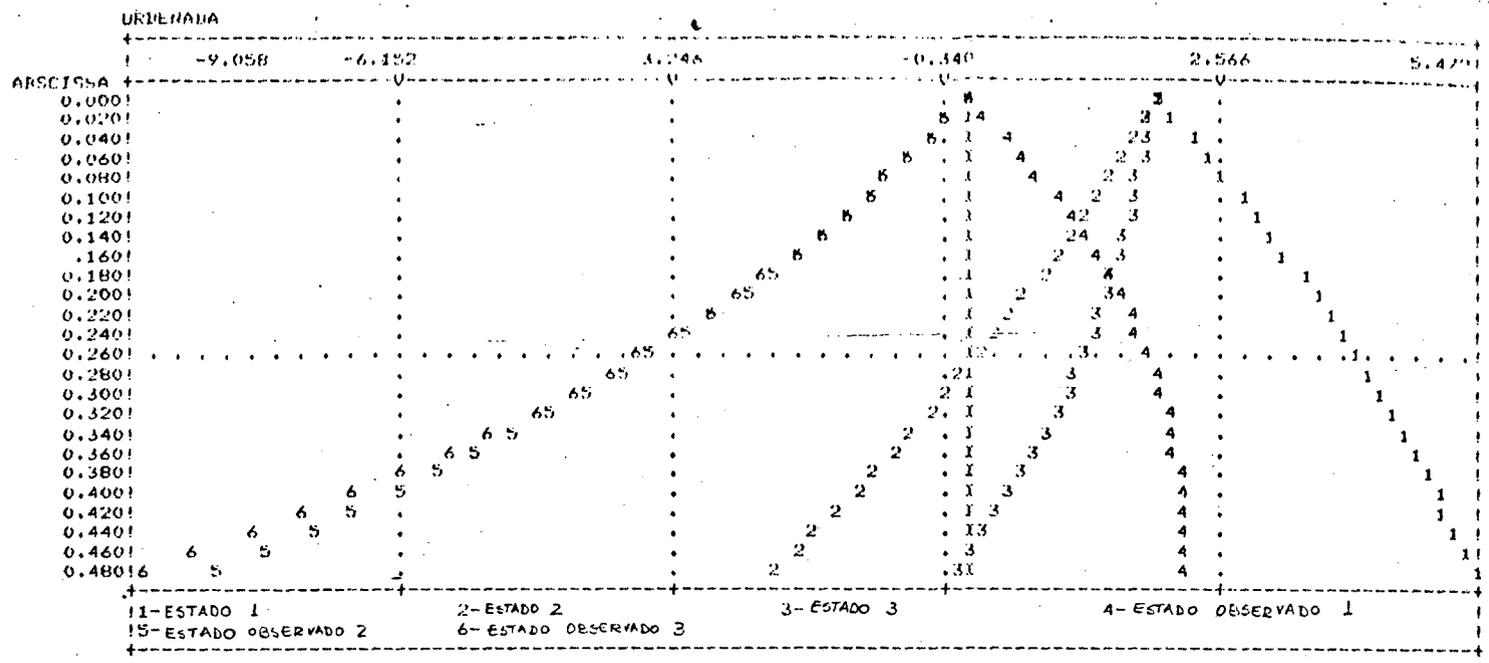


Fig. 2.8a - Comportamento do sistema quando aplicamos um degrau na entrada (condições iniciais diferentes)

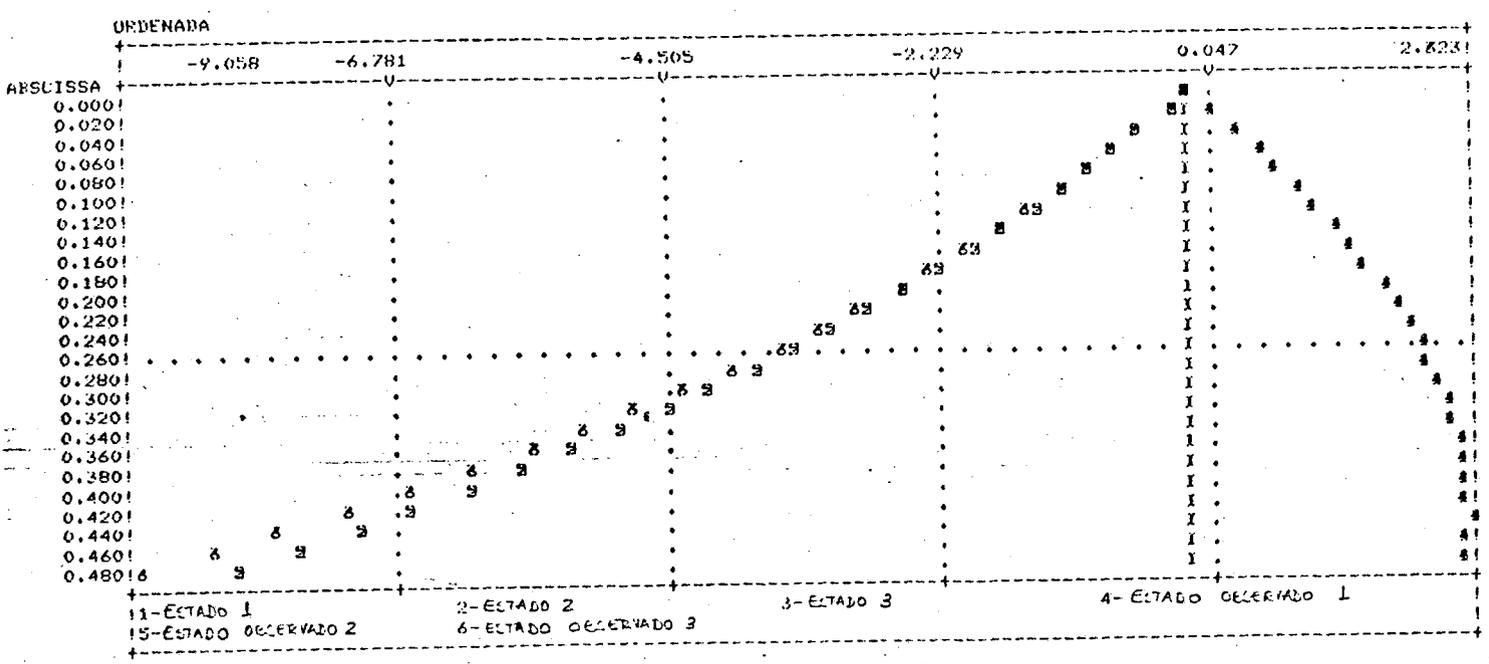


Fig. 2.8b - Comportamento do sistema quando aplicamos um degrau na entrada (condições iniciais iguais)

- NUM. DE ESTADOS = 3 - NUM. DE EXCITACOES = 1 - NUM. DE PERTURBACOES = 0
 - TEMPO INICIAL = 0.00000 - TEMPO FINAL = 5.00000 - PASSO PARA CALCULO = 0.01000
 - NUM. DE PUNTOS CALCULADOS QUE SERAO IGNORADOS A CADA ARMAZENAMENTO = 20

MATRIZ A
 -1.0000 0.0000 1.0000
 0.0000 1.0000 1.0000
 1.0000 2.0000 1.0000

MATRIZ K - EXCITACOES
 1.0000
 -1.0000
 -1.0000

TIPO EXCT = 1 GRAU DO POL = 0 COEFICIENTES: 0.10000E+01

MATRIZ K - REALIMENTACOES
 2.0000 4.0000 5.0000

MATRIZ A+K
 1.0000 4.0000 6.0000
 -2.0000 -3.0000 -4.0000
 -1.0000 -2.0000 -4.0000

CONDICOES INICIAIS
 TEMPO= 0.000 X(1)= 0.00000E+00 X(2)= 0.00000E+00 X(3)= 0.00000E+00 X(

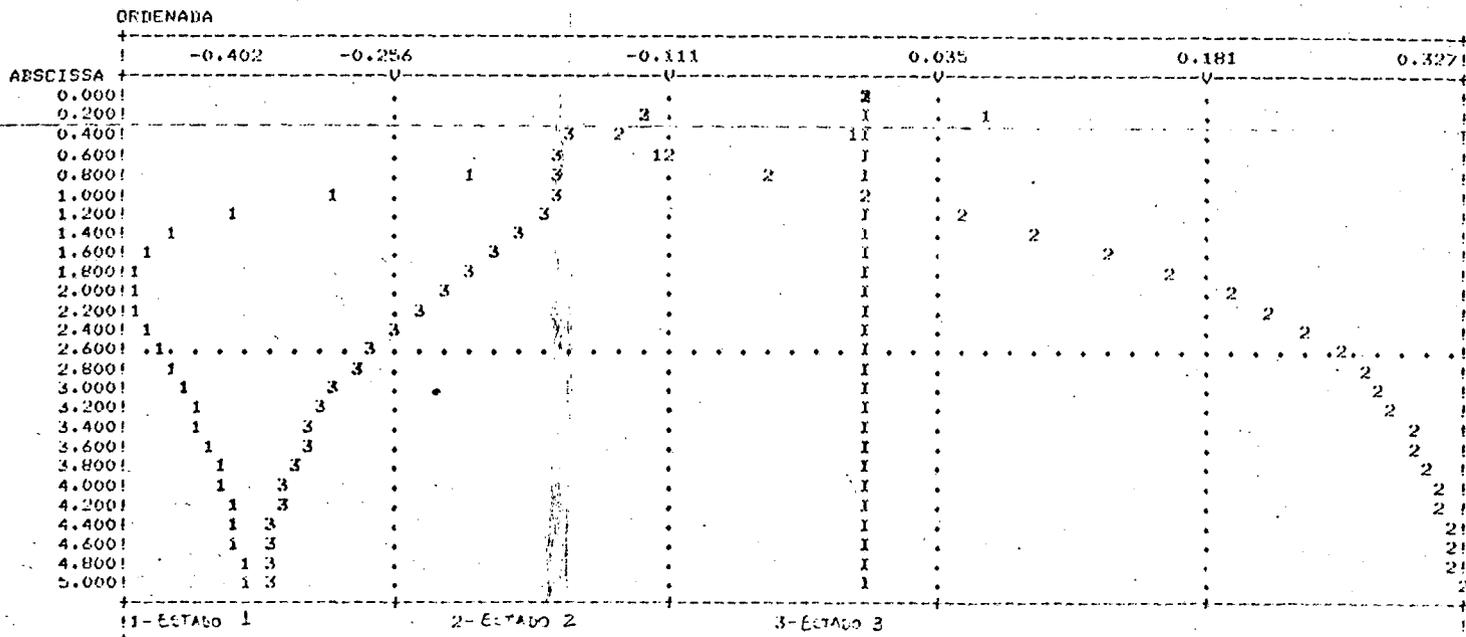


Fig. 2.8c - Comportamento dos estados para sistema estável

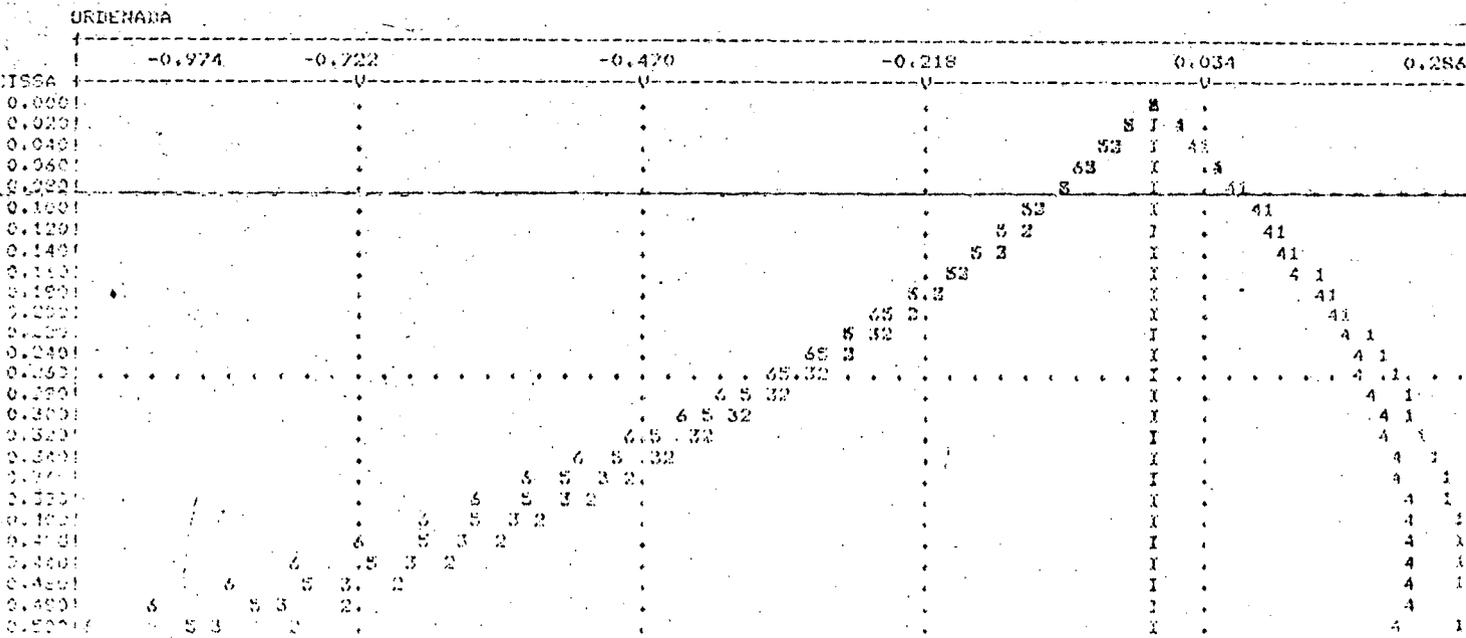


Fig. 2.8d - Sistema original sujeito a perturbações

d) Observador de ordem completa

Utilizando o programa de posicionamento de polos, o observador de ordem completa é calculado. Os autovalores do observador foram colocados em -10.

O resultado obtido foi o seguinte:

$$\dot{\hat{X}} = \begin{bmatrix} -30 & 4 & 6 \\ -700,5 & -3 & -4 \\ -367 & -2 & -4 \end{bmatrix} \hat{X} + \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 31,0 \\ 698,5 \\ 366,0 \end{bmatrix} Y \quad (2.4.4)$$

O sistema a ser simulado é de 6ª ordem com as seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{\hat{X}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & \dots & BK \\ \dots & \dots & \dots \\ \ell C & A - \ell C + BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ \hat{X} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ B \end{bmatrix} e + \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} W \quad (2.4.5)$$

Na figura 2.9a verificamos o comportamento do sistema com o sistema estabilizado sem perturbação. A seguir, em 2.9.b, o sistema está sujeito a uma perturbação tipo degrau.

Todas as simulações foram feitas com a aplicação de um degrau na entrada do sistema.

A matriz E de perturbações é igual a $[1 \ 0 \ 0]^T$.

Verificamos que neste esquema não necessitamos conhecer as condições iniciais do sistema e o observador apresenta um bom desempenho, tanto em regime permanente como em transitório. Quando colocamos uma perturbação (figura 2.9.b), não há um seguimento entre os estados reais e os estados observados.

CONDICOES INICIAIS

TEMPO= 0.000 X(1)= 0.10000E-01 X(2)= 0.50000E-01 X(3)= 0.10000E+00 Y(4)= 0.00000E+00
 X(5)= 0.00000E+00 X(6)= 0.00000E+00 Y(

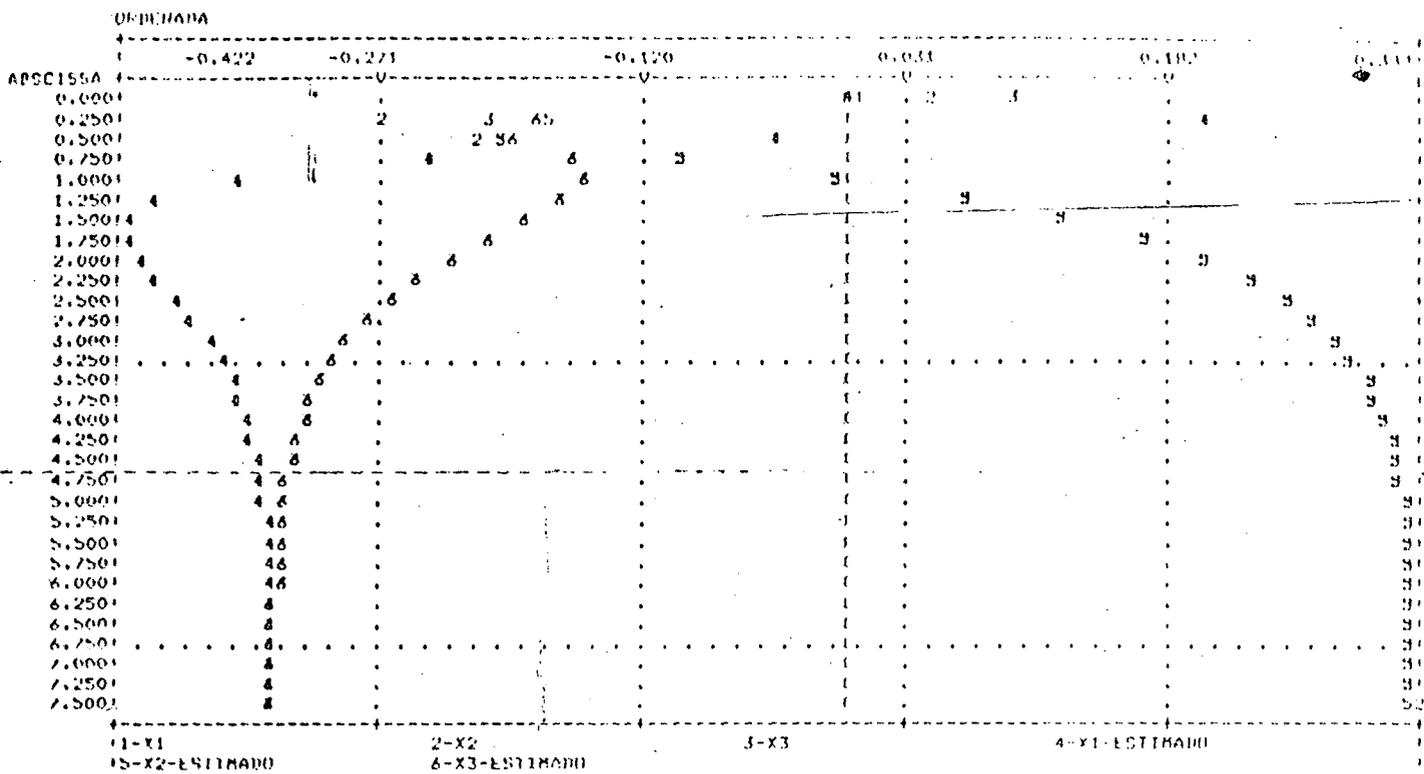


Fig. 2.9a - Comportamento do sistema estabilizado sem perturbação

CONDICOES INICIAIS

TEMPO= 0.000 X(1)= 0.10000E-01 X(2)= 0.50000E-01 X(3)= 0.10000E+00 Y(4)= 0.00000E+00
 X(5)= 0.00000E+00 X(6)= 0.00000E+00 Y(

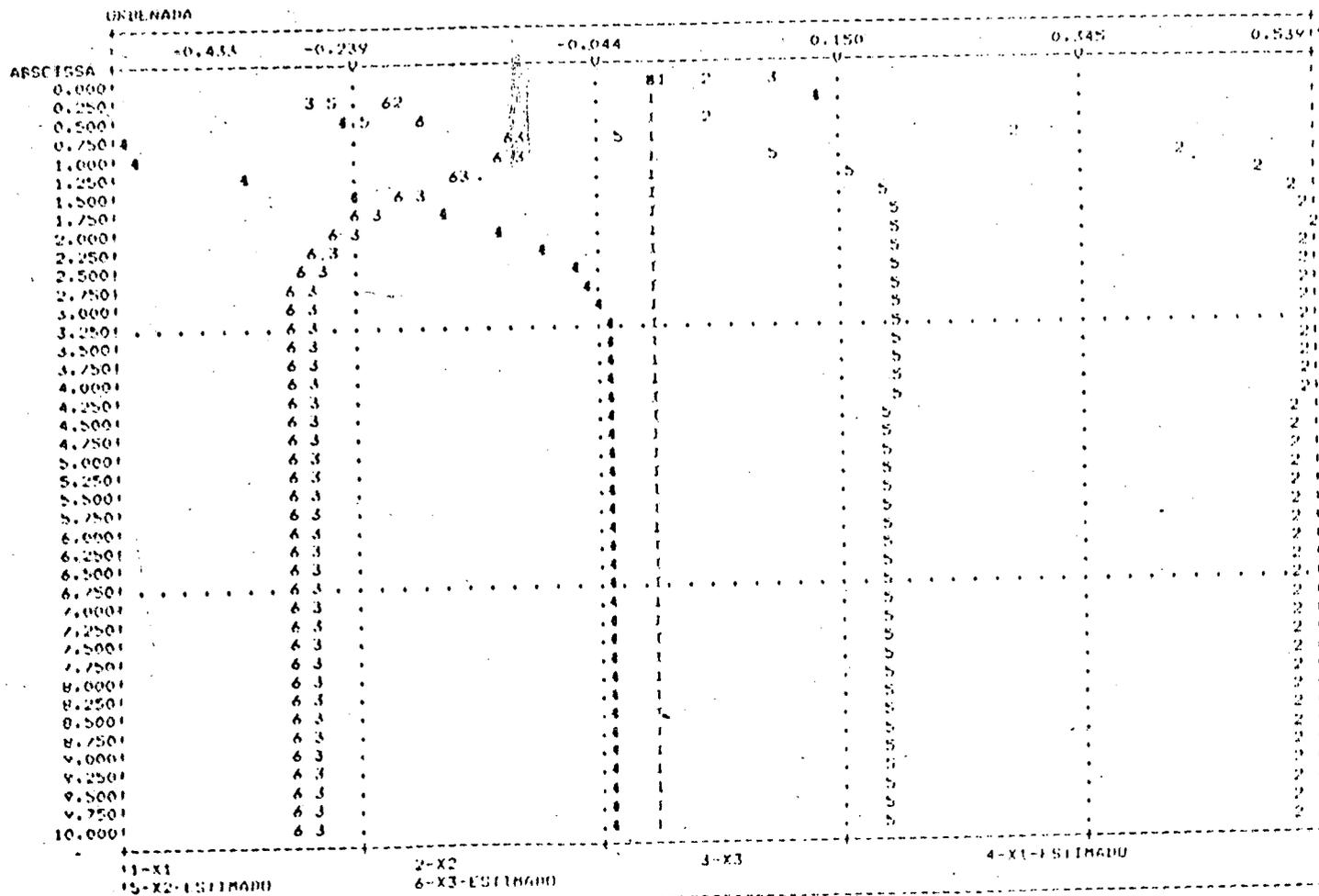


Fig. 2.9b - Comportamento do sistema estabilizado com perturbação

e) Observador de mínima ordem

A determinação do observador de mínima ordem é feita através do programa digital na seção 2.3.3. O estado reconstruído segue a equação (2.3.33).

O sistema a ser simulado é de 5ª ordem com as seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{X}} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & \dots & BK & \dots \\ \bar{L}C & A - \bar{L}C + BK & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ \bar{B} \end{bmatrix} E + \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} W$$

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_2 \\ \hat{X}_3 \end{bmatrix} = L_2 \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} + [L_1 + L_2K] X_1$$

onde q = variável intermediária

Os dados de entrada do sistema são vistos na figura 2.10a. Todas as simulações foram realizadas com realimentação (sistema estável).

Na figura 2.10b temos as curvas de saída do sistema quando sujeito a uma entrada tipo degrau e sem perturbação.

A aplicação de um degrau de perturbação é feita na simulação mostrada na figura 2.10c. (sistema não realimentado).

Podemos notar nas figuras 2.10 o overshoot existente no estado estimado X_2 , que tanto maior quanto maior a parte real dos autovalores do observador. Colocando uma perturbação, observamos o mesmo problema existente com o observador de ordem completa.

CONDICIONAIS INICIAIS

TEMPO= 0.000 X(1)= 0.10000E-01 X(2)= 0.50000E-01 X(3)= 0.10000E+00 X(4)= 0.00000E+00
X(5)= 0.00000E+00 X(

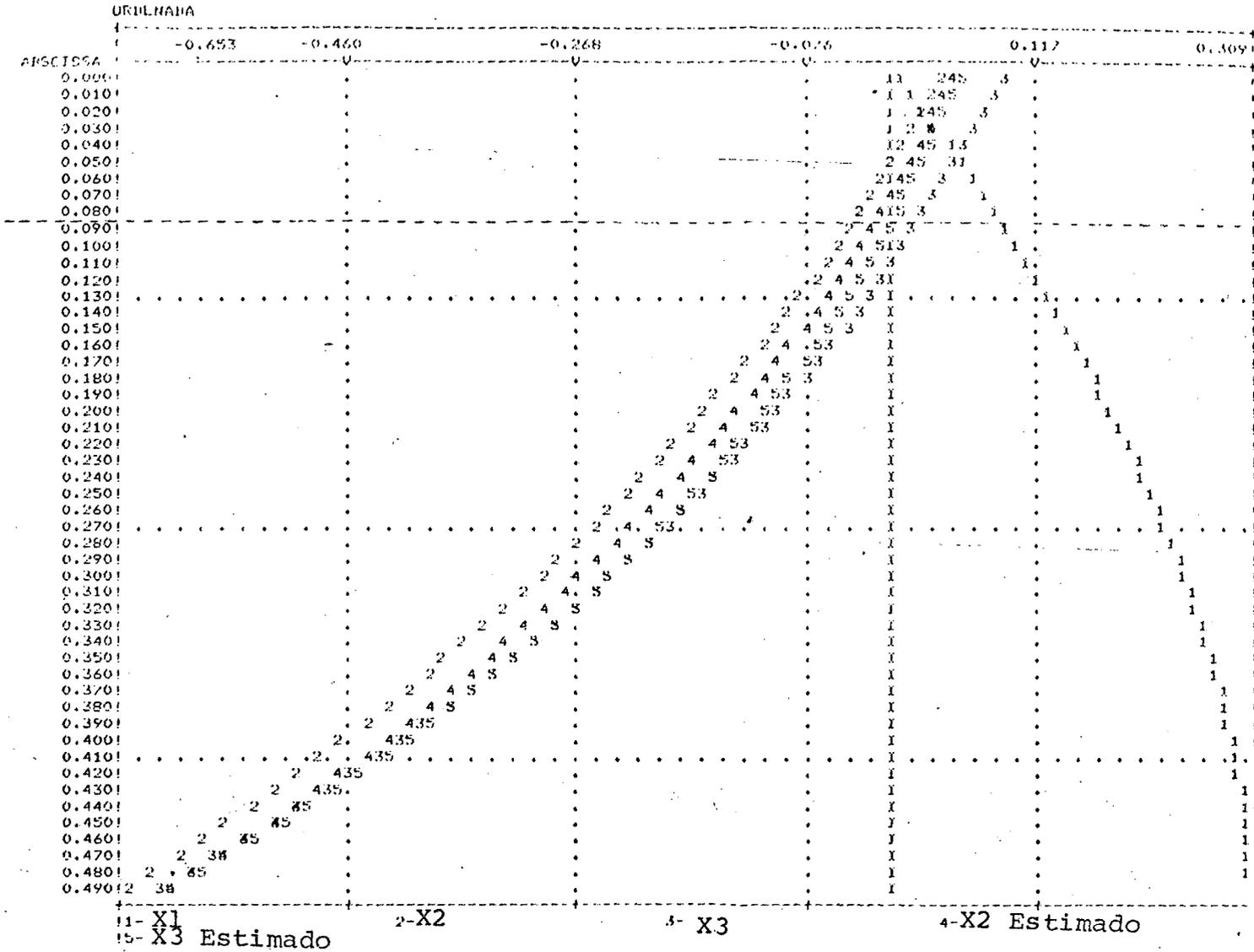


Fig. 2.10c - Observador mínimo, sujeito a perturbação, não realimentado (instável)

f) Observador insensível às perturbações

Consideramos agora um observador aumentado, calculado como mostra a seção 2.3.4. Os dados utilizados na simulação são mostrados na figura 2.11a. Para a perturbação tipo degrau o modelo utilizado é descrito pela equação [2.3.33].

O sistema simulado tem a forma seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_a \\ \dot{X} \\ \hat{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a & & B_a K \\ \dots & \dots & \dots \\ \lambda_a C_a & A_a - \lambda_a C_a + B_a K & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{X} \\ \dot{X} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_a \\ \dots \\ B_a \end{bmatrix} e \quad (2.4.6)$$

Na figura 2.11b é mostrada a resposta do sistema aumentado, onde o erro de observação para um degrau de perturbação é nulo. As simulações foram feitas com os autovalores do observador colocados em -10.

Comparando com os esquemas anteriores, verificamos que o observador aumentado é insensível a perturbação tipo degrau para a qual foi calculado.

SIMULAÇÃO DIGITAL DE SISTEMAS LINEARES DA FORMA: $\dot{D}(X) = A \cdot X + B \cdot U + D \cdot ESI$

IMPRESSÃO DOS DADOS

- NUM. DE ESTADOS = 8 - NUM. DE EXCITAÇÕES = 1 - NUM. DE PERTURBAÇÕES = 0
 - TEMPO INICIAL = 0.00000 - TEMPO FINAL = 10.00000 - PASSO PARA CÁLCULO = 0.01000
 NUM. DE PONTOS CALCULADOS QUE SERÃO IGNORADOS A CADA ARMAZENAMENTO = 50

MATRIZ A

| | | | | | | | |
|---------|--------|--------|--------|----------|---------|---------|--------|
| -1.0000 | 0.0000 | 1.0000 | 1.0000 | 2.0000 | 4.0000 | 5.0000 | 0.0000 |
| 0.0000 | 1.0000 | 1.0000 | 0.0000 | -2.0000 | -4.0000 | -5.0000 | 0.0000 |
| 1.0000 | 2.0000 | 1.0000 | 0.0000 | -2.0000 | -4.0000 | -5.0000 | 0.0000 |
| 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 |
| 5.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | -4.0000 | 4.0000 | 6.0000 | 1.0000 |
| 14.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 16.0000 | -3.0000 | -4.0000 | 0.0000 |
| 21.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | -22.0000 | -2.0000 | 4.0000 | 0.0000 |
| -1.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 1.0000 | 0.0000 | 0.0000 | 0.0000 |

MATRIZ B - EXCITAÇÕES

| |
|---------|
| 1.0000 |
| -1.0000 |
| -1.0000 |
| 0.0000 |
| 1.0000 |
| -1.0000 |
| -1.0000 |
| 0.0000 |

(a)

TIPO EXCT = 1 GRAU DO POL = 0 COEFICIENTES: 0.10000E+02

CONDIÇÕES INICIAIS

TEMPO = 0.000 X(1) = 0.10000E-02 X(2) = 0.50000E-01 X(3) = 0.20000E-01 X(4) = 0.00000E+00
 X(5) = 0.00000E+00 X(6) = 0.00000E+00 X(7) = 0.00000E+00 X(8) = 0.00000E+00

DEPENDÊNCIA

| ABSCISSA | -3.822 | -2.375 | -0.927 | 0.521 | 1.989 | 3.417 |
|----------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|
| 0.000! | . | . | . | . | . | . |
| 0.100! | . | . | 73 | 62 | 5 | 84 |
| 1.000! | . | . | 73 | 73 | . | 624 |
| 1.500! | 5 | . | 73 | . | . | 84 |
| 2.000! | 5 | . | . | . | 62 | 84 |
| 2.500! | 5 | . | . | . | 8 | 84 |
| 3.000! | 5 | . | . | . | 62 | 84 |
| 3.500! | 5 | 37 | . | . | 8 | 84 |
| 4.000! | 5 | 37 | . | . | . | 84 |
| 4.500! | 5 | 37 | . | . | . | 84 |
| 5.000! | 5 | 37 | . | . | . | 84 |
| 5.500! | 5 | 37 | . | . | . | 84 |
| 6.000! | 5 | 37 | . | . | . | 84 |
| 6.500! | 537 | . | . | . | . | 84 |
| 7.000! | 537 | . | . | . | . | 84 |
| 7.500! | 5 | . | . | . | . | 84 |
| 8.000! | 5 | . | . | . | . | 84 |
| 8.500! | 5 | . | . | . | . | 84 |
| 9.000! | 5 | . | . | . | . | 84 |
| 9.500! | 5 | . | . | . | . | 84 |
| 10.000! | 5 | . | . | . | . | 84 |

(b)

| | | | |
|----------------|----------------|----------------|---------------------|
| 1- X1 | 2- X2 | 3- X3 | 4- X4 (perturbação) |
| 5- X1 estimado | 6- X2 estimado | 7- X3 estimado | 8- X4 estimado |

Fig. 2.11- a) Dados utilizados para o observador insensível às perturbações; b) Resposta do sistema aumentado para um grau de perturbação e de entrada.

2.6 - Conclusões

O objetivo deste capítulo é fornecermos a ferramenta para o cálculo de qualquer esquema de observador determinístico. Através de um exemplo simples procuramos analisar as vantagens e desvantagens de cada esquema.

Vimos que o observador a malha aberta não pode ser aplicado quando o processo for instável. Para sistemas estáveis, devido ao fato de que a estrutura do observador a malha aberta não considera o sinal de saída do processo, o mesmo é sensível as perturbações, ou seja quando o sistema é sujeito a perturbações os estados observados não apresentam a convergência desejada. Com sistema realimentado existe o problema da convergência lenta e não controlável do sinal observado.

No observador a malha fechada podemos mexer na dinâmica do sistema arbitrariamente, o que permite que haja um seguimento adequado das variáveis observadas tanto em regime transitório, como em regime permanente.

Tanto no observador de ordem completa quanto no de mínima ordem, notamos a existência de problemas quando o processo está sujeito a perturbações. Não foi feita uma comparação de ordem genérica entre o observador de ordem completa e o de mínima ordem, e sim um estudo para o exemplo em questão.

Vimos que o observador insensível a perturbações, onde leva-se em consideração a classe de perturbações a que está sujeito o processo, elimina o problema de seguimento em regime transitório e em regime permanente, entre as variáveis reais e observadas.

CAPÍTULO 3 - APLICAÇÃO A UM PROCESSO REAL - UM MOTOR CC

3.1 - Introdução

O objetivo deste capítulo é o estudo do desempenho dos vários observadores descritos no capítulo anterior, aplicados sobre o nosso sistema em particular: um motor de corrente contínua alimentado por um pulsador reversível.

Inicialmente fizemos um estudo em simulação digital e analógica e em simulação híbrida, de maneira a selecionarmos o esquema de observação mais adequado e testá-lo no processo real.

O controle e o algoritmo de observação de estado são implementados no minicomputador PDP-1140 da Digital, utilizando uma interface de isolamento feita a partir de amplificadores diferenciais.

3.2 - Descrição da Montagem Real e Modelagem

3.2.1. Introdução

A montagem estudada compreende um motor de corrente contínua alimentado por um pulsador reversível. Este conversor possui uma estrutura em ponte que permite o funcionamento do motor em ambos sentidos de rotação, com possibilidade de frenagem.

Um aspecto muito importante na escolha deste tipo de estrutura é que este esquema de pulsador funciona só em condução contínua, que juntamente com a alta frequência de funcionamento (500 a 1000 Hz com tiristores) possibilita considerar o pulsador como um elemento linear. Outro aspecto considerado foi a simplicidade dos circuitos de comando.

Para representar o motor de corrente contínua, cuja corrente de campo é mantida constante, foi escolhido um modelo linear.

Com a necessidade de isolamento entre o circuito de potência e o circuito de comando implementamos uma interface que torna compatíveis os sinais enviados do computador a montagem pulsador-máquina e vice-versa.

3.2.2. Pulsador reversível

A estrutura em ponte do pulsador utilizado (figura 3.1) permite impor uma tensão positiva ou negativa nos terminais do motor:

- tensão positiva: condução dos tiristores ou diodos 1 e 4
- tensão negativa: condução dos tiristores ou diodos 2 e 3

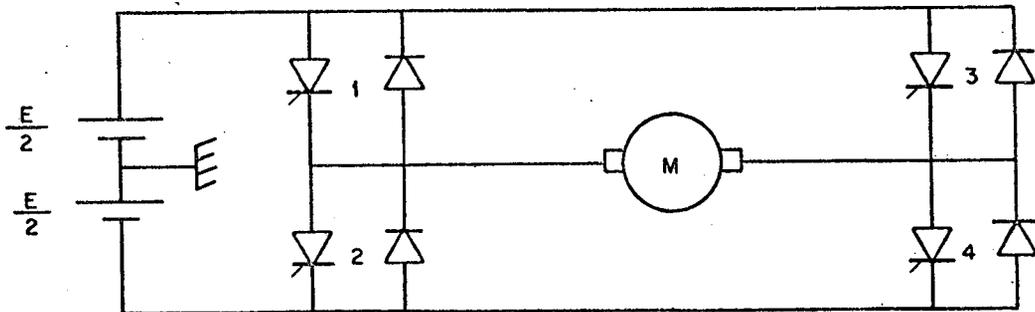


Fig. 3.1 - Estrutura do Pulsador Reversível.

A saída do pulsador depende do comando utilizado. O comando adotado é do tipo complementar, ou seja, os tiristores ou

diodos de um mesmo ramo são comandados de maneira alternada. Por variação das razões dos tempos de comando dos tiristores de cada ramo (os comandos dos dois ramos estando defasados), podemos variar a tensão de saída V_{AB} continuamente entre o valor máximo positivo e o valor máximo negativo.

Cada uma das duas meias pontes funciona com uma frequência f , devido a defasagem entre os pulsos das tensões V_{AO} e V_{BO} . Com isto, a tensão nos terminais da máquina é pulsada com uma frequência $2f$.

- Reversibilidade: o modelo elétrico da máquina é descrito por:

$$V = R_a i + L_a \frac{di}{dt} + E_c \quad (3.2.1)$$

Em regime permanente temos:

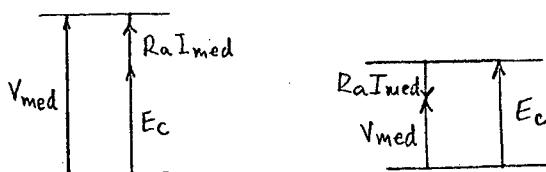
$$V_{med} = R_a I_{med} + E_c \quad (3.2.2)$$

O valor médio da tensão nos terminais da máquina é imposto pelo comando do pulsador:

$$V_{med} = R \cdot E_c \quad (3.2.3)$$

onde R é a razão cíclica ($-1 < R < +1$).

Podemos usar o diagrama vetorial seguinte:

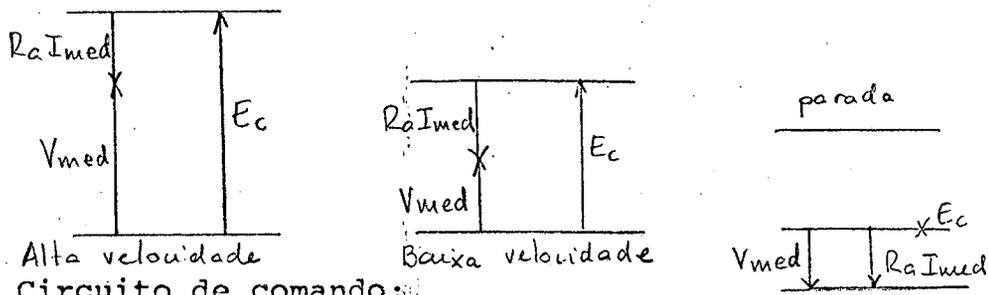


Admitindo que a velocidade varia lentamente em relação a tensão média (que depende diretamente do comando), podemos impor:

$$V_{med} < E_c \text{ que implica: } I_{med} < 0$$

E_c e I_{med} tendo então sinais contrários, este funcionamento corresponde a um fornecimento de energia pela máquina e por conseguinte, a uma frenagem.

É possível manter I_{med} , e conseqüentemente o esforço de frenagem, até a parada.



- Circuito de comando:

O circuito de comando do pulsador, cujo objetivo é gerar os impulsos de gatilho dos tiristores, baseia-se no seguinte princípio: os sinais lógicos, imagens das tensões de saída de cada ramo da ponte, são obtidos por comparação de dois sinais triangulares, simétricos e em oposição de fase, com um sinal de referência.

- Acionamento: a relação entrada-saída do pulsador é essencialmente linear, sob ponto de vista de valor médio, como pode-se ver na tabela 3.1.

| u (v) | Vs (v) | K |
|-------|--------|------|
| 15 | 110 | 7,33 |
| 11 | 78,2 | 7,12 |
| 6 | 44,1 | 7,35 |
| -6,2 | -44,6 | 7,19 |
| -10,7 | -77,1 | 7,21 |
| -15 | -108 | 7,20 |

A frequência da tensão de saída, de 500 Hz, e a estrutura e modo de comando dão uma grande flexibilidade de pilotagem a máquina.

Podemos representar matematicamente o bloco acionador como é mostrado na figura 3.2.

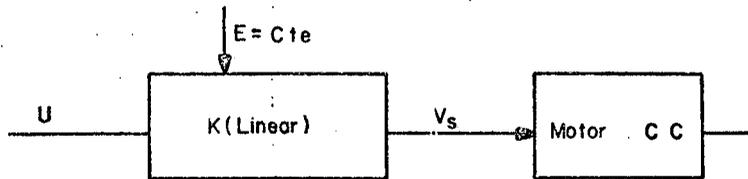


Fig. 3.2 - Bloco Acionador

onde $V_s = KU$
 com $K = \text{constante}$ (3.2.5)

3.2.3. Máquina CC e determinação dos parâmetros

- Máquina CC

O diagrama de blocos do sistema pode ser visto na figura 3.

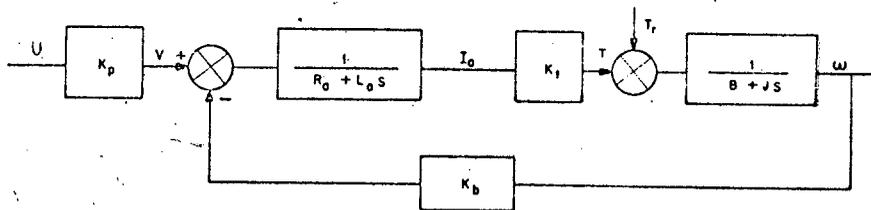


Fig. 3.3 - Diagrama de Blocos do Sistema.

O torque motor T é proporcional ao produto da corrente de armadura i_a e o fluxo ϕ do entreferro, que por sua vez é proporcional a corrente de campo, ou seja:

$$\phi = K_f i_f \quad (3.2.6)$$

onde K_f é uma constante.

Podemos escrever, portanto, para o torque motor T

$$T = K_f i_f K_1 i_a \quad (3.2.7)$$

onde K_1 é uma constante.

No motor de corrente contínua controlado pela armadura, a corrente de campo se mantém constante. Para uma corrente de campo constante o fluxo se mantém constante e o torque motor é diretamente proporcional a corrente de armadura, de modo que

$$T = K_t i_a \quad (3.2.8)$$

onde K_t é uma constante do torque motor.

Quando a armadura está girando, se induz na armadura uma tensão proporcional ao produto do fluxo pela velocidade angular. Para um fluxo constante, a tensão induzida E_c é diretamente proporcional a velocidade angular ω . Assim

$$E_c = -K_b \omega \quad (3.2.9)$$

onde K_b é uma constante da força-contratromotriz.

Controlamos a velocidade do motor de corrente contínua por meio da tensão de armadura V .

A equação diferencial do circuito de armadura é:

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_c = V \quad (3.2.10)$$

A corrente de armadura produz o torque que se aplica a inércia e ao atrito; portanto

$$J \frac{dW}{dt} + BW + T_r = T = K_t i_a \quad (3.2.11)$$

Podemos mostrar que a função de transferência pode ser escrita como:

$$G(S) = \frac{W(S)}{V(S)} = \frac{K}{(L_a S + R_a)(JS + B) + K_t K_b} = \frac{K / (R_a B + K_t K_b)}{\frac{L_a J}{R_a B + K_t K_b} S^2 + \frac{R_a J + B L_a}{R_a B + K_t K_b} S + 1} \quad (3.2.12)$$

É interessante observar que K_t é igual a K_b . Esta igualdade pode-se comprovar considerando a operação em estado estacionário do motor, e o balanço de potência, quando se despreza a resistência do rotor.

A potência de entrada do rotor é $K_b W i_a$ e a potência entregue no eixo é TW . Na condição estacionária, a potência de entrada é igual a potência entregue no eixo, de modo que:

$$K_b W i_a = TW \quad (3.2.13)$$

Considerando que

$$T = K_t i_a \quad (3.2.14)$$

Temos

$$K_b = K_t = K$$

A representação matricial através de equações de estado do processo pode ser facilmente determinada:

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{W} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K/L_a \\ K/J & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ W \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_p/L_a \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} T_r \quad (3.2.15)$$

- Determinação dos parâmetros do motor CC

Nos esquemas estudados de observadores de estado necessitamos um bom conhecimento dos parâmetros do processo. Devido a isto, foi analisado cuidadosamente o problema de determinação dos parâmetros. Trabalhamos com dois métodos de identificação: Método Clássico (Lord e Hwang) e Método Adaptativo.

a) Identificação adaptativa:

Utilizamos o algoritmo de identificação adaptativa para processos lineares controláveis com parâmetros constantes. [30]. Em particular, o identificador paralelo a ganho decrescente.

Com o modelo do processo descrito no apêndice A o procedimento de identificação é o seguinte:

A tensão de saída do pulsador V e a corrente de armadura são mostradas na figura 3.4.

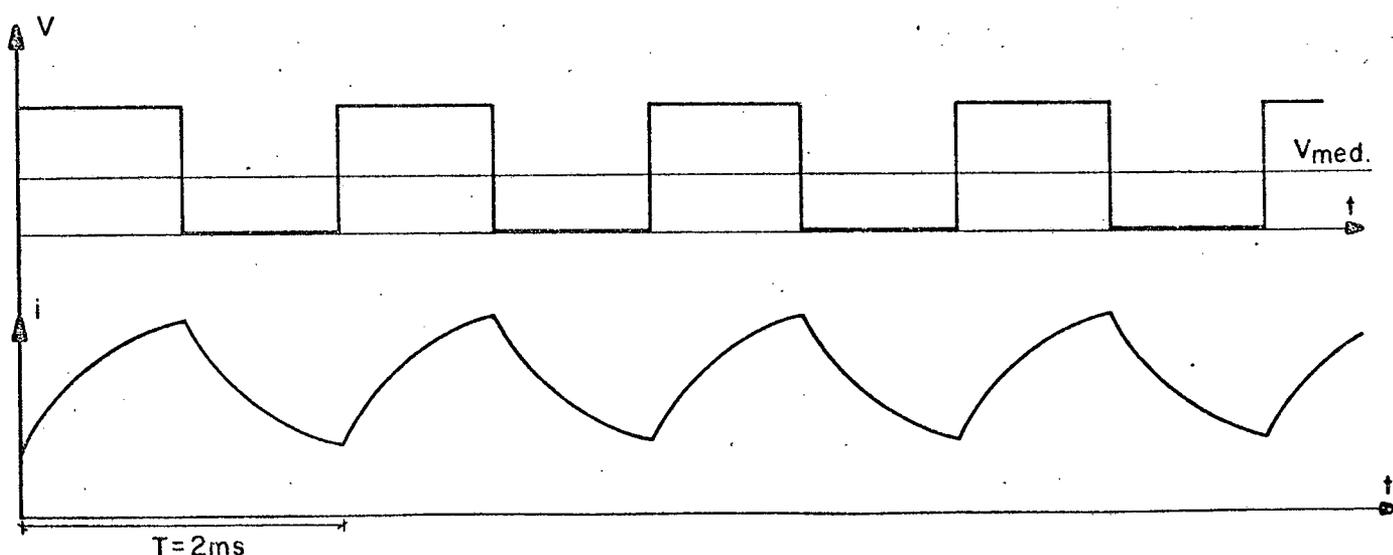


Fig. 3.4 - Tensão de saída do pulsador e corrente de armadura.

O ensaio sendo feito com o motor suprindo apenas o atrito estático, as medidas dos estados realizadas nos períodos de amostragem representam bem os valores médios da corrente e da velocidade.

Inicialmente trabalhamos na identificação adaptativa utilizando o tacogerador acoplado ao eixo da máquina, que apresenta uma relação sinal-ruído insatisfatória (ruído sobreposto de até 20% do sinal) [38].

Como os resultados da identificação não foram bons, partimos para a obtenção da velocidade real da máquina através de um tacômetro digital cujo sinal pode ser visto na figura 3.5

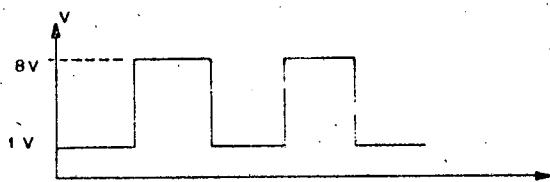


Fig. 3.5: sinal obtido do tacômetro digital

Este sinal foi enviado ao computador analógico, onde foi comparado com uma referência fixa de -4 V, de forma a termos um sinal digital de 0 a 10 V.

Implementamos um conversor frequência-tensão de forma a obtermos um sinal de tensão proporcional a velocidade da máquina.

A faixa de funcionamento é definida pela menor frequência, sendo que a frequência do sinal varia de 1 KHz a 10 KHz.

O esquema do conversor é visto na figura 3.6

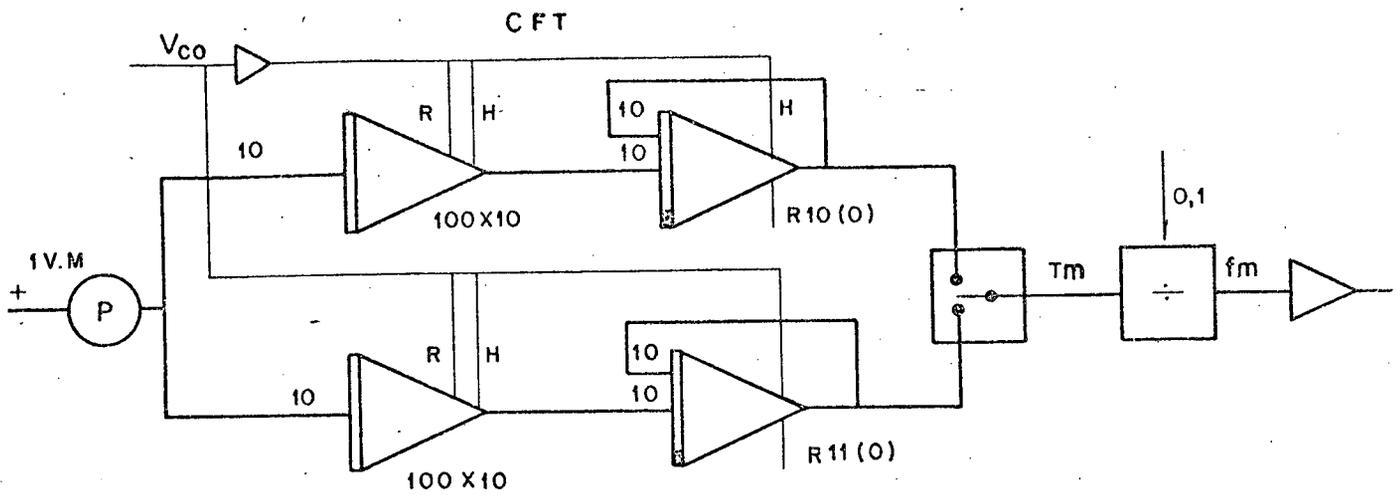


Fig. 3.6 - Conversor Frequência-Tensão

Para obtermos as matrizes A e B do processo a ser identificado devemos considerar os ganhos das interfaces.

Temos:

$$K = \begin{bmatrix} K_i & 0 \\ 0 & K_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,32 & 0 \\ 0 & 0,066 \end{bmatrix}$$

Definimos $\bar{X} = KX$ (3.2.16)

A equação de estado pode ser escrita da seguinte maneira:

ra:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A} \bar{X} + \bar{B} U \quad (3.2.17)$$

Definindo

$$\begin{cases} A = \bar{K}^{-1} \bar{A} K \\ B = \bar{K}^{-1} B \end{cases} \quad (3.2.18)$$

Encontramos

$$A = \begin{bmatrix} \bar{a}_{11} & 0,05 \bar{a}_{12} \\ 20 \bar{a}_{21} & \bar{a}_{22} \end{bmatrix} \quad (3.2.19)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0,76 \bar{b}_1 \\ 15,17 \bar{b}_2 \end{bmatrix} \quad (3.2.20)$$

A identificação fornece diretamente as matrizes \bar{A} e \bar{B} . A partir disso, encontramos as matrizes A e B do processo identificado.

b) Identificação clássica:

Lord e Hwang apresentam uma técnica para escolha do modelo de um motor de corrente contínua 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 nos terminais da 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).

Os resultados obtidos através deste método estão apresentados no apêndice A.

c) Conclusão:

Optamos pela utilização dos valores determinados pelo método clássico, que estão mais próximos da realidade.

A identificação adaptativa apresentou alguns problemas principalmente em relação aos ruídos dos sinais de entrada. Como o sinal de comando é sobreposto a um sinal pseudoaleatório de amplitude aproximada de 10% do nível DC, a corrente, que é uma das entradas do algoritmo de identificação, apresenta um comportamento oscilante acentuado, de maneira que o algoritmo de identificação "enxerga" um sistema com polos complexos. Resumindo, o problema verificado está relacionado com a medida do sinal de entrada do algoritmo.

3.2.4. Interface máquina-controle

Como o nosso objetivo é a realização de um controle da máquina de corrente contínua necessitamos uma interface de isolamento entre a máquina e o computador, visto que o sinal de terra do conjunto pulsador-máquina, esta nos terminais da armadura, enquanto o terra do computador é o do prédio.

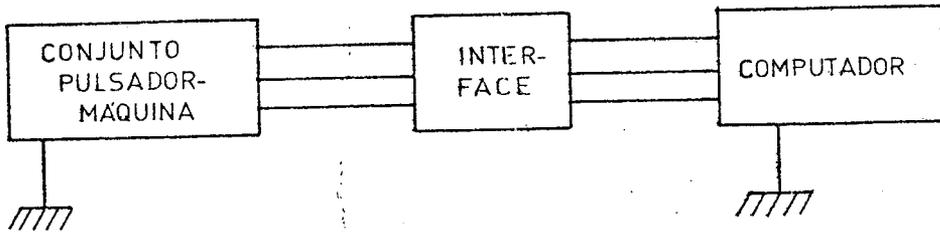


Fig. 3.7 - Esquema de Interface

Analisamos duas opções para a implementação da interface.

a) Acoplador óptico-eletrônico:

O esquema analisado para o acoplador óptico-eletrônico é o seguinte:

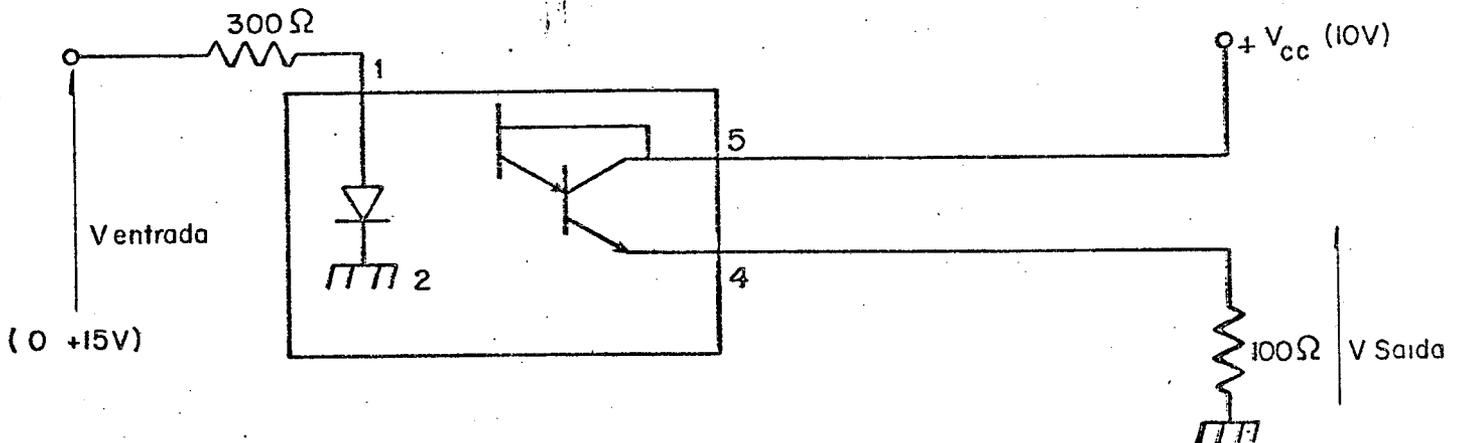


Fig. 3.8 - Acoplador óptico-eletrônico

A característica entrada-saída é mostrada na figura

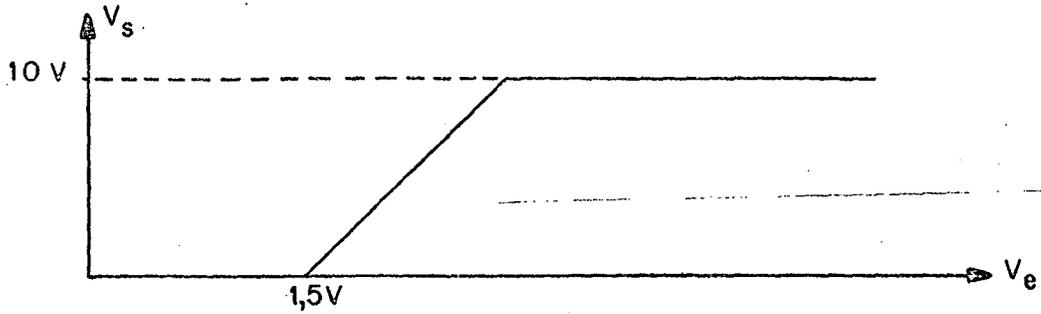


Fig. 3.9 - Característica entrada-saída.

A resposta do acoplador ótico-eletrônico para sinais digitais é excelente, com ruído desprezível. Mas para sinais analógicos observa-se um ruído de aproximadamente 15% sobreposto ao sinal de saída.

b) Amplificador Diferencial de Tensão

A estrutura utilizada é mostrada na figura 3.10

O objetivo é realizarmos um amplificador de ganho finito para a tensão de entrada diferencial

$$(\vartheta e)_d = \vartheta e' - \vartheta e'' \quad (3.2.21)$$

onde a tensão de saída é independente da tensão em modo comum:

$$(\vartheta e)_{mc} \triangleq \frac{\vartheta e' + \vartheta e''}{2} \quad (3.2.22)$$

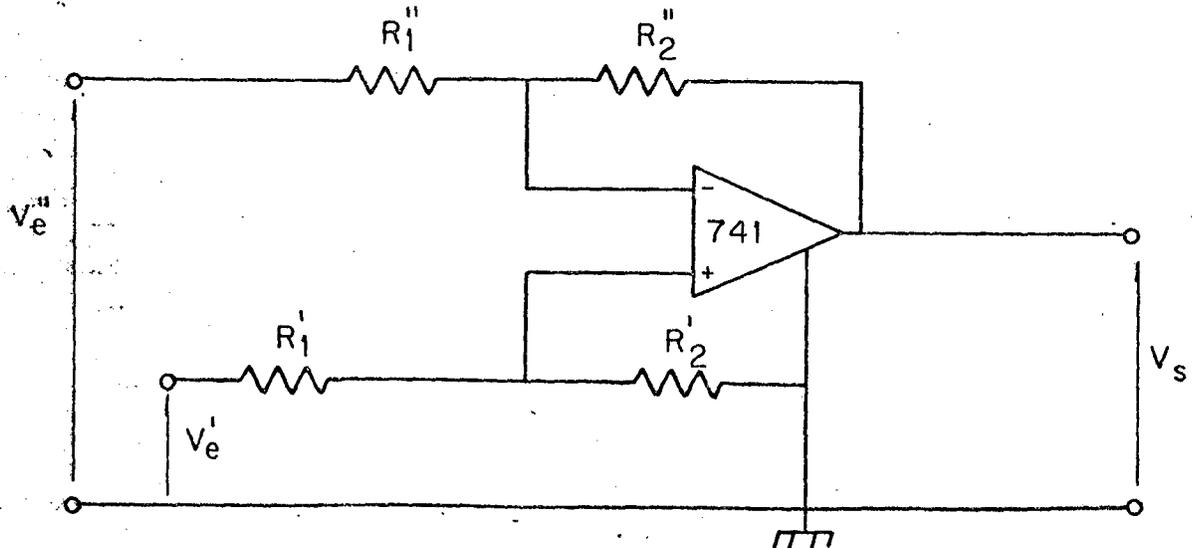


Fig. 3.10 - Estrutura do Amplificador Diferencial de Tensão

A determinação dos ganhos do amplificador é feita por:

$$\beta' = \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} \quad (3.2.23)$$

$$\beta'' = \frac{R_1''}{R_1'' + R_2''} \quad (3.2.24)$$

Temos que:

$$v_s = G_{mc} \cdot v_{emc} + G_d \cdot v_{ed} \quad (3.2.25)$$

Para que o amplificador seja diferencial devemos fazer $G_{mc} = 0$, o que implica um $\beta' = \beta'' = \beta$, donde obtemos:

$$v_s = \left(\frac{1}{\beta} - 1\right) (v_{e'} - v_{e''}) \quad (3.2.26)$$

A montagem utilizada para a interface de isolação dos sinais obtidos do conjunto pulsador-máquina pode ser visto na figura 3.10

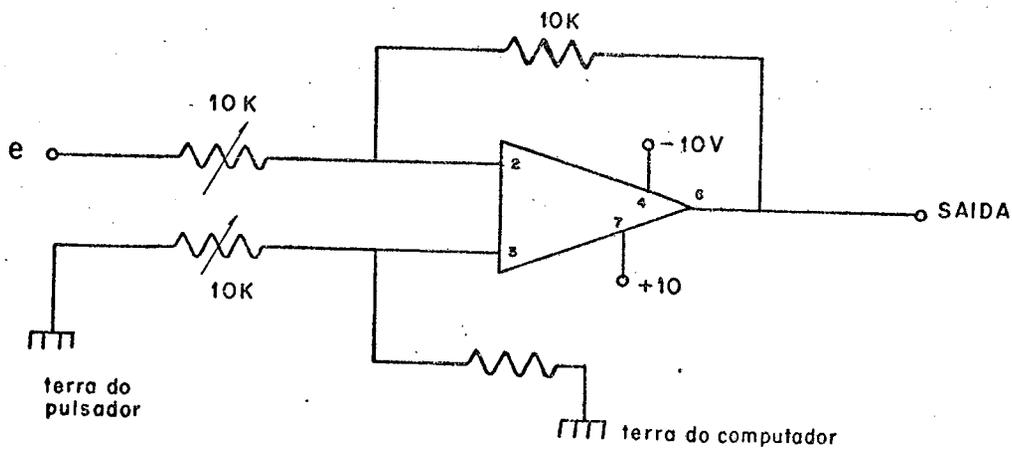


Fig. 3.10 - Esquema de Interface Utilizado.

Para os sinais obtidos a partir do computador e enviados ao conjunto pulsador-máquina, o esquema de montagem utilizado é o mesmo da figura 3.10, com a troca dos sinais de terra.

A alimentação da interface foi feita através das fontes DC (+10v e -10v) de maneira a dispensar o uso de 2 fontes DC auxiliares, ou seja, utilizamos as alimentações do bloco de controle.

As respostas obtidas, tanto para sinais analógicos quanto digitais, apresentaram um ruído de ordem de 5% do sinal.

Desta forma, escolhemos o amplificador diferencial para o interfaceamento entre computador e conjunto pulsador-máquina.

3.3 - Estudo dos Observadores em Simulação Analógica e Digital

3.3.1. Introdução:

Neste item é apresentado o estudo dos esquemas de observação estudados no capítulo 2, em simulação analógica e digital, como uma primeira fase do objetivo final, que é a análise em cima do sistema real.

Devemos ressaltar o fato de que os esquemas de observação estudados são função dos parâmetros do processo e em consequência, não robustos a variação dos mesmos. Neste estudo procuramos eliminar o medidor, de forma que a variável a controlar seja obtida a partir do observador de estado.

Como veremos, em relação ao processo descrito no item 3.2, o erro produzido na saída do observador, devido a variação nos parâmetros do processo é desprezível em relação ao erro produzido pelo sensor mecânico de velocidade.

3.3.2. Simulação Analógica do Processo:

Simulamos no computador analógico Telefunken-RA770, o pulsador reversível e a máquina de corrente contínua com rotação nos dois sentidos.

A partir do sistema descrito no item 3.2.3 as equações que descrevem o motor de corrente contínua são as seguintes:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_a}{L_a} i + \frac{V}{L_a} - \frac{E_c}{L_a} \quad (3.3.1)$$

$$\frac{dw}{dt} = -\frac{B}{J} W - \frac{T_r}{J} + \frac{T}{J} \quad (3.3.2)$$

$$E_c = KW \tag{3.3.3}$$

$$T = Ki \tag{3.3.4}$$

Na figura 3.12 apresentamos o esquema de simulação analógica do motor de corrente contínua alimentado na armadura.

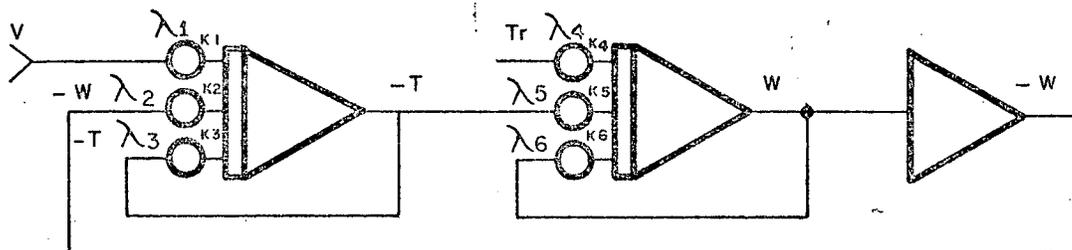


Fig. 3.12 - Simulação Analógica do motor de c.c.

A simulação analógica do pulsador pode ser vista na figura 3.13

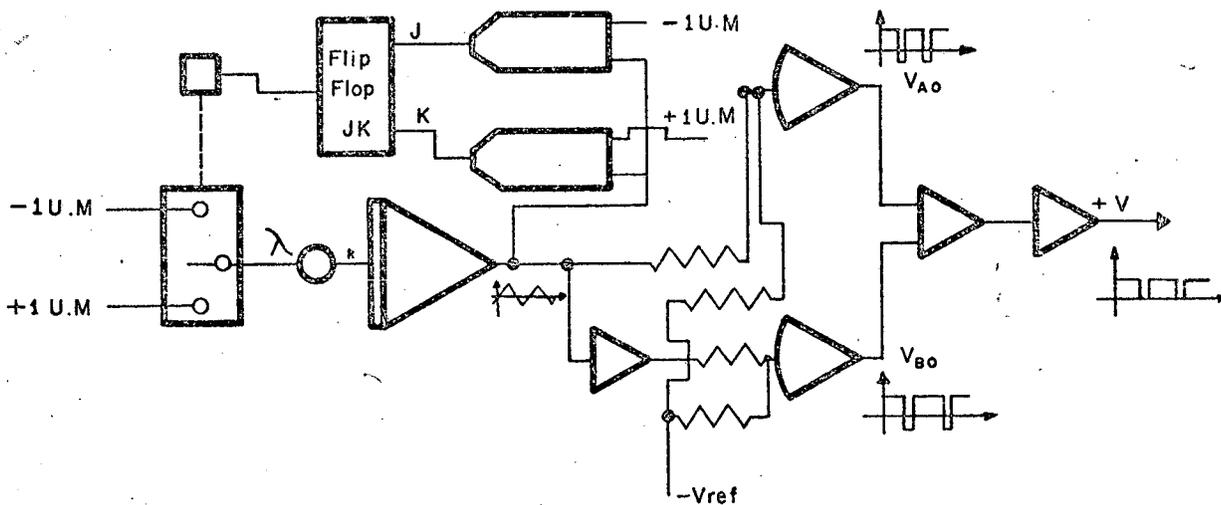


Fig. 3.13 - Simulação Analógica do pulsador.

Consideremos dois casos de simulação:

- 1) $I_{\max} = 10A$ (valor máximo admitido pela máquina real)
- 2) $I_{\max} = 100A$ (para melhor análise da dinâmica do sistema; problema dos picos de corrente em transitórios)

Os valores calculados para os potenciômetros são vistas na tabela 3.1

| POT λ | GANHO k | CASO 1 | | CASO 2 | |
|------------------|--------------|--------|-----|--------|----|
| λ_1 | k_1 | 0,157 | 100 | 0,157 | 1 |
| λ_2 | k_2 | 0,186 | 100 | 0,186 | 10 |
| λ_3 | k_3 | 0,224 | 10 | 0,224 | 10 |
| λ_4 | k_4 | 0,315 | 1 | 0,315 | 1 |
| λ_5 | k_5 | 0,043 | 1 | 0,43 | 1 |
| λ_6 | k_6 | 0,031 | 1 | 0,031 | 1 |

3.3.3. Observador a Malha Aberta

a) Usando somente a entrada

Com os parâmetros mostrados no apêndice A, o estudo deste esquema foi implementado em simulação digital. Pode-se notar com os resultados a seguir que as conclusões do item 2.2 se verificam.

Os polos do motor são -17,8 e -4,88 (programa de determinação dos autovalores). Colocamos os polos do sistema em -40 e -10, através do programa de posicionamento de polos.

Na figura 3.14 é simulado o sistema mais o observador para condições iniciais diferentes. Sendo o sistema estável o observador segue o sistema depois de algum tempo ($t \approx 0,95$).

O resultado desejado é aquele mostrado na figura 3.15, onde o sistema é somente realimentado.

As curvas com o observador sendo utilizado como medidor para a realimentação é vista na figura 3.16. Observa-se o overshoot sobre a corrente e a velocidade, devido ao tempo grande de convergência ($\lambda_1 = -40; \lambda_2 = -10$). Na figura 3.17 temos o sistema realimentado e o observador utilizado como medidor.

CONDICÖES INICIAIS

TEMPO= 0.000 X(1)= 0.20000E+01 X(2)= 0.50000E+02 X(3)= 0.00000F+00 X(4)= 0.00000E+00

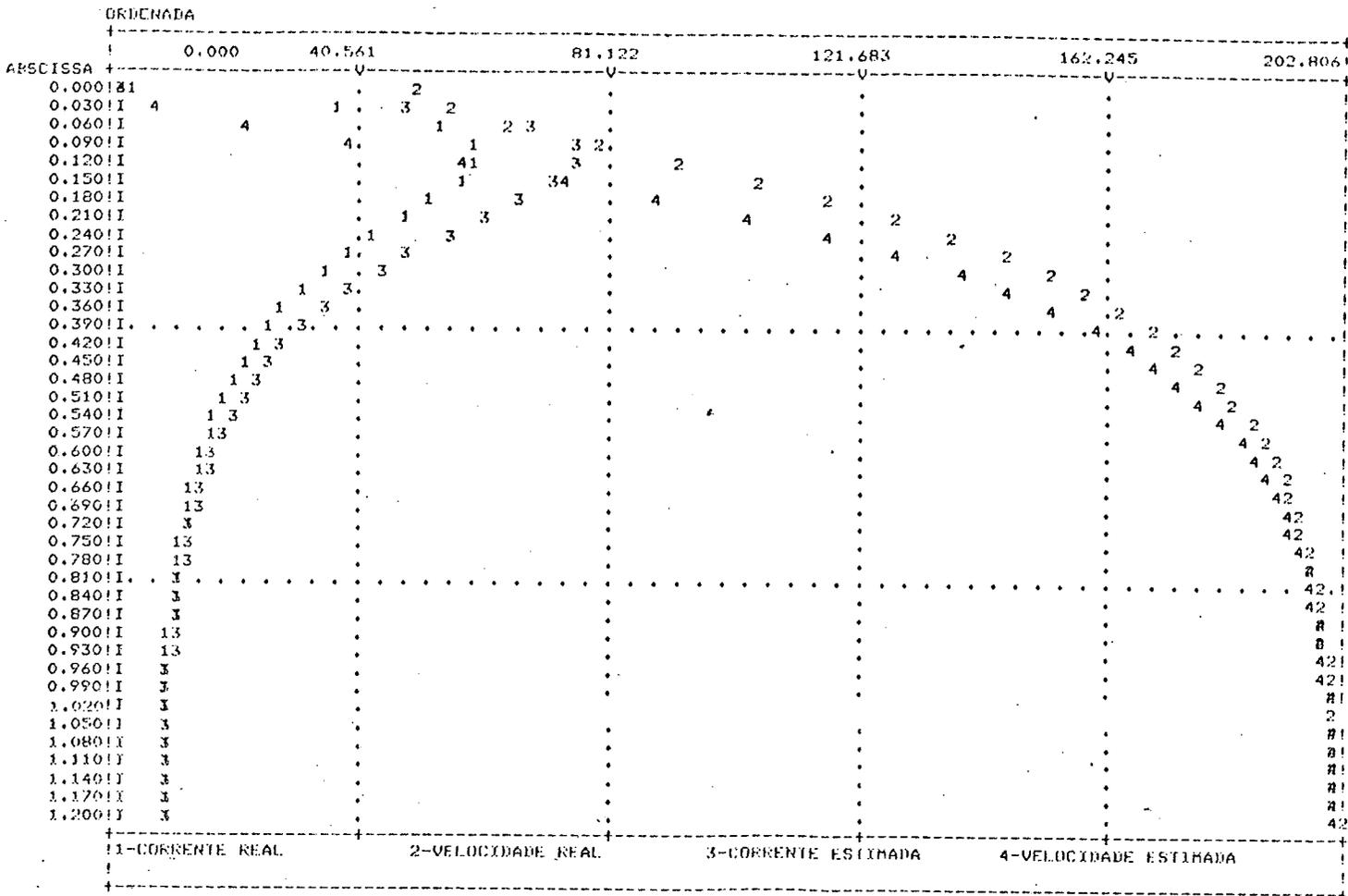


Fig. 3.14 - Sistema + observador para condições iniciais diferentes

CONDICÖES INICIAIS

TEMPO= 0.000 X(1)= 0.20000E+01 X(2)= 0.50000E+02 X(3)= 0.00000F+00 X(4)= 0.00000E+00

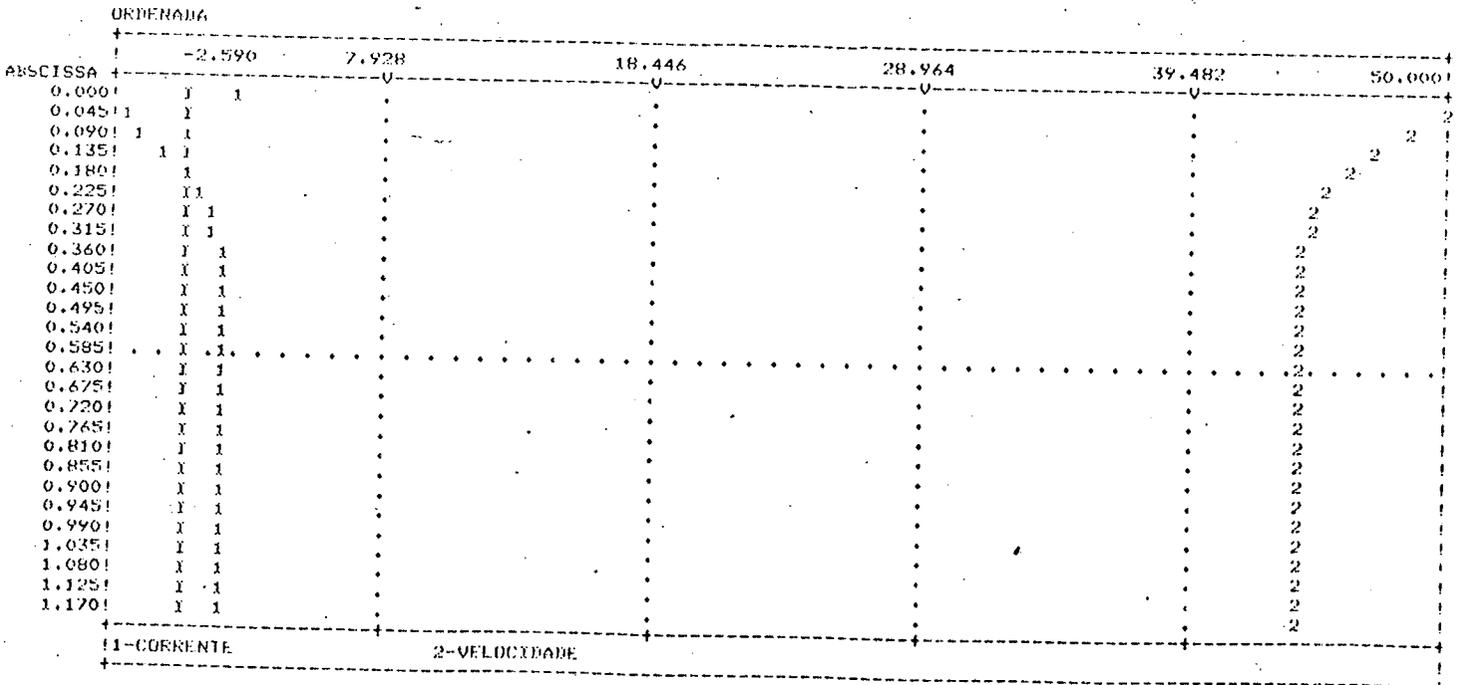


Fig. 3.15 - Resultado ideal com sistema realimentado.

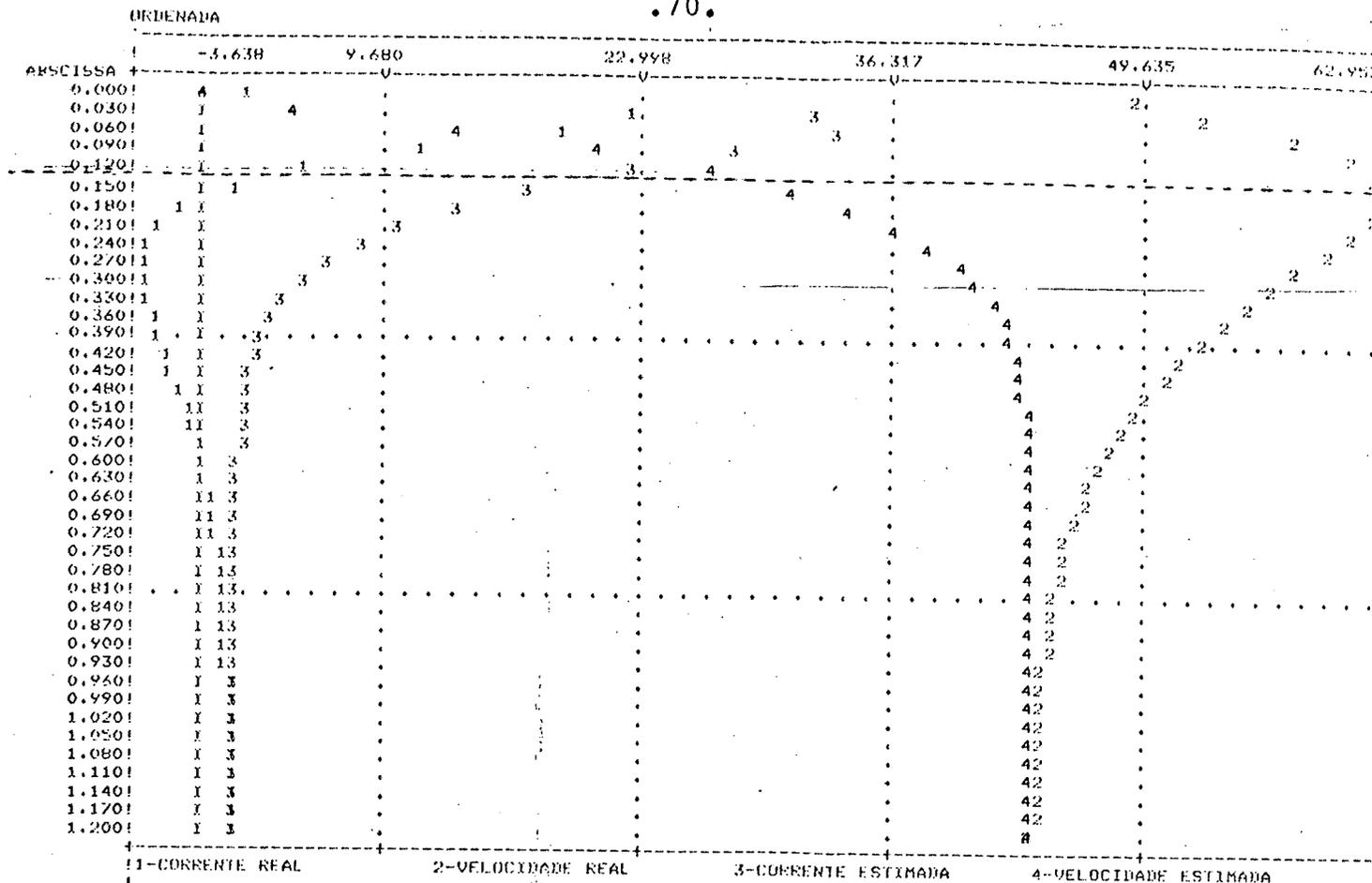


Fig. 3.16 - Realimentação feita a partir do observador

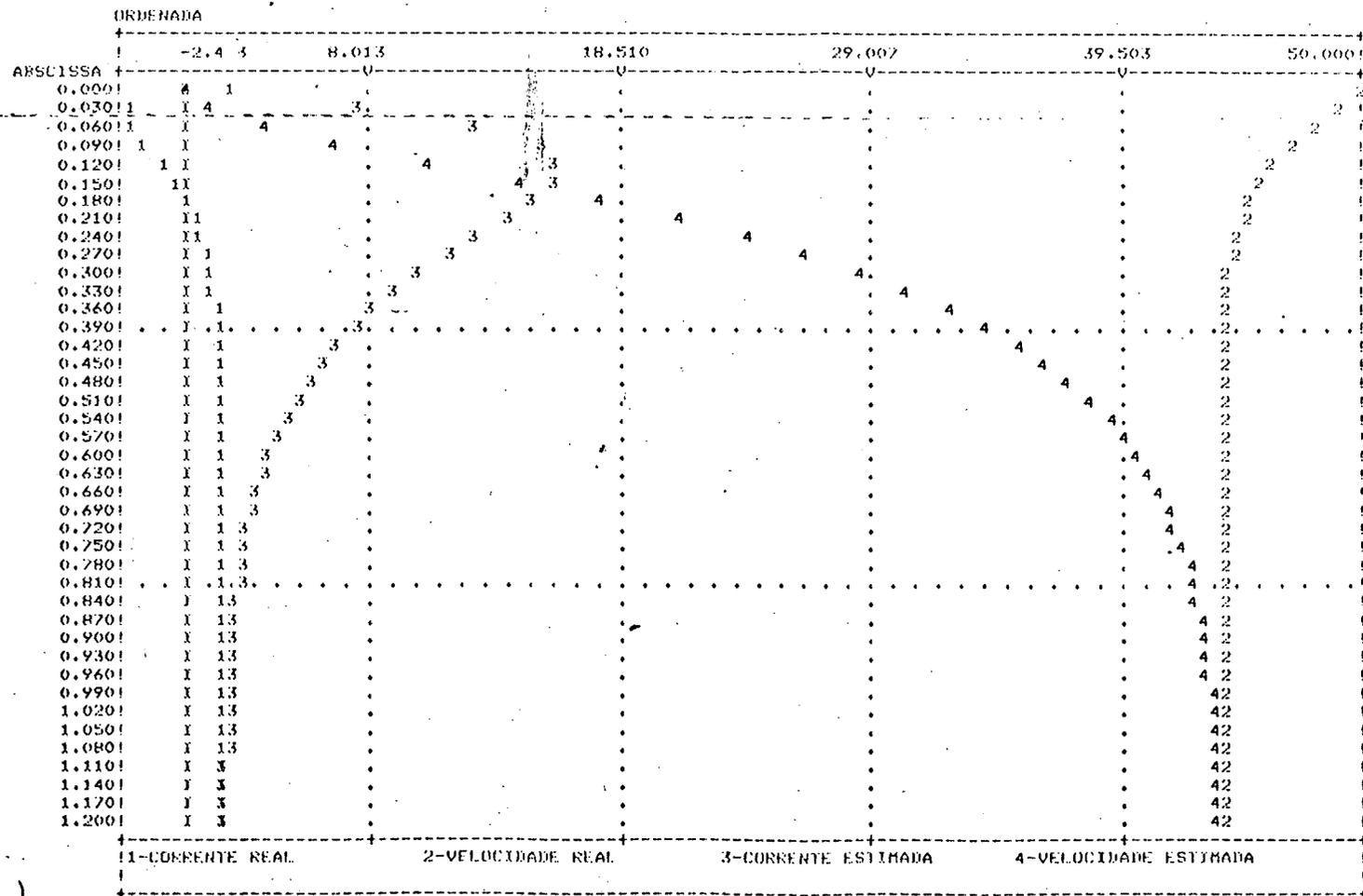


Fig. 3.17 - Observador utilizado como medidor.

Nas curvas acima vê-se que o erro de observação vai para zero (sistema estável) quando não há perturbação e com a velocidade imposta pelo sistema.

Verifica-se que quando o sistema é realimentado a partir do observador, o transitório é ruim (overshoot de corrente e tensão). No caso real seria ainda pior.

b) Usando a entrada e a saída:

A implementação deste esquema de observação permite a obtenção de informações tanto da tensão de entrada, como também da corrente.

Para descrever o modelo utilizaremos as equações obtidas a partir do pulsador reversível escolhido.

O sinal imposto pelo pulsador na armadura da máquina tem o aspecto seguinte:

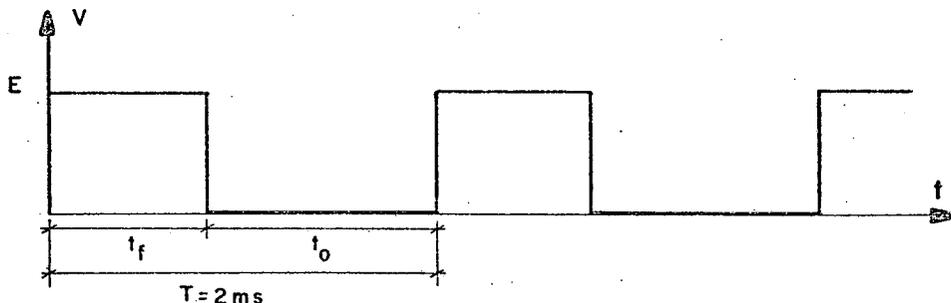


Fig. 3.18 - Sinal imposto pelo pulsador

Durante a condução dos tiristores, temos:

$$V = E_c + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3.3.5)$$

Durante o tempo de abertura, a equação fica:

$$0 = E_c + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3.3.6)$$

O valor médio da tensão nos terminais da máquina é imposto pelo comando do pulsador.

Em condução contínua, temos:

$$V_{med} = ER \quad (3.3.7)$$

onde R é a razão cíclica do pulsador, e:

$$R = \frac{tf}{T} \quad (3.3.8)$$

Podemos escrever:

$$V_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T v dt = E \frac{tf}{T} \quad (3.3.9)$$

Da equação (3.3.5), temos:

$$V_{med} = Ec + \frac{Ra}{T} \int_0^T ia dt + \frac{La}{T} \int_0^T dia \quad (3.3.10)$$

Finalmente temos:

$$V_{med} = Ec + \frac{Ra}{T} \left[\int_0^T ia dt \right] + \frac{La}{T} \left[ia(T) - ia(0) \right] \quad (3.3.11)$$

Como a tensão nos terminais da máquina é pulsada com frequência $2f$, o pulsador tem uma frequência de 500Hz.

A representação analógica da equação (3.3.11) que é o esquema de observador a malha aberta é visto na figura 3.19.

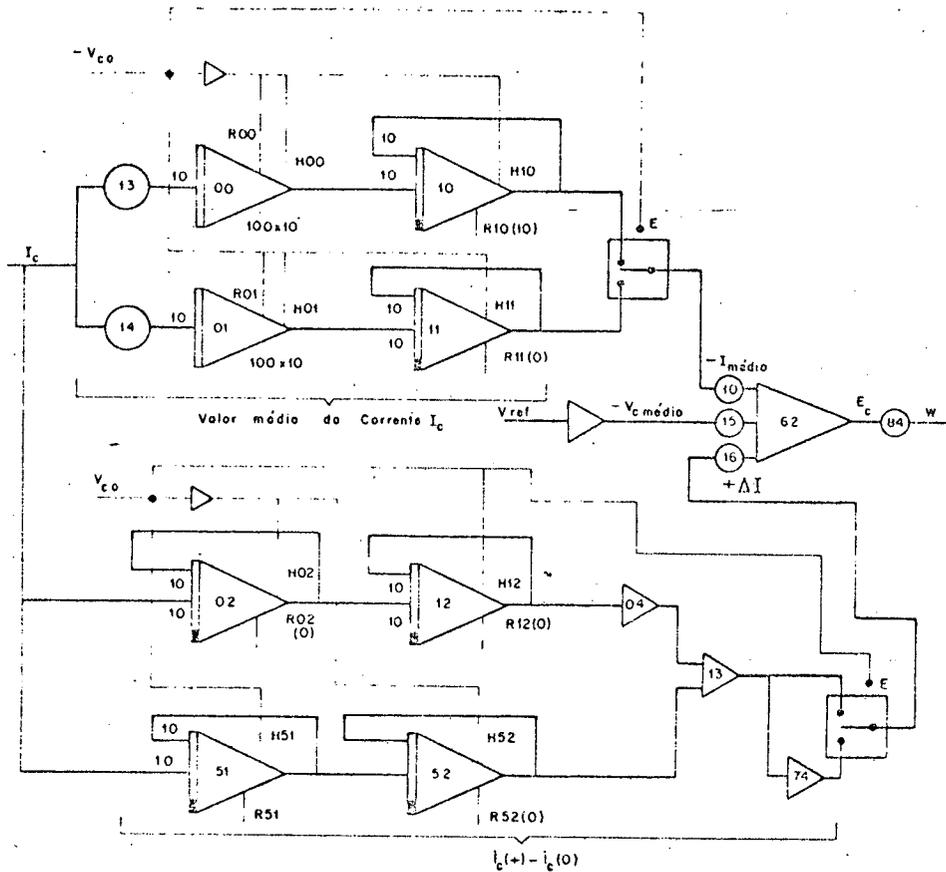


Fig. 3.19 - Diagrama analógico do observador a malha aberta tipo b.

Resultados:

Na figura (3.20a) verificamos o erro entre a velocidade de observada e a velocidade real, a partir da aplicação de vários degraus de amplitude diferente na entrada do motor, para uma operação sem perturbação.

Em (3.20b) temos o erro entre a corrente observada e a corrente real.

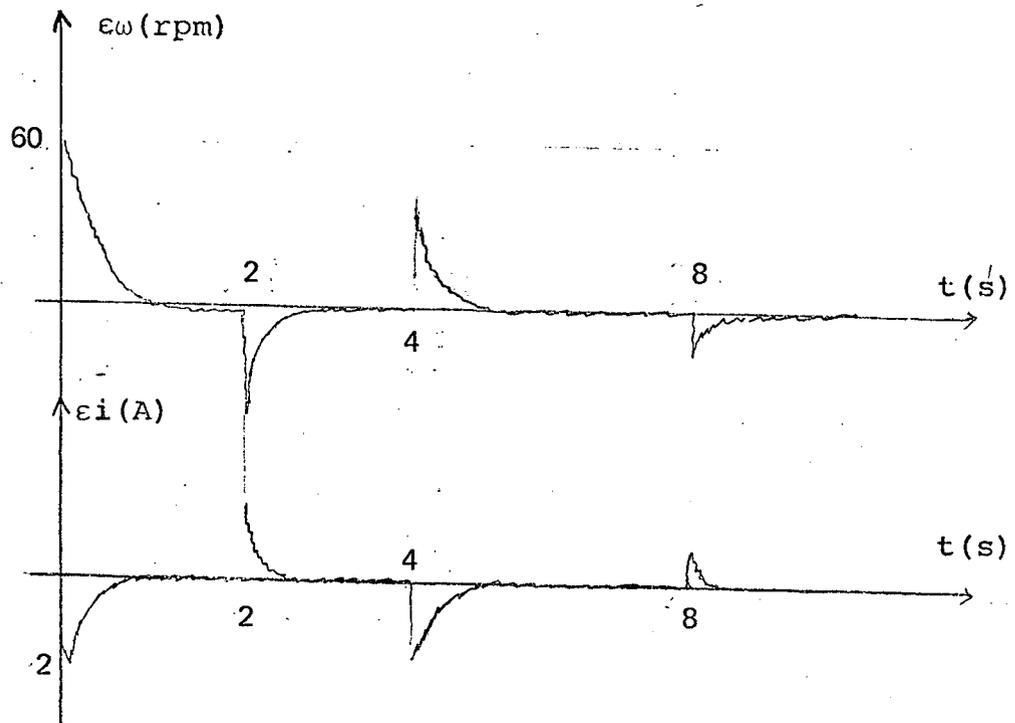


Fig. 3.20 - a) erro de velocidade, b) erro de corrente; para aplicação de vários degraus de amplitude diferente.

Podemos ver que o resultado foi razoável em regime permanente, mas em regime transitório não temos um bom seguimento.

A estrutura do observador é dependente do pulsador escolhido. A vantagem deste observador é que ele leva em consideração as perturbações (a informação é trazida pela corrente de armadura). Mas apresenta algumas sérias desvantagens:

- Transitório pobre;
- O pulsador deve operar necessariamente em condução contínua;
- Devido ao cálculo do valor médio da corrente, a implementação digital torna-se difícil.

3.3.4. Observador a Malha Fechada

a) Observador de ordem completa:

Utilizando o modelo descrito no item 3.2 e com os dados relacionados no apêndice A, calculamos o observador de ordem completa. Para isto, empregamos o programa de posicionamento de polos descrito no apêndice C. Diversas dinâmicas de observador foram testadas e de acordo com a relação de compromisso descrita no item (2.3). Mostramos os resultados para os polos em -12 e -30 . Em simulação nota-se que a influência da perturbação é menor para $\lambda = -30$.

As equações dinâmicas que descrevem o observador são as seguintes para $\lambda = 12$:

$$\dot{\hat{i}} = -89,84\hat{i} - 3,76\hat{w} + 7,09V_a + 79,2\hat{i} \quad (3.3.12)$$

$$\dot{\hat{w}} = 715,77\hat{i} - 0,175\hat{w} - 702,52\hat{i} \quad (3.3.13)$$

a₁) Simulação Analógica:

O diagrama analógico que representa as equações (3.3.12) e (3.3.13) é mostrado a seguir:

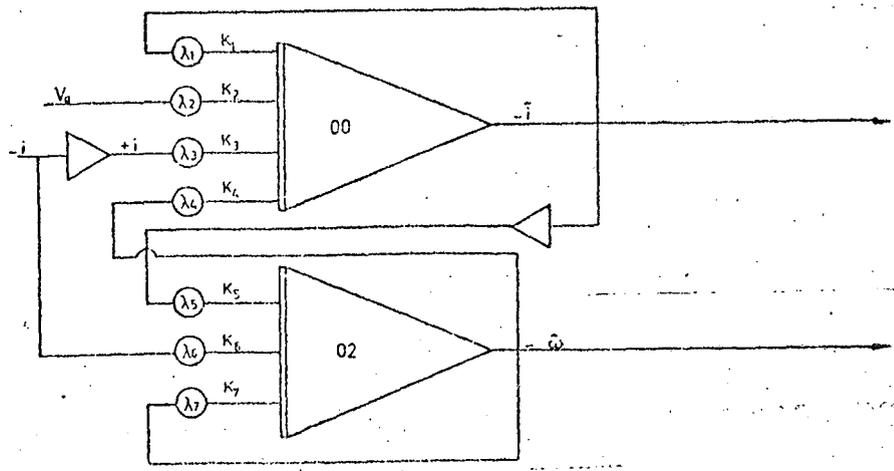


FIG. 3.21 - Diagrama analógico do observador de ordem completa

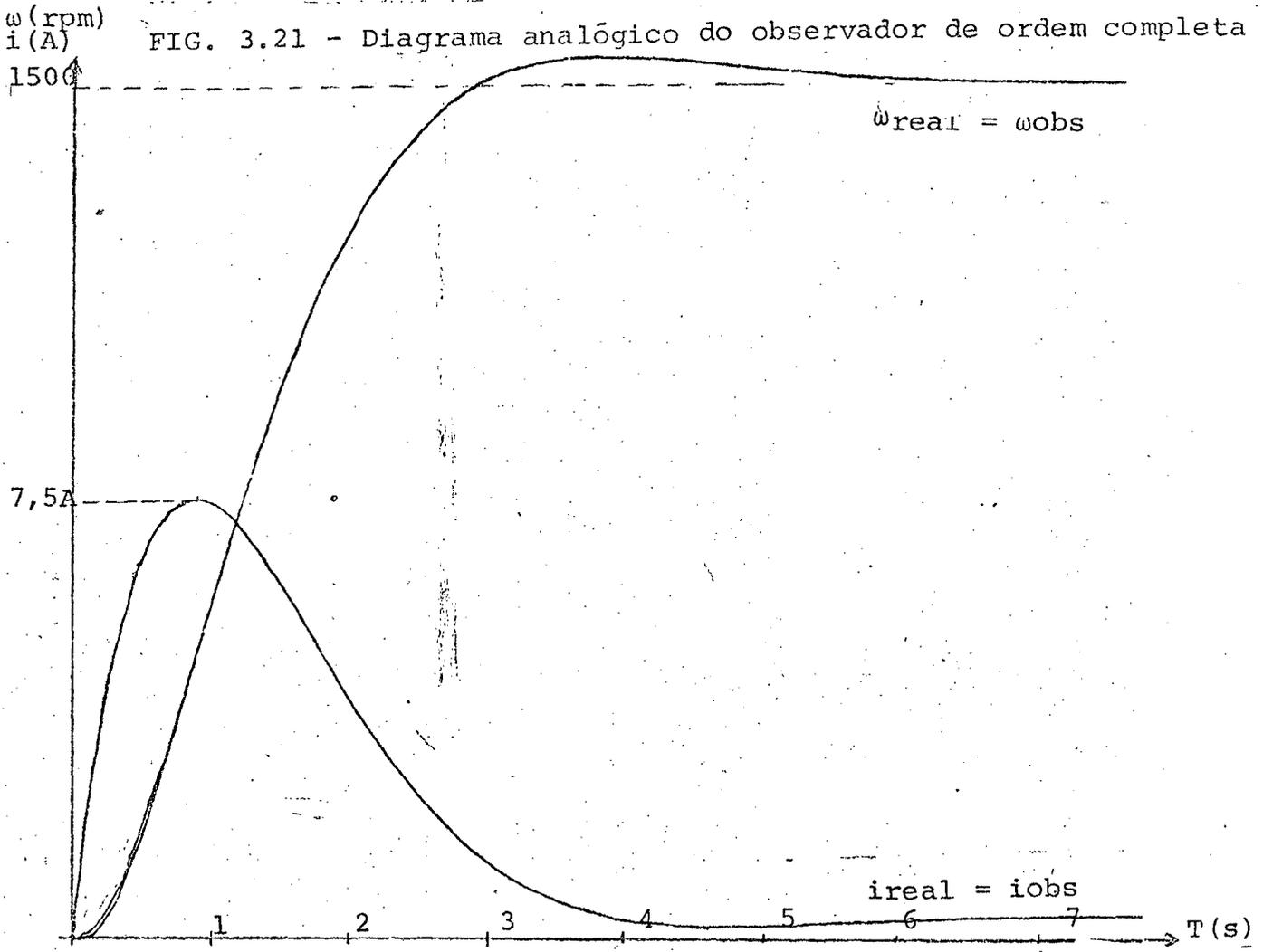


FIG. 3.22 - Sinais de velocidade e corrente para observador de ordem completa

Na figura 3.22 é mostrada a evolução dos sinais de velocidade e corrente observados, juntamente com os sinais reais, quando aplicamos um degrau de tensão (10v) na entrada do pulsador.

Vemos na figura 3.22 que o comportamento entre os sinais de velocidade e corrente observados e reais é excelente, com um erro em regime permanente e em regime transitório nulo.

a₂) Simulação digital:

Foi feito o estudo do observador de ordem completa com os polos colocados de 0 a -50.

Para o observador a malha fechada com polos em -50, e realimentação a partir do observador verifica-se a sensível melhora em regime transitório das variáveis observadas. (Figura 3.23). Comparar com figura 3.15. (Resultado próximo do desejado).

Com o observador em malha fechada, mesmos autovalores e realimentação a partir do tacogerador, notamos que o tempo de convergência é menor. Figura (3.24.) comparar com figura 3.14 (Malha Aberta).

Na figura 3.25(a) observa-se os dados de entrada, o resultado em forma de tabela e de gráfico para $\lambda = -50$. Em (b) temos a saída para $\lambda = -10$. Finalmente em (c) colocamos $\lambda = 0$. Podemos concluir que a influência da perturbação é bem maior para a medida que diminuimos o módulo dos autovalores do observador. Veja tabela 3.3.

CONDICÕES INICIAIS
 TEMPO= 0.000 X(1)= 0.20000E+01 X(2)= 0.50000E+02 X(3)= 0.00000E+00 X(4)= 0.00000E+00

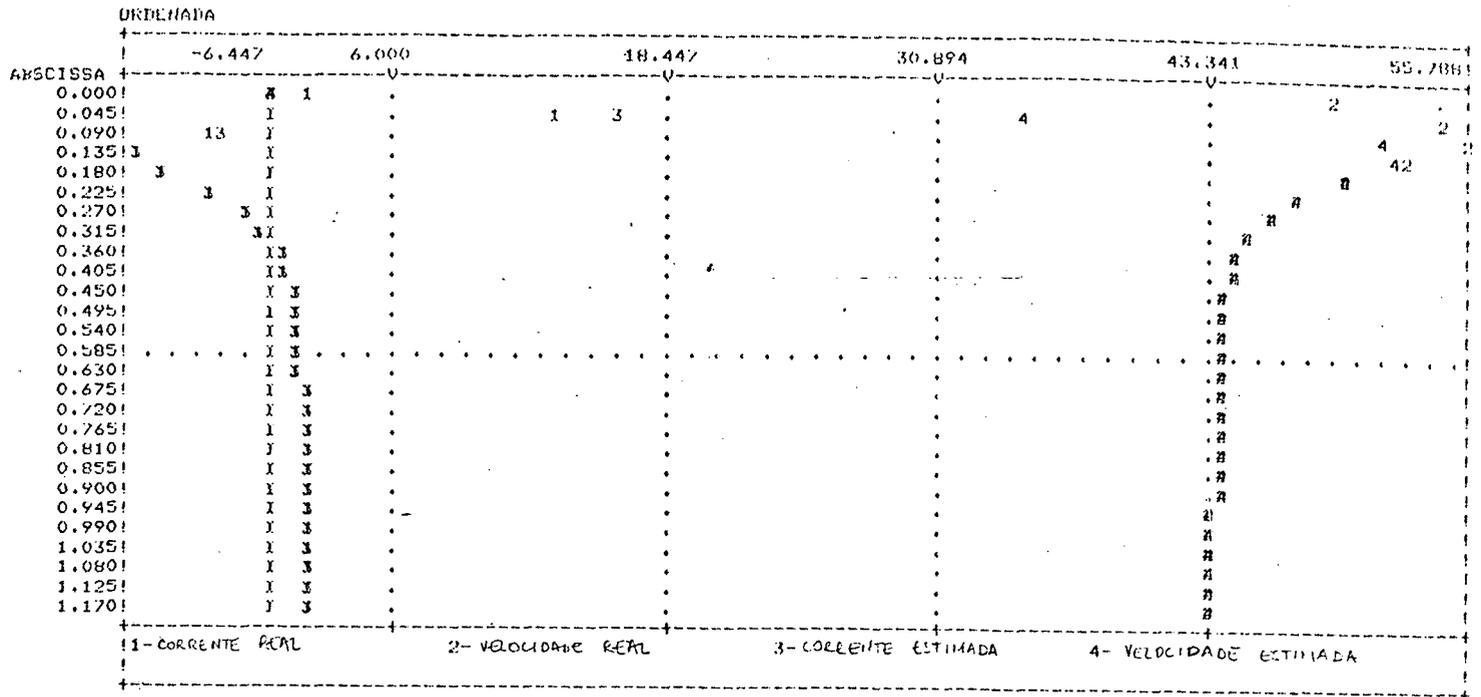


Fig. 3.23 - Observador a malha fechada (próximo do resultado ideal)

CONDICÕES INICIAIS
 TEMPO= 0.000 X(1)= 0.20000E+01 X(2)= 0.50000E+02 X(3)= 0.00000E+00 X(4)= 0.00000E+00

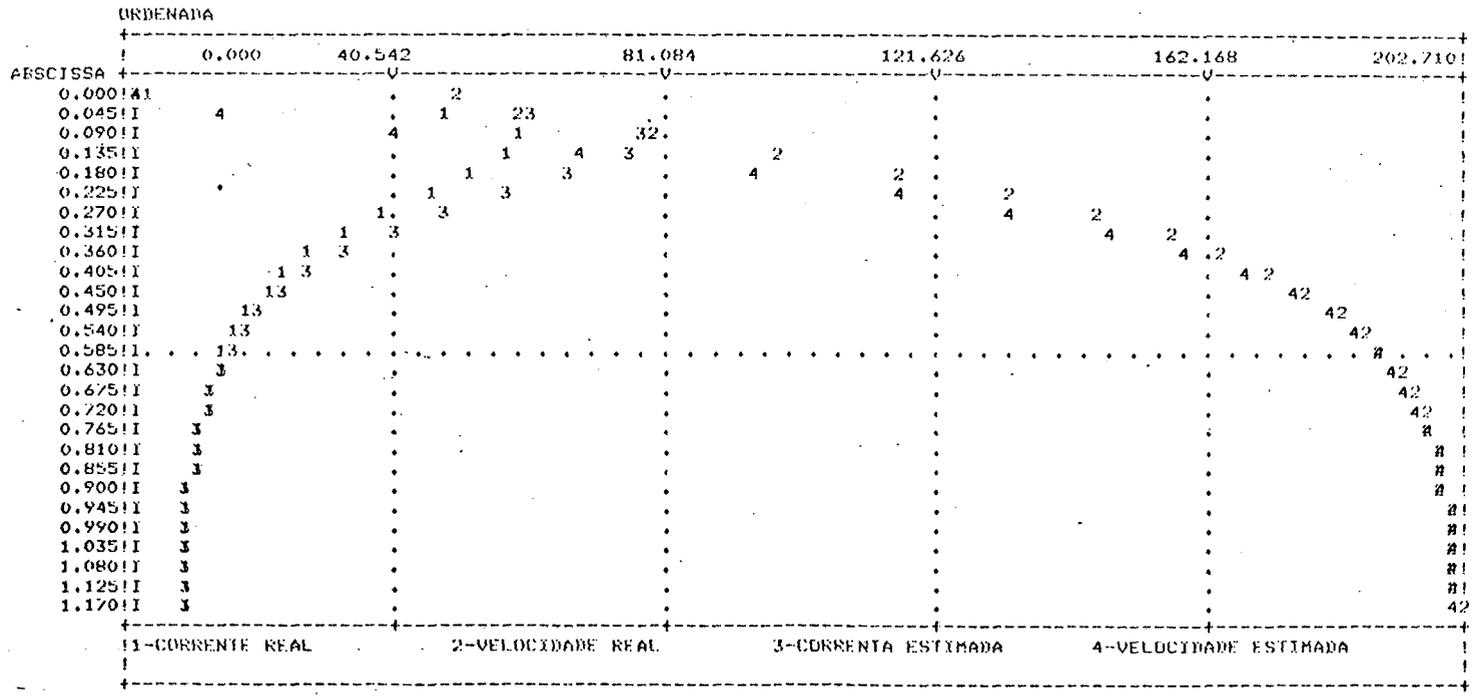


Fig. 3.24 - Observador a malha fechada utilizado como medidor

IMPRESSAO DOS DADOS

- NUM. DE ESTADOS = 4 - NUM. DE EXCITACOES = 1 - NUM. DE PERTURBACOES = 1
 - TEMPO INICIAL = 0.00000 - TEMPO FINAL = 1.20000 - PASSO PARA CALCULO = 0.00300
 - NUM. DE PONTOS CALCULADOS QUE SERAO IGNORADOS A CADA ARMAZENAMENTO = 15

MATRIZ A

| | | | |
|-----------|---------|----------|---------|
| -22.3700 | -9.8700 | 0.0000 | 0.0000 |
| 8.1000 | -0.3100 | 0.0000 | 0.0000 |
| 77.3200 | 0.0000 | -99.6900 | -9.8700 |
| -242.0600 | 0.0000 | 250.1617 | -0.3100 |

MATRIZ B - EXCITACOES

| |
|----------|
| 218.1800 |
| 0.0000 |
| 218.1800 |
| 0.0000 |

CONDICIONAIS INICIAIS

| TEMPO= | X(1)= | X(2)= | X(3)= | X(4)= |
|--------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 0.000 | 0.20000E+01 | 0.50000E+02 | 0.00000E+00 | 0.00000E+00 |
| 0.000 | 0.20000E+01 | 0.50000E+02 | 0.00000E+00 | 0.00000E+00 |
| 0.045 | 0.47622E+02 | 0.58319E+02 | 0.50139E+02 | 0.39900E+02 |
| 0.090 | 0.60149E+02 | 0.76161E+02 | 0.60598E+02 | 0.3888E+02 |
| 0.135 | 0.59379E+02 | 0.95499E+02 | 0.59341E+02 | 0.96279E+02 |
| 0.180 | 0.53901E+02 | 0.11327E+03 | 0.53784E+02 | 0.11452E+03 |
| 0.225 | 0.47322E+02 | 0.12855E+03 | 0.47193E+02 | 0.12986E+03 |
| 0.270 | 0.41060E+02 | 0.14127E+03 | 0.40930E+02 | 0.14259E+03 |
| 0.315 | 0.35594E+02 | 0.15169E+03 | 0.35464E+02 | 0.15301E+03 |
| 0.360 | 0.31009E+02 | 0.16014E+03 | 0.30878E+02 | 0.16146E+03 |
| 0.405 | 0.27239E+02 | 0.16697E+03 | 0.27109E+02 | 0.16828E+03 |
| 0.450 | 0.24173E+02 | 0.17247E+03 | 0.24042E+02 | 0.17378E+03 |
| 0.495 | 0.21693E+02 | 0.17689E+03 | 0.21563E+02 | 0.17821E+03 |
| 0.540 | 0.19695E+02 | 0.18044E+03 | 0.19565E+02 | 0.18176E+03 |
| 0.585 | 0.18087E+02 | 0.18330E+03 | 0.17957E+02 | 0.18461E+03 |
| 0.630 | 0.16795E+02 | 0.18559E+03 | 0.16664E+02 | 0.18691E+03 |
| 0.675 | 0.15756E+02 | 0.18743E+03 | 0.15626E+02 | 0.18875E+03 |
| 0.720 | 0.14923E+02 | 0.18891E+03 | 0.14792E+02 | 0.19023E+03 |
| 0.765 | 0.14253E+02 | 0.19010E+03 | 0.14123E+02 | 0.19141E+03 |
| 0.810 | 0.13715E+02 | 0.19105E+03 | 0.13585E+02 | 0.19236E+03 |
| 0.855 | 0.13284E+02 | 0.19182E+03 | 0.13154E+02 | 0.19313E+03 |
| 0.900 | 0.12937E+02 | 0.19243E+03 | 0.12807E+02 | 0.19374E+03 |
| 0.945 | 0.12659E+02 | 0.19292E+03 | 0.12529E+02 | 0.19424E+03 |
| 0.990 | 0.12436E+02 | 0.19332E+03 | 0.12306E+02 | 0.19463E+03 |
| 1.035 | 0.12257E+02 | 0.19364E+03 | 0.12127E+02 | 0.19495E+03 |
| 1.080 | 0.12113E+02 | 0.19389E+03 | 0.11983E+02 | 0.19520E+03 |
| 1.125 | 0.11997E+02 | 0.19410E+03 | 0.11867E+02 | 0.19541E+03 |
| 1.170 | 0.11904E+02 | 0.19426E+03 | 0.11774E+02 | 0.19557E+03 |

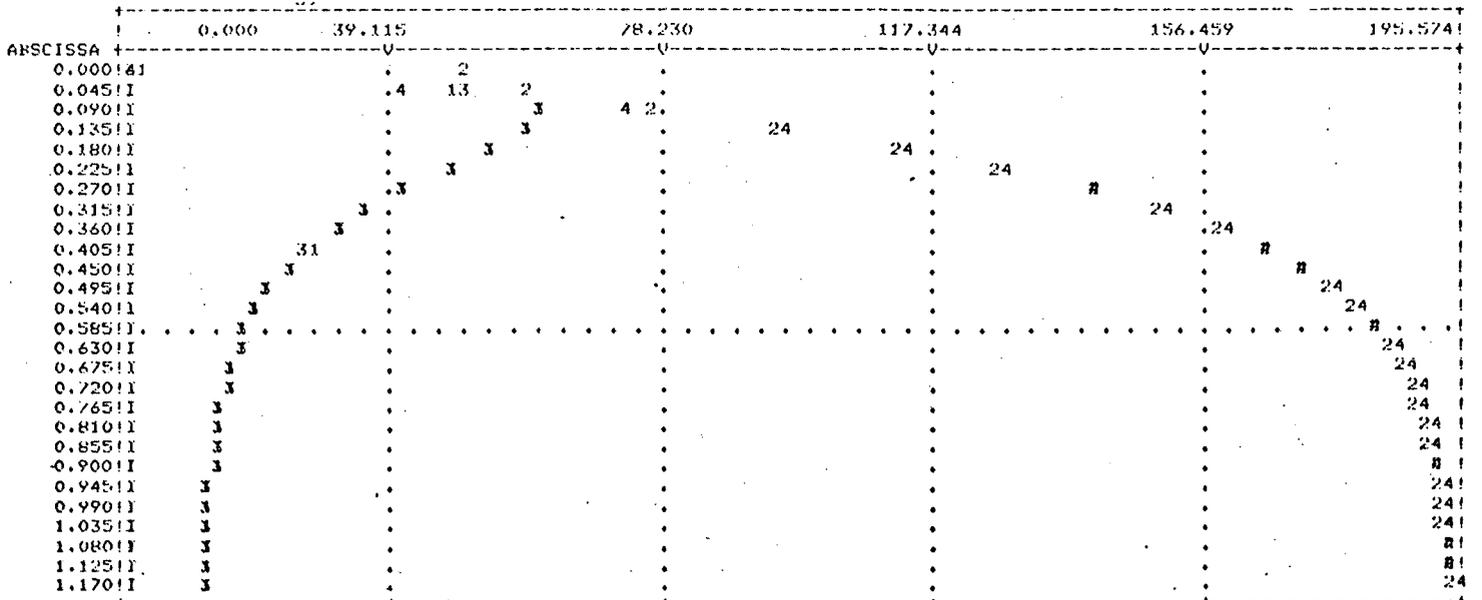


Fig. 3.25a - Dados de entrada, tabela, curvas para $\lambda = -50$.

SIMULACAO DIGITAL DE SISTEMAS LINEARES DA FORMA: $\dot{D}(X) = AX + BU + DKSI$

IMPRESSAO DOS DADOS

- NUM. DE ESTADOS = 4 - NUM. DE EXCITACOES = 1 - NUM. DE PERTURBACOES = 1
 - TEMPO INICIAL = 0.00000 - TEMPO FINAL = 1.20000 - PASSO PARA CALCULO = 0.00300
 - NUM. DE PONTOS CALCULADOS QUE SERAO TORNADOS A CADA ARMAZENAMENTO = 30

MATRIZ A
 -22.3700 -9.8700 0.0000 0.0000
 8.1000 -0.3100 0.0000 0.0000
 -2.6800 0.0000 -19.4900 -9.8700
 -1.4350 0.0000 9.5100 -0.3100

MATRIZ B - EXCITACOES
 218.1800
 0.0000
 218.1800
 0.0000

TIPO EXCI = 1 GRAU DO POL = 0 COEFICIENTES: 0.10000E+02

MATRIZ D - PERTURBACOES
 0.0000
 -16.4700
 0.0000
 0.0000

TIPO PERI = 1 GRAU DO POL = 0 COEFICIENTES: 0.20000E+01

CONDICOES INICIAIS

| TEMPO= | 0.000 | X(1)= | 0.20000E+01 | X(2)= | 0.50000E+02 | X(3)= | 0.00000E+00 | X(4)= | 0.00000E+00 |
|--------|-------|--------|-------------|--------|-------------|--------|-------------|--------|-------------|
| TEMPO= | 0.000 | X(1)= | 0.20000E+01 | X(2)= | 0.50000E+02 | X(3)= | 0.00000E+00 | X(4)= | 0.00000E+00 |
| TEMPO= | 0.090 | X(1)= | 0.60149E+02 | X(2)= | 0.76161E+02 | X(3)= | 0.77383E+02 | X(4)= | 0.39997E+02 |
| TEMPO= | 0.180 | X(1)= | 0.53901E+02 | X(2)= | 0.11327E+03 | X(3)= | 0.67153E+02 | X(4)= | 0.94305E+02 |
| TEMPO= | 0.270 | X(1)= | 0.41060E+02 | X(2)= | 0.14127E+03 | X(3)= | 0.47889E+02 | X(4)= | 0.13403E+03 |
| TEMPO= | 0.360 | X(1)= | 0.31009E+02 | X(2)= | 0.16014E+03 | X(3)= | 0.33261E+02 | X(4)= | 0.15961E+03 |
| TEMPO= | 0.450 | X(1)= | 0.24173E+02 | X(2)= | 0.17247E+03 | X(3)= | 0.23757E+02 | X(4)= | 0.17548E+03 |
| TEMPO= | 0.540 | X(1)= | 0.19695E+02 | X(2)= | 0.18044E+03 | X(3)= | 0.17860E+02 | X(4)= | 0.18525E+03 |
| TEMPO= | 0.630 | X(1)= | 0.16795E+02 | X(2)= | 0.18559E+03 | X(3)= | 0.14243E+02 | X(4)= | 0.19124E+03 |
| TEMPO= | 0.720 | X(1)= | 0.14923E+02 | X(2)= | 0.18891E+03 | X(3)= | 0.12020E+02 | X(4)= | 0.19497E+03 |
| TEMPO= | 0.810 | X(1)= | 0.13715E+02 | X(2)= | 0.19105E+03 | X(3)= | 0.10645E+02 | X(4)= | 0.19730E+03 |
| TEMPO= | 0.900 | X(1)= | 0.12937E+02 | X(2)= | 0.19243E+03 | X(3)= | 0.97867E+01 | X(4)= | 0.19877E+03 |
| TEMPO= | 0.990 | X(1)= | 0.12436E+02 | X(2)= | 0.19332E+03 | X(3)= | 0.92475E+01 | X(4)= | 0.19971E+03 |
| TEMPO= | 1.080 | X(1)= | 0.12113E+02 | X(2)= | 0.19389E+03 | X(3)= | 0.89044E+01 | X(4)= | 0.20030E+03 |
| TEMPO= | 1.170 | X(1)= | 0.11904E+02 | X(2)= | 0.19426E+03 | X(3)= | 0.86895E+01 | X(4)= | 0.20068E+03 |

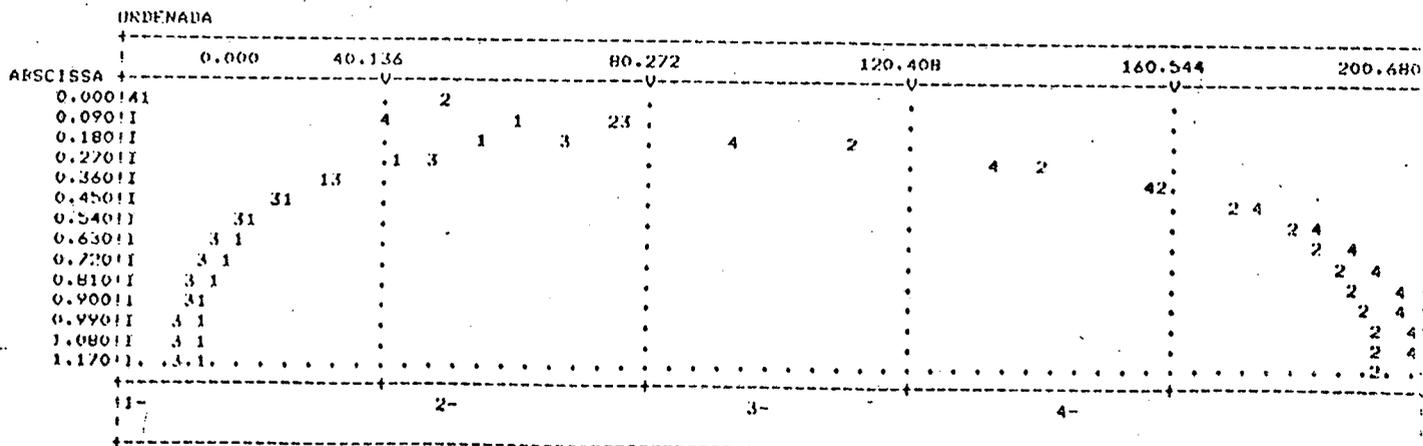


Fig. 3.25b - Dados de entrada, tabela, curvas para $\lambda = -10$.

IMPRESSAO DOS DADOS

- NUM. DE ESTADOS = 4 - NUM. DE EXCITACOES = 1 - NUM. DE PERTURBACOES = 1
 - TEMPO INICIAL = 0.00000 - TEMPO FINAL = 1.20000 - PASSO PARA CALCULO = 0.00300
 - NUM. DE PONTOS CALCULADOS QUE SERAO LIDOS A CADA ARMAZENAMENTO = 30

MATRIZ A

```

-22.3700    -9.8700    0.0000    0.0000
 8.1000    -0.3100    0.0000    0.0000
 0.0000    0.0000    -22.3700    -9.8700
 0.0000    0.0000    8.1000    -0.3100
    
```

MATRIZ B - EXCITACOES

```

218.1800
 0.0000
218.1800
 0.0000
    
```

TIPO EXCT = 1 GRAU DO POL = 0 COEFICIENTES: 0.10000E+02

MATRIZ D - PERTURBACOES

```

0.0000
-16.8700
 0.0000
 0.0000
    
```

TIPO PERT = 1 GRAU DO POL = 0 COEFICIENTES: 0.20000E+01

CONDICOES INICIAIS

| TEMPO= | X(1)= | X(2)= | X(3)= | X(4)= |
|--------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 0.000 | 0.20000E+01 | 0.50000E+02 | 0.00000E+00 | 0.00000E+00 |
| 0.000 | 0.20000E+01 | 0.50000E+02 | 0.00000E+00 | 0.00000E+00 |
| 0.090 | 0.60149E+02 | 0.76161E+02 | 0.76277E+02 | 0.38269E+02 |
| 0.180 | 0.53901E+02 | 0.11327E+03 | 0.66744E+02 | 0.90118E+02 |
| 0.270 | 0.41060E+02 | 0.14127E+03 | 0.48768E+02 | 0.12901E+03 |
| 0.360 | 0.31009E+02 | 0.16014E+03 | 0.34797E+02 | 0.15518E+03 |
| 0.450 | 0.24173E+02 | 0.17247E+03 | 0.25316E+02 | 0.17227E+03 |
| 0.540 | 0.19695E+02 | 0.18044E+03 | 0.19108E+02 | 0.18333E+03 |
| 0.630 | 0.16795E+02 | 0.18559E+03 | 0.15087E+02 | 0.19047E+03 |
| 0.720 | 0.14923E+02 | 0.18891E+03 | 0.12492E+02 | 0.19507E+03 |
| 0.810 | 0.13715E+02 | 0.19105E+03 | 0.10819E+02 | 0.19805E+03 |
| 0.900 | 0.12937E+02 | 0.19243E+03 | 0.97400E+01 | 0.19995E+03 |
| 0.990 | 0.12436E+02 | 0.19332E+03 | 0.90449E+01 | 0.20118E+03 |
| 1.080 | 0.12113E+02 | 0.19389E+03 | 0.85969E+01 | 0.20197E+03 |
| 1.170 | 0.11904E+02 | 0.19426E+03 | 0.83082E+01 | 0.20248E+03 |

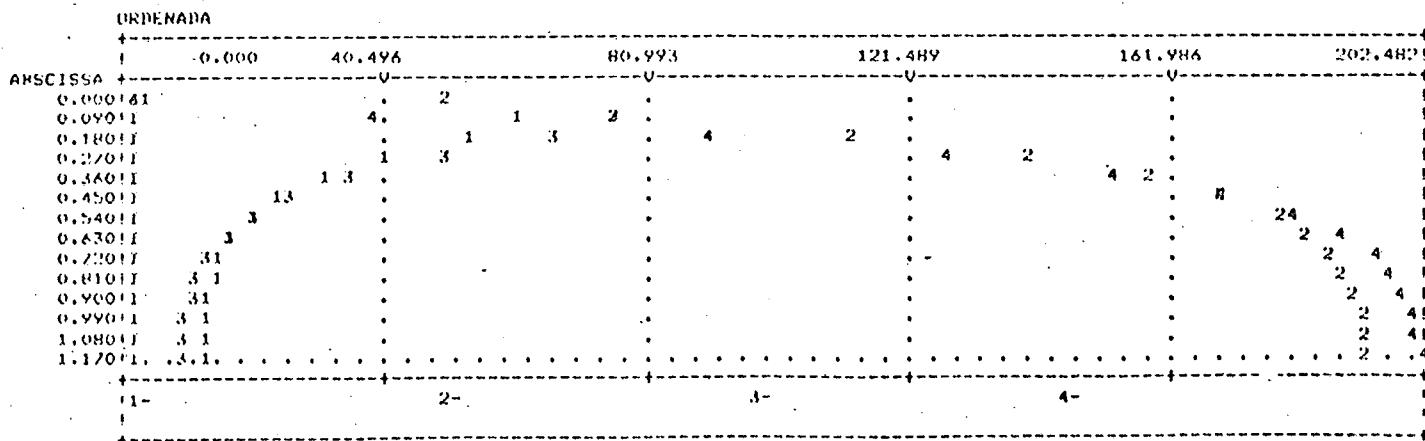


Fig. 3.25c - Dados de entrada, tabela, curvas para $\lambda = 0$.

Na tabela abaixo verificamos o comportamento do erro para os diferentes autovalores do observador.

| λ | ϵ_i : erro corr. (%) | ϵ_w : erro veloc. (%) |
|-----------|-------------------------------|--------------------------------|
| 0 | 30 | 4,23 |
| -10 | 27 | 3,3 |
| -20 | 6,8 | 1,68 |
| -50 | 1,1 | 0,67 |

Tabela 3,3

b) Observador de mínima ordem:

Através da teoria descrita no item 3.2.2, calculamos o observador de mínima ordem, para um sistema aumentado, ou seja, considerando uma perturbação tipo degrau.

Com os autovalores colocados em -10 e a partir do programa OBSR (apêndice C), a equação dinâmica do observador é vista abaixo:

$$\begin{cases} \dot{\hat{T}}_r = -100\hat{W} + 78i - 709Va \\ \dot{\hat{W}} = \hat{T}_r - 20\hat{W} - 100,33i - 140,53Va \end{cases}$$

$$\begin{cases} \hat{T}_r = 0,0106 \hat{T}_r + 1,06i \\ \hat{W} = -0,265\hat{W} - 5,25i \end{cases}$$

Na figura 3.26 temos a velocidade de saída do observador a velocidade real para um degrau de tensão na entrada.

Neste esquema de observação notamos que o seguimento em regime transitório não é bom. Existe um overshoot que é função da dinâmica escolhida para o observador.

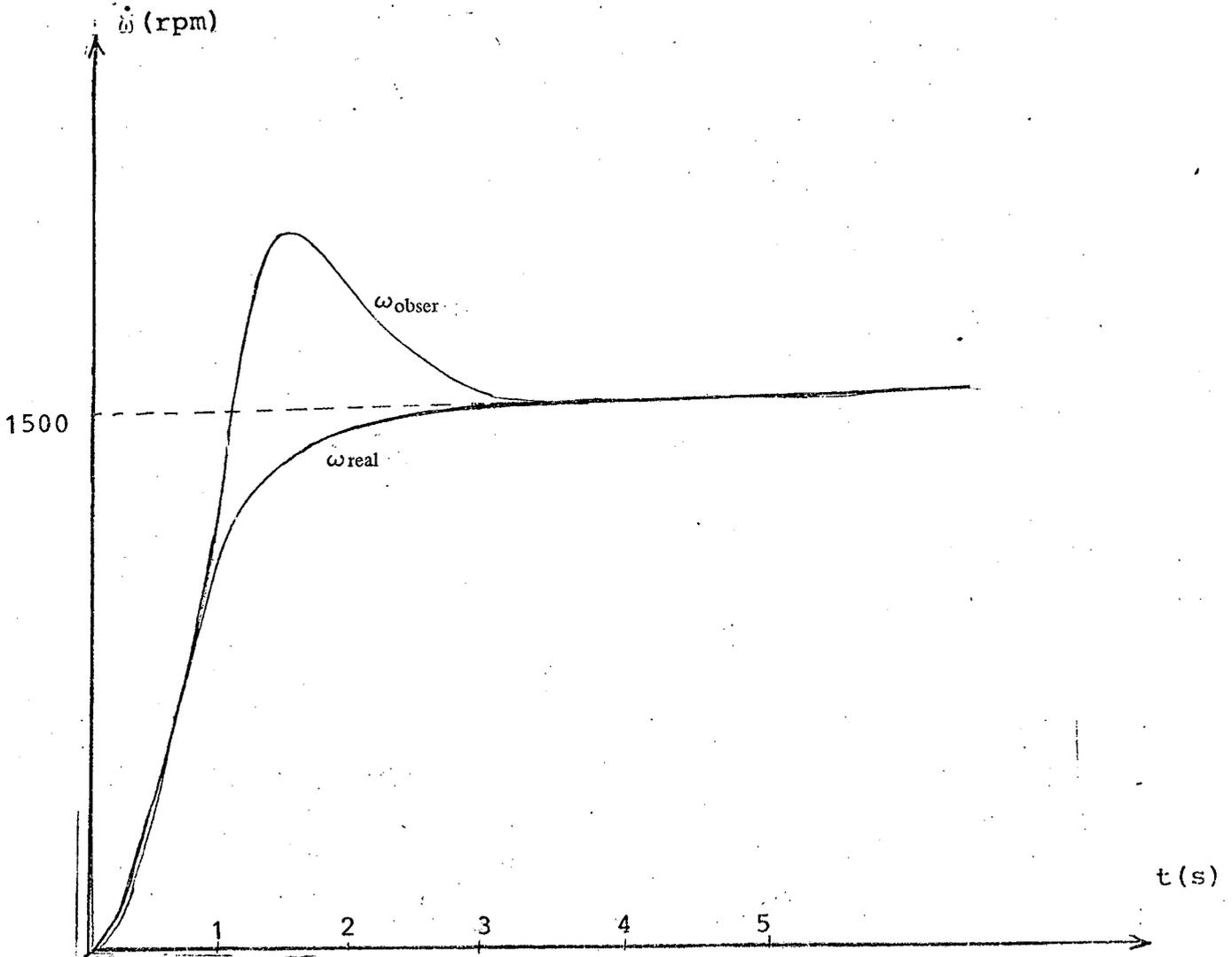
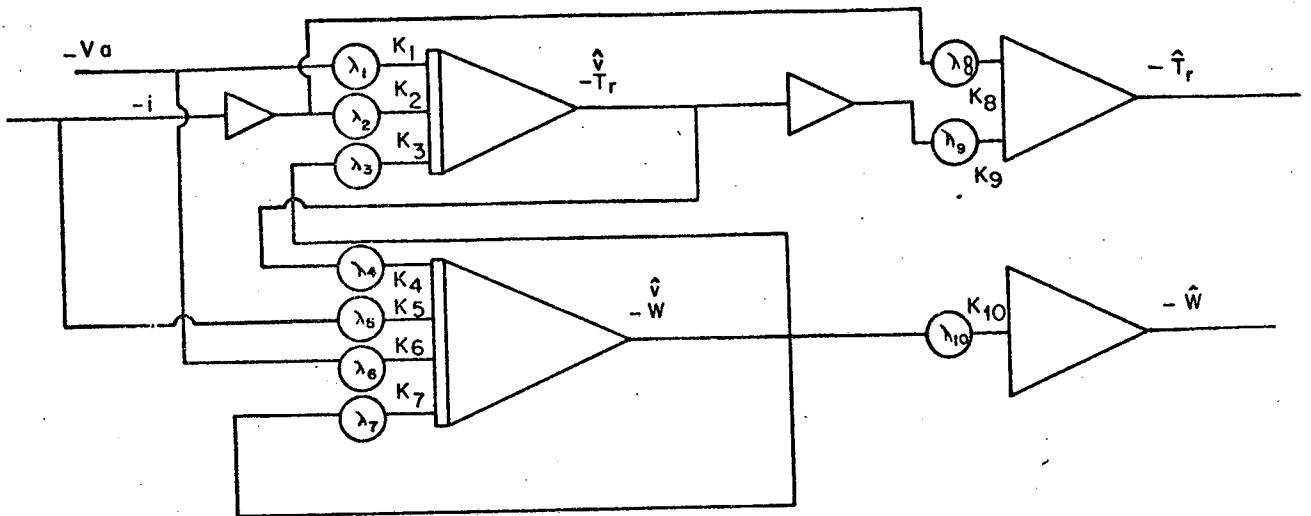


Fig. 3.26 - Comportamento da velocidade para observador mínima ordem.

Em regime permanente temos um erro de 0,5% para baixas velocidades e menor para velocidades elevadas,

O diagrama analógico do observador mínimo é mostrado na figura 3.27, juntamente com os valores dos potenciômetros.



| | | | | | | | |
|-------------|-------|-------|---|----------------|-------|----------|----|
| λ_1 | 0,342 | k_1 | 1 | λ_6 | 0,353 | k_6 | 1 |
| λ_2 | 0,118 | k_2 | 1 | λ_7 | 0,800 | k_7 | 1 |
| λ_3 | 0,756 | k_3 | 1 | λ_8 | 0,427 | k_8 | 10 |
| λ_4 | 0,211 | k_4 | 1 | λ_9 | 0,106 | k_9 | 10 |
| λ_5 | 0,073 | k_5 | 1 | λ_{10} | 0,110 | k_{10} | 10 |

Fig. 3.27 - Esquema analógico do observador mínimo e tabela de potenciômetros

A medida que aumentamos a parte real negativa dos autovalores do observador melhoramos o seguimento, mas overshoot torna-se maior.

| λ | $\epsilon\omega(\%)$ | overshoot(%) |
|-----------|----------------------|--------------|
| -2 | 5,2 | 11 |
| -4 | 3,1 | 25 |
| -8 | 0,2 | 40 |
| -12 | - | 80 |

c) Observador insensível às perturbações

c₁) Simulação Analógica:

Faremos a análise deste observador em simulação analógica, modelizando o torque resistente (T_r) como um degrau.

De acordo com item 3.3.4, a equação de estado tem o aspecto seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{w} \\ \dot{T}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -21,96 & -9,70 & 0 \\ 8,10 & -0,309 & -14,93 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ w \\ T_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 128,3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U$$

$$[i] = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} i \\ w \\ T_r \end{bmatrix}$$

O cálculo deste observador é realizado através do programa de posicionamento de polos (apêndice C), sendo as equações finais do observador aumentado, para $\lambda = -20$, iguais a:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}} &= -89,69\hat{i} - 18,6\hat{w} + 67,33i \\ \dot{\hat{w}} &= 143,63\hat{i} - 0,309\hat{w} - 0,111\hat{T}_r - 139,33i \\ \dot{\hat{T}}_r &= -13074\hat{i} + 13074i \end{aligned}$$

Na figura 3.28, mostramos a evolução dos sinais observados, juntamente com os sinais do sistema para a aplicação de um degrau de tensão na entrada do pulsador.

Na mesma figura apresentamos os sinais observados para uma perturbação tipo degrau, ou seja, a colocação de uma carga na máquina.

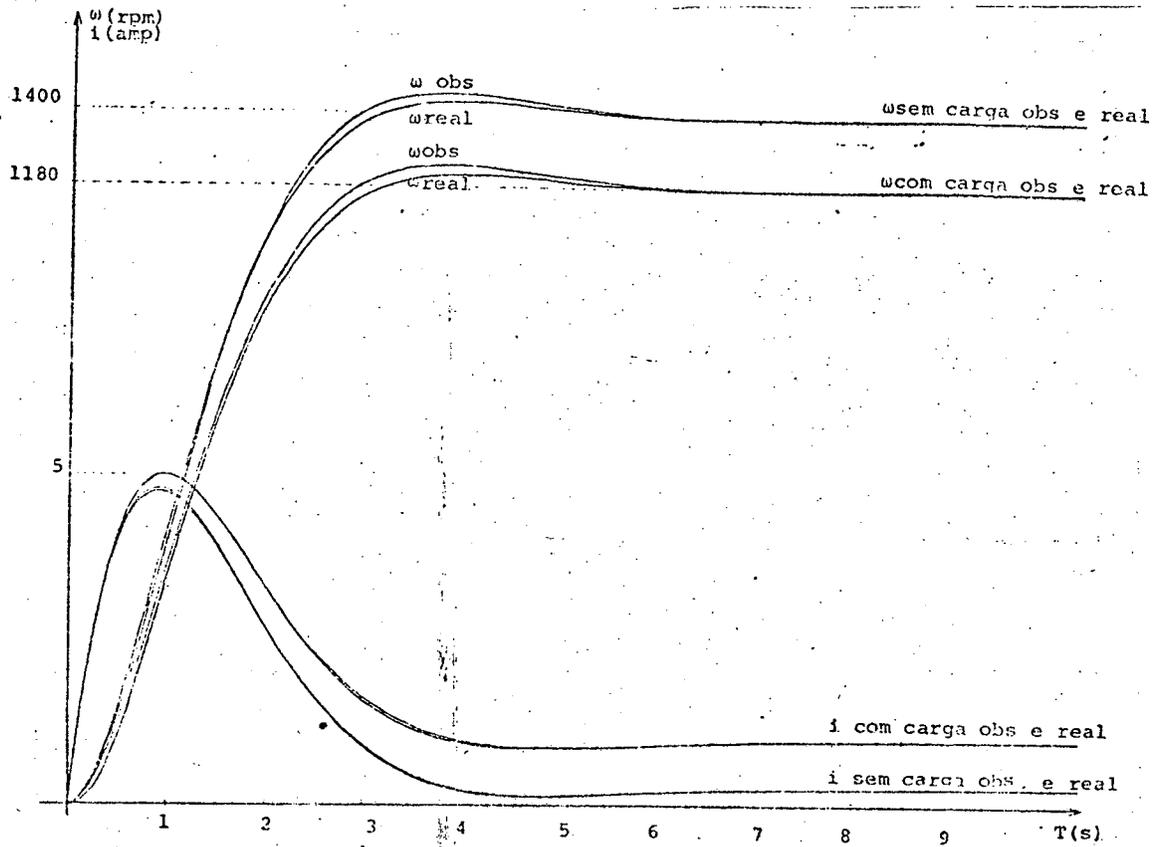


Fig. 3.28 - Evolução dos sinais observados para observador aumentado.

Na figura acima verificamos que em regime permanente o erro entre as variáveis reais e observadas é nulo, e em regime transitório o erro é desprezível.

Resultados:

Foram analisados diversos casos, com a dinâmica variando de -2 a -40.

Com a parte real negativa do observador pequena, a dinâmica apresenta-se lenta.

Na tabela 3.4 verificamos que o erro verificado em regime permanente é desprezível (0,1%).

A medida que aumentamos a parte real negativa dos autovalores do observador nota-se um melhor seguimento (erro desprezível). Mas deve-se cuidar que valores muito grandes, tornam o sistema mais suscetível a ruídos observados.

É feita uma comparação para $\lambda = -12$ e $\lambda = -30$, com as diversas condições de operação do sistema.

| ω (rpm) i (Amp) | $\lambda = 12$ | | $\lambda = 30$ | |
|-----------------------------|----------------|--------|----------------|--------|
| | aumentado | Luenb. | aumentado | Luenb. |
| W_{real} | 1480 | 1480 | 1480 | 1480 |
| $W_{estim.}$ | 1475 | 1470 | 1478 | 1473 |
| Erro W | 0,34% | 0,68% | 0,14% | 0,47% |
| i_{real} | 0,950 | 0,950 | 0,950 | 0,950 |
| $i_{estim.}$ | 0,935 | 0,930 | 0,946 | 0,935 |
| Erro i | 1,58% | 2,11% | 0,42% | 1,58% |

O diagrama analógico da simulação é visto na figura 3.29, juntamente com a tabela que apresenta os valores dos potências para os dois casos de operação.

| $\lambda = 12$ | | | | $\lambda = 30$ | | | |
|----------------|--------|----------------|-----|----------------|--------|----------------|-----|
| λ_1 | 0,8984 | λ_1 | 10 | λ_1 | 0,3581 | λ_1 | 10 |
| λ_2 | 0,8511 | λ_2 | 10 | λ_2 | 0,8510 | λ_2 | 1 |
| λ_3 | 0,7020 | λ_3 | 10 | λ_3 | 0,2520 | λ_3 | 10 |
| λ_4 | 0,7088 | λ_4 | 10 | λ_4 | 0,7088 | λ_4 | 1 |
| λ_5 | 0,3797 | λ_5 | 10 | λ_5 | 0,6020 | λ_5 | 10 |
| λ_6 | 0,3727 | λ_6 | 10 | λ_6 | 0,5390 | λ_6 | 10 |
| λ_7 | 0,0700 | λ_7 | 1 | λ_7 | 0,0700 | λ_7 | 1 |
| λ_8 | 0,0175 | λ_8 | 1 | λ_8 | 0,0175 | λ_8 | 1 |
| λ_9 | 0,5400 | λ_9 | 100 | λ_9 | 0,3457 | λ_9 | 100 |
| λ_{10} | 0,5400 | λ_{10} | 100 | λ_{10} | 0,3457 | λ_{10} | 100 |

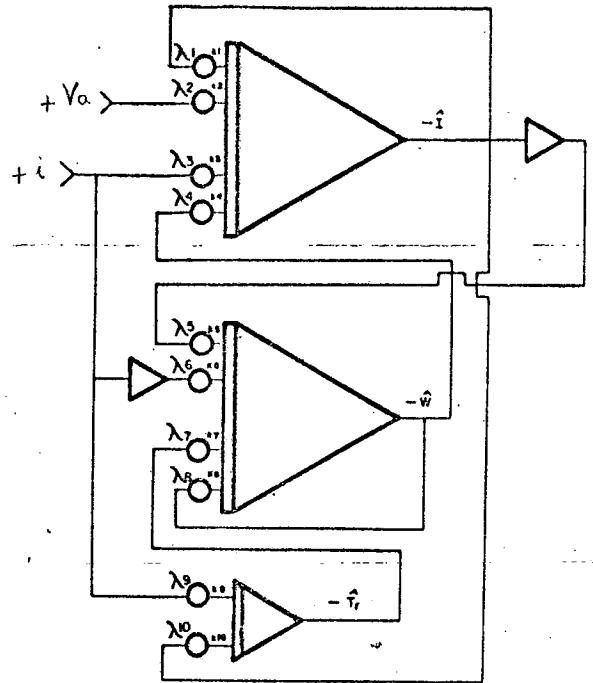


Fig. 3.29 - Diagrama analógico do observador aumentado e tabela com valores dos potenciômetros

A perturbação pode ser vista como a parte não controlável do sistema. A diferença fundamental entre o observador de Luenberger e o aumentado está na modelização do sistema, uma vez que no esquema clássico de Luenberger calculamos o observador somente da parte observável e controlável do processo, enquanto que no observador aumentado modelizamos a parte não controlável do sistema.

C₂) Simulação digital

A perturbação (torque resistente no nosso caso), pode ser modelizada como uma rampa. Com isto, levamos em consideração uma ampla gama de variações de torque resistente que normalmente ocorrem na prática (constantes, exponenciais e senos de variação lenta, etc.).

O observador aumentado adotará a seguinte forma final:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{w} \\ \hat{T}_R \\ \hat{T}'_R \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_a/L_a & -\lambda_1 & -K/L_a & 0 & 0 \\ K/J & -\lambda_2 & -B/J & -1/J & 0 \\ -\lambda_3 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\lambda_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_a - \lambda_a C_a} \hat{X}_a + \underbrace{\begin{bmatrix} K_P/L_a \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_a} u + \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix}}_{\lambda_a} i$$

Após vários ensaios, escolhemos os autovalores do observador em -20. Esta escolha leva em consideração a relação de compromisso citado no item 2.3.6.

Na figura 3.30 vemos a velocidade observada juntamente com a velocidade real, tanto em regime transitório, como em permanente, quando aplicamos um degrau de tensão na entrada do pulsador, com um torque resistente do tipo rampa ($\frac{1}{s^2}$).

Observamos o excelente comportamento deste esquema de observação, com um erro tanto em regime transitório, como em regime permanente, praticamente nulo.

3.3.5. Conclusão

Através desse estudo em simulação analógico e digital, podemos analisar as vantagens de cada esquema de observação de estado.

É feito um estudo comparativo em relação ao nosso processo em particular e pode-se notar a grande melhoria no que diz respeito ao erro de observação, quando utilizamos o esquema do observador insensível às perturbações, uma vez que estamos modelizando a parte não controlável do processo (perturbação).

3.4 - Estudo dos Observadores em Simulação Híbrida

3.4.1. Introdução

Através da simulação híbrida estudaremos o problema da observação bastante próximos do problema real.

Simulamos o conjunto conversor-motor CC no computador analógico (Telefunken RA-770), ligado através de uma interface (LPS 11, Digital), ao computador digital (PDP 1140), onde programamos o observador aumentado.

Apresentaremos somente os resultados obtidos com o observador aumentado, comparando-o com o observador clássico, para uma operação com e sem carga.

3.4.2. Estudo comparativo entre observador insensível às perturbações e observador de ordem completa

Este estudo em simulação híbrida foi feito em tempo real ($\alpha = 1$), para aproximarmos-nos o máximo do sistema real.

O esquema geral é visto na figura 3.31.

Modelizamos a perturbação (torque resistente) como uma rampa.

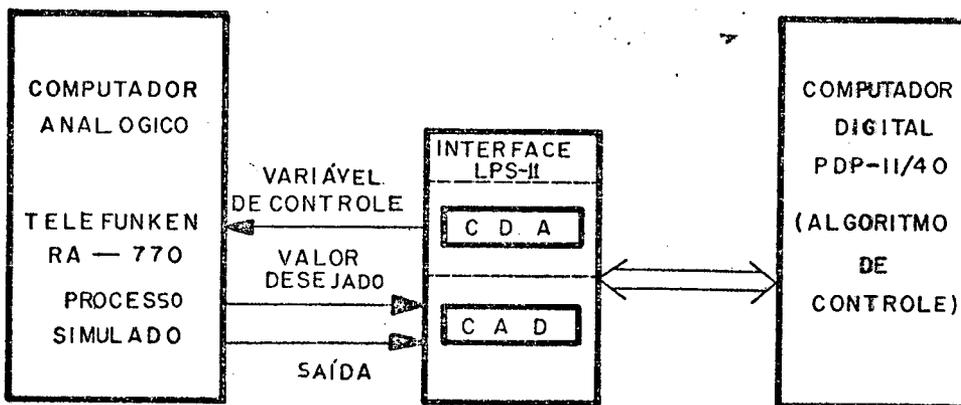


Fig. 3.31 - Esquema geral de controle

O procedimento geral foi o seguinte (apêndice C):

- a) Calculamos o observador aumentado para diversas dinâmicas (de -5 a -50), através do programa de posicionamento de polos.
- b) Determinamos os observadores discretos, utilizando um programa de discretização para diversos períodos de amostragem (5 ms a 30 ms).
- c) A seguir, através de um programa de simulação híbrida executamos a simulação do sistema.

Nas figuras 3.32(a) e (b) são mostradas as evoluções dos erros de observação, para os observadores clássico e aumentado, respectivamente, quando aplicamos um degrau de tensão (0+9V) na entrada do pulsador (velocidade final 1500 rpm).

Da mesma forma, nas figuras 3.33(a) e (b) mostramos os erros de observação quando se aplica, em torno do ponto de funcionamento precedente, um degrau de torque resistente (0-5 Nm).

3.43 - Conclusão:

Nas figuras a seguir notamos a melhoria no desempenho do observador aumentado, no que diz respeito ao erro, quando aplicamos um degrau de perturbação ao sistema.

Isto deve-se a correta modelização do processo, uma vez que no observador aumentado estamos levando em consideração a parte não controlável do processo, desta forma viabilizando a substituição do tacometro pela observação da velocidade a partir das grandezas elétricas.

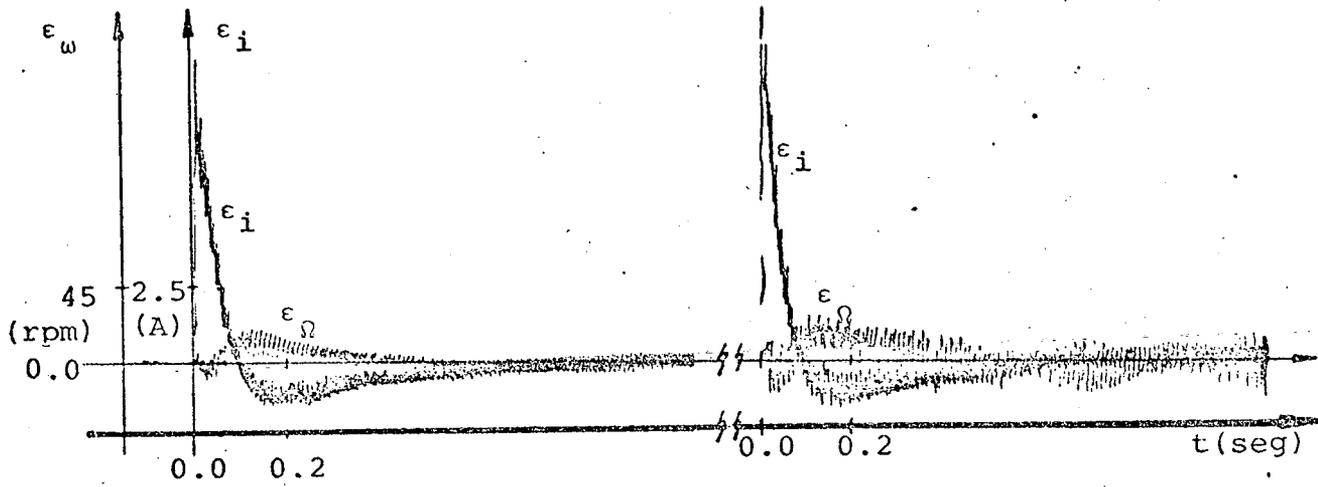


Fig. 3.32.

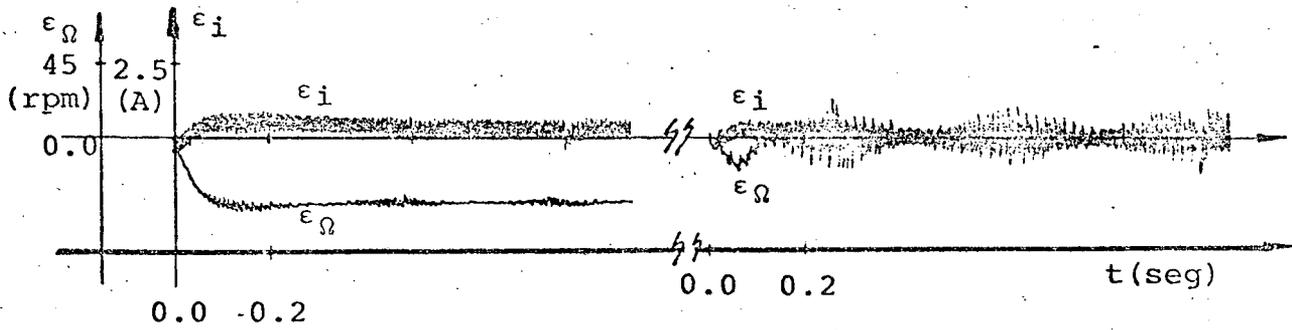


Fig. 3.33

3.5 - Estudo sobre Montagem Real

3.5.1. Introdução

Neste item estudamos o comportamento do observador in sensível conectado a montagem real através de uma interface de isolamento (item 3.2.4.).

Uma primeira análise foi feita para o sistema ligado na forma clássica onde o sinal de realimentação é obtido a partir do medidor (no nosso caso, um tacômetro). Neste primeiro estudo testamos o observador como um medidor. Depois, utilizamos este medidor para realizar a regulação (capítulo 4).

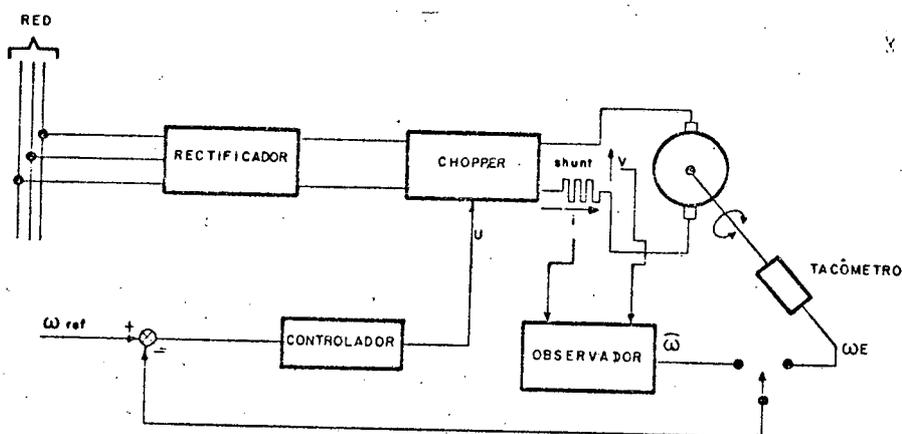


Fig. 3.34 Esquema utilizado

3.5.2. Esquema de controle clássico

Com o sinal de velocidade do tacômetro realimentando o laço de controle analisamos o comportamento do observador aumentado quando aplicamos um degrau de tensão (0-10 V) na entrada do pulsador.

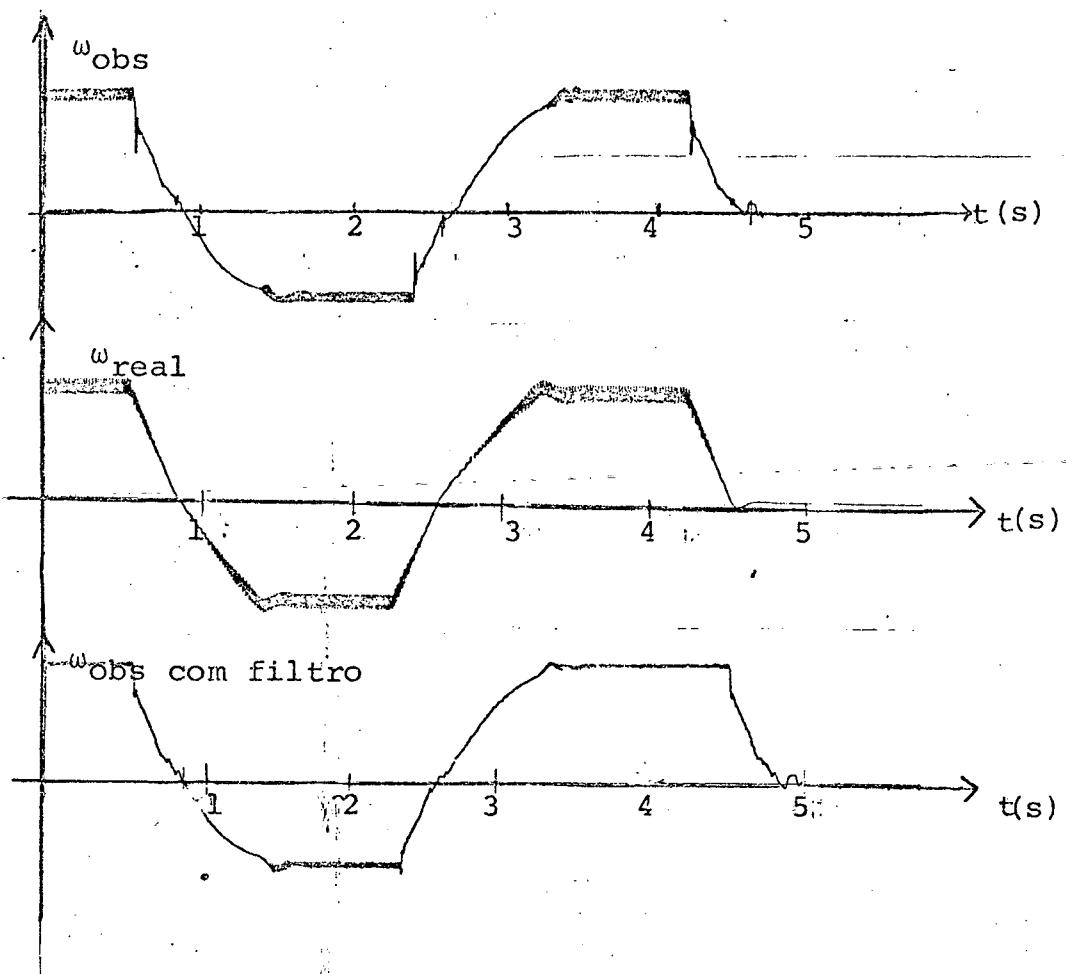


FIG. 3.35 - Velocidade real e observada (com e sem filtro)

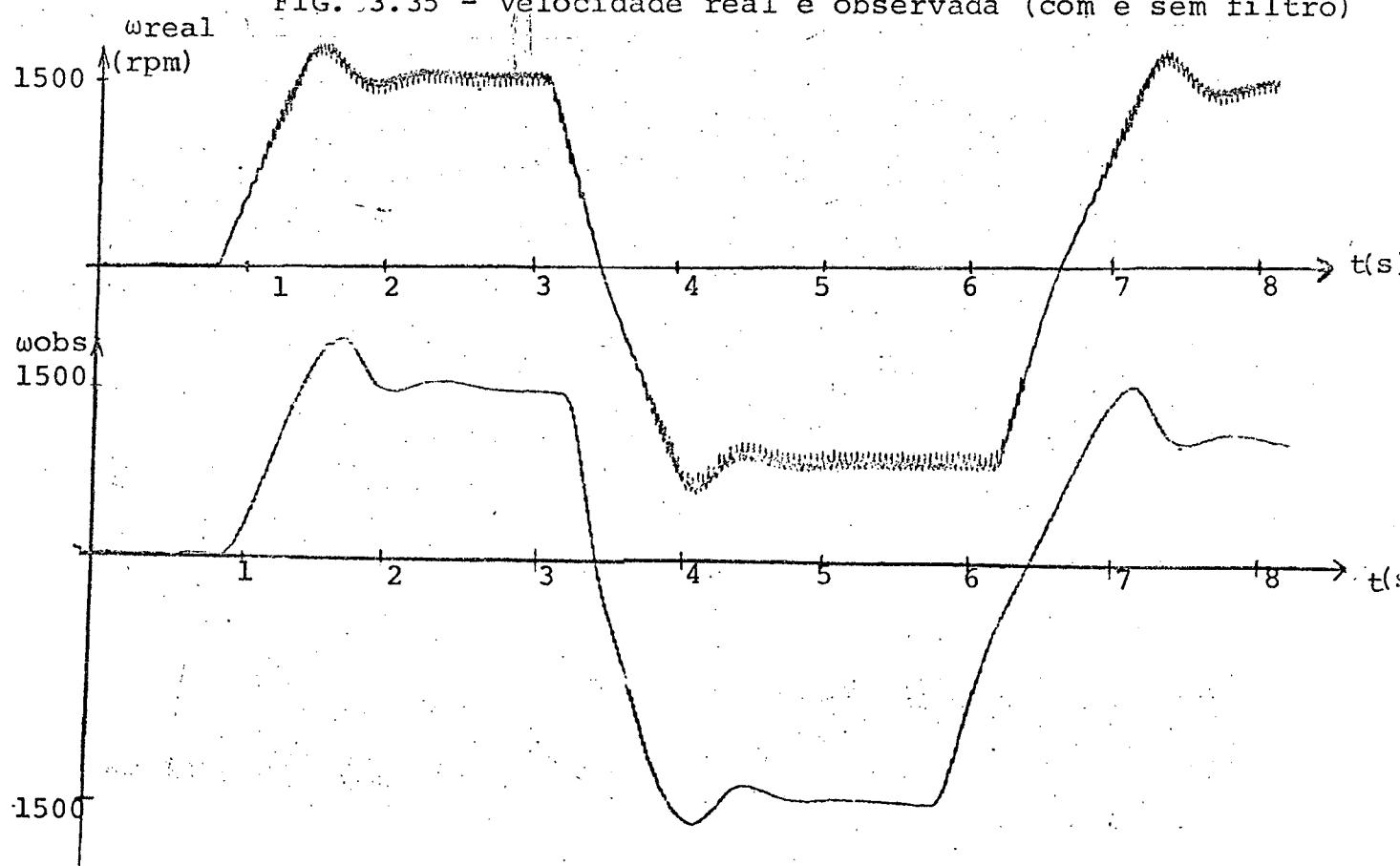


FIG. 3.36 - Velocidade real e observada para observador clássico

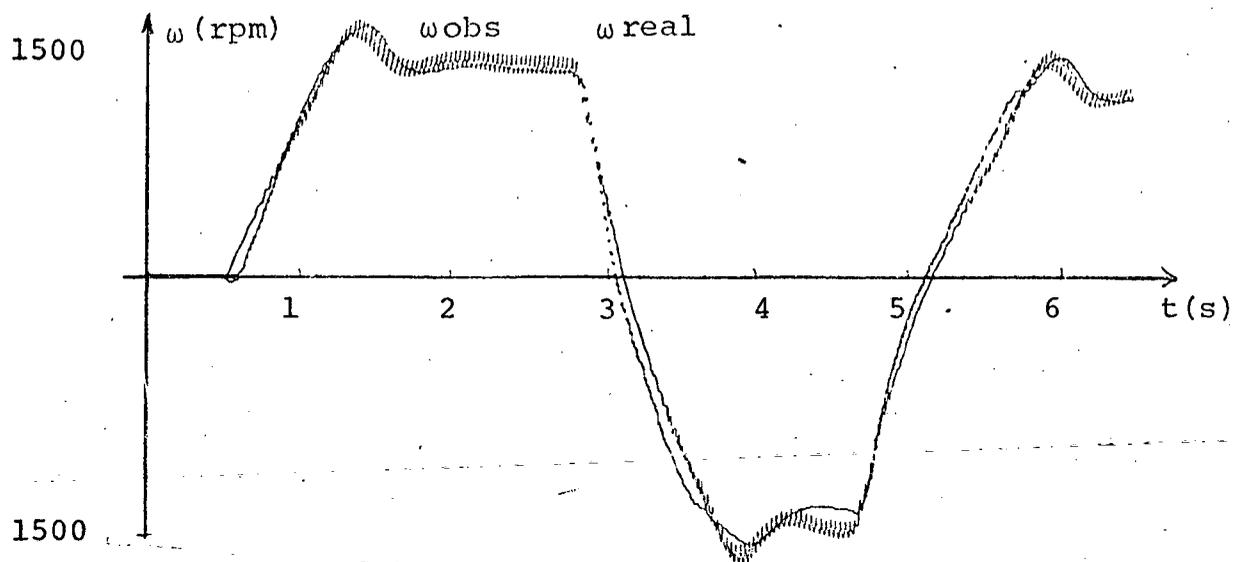


FIG. 3.37 - Velocidade real e observada (obs. aumentado)

Na figura 3.35 temos a velocidade real, a velocidade observada sem filtro, e com filtro de 1ª ordem na entrada da tensão de referência, de maneira a que tenhamos um ruído sobreposto desprezível, e por conseguinte, uma maior precisão. Projetamos o filtro com frequência de corte igual a 500 Hz, que é a frequência de operação do pulsador.

Nas figuras 3.36 e 3.37 verificamos os sinais de velocidade real e observada, para os observadores clássico e aumentado respectivamente, quando se aplica um degrau de tensão na entrada do pulsador.

Foram feitos ensaios para diversos períodos de amostragem e diversas dinâmicas do observador. Escolheu-se o período de amostragem igual a 15 ms e os autovalores do observador colocados em -20.

Com isto tínhamos um bom seguimento entre velocidade observada e real em regime transitório. (Já que a precisão em regime permanente é obtida a partir da estrutura do observador).

Devemos ressaltar que as defasagens existentes entre a velocidade real e a velocidade observada é devido ao método de traçado das curvas, que foram feitas em experiências seqüenciais, onde o comando (degrau de tensão) é aplicado em instantes diferentes.

3.5.3 - Conclusões

Neste estudo sobre a montagem real, onde a velocidade observada é utilizada como um medidor, com a realimentação de velocidade sendo feita a partir do tacogerador, podemos avaliar a eficácia do algoritmo de observação implementado. A seguir apresentamos o esquema de controle, onde o tacogerador é substituído pelo observador de velocidade.

CAPÍTULO 4 - REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

4.1 - Introdução

Para executar um certo trabalho com um desempenho adequado, o sistema deve possuir uma regulação apropriada. A primeira regra de um sistema de regulação é obrigar as grandezas reguladas a conservar os valores dentro de uma faixa considerada ideal. Estes valores ideais são funções das grandezas de entrada do sistema: referência e perturbação. O sistema pode utilizar as grandezas de saída como entradas suplementares, criando um sistema realimentado ou operar em malha aberta. O sistema realimentando apresenta algumas vantagens como: permite compensar, de forma interna, as imprecisões e as derivadas de componentes do sistema, minimizando os efeitos das perturbações.

As funções principais do regulador, necessárias ao bom comportamento das máquinas são:

- Limitação de grandezas críticas. Esta é uma função de proteção;
- Controle preciso das variáveis de forma a evitar uma evolução excessivamente rápida;
- Transferência de um modo de comando a outro, devido a comutação entre a malha de regulação de velocidade e a de limitação de corrente;
- Regulação da variável principal, independente das perturbações;

Estudamos em simulação híbrida, o problema de regulação de velocidade sem limitação de corrente, por realimentação

de estados. Isto foi feito com o observador fornecendo os estados a controlar e supondo os estados conhecidos, ou seja, sem observador de estado.

Em relação ao processo real utilizamos uma malha analógica de limitação de corrente, segundo o princípio da realimentação em cascata.

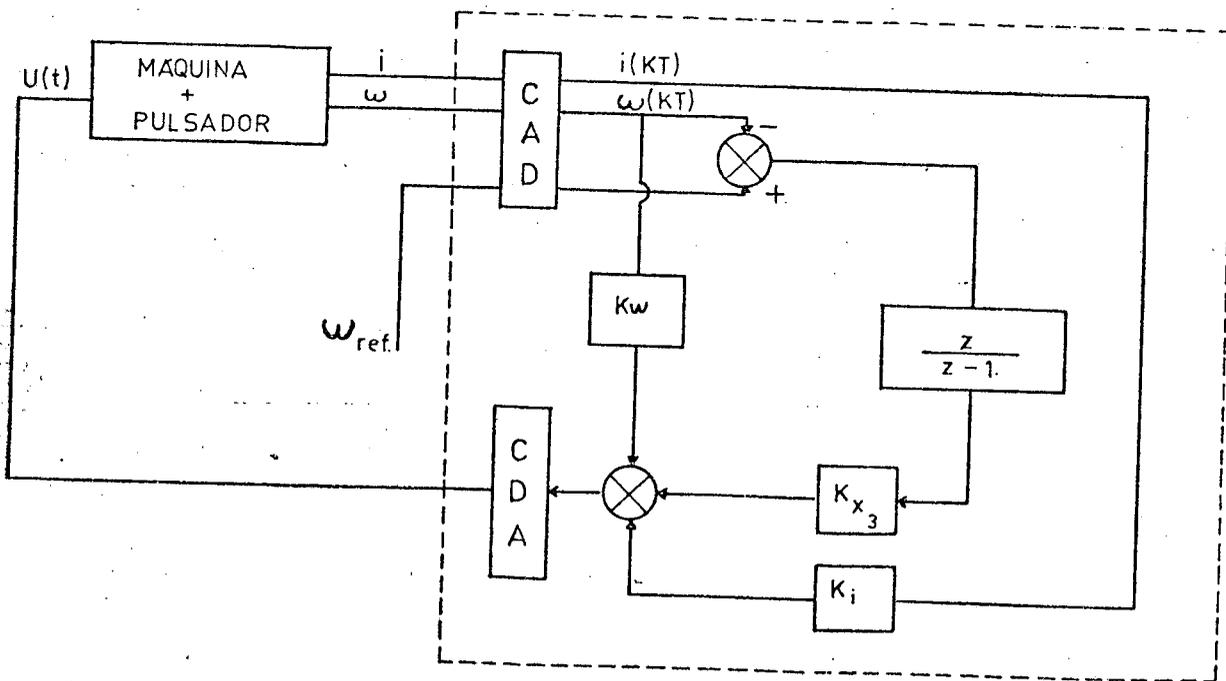
4.2 - Regulação de Velocidade sem Limitação da Corrente.

4.2.1 - Sem Observador

Neste esquema a variável a controlar é obtida a partir do medidor. A regulação de velocidade é implementada através de realimentação de estado.

Na figura 4.1 é apresentado o esquema completo onde K_i , K_w , K_{x_3} são respectivamente o ganho de corrente, ganho de velocidade e ganho da variável de controle x_3 , onde:

$$\dot{x}_3 = W_{ref} - W \tag{4.2.1}$$



PDP1140

Fig. 4.1 - Regulação de velocidade sem observador e sem limitação de corrente.

Para determinar os ganhos de realimentação do seguinte sistema utilizamos o programa de posicionamento de polos (Apêndice C):

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{W} \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -21,96 & -9,70 & 0 \\ 8,10 & -0,309 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ W \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 128,3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (4.2.2)$$

Determinamos o ganho K, onde

$K = [K_i \ K_w \ K_{x_3}]^T$, para termos os autovalores de $(A+Bk)$ em $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$,

Em discreto temos

$$\begin{aligned} X(k+1) &= FX(k) + GU(k) \\ U(k) &= K_D X(k) + E(k) \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

Determinamos K_D para ter os autovalores de $(F+GK_D)$ na forma

$$z_1 = e^{T\lambda_1} ; z_2 = e^{T\lambda_2} ; z_3 = e^{T\lambda_3} \quad (4.2.4)$$

Passando a equação (4.2.1) para discreto, temos:

$$X_3(k+1) = T(W_{ref} - W)(k) + X_3(k)$$

As equações para o esquema de regulação de velocidade sem observador são as seguintes: (obtidas a partir da equação dinâmica (4.2.3))

$$X_3(k+1) = X_3(k) - T(W - W_{ref})(k)$$

$$U(k) = K_{x_3} X_3(k) + K_i i(k) + K_w W(k)$$

Na figura 4.2 temos as curvas mostrando que o esquema proposto apresenta o comportamento adequado, para qualquer condição de operação.

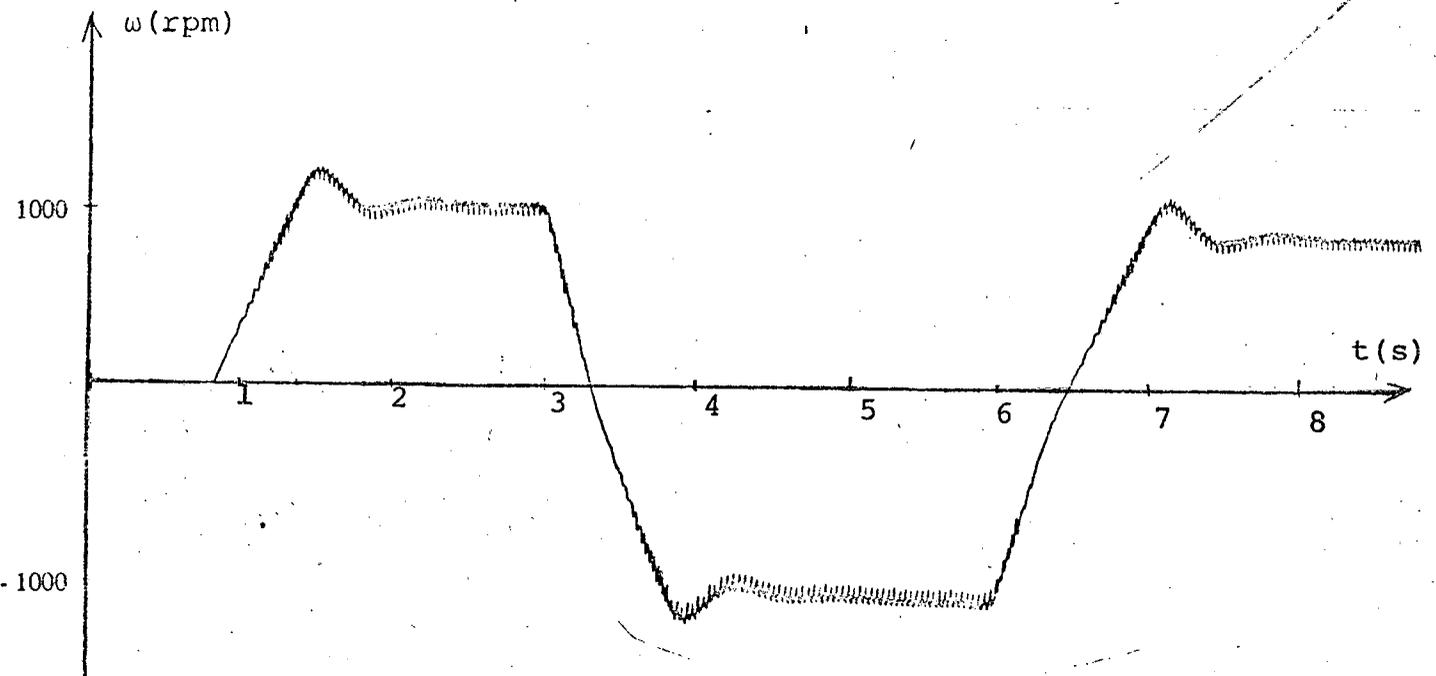


Fig. 4.2 - Compostamento da velocidade para diferentes condições de operação. (Com degrau de tensão de entrada de -10v a + 10v)

4.2.2. Com Observador

O controle da velocidade do motor é realizado através de realimentação de estado, utilizando o observador insensível descrito em 2.3.4 para reconstrução dos estados.

O esquema completo é mostrado na figura 4.3

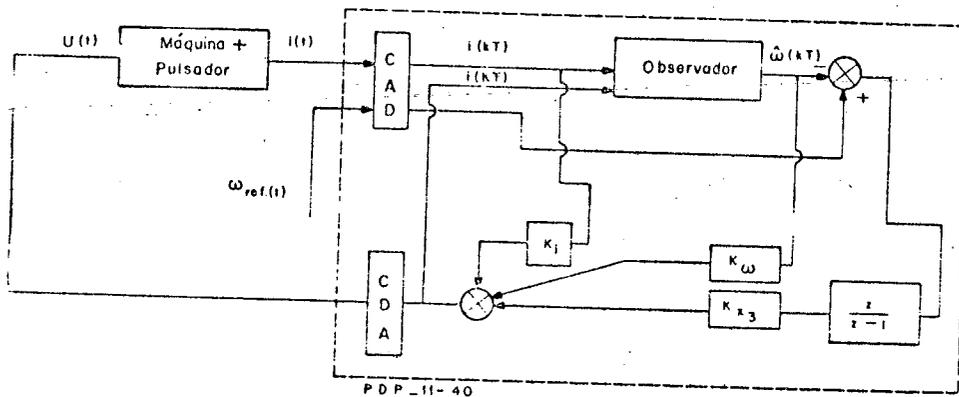


Fig. 4.3 - Esquema de Regulação de Velocidade com observador

As equações utilizadas no programa de simulação híbrida são as seguintes:

$$u(k+1) = \begin{bmatrix} 0 \\ (A-lC) & 0 \\ & D & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & -T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}(k) \\ \hat{W}(k) \\ \hat{T}_r(k) \\ X_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ lD & BD & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(k) \\ u(k) \\ W_{ref}(k) \end{bmatrix}$$

$$u(k+1) = K_W W(k) + K_{X3} X_3(k) + K_i i(k)$$

Verificamos na figura 4.3 que introduzimos um integrador numérico a fim de anular o erro de velocidade em regime permanente. Devemos notar que o conjunto observador-controlador, assim como o integrador numérico, são programados no mini-computador.

Na figura 4.4 representamos a evolução do erro de velocidade para degraus de entrada e de torque resistente. Visto que o objetivo do estudo era testar a regulação de velocidade a partir de estados reconstruídos, a escolha dos ganhos de realimentação não foi otimizada.

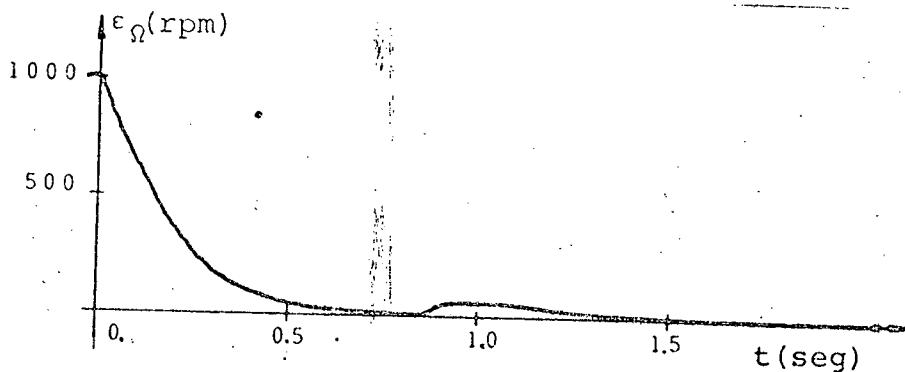


Fig. 4.4 - Evolução do erro de velocidade

4.3 - Regulação de velocidade com Limitação de Corrente

Devido as características do processo em estudo, que apresenta um overshoot de corrente elevado, necessitamos utilizar um bloco de limitação de corrente.

Utilizamos o esquema de regulação série (figura 4.5).

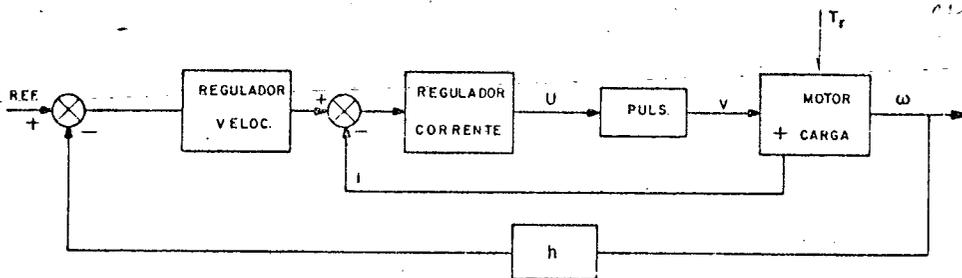


Fig. 4.5 - Esquema de regulação série

A implementação pode ser vista na figura 4.6, onde o bloco de limitação de corrente é implementado analogicamente e a observação e regulação da velocidade digitalmente.

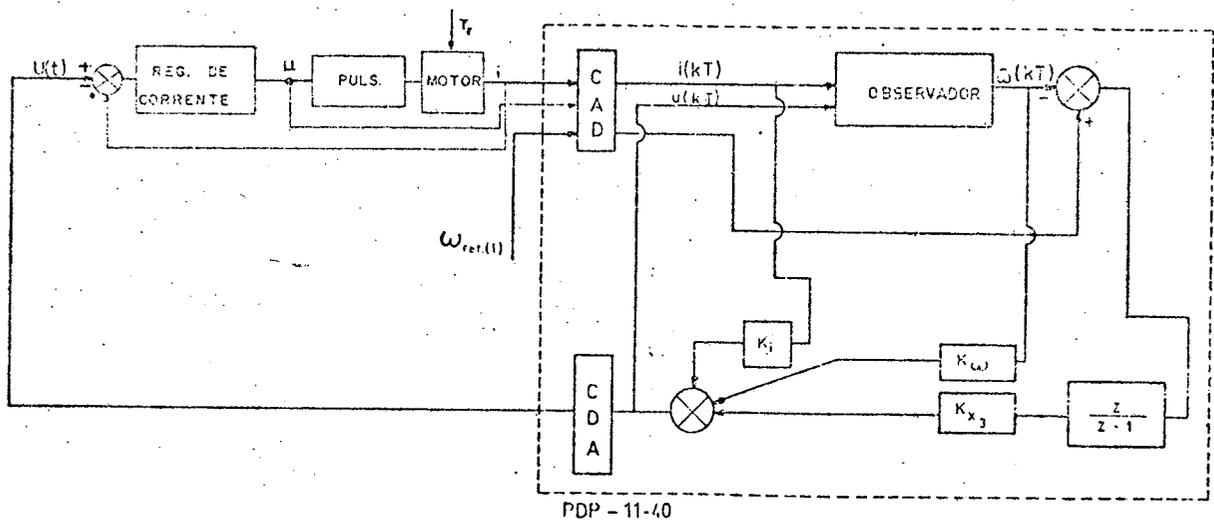


Fig. 4.6 - Esquema completo

Nas figuras 4.7(a) e(b) verificamos o desempenho do sistema para uma partida do motor e para variação brusca de carga.

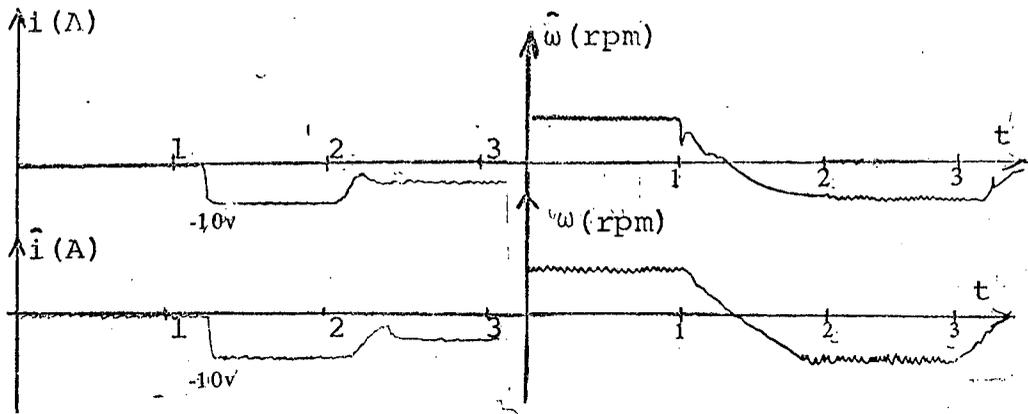


Fig. 4.7a - Regulação de corrente e velocidade para sinais reais e observados

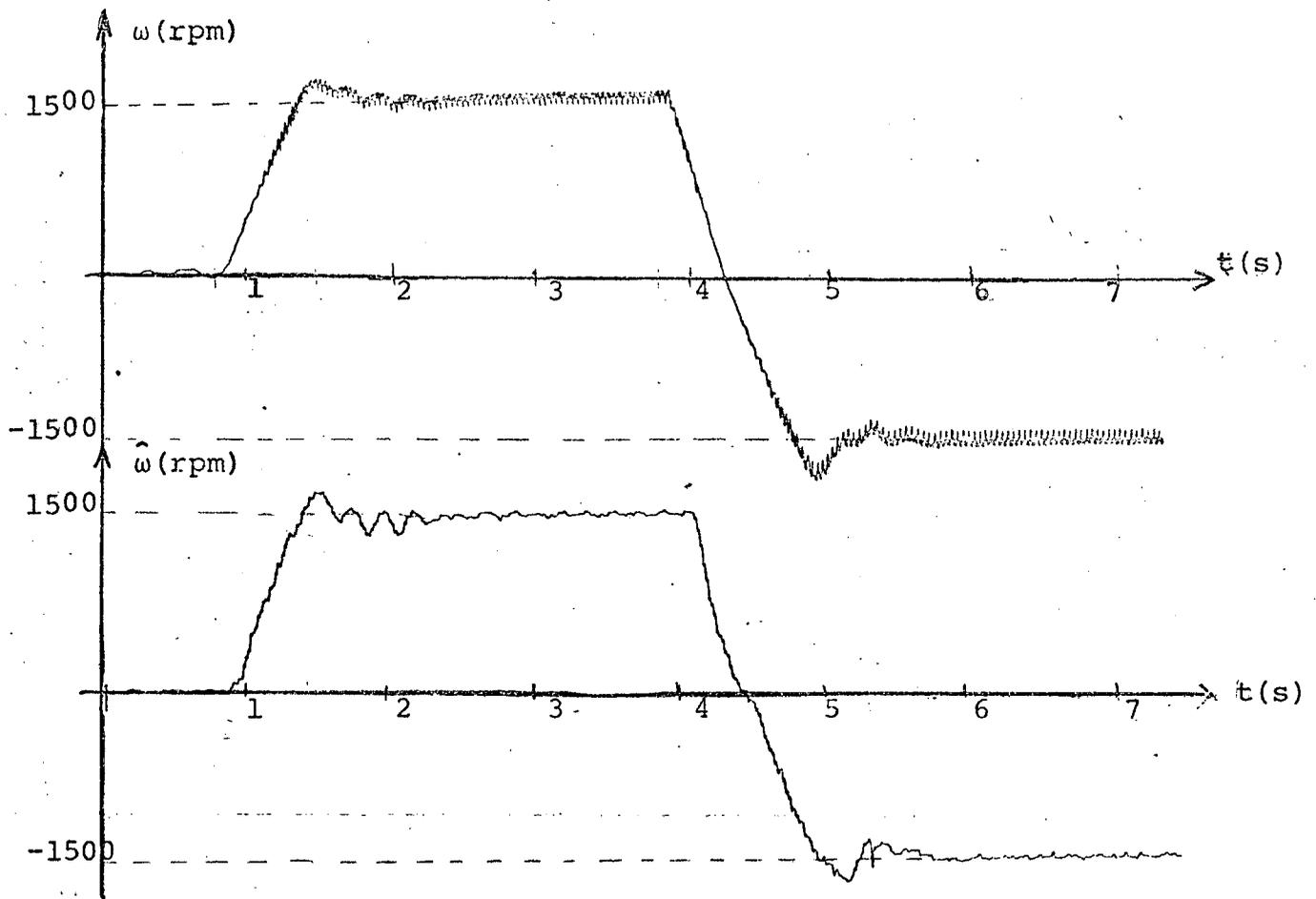


Fig. 4.7b - Comportamento do sinal real e observado

4.4 - Esquema de controle proposto

Com o sinal de velocidade obtido a partir do algoritmo de observação de estado, implementado no computador digital, realizamos a regulação de velocidade, ou seja, retiramos do laço de controle o sinal da velocidade obtido a partir do tacogerador. (Ver figura 3.40.)

Testamos o sistema para diversos períodos de amostragem, desde 1 ms até 30 ms. Da mesma forma, analisamos o comportamento dos sinais observados para diversas dinâmicas do observador.

Com período de amostragem menor que 15 ms, notamos na figura (4.10) que há uma oscilação na resposta. A máquina apresenta uma instabilidade em torno do ponto de operação.

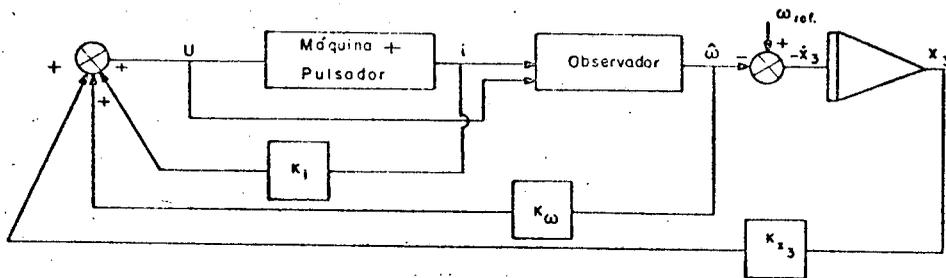


Fig. 4.9 - Esquema de controle proposto.

Notamos também que para autovalores do observador inferiores a -30 , existe uma oscilação em torno de um ponto de operação (veja figura 4.11).

A necessidade de que o período de amostragem seja maior

que 15ms é devida ao fato de que o tempo de cálculo do programa de simulação híbrida está situado nesta faixa, e para tempos de amostragem menores que 15ms, o programa calcula um novo ponto de operação antes de terminar o cálculo anterior.

A existência de oscilação para autovalores menores que -30 é devido a relação de compromisso analisada no item 2.3.6 (ruído X dinâmica).

Na figura 4.12 temos as curvas de velocidade com a realimentação sendo feita a partir do observador (a) e a partir do tacogerador (b).

Na figura 4.13 verificamos que a dinâmica do erro é mais lenta quando colocamos os polos do observador em -5.

Na figura 4.14 colocamos os polos do observador em -20, obtendo um comportamento transitório melhor.

Utilizamos como valores ótimos, um período de amostragem de 15 ms e os autovalores do observador em -20.

Vemos que o sistema realimentado a partir do observador apresentou um comportamento muito próximo ao sistema realimentado a partir do tacogerador, evidenciando a possibilidade de sua substituição em determinadas situações.

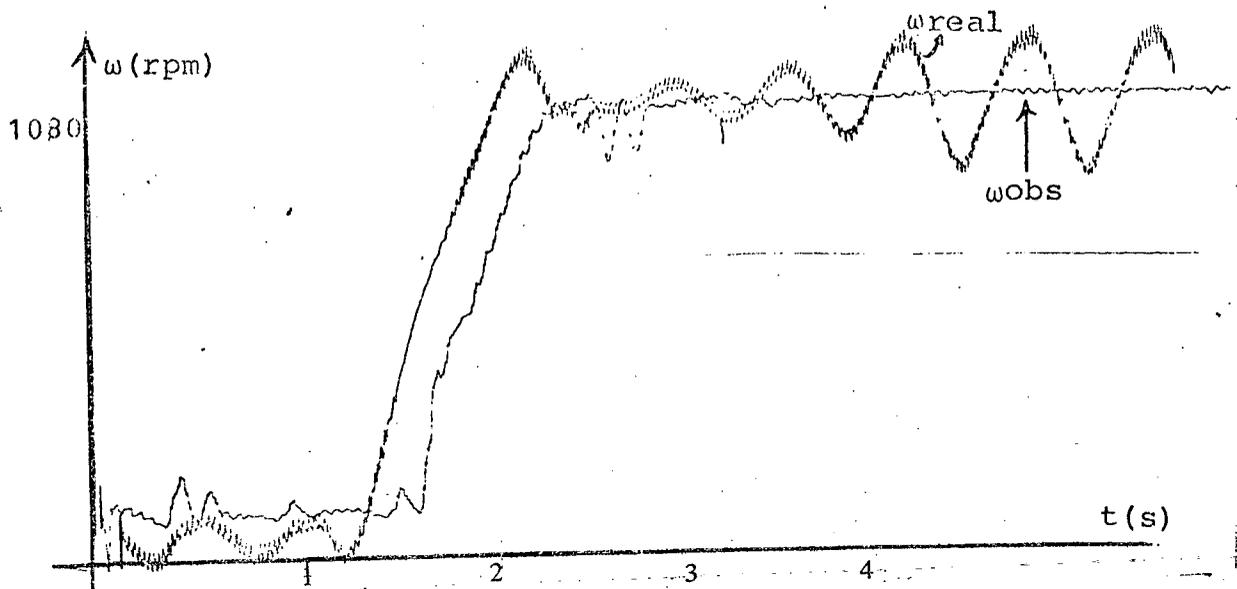


Fig. 4.10 - Oscilação na saída devido a período de amostragem muito pequeno

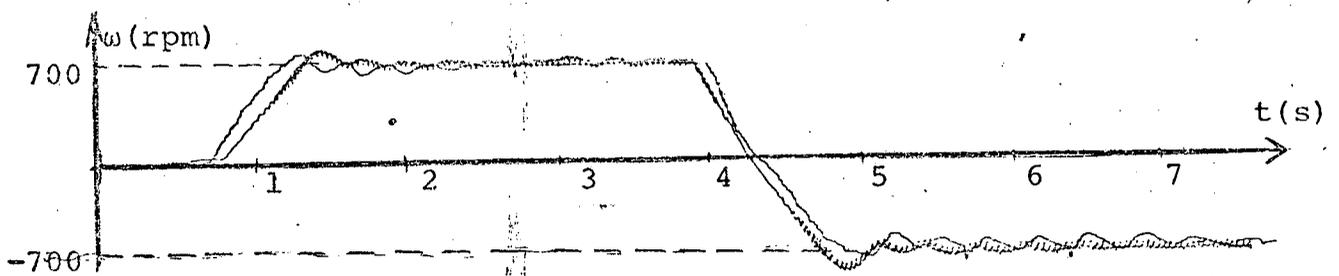


Fig. 4.11 - Oscilação na saída devido a λ menor que -30 .

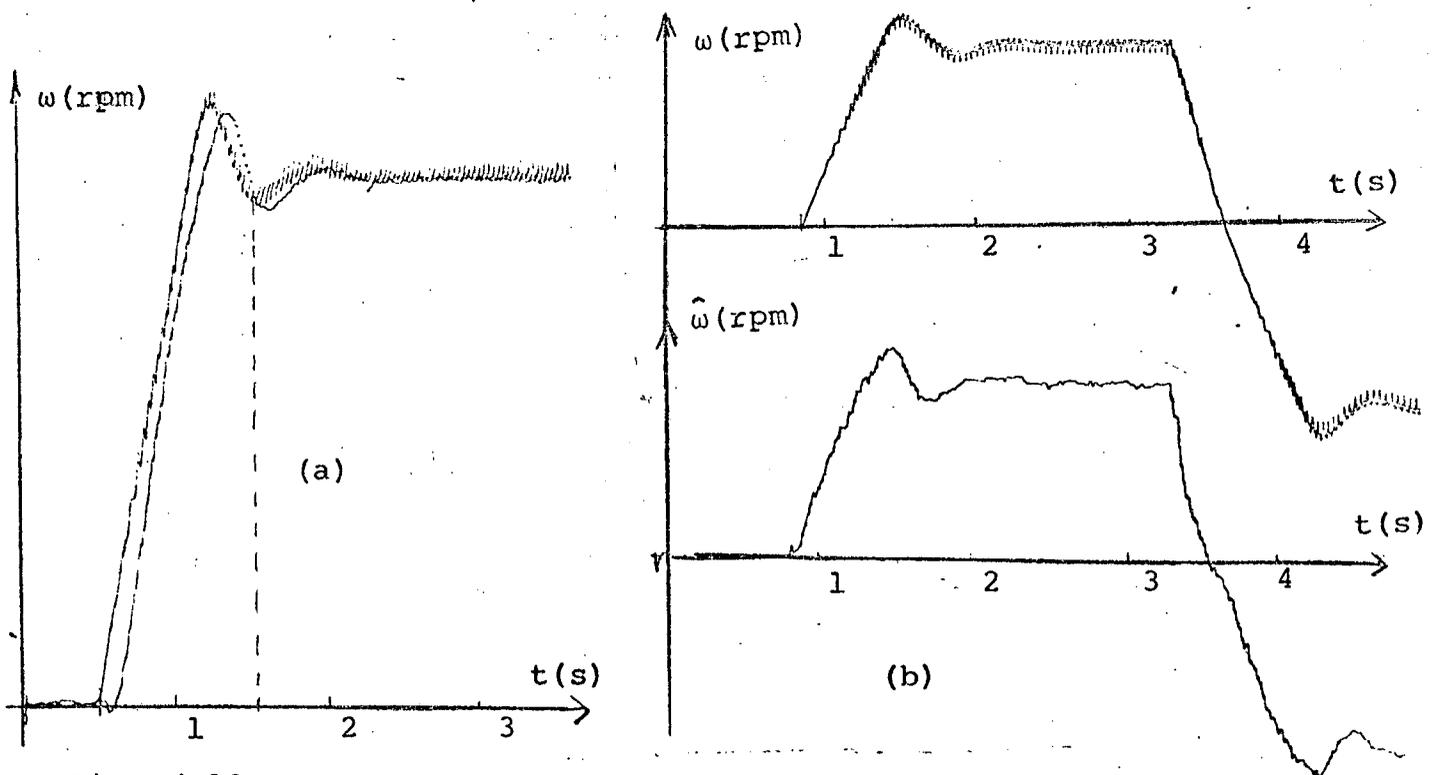


Fig. 4.12 - a) Realimentação a partir do observador; b) do medidor

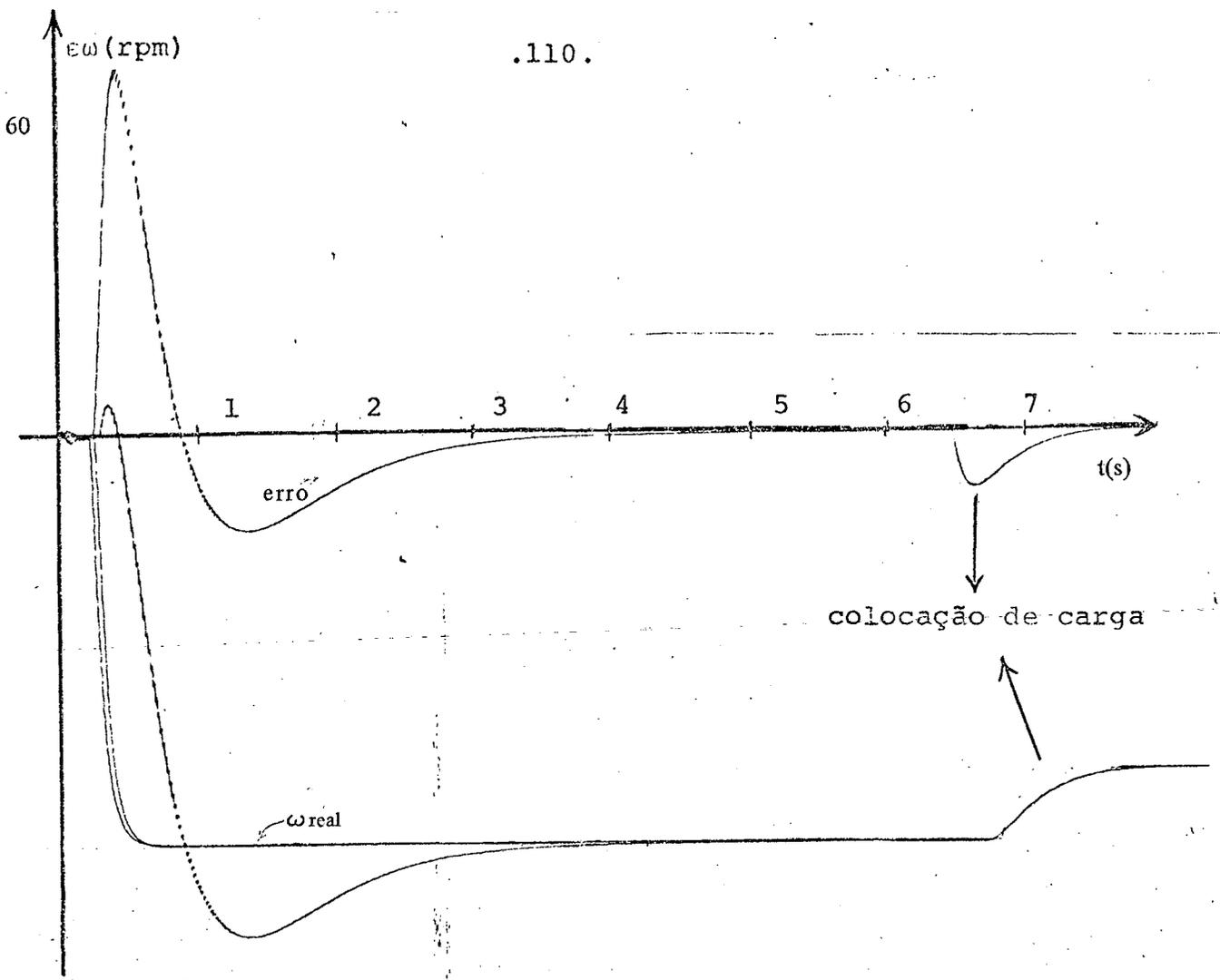


Fig. 4.13- Comportamento dos sinais para $\lambda = -5$.

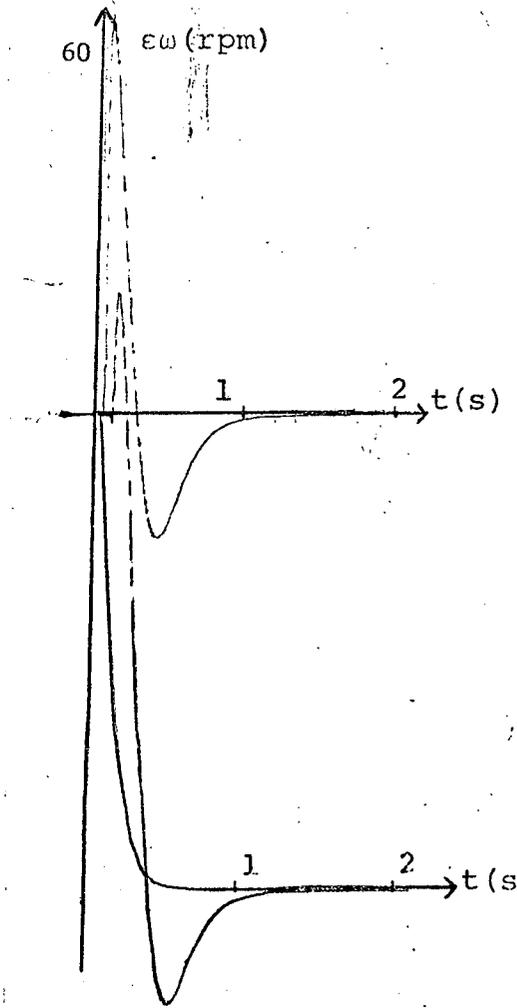


Fig. 4.14 - Comportamento dos sinais para $\lambda = -20$.

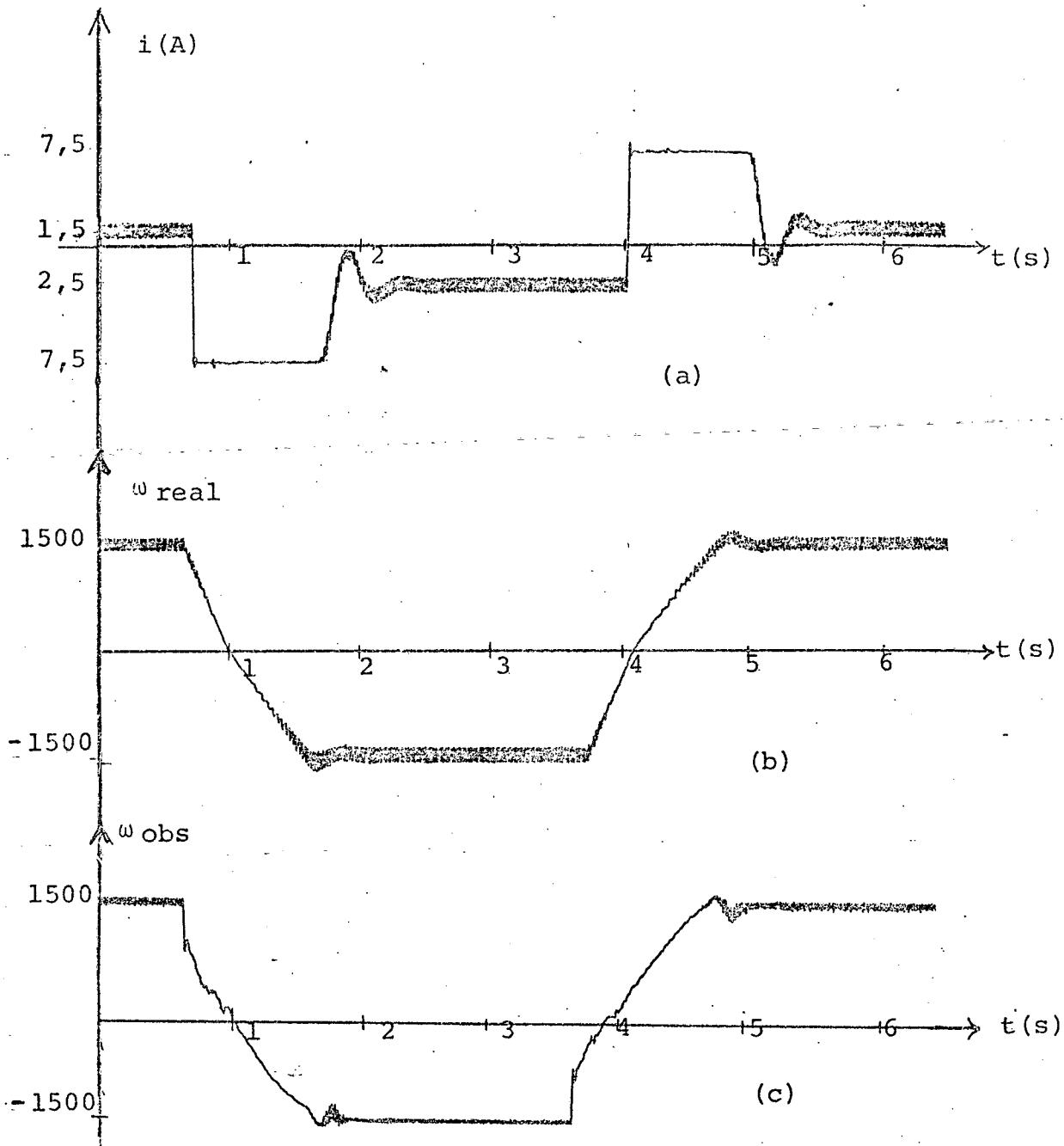


FIG.4.15 a) Atuação da limitação de corrente; b) regulação de velocidade; c) velocidade observada

Na figura acima pode-se ver o comportamento adequado da limitação da corrente, os sinais de velocidade real e observada com regulação.

4.5 - Conclusão

Verificamos o desempenho do sistema para a implementação do algoritmo sobre a montagem real. Podemos concluir que a regulação de corrente implementada analogicamente apresenta o resultado desejado enquanto que o observador mais a regulação de velocidade apresentam um comportamento confiável.

A análise restringiu-se a regulação série. Em regulação paralela deve-se implementar um algoritmo de comutação que comande a operação do bloco de limitação de corrente alternadamente com o bloco de regulação de velocidade.

Devemos ressaltar o comportamento adequado do esquema de controle proposto, onde o tacogerador é substituído pelo estado reconstruído a partir do observador com um resultado satisfatório.

CONCLUSÕES E INDICAÇÕES DE NOVOS TRABALHOS

Tendo em vista os resultados obtidos fica demonstrado que o observador aumentado apresenta um bom desempenho, sendo capaz de reduzir a influência das perturbações.

Devemos atentar para os seguintes aspectos:

- O observador assintótico insensível as perturbações pode ser usado com êxito para medir variáveis cuja medição seja difícil ou onerosa. Pode ser aplicado tanto para reconstruir os estados do processo, com intuito de realizar um controle modal e estabilizar ou melhorar a dinâmica do sistema, como também pode ser utilizado para reconstruir a variável a ser controlada, e por conseguinte, eliminando o medidor naqueles processos onde a variação dos parâmetros produza um erro de observação menor que o erro produzido pelo medidor.

Devido ao progresso atual da mini e micro informática, um aumento da ordem do observador não ocasionará maiores problemas de tempo de computação.

Como já foi ressaltado, o esquema de observação que apresenta um melhor desempenho é o observador assintótico aumentado insensível as perturbações.

O observador de mínima ordem tem alguns inconvenientes, tais como: sensibilidade maior, relação sinal-ruído menor, desempenho no regime transitório pior, devido a overshoot observado, quando aplicamos um degrau de referência na entrada do pulsador.

Em nosso trabalho foi concluído o estudo sobre observadores de estado em simulação. Sobre a montagem real implementa

mos o observador a malha aberta usando a entrada e saída, o observador de ordem mínima e o observador insensível às perturbações. Quanto a regulação de velocidade com limitação de corrente foram feitos estudos em simulação híbrida e analógica. Em relação a montagem real, utilizamos as regulações implementadas por Schonek [2].

Em relação a indicações para novos trabalhos poderá ser estudada a implementação em microprocessadores, tanto do observador de estado, como do controle de máquinas elétricas.

Poderá ser otimizada a utilização dos ganhos de realimentação, tempos de amostragem e dinâmica dos observadores dentro do laço de controle, de forma a obtermos um comportamento ótimo.

Outro estudo a ser feito diz respeito ao estudo da filtragem dos sinais de entrada do observador, de forma a melhorar o desempenho dos estados observados no laço de controle.

Poderão ser estudados também os algoritmos de observação adaptativos com o controle e observação dos estados realizados simultaneamente. No que diz respeito a identificação dos parâmetros adaptativamente, pode ser estudado mais cuidadosamente a aplicação do algoritmo em processos com ruídos aleatórios e determinísticos.

Também pode ser desenvolvido um estudo sobre a sensibilidade do observador em relação a variação dos parâmetros do processo, de maneira a determinar a robustez do esquema completo.

APÊNDICE A: Modelo e Dados do Motor CC

O motor de corrente contínua controlado pela armadura pode ser representado esquematicamente pela figura a.1.

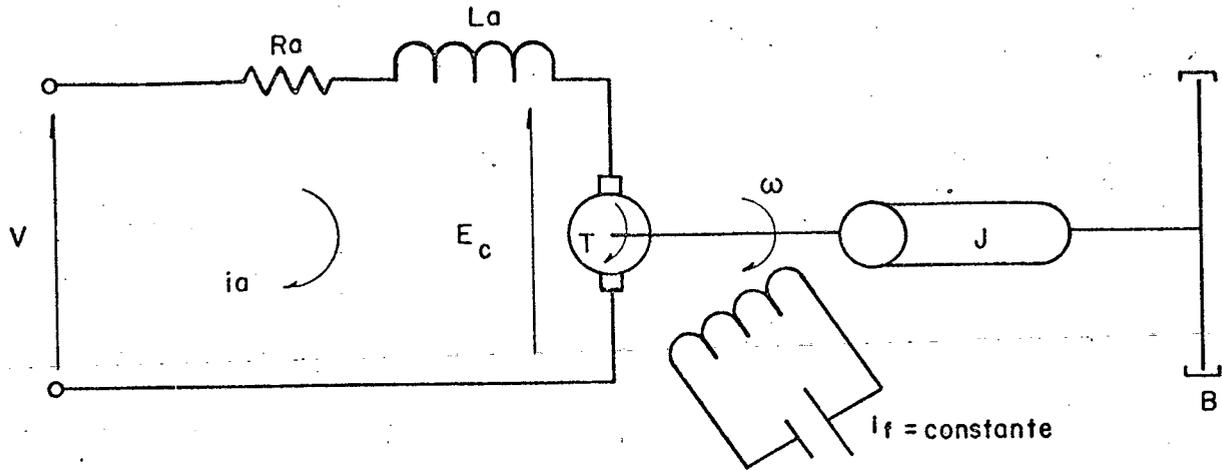


Fig. A1 - Representação esquemática do motor c.c.

Neste sistema temos:

- R_a resistência de armadura
- L_a indutância de armadura
- i_a corrente de armadura
- i_f corrente de campo
- v tensão aplicada a armadura
- E_c força contra-eletromotriz
- T torque motor
- T_r torque resistente
- J momento de inércia equivalente do motor com referência ao eixo do motor
- B coeficiente de atrito viscoso equivalente do motor com referência ao eixo do motor
- ω velocidade angular do motor.

Os valores utilizados para determinação dos esquemas de observadores de estado são:

$$R_a = 1,23 \Omega$$

$$L_a = 55 \text{ mH}$$

$$K_T = K_b = K = 0,543 \text{ v.s}$$

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

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

APÊNDICE B: Guia de Simulação Analógica

B.1 - Introdução:

Devido a importância do assunto achamos conveniente apresentar um guia sobre simulação analógica onde apresenta-se um método sistemático. Este apêndice foi baseado no artigo [40].

De maneira geral, a realização de uma simulação analógica origina os problemas seguintes:

- Obtenção do diagrama de simulação
- Escalonamento de amplitude
- Escalonamento de tempo

Nos parece importante recordar os seguintes aspectos:

- As variáveis dependentes são representadas por tensões contínuas limitadas pela tensão de saturação dos amplificadores operacionais. Por convenção, a unidade de tensão utilizada é "Unidade de Máquina" (U.M.);

- A variável independente é representada pelo tempo;
- O escalonamento de amplitude consiste em aplicar fatores de escala de amplitude que permitirão a maior variação possível das variáveis dependentes dentro dos limites admissíveis (± 1 UM), aumentando assim a precisão.

O escalonamento de tempo consiste em escolher um fator de escala que caracterizará a relação entre as velocidades de evolução da simulação e do fenômeno real. A escolha é feita de maneira a obter a solução do problema no tempo compatível com

a banda passante dos componentes do computador e dos equipamentos de análise da resposta (incluindo o usuário e suas limitações).

B.2 - Simulação de um Sistema Real com Coeficientes Constantes

Seja o sistema seguinte:

$$(I) \left\{ \begin{array}{l} \frac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_j x_j + \sum_{j=1}^p b_j u_j ; i = 1, 2, \dots, u \quad (1) \\ x_i(0) = x_{i0} \quad (2) \\ y_k = \sum_{j=1}^n c_j x_j + \sum_{j=1}^p d_j u_j ; k = 1, 2, \dots, q \quad (3) \end{array} \right.$$

B.2.1 - Obtenção do diagrama de simulação.

A cada equação diferencial do tipo (I, 1, 2) corresponderá, no computador analógico, um integrador-somador; e a cada equação algébrica do tipo (I, 3), um somador.

Convenções:

- Para maior clareza, escrevemos as variáveis físicas ou matemáticas com letras minúsculas, e as variáveis analógicas (de máquina) com letras maiúsculas.

- Todas as entradas são inversoras por tecnologia. Por conseguinte, as entradas ($X_1, \dots, X_j, U_1, \dots, U_j$) serão introduzidas com seu sinal e as saídas (x_i ou y_k) com sinal invertido ($-x_i$ e $-y_k$).

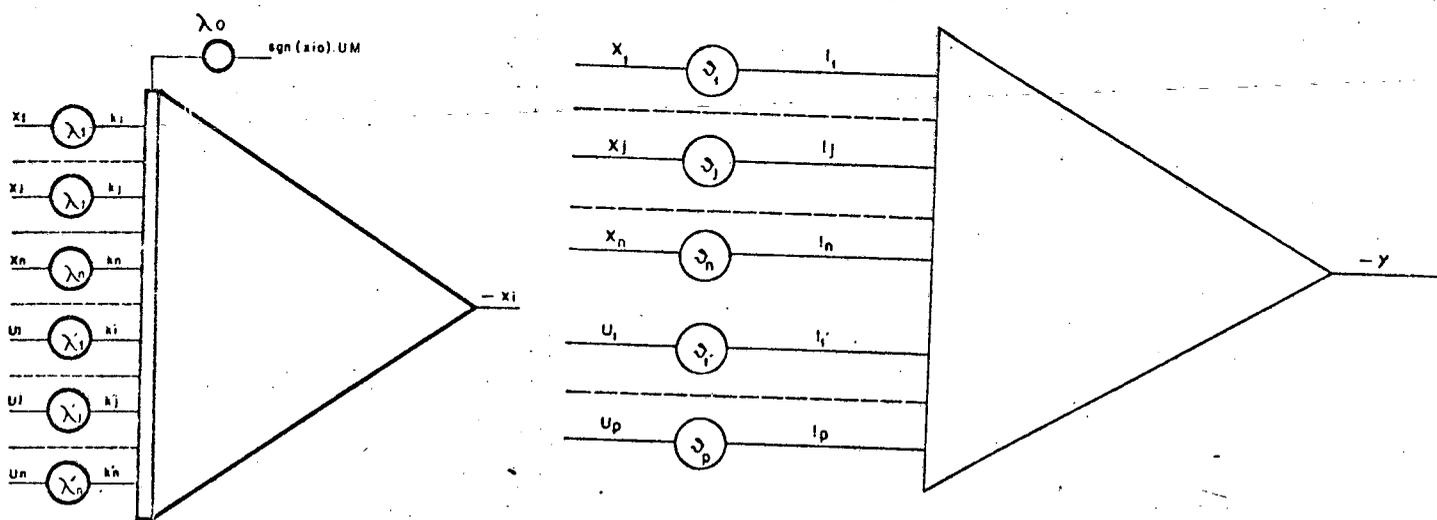


Fig. A2 - Representação de integrador e somador.

O sistema (I) será então representado por um conjunto de n integradores-somadores e p somadores, cujas entradas deverão ser conectadas ou com as saídas dos outros integradores-somadores (X_i), ou com tensões impostas (V_k).

As ligações poderão, eventualmente, implicar no uso de inversores.

Para a obtenção do diagrama de simulação completo falta somente determinar os valores dos potenciômetros (λ_j, γ_i) e

os ganhos de entrada dos integradores (k_j) e dos somadores (l_j), ou seja, das constantes de tempo de integração.

B.2.2 - Valores dos potenciômetros - Determinação das constantes de tempo de integração.

A base do escalonamento é a elaboração de uma equação de máquina a partir da equação matemática a ser simulada.

Seja x a variável matemática (ou física) e X a variável analógica correspondente (disponível sobre o computador). A fim de realizar a correspondência entre x e X , definimos um fator de escala f_x , tal que:

$$X = f_x \cdot x$$

Para melhorar a precisão, é interessante usar a tensão máxima disponível no computador (1 U.M.); conseqüentemente, fazendo corresponder o valor máximo da variável matemática com 1 U.M., obtem-se:

$$f_x = \frac{1 \text{ [U.M.]}}{x_{\max} \text{ [U.F.]}}$$

onde $x_{\max} = \max (|x|)$

Logo, conhecendo x_{\max} , f_x será automaticamente determinado. Quando x_{\max} não é conhecido, um simples aumento de valor (mesmo grosseiro) será suficiente numa etapa inicial. (Uma vez simulado o comportamento do sistema, x_{\max} poderá ser determinado mais precisamente).

De outra parte, se escolherá um "tempo de máquina" (t_m), que permitirá uma observação adequada do fenômeno estudado:

$$t_m = \alpha t$$

onde α : fator de escala de tempo

A partir dessas considerações, o sistema (I) se escreverá, em "linguagem de máquina":

$$\frac{\alpha}{f_{x_i}} \frac{dx_i}{dt_m} = \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{f_{x_j}} x_j + \sum_{j=1}^p \frac{b_j}{f_{u_j}} u_j$$

$$\frac{x_i(0)}{f_{x_i}} = x_{i0}$$

$$y_k = \sum_{j=1}^n \frac{c_j}{f_{x_j}} x_j + \sum_{j=1}^p \frac{d_j}{f_{u_j}} u_j$$

ou ainda

$$\frac{dx_j}{dt_m} = \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{\alpha} \cdot \frac{x_{j\max}}{x_{j\max}} x_j + \sum_{j=1}^p \frac{b_j}{\alpha} \cdot \frac{u_{j\max}}{x_{j\max}} u_j$$

$$x_i(0) = \frac{x_{i0}}{x_{i\max}}$$

$$y_k = \sum_{j=1}^n c_j \cdot \frac{x_{j\max}}{y_{k\max}} x_j + \sum_{j=1}^p d_j \frac{u_{j\max}}{y_{k\max}} u_j$$

Relacionando o sistema II com a figura 1, é simples ver que:

$$\lambda_{j,k_j} = \frac{\alpha_j}{\alpha} \cdot \frac{x_{jmax}}{x_{imax}}$$

$$\lambda_{j,k_j} = \frac{b_j}{\alpha} \frac{u_{jmax}}{x_{imax}} \quad ; i = 1, 2, \dots, n$$

$$\lambda_0 = \frac{x_{i0}}{x_{imax}}$$

$$\gamma_{j,\ell_j} = c_j \frac{x_{jmax}}{y_{kmax}}$$

$$\gamma_{j,\ell_j} = d_j \frac{u_{jmax}}{y_{kmax}} \quad ; k = 1, 2, \dots, q$$

Finalizando, uma vez determinados os valores máximos das variáveis, escolhe-se o fator de escala de tempo, de maneira que todos os λ_{λ} e γ_{ℓ} sejam compreendidos entre 1 e 10.

Esta escolha assegura uma velocidade de resolução do problema adequada, tanto do ponto de vista dos componentes (constantes de tempo de integração de 0,1 a 1 segundo), como dos periféricos a serem utilizados (ploter, gráfico, etc.).

B.3 - Conclusão.

O princípio de escalonamento através da elaboração da equação de máquina pode ser generalizado para qualquer equação e constitui um meio sistemático de programação.

No caso particular de um sistema linear com coeficientes constantes não é necessário escrever explicitamente a equação de máquina. Os valores dos λ_k se obterão aplicando as equa

ções seguintes:

$$\lambda_k \begin{matrix} \text{(integrador-} \\ \text{-somador)} \end{matrix} = \frac{\text{ganho real}}{\alpha} \cdot \frac{\text{valor máx. da entrada}}{\text{valor máx. da saída}}$$

$$\lambda_k \text{(somador)} = \text{ganho real} \cdot \frac{\text{valor máx. de entrada}}{\text{valor máx. de saída}}$$

$$\lambda_0 = \frac{\text{valor da condição inicial}}{\text{valor máx. da saída}}$$

que permite a determinação rápida do diagrama de simulação completo.

Devemos ressaltar que, quando se trabalha com um computador híbrido (que permite o ajuste automático dos potenciômetros), este método de programação, que conduz a expressões literais dos valores a ajustar, constitui uma ferramenta poderosa.

APÊNDICE C: Apresentação dos Computadores Analógico e Digital e dos Programas Utilizados.

C.1 - Estrutura Geral

Ambos computadores podem ser usados como um computador híbrido. A ligação entre eles é realizada por uma interface híbrida.

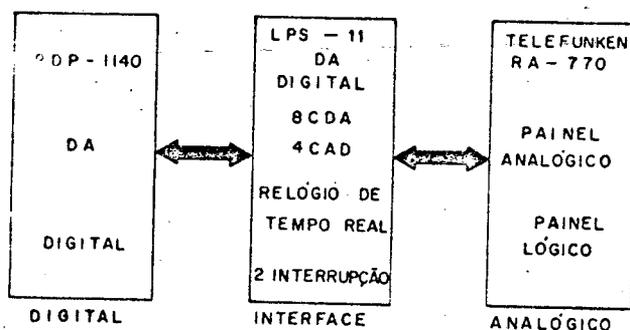


Fig. A3 - Estrutura Geral

C.2 - Computador Analógico Telefunken RA770

O computador analógico Telefunken é uma máquina funcionando em 10 volts, que comporta uma parte lógica e uma parte analógica.

A capacidade atual do analógico é de 30 amplificadores (dos quais 12 integradores) e 36 potenciômetros (16 manuais e 20 servo-potenciômetros). Apresenta a vantagem de ter componentes diversos com alta confiabilidade: multiplicadores, divisores, raiz quadrada, track-store, geradores de seno e cosseno, etc.

A parte lógica do computador é composta de:

- 8 portas NAND com duas entradas;
- 4 portas NAND com quatro entradas;
- 8 portas NOR com duas entradas

- 16 inversores;
- 8 Flip-Flops

Existe também uma interface entre os painéis analógico e lógico. Esta interface tem:

- 2 comparadores;
- controle individual dos integradores;
- controle de quatro relés analógicos;
- 20 ligações entre os dois painéis.

C.3 - Computador digital PDP 1140.

a) Hardware: O PDP11 trabalha com instruções e palavras de 16 bits. A capacidade de memória é atualmente, na UFSC, 24 K palavras.

b) Software:

α - O software standard do PDP é o seguinte:

- . Assembler
- . Compilador Fortran IV
- . Linguagem Conversacional (BASIC)
- . Editor de Textos (EDIT)
- . Programa de Linkagem (LINK)
- . Programa de gerenciamento de periféricos (PIP)
- . Biblioteca Fortran (FLIB)

β - Programas utilitários usados neste trabalho:

- Determinação dos autovalores de uma matriz (AUTO)

O programa é tirado de um trabalho de: J. GRAD and M. A. BREBNER (Communications of the ACM, Vol. 11, n.º 12, Dec. 1968), e permite determinar os autovalores de uma matriz de or-

dem inferior a 30.

- Posicionamento de polos de um sistema Linear
(PPOLOS)

O programa de posicionamento de polos segue o seguinte algoritmo [2], onde são dadas as matrizes A, B os autovalores δ e tem como resultado a matriz de realimentação k:

1. Encontrar o polinômio característico de A:

$$\det (SI-A) = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \dots + \alpha_n$$

2. Calcular

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

3. Calcular

$$\bar{K} = [\alpha_n - \bar{\alpha}_n, \alpha_{n-1} \dots \alpha_1 - \bar{\alpha}_1]$$

4. Calcular

$$q^{n-1} = Aq^{n-i+1} + \alpha_i q^n$$

para $i = 1, 2, \dots (n-1)$; com $q^n = b$

5. Montar

$$Q = [q^1 \ q^2 \ \dots \ q^n]$$

6. Encontrar

$$P = Q^{-1}$$

7. Calcular

$$K = \bar{K}P$$

- Discretização de um sistema contínuo:

$$\dot{X}(t) = FX(t) + Gu(t) + Hw(t) \quad (\text{DIS})$$

O sistema discreto é definido por:

$$X[(n+1)T] = e^{FT} X(nT) + \int_0^T e^{F\delta} G u(n\delta) d\delta + \int_0^T e^{F\delta} H w(n\delta) d\delta$$

ou

$$X[(n+1)T] = A(T) X(nT) + B(T) U(nT) + D(T) W(nT)$$

com

$$\begin{aligned} A(T) &= e^{FT} \\ B(T) &= \int_0^T e^{F\delta} G d\delta \\ D(T) &= \int_0^T e^{F\delta} H d\delta \end{aligned}$$

O programa realiza o cálculo das matrizes $A(T)$, $B(T)$ e $D(T)$ a partir dos dados F , G , H e do período de amostragem [39].

- Determinação de um Observador de Mínima Ordem (OBSR)

O programa digital para cálculo do observador de mínima ordem foi baseado no seguinte fluxograma:

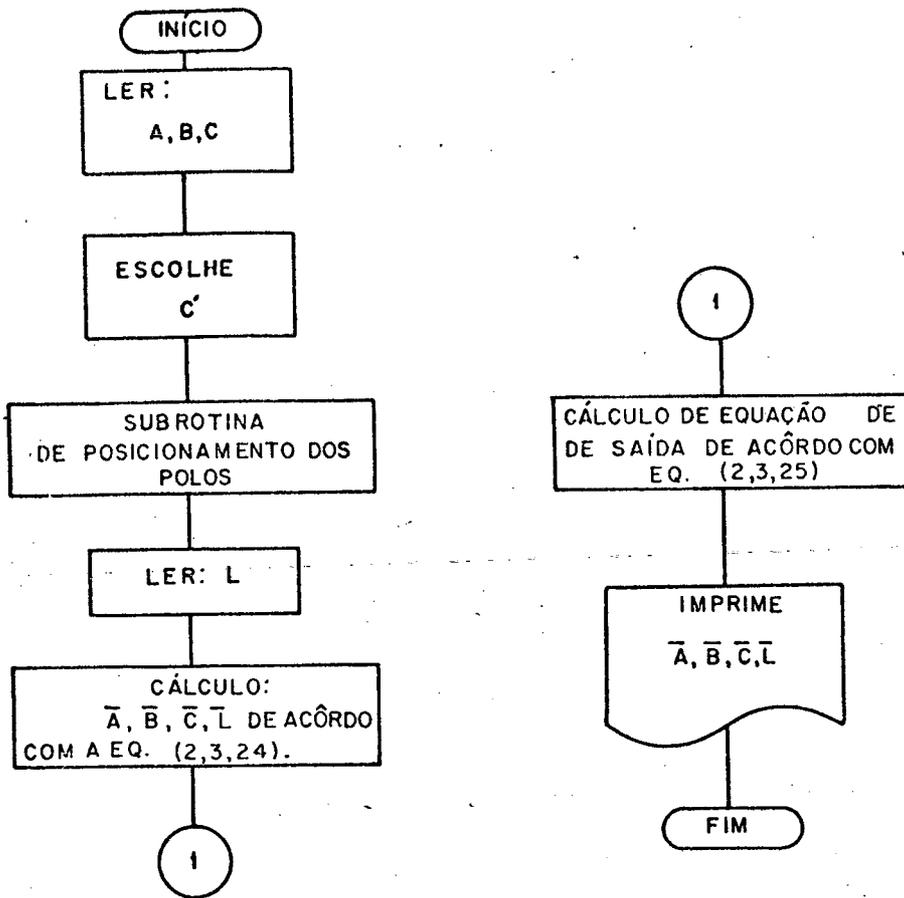


Fig. - Fluxograma do Observador de Mínima Ordem.

- Simulação de um Sistema Linear (ISL)

Programa conversacional que permite simular um sistema linear da forma:

$$\dot{X} = AX + BU + DW$$

com a capacidade máxima de:

- 10 variáveis de estado
- 10 entradas
- 10 perturbações
- 200 pontos de armazenamento

As entradas e as perturbações podem ser do tipo:

- polinomial (até grau 9)
- senoidal
- exponencial

Dois tipos de programas são implementados sobre o POP:

- ISLR: usando uma subrotina de integração segundo o método de Runge-Kutta de 4ª ordem;
- ISLA: usando uma subrotina de integração numérica segundo o método de "Adams-Moulton Predictor-Corrector".

- Controle Digital de um Processo Real (ou simulado no computador analógico):CDIG

A lei de controle da forma geral seguinte:

$$Z(K+1) = EZ(K) + PY(K) + T R(K)$$

$$U(K) = QZ(K) + RY(K) + SYR(K)$$

onde:

Y(K) é a saída do processo no instante KT

U(K) é a entrada do processo no instante KT

YR(K) é a referência gerada no computador (pode ser polinomial, senoidal ou exponencial).

O esquema seguinte mostra a estrutura do controle:

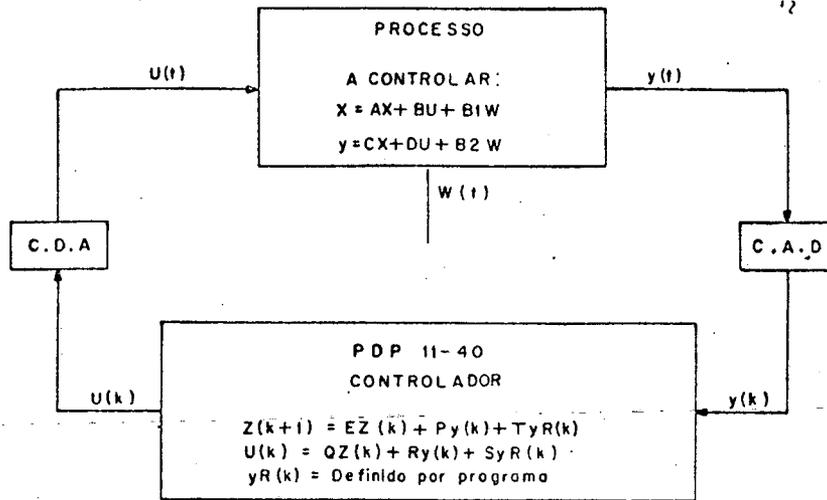


Fig. - Estrutura de Controle

O período de amostragem se escolhe por programa.

c) Periféricos:

Os periféricos usados no nosso trabalho são:

- Uma teletipo
- Uma unidade de "Floppy-disk"
- Leitora de fita de papel
- Perturbadora de fita de papel
- Uma impressora série.

C.4 - Interface Híbrica.

Ela é composta de:

- 4 conversores digitais-analógicos (CDA)
- 8 conversores analógicos-digitais (CAD)

Os conversores analógicos-digitais tem um tempo de con

versão de:

19 μ s para 12 bits

4,5 μ s para 8 bits

O relógio de tempo real tem uma frequência de base de 1MHz. Por programação pode-se escolher frequências múltiplas.

BIBLIOGRAFIA

- [1] LUENBERGER, D.G., "Observing the State of a Linear System", IEEE Trans. Military Eletronics, Vol. MIL-8, pp. 74-80, 1964.
- [2] CHEN, C.T., "Introduction to Linear System Theory", Holt Rinhart and Winston, 1970.
- [3] SCHONEK, J., "Pulsador reversível para a alimentação de uma máquina de corrente contínua nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade". Anais do 2º Congresso Brasileiro de Automática, 1978, pp. 735-745.
- [4] LORD and HNANG, "DC Motor Model Parameters", IEEE Trans., Vol. IA-13, nº 3 (May-June 1977), pp. 335-337.
- [5] CHAUPRADE, R., "Comande Electronique des Moteurs a Courant contium", Eyrolles, Paris 1975.
- [6] ABBOTT and WHEELER, "Simulation and Control of Thyristor Drives", IEEE Transaction, Vol. IECI-25, nº 2, May 1978, pp. 130-137.
- [7] LUENBERGER, D.G., "Observers for Multivariable Systems", IEEE Trans. ou Automatic Control, Vol. AC-11, nº 2, April 1966, pp. 190-197.
- [8] OLIVEIRA e LUCCHÊSE, "Regulação de Velocidade de motor c.c., com limitação de corrente e de seu gradiente. Método simplificado de cálculo". Anais do 3º Congresso Brasileiro de Automática, 1980, pp. 385-391.
- [9] LIN and KOEPEL, "A Microprocessor Speed Control System", IEEE Trans., Vol. IECI 24, nº 3, August 1977, pp. 241-247.
- [10] PARESH SEN and DORADLA, "Evolution of Control Schemes for Thyristor-controlled DC Motors". IEEE Trans., Vol. IECI-25, nº 3, August 1978, pp. 247-255.

- [11] PARESH SEN and MACDONALD, "Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal", IEEE Trans., Vol. IECI-25, n^o 4, November 1978, pp. 347-354.
- [12] BHATTACHARYYA, S.P., "The Structure of Robust Observers", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC, August 1976, pp. 581-588.
- [13] MALONEY and ALVARADO, "A Digital Method for DC Motor Speed Control", IEEE Trans., Vol. IECI-23, n^o 1, February 1976, pp. 44-46.
- [14] LE-HUY Hoang, "A Synchronons Thyristorized DC Motor Drive", IEEE Trans., Vol. IA-15, n^o 2, March/April 1979, pp. 183-188.
- [15] NISIT and CHATTOPADHYAY, "Modeling an SCR Bridge DC Motor Drive", IEEE Trans., Vol. IECI-25, n^o 2, May 1978, pp. 187-189.
- [16] DAVISON, GESING and WANG, "An Algorithm for obtaining the Minimal Realization of a Linear Time-Invariant System and Determining et a System is Stabilizable-Detectable" IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-23, n^o 6, December 1978, pp. 1048-1054.
- [17] CHAN, CHMIEL and PLANT, "A Microprocessor-Based Current Controller for SCR-DC Motor Drives", IEEE Trans., Vol. IECI-27, n^o 3, August 1980, pp. 169-175.
- [18] KRSHNAN and RAMASWAMI, "Speed Control of DC Motor Using Thyristor Dual Converter", IEEE Trans. Vol. IECI-23, n^o 4, November 1976, pp. 391-399.
- [19] NIENIENSKI and MARLEAU, "Digital Simulation of an SCR-Driven DC Motor", IEEE Trans., Vol. IA-14, n^o 4, July/August 1978, pp. 341-346.
- [20] EAPEN, VENKATESAN and GOPTA, "Steady-State and Stability Analysis of Analog-Type Phase-Locked Loop DC Motor

- Control System'', IEEE Trans., Vol. IECI-27, nº 2, May 1980, pp. 87-91.
- [21] MUNRO, ''Pole Assignment'', Prol. IEE, Vol. 126, nº 6, June 1979, pp. 549-554.
- [22] WILLIAMS, ''Complete State-Space Digital Computer Simulation of Chopper-Fed DC Motors'', IEEE Trans., Vol. IECI-25, nº 3, August 1978, pp. 255-260.
- [23] TAYLOR, ''Industrial Drives - D.C. Motors'' Electrical Review, Vol. 207, nº 5, August 1980, pp. 33-35.
- [24] RODRIGUES, A.L., ''Motor de corrente contínua sem escovas, um motor com comutação eletrônica'', Electricidade, nº 148, Fevereiro 1980, pp. 56-62.
- [25] BOSE and JENTSEN, ''Digital Speed Control of a DC Motor with Phase-Locked Loop Regulation'', IEEE Trans., Vol. IECI-25, nº 1, February 1978, pp. 10-13.
- [26] LINDSAY, J.F., ''An Electromechanical Network Model of the DC Motor'' IEEE Trans., Vol. IA-14, nº 3, May/June 1978, pp. 227-233.
- [27] HABIBULLAH, SINGH, SOO and ONG, ''A New Digital Speed Transducer'', IEEE Trans., Vol. IECI-25, nº 4, November 1978, pp. 339-342.
- [28] DORAISWAMI e LIVRAMENTO, ''O problema do Servomecanismo Robusto para Sistemas Amostrados Lineares'', Anais do 3º Congresso Brasileiro de Automática, 1980, pp. 73-80.
- [29] SIVAN and KWAKERNAAK, ''Linear Optimal Control Systems'', wiley - Intercience, 1972.
- [30] FERNANDES, J.M., ''Estudo de Identificadores Adaptativos para Processos com Estado Acessível'' Dissertação de Mestrado - UFSC - 1980.

- [31] COSTA, L.A.M., "Projeto e implementação de uma Estrutura Híbrida de Controle Digital, Baseados nos problemas de Servomecanismo Robusto e do Regulador Linear Discreto" Dissertação de Mestrado - UFSC - 1979.
- [32] FRAGA, J.S., "Controle de velocidade de Motor c.c. usando Microcomputador", Tese de Mestrado - UFSC - 1979.
- [33] SANTOS, J.A.R., "Computação Analógica" Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1974.
- [34] DIANESE, A., "Computação e Simulação Analógica e Híbrida", MacGraw-Hill do Brasil LTDA., 1977.
- [35] DORF, R.C., "Sistemas Automáticos de Control, Fondo Educativo Interamericano 1977.
- [36] KUSKO, A., "Solid-State DC Motor Drives" The M.I.T. Press, 1969.
- [37] OGATA, D., "Ingenieria de Control Moderna", Editorial Prentice/Hall, Internacional, 1974.
- [38] CARDOSO FILHO, M., "Identificação em Tempo Real de Sistemas Lineares pelo Método da Correlação", Tese de Mestrado -UFSC - 1979.
- [39] J. CADZOW and H. MARTENS "Discrete-Time and Computer Control Systems", Prentice-Hall. INC, 1970.
- [40] F. BORDRY y A. BRUCIAPAGLIA, "Simulacion Analogica: Un metodo Sistemático", VII Simposio Nacional de Control Automatico 3/7 de Noviembre 1980 - Buenos Aires.