

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

APLICAÇÃO DO CONTROLE DE ESTRUTURA VARIÁVEL PARA
REGULAÇÃO DE VELOCIDADE DE GRUPOS GERADORES

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

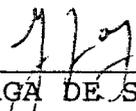
FERNANDO HAPPEL PONS

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO 1987

APLICAÇÃO DO CONTROLE DE ESTRUTURA VARIÁVEL PARA
A REGULAÇÃO DE VELOCIDADE DE GRUPOS GERADORES

FERNANDO HAPPEL PONS

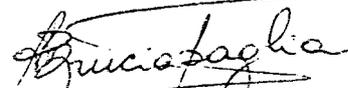
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE
EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM
SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. LUIZ GONZAGA DE SOUZA FONSECA, D.Sc.

ORIENTADOR

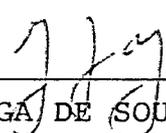
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA



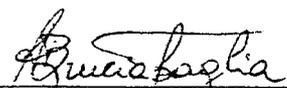
Prof. AUGUSTO HÚMBERTO BRUCIAPAGLIA, Dr. Ing.

CO-ORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA



Prof. LUIZ GONZAGA DE SOUZA FONSECA, D.Sc.



Prof. AUGUSTO HÚMBERTO BRUCIAPAGLIA, Dr. Ing.



Prof. ANTONIO JOSÉ ALVES SIMÕES COSTA, Ph.D.



Engº ALQUINDAR DE SOUZA PEDROSO, M.Sc.

Para Sandra e Beatriz

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Luiz Gonzaga de Souza Fonseca pelas sugestões e confiança depositada neste trabalho.

Ao Professor Augusto Humberto Bruciapaglia pelo apoio recebido ao longo de todo o Curso de Pós-Graduação.

Ao Eng^o Paulo Marcos Pinheiro de Paiva pelo incentivo.

Ao Eng^o João Marcos Castro Soares pelas sugestões e colaboração, especialmente nos ensaios de campo.

Às Centrais Elétricas do Sul do Brasil S.A. pelo apoio material.

A minha esposa Sandra pelo incentivo e valiosa ajuda na datilografia e revisão deste trabalho.

S U M Á R I O

RESUMO.....	i
ABSTRACT.....	ii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 - Considerações Iniciais.....	1
1.2 - Objetivo.....	2
1.3 - Desenvolvimento do Trabalho.....	4
CAPÍTULO 2 - ASPECTOS DE CONTROLE DE ESTRUTURA VARIÁVEL	6
2.1 - Introdução.....	6
2.2 - Conceituação.....	7
2.3 - O Regime de Escorregamento.....	13
2.3.1 - Conceituação.....	13
2.3.2 - Imperfeições no Mecanismo de Comutação.....	17
2.4 - Propriedades dos Sistemas de Estrutura Variável.....	30
2.4.1 - Redução de Ordem.....	30
2.4.2 - Invariância.....	33
2.5 - Estabilidade dos Sistemas de Estrutura Variável.....	35
2.6 - Determinação dos Hiperplanos de Comutação de Estru <u>turas</u>	39
2.6.1 - Método do Escorregamento Ótimo.....	39
2.6.2 - Primeiro Método de Posicionamento de Polos...	44
2.6.3 - Segundo Método de Posicionamento de Polos....	45
2.6.4 - Método Proposto.....	50

2.7 - Conclusões.....	56
CAPÍTULO 3 - PROJETO DE REGULADORES DE ESTRUTURA VARIÁVEL	58
3.1 - Introdução.....	58
3.2 - Metodologia de Projeto.....	58
3.3 - Algoritmo para Cálculo do Controlador de Estrutura Va riável.....	64
3.4 - Exemplo.....	65
3.5 - Conclusões.....	69
CAPÍTULO 4 - APLICAÇÕES EM CONTROLE DE UNIDADES GERADORAS	70
4.1 - Introdução.....	70
4.2 - Sincronização de Geradores.....	71
4.3 - Regulação de Velocidade.....	72
4.3.1 - Modelos Utilizados.....	72
4.3.2 - Cálculo do Regulador de Velocidade de Estrutu ra Variável.....	76
4.3.3 - Simulação Digital.....	84
4.3.4 - Simulação Usando Computador Analógico com Con trolador de Estrutura Variável Realizado por Microcomputador.....	112
4.3.5 - Ensaios de Campo.....	116
4.4 - Regulação de Tensão.....	121
4.4.1 - Modelos Utilizados.....	122
4.4.2 - Cálculo do Controlador.....	124
4.4.3 - Simulações.....	126

4.5 - Regulação de Velocidade em Sistema Isolado.....	136
4.5.1 - Cálculo do Controlador.....	137
4.5.2 - Simulações.....	140
4.6 - Conclusões.....	144
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES	146
5.1 - Considerações Iniciais.....	146
5.2 - Conclusões.....	147
5.3 - Sugestões.....	150
APÊNDICE	
Programa para o Cálculo de Controlador de Estrutura Variável.....	152
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	157

RESUMO

Este trabalho trata da aplicação dos sistemas de controle de estrutura variável para a regulação de velocidade de unidades geradoras, visando agilizar o processo de sincronização destas unidades ao sistema elétrico.

Também é investigado o uso destes sistemas para a regulação de tensão na operação a vazio e para a regulação de velocidade em sistema elétrico isolado.

Apresentam-se aspectos conceituais e as principais características e propriedades dos sistemas de controle de estrutura variável. Desenvolve-se uma metodologia de uso geral para o projeto de controladores de estrutura variável.

Através de simulações digitais e analógicas são feitas comparações com os reguladores convencionais.

Descreve-se uma aplicação do controlador proposto em uma unidade geradora de grande porte.

ABSTRACT

This work deals with the application of variable structure control systems for speed regulation of generation units, in order to speed up their synchronization process to the electrical system.

The application of variable structure control systems for off-line generator voltage regulation is also investigated, as well for speed regulation of an island electrical system.

Conceptual aspects and the main characteristics and properties of variable structure control systems are presented. A general purpose methodology of variable structure controllers project is developed.

The variable structure controllers are compared with the traditional regulators through digital and analog simulations.

The application of the proposed controller to a large generation unit is described.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - Considerações Iniciais

Um sistema de controle eficiente deve apresentar três características fundamentais: elevada precisão, rápida resposta dinâmica e boa estabilidade. Além disto, estas características devem ser preservadas mesmo diante de certas variações de parâmetros do sistema controlado e de perturbações externas.

Os controladores ditos convencionais, de ação contínua, como os PID por exemplo, nem sempre podem atender estes requisitos com índices de desempenho rigorosos. Normalmente estes controladores são ajustados para um ponto de operação do sistema controlado, em geral o ponto considerado mais crítico.

Uma maneira de resolver o problema de readequar os controladores para novas condições operativas seria o uso de controle adaptativo com modelo de referência [25]. Porém, a identificação de parâmetros em tempo real nem sempre é viável do ponto de vista prático, notadamente na presença de ruído. Além disto, o tempo necessário ao cálculo dos parâmetros pode ser demasiado longo, inviabilizando este tipo de controle.

Outro problema que pode conduzir a um desempenho ruim dos controladores é a presença de não-linearidades no sistema controlado.

Os sistemas de controle de estrutura variável per-

mitem que muitos destes requisitos de performance sejam atendidos. Neste trabalho serão considerados como sistemas de controle de estrutura variável aqueles que apresentam o "regime de escorregamento", o qual será oportunamente definido.

Os sistemas de controle de estrutura variável constituem uma categoria particular de sistemas não-lineares autoadaptativos. Nestes sistemas ocorrem mudanças de estrutura e/ou parâmetros do controlador de acordo com a posição relativa dos estados do sistema em relação a um hiperplano (ou conjunto deles, no caso multi-variável) previamente definido no espaço de estado.

Os sistemas de estrutura variável começaram a ser estudados com mais afinco a partir da década de 60, quase que exclusivamente por pesquisadores soviéticos, após os trabalhos de Filippov [18] sobre soluções de equações diferenciais com segundo membro descontínuo. Os sistemas de estrutura variável têm seu comportamento descrito por este tipo de equação diferencial.

A principal característica dos sistemas com controle de estrutura variável é a da invariância com relação à variação de parâmetros e a certos distúrbios quando no regime de escorregamento [39], [40]. Neste sentido, sua aplicação em controle de sistemas elétricos de potência merece ser investigada, uma vez que nestes sistemas ocorrem importantes variações de parâmetros com as mudanças dos seus pontos de operação.

1.2 - Objetivo

O uso de controladores baseados na teoria de sistemas de estrutura variável em sistemas elétricos de potência tem

sido pouco investigado. A literatura pesquisada revela poucos trabalhos nesta área. Resta portanto um espaço a ser explorado, no qual esta dissertação pretende dar sua contribuição.

Esta dissertação trata da aplicação de sistema de controle de estrutura variável para o controle de unidades geradoras, principalmente na regulação de velocidade de turbinas hidráulicas.

O objetivo principal é agilizar o processo de sincronização de um gerador ao sistema elétrico, o que em determinadas circunstâncias pode ser extremamente importante, através da melhoria do desempenho do seu regulador de velocidade.

De fato, para atingir esta meta necessita-se de um excelente sistema de regulação de velocidade, que responda rapidamente aos comandos do operador ou do dispositivo de sincronização automática, com pequena ultrapassagem e bom amortecimento.

Os reguladores de velocidade tradicionais (PI ou PID) nem sempre conseguem apresentar estas características de desempenho, principalmente se suas partes mecânicas têm razoáveis zonas mortas. Estas não-linearidades levam os reguladores de velocidade a apresentar ciclos limites, cuja amplitude pode ser até superior às correções que os dispositivos de sincronização automática necessitam fazer para equalizar a frequência das máquinas à do sistema [12], [36]. Isto obviamente traz dificuldades à sincronização de uma máquina ao sistema elétrico.

Para melhorar o desempenho da regulação de velocidade será empregado um controlador de estrutura variável. Este deverá proporcionar uma expressiva redução dos ciclos limites, mesmo diante de razoáveis zonas mortas em suas partes mecânico-hi

dráulicas, ter pequeno tempo de resposta e pequena ultrapassagem para pequenas variações na referência. Além disto, é importante que apresente uma boa robustez para os parâmetros sujeitos a variações ou incerteza de valores.

Adicionalmente, embora não seja muito relevante sob o ponto de vista de agilização do processo de sincronização de uma máquina ao sistema elétrico, será aplicado um controlador de estrutura variável para melhorar o desempenho da regulação de tensão. Outras aplicações em controle de unidades geradoras também serão investigadas.

1.3 - Desenvolvimento do Trabalho

Os sistemas de controle de estrutura variável ainda são pouco difundidos em nosso meio. Quase todo o seu desenvolvimento teórico tem sido feito na União Soviética, e a literatura ocidental cobre apenas uma parcela do trabalho já realizado. Em razão disto, decidiu-se dedicar o Capítulo 2 a uma apresentação dos sistemas de controle de estrutura variável com regime de escorregamento, baseando-se principalmente na literatura pesquisada. Esta porém não revela uma metodologia clara para o projeto de controladores de estrutura variável que possa ser posta a nível de algoritmo. Isto é desenvolvido no Capítulo 3, onde se propõe um método para o cálculo de controladores de estrutura variável. O método proposto permite que, a partir dos autovalores que se deseja para o sistema, se calcule o controlador de estrutura variável de forma computacional.

Uma vez conceituados os sistemas de controle de es

estrutura variável e elaborada uma metodologia de projeto dos controladores, aplica-se este tipo de controle em unidades geradoras visando atingir os objetivos descritos na seção anterior. Isto é feito no Capítulo 4, onde além do projeto dos controladores de estrutura variável são efetuadas uma série de simulações digitais visando comparar este tipo de controle com controles do tipo "tradicional". Além disto, para o caso da regulação de velocidade, é feita uma simulação em computador analógico com o controlador de estrutura variável realizado por um microcomputador digital. É ainda mostrada uma aplicação real para o controle de velocidade em uma unidade geradora de grande porte com o controlador também realizado digitalmente.

Finalmente, no Capítulo 5 são expressas as conclusões do trabalho, bem como são feitas sugestões para futuras investigações.

CAPÍTULO 2

ASPECTOS DE CONTROLE DE ESTRUTURA VARIÁVEL

2.1 - Introdução

Neste Capítulo discorre-se sobre alguns dos aspectos mais significativos da teoria dos sistemas de controle de estrutura variável, de modo a formar o embasamento necessário ao desenvolvimento dos capítulos relativos a projeto de controladores e de aplicação desta dissertação.

Inicialmente procura-se conceituar os sistemas de controle de estrutura variável, valendo-se de certas definições e de exemplos bem simples.

A seguir apresenta-se a principal característica dos sistemas de controle de estrutura variável, que é o regime de escorregamento nas superfícies de comutação.

Algumas importantes propriedades dos sistemas de estrutura variável, como a da invariância com relação a variação de parâmetros e certos distúrbios, e a redução de ordem do sistema quando no regime de escorregamento, são enfocados.

Discute-se ainda a questão da estabilidade dos sistemas de estrutura variável.

Segue-se a apresentação de métodos para determinação das hipersuperfícies de comutação, de vital importância para o projeto de sistemas de controle de estrutura variável.

2.2 - Conceituação

Sistemas de estrutura variável são uma classe especial de sistemas não lineares nos quais podem ocorrer variações em sua estrutura durante o processo transitório. A estrutura desta classe de sistemas é propositalmente alterada de acordo com determinada lei de mudança de estrutura.

Os sistemas de controle de estrutura variável possibilitam que se resolva um dos problemas mais críticos comumente encontrados ao se projetar um controlador, que é o atendimento de especificações de desempenho tais como precisão, rapidez de resposta e amortecimento, as quais muitas vezes se contrapõem quando, por exemplo, se procura ajustar os ganhos de um controlador PID.

Outro problema que frequentemente ocorre são variações significativas dos parâmetros do sistema controlado com o ponto de operação ou por condições ambientais, desgaste, etc. Pode ainda ocorrer de não se conhecer com exatidão os valores dos parâmetros do sistema controlado. Nestes casos, o emprego de um controlador de estrutura variável também pode ser uma solução eficaz.

Inúmeras são as possibilidades existentes para a escolha de leis para reger a comutação de estruturas que permitam uma melhoria no desempenho de um sistema de controle, quando comparado com um controlador de estrutura fixa.

Pode-se, como em [39], fazer a comutação de um controle proporcional para um proporcional-derivativo quando o erro cai abaixo de certo valor, obtendo-se um desempenho bastante satisfatório para um sistema de segunda ordem. Ou então, por exem-

plo, quando o requisito de precisão é rigoroso, utilizar-se um controlador com a seguinte lei de controle:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \text{ para } |e(t)| \geq \delta$$

$$u(t) = K_I \cdot \int_{t_1}^t e(t) \cdot dt \text{ para } |e(t)| < \delta$$

onde K_p , K_I e δ são constantes, t_1 o instante que ocorre a comutação para o controle integral e $e(t)$ o erro do sistema.

A escolha adequada de K_p , K_I e δ pode propiciar as vantagens do controle proporcional (rapidez) e do integral (precisão), minimizando os efeitos negativos de cada um [23].

Diversos outros esquemas de alteração de estrutura poderiam ser vistos, porém o enfoque que se pretende dar a esta dissertação é para os sistemas de controle de estrutura variável que apresentam o chamado regime de escorregamento, com as mudanças de estrutura ocorrendo a uma frequência teoricamente infinita. Daqui para frente serão considerados sistemas de controle de estrutura variável ou simplesmente, sistemas de estrutura variável, aqueles que apresentam o regime de escorregamento. Na seção 2.2 será discutido em detalhe o problema do escorregamento.

Nestes sistemas a mudança de estrutura não segue uma programação fixa. São os estados do sistema que determinam os instantes em que ocorrem as alterações de estrutura, bem como o tipo de estrutura formada.

Estas mudanças de estrutura ocorrem quando os estados do sistema atingem um hiperplano previamente definido (ou um conjunto deles no caso multivariável) no espaço de estado.

Uma característica importante dos sistemas de es-

estrutura variável é que não necessariamente deve-se ter todas as estruturas possíveis de serem formadas estáveis para que o sistema seja estável. Pode ocorrer, como se verá no exemplo a seguir, que mesmo com todas as possíveis estruturas sendo instáveis, o sistema seja estável [40].

Exemplo:

Considere o seguinte sistema:

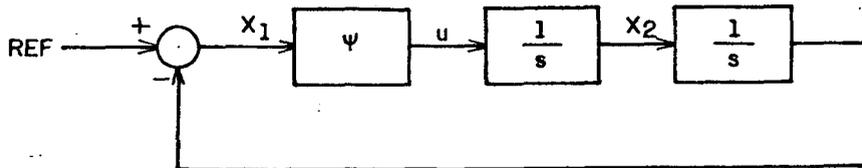


Figura 2.1

Em termos de equações de estado pode-se descrevê-lo como:

$$\dot{x}_1 = -x_2 + \text{ref} \quad (2.2.1)$$

$$\dot{x}_2 = u$$

ou ainda, considerando a entrada constante e substituindo u por ψx_1 :

$$\dot{x}_1 = -x_2 \quad (2.2.2)$$

$$\dot{x}_2 = \psi x_1$$

Podem ser definidas duas estruturas possíveis para este sistema conforme o valor de ψ .

Se ψ for negativo, tem-se no plano de fase as trajetórias indicadas na figura 2.2, e para ψ positivo as da figura 2.3.

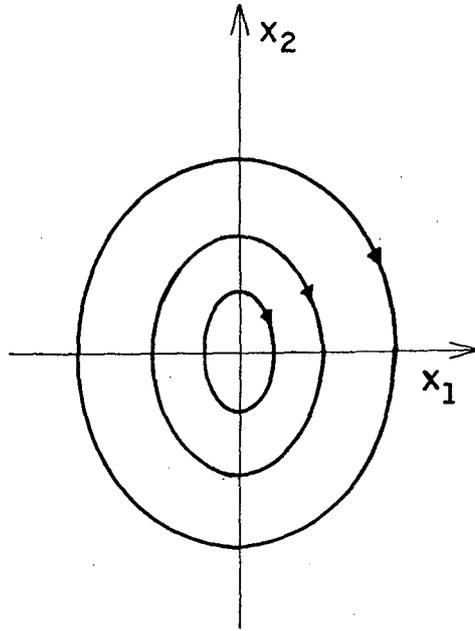


Figura 2.2

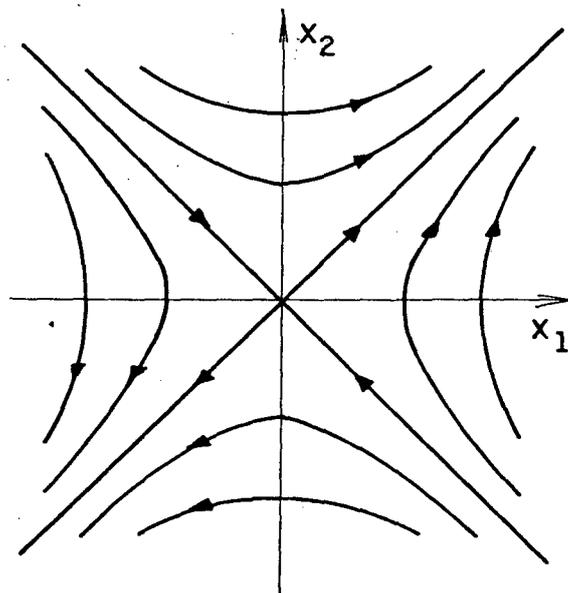


Figura 2.3

Tanto para ψ positivo como para ψ negativo, o sistema não é estável. Porém, combinando-se adequadamente as duas estruturas, pode-se obter um sistema estável.

Assim, dividindo o plano de fase pelo hiperplano:

$$\sigma = c_1 x_1 + x_2 = 0 \quad ; \quad c_1 > 0$$

pode-se distinguir quatro regiões como indicado na figura 2.4

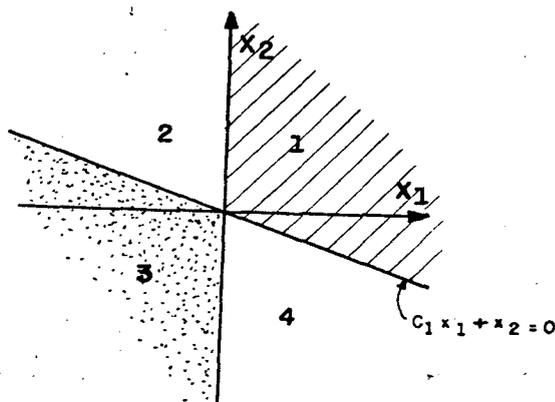


Figura 2.4

Na região 1 tem-se $x_1 > 0$ e $\sigma > 0$

Na região 2 tem-se $x_1 < 0$ e $\sigma > 0$

Na região 3 tem-se $x_1 < 0$ e $\sigma < 0$

Na região 4 tem-se $x_1 > 0$ e $\sigma < 0$

Estabelecendo um mecanismo que faça ψ ter um valor positivo quando os estados do sistema estiverem nas regiões 1 ou 3, e negativo quando estiverem nas regiões 2 ou 4, combina-se as duas estruturas e obtêm-se as trajetórias no plano de fase indicadas na figura 2.5.

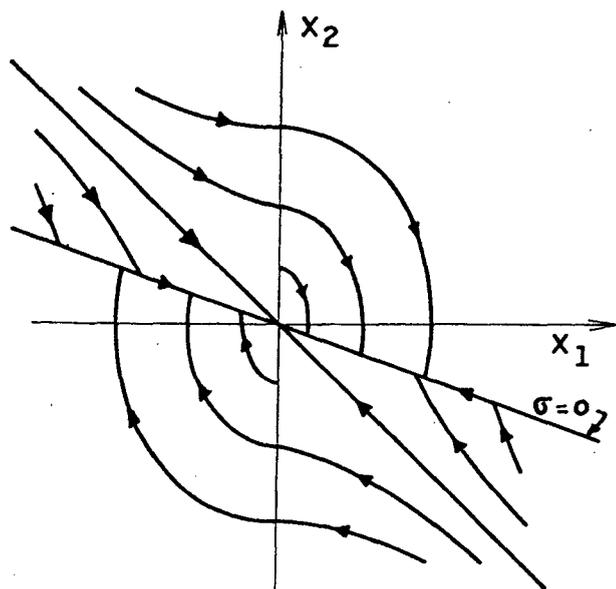


Figura 2.5

Se a condição inicial do sistema for um ponto pertencente à região 1 ou à região 3, o sistema seguirá uma trajetória elíptica até atingir a reta $\sigma = c_1 x_1 + x_2$ e a partir daí seguirá até a origem em uma vizinhança desta reta. Se a condição inicial for um ponto pertencente à região 2, o sistema evoluirá segundo uma trajetória hiperbólica até o eixo x_2 . A partir daí passa para a região 1 onde segue trajetória elíptica até atingir a reta $\sigma = c_1 x_1 + x_2 = 0$, evoluindo até a origem em uma vizinhança desta reta.

Se a condição inicial estiver na região 4 tem-se evolução análoga à da região 2.

Pode-se constatar que, para qualquer condição inicial, o sistema será levado à origem. O sistema é assintoticamente estável globalmente, apesar de ser constituído a partir de dois sistemas instáveis.

Será visto adiante uma forma de estabelecer o mecanismo de comutação de estrutura, ou de modo mais simples, como fazer o ganho ψ ser positivo nas regiões 1 e 3 e negativo nas

regiões 2 e 4, ilustrada através da análise abaixo.

Na região 1 tem-se $x_1 > 0$ e $\sigma > 0$ e na região 3 $x_1 < 0$ e $\sigma < 0$, ou em ambas regiões o produto $x_1\sigma$ é positivo. Ao contrário, nas regiões 2 e 4 o produto $x_1\sigma$ é negativo.

Pode-se estabelecer então a seguinte lei de controle:

$$u = \Psi x_1 \quad \text{sendo: } \Psi > 0 \text{ se } x_1\sigma > 0 \\ \Psi < 0 \text{ se } x_1\sigma < 0$$

ou então:

$$u = \Psi x_1 \cdot \text{sinal}(x_1\sigma)$$

$$\text{onde sinal}(x_1\sigma) = 1 \text{ se } x_1\sigma > 0$$

$$\text{e sinal}(x_1\sigma) = -1 \text{ se } x_1\sigma < 0$$

2.3 - O regime de escorregamento

2.3.1 - Conceituação

Considere-se o sistema definido por:

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$$

(2.3.1)

$$\frac{dx_2}{dt} = f_2(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$$

$$\frac{dx_n}{dt} = f_n(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$$

e que as funções $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$ sejam descontínuas sobre um hiperplano definido por:

$$\sigma = c_1x_1 + c_2x_2 + \dots + c_nx_n = 0 \quad (2.3.2)$$

Considere-se também que existam os limites:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} f_i(x_1, x_2, \dots, x_n, t) = f_i^-(x_1, x_2, \dots, x_n, t) \quad (2.3.3)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} f_i(x_1, x_2, \dots, x_n, t) = f_i^+(x_1, x_2, \dots, x_n, t) \quad (2.3.4)$$

Derivando-se a função $\sigma(x_1, x_2, \dots, x_n)$ ao longo das trajetórias do sistema (2.3.1) obtém-se:

$$\frac{d\sigma}{dt} = \frac{\partial\sigma}{\partial x_1} \frac{dx_1}{dt} + \frac{\partial\sigma}{\partial x_2} \frac{dx_2}{dt} + \dots + \frac{\partial\sigma}{\partial x_n} \frac{dx_n}{dt} \quad (2.3.5)$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial\sigma}{\partial x_i} \frac{dx_i}{dt}$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial\sigma}{\partial x_i} \cdot f_i = \text{grad } \sigma \cdot f \quad (2.3.6)$$

onde $\text{grad } \sigma =$ gradiente de $\sigma = C$

$f =$ vetor com componentes f_1, f_2, \dots, f_n

Usando (2.3.3) e (2.3.4) pode-se obter os limites à esquerda e à direita de (2.3.6) quando $\sigma \rightarrow 0$:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} = \text{grad } \sigma \cdot f^- = C \cdot f^- \quad (2.3.7)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} = \text{grad } \sigma \cdot f^+ = C \cdot f^+ \quad (2.3.8)$$

onde f^- e f^+ são vetores cujos componentes são os $f_i^-(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$ e os $f_i^+(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$, respectivamente, com i variando de 1 a n .

Na figura 2.6 algumas das possíveis trajetórias de (2.3.1) nas proximidades de $\sigma = 0$ são mostradas.

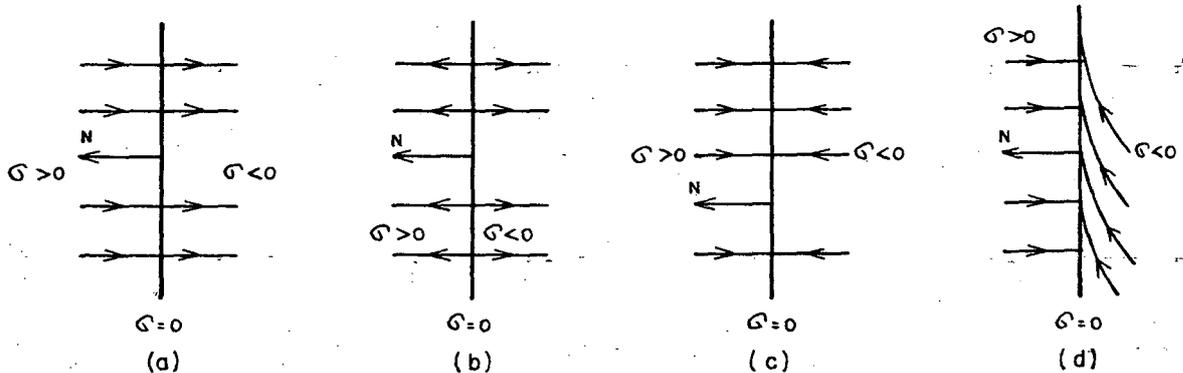


Figura 2.6

A figura 2.6.a corresponde ao caso em que $\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0$ e $\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} < 0$ pois os produtos escalares $\text{grad } \sigma \cdot f^-$ e $\text{grad } \sigma \cdot f^+$ são negativos. As trajetórias simplesmente cruzam $\sigma = 0$.

Na figura 2.6.b $\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} > 0$ e $\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} < 0$ pois o produto escalar $\text{grad } \sigma \cdot f^+$ é positivo e o produto escalar $\text{grad } \sigma \cdot f^-$ é negativo. Neste caso poderia-se dizer que a super-

fície é repelente, pois as trajetórias apontam para fora de σ . Considerando que no instante inicial o sistema esteja em $\sigma = 0$, qualquer perturbação fará o sistema afastar-se de $\sigma = 0$.

Na figura 2.6.c os vetores tangentes às trajetórias de (2.3.1), f^+ e f^- , apontam para $\sigma = 0$, ou seja, poderia-se dizer que $\sigma = 0$ é atrativo. Neste caso tem-se $\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0$ e $\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} > 0$. Qualquer perturbação fará com que o sistema retorne ao hiperplano $\sigma = 0$, ou seja, o sistema permanece em uma vizinhança de $\sigma = 0$, oscilando a uma frequência infinita. Temos o chamado "regime de escorregamento".

Nos casos em que:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} \leq 0 \quad \text{e} \quad \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} \geq 0$$

também tem-se o regime de escorregamento, como é o caso da figura 2.1.d em que $\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0$ e $\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} = 0$.

A condição para a existência do regime de escorregamento é, portanto, dada pelas desigualdades:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} \leq 0 \tag{2.3.9}$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} \geq 0 \tag{2.3.10}$$

Combinando estas duas desigualdades pode-se obter uma desigualdade única como condição para a existência do regime de escorregamento:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \cdot \frac{d\sigma}{dt} \leq 0 \quad (2.3.11)$$

2.3.2 - Imperfeições no mecanismo de comutação

Em um sistema real o mecanismo de comutação tem imperfeições tais como retardos e histereses. Isto faz com que as oscilações em torno da superfície $\sigma = 0$ não sejam infinitesimais e tenham uma frequência finita, de modo que as trajetórias de uma região invadam outras regiões no espaço de estado.

Seja o sistema $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$, com $u(t)$ descontínuo, chaveado por um relê com histerese, tal como indicado na figura 2.7. ψ representa a condição de chaveamento, isto é, quando $\psi = +1$ tem-se $u(t) = kx_1(t)$ e $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bkx_1(t)$, e quando $\psi = -1$ tem-se $u(t) = -kx_1(t)$ e $\dot{x}(t) = Ax(t) - Bkx_1(t)$.

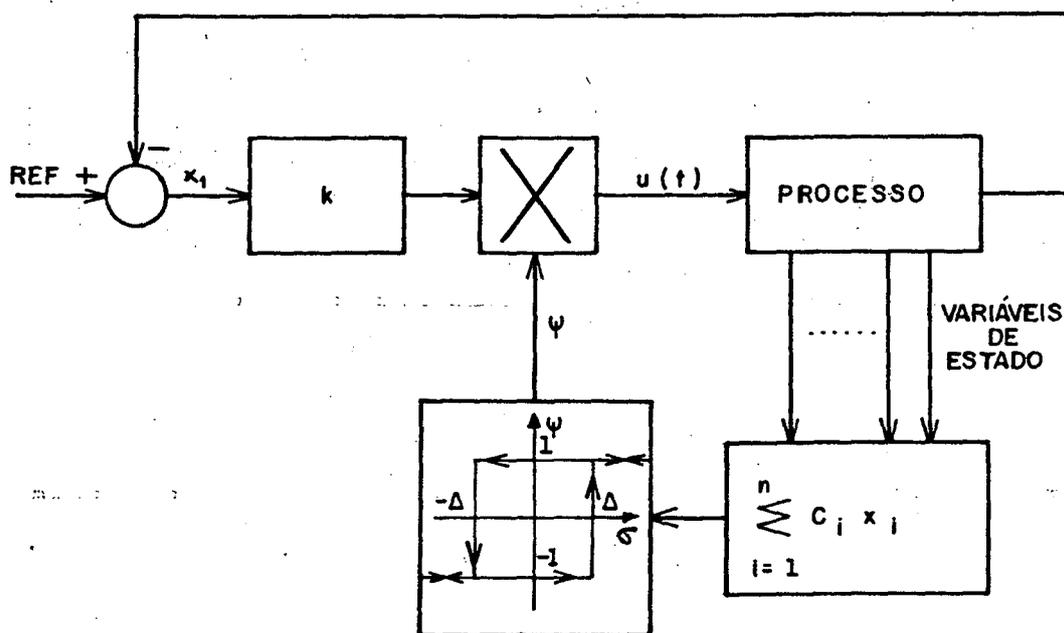


Figura 2.7

Quando $\Delta \rightarrow 0$ tem-se o caso ideal de escorregamen -
to. Na figura 2.8 apresentam-se as trajetórias do sistema para di-
ferentes valores de Δ .

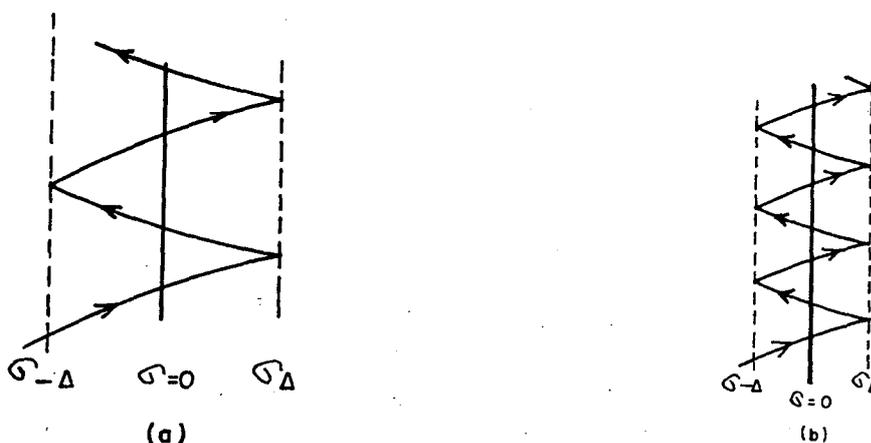


Figura 2.8

Verifica-se que quanto menor o valor de Δ maior a
frequência de oscilação em torno de $\sigma = 0$, e menor sua amplitude.
A amplitude das oscilações também está relacionada diretamente
com os ganhos do sistema, conforme se verá no exemplo seguinte.

Exemplo:

Considere o sistema da figura 2.9, que incorpora
um controlador de estrutura variável.

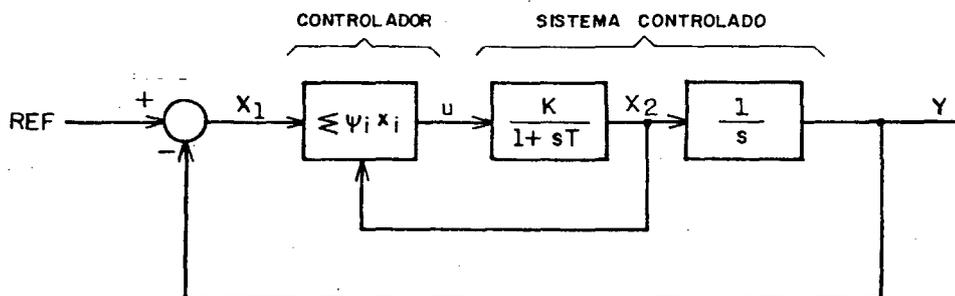


Figura 2.9

A lei de controle foi estabelecida como sendo:

$$u = \Psi_1 x_1 + \Psi_2 x_2$$

onde Ψ_1 e Ψ_2 são os ganhos do controlador e valem:

$$\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{se } x_1 \sigma \geq 0 \\ \alpha_2 & \text{se } x_1 \sigma < 0 \end{cases}$$

$$\Psi_2 = \begin{cases} \beta_1 & \text{se } x_2 \sigma \geq 0 \\ \beta_2 & \text{se } x_2 \sigma < 0 \end{cases}$$

e σ é o hiperplano de comutação de estrutura:

$$\sigma = c_1 x_1 + c_2 x_2 = 0$$

Sejam os valores dos parâmetros do sistema e do hiperplano de comutação os seguintes:

$$T = 2$$

$$k = 1$$

$$c_1 = 1$$

$$c_2 = -2$$

Escolhendo para os ganhos do controlador dois conjuntos de valores:

$$\text{a) } \alpha_1 = -\alpha_2 = 6$$

$$\text{b) } \alpha_1 = -\alpha_2 = 12$$

$$\beta_1 = -\beta_2 = 1$$

$$\beta_1 = -\beta_2 = -2$$

e supondo que não há retardo no mecanismo de comutação obtém-se a trajetória no plano de fase para um degrau unitário na refe

rência mostrada na figura 2.10 (caso a). A evolução da saída y e o sinal de controle u , para os ganhos a e b , são mostrados nas figuras 2.11 e 2.12 respectivamente.

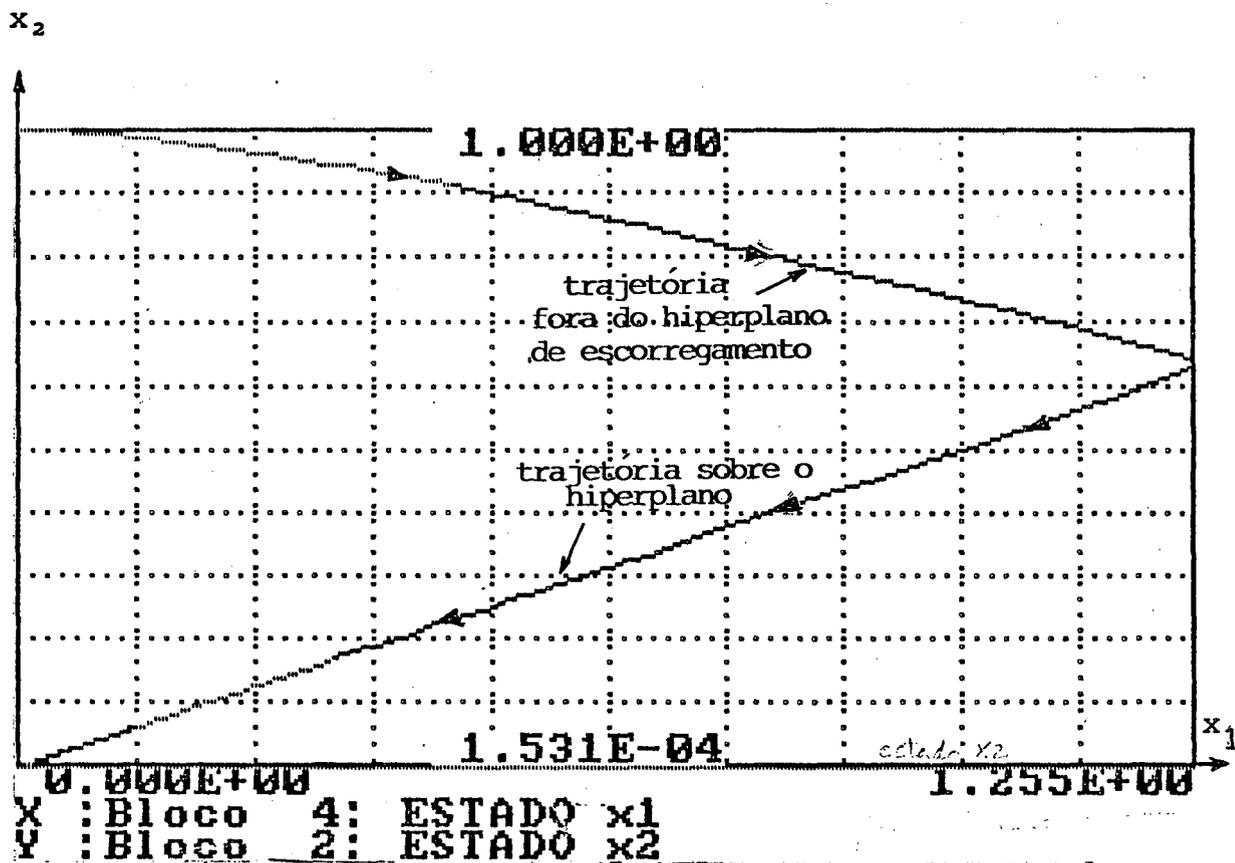
Considerando agora que o retardo na comutação seja de 0,1 segundo, tem-se o comportamento mostrado nas figuras 2.13 a 2.16, para os dois conjuntos de ganhos, e nas figuras 2.17 e 2.18 para um retardo de 0,2s.

Conforme se observou neste exemplo, quanto maiores os ganhos do controlador mais "rápido" é o sistema.

Quando há um retardo na comutação de estruturas começam a surgir oscilações no sistema no período transitório. Estas oscilações são tanto maiores quanto mais elevados são os ganhos do controlador. São bem visíveis as maiores excursões do sinal de controle com ganhos mais altos do controlador.

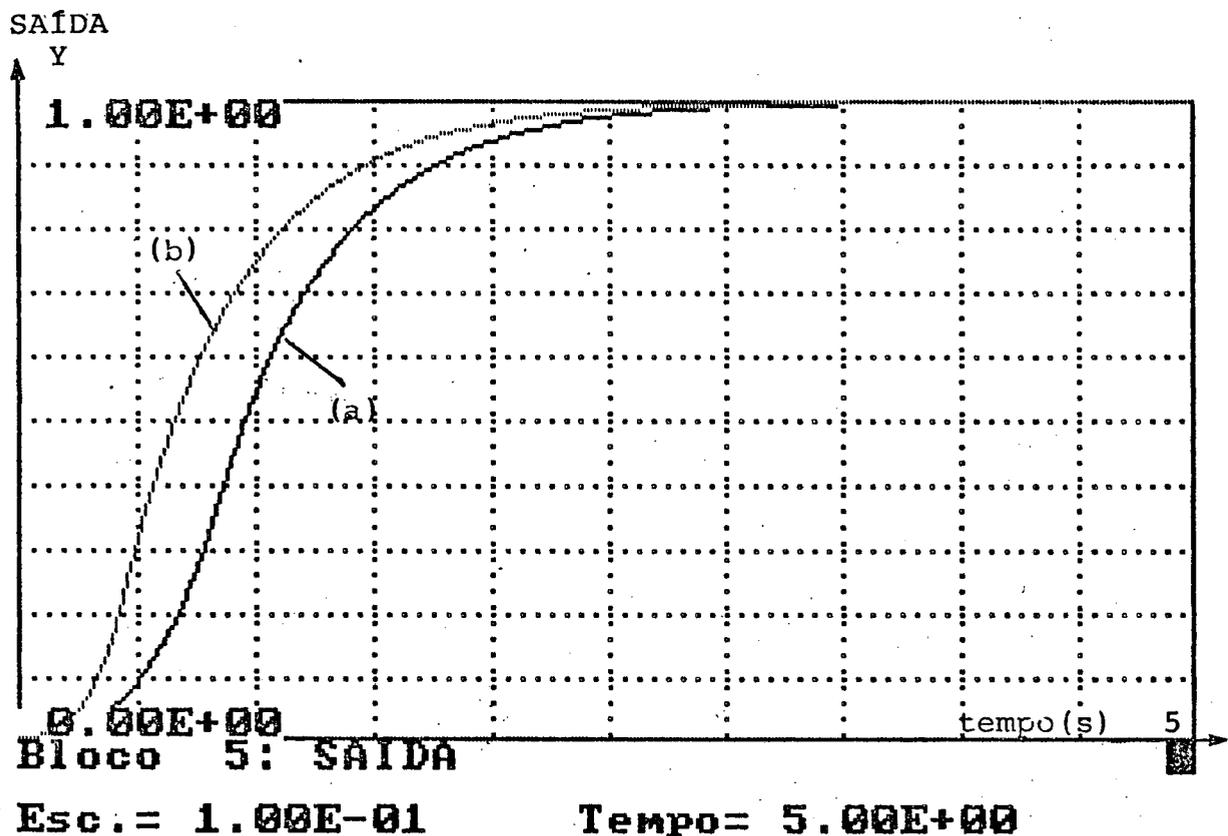
Ganhos elevados para o controlador são, como se verá adiante, importantes para manter o desempenho do sistema inalterado, mesmo com variações de seus parâmetros, desde que dentro de certos limites.

Há, portanto, um compromisso entre elevação dos ganhos do controlador e a amplitude das oscilações no regime de es-corregamento.



Trajetoária no plano de fase para o sistema da figura 2.9 com os ganhos (a).

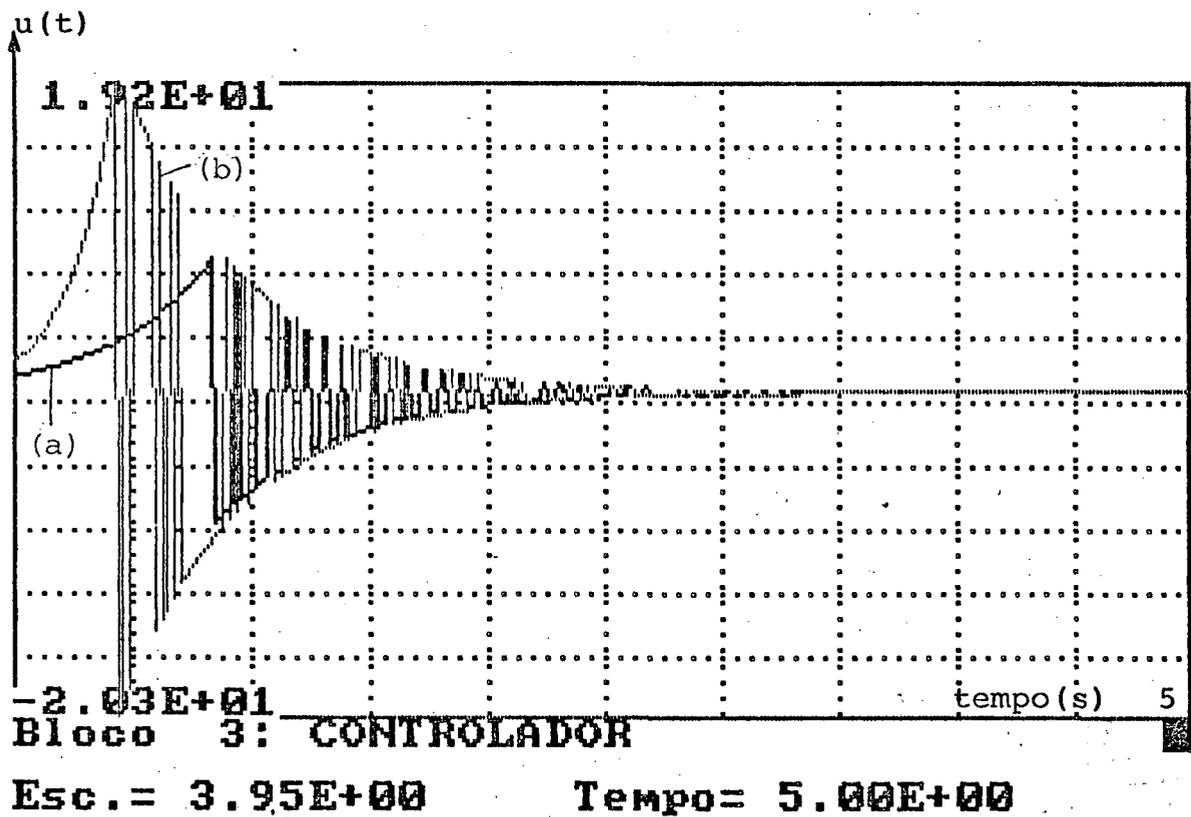
Figura 2.10



Evolução da saída do sistema da figura 2.9 para um degrau unitário na referência, para os ganhos (a) e (b).

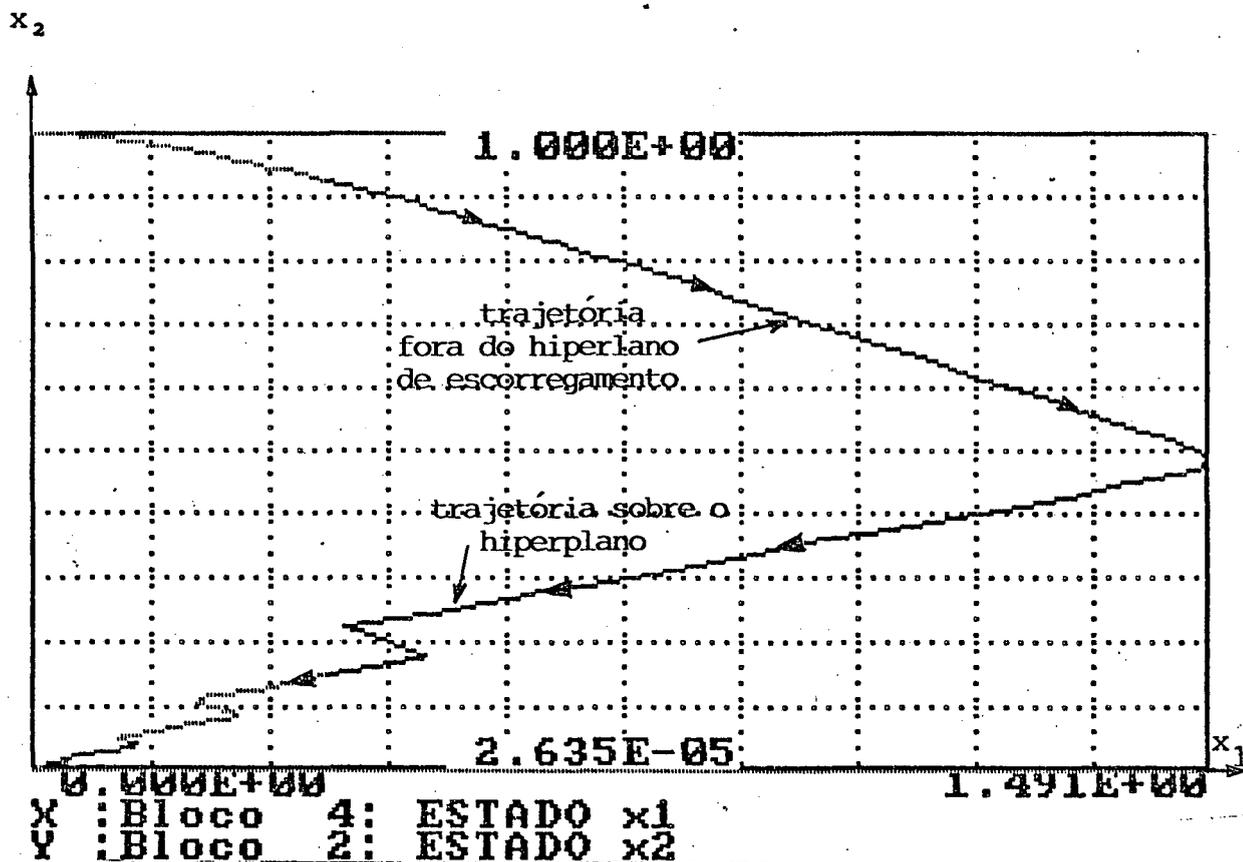
Figura 2.11

Sinal de Controle



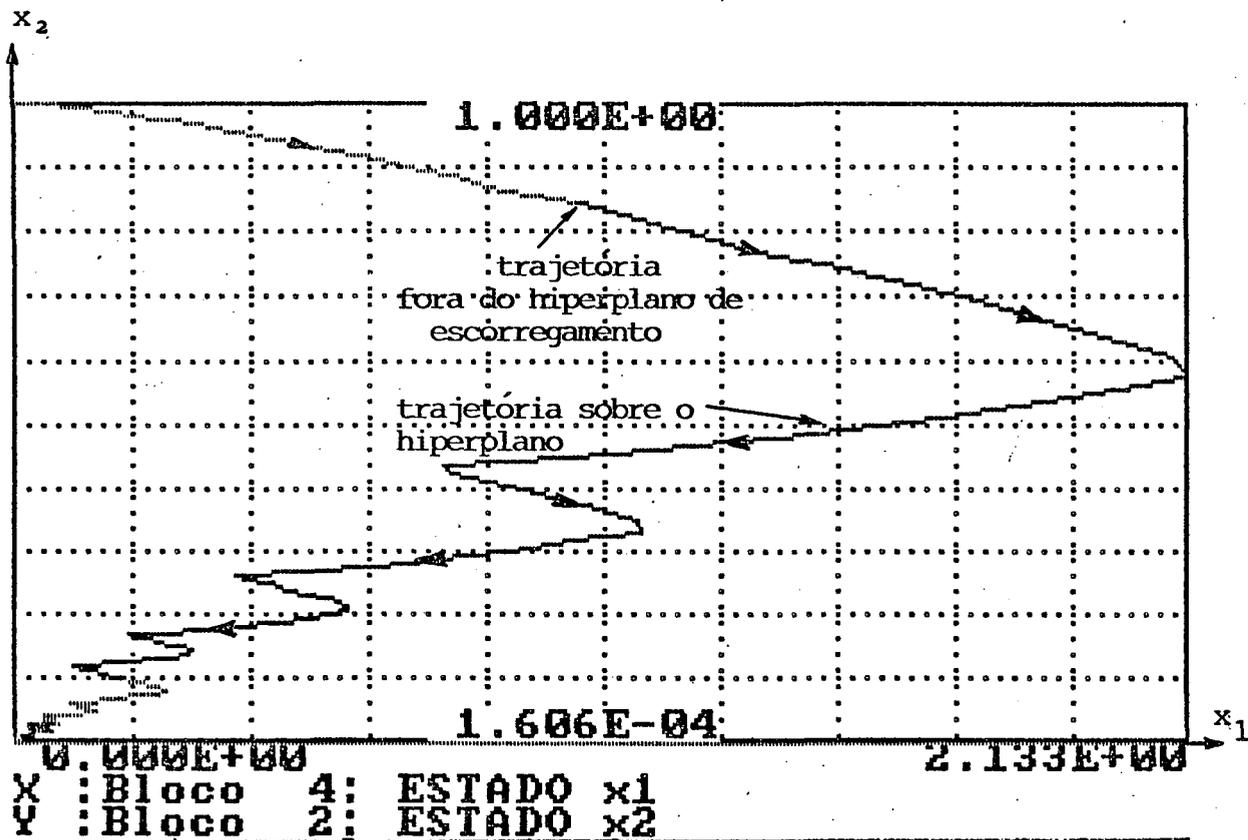
Comportamento do sinal de controle do sistema da figura 2.9 para um degrau unitário na referência, para os ganhos (a) e (b).

Figura 2.12



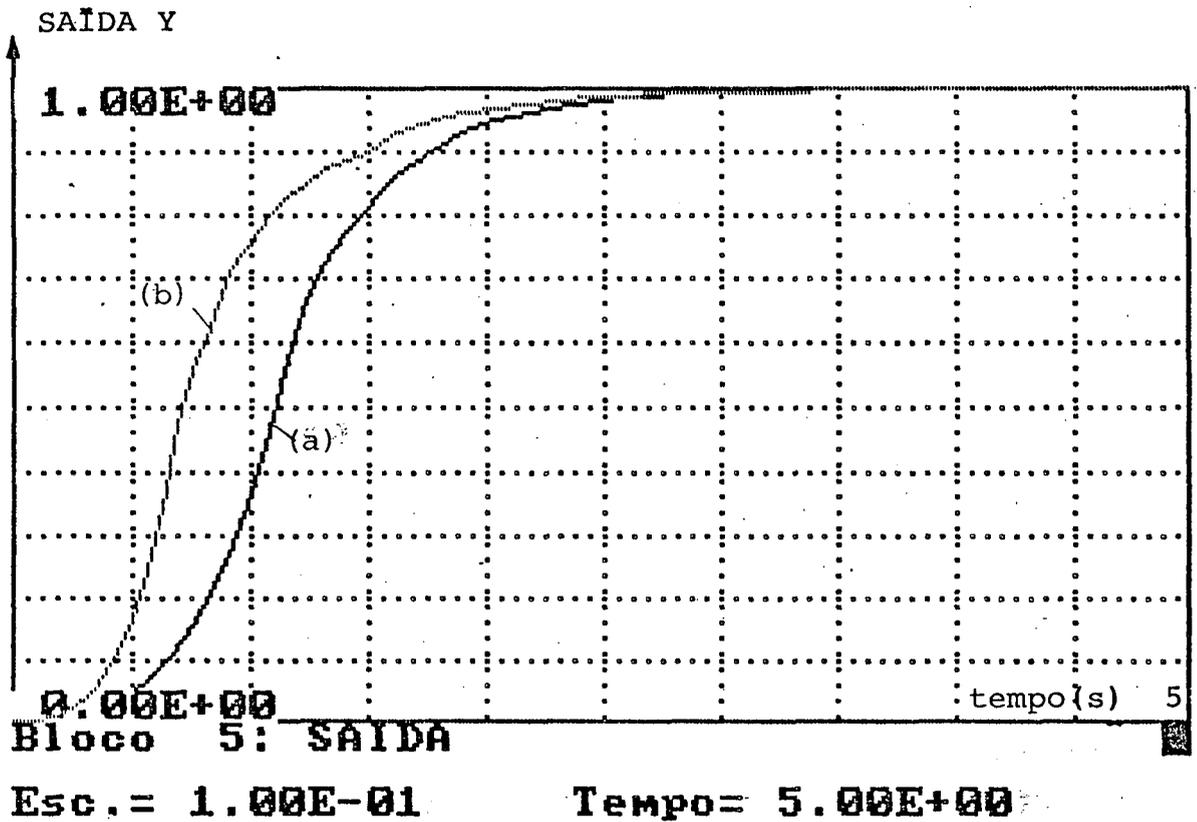
Trajetoária no plano de fase para o sistema da Figura 2.9 com os ganhos (a), com retardo de 0,1 segundo na comutação de estruturas.

Figura 2.13.



Trajetoária no plano de fase para o sistema da figura 2.9 com os ganhos (b), com retardo na comutação de 0,1 segundo.

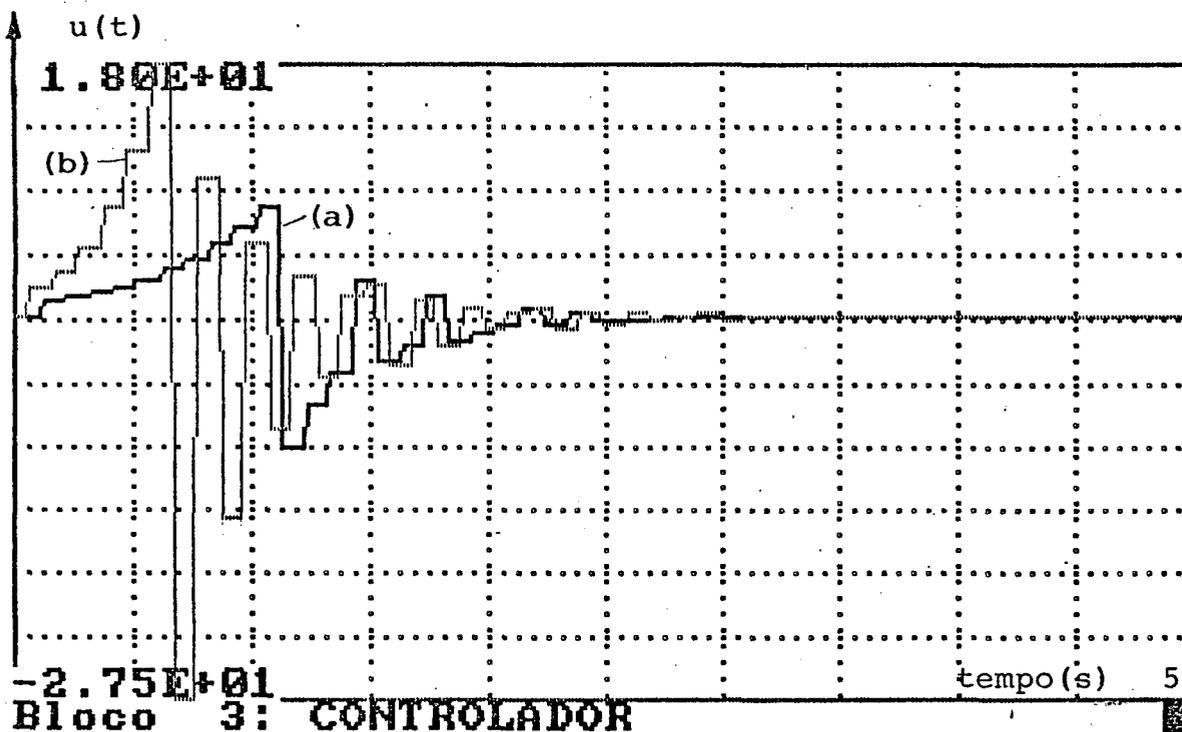
Figura 2.14



Evolução da saída do sistema da Figura 2.9 para um degrau unitário na referência, para os ganhos (a) e (b), com um retardo de 0,1 segundo na comutação de estruturas.

Figura 2.15

Sinal de controle

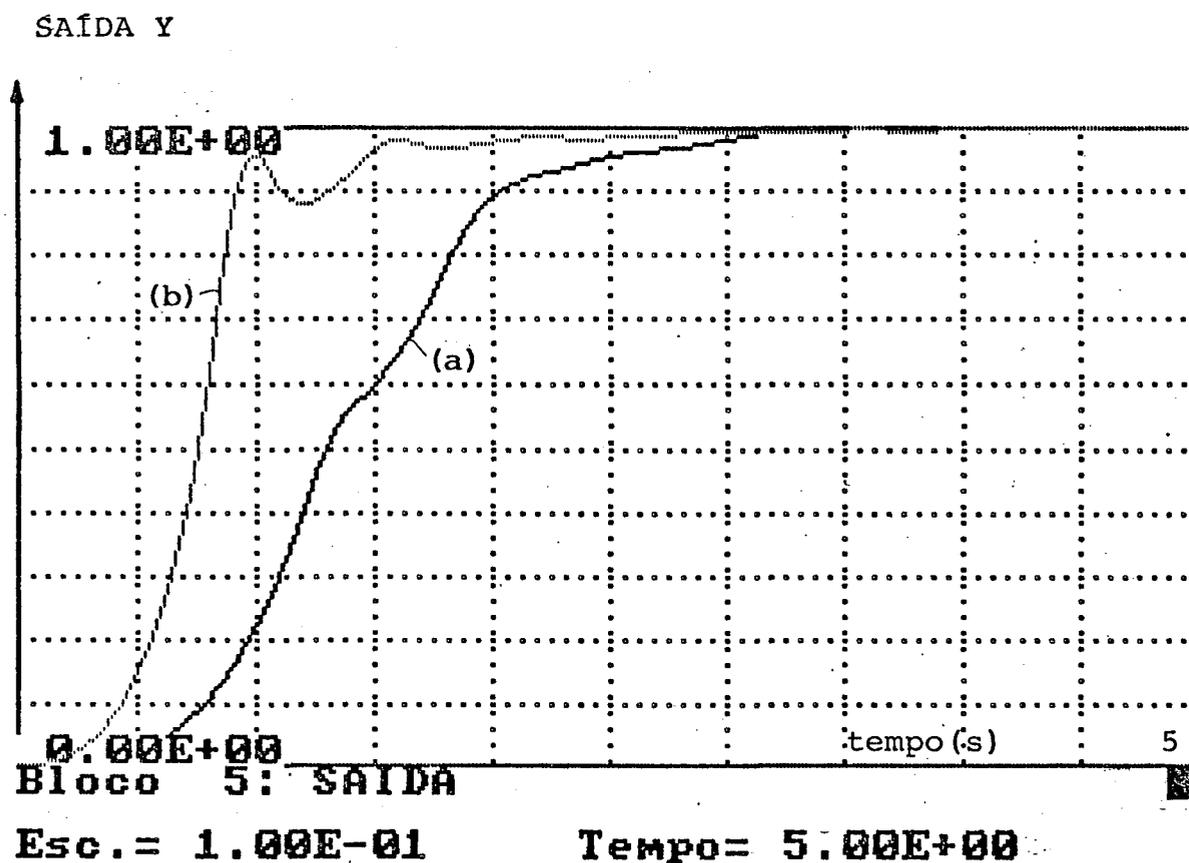


Esc. = 4.55E+00

Tempo = 5.00E+00

Comportamento do sinal de controle do sistema da figura 2.9 para um degrau unitário na referência, para os ganhos (a) e (b), com um retardo na comutação de estrutura de 0,1 segundo.

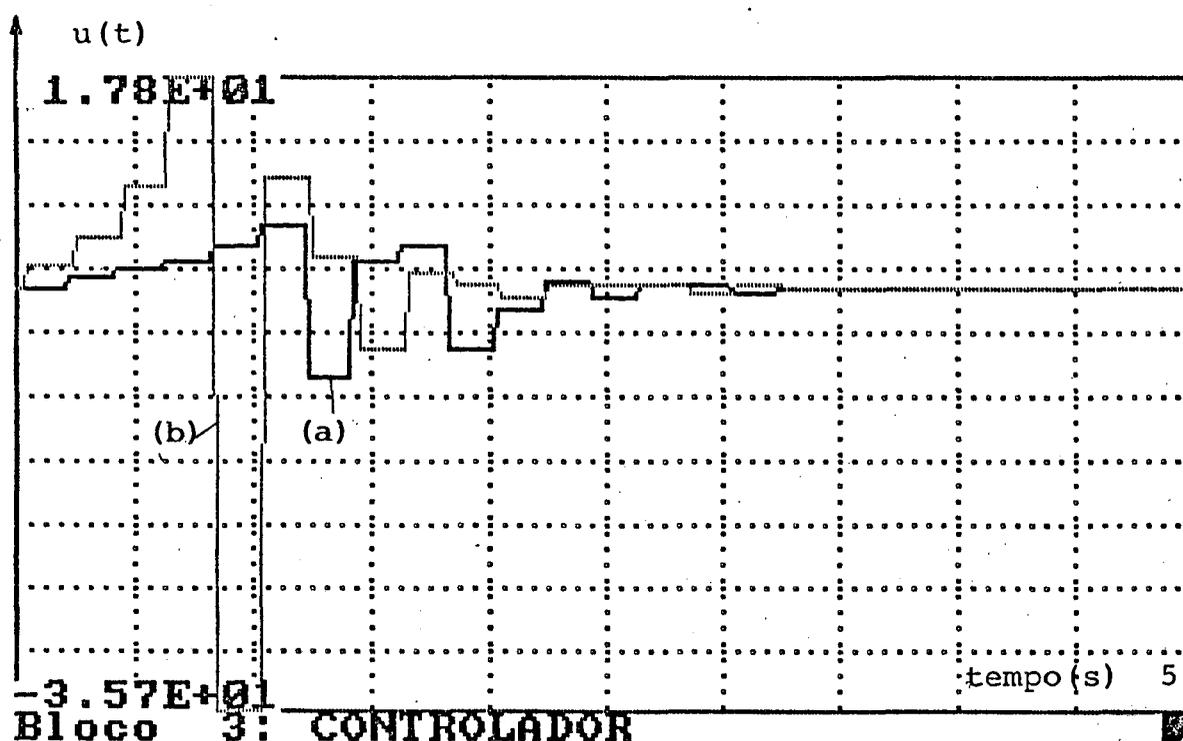
Figura 2.16



Evolução da saída do sistema da Figura 2.9 para um degrau unitário na referência, para os ganhos (a) e (b), com um retardo na comutação de 0,2 segundo.

Figura 2.17

Sinal de controle



Esc. = 5.35E+00

Tempo = 5.00E+00

Comportamento do sinal de controle do sistema da Figura 2.9 para um degrau unitário na referência, para os ganhos (a) e (b), com um retardo na comutação de estruturas de 0,2 segundo.

Figura 2.18

2.4 - Propriedades dos sistemas de estrutura variável

2.4.1 - Redução de ordem

Uma das propriedades fundamentais dos sistemas de estrutura variável é a redução de ordem do sistema quando este entra no regime de escorregamento. A razão para esta redução de ordem é que o movimento do sistema fica restrito à superfície de comutação.

Seja, por exemplo, o seguinte sistema posto em forma canônica [40]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= - \sum_{i=1}^n a_i x_i + bu \end{aligned} \quad (2.4.1)$$

Seja a lei de controle dada por:

$$u = - \sum_{i=1}^k \psi_i x_i \quad ; \quad 1 \leq k \leq n \quad (2.4.2)$$

onde

$$\psi_i = \begin{cases} \alpha_i & \text{se } \sigma x_i > 0 \\ \beta_i & \text{se } \sigma x_i < 0 \end{cases} \quad (2.4.3)$$

$$e \quad \sigma = c_1 x_1 + c_2 x_2 + \dots + c_n x_n \quad (2.4.4)$$

Supõe-se que os α_i, β_i , tenham sido escolhidos de modo a garantir a existência do regime de escorregamento.

No regime de escorregamento tem-se $\sigma = 0$ ou

$$c_1 x_1 + c_2 x_2 + \dots + c_n x_n = 0$$

Explicitando x_n :

$$x_n = - \frac{1}{c_n} \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_i$$

Substituindo x_n em (2.4.1) obtém-se o seguinte sistema:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= - \frac{c_1}{c_n} x_1 - \frac{c_2}{c_n} x_2 - \dots - \frac{c_{n-1}}{c_n} x_{n-1} \end{aligned} \quad (2.4.5)$$

o qual descreve a dinâmica do sistema no regime de escorregamento, e é de ordem $n - 1$.

Viu-se então que a ordem do sistema (2.4.1) foi reduzida de um no escorregamento.

Será visto agora a redução de ordem para o caso multivariável.

Seja o sistema multivariável definido por suas equações de estado:

$$\dot{X}(t) = A X(t) + B U(t); \quad \begin{aligned} x &\in \mathbb{R}^n \\ u &\in \mathbb{R}^m \end{aligned} \quad (2.4.6)$$

Com o controle U descontínuo tal que:

$$u_i = \begin{cases} \alpha_i & \text{se } \sigma_i(x) \geq 0 \\ \beta_i & \text{se } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad (2.4.7)$$

$$\alpha_i \neq \beta_i$$

Onde u_i é o i -ésimo componente de U e $\sigma_i(x) = 0$ é o i -ésimo hiperplano de chaveamento.

Existem m hiperplanos de chaveamento.

$$\sigma(x) = CX = 0 \quad (2.4.8)$$

obviamente $\dot{\sigma}(x) = C\dot{X} = 0 \quad (2.4.9)$

De (2.4.6) e (2.4.9) obtém-se:

$$C\dot{X} = CAX + CBU = 0$$

Se CB for não-singular, resolvendo para U , obtém-se uma lei de controle equivalente:

$$U_{eq} = - (CB)^{-1} CAX \quad (2.4.10)$$

Substituindo na equação original (2.4.6):

$$\dot{X} = AX - B (CB)^{-1} CAX$$

$$\dot{X} = [I - B(CB)^{-1}C] AX \quad (2.4.11)$$

O vetor de estado X permanece sobre a superfície de ordem $n-m$ da interseção dos m hiperplanos de comutação. Deste modo pode-se obter um conjunto de equações de ordem $n-m$ descrevendo a dinâmica do sistema no regime de escorregamento, pela eliminação de m variáveis de estado usando as equações $\sigma_i = 0$.

2.4.2 - Invariância

A propriedade mais importante dos sistemas de estrutura variável é a da invariância em relação a variação de parâmetros do sistema controlado e a certos distúrbios quando no regime de escorregamento. Ou seja, uma vez atingido o regime de escorregamento a trajetória do sistema não se altera, mesmo que ocorram alterações de parâmetros do sistema ou certas perturbações externas.

Viu-se na seção 2.4.1 que o sistema (2.4.1):

$$\dot{x}_i = x_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, n-1$$

$$\dot{x}_n = - \sum_{i=1}^n a_i x_i + bu$$

no regime de escorregamento passava a ser descrito por:

$$\dot{x}_i = x_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, n-2$$

$$x_{n-1} = - \sum_{i=1}^{n-1} \frac{c_i}{c_n} x_i \quad (2.4.12)$$

que como se observa não depende dos parâmetros a_i e b do sistema.

Da mesma forma, se em (2.4.1) se tivesse:

$$\dot{x}_n = - \sum_{i=1}^n a_i x_i + bu + f(t)$$

onde $f(t)$ é um distúrbio, continuar-se-ia com (2.4.12) descrevendo a dinâmica do sistema, a qual também seria independente de $f(t)$.

Em [13] o princípio da invariância é examinado através do seguinte teorema:

O sistema dado por

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Df(t)$$

(2.4.13)

$$y(t) = Cx(t)$$

é invariante ao distúrbio $f(t)$ no regime de escorregamento, se:

$$\text{col}(D) \in R[B(CB)^{-1}C]$$

ou

(2.4.14)

$$\text{col}(D) \in R[B(CB)^g C] \quad \text{se } CB \text{ é singular com } (CB)^g$$

sendo sua pseudo-inversa, $\text{col}(D)$ significa colunas de D e $R[\cdot]$ é o contradomínio de $[\cdot]$.

Prova:

No regime de escorregamento tem-se:

$$\dot{x}(t) = [I - B(CB)^{-1}C] Ax(t) + [I - B(CB)^{-1}C] Df(t) \quad (2.4.15)$$

Para o sistema ser invariante com relação a $f(t)$ deve-se ter:

$$[I - B(CB)^{-1}C] D = 0 \quad (2.4.16)$$

Supondo $[CB]$ não singular, se

$$\text{col } (D) \in R [B(CB)^{-1}C]$$

então (2.4.16) é satisfeito e o sistema é invariante com relação a $f(t)$ no escorregamento.

Para o caso de $[CB]$ ser singular, em (2.4.16) usa-se $(CB)^g$ (pseudo inversa de $[CB]$), [13].

2.5 - Estabilidade dos sistemas de estrutura variável

Será empregado o segundo método de Liapunov para mostrar a estabilidade dos sistemas de estrutura variável.

Viu-se que a condição suficiente para existir o regime de escorregamento (e uma vez no escorregamento o sistema atinge o ponto de equilíbrio) era dada pela expressão:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma(x) \frac{d\sigma(x)}{dt} \leq 0 \quad (2.5.1)$$

Outra forma equivalente de se representar esta condição é através da desigualdade:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma^2(x)}{dt} \leq 0 \quad (2.5.2)$$

No Capítulo 3 serão determinadas expressões para os ganhos do controlador de estrutura variável, de modo que (2.5.2) seja sempre satisfeita.

Considerando agora a seguinte função:

$$V(x) = \sigma^2(x) \quad (2.5.3)$$

Verifica-se que $V(x)$ é definida semi-positiva, já que $\sigma^2(x)$ é sempre positiva, exceto sobre o hiperplano de comutação de estruturas, quando então é nula.

Como a derivada de $V(x)$ é nula ou negativa nas proximidades de $\sigma(x) = 0$, como indica a desigualdade (2.5.2), então $\frac{dV(x)}{dt}$ é definida semi-negativa.

Tem-se então satisfeitas as condições para que $V(x)$ seja uma função de Liapunov. Consequentemente o sistema é estável com relação ao hiperplano $\sigma(x) = 0$, [39], [43].

Exemplo:

Seja o sistema:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -a_1 x_1 - a_2 x_2 - bu \end{aligned} \quad (2.5.4)$$

Com a lei de controle:

$$u = \psi x_1 \quad (2.5.5)$$

onde

$$\psi = \begin{cases} \alpha & \text{se } x_1 \sigma > 0 \\ \beta & \text{se } x_1 \sigma < 0 \end{cases} \quad (2.5.6)$$

sendo $\alpha > 0$, $\beta < 0$ e $\sigma = c_1 x_1 + x_2 = 0$ a reta de comutação, com $c_1 =$ constante positiva.

Verificar-se-á se as condições para a existência

do regime de escorregamento podem ser satisfeitas.

Derivando $\sigma(x)$ obtém-se:

$$\frac{d\sigma}{dt} = c_1 \frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt} \quad (2.5.7)$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = c_1 x_2 - a_2 x_2 - a_1 x_1 - bu$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = c_1 x_2 - a_2 x_2 - a_1 x_1 - b\psi x_1 \quad (2.5.8)$$

Sobre a reta de comutação $\sigma = 0$ tem-se:

$$c_1 x_1 + x_2 = 0$$

$$\text{logo } x_2 = -c_1 x_1 \quad (2.5.9)$$

Calculando o limite de (2.5.8) e usando (2.5.9) ob-
tém-se:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma}{dt} = (a_2 c_1 - c_1^2 - a_1 - b\psi) x_1 \quad (2.5.10)$$

multiplicando por σ :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma}{dt} \cdot \sigma = \sigma x_1 [a_2 c_1 - c_1^2 - a_1 - b\psi] \quad (2.5.11)$$

Para existir o regime de escorregamento:

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \frac{d\sigma}{dt} \leq 0 \quad (2.5.12)$$

de modo que se $\sigma x_1 > 0$ em (2.5.11), implica em:

$$a_2 c_1 - c_1^2 - a_1 - b \psi \leq 0 \quad (2.5.13)$$

para satisfazer (2.5.12). Neste caso $\psi = \alpha$, logo de (2.5.13) vem:

$$\alpha \geq \frac{a_2 c_1 - c_1^2 - a_1}{b} \quad (2.5.14)$$

Se $\sigma x_1 \leq 0$ em (2.5.11), tem-se que:

$$a_2 c_1 - c_1^2 - a_1 - b \psi \geq 0$$

para satisfazer (2.5.13). Neste caso $\psi = \beta$ logo,

$$\beta \leq \frac{a_2 c_1 - c_1^2 - a_1}{b} \quad (2.5.15)$$

Considerando que o mecanismo de comutação é perfeito e que não haja nenhuma flutuação no sistema, então uma vez atingida a reta de comutação, o estado do sistema permanecerá em $\sigma = 0$, e pode-se substituir (2.5.9) em (2.5.4), obtendo:

$$\dot{x}_1 = -c_1 x_1 \quad (2.5.16)$$

cuja solução é:

$$x_1(t) = x_1(t_0) e^{-c_1(t-t_0)} \quad (2.5.17)$$

sendo t_0 o instante em que o sistema atingiu a reta de comutação $\sigma = 0$. E de (2.5.17) se conclui que o comportamento do sistema no regime de escorregamento é assintoticamente estável.

2.6 - Determinação dos Hiperplanos de Comutação de Estrutura

Uma importante questão a resolver quando se projeta um sistema de controle de estrutura variável é a da escolha dos hiperplanos de comutação de estrutura. Nesta seção serão vistos quatro métodos para determinação destes hiperplanos. O primeiro deles baseado na teoria de controle ótimo e os três últimos utilizando posicionamento de polos.

2.6.1 - Método do escorregamento ótimo [6]

Dado o sistema:

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \quad (2.6.1)$$

onde $x \in R^n$, $u \in R^m$, A é uma matriz de dimensão $n \times n$ e B é uma matriz $n \times m$.

Deseja-se achar os m hiperplanos de comutação ou de escorregamento:

$$\sigma(x) = CX = 0 \quad (2.6.2)$$

Fazendo-se a transformação de coordenadas:

$$\hat{x} = TX \quad (2.6.3)$$

onde T é não-singular de dimensão $n \times n$, e escolhido de modo que:

$$TB = \begin{bmatrix} 0 \\ - \\ G \end{bmatrix} \quad (2.6.4)$$

sendo G uma matriz não-singular de dimensão $m \times m$.

De (2.6.3) obtém-se:

$$\dot{\hat{x}} = T \dot{x} \quad (2.6.5)$$

$$\text{e portanto: } \sigma = CT^{-1} \hat{x} \quad (2.6.6)$$

Substituindo (2.6.3) e (2.6.5) em (2.6.1) chega-se a:

$$\dot{\hat{x}} = T A T^{-1} \hat{x} + T B u \quad (2.6.7)$$

Substituindo (2.6.4) na equação acima e rearranjan-do:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ - \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ - & - \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ - \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ - \\ G \end{bmatrix} \cdot u \quad (2.6.8)$$

onde as submatrizes resultantes da partição de TAT^{-1} tem as dimensões seguintes:

$$\hat{A}_{11} : (n - m) \times (n - m)$$

$$\hat{A}_{12} : (n - m) \times m$$

$$\hat{A}_{21} : m \times (n - m)$$

$$\hat{A}_{22} : m \times m$$

A equação (2.6.6) associada com a primeira equação de (2.6.8) define a dinâmica do sistema no regime de escorregamento.

Ou seja:

$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{A}_{11} \hat{x}_1 + \hat{A}_{12} \hat{x}_2 \quad (2.6.9)$$

$$\sigma(\hat{x}) = c_{11} \hat{x}_1 + c_{12} \hat{x}_2 \quad (2.6.10)$$

onde as matrizes c_{11} e c_{12} satisfazem a equação:

$$C = [c_{11} \quad \vdots \quad c_{12}]^T \quad (2.6.11)$$

e são de dimensão $m \times (n - m)$ e $m \times m$ respectivamente.

Fazendo $C_{12} = I$ tem-se de (2.6.10):

$$\hat{x}_2 = -C_{11} \hat{x}_1 \quad (2.6.12)$$

A equação (2.6.9) pode ser considerada como a descrição de um sistema de controle em malha aberta onde \hat{x}_1 é o vetor de estado e \hat{x}_2 é o vetor de controle, o qual é dado por (2.6.12). Posto nesta forma, pode-se encarar a determinação do controlador de estrutura variável como um problema de realimenta-

ção de estado.

Seja o índice quadrático de performance definido no regime de escorregamento:

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_{esc}}^{\infty} \hat{x}^T Q \hat{x} dt \quad (2.6.13)$$

o qual se deseja minimizar, e onde:

t_{esc} = tempo no qual o escorregamento inicia

Q = matriz real simétrica semidefinida positiva.

Pode-se considerar este problema como um problema de regulador linear ótimo para o sistema (2.6.9), no qual se deseja minimizar em relação a \hat{x}_2 o funcional:

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_{esc}}^{\infty} [\hat{x}_1^T Q_{11} \hat{x}_1 + 2\hat{x}_1^T Q_{12} \hat{x}_2 + \hat{x}_2^T Q_{22} \hat{x}_2] dt \quad (2.6.14)$$

Q_{11} , Q_{12} e Q_{22} são submatrizes de Q .

Pôde-se mostrar [41] que, se satisfeitas as condições:

Q_{22} é definida positiva

(A, B) é controlável

$(\tilde{A}_{11} - \tilde{A}_{12}Q_{22}^{-1}Q_{12}^T, D)$ é observável

sendo $D^T D = Q_{11} - Q_{12}Q_{22}^{-1}Q_{12}^T$

A lei de controle \hat{x}_2 é dada pela expressão:

$$\hat{x}_2 = - [Q_{22}^{-1}\tilde{A}_{12}^T P + Q_{22}^{-1}Q_{12}^T] \hat{x}_1 \quad (2.6.15)$$

onde a matriz P é a solução da equação de Riccati:

$$P[\tilde{A}_{11} - \tilde{A}_{12}Q_{22}^{-1}Q_{12}^T] + [\tilde{A}_{11} - \tilde{A}_{12}Q_{22}^{-1}Q_{12}^T]^T P - P\tilde{A}_{12}Q_{22}^{-1}\tilde{A}_{12}^T P + Q_{11} -$$

$$Q_{12}Q_{22}^{-1}Q_{12}^T = 0 \quad (2.6.16)$$

substituindo (2.6.12) em (2.6.15) tem-se:

$$C_{11} = Q_{22}^{-1}\tilde{A}_{12}^T P + Q_{22}^{-1}Q_{12}^T \quad (2.6.17)$$

E de (2.6.11) segue que:

$$C^T = [Q_{22}^{-1}\tilde{A}_{12}^T P + Q_{22}^{-1}Q_{12}^T \quad \vdots \quad I]^T \quad (2.6.18)$$

a qual é a matriz dos coeficientes dos hiperplanos (2.6.2) que se estava procurando.

Um exemplo de aplicação deste método pode ser visto na referência [6].

2.6.2 - Primeiro método de posicionamento de polos

Usa-se o mesmo encaminhamento inicial da seção anterior, isto é, aplica-se a transformação de coordenadas (2.6.3). Reescrevendo (2.6.9):

$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{A}_{11} \hat{x}_1 + \hat{A}_{12} \hat{x}_2$$

De acordo com [41], se o par (A, B) é controlável, então o par $(\hat{A}_{11}, \hat{A}_{12})$ também é.

E sendo $(\hat{A}_{11}, \hat{A}_{12})$ controlável, os autovalores da matriz $[\hat{A}_{11} - \hat{A}_{12} C_{11}]$ no regime de escorregamento podem ser arbitrariamente posicionados escolhendo-se adequadamente a matriz C_{11} [41], [44].

O problema consiste então em, arbitrando-se os autovalores desejados para o sistema no regime de escorregamento, isto é, os autovalores de (2.6.9), determinar a partir daí C_{11} .

Autovalores de $[\hat{A}_{11} - \hat{A}_{12} C_{11}] =$ autovalores desejados.

Solucionar esta expressão pode ser algo trabalhoso, principalmente se o sistema for de ordem elevada.

Da mesma forma que na seção anterior, uma vez determinado C_{11} e já que C_{12} foi escolhido igual à matriz unitária, a matriz C procurada vale:

$$C = [C_{11} \quad \begin{matrix} \vdots \\ I \end{matrix} \quad T$$

2.6.3 - Segundo método de posicionamento de polos

Este método combina a "Aplicação da teoria de projetores a sistemas de estrutura variável" de El-Ghezawi e outros [13] com o "método de escolha de autovalores/autovetores por realimentação de estado" de Sinswat e outros [32].

Dado o sistema (2.6.1):

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t)$$

no qual se implementa uma realimentação de estados com a lei de controle:

$$u(t) = Kx(t) + B v(t) \quad (2.6.19)$$

onde K é a matriz ($m \times n$) de realimentação e $v(t)$ é o vetor de entrada externo, tem-se:

$$\dot{x}(t) = [A + BK] x(t) + B v(t) \quad (2.6.20)$$

A matriz $[A + BK]$ pode sempre ser posta como:

$$A + BK = WJW^{-1} \quad (2.6.21)$$

onde J é a forma canônica de Jordan de $[A + BK]$ e W é a matriz necessária à transformação canônica definida pelos autovalores e autovetores de $[A + BK]$.

A matriz W pode ser determinada usando-se o seguinte algoritmo:

- Determinar $H(\lambda_i)$, dado por:

$$H(\lambda_i) = [BB^+ - I_n] [\lambda_i I_n - A] \quad (2.6.22)$$

onde:

B^+ é a pseudo-inversa de B e é dada por:

$$B^+ = (B^T B)^{-1} B^T \text{ quando o posto de } B = m \leq n$$

ou

$$B^+ = B^T (B B^T)^{-1} \text{ quando o posto de } B = n \leq m$$

I_n é a matriz unitária de ordem n

λ_i é o i -ésimo autovalor desejado

Para cada autovalor desejado se obtém um valor de $H(\lambda_i)$.

- Determinar para cada $H(\lambda_i)$ o seu espaço nulo:

$$V_i(\lambda_i) = \eta(H)$$

- Obter W formando suas colunas como $V_i(\lambda_i)$:

$$W = [v_1 \vdots v_2 \vdots \dots \vdots v_n]$$

De acordo com a "teoria de projetores aplicada a sistemas de estrutura variável"[13], a matriz C de coeficientes dos hiperplanos de comutação deve satisfazer a:

$$C W = 0 \quad (2.6.23)$$

Seja uma matriz arbitrária não-singular S de dimensão $m \times m$ que satisfaça à:

$$S = CB \quad (2.6.24)$$

Pode-se mostrar [13] que nos sistemas de estrutura variável as inversas generalizadas de B e W devem satisfazer à:

$$B^g W = 0 \quad (2.6.25)$$

$$W^g B = 0 \quad (2.6.26)$$

De (2.6.24) pode-se obter:

$$C = SB^g \quad (2.6.27)$$

Verifica-se que, usando (2.6.25), esta solução de C também satisfaz a (2.6.23).

A questão fundamental é determinar B^g que satisfaça (2.6.25). Conforme [13] isto pode ser obtido construindo-se a matriz $[B \begin{smallmatrix} \vdots \\ W \end{smallmatrix}]^{-1}$ e tomando as primeiras m linhas. De modo que pode-se escrever:

$$C^T = \text{primeiras m linhas de } [B \begin{smallmatrix} \vdots \\ W \end{smallmatrix}]^{-1} \quad (2.6.28)$$

Exemplo:

Seja o sistema de estrutura variável:

$$\dot{x}(t) = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 1 & -2 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \end{vmatrix} x(t) + \begin{vmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} u(t)$$

$$\text{onde } u(t) = \sum_{i=1}^k \psi_i x_i(t) ; \quad 1 \leq k \leq 3$$

Com o hiperplano de escorregamento $\sigma = \sum_{i=1}^n c_i x_i$,
o qual será determinado a seguir:

- Determinação de $H(\lambda)$

$$H(\lambda) = [BB^+ - I_3] [\lambda I_3 - A]$$

$$B^+ = (B^T B)^{-1} B^T = [0,5 \quad 0 \quad 0]$$

$$H(\lambda) = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -\lambda-2 & 0 \\ 0 & -4 & -\lambda \end{vmatrix}$$

Seja $\lambda_1 = -4$ um autovalor desejado.

$$H(-4) = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 0 \\ 0 & -4 & 4 \end{vmatrix}$$

Seu espaço nulo vale:

$$V(-4) = \begin{vmatrix} 2 \\ -1 \\ -1 \end{vmatrix}$$

Seja $\lambda_2 = -6$ outro valor desejado

$$H(-6) = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 4 & 0 \\ 0 & -4 & 6 \end{vmatrix}$$

Seu espaço nulo vale:

$$V(-6) = \begin{vmatrix} 4 \\ -1 \\ -2/3 \end{vmatrix}$$

Formando a matriz $W = [V(-4) \vdots V(-6)]$

$$W = \begin{bmatrix} 2 & 4 \\ -1 & -1 \\ -1 & -2/3 \end{bmatrix}$$

Formando a matriz $[B \vdots W]$:

$$[B \vdots W] = \begin{vmatrix} 2 & 2 & 4 \\ 0 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & -2/3 \end{vmatrix}$$

Invertendo a matriz $[B \vdots W]$:

$$[B \vdots W]^{-1} = \begin{vmatrix} 0,5 & 4 & -3 \\ 0 & 2 & -3 \\ 0 & -3 & 3 \end{vmatrix}$$

Tomando a primeira linha de $[B \vdots W]^{-1}$ obtêm-se a matriz C:

$$C = [0,5 \quad 4 \quad -3]$$

E a equação do hiperplano procurado vale:

$$\sigma(x) = 0,5 x_1 + 4 x_2 - 3 x_3$$

2.6.4 - Método proposto

No sistema monovariável $\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t)$, aplicando-se um controle de estrutura variável com o hiperplano de comutação $\sigma(x) = cx = 0$, pode-se estabelecer:

$$\dot{\sigma}(x) = c \dot{x}(t) = 0 \quad (2.6.29)$$

$$c \dot{x}(t) = c A x(t) + cb u(t) = 0$$

$$u(t) = - [cb]^{-1} c A x(t)$$

ou seja, tem-se o que se poderia chamar de "controle equivalente":

$$u_{eq}(t) = - [cb]^{-1} c A x(t) \quad (2.6.30)$$

Substituindo u_{eq} em (2.6.1) tem-se:

$$\dot{x}(t) = [I - b(cb)^{-1} c] A x(t) \quad (2.6.31)$$

ou
$$\dot{x}(t) = A_{eq} x(t) \quad (2.6.32)$$

com
$$A_{eq} = [I - b(cb)^{-1} c] A \quad (2.6.33)$$

Por outro lado, aplicando-se como na seção anterior uma realimentação de estados a (2.6.1) chega-se à:

$$\dot{x}(t) = [A + bk] x(t) + b v(t) \quad (2.6.34)$$

Para que o sistema de estrutura variável tenha no regime de escorregamento os mesmos autovalores do sistema com realimentação de estados (2.6.34), deve-se ter a seguinte equivalência:

$$A_{eq} = A + bk \quad (2.6.35)$$

Daí segue que:

$$[I - b(cb)^{-1}c]A = A + bk$$

$$A - b(cb)^{-1}cA = A + bk$$

$$k = - (cb)^{-1} cA$$

$$c [A + bk] = 0 \quad (2.6.36)$$

Desta expressão, conhecido o vetor k de realimentação de estados, obtém-se facilmente o vetor c .

Para que (2.6.36) tenha solução não trivial, isto é $c \neq 0$, a matriz $A + bk$ deve ser singular, o que implica em um dos seus autovalores estar na origem.

Assim, no regime de escorregamento A_{eq} tem um dos seus autovalores igual a zero (justamente o que será "perdido" pe

la redução de ordem do sistema) e os demais autovalores (escolhidos) serão os que caracterizarão o comportamento dinâmico do sistema.

O vetor k deve ser, portanto, escolhido de modo que um dos autovalores desejados para o sistema (2.6.34) seja nulo e os demais sejam os arbitrados para o sistema no regime de escorregamento.

Pode-se estabelecer o seguinte algoritmo para determinação do hiperplano de escorregamento, dados os autovalores desejados para o sistema no regime de escorregamento (até o passo 6 segue-se a referência [9]).

Dado o sistema $\dot{x}(t) = A x(t) + b u(t)$

1º) Determinar a equação característica de A :

$$\det [sI - A] = s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \dots + a_n$$

2º) Determinar a equação característica desejada:

$$\det [sI - A_{eq}] = s(s - \lambda_1)(s - \lambda_2) \dots (s - \lambda_{n-1})$$

$$= s^n + b_1 s^{n-1} + b_2 s^{n-2} + \dots + b_{n-1} s$$

(note que um autovalor deve ser escolhido como zero).

3º) Montar o vetor \bar{k}

$$\bar{k} = [a_n \begin{matrix} \vdots \\ a_{n-1} - b_{n-1} \end{matrix} \dots \begin{matrix} \vdots \\ a_1 - b_1 \end{matrix}]$$

4º) Formar a matriz Q

$$Q = [q \quad \dot{q} \quad \ddot{q} \quad \dots \quad \overset{\cdot}{\cdot} q^n]$$

onde $q^{n-i} = A q^{n-i+1} + a_i q^n$ para $i = 1, 2, \dots, n-1$

$$q^n = b$$

5º) Determinar Q^{-1}

6º) Determinar o vetor de realimentação k

$$k = \bar{k} Q^{-1}$$

7º) Determinar o vetor c

Resolve-se o sistema $c [A + bk] = 0$

Para isto arbitra-se um dos c_i (por comodidade pode-se fazer $c_1 = 1$) e despreza-se uma das colunas de $c [A + bk]$ (a que for nula ou linearmente dependente) pois ter-se-á mais equações que incógnitas.

Este método foi estabelecido para o caso monovariável. Pode-se pensar em sua extensão para o caso multivariável. Neste caso deve-se escolher ao invés de um autovalor nulo para $A + BK$, m autovalores nulos e arbitrar os restantes n-m. Deve-se adaptar também o cálculo da matriz K de realimentação de estados.

Exemplo:

Seja o sistema de estrutura variável definido por:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -5 & 0 & 0 & 0 \\ -2 & -0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -0,5 & 0 \\ 0 & 0 & -5 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 50 \\ 25 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t)$$

e para o qual se deseja achar a equação do hiperplano de escorregamento $\sigma(x) = 0$.

- Equação característica de A:

$$\det [sI - A] = s^4 + 6s^3 + 5,25s^2 + 1,25s$$

- Equação característica desejada:

Sejam os autovalores escolhidos para o sistema com controle de estrutura variável os seguintes:

$$\lambda_1 = 0 \text{ (obrigatório)}$$

$$\left. \begin{array}{l} \lambda_2 = \lambda_3 = -2 \\ \lambda_4 = -4 \end{array} \right\} \text{ definem o comportamento do sistema} \\ \text{no escorregamento.}$$

$$\det [sI - A_{eq}] = s^4 + 8s^3 + 20s^2 + 16s$$

- Vetor \bar{k} :

$$\bar{k} = [0 \quad -14.75 \quad -14.75 \quad -2]$$

- Matriz Q:

$$Q = \begin{vmatrix} 0 & 12,5 & 50 & 50 \\ 0 & 12,5 & 37,5 & 25 \\ 0 & 25 & 25 & 0 \\ -125 & -125 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

- Matriz Q^{-1} :

$$Q^{-1} = \begin{vmatrix} -0,08 & 0,16 & -0,08 & -0,08 \\ 0,08 & -0,16 & 0,08 & 0 \\ -0,08 & 0,16 & -0,04 & 0 \\ 0,08 & -0,12 & 0,02 & 0 \end{vmatrix}$$

- Vetor k:

$$k = [-0,16 \quad 0,24 \quad -0,63 \quad 0]$$

- Matriz A + bk:

$$A + bk = \begin{vmatrix} -13 & 12 & -31,5 & 0 \\ -6 & 5,5 & -15,75 & 0 \\ 0 & 1 & -0,5 & 0 \\ 0 & 0 & -5 & 0 \end{vmatrix}$$

- Vetor c:

Adotando $c_1 = 1$ e desprezando a última coluna de A + bk, chega-se ao sistema de equações lineares:

$$\begin{aligned}
 - 6c_2 &= 13 \\
 5,5c_2 + c_3 &= -12 \\
 - 15,75c_2 - 0,5c_3 - 5c_4 &= 31,5
 \end{aligned}$$

Resolvendo este sistema obtém-se a equação do hiperplano procurado:

$$\sigma(x) = x_1 - 2,1666x_2 - 0,0833x_3 + 0,5333x_4$$

2.7 - Conclusões

Neste Capítulo fez-se uma apresentação dos sistemas de controle de estrutura variável, enfocando aspectos conceituais e suas principais características e propriedades. Assim, mostrou-se a principal característica dos sistemas de estrutura variável que é o regime de escorregamento nos hiperplanos de comutação de estruturas, o que confere a estes sistemas a propriedade da invariância em relação a certas variações de parâmetros e distúrbios, e a redução de ordem do sistema. Esta propriedade da invariância é o principal atrativo dos sistemas de controle de estrutura variável.

Abordou-se, também, a questão da estabilidade dos sistemas de estrutura variável. Usou-se para isto o segundo método de Liapunov, o que simplificou bastante o problema.

Finalmente foram apresentados métodos para o cálculo dos hiperplanos de comutação de estruturas. Propôs-se um método baseado em posicionamento de polos bastante prático, de mais fácil utilização que os encontrados na literatura pesquisada. Esta pode

ser considerada uma contribuição importante, na medida em que a determinação dos hiperplanos de escorregamento é uma questão fundamental para o projeto de controladores de estrutura variável, que será o tema do próximo Capítulo.

CAPÍTULO 3

PROJETO DE REGULADORES DE ESTRUTURA VARIÁVEL

3.1 - Introdução

Neste Capítulo descreve-se a metodologia proposta para o projeto de reguladores de estrutura variável.

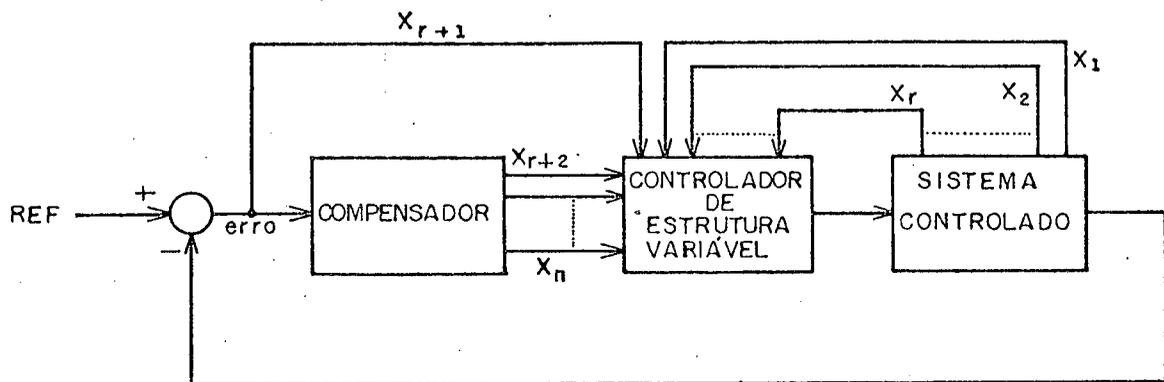
Apresenta-se um algoritmo para o cálculo de reguladores de estrutura variável, em termos de determinação dos hiperplanos de escorregamento e dos ganhos do controlador, em uma forma adequada para processamento em computador.

Exemplos numéricos são apresentados a título de ilustração do método.

3.2 - Metodologia de Projeto

Propõe-se um sistema de controle de estrutura variável que incorpora um compensador similar ao de um controle robusto.

O esquema de controle proposto está indicado na figura 3.1.



Esquema de controle proposto

Figura 3.1

O controlador de estrutura variável recebe todas as variáveis de estado do sistema controlado e do compensador, medidas direta ou indiretamente, sendo uma delas o próprio erro do controle.

Todas estas variáveis de estado são necessárias para a formação do hiperplano de comutação de estruturas e todas, ou apenas algumas delas, para o cálculo do sinal de controle a ser aplicado ao sistema.

$$\text{Hiperplano: } \sigma(x) = \sum_{i=1}^n c_i x_i \quad (3.1)$$

$$\text{Sinal de controle: } u = \sum_{i=1}^k \psi_i x_i ; 1 \leq k \leq n \quad (3.2)$$

As pequenas constantes de tempo podem ser desprezadas, reduzindo-se a ordem do controlador.

Tem-se três elementos básicos a determinar: o compensador, o hiperplano de escorregamento e os ganhos do controlador de estrutura variável.

Determinação do compensador

Segue-se procedimento semelhante à escolha de um compensador robusto.

Uma maneira bastante prática é a sugerida em [31]. Assim, por exemplo, seja y_r a referência a rastrear e $f(t)$ o distúrbio a rejeitar.

Deve-se determinar uma função $H(p)$ (p = operador derivada) tal que:

$$H(p)y_r = 0$$

$$H(p)f(t) = 0$$

O compensador $F(s)$ vale $1/H(s)$, onde s substituiu o operador p .

Exemplo:

$$\text{Seja } y_r = \text{sen } wt$$

$$f(t) = \text{constante}$$

$$py_r = w \text{ cos } wt$$

$$p^2y_r = -w^2 \text{ sen } wt = -w^2y_r$$

$$p^2y_r + w^2y_r = 0$$

$$(p^2 + w^2)y_r = 0$$

$$pf(t) = 0$$

$$H(p) = p(p^2 + w^2)$$

$$F(s) = \frac{1}{s(s^2 + w^2)}$$

O uso do compensador nem sempre é necessário. Assim, quando não há distúrbio, a saída é proveniente de um integrador e a referência é constante, não há necessidade de compensador, já que neste caso o erro do sistema é nulo em regime permanente.

Em outros casos, através de artifícios pode-se também dispensar o uso do compensador.

Exemplo:

Para o sistema da figura 2.9, se a referência é constante a equação que rege a dinâmica do erro $x_1(t)$ vale:

$$T\ddot{x}_1(t) + (1 - k\Psi_2) \dot{x}_1(t) + k\Psi_1 x_1(t) = 0$$

O erro em regime permanente é portanto nulo.

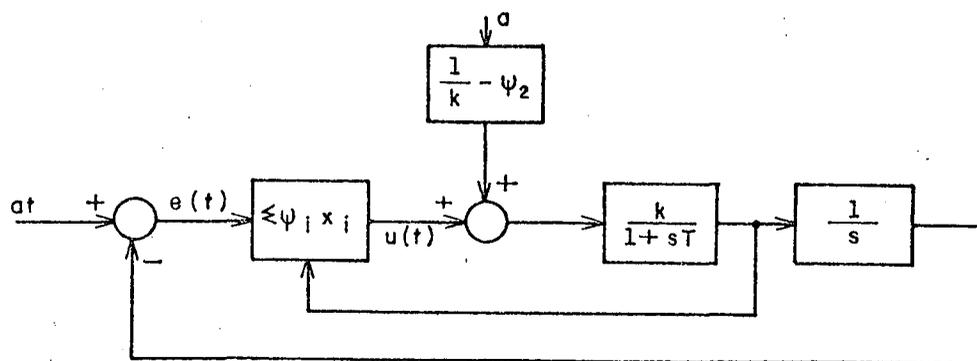
Se a referência for uma rampa at , a equação que rege o erro vale:

$$T\ddot{x}_1(t) + (1 - k\Psi_2) \dot{x}_1(t) + k\Psi_1 x_1(t) = (1 - k\Psi_2) a$$

O erro em regime permanente agora vale:

$$x_1(\infty) = \frac{(1 - k\Psi_2)a}{k\Psi_1}$$

Se for adicionado ao sinal de controle $u(t)$ o sinal $(\frac{a}{k} - a\Psi_2)$, conforme mostra a figura 3.2, faz-se o erro $x_1(t)$ ser nulo em regime permanente.



Sistema com controle de estrutura variável com elemento adicional para eliminar erro na resposta a uma rampa.

Figura 3.2

Determinação do hiperplano de escorregamento

Utiliza-se o método proposto na seção 2.6.4, que se baseia em posicionamento de polos.

Para isto determina-se a matriz A do sistema global, isto é, do sistema controlado mais compensador, com uma das variáveis de estado sendo o erro do sistema.

Escolhe-se os autovalores da matriz $A_{eq} = [I - b(cb)^{-1}c]A$, onde um deles deve estar obrigatoriamente na origem, o qual desaparece no regime de escorregamento, ocasião em que a ordem do sistema é reduzida. Os demais autovalores podem ser livremente escolhidos.

Esta liberdade de escolha pode ficar condicionada a fatores limitantes como os ganhos do controlador ou a não-linearidades do sistema controlado. Observou-se que, em geral, a escolha de autovalores muito à esquerda no plano complexo requer ganhos muito altos do controlador para que seja satisfeita a condição de existência do regime de escorregamento. Ganhos muito elevados nem sempre são realizáveis ou então podem conduzir aos problemas descritos na seção 2.2:

Determinação dos ganhos do controlador

Os ganhos ψ_i do controlador devem ser escolhidos de

modo a garantir a existência e a estabilidade do regime de escorregamento. Deve, portanto, ser satisfeita a desigualdade $\sigma \dot{\sigma} \leq 0$ quando $\sigma \rightarrow 0$.

Além disto, deve-se nesta escolha levar em conta as possíveis variações ou incertezas dos parâmetros do sistema.

Determinar-se-ã a seguir expressões para o cálculo destes ganhos.

Seja o processo:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t) \quad (3.3)$$

Com a lei de controle:

$$u(t) = \sum_{i=1}^n \psi_i x_i \quad (3.4)$$

com

$$\psi_i = \alpha_i \text{ se } \sigma x_i \geq 0 \quad (3.5)$$

$$\psi_i = \beta_i \text{ se } \sigma x_i < 0$$

e

$$\sigma = \sum_{i=1}^n c_i x_i \quad (3.6)$$

Derivando σ e usando (3.3):

$$\dot{\sigma} = \sum_{i=1}^n c_i \dot{x}_i = \sum_{j=1}^n [x_j \sum_{i=1}^n (c_i a_{ij} - c_i b_i \psi_j)] \quad (3.7)$$

onde a_{ij} é o elemento da linha i , coluna j de A e b_i é o elemento da linha i de b .

Multiplicando por σ :

$$\sigma \dot{\sigma} = \sum_{j=1}^n [x_j \cdot \sum_{i=1}^n (c_i a_{ij} + c_i b_i \psi_j)] \quad (3.8)$$

Para que $\sigma \dot{\sigma}$ seja menor que zero (condição para a existência do regime de escorregamento) deve-se ter:

$$\text{se } \sigma x_j \geq 0 \text{ então } \psi_j < - \frac{\sum_{i=1}^n c_i a_{ij}}{\sum_{i=1}^n c_i b_i} \quad (3.9)$$

$$\text{se } \sigma x_j < 0 \text{ então } \psi_j > - \frac{\sum_{i=1}^n c_i a_{ij}}{\sum_{i=1}^n c_i b_i} \quad (3.10)$$

Para levar em conta variações de parâmetros do sistema, é melhor escrever (3.9) e (3.10) como:

$$\text{se } \sigma x_j \geq 0 \text{ então } \psi_j < \min \left(- \frac{\sum_{i=1}^n c_i a_{ij}}{\sum_{i=1}^n c_i b_i} \right) \quad (3.11)$$

$$\text{se } \sigma x_j < 0 \text{ então } \psi_j > \max \left(- \frac{\sum_{i=1}^n c_i a_{ij}}{\sum_{i=1}^n c_i b_i} \right) \quad (3.12)$$

3.3 - Algoritmo Para Cálculo do Controlador de Estrutura Variável

Baseado no que foi discutido, pode-se sumarizar através de um algoritmo as etapas para determinação de um controlador de estrutura variável.

Algoritmo

a) Determinação do compensador

Dada a referência a ser seguida e a perturbação a rejeitar, determina-se a estrutura e os parâmetros do compensador, se necessário.

b) Determinação da matriz A do sistema global

Determina-se a matriz do sistema controlado mais compensador, com uma das variáveis de estado sendo o erro do sistema.

c) Escolha dos autovalores do sistema com o controlador de estrutura variável.

Um dos autovalores deve necessariamente ser zero.

d) Determinação do hiperplano de comutação

Aplica-se o método proposto na seção 2.6.4.

e) Cálculo dos ganhos do controlador

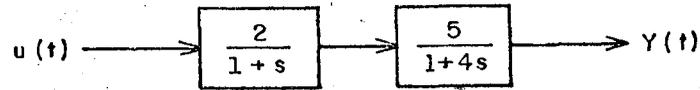
Usa-se as expressões (3.11) e (3.12).

No apêndice A apresenta-se um programa para cálculo do hiperplano de escorregamento e dos ganhos do controlador de estrutura variável.

3.4 - Exemplo

Seja o sistema da figura 3.3 ao qual se pretende

incorporar um controlador de estrutura variável.



Sistema a ser controlado

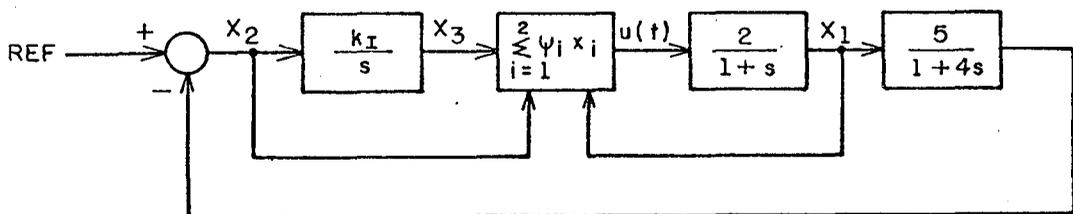
Figura 3.3

Deseja-se que o sistema siga uma referência constante.

Seguindo as etapas do algoritmo proposto:

- Determinação do compensador:

Facilmente se verifica que o compensador deve ser um integrador, de modo que o diagrama de blocos do sistema com controle de estrutura variável passa a ser o da figura 3.4.



Sistema com controlador de estrutura variável

Figura 3.4

- Matrizes A e b do sistema global:

$$A = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 \\ -1,25 & -0,25 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

$$b = \begin{vmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

(K_I foi arbitrado igual a 1)

- Autovalores desejados:

$$\lambda_1 = 0$$

$$\lambda_2 = -2$$

$$\lambda_3 = -4$$

- Hiperplano de escorregamento:

Aplicando o método da seção 2.6.4:

$$\sigma(x) = x_1 - 4,6x_2 - 6,4x_3$$

- Ganhos do controlador:

De acordo com (3.11) e (3.12):

$$\psi_1 > 2,375 \quad \text{se } \sigma x_1 < 0$$

$$\psi_1 < 2,375 \quad \text{se } \sigma x_2 \geq 0$$

$$\psi_2 > -2,625 \quad \text{se } \sigma x_2 < 0$$

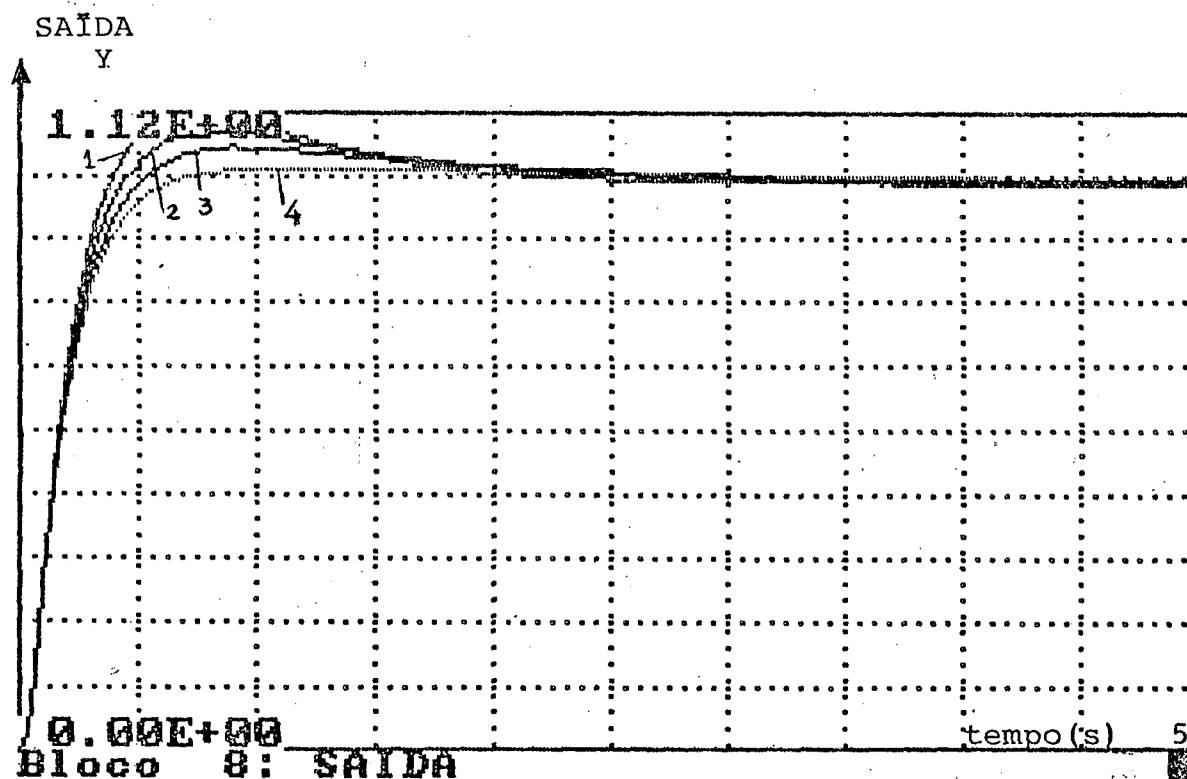
$$\Psi_2 < -2,625 \quad \text{se } \sigma x_2 \geq 0$$

e

$$\Psi_3 > 0 \quad \text{se } \sigma x_3 < 0$$

$$\Psi_3 > 0 \quad \text{se } \sigma x_3 \geq 0$$

A figura 3.5 apresenta a resposta a um degrau unitário na referência do sistema, com os ganhos $\Psi_1 = 5$ sinal (σx_1), $\Psi_2 = 5$ sinal (σx_2) e $\Psi_3 = 0.1$ sinal (σx_3).



Esc. = 1.12E-01

Tempo = 5.00E+00

Resposta ao degrau do sistema de estrutura variável

1. $K_I = 1$; 2. $K_I = 0.7$; 3. $K_I = 0.5$;

4. $K_I = 0.3$

Figura 3.5

3.5 - Conclusões

Desenvolveu-se neste Capítulo um método para o projeto de controladores de estrutura variável. Para utilizar este método necessita-se apenas do conhecimento da estrutura do sistema controlado e do valor aproximado de seus parâmetros, do tipo de referência a rastrear e do tipo de distúrbio a rejeitar. Estabeleceu-se um algoritmo para o cálculo de controladores de estrutura variável, o qual pode ser implementado em computador.

O método trouxe como novidade o uso de um compensador, inspirado no controle robusto. É um método original, não tendo sido encontrado na literatura pesquisada nada similar.

Desenvolveu-se, portanto, uma ferramenta bastante eficaz para o projeto de controladores de estrutura variável, e de fácil utilização conforme exemplo apresentado.

De posse desta ferramenta, pode-se partir para as aplicações, o que será feito no próximo Capítulo.

CAPÍTULO 4

APLICAÇÕES EM CONTROLE DE UNIDADES GERADORAS

4.1 - Introdução

Este Capítulo trata de aplicações de controladores de estrutura variável, especialmente em controle de unidades geradoras de usinas hidrelétricas.

O objetivo principal é o emprego de um controlador de estrutura variável como regulador de velocidade de turbinas hidráulicas para agilizar o processo de sincronização de geradores ao sistema elétrico.

É usada a metodologia proposta no Capítulo 3 para a determinação do controlador de estrutura variável.

Através de simulações em computador digital compara-se o desempenho do controlador proposto e de um regulador de velocidade convencional, considerando inclusive possíveis alterações de parâmetros que possam ocorrer no sistema controlado.

Faz-se uma aplicação deste controlador usando-se um microcomputador digital dotado de interface com conversores analógico/digital e digital/analógico, onde se processa o algoritmo de controle, e simula-se o sistema controlado em um computador analógico.

Prosseguindo, faz-se uma aplicação real deste sistema de controle em uma unidade geradora de 175 MW, utilizando-se um microcomputador como controlador.

É também proposto, calculado e simulado um regulador de tensão de estrutura variável para um gerador com excitatriz rotativa e um regulador de velocidade para um sistema em operação isolada.

4.2 - Sincronização de Geradores

Pouca tem sido a importância dada até hoje ao problema da sincronização de hidrogeradores ao sistema elétrico. Em geral se considera que para uma unidade geradora operando a vazio, dessincronizada do sistema elétrico, não se necessita ter maiores preocupações quanto ao desempenho de seus sistemas de regulação de velocidade e de tensão. Porém, por ocasião de distúrbios no sistema elétrico, com desligamento de geradores, pode ser de fundamental importância a rápida sincronização de unidades geradoras ao sistema, para sua recomposição ou mesmo evitar outros desligamentos.

Isto só pode ser conseguido com sistemas de regulação de velocidade e de tensão que tenham excelente desempenho.

Temos observado, em diversas oportunidades, que o tempo gasto para a sincronização de hidrogeradores é bastante elevado, às vezes da ordem de vários minutos. Isto está diretamente associado ao problema de regulação de velocidade das turbinas hidráulicas.

As não-linearidades presentes nas partes mecânico-hidráulicas dos reguladores de velocidade, principalmente zonas mortas, são fatores importantes para degradar o desempenho do controle da frequência.

Isto, aliado às características do sistema controla -

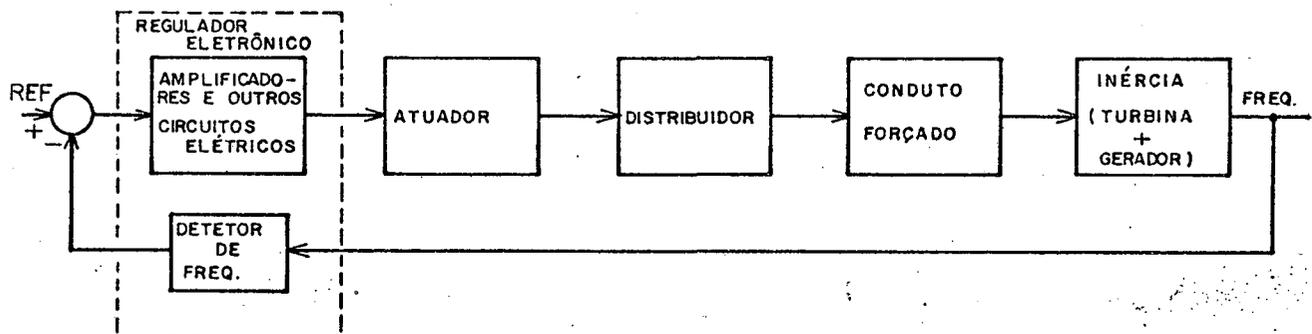
do, um sistema de fase não-mínima, faz com que os reguladores de velocidade convencionais, tradicionalmente de ação proporcional - integral e mais raramente proporcional-integral-derivativo, apresentem considerável ultrapassagem para variações em sua referência (comandos do dispositivo de sincronização automática) e ciclos limites de razoável amplitude, o que dificulta a sincronização do gerador ao sistema elétrico.

Para solucionar estes problemas propõe-se a aplicação de controladores de estrutura variável.

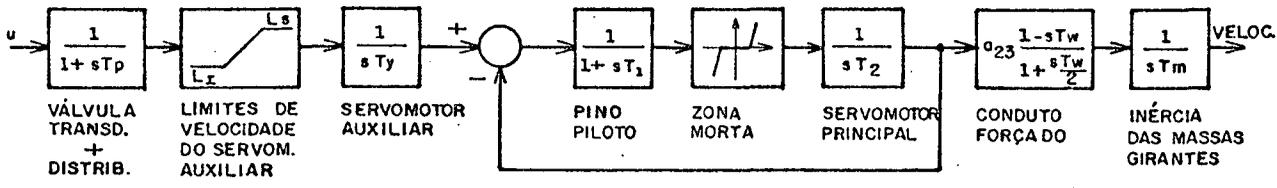
4.3 - Regulação de Velocidade

4.3.1 - Modelos Utilizados

A figura 4.1 mostra um esquema de regulação de velocidade de turbinas hidráulicas.

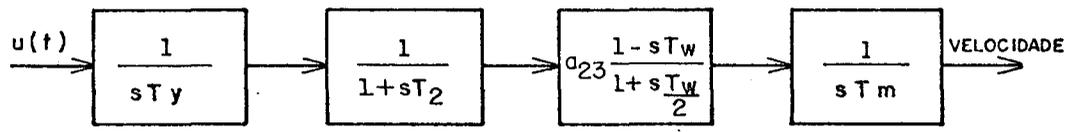


Regulação de Velocidade
Figura 4.1



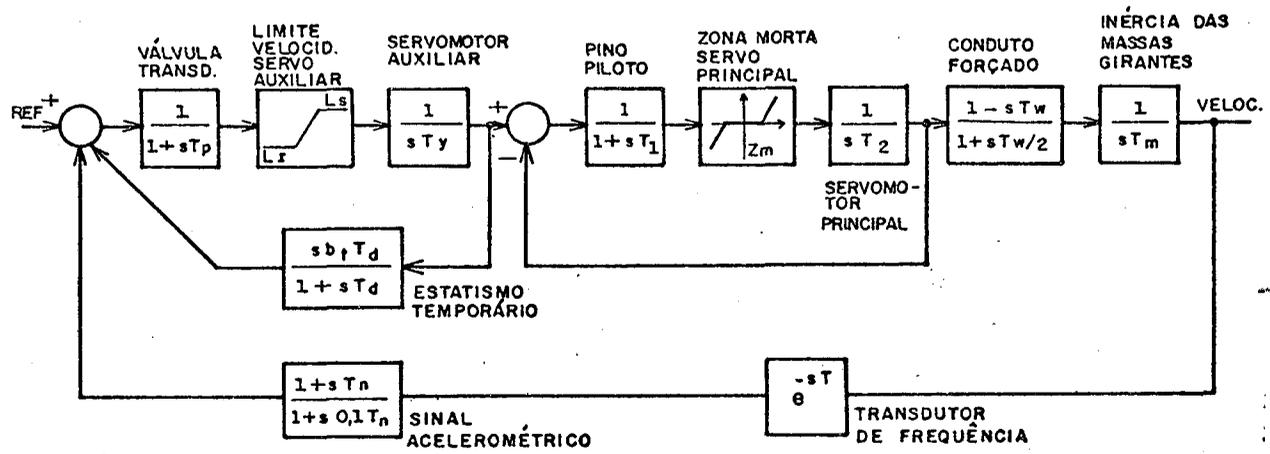
Sistema Controlado

Figura 4.2



Sistema Controlado Simplificado

Figura 4.3



Regulador de velocidade "tradicional" - Operação sem carga

Figura 4.4

Na operação sem carga o regulador de velocidade controla a frequência da unidade geradora de modo a permitir que se faça sua sincronização ao sistema elétrico. A referência de frequência do regulador é comparada com a frequência da turbina obtida por um transdutor de frequência. O sinal de erro após ser processado pelos circuitos eletrônicos do que se convencionou chamar de regulador eletrônico, é aplicado a um transdutor eletro-hidráulico. Este, através da abertura e fechamento de pequenos orifícios permite a passagem de óleo sob pressão para movimentar válvulas e pistões em sentidos e velocidades que dependem do sinal elétrico que está recebendo.

Este conjunto mecânico-hidráulico, denominado atuador, é um amplificador hidráulico cuja finalidade é a de movimentar as palhetas do distribuidor (ou servomotor principal) que determina a vazão de água para a turbina e conseqüentemente sua rotação (operação a vazio ou isolada) ou potência (operação interligada a um grande sistema).

Embora seja parte integrante a nível de equipamento do regulador de velocidade, será considerado para efeito de projeto o atuador e o distribuidor fazendo parte do sistema controlado.

A figura 4.2 mostra o modelo adotado para o sistema controlado, onde se incluem suas principais não-linearidades, como os limites de velocidade dos servomotores auxiliar e principal e a zona morta do servomotor principal.

Para efeito de cálculo e projeto do controlador de estrutura variável serão desprezadas as não-linearidades e as pequenas constantes de tempo, ficando o sistema mostrado em 4.2 reduzido ao da figura 4.3.

Será adotado como regulador de velocidade convencional, cujo desempenho será comparado com o de estrutura variável, o tipo acelerô-tacométrico, no qual o sinal de erro é função do desvio de frequência e de sua taxa de variação.

A figura 4.4 apresenta o diagrama de blocos deste regulador.

Na realidade este regulador nada mais é que um controlador PID, onde a ação proporcional-integral se obtém pela realimentação derivativa (comumente chamada de estatismo temporário) da posição do servomotor auxiliar e a ação derivativa pela derivação do sinal de frequência. Os ganhos PID são dados por:

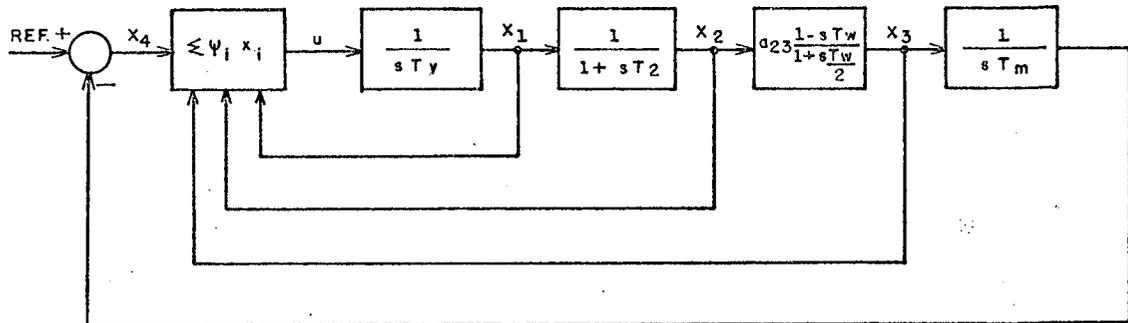
$$\text{ganho proporcional} : K_P = \frac{T_d + T_n}{b_t T_d} \quad (4.1)$$

$$\text{ganho integral} : K_I = \frac{1}{b_t T_d} \quad (4.2)$$

$$\text{ganho derivativo} : K_D = \frac{T_n}{b_t} \quad (4.3)$$

4.3.2 - Cálculo do regulador de velocidade de estrutura variável proposto

Propõe-se o esquema de controle da figura 4.5.



Esquema de controle de estrutura variável .

Figura 4.5

Será seguido o procedimento proposto na seção 3.3 para determinar o hiperplano de escorregamento e os ganhos do controlador.

- Determinação do compensador

Uma vez que se pretende seguir uma referência constante e o último bloco é um integrador, dispensa-se o uso do compensador.

- Determinação da matriz A do sistema

Descrevendo o sistema em termos de variáveis de estado, obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} & 0 & 0 \\ -\frac{2a_{23}}{T_2} & \left(\frac{2a_{23}}{T_W} + \frac{2a_{23}}{T_2} \right) & -\frac{2}{T_W} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_m} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_Y} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (4.4)$$

Adotou-se os seguintes valores para os parâmetros do sistema:

$$\begin{aligned} T_W &= 1 & 1/T_Y &= 33 & a_{23} &= 1 \\ 1/T_2 &= 3 & T_m &= 10 & & \end{aligned}$$

Substituindo em (4.4):

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & -3 & 0 & 0 \\ -6 & 8 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & -0,1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 33 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (4.5)$$

Determinação dos autovalores do sistema com o controlador de estrutura variável.

Adotou-se os seguintes valores:

$$\lambda_1 = 0 \text{ (obrigatório)}$$

$$\lambda_2 = -1$$

$$\lambda_3 = -2$$

$$\lambda_4 = -3$$

regem o comportamento do sistema no escorregamento

- Determinação do hiperplano de comutação

Equação característica do sistema controlado:

$$s^4 + 5s^3 + 6s^2 = 0$$

Equação característica desejada:

$$s^4 + 6s^3 + 11s^2 + 6s = 0$$

Vetor \bar{k}

$$\bar{k} = [0 \quad -6 \quad -5 \quad -1]$$

Matriz Q:

$$Q = \begin{vmatrix} 0 & 198 & 165 & 33 \\ 0 & 198 & 99 & 0 \\ 0 & 198 & -198 & 0 \\ -19,8 & 19,8 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Matriz Q^{-1} :

$$Q^{-1} = \begin{vmatrix} 0 & 0,003367 & 0,0016835 & -0,0505 \\ 0 & 0,003367 & 0,0016835 & 0 \\ 0 & 0,003367 & -0,003367 & 0 \\ 0,0303 & -0,037037 & 0,006734 & 0 \end{vmatrix}$$

Vetor \bar{k} :

$$k = [0,030303 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

Matriz $A + bk$:

$$A + bk = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & -3 & 0 & 0 \\ -6 & 8 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & -0,1 & 0 \end{vmatrix}$$

Sistema a resolver ($c[A + bk] = 0$) :

$$3c_2 - 6c_3 = 1$$

$$-3c_2 + 8c_3 = 0$$

$$-2c_3 - 0,1c_4 = 0$$

$$c_1 = 1$$

Resolvendo este sistema obtêm-se:

$$c = [1 \quad 1,333 \quad 0,5 \quad -10]$$

Equação do hiperplano:

$$\sigma = x_1 + 1,333x_2 + 0,5x_3 - 10x_4 \quad (4.6)$$

- Determinação dos ganhos do controlador

Substituindo os valores dos parâmetros do sistema: e do hiperplano em (3,9) e (3.10) obtêm-se:

$$\Psi_1 < -0,0303 \quad \text{se } \sigma x_1 \geq 0$$

$$\Psi_1 > -0,0303 \quad \text{se } \sigma x_1 < 0$$

$$\Psi_2 < 0 \quad \text{se } \sigma x_2 \geq 0$$

$$\Psi_2 > 0 \quad \text{se } \sigma x_2 < 0$$

$$\begin{array}{lll}
 \Psi_3 < 0 & \text{se} & \sigma x_3 \geq 0 \\
 \Psi_3 > 0 & \text{se} & \sigma x_3 < 0 \\
 \Psi_4 < 0 & \text{se} & \sigma x_4 \geq 0 \\
 \Psi_4 > 0 & \text{se} & \sigma x_4 < 0
 \end{array}$$

O esquema proposto apresenta um inconveniente para sua realização prática que é a necessidade de informação da potência mecânica. Como esta não é uma grandeza diretamente mensurável, optou-se por sintetizá-la a partir da derivação da frequência usando a função:

$$P_{\text{mec}} = \frac{sT_m}{1 + s 0,05} \quad \text{Freq.}$$

Uma outra opção seria a síntese através da medição da posição do servomotor principal condicionada pela função equivalente à do conduto forçado, isto é:

$$P_{\text{mec}} = a_{23} \frac{1 - sTw}{1 + \frac{sTw}{2}} \quad \text{Posição do servomotor principal}$$

As outras variáveis de estado são facilmente obtidas por transdutores de posição (x_1 e x_2) e de frequência (x_4) e normalmente estão disponíveis para supervisão ou controle nos reguladores de velocidade tradicionais.

Geralmente o dispositivo de sincronização automática comanda através de relés, a referência do regulador de velocidade (um potenciômetro motorizado) visando igualar a frequência da máquina à do sistema [2]. Uma opção interessante seria medir a frequência do sistema e usá-la como referência do regulador de velo-

cidade.

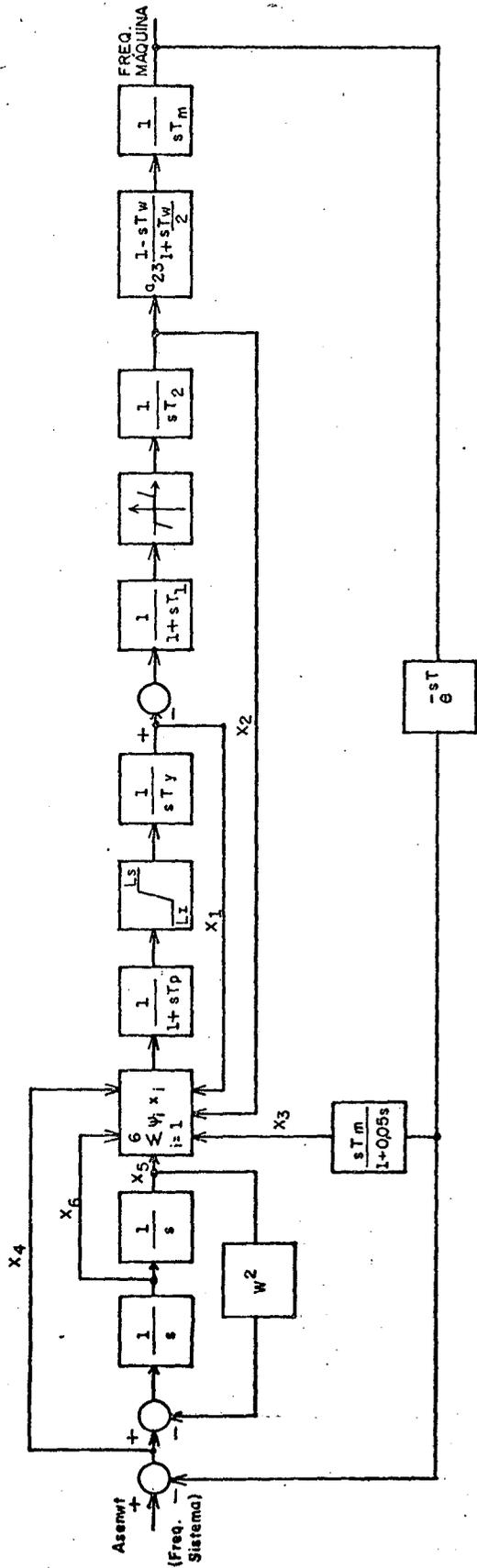
Nesta alternativa pode surgir um problema caso o sistema elétrico apresente oscilações permanentes. Em sistemas interligados podem ocorrer oscilações permanentes de frequência, às vezes com razoável amplitude, com períodos tipicamente da ordem de 20 segundos, devido às zonas mortas e baixo amortecimento de muitos reguladores de velocidade. Nesta situação a utilização da frequência do sistema como referência do regulador de estrutura variável não produz bons resultados, pois embora a frequência da máquina seja a mesma do sistema, há uma defasagem de cerca de 60° , conforme simulações realizadas. Pior desempenho entretanto apresenta o regulador convencional.

A solução é incorporar um compensador, conforme o método proposto no Capítulo 3.

Assim, introduzindo-se um compensador com a função de transferência:

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + w^2}$$

onde w é a frequência do sinal a rastrear, soluciona-se o problema. O esquema de controle passa a ser o da figura 4.6.



Regulador de velocidade de estrutura de compensador para rastrear uma referência senoidal

Figura 4.6

Descrevendo-o em termos de variáveis de estado

tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{2a_{23}}{T_w} & \left(\frac{2a_{23}}{T_w} + \frac{2a_{23}}{T_2}\right) & -\frac{2}{T_w} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -w^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) +$$

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{T_y} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t)$$

Substituindo os valores dos parâmetros e adotando para w o valor de $2 \cdot \pi \cdot 0,05 = 0,314$ rd/s, obtêm-se:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -6 & 8 & -2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0,0987 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{pmatrix} 33 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t)$$

Aplicando-se o método da seção 3.3, com os autovalores escolhidos de 0, -1, -1, -1, -2, -3 obtém-se para o hiperplano de comutação a expressão:

$$\sigma(x) = x_1 + 8,3751 x_2 + 3,6876 x_3 - 90,7911 x_4 - 35,4405 x_5 - 1,0389 x_6$$

e para os ganhos do controlador os valores limites de:

$$\Psi_1 < 0,0909 \quad \text{se} \quad \sigma x_1 \geq 0$$

$$\Psi_1 > 0,0909 \quad \text{se} \quad \sigma x_1 < 0$$

$$\Psi_2 < 0,1326 \quad \text{se} \quad \sigma x_2 \geq 0$$

$$\Psi_2 > 0,1326 \quad \text{se} \quad \sigma x_2 < 0$$

$$\Psi_3 < 0,0516 \quad \text{se} \quad \sigma x_3 \geq 0$$

$$\Psi_3 > 0,0516 \quad \text{se} \quad \sigma x_3 < 0$$

$$\Psi_4 < -1,0740 \quad \text{se} \quad \sigma x_4 \geq 0$$

$$\Psi_4 > -1,0740 \quad \text{se} \quad \sigma x_4 < 0$$

$$\Psi_5 < -0,3148 \quad \text{se} \quad \sigma x_5 \geq 0$$

$$\Psi_5 > -0,3148 \quad \text{se} \quad \sigma x_5 < 0$$

$$\Psi_6 < -0,0315 \quad \text{se} \quad \sigma x_6 \geq 0$$

$$\Psi_6 > -0,0315 \quad \text{se} \quad \sigma x_6 < 0$$

4.3.3 - Simulação Digital

A fim de avaliar o desempenho do regulador de velocidade variável e compará-lo com o de um regulador convencional, foram efetuadas diversas simulações em computador digital usando o programa SSD [38]. Nestas condições utilizou-se o modelo completo não linear do sistema controlado (figura 4.2).

Os ajustes do regulador de velocidade convencional foram estabelecidos após uma série de simulações visando otimizá-los.

Cabe aqui uma observação importante. Simplificações no modelo do sistema controlado (desconsideração das não linearidades, desprezo da dinâmica do atuador, etc) podem conduzir a resultados bastante diferentes daqueles obtidos com o modelo completo no caso do regulador convencional. Esta é uma consideração importante que muitas vezes não é levada em conta tanto na definição de ajustes como no estabelecimento de modelos para estudos no âmbito do setor elétrico. Isto pode conduzir à adoção de ajustes até ruins, se posteriormente não forem avaliados através de ensaios de campo.

- Modelo simplificado x modelo completo

Simulação nº 1 - regulador de velocidade tradicional

A figura 4.7 mostra o resultado das simulações da resposta ao degrau (0,01 pu) do regulador convencional, considerando dois casos:

- a) com modelo simplificado do sistema controlado (figura 4.3);
- b) com modelo completo do sistema controlado (figura 4.2).

Os ajustes adotados para o regulador, foram:

$$b_t = 0,2 \text{ pu/pu}$$

$$T_d = 20s$$

$$T_n = 1s$$

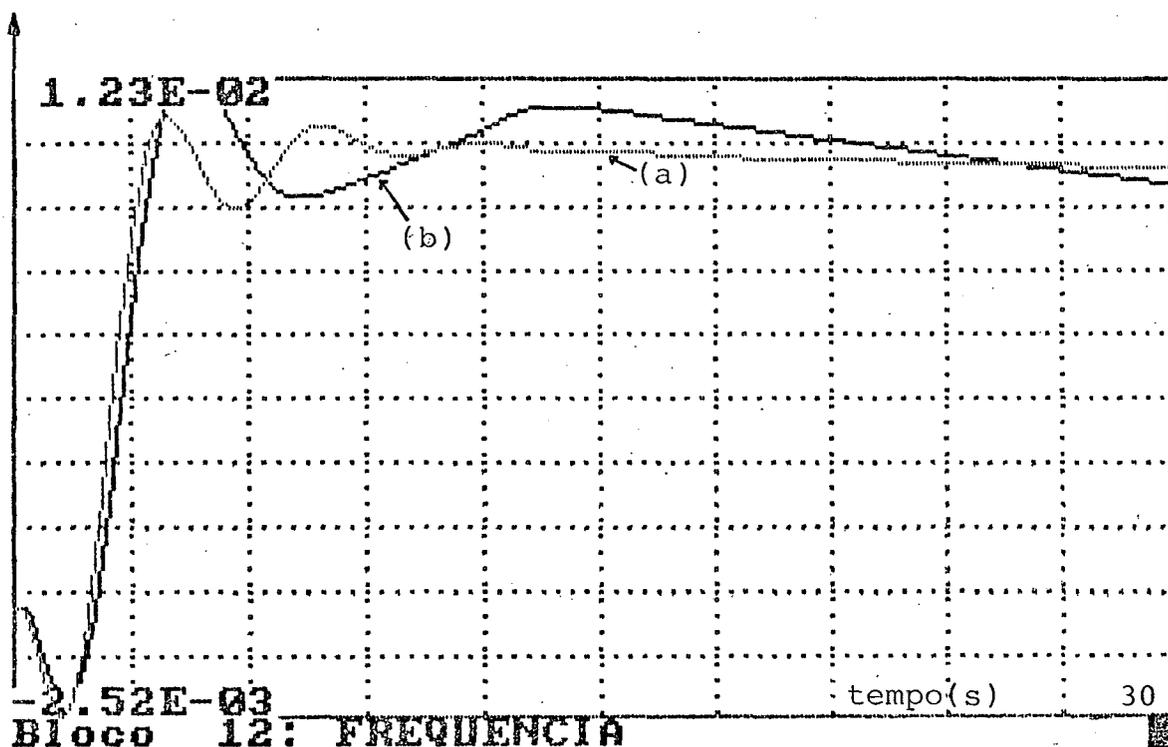
Verificou-se razoáveis diferenças de resposta.

Além de diferença na ultrapassagem, há no caso (b) oscilações subseqüentes que correspondem aos ciclos limites originados pela zona morta do servomotor principal.

Comprova-se a importância para o presente estudo de um modelo mais elaborado para o sistema controlado.

Variação de frequência

(p.u.)



Esc. = 1.48E-03

Tempo = 3.00E+01

Resposta ao degrau do regulador convencional

(a) - modelo simplificado do sistema controlado

(b) - modelo completo do sistema controlado

Figura 4.7

Regulador tradicional x regulador de estrutura variável

Simulação nº 2 - regulador de velocidade tradicional

Na figura 4.8 apresenta-se a resposta ao degrau (0,01 pu) do regulador convencional. Verifica-se uma razoável ultrapassagem e o já mencionado problema dos ciclos limites que dificultam a sincronização da máquina ao sistema elétrico. Os ajustes adotados são os da simulação nº 1.

Simulação nº 3 - regulador de estrutura variável

As figuras 4.9 a 4.11 mostram a resposta ao degrau (0,01 pu) para o regulador de estrutura variável com os seguintes ajustes:

$$\text{hiperplano : } \sigma(x) = x_1 + 1,333 x_2 + 0,5 x_3 - 10 x_4$$

$$\text{ganhos : } \psi_1 = 0,2 \text{ sinal } (\sigma x_1)$$

$$\psi_2 = \psi_3 = 0$$

$$\psi_4 = 0,4 \text{ sinal } (\sigma x_4)$$

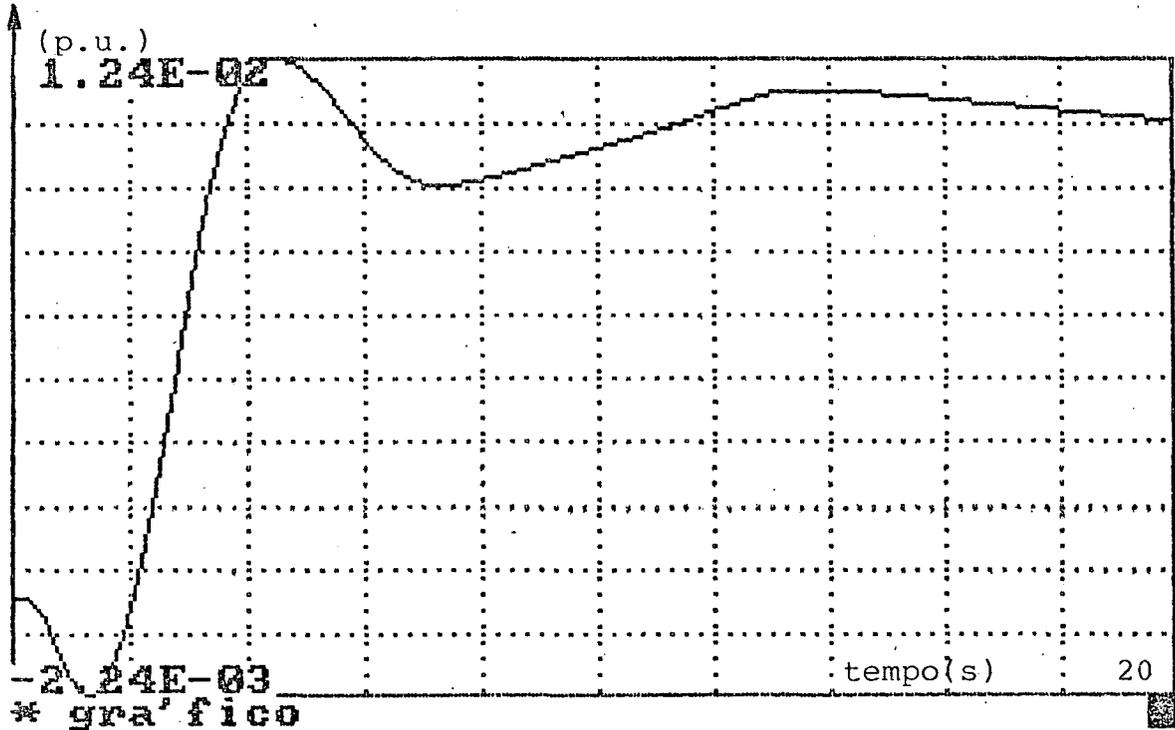
Na figura 4.9 nota-se uma ultrapassagem praticamente desprezível, não há ciclos limites e o erro em regime é da ordem de 0,0005 pu.

A figura 4.10 mostra a evolução do sinal de controle, onde se observa uma oscilação de alta frequência de pequena amplitude em regime permanente. Isto é devido ao erro não ser nulo em função da zona morta do servomotor principal. Isto não se

reflete no deslocamento do servomotor principal conforme se verifica na figura 4.11, em função dos estágios passa-baixa anteriores (válvula transdutora, distribuidora e pino piloto).

Aliás, é prática usual nos reguladores convencionais aplicar-se à válvula transdutora eletro-hidráulica um sinal CA 60 Hz de pequena amplitude ("tensão de ripple") para evitar vício de posição. Nesta frequência não há deslocamento visível do servomotor auxiliar.

Variação de frequência



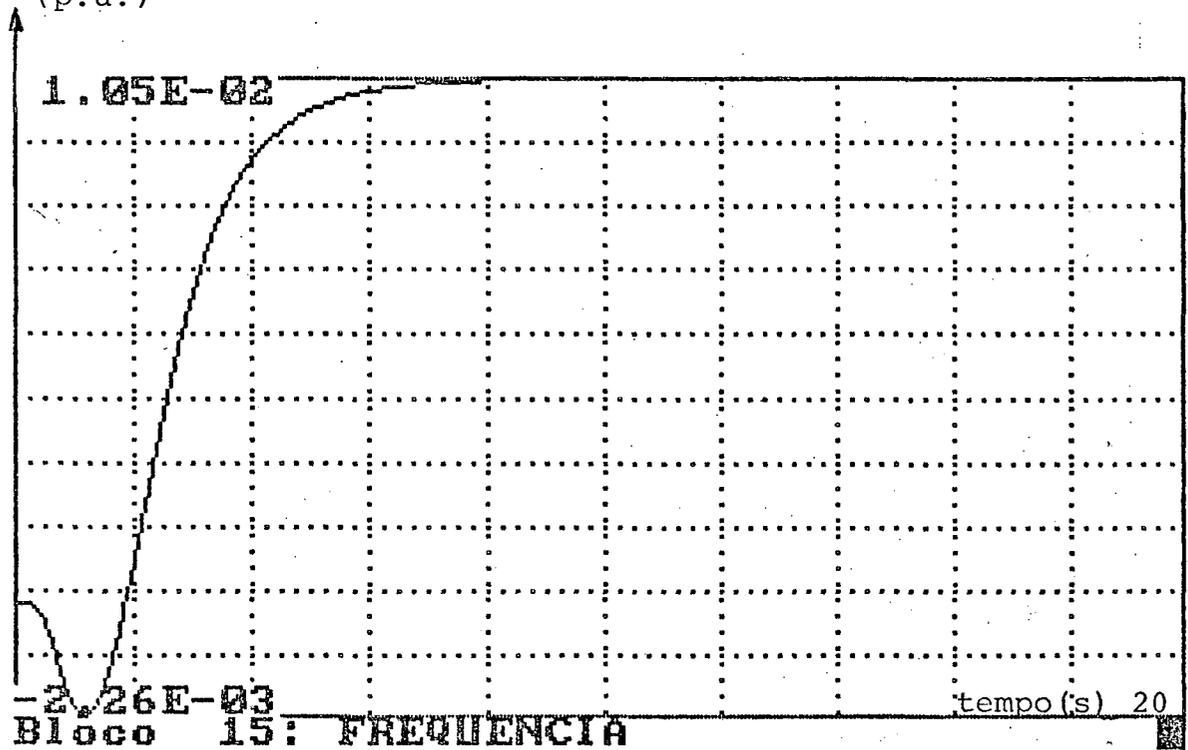
Esc. = 1.46×10^{-3}

Tempo = 2.00×10^1

Resposta ao degrau do regulador convencional

Figura 4.8

variação de frequência
(p.u.)



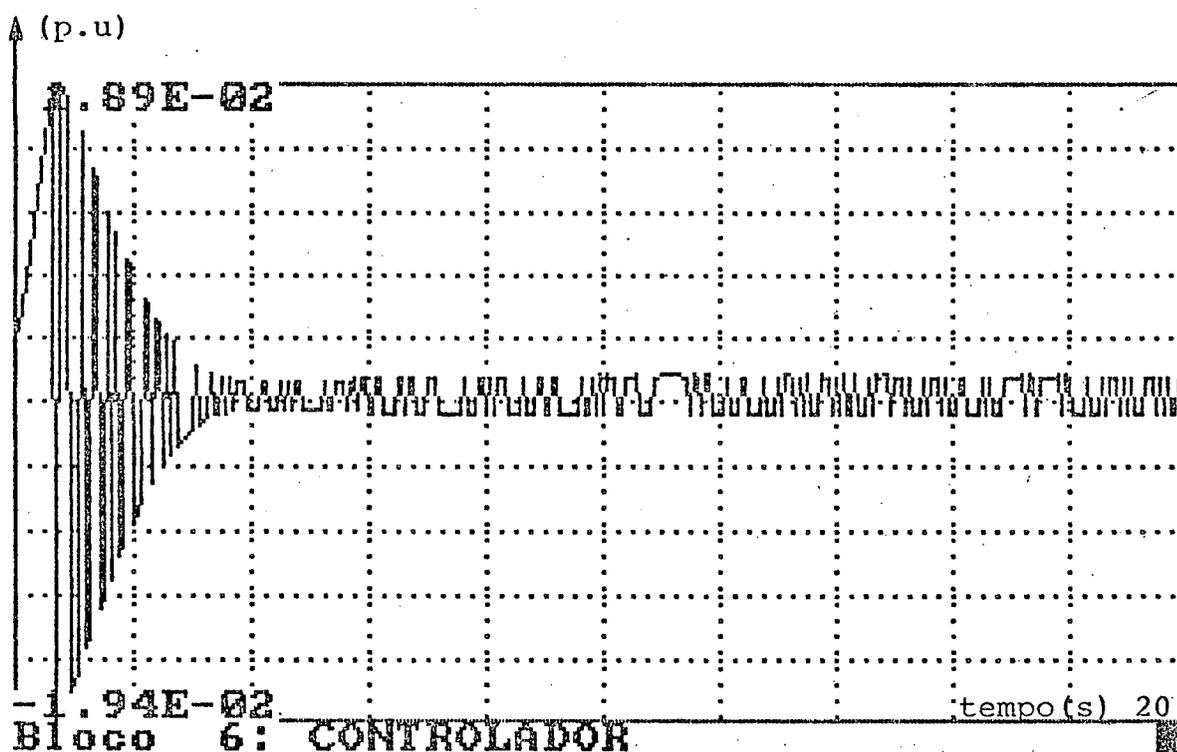
Esc. = 1.28E-03

Tempo = 2.00E+01

Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável
Evolução da frequência da máquina.

Figura 4.9

Sinal de controle

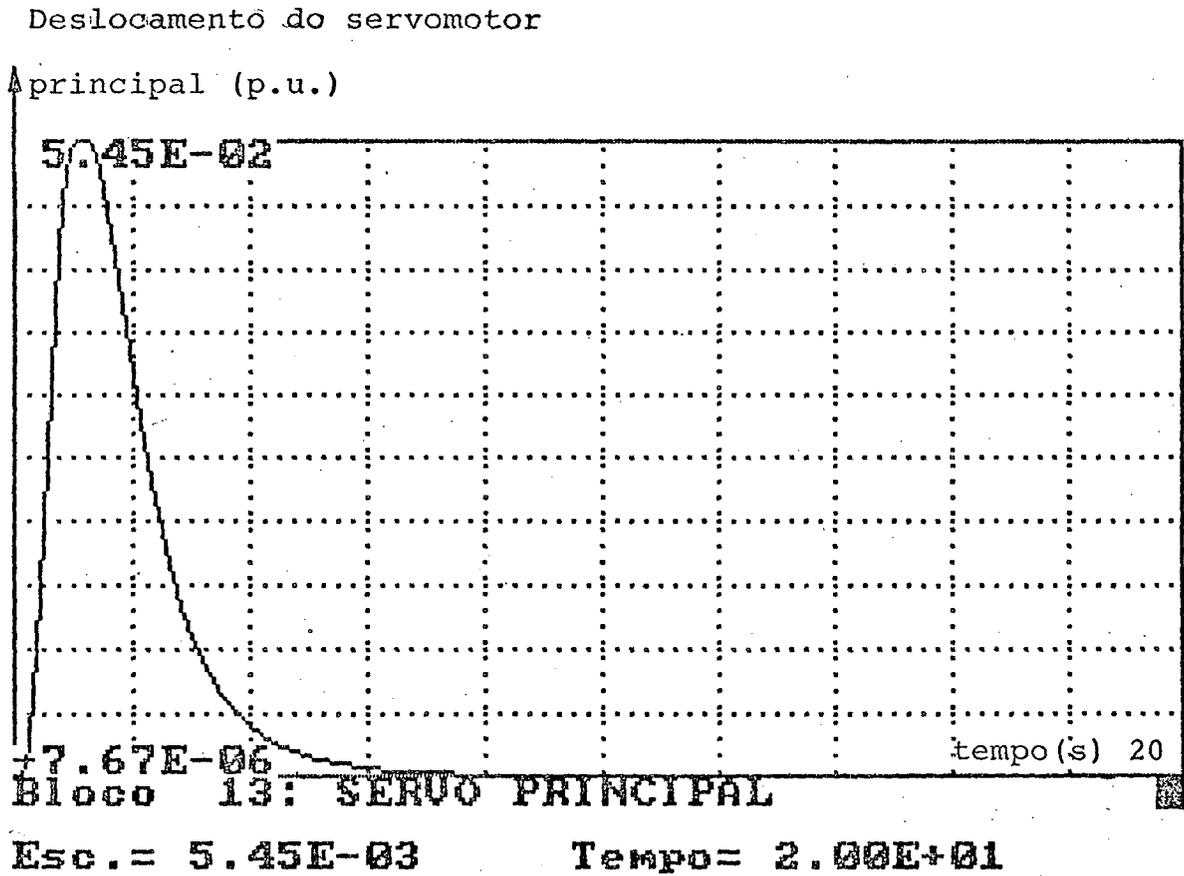


Esc. = 3.83E-03

Tempo = 2.00E+01

Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável.
Evolução do sinal de controle.

Figura 4.10



Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável

Deslocamento do servomotor principal

Figura 4.11

Efeito da zona morta do servomotor principal

Faz-se uma avaliação do comportamento dos reguladores convencional e de estrutura variável quanto à variação da zona morta do servomotor principal.

Simulação nº 4 - regulador tradicional

A figura 4.12 apresenta a resposta ao degrau do regulador de velocidade convencional para diferentes zonas mortas do servomotor principal, a saber:

caso a : 0,01 pu

caso b : 0,02 pu

caso c : 0,03 pu

Aumentos desta zona morta podem ocorrer na prática devido a desgaste ou afrouxamento de partes mecânicas ou entupimentos de circuitos hidráulicos.

Como pode ser observado, a amplitude das oscilações da frequência devido aos ciclos limites associados à zona morta do servomotor principal crescem à medida que esta aumenta.

Simulação nº 5 - regulador de estrutura variável

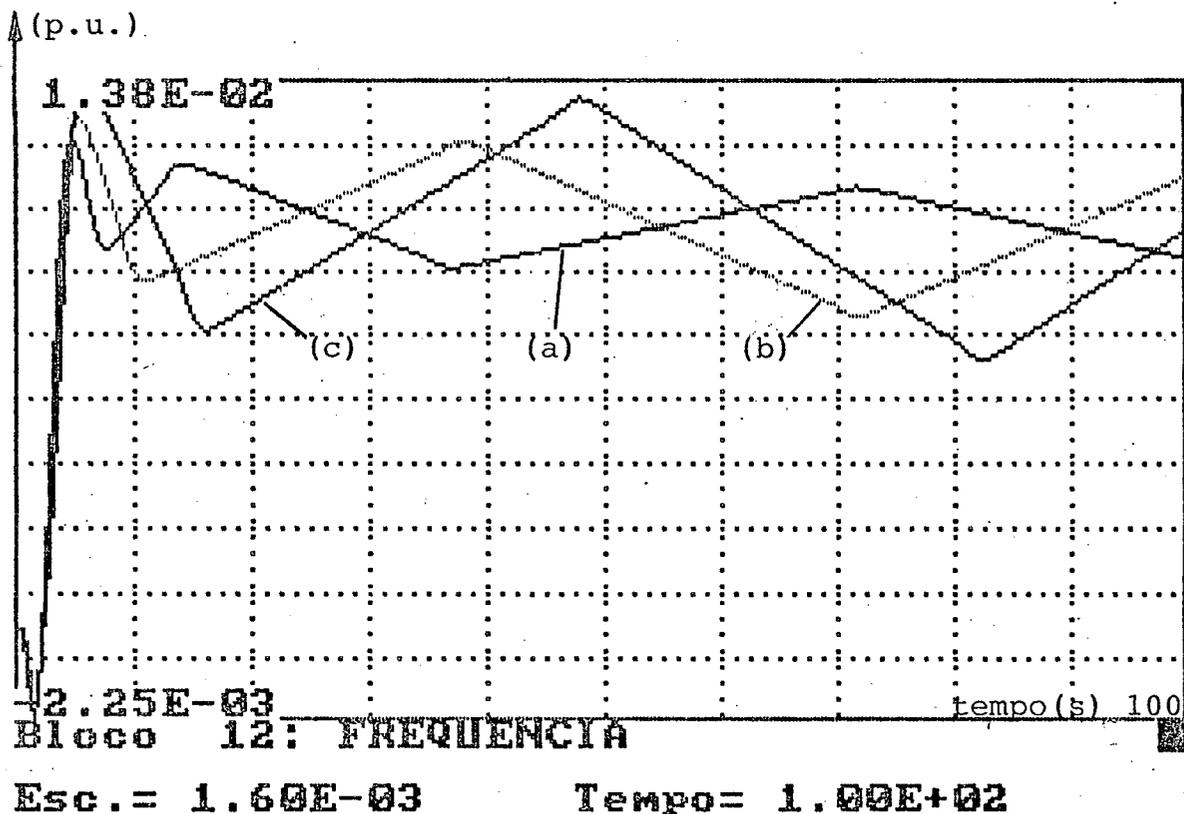
As respostas ao degrau para diferentes valores (0, 0,01, 0,02 e 0,03 pu) da zona morta do servomotor principal são mostradas na figura 4.13.

Verifica-se que o erro em regime torna-se maior à

medida que aumenta a zona morta do servomotor principal.

O desempenho alcançado, entretanto, mais uma vez pode ser considerado superior ao do regulador convencional.

Variação de frequência

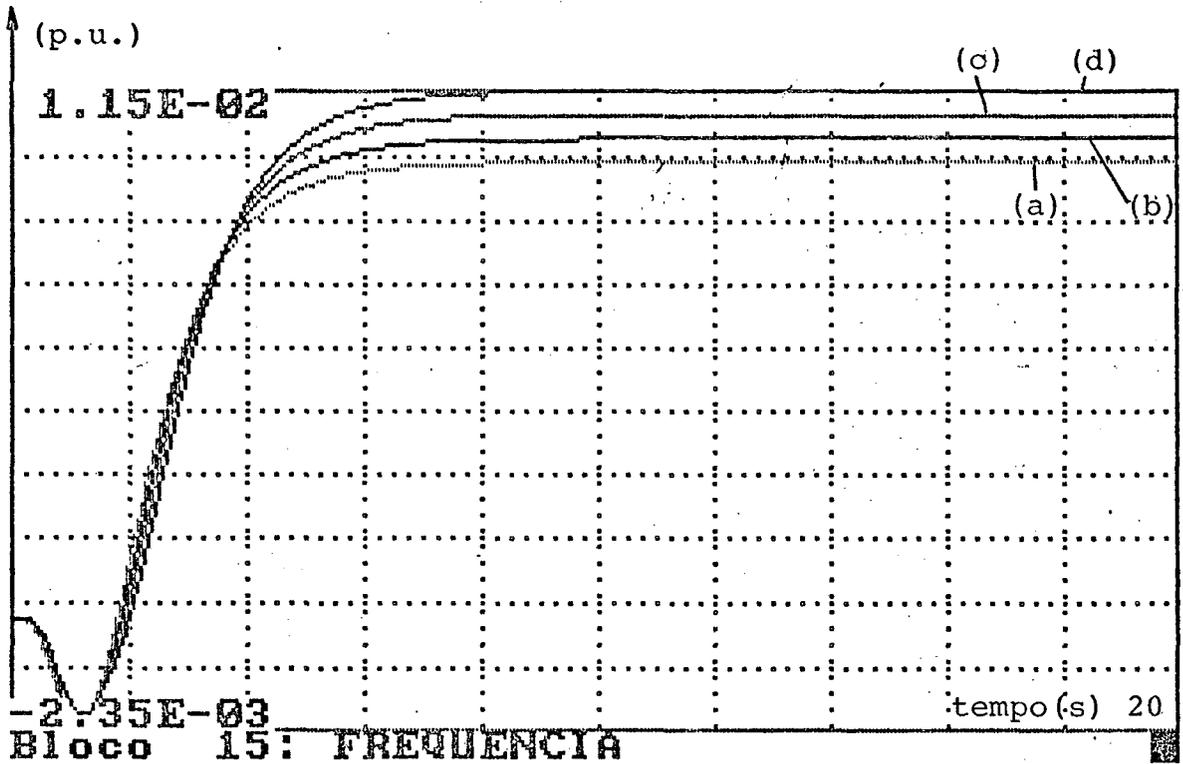


Resposta ao degrau do regulador convencional para diferentes zonas mortas do servomotor principal

- (a) - 0.01 pu
- (b) - 0.02 pu
- (c) - 0.03 pu

Figura 4.12

Variação de frequência



Esc. = 1.38E-03

Tempo = 2.00E+01

Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável para diferentes valores da zona morta do servomotor principal

(a) 0

(b) 0,01

(c) 0,02

(d) 0,03 p.u.

Figura 4.13

Efeito da variação da constante de tempo de inércia da água (T_w)

Variações significativas de T_w só ocorrem para razoáveis variações da vazão da turbina.

Este não é o caso da operação a vazio, onde os ajustes de velocidade requeridos necessitam pequenas alterações de vazão. Entretanto, nos casos em que há grandes variações de nível do reservatório, tem-se para a mesma rotação da turbina diferentes vazões, o que pode implicar em razoáveis alterações de T_w , de modo que uma certa robustez do controlador relativamente a este parâmetro pode ser interessante.

Simulação nº 6 - regulador tradicional

As figuras 4.14 e 4.15 mostram a resposta ao degrau para $T_w = 1.5$ e $T_w = 2$ segundos respectivamente. Verifica-se uma acentuada degradação do desempenho do regulador tradicional com o aumento de T_w , chegando à instabilidade para $T_w = 2$ segundos.

Simulação nº 7 - regulador de estrutura variável

Nas figuras 4.16 e 4.17 mostra-se o resultado das simulações de resposta ao degrau (0,01 pu) para $T_w = 1.5$ e $T_w = 2$ segundos, respectivamente.

Os resultados obtidos confirmam o superior desempenho do regulador de estrutura variável e sua robustez quanto à variação de parâmetros do sistema controlado.

Efeito da variação da constante de tempo de inércia da água (T_w)

Variações significativas de T_w só ocorrem para razoáveis variações da vazão da turbina.

Este não é o caso da operação a vazio, onde os ajustes de velocidade requeridos necessitam pequenas alterações de vazão. Entretanto, nos casos em que há grandes variações de nível do reservatório, tem-se para a mesma rotação da turbina diferentes vazões, o que pode implicar em razoáveis alterações de T_w , de modo que uma certa robustez do controlador relativamente a este parâmetro pode ser interessante.

Simulação nº 6 - regulador tradicional

As figuras 4.14 e 4.15 mostram a resposta ao degrau para $T_w = 1.5$ e $T_w = 2$ segundos respectivamente. Verifica-se uma acentuada degradação do desempenho do regulador tradicional com o aumento de T_w , chegando à instabilidade para $T_w = 2$ segundos.

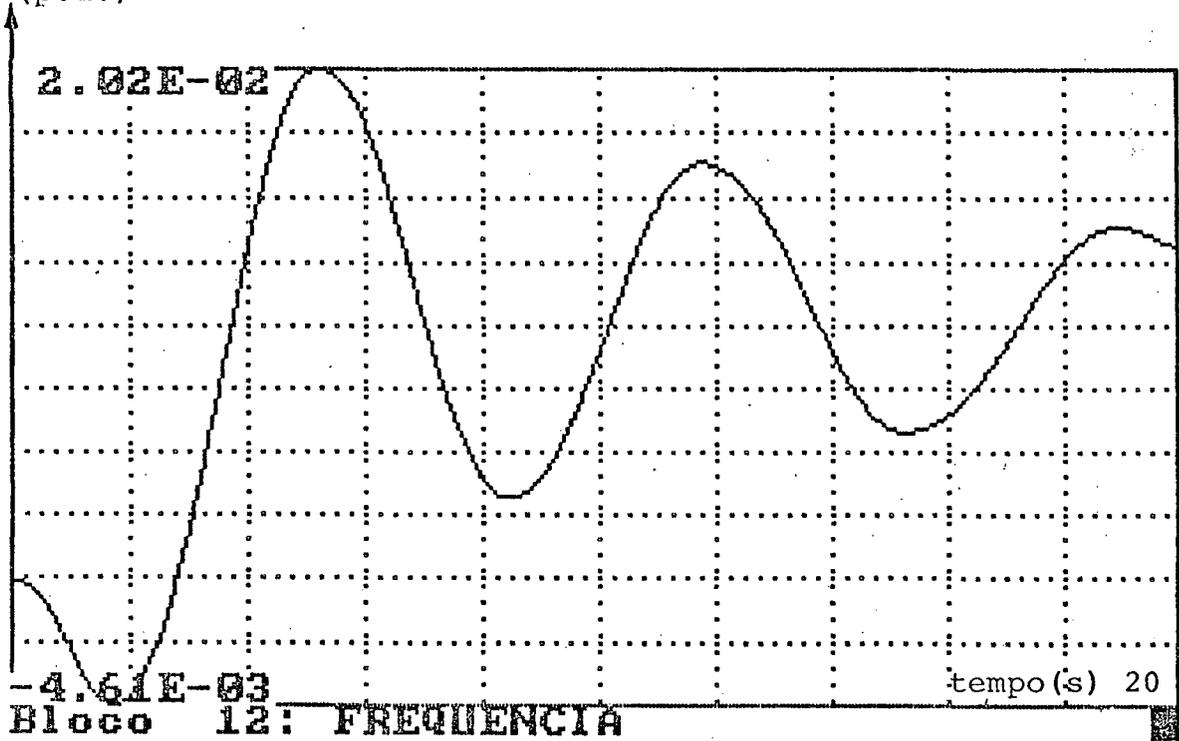
Simulação nº 7 - regulador de estrutura variável

Nas figuras 4.16 e 4.17 mostra-se o resultado das simulações de resposta ao degrau (0,01 pu) para $T_w = 1.5$ e $T_w = 2$ segundos, respectivamente.

Os resultados obtidos confirmam o superior desempenho do regulador de estrutura variável e sua robustez quanto à variação de parâmetros do sistema controlado.

Variação de frequência

(p.u.)



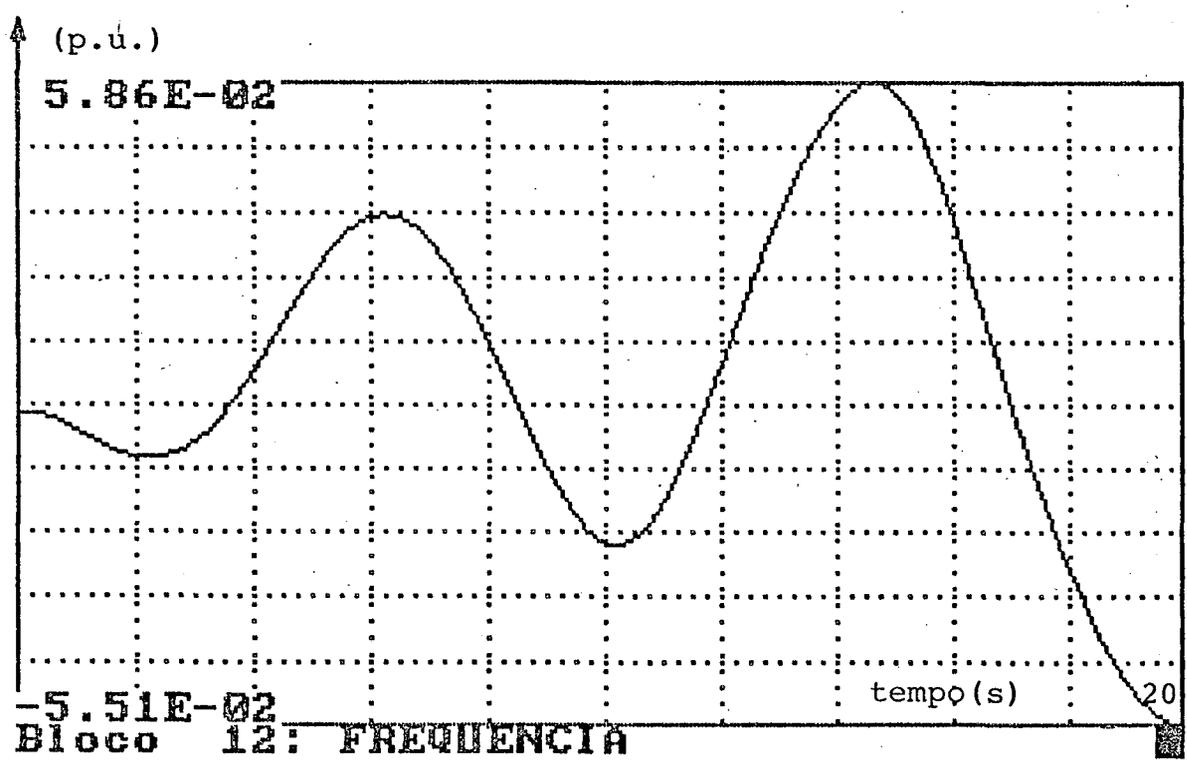
Esc. = 2.48E-03

Tempo = 2.00E+01

Resposta ao degrau do regulador tradicional com $T_w = 1.5s$

Figura 4.14

Variação de frequência



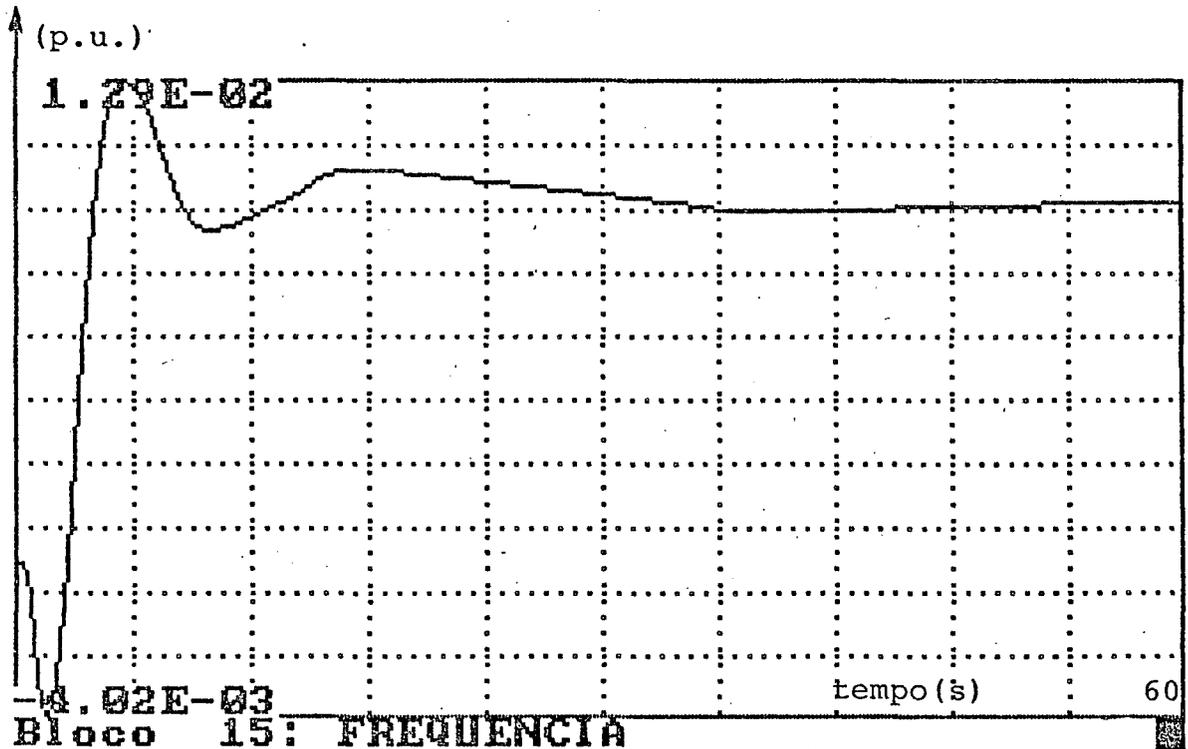
Esc. = 1.14E-02

Tempo = 2.00E+01

Resposta ao degrau do regulador tradicional com $T_w = 2s$

Figura 4.15

Variação de frequência



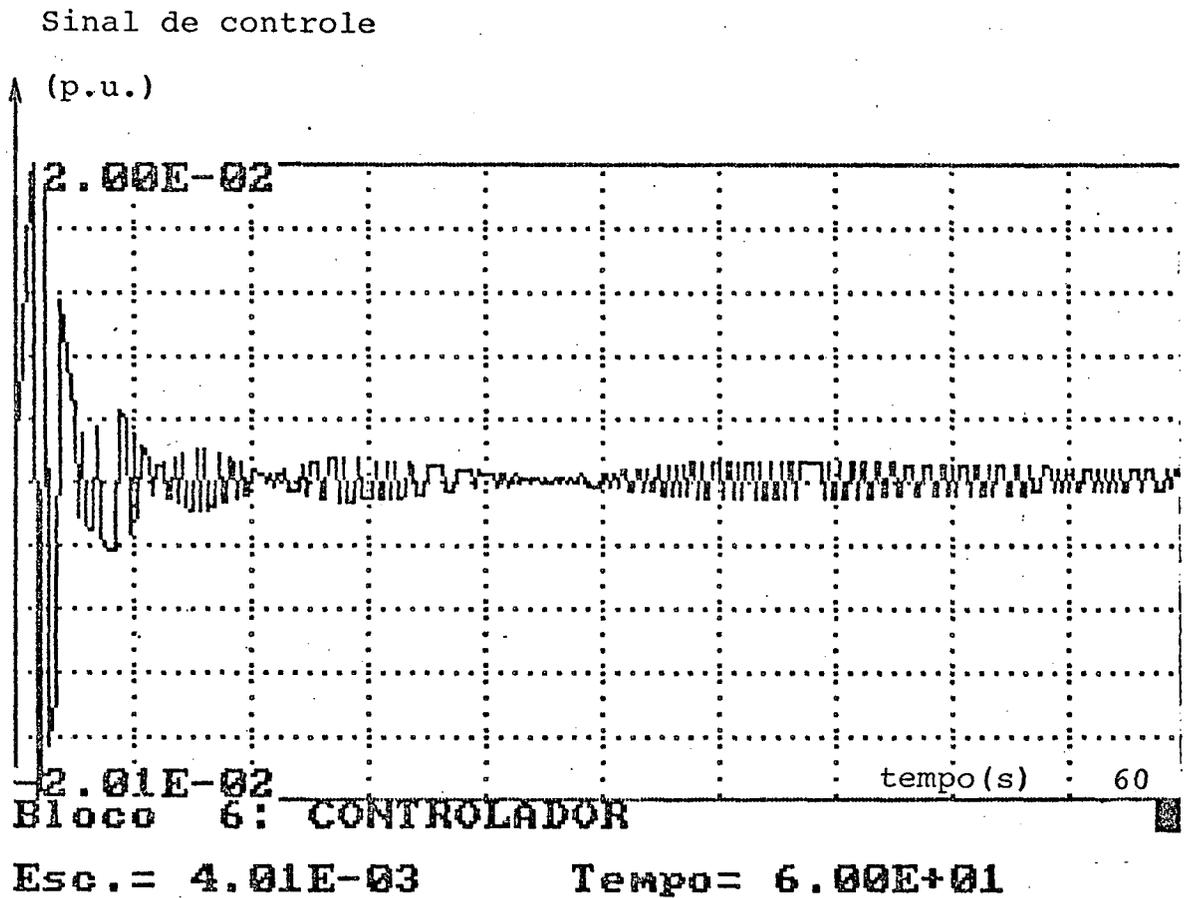
Esc. = 1.69×10^{-3}

Tempo = 6.00×10^1

Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável com

$T_w = 1.5$ s - Evolução da frequência.

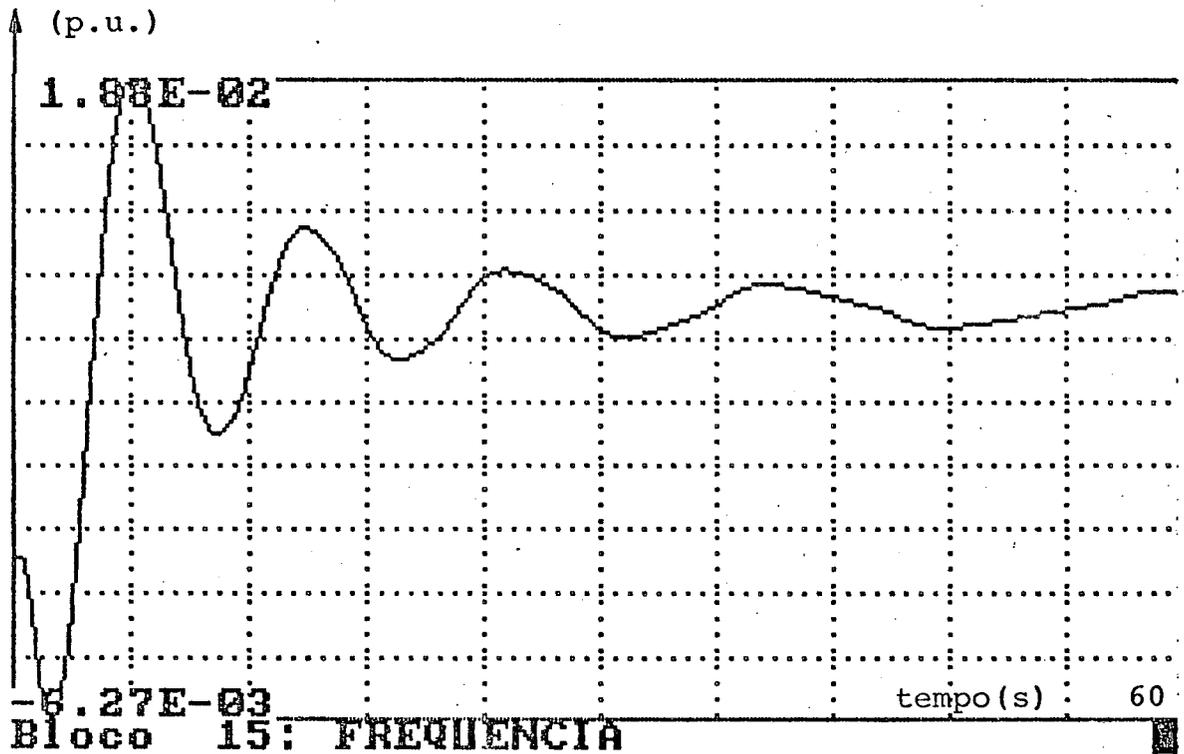
Figura 4.16.a



Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável com
 $T_w = 1.5s$ - Evolução do sinal de controle

Figura 4.16.b

Variação de frequência



Esc. = 2.51E-03

Tempo = 6.00E+01

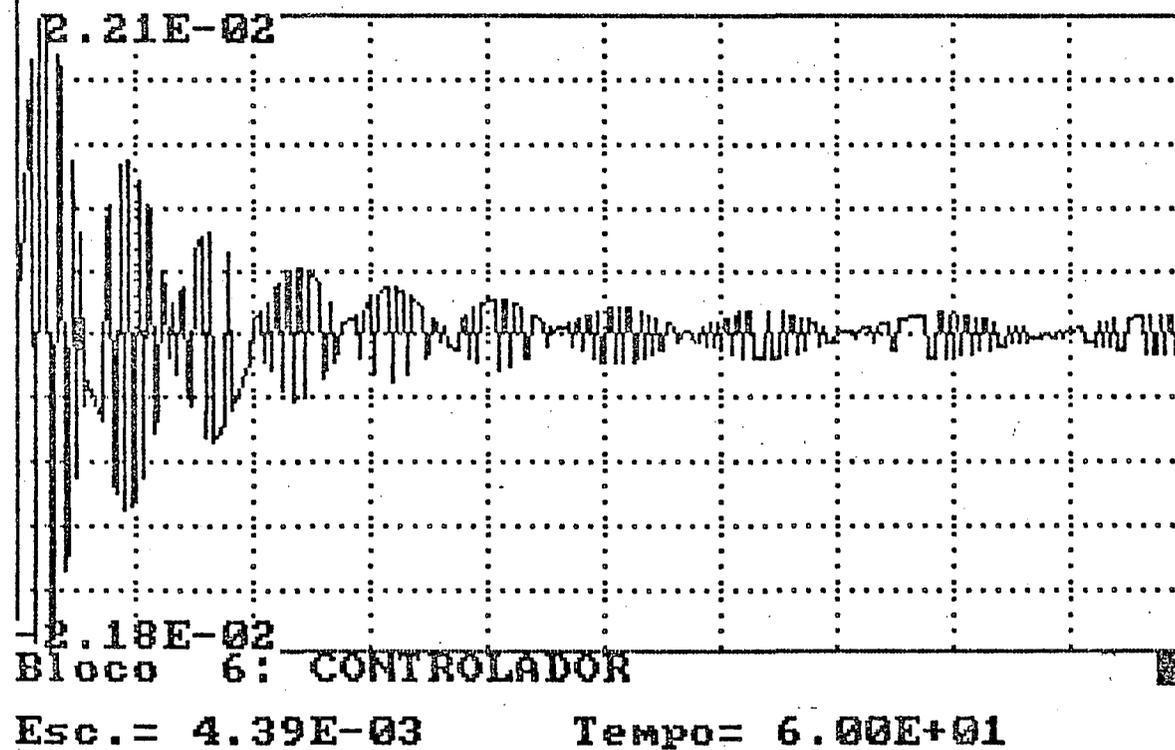
Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável com

$T_w = 2s$ - Evolução da frequência.

Figura 4.17.a

Sinal de controle

(p.u.)



Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável com

$T_w = 2s$ - Evolução do sinal de controle.

Figura 4.17.b

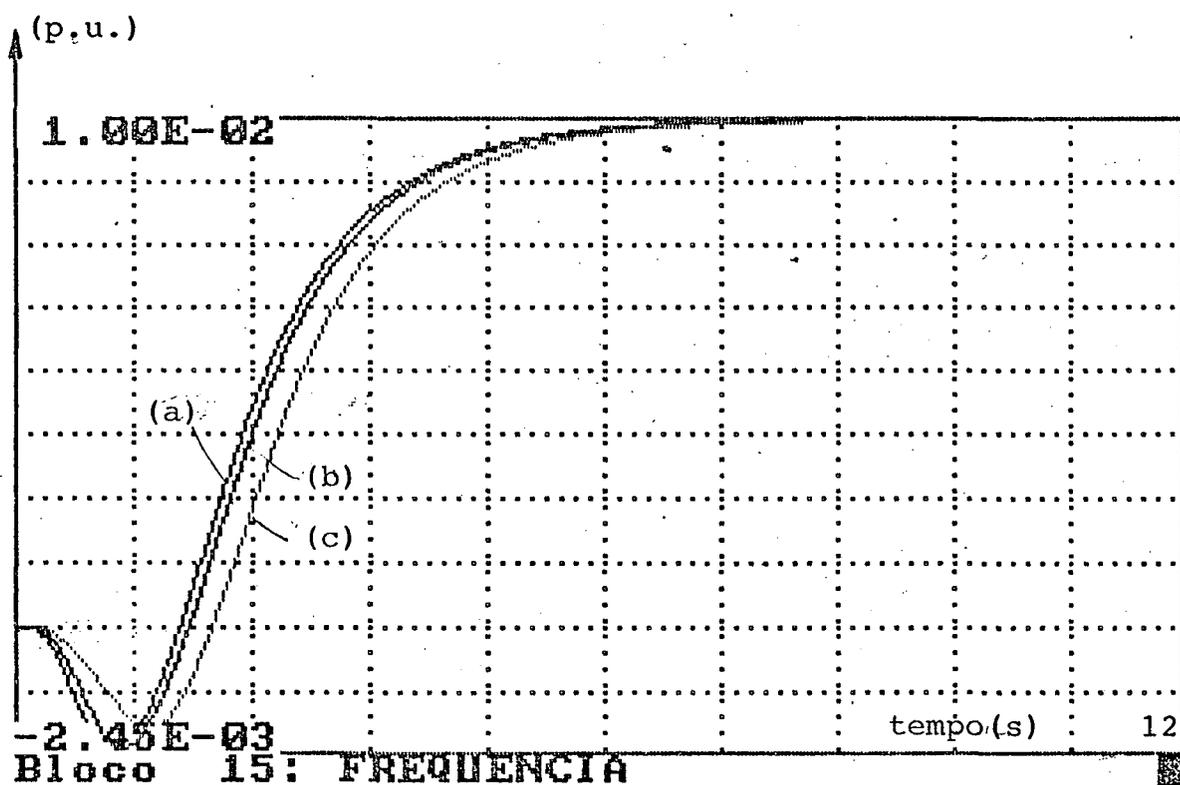
Efeito da variação da constante de tempo do servo-
motor auxiliar ($1/T_y$)

Uma alteração deste parâmetro pode ocorrer na eventualidade de algum problema mecânico-hidráulico no atuador, o que não é raro de acontecer.

Simulação nº 8 - regulador de estrutura variável

A figura 4.18 mostra o resultado de simulações da resposta ao degrau para valores 50% superior e 50% inferior do valor básico considerado para T_y (1/33 segundo). Conforme pode ser observado o comportamento da frequência é muito pouco afetado mesmo com variações significativas de T_y .

Variação de frequência



Esc. = 1.25E-03

Tempo = 1.20E+01

Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável para diferentes valores de T_y :

a) $1/T_y = 49,5$; b) $1/T_y = 33$ (valor básico) c) $1/T_y = 16,5$

Figura 4.18

Resposta a uma referência senoidal.

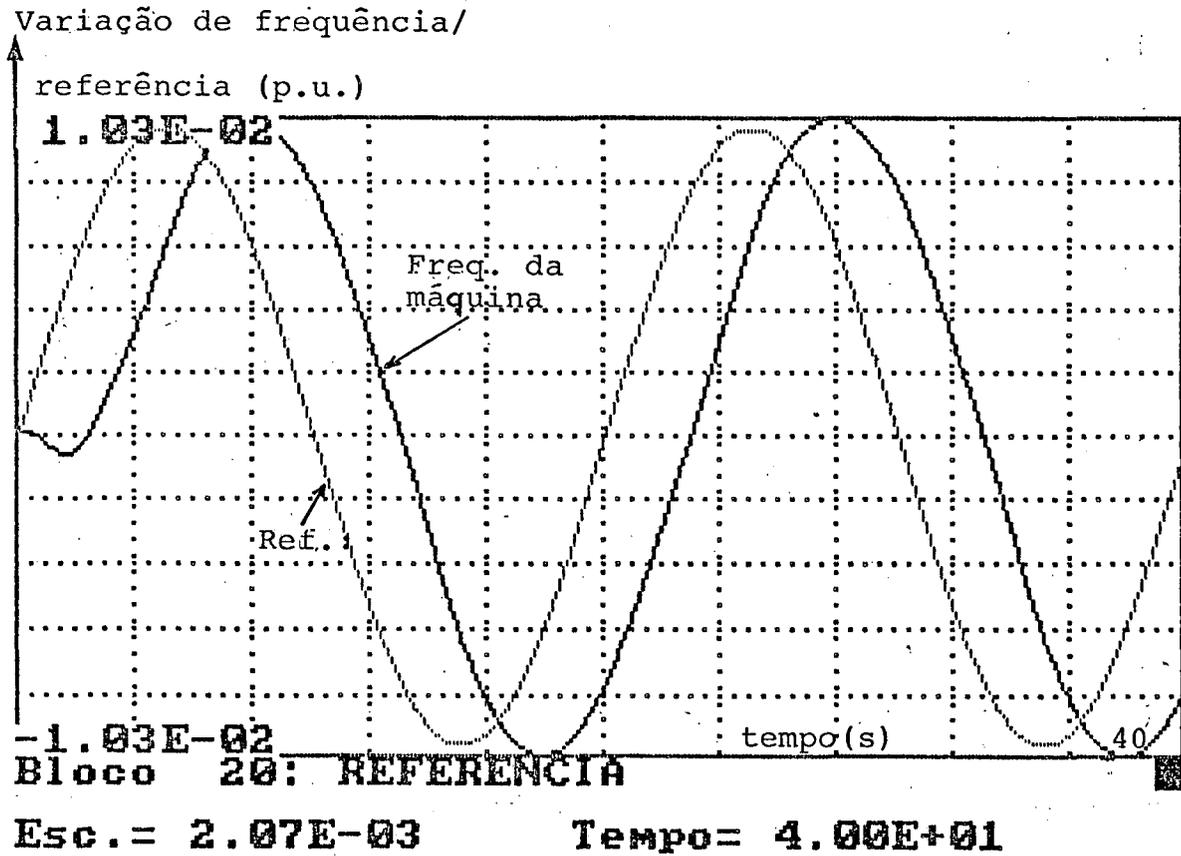
Esta situação corresponde ao caso mencionado na seção 4.3.2, em que se sugeria utilizar, para agilizar a sincronização da unidade geradora, como referência do regulador de velocidade de estrutura variável a própria frequência do sistema elétrico e este apresentava oscilações de frequência sustentadas.

Simulação nº 9 - regulador de estrutura variável

Conforme se observa na figura 4.19, a resposta a uma referência senoidal do regulador de estrutura variável considerado até aqui (esquema da figura 4.5) não é boa em termos de rastreamento, pois apesar de a frequência da máquina ser de amplitude quase igual à do sistema (referência), há uma razoável diferença de fase (cerca de 60°).

Simulação nº 10 - regulador tradicional.

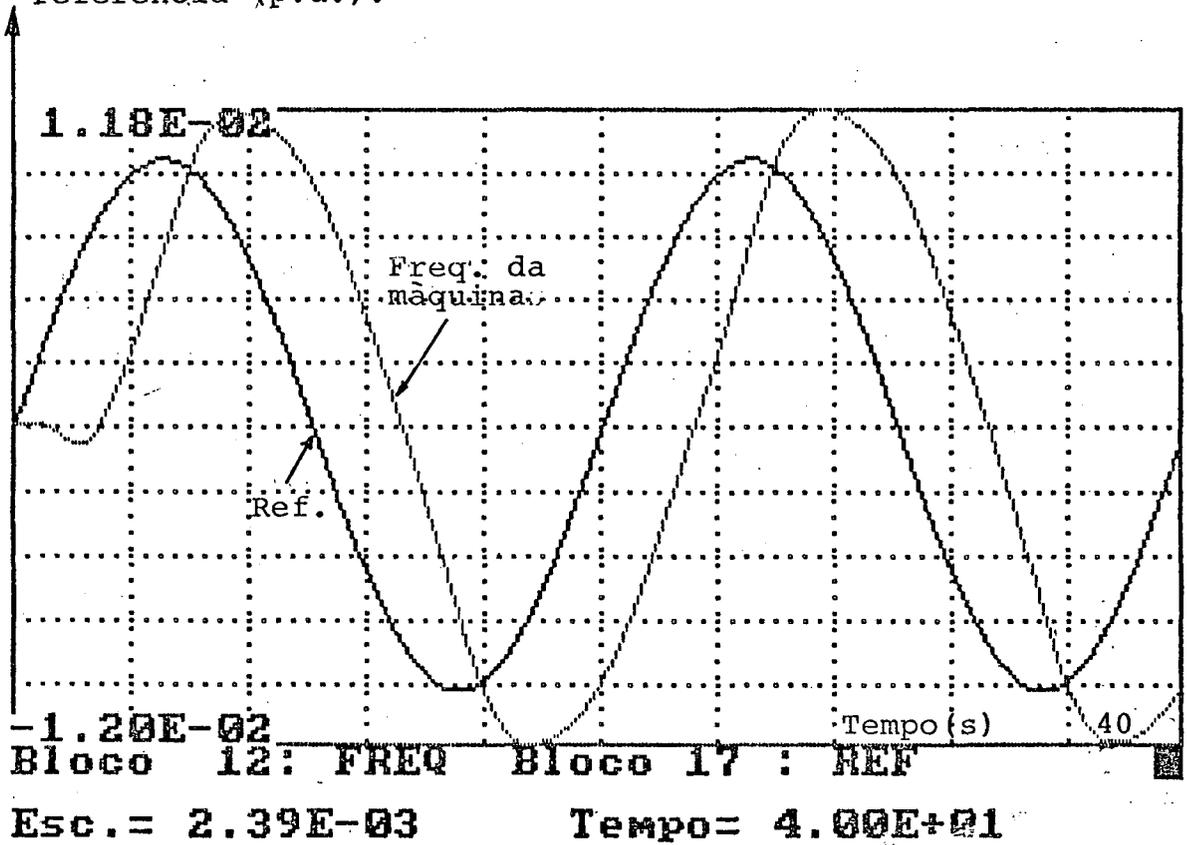
Na figura 4.20 se apresenta a resposta a uma referência senoidal para o regulador de velocidade convencional. O desempenho observado é ainda pior que o do regulador de estrutura variável sem compensador da simulação anterior. Além da defasagem há diferença de amplitude entre a frequência da máquina e a do sistema elétrico.



Resposta a uma referência senoidal ($0,01 \text{ sen } 0,314t$) do regulador de estrutura variável sem compensação.

Figura 4.19

Variação de frequência/
referência (p.u.).



Resposta a uma referência senoidal do regulador tradicional.

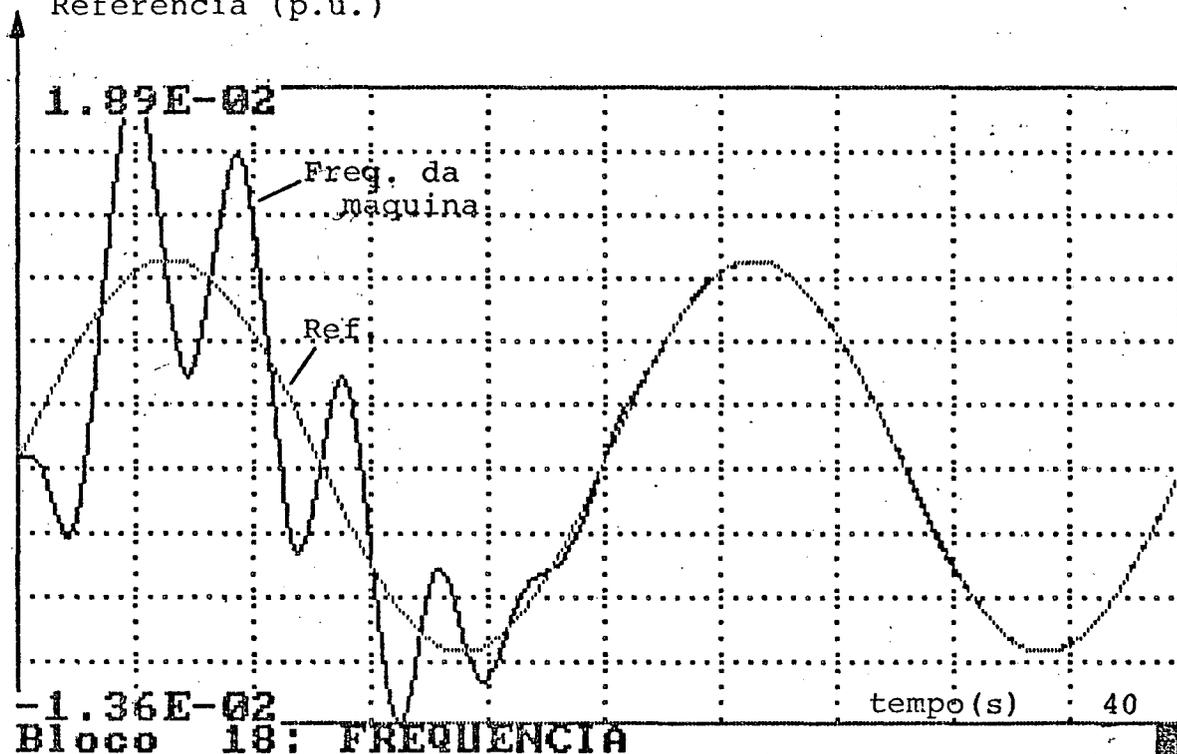
Figura 4.20

Simulação nº 11 - regulador de estrutura variável
com compensador

Com a introdução do compensador $1/(s^2 + w^2)$ como estabelecido na seção 4.3.2, o seguimento a uma referência senoidal já é bom, embora haja um transitório no primeiro ciclo, como mostra a figura 4.21.

Se as não-linearidades e pequenas constantes de tempo do sistema controlado puderem ser desprezadas, o erro de seguimento se torna pequeno muito mais rapidamente como se observa na figura 4.22.

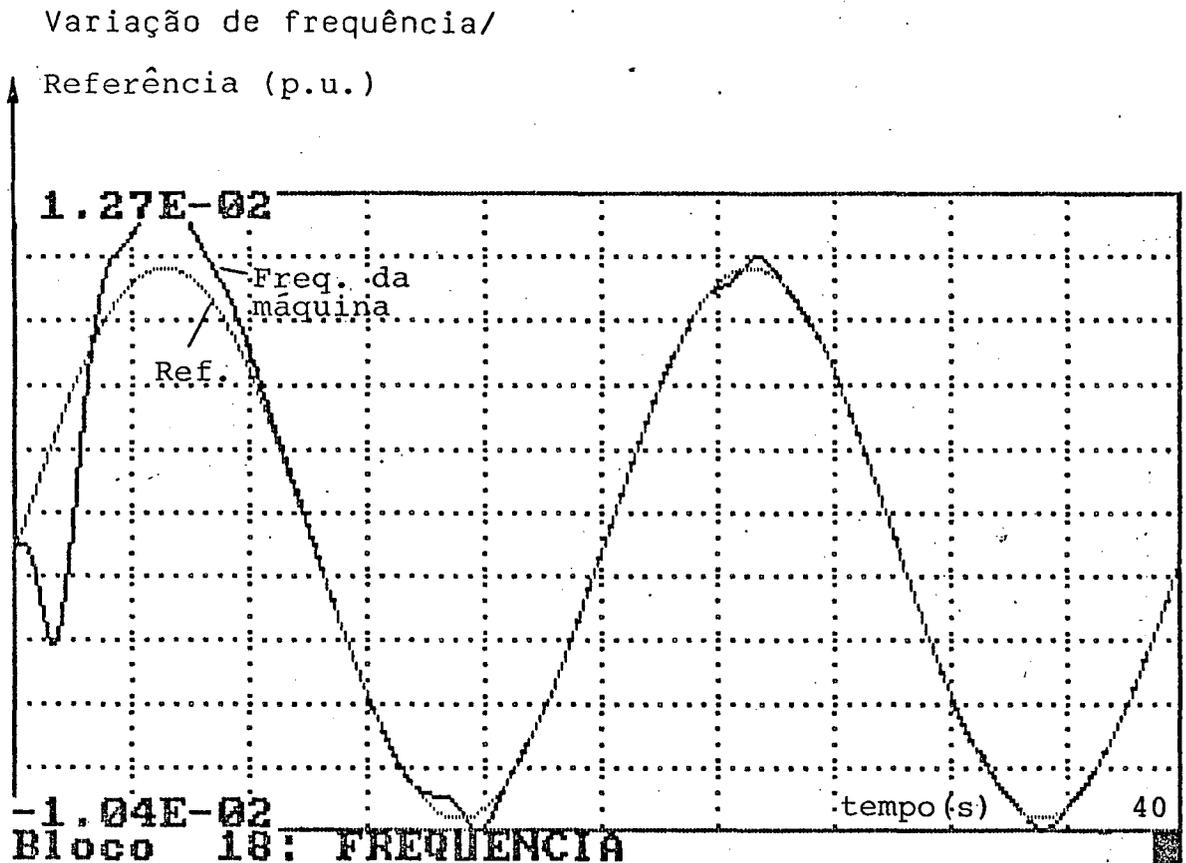
Variação de frequência/
Referência (p.u.)



Esc. = 3.25E-03 Tempo = 4.00E+01

Resposta a uma referência senoidal do regulador de estrutura variável com compensador $1/(s^2 + \omega^2)$

Figura 4.21



Esc. = 2.31E-03

Tempo = 4.00E+01

Resposta a uma referência senoidal do regulador de estrutura variável com compensador $1/(s^2 + w^2)$, com sistema controlado simplificado.

Figura 4.22

4.3.4 - Simulação usando computador analógico com controlador de estrutura variável realizado por microcomputador

Para demonstrar a viabilidade e facilidade do emprego do controlador de estrutura variável, utilizou-se um microcomputador de 8 bits, o qual dotou-se de interface para entrada/saída de sinais, para realizar o algoritmo de controle. O sistema controlado foi simulado em computador analógico. A figura 4.23 mostra o esquema de controle e na figura 4.24 apresenta-se a programação do computador analógico.

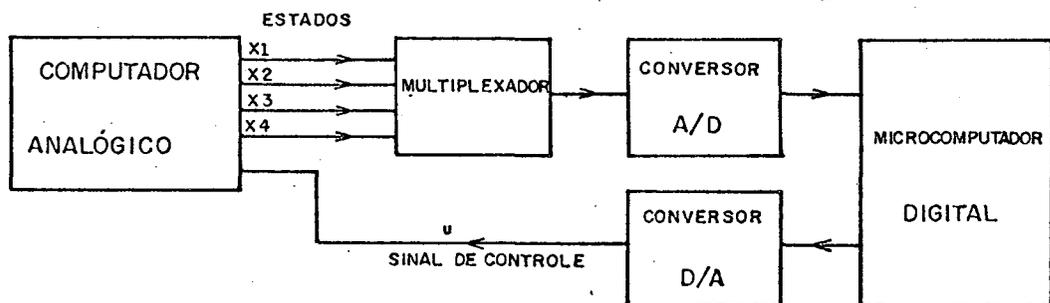


Figura 4.23

A aplicação direta do sinal de controle ao bloco $1/sT_y$, não deu bons resultados, devido à presença de off set neste sinal. Em razão disto introduziu-se uma realimentação unitária neste bloco, o que é perfeitamente realizável na prática, transformando sua função de transferência em $1/(1 + sT_y)$. Com isto o sistema passou a ser descrito por:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -33 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & -3 & 0 & 0 \\ -6 & 8 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & -0,1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 33 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

Usando o método proposto na seção 3.2, com os autovalores desejados para o regime de escorregamento em -1 , -2 e -3 , obteve-se o mesmo hiperplano e os mesmos valores limites para os ganhos do controlador que em 4.3.2.

Na figura 4.25 apresenta-se o algoritmo de controle empregado.

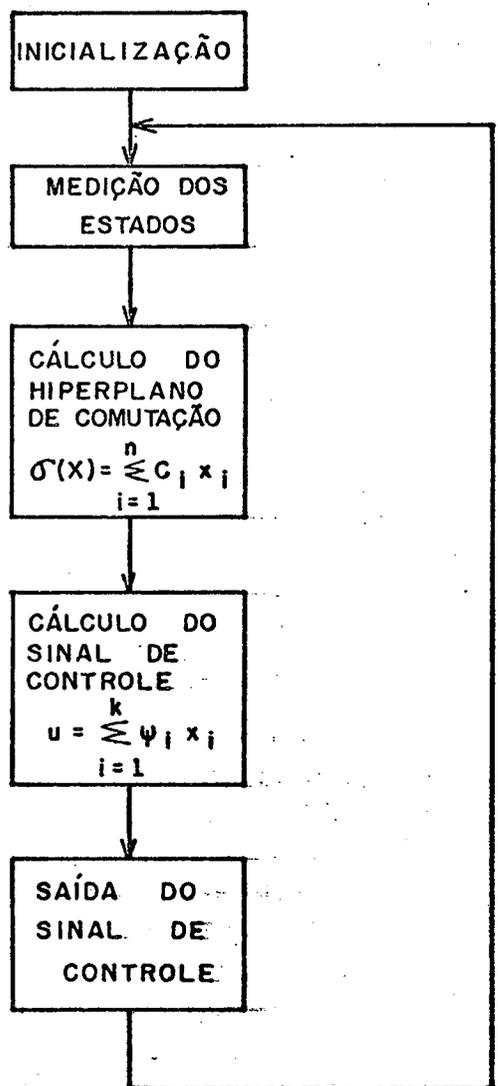


Figura 4.25

A figura 4.26 mostra a resposta ao degrau do sistema. O desempenho apresentado pode ser considerado muito bom, diferindo um pouco do simulado em computador digital. Esta diferença pode ser atribuída ao uso da realimentação do servomotor auxiliar e à conversão ser feita em apenas 8 bits.

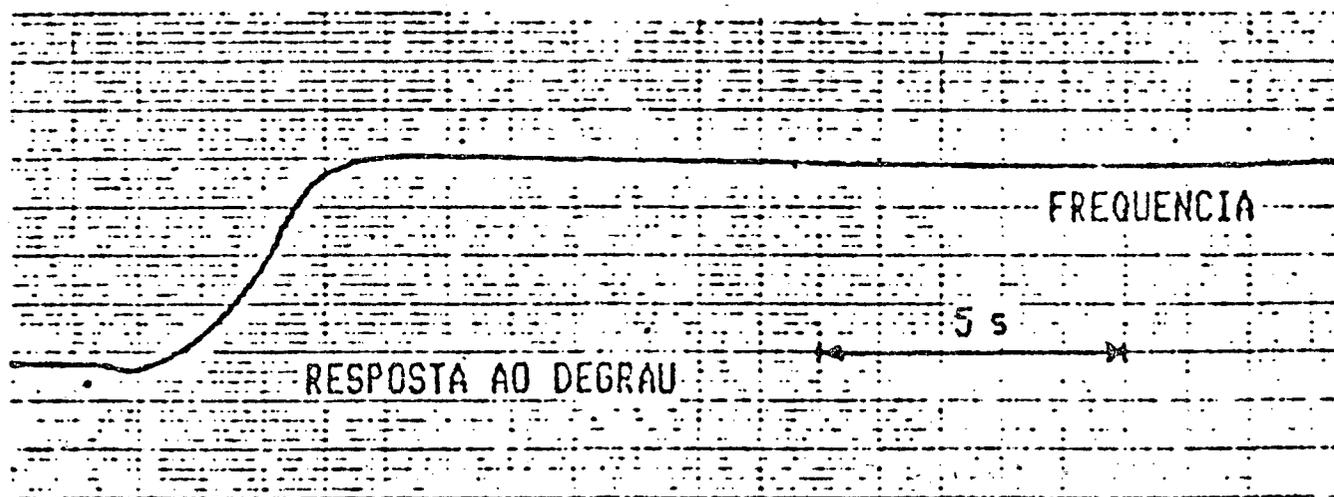


Figura 4.26

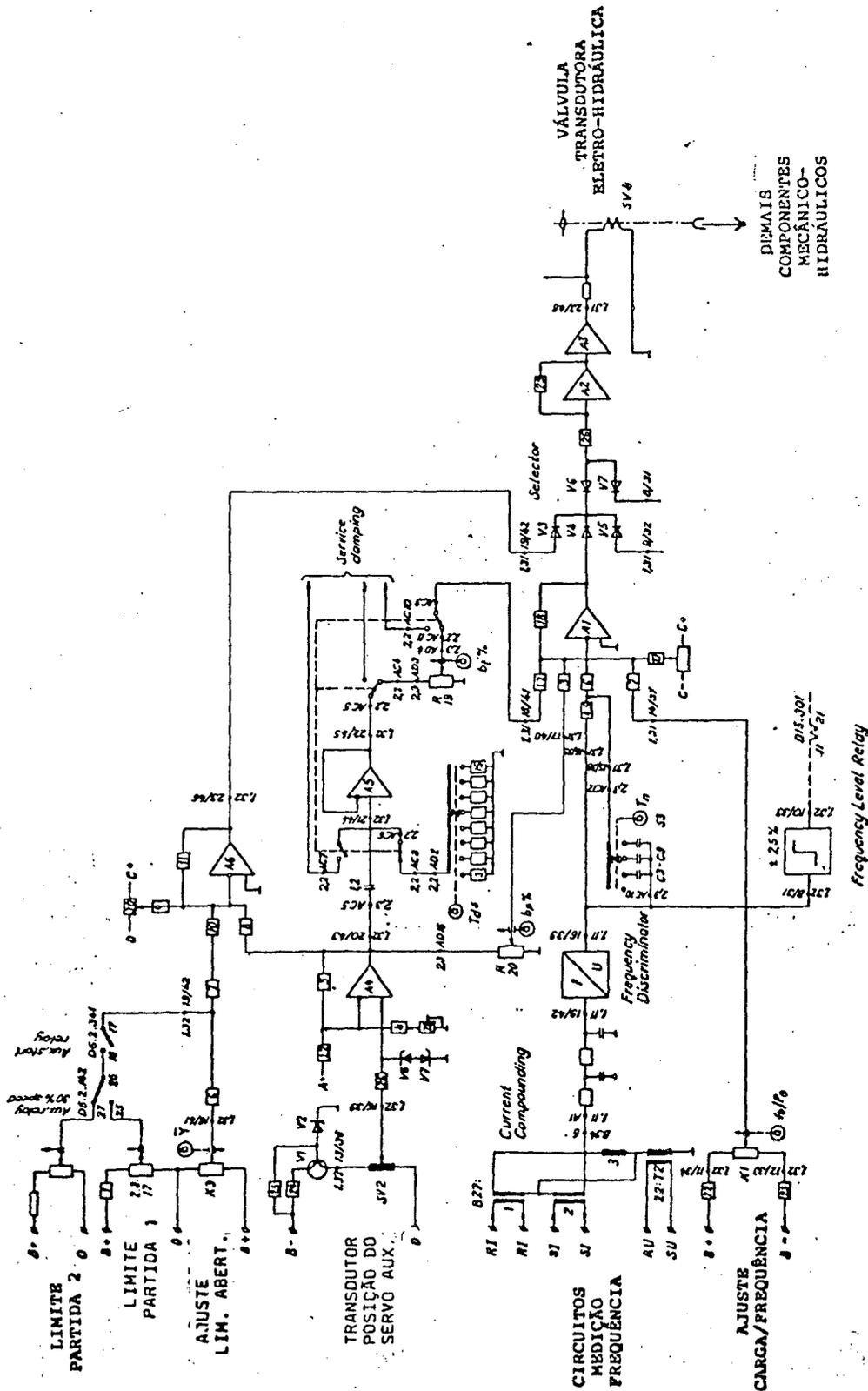
4.3.5 - Ensaíos de campo

Realizou-se uma aplicação real de um controlador de estrutura variável em uma unidade geradora de 175 MW da Usina Hidrelétrica Salto Osório, utilizando-se um microcomputador de 8 bits para executar a lei de controle, em esquema semelhante ao usado quando simulou-se o sistema controlado em computador analógico.

O controlador de estrutura variável substituiu o regulador convencional, o qual está esquematicamente mostrado na figura 4.27. O diagrama de blocos é o mesmo da figura 4.4.

Desprezaram-se, para cálculo do regulador de estrutura variável, as não-linearidades, as pequenas constantes de tempo (válvula transdutora e pino piloto) e pequenos retardos (bloco e^{-sT} do transdutor de frequência). Além disto, da mesma forma que na seção anterior, realimentou-se unitariamente o bloco do servomotor auxiliar, obtendo-se para o sistema controlado a mesma função de transferência que em 4.2.4.

Os ajustes dos parâmetros são também os mesmos, à exceção do conduto forçado, cuja função de transferência utilizada foi $1,4 \frac{1 - 0,1s}{1 + 0,48s}$, que segundo [37], nas simulações torna o modelo mais próximo do real.



Regulador de velocidade - esquema simplificado

Figura 4.27

Nestas condições, aplicando-se o método da seção 3.2 obteve-se para o hiperplano de escorregamento o valor:

$$\sigma(x) = x + 0,236 x_2 + 0,312 x_3 - 8,219 x_4$$

e os ganhos do controlador escolhidos foram:

$$\Psi_1 = \Psi_2 = \Psi_3 = 0$$

$$\Psi_4 = 0,5 \text{ sinal } (\sigma x_4)$$

O esquema do controlador de estrutura variável aplicado neste sistema está mostrado na figura 4.28.

Observa-se que foi mantido o circuito seletor (para desativá-lo seriam necessárias desmontagens), que é um limitador eletrônico de abertura que impede o servomotor auxiliar de abrir na operação a vazio do grupo gerador além de certo valor por razões de segurança (evitar sobrevelocidade).

A figura 4.29 mostra a resposta ao degrau do sistema com estrutura variável e a figura 4.30 corresponde ao regulador convencional.

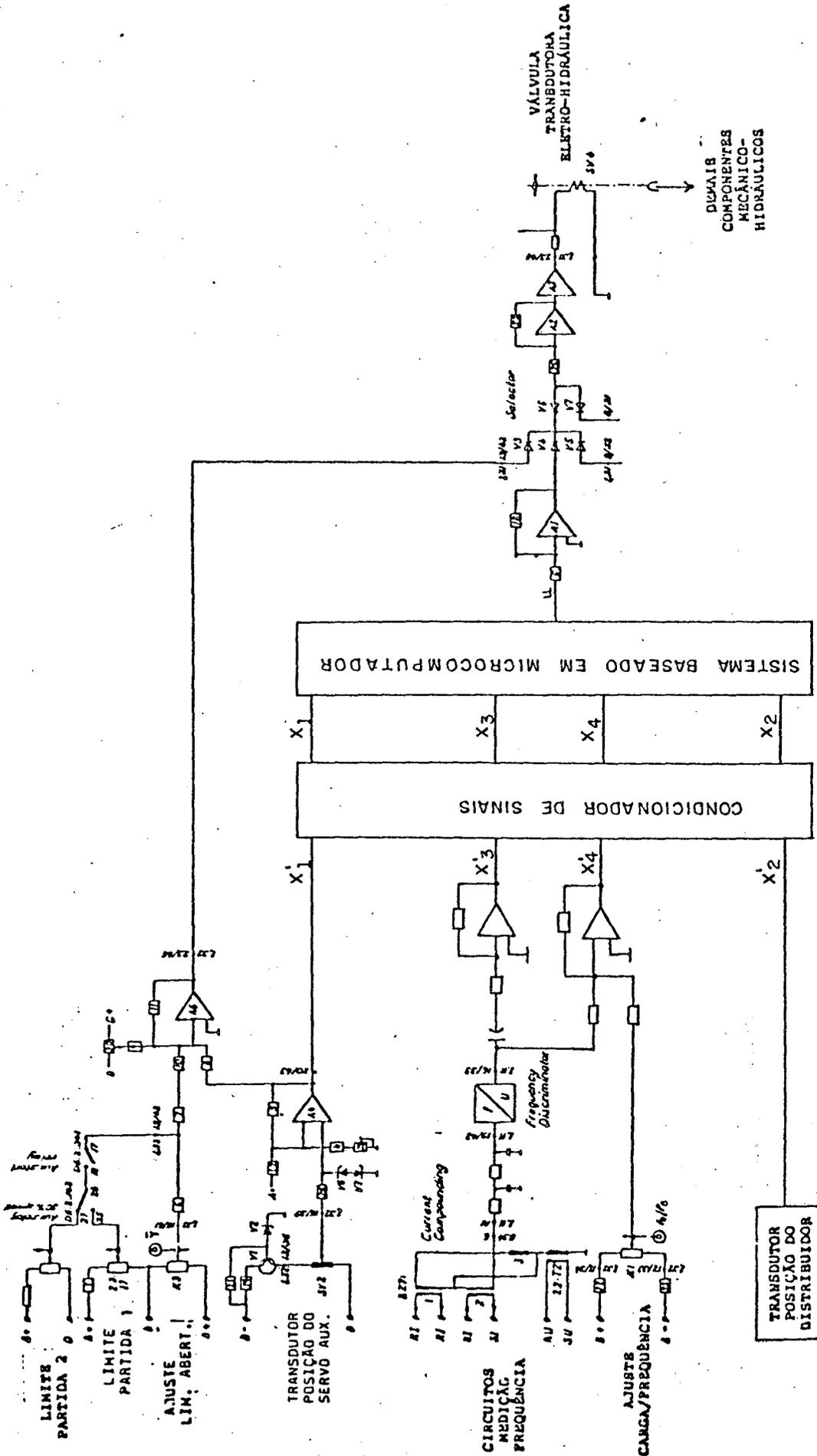
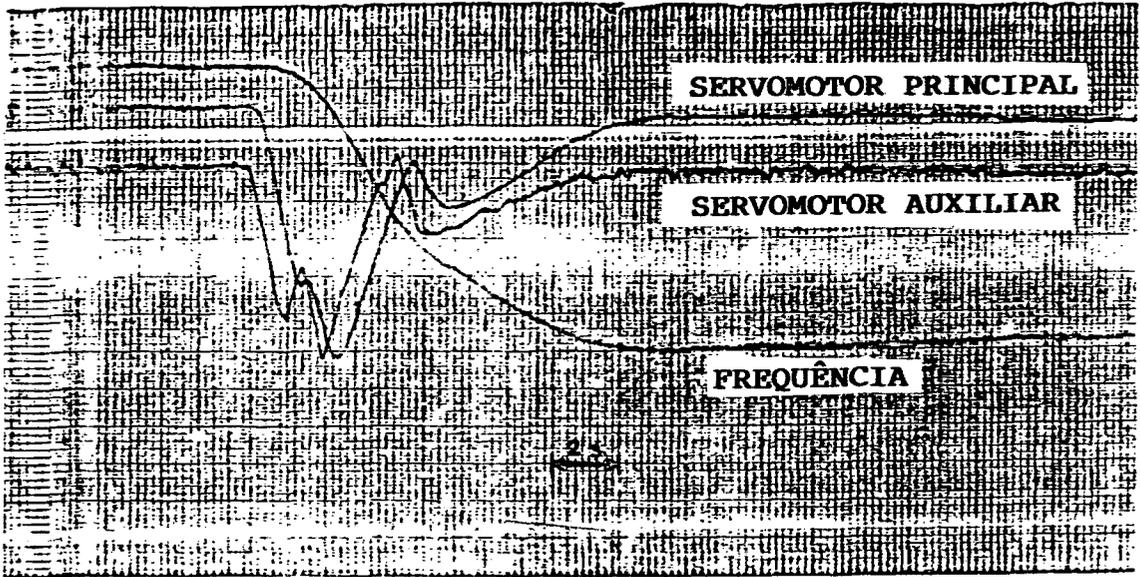
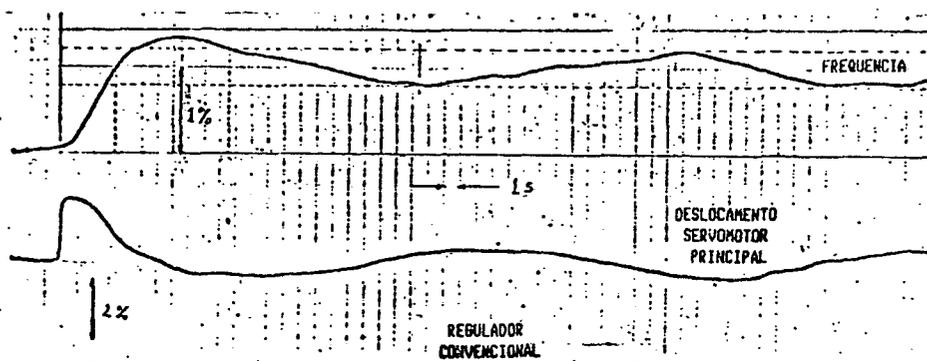


Figura 4.28



Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável

Figura 4.29



Resposta ao degrau do regulador convencional

Figura 4.30

Os registros mostrados para o regulador de estrutura variável são para degrau no sentido da diminuição da frequência, uma vez que no outro sentido fazia-se presente a influência do limitador eletrônico de abertura (as excursões do servomotor auxiliar são maiores no caso do controlador de estrutura variável que no convencional).

Mesmo com pouco tempo disponível na ocasião para preparação e execução do ensaio, obteve-se um resultado bastante razoável. Fica-se com a convicção que há boas perspectivas de obtenção no futuro de um excelente desempenho na aplicação deste controlador para a regulação de velocidade de turbinas hidráulicas, visando agilizar o processo de sincronização de geradores ao sistema.

4.4 - Regulação de Tensão

A regulação de tensão via de regra não traz maiores problemas à sincronização de geradores.

No caso dos modernos sistemas de excitação, e regulação de tensão principalmente, um esforço no sentido de melhorias na operação a vazio não traria praticamente benefício algum à agilização do processo de sincronização.

Para o caso dos sistemas mais antigos com excitatriz rotativa, é possível obter-se uma performance razoavelmente superior com o uso do controle de estrutura variável. Neste sentido, e também como exercício, será aplicado um regulador de estrutura variável a um com excitatriz rotativa.

4.4.1 - Modelos utilizados

Será adotado um modelo simplificado para o gerador e a excitatriz rotativa. Os reguladores de tensão mais utilizados para este tipo de sistema são os que possuem redução de ganho transitório, conforme o modelo da figura 4.31, o qual será adotado para efeito de comparação com o regulador de estrutura variável.

O regulador de estrutura variável proposto é mostrado na figura 4.32. Conforme se observa, foi mantido o estágio amplificador do regulador convencional, de modo que a implementação do regulador de estrutura variável fica facilitada.

Os valores inicialmente considerados para os parâmetros do sistema da figura 4.31 foram os seguintes:

$$\begin{array}{lll}
 K_A = 50 & K_E = 0,33 & T'_{do} = 10 \text{ s} \\
 T_A = 0,2 \text{ s} & T_E = 0,792 \text{ s} & T_r = 0,05 \text{ s} \\
 K_F = 0,05 & V_{r\text{máx}} = 7,6 & E_{FD\text{máx}} = 4 \text{ pu} \\
 T_F = 1 \text{ s} & V_{r\text{mín}} = -7,6 & E_{FD\text{mín}} = -4 \text{ pu}
 \end{array}$$

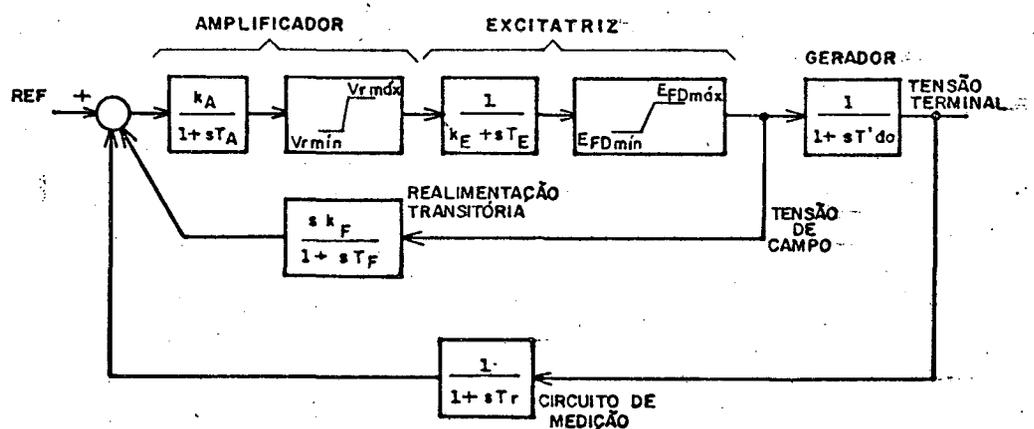
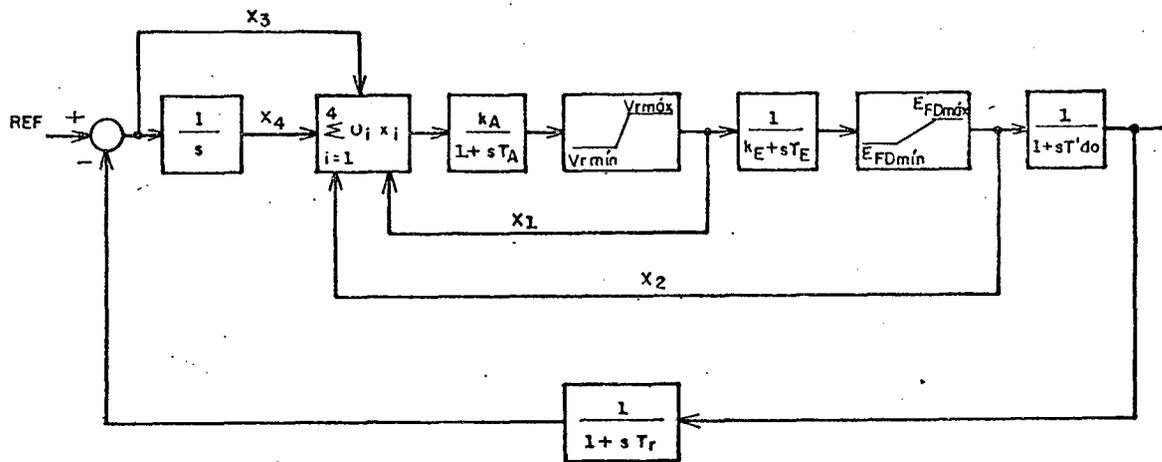


Figura 4.31.



Regulador de estrutura variável proposto

Figura 4.32

4.4.2 - Cálculo do controlador

Descrevendo o sistema da figura 4.32 em equações de estado, desprezando o circuito de medição e as não-linearidades:

$$\dot{x}(t) = \begin{vmatrix} -1/T_A & 0 & 0 & 0 \\ 1/T_E & -K_E/T_E & 0 & 0 \\ 0 & -1/T'do & -1/T'do & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} x(t) + \begin{vmatrix} K_A/T_A \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} u(t)$$

Arbitrando para os autovalores do sistema no regime de escorregamento dois conjuntos de valores:

$$a) \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = -4$$

$$b) \lambda_1 = -6 ; \lambda_2 = \lambda_3 = -8$$

e aplicando o método proposto no capítulo 3 obtêm-se:

- hiperplano:

$$a) \sigma(x) = x_1 + 11.3256 x_2 - 370.7352 x_3 - 506.88 x_4$$

$$b) \sigma(x) = x_1 + 19.1842 x_2 - 1245.8684 x_3 - 3031.5789 x_4$$

- ganhos do controlador:

$$a) \Psi_1 > 0.037 \quad \text{se } \sigma x_1 < 0$$

$$\Psi_1 < 0.037 \quad \text{se } \sigma x_1 \geq 0$$

$$\Psi_2 > 0.257 \quad \text{se } \sigma x_2 < 0$$

$$\Psi_2 < 0.257 \quad \text{se } \sigma x_2 \geq 0$$

$$\Psi_3 > -1.879 \quad \text{se } \sigma x_3 < 0$$

$$\Psi_3 < -1.879 \quad \text{se } \sigma x_3 \geq 0$$

$$\Psi_4 > 0 \quad \text{se } \sigma x_4 < 0$$

$$\Psi_4 < 0 \quad \text{se } \sigma x_4 \geq 0$$

b) $\Psi_1 > 0.077 \quad \text{se } \sigma x_4 < 0$

$$\Psi_1 < 0.077 \quad \text{se } \sigma x_4 \geq 0$$

$$\Psi_2 > 0.683 \quad \text{se } \sigma x_2 < 0$$

$$\Psi_2 < 0.683 \quad \text{se } \sigma x_2 \geq 0$$

$$\Psi_3 > -11.628 \quad \text{se } \sigma x_3 < 0$$

$$\Psi_3 < -11.628 \quad \text{se } \sigma x_3 \geq 0$$

$$\Psi_4 > 0 \quad \text{se } \sigma x_4 < 0$$

$$\Psi_4 < 0 \quad \text{se } \sigma x_4 \geq 0$$

4.4.3 - Simulações

Simulação nº 12 - regulador de tensão convencional

A resposta ao degrau (0.1 pu) na referência do regulador de tensão convencional é apresentada na figura 4.33 para quatro valores do ganho K_A : 50, 100, 150 e 200. Observa-se uma ultrapassagem de 24% a 48%.

Simulação nº 13 - regulador de estrutura variável

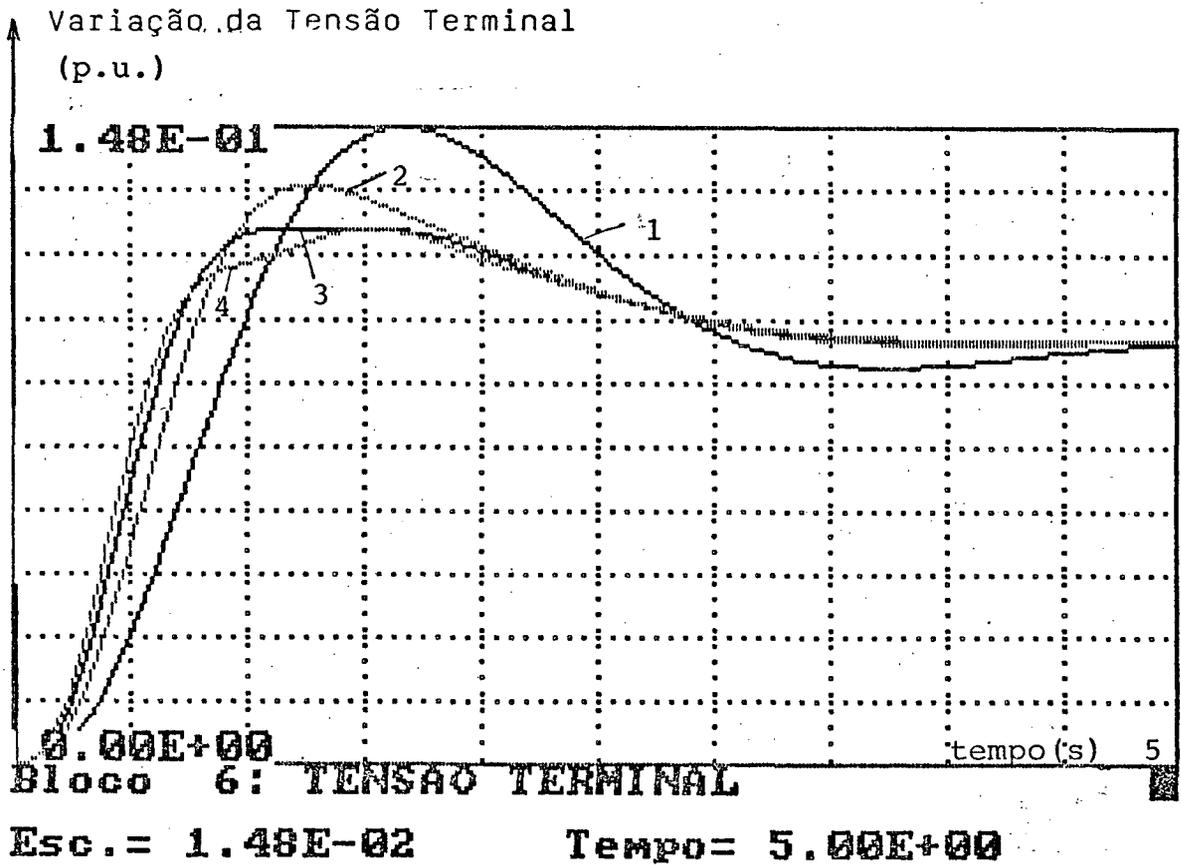
A resposta ao degrau (0.1 pu) para o regulador de estrutura variável para o caso (a) é mostrada nas figuras 4.34 e 4.35 (curvas 1) para a tensão terminal e tensão de campo do gerador respectivamente.

Observa-se uma ultrapassagem de 29% na tensão terminal. Reduzindo-se porém o ganho integral do compensador de 1 para 0.1 obtém-se as curvas 2 das figuras 4.34 e 4.35, onde não há ultrapassagem apreciável. O sinal de controle $u(t)$ para este último caso é apresentado na figura 4.36 para os primeiros instantes após o degrau.

Em ambos os casos os ganhos adotados foram:

$$\Psi_1 = 0.06 \text{ sinal } (\sigma x_1), \quad \Psi_2 = 0.5 \text{ sinal } (\sigma x_2), \quad \Psi_3 = 4 \text{ sinal } (\sigma x_3)$$

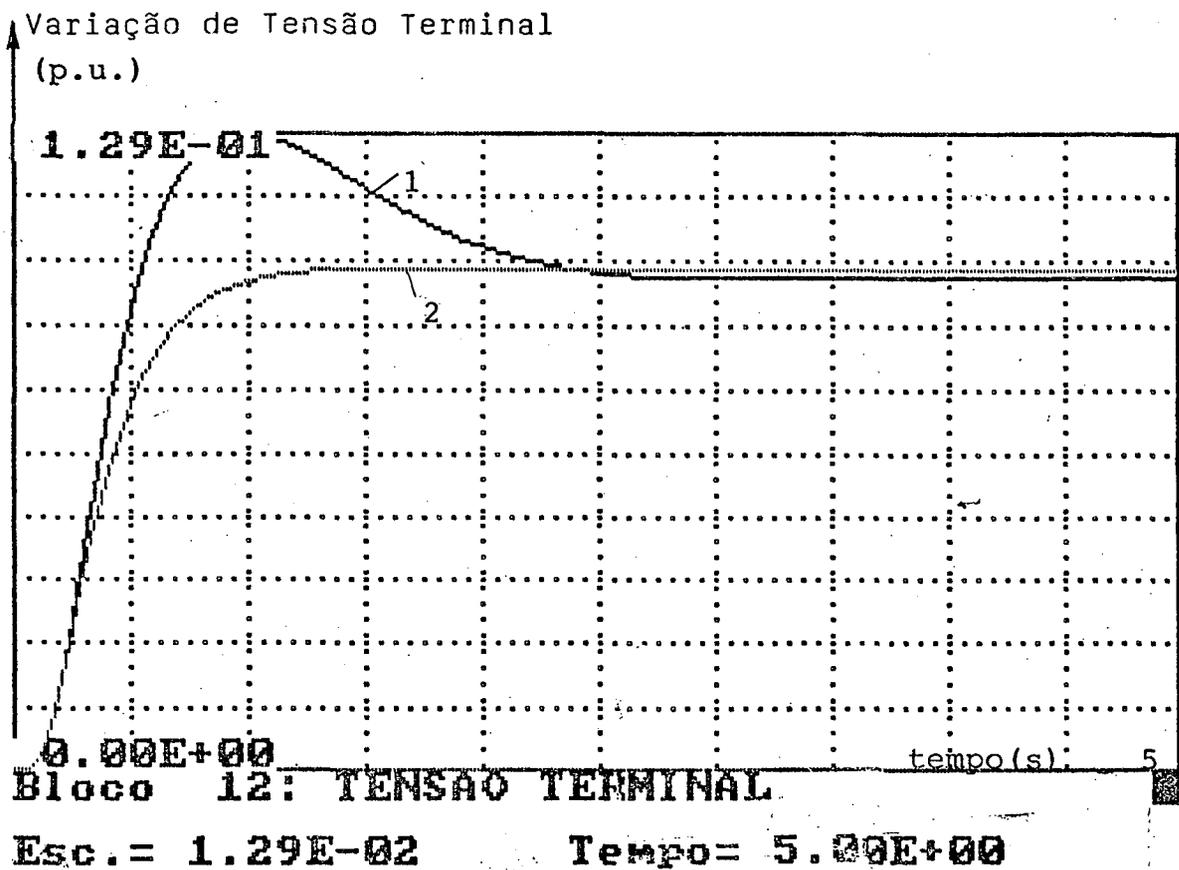
$$\text{e } \Psi_4 = 0.$$



Resposta ao degrau do regulador de tensão convencional

- 1 - $K_A = 50$
- 2 - $K_A = 100$
- 3 - $K_A = 150$
- 4 - $K_A = 200$

Figura 4.33

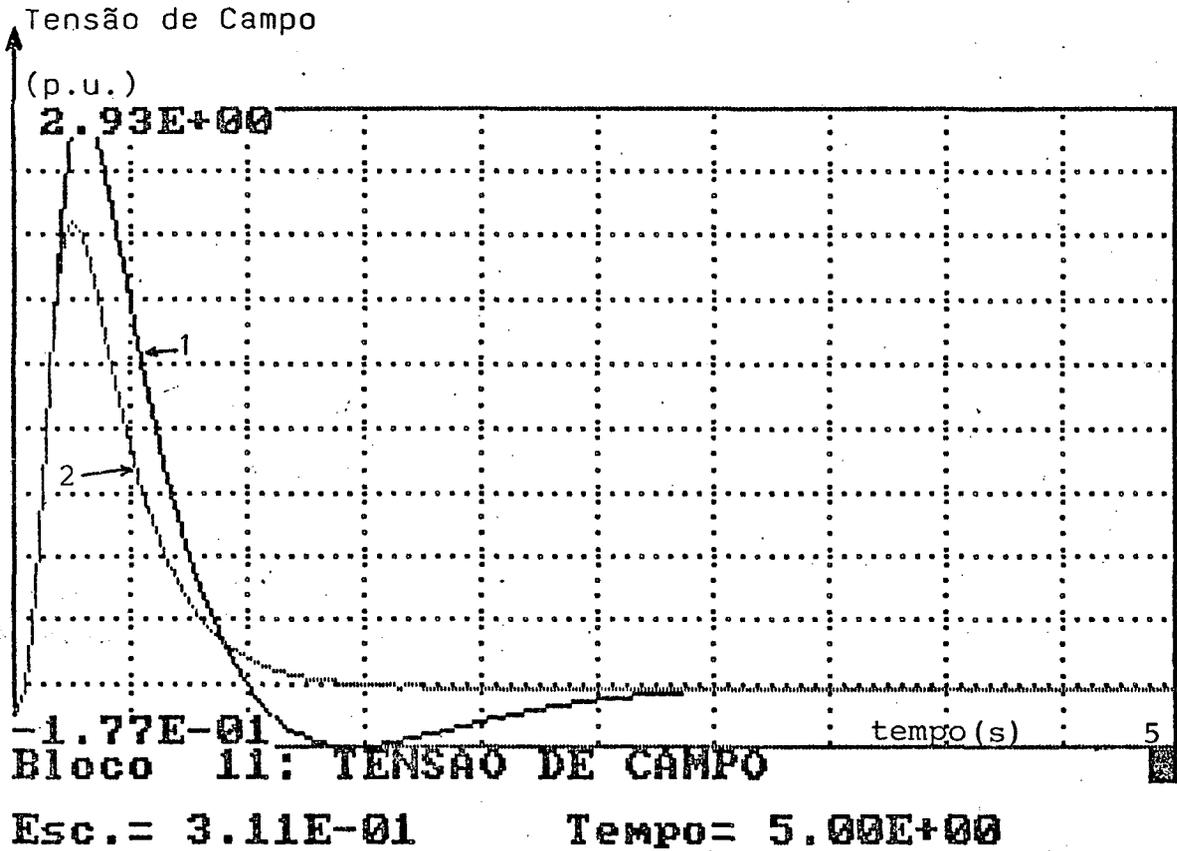


Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável (caso a)

1 - ganho do compensador = 1

2 - ganho do compensador = .1

Figura 4.34

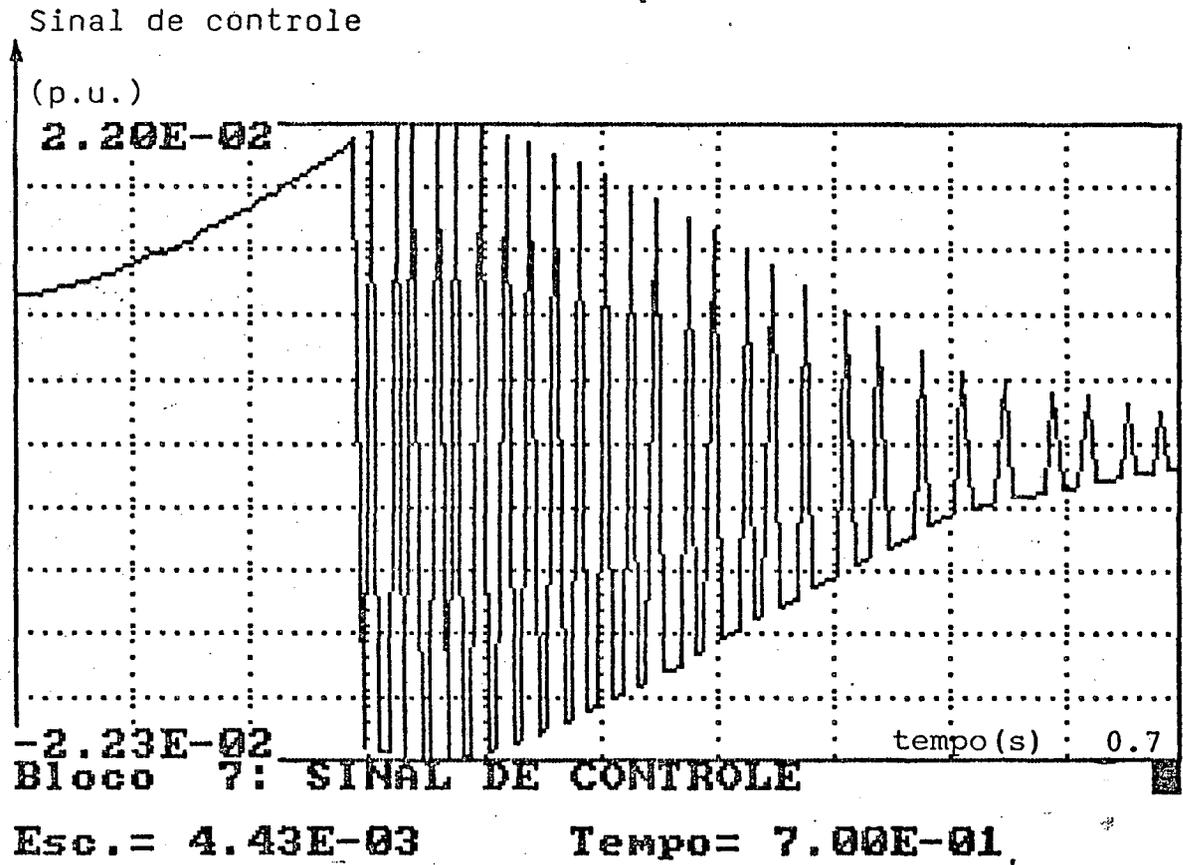


Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável (caso a)

1 - ganho do compensador = 1

2 - ganho do compensador = 0.1

Figura 4.35



Resposta ao degrau do regulador de estrutura variável (caso a)

Evolução do sinal de controle

Figura 4.36

Simulação nº 14 - regulador de estrutura variável

Analogamente para o caso (b) obtém-se as curvas indicadas nas figuras 4.37 (tensão terminal) e 4.38 (tensão de campo) onde também se reduziu o ganho do compensador de 1 para 0,1. Os ganhos escolhidos para o controlador foram:

$$\Psi_1 = 0,2 \text{ sinal } (\sigma x_1)$$

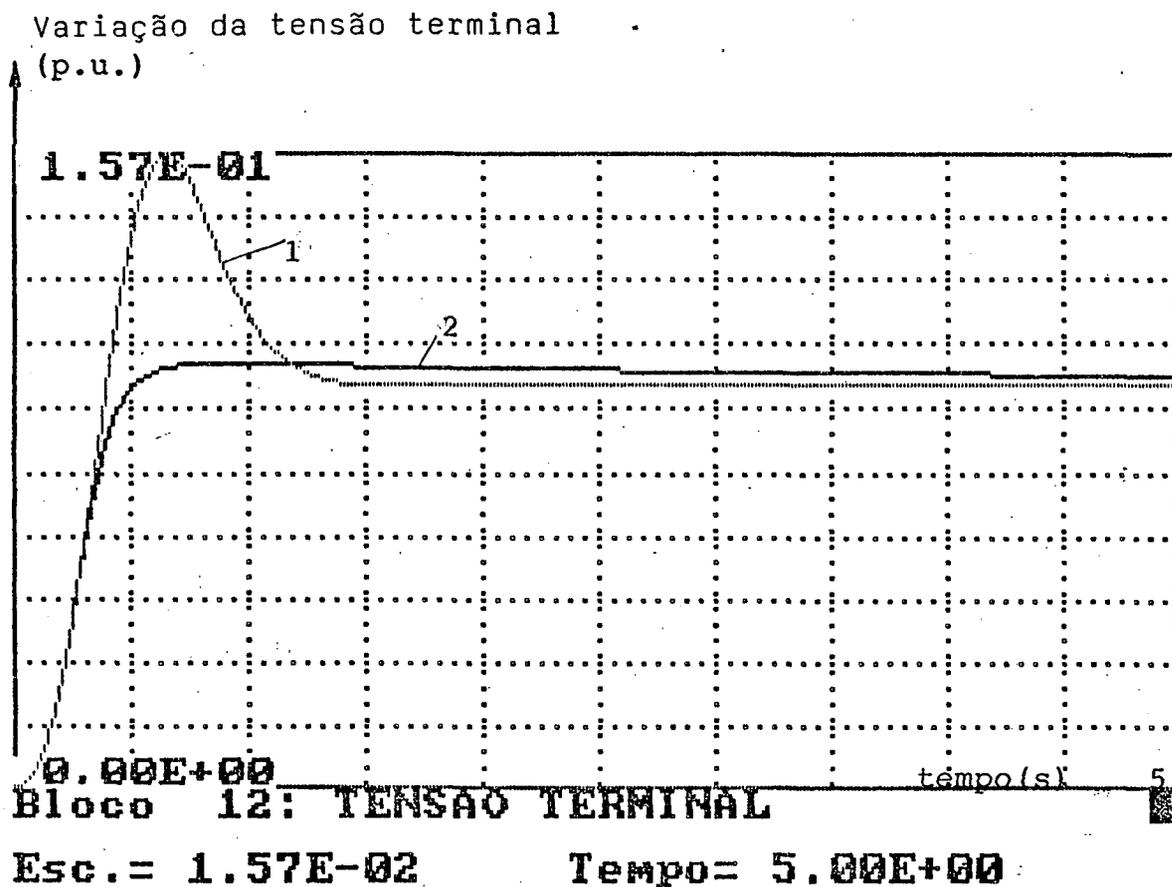
$$\Psi_2 = 2 \text{ sinal } (\sigma x_2)$$

$$\Psi_3 = 20 \text{ sinal } (\sigma x_3)$$

$$\Psi_4 = 0$$

Para efeito de comparação reproduz-se nas figuras 4.39 e 4.40 as respostas ao degrau do regulador convencional ($K_A = 150$) e do regulador de estrutura variável (caso a com ganho do compensador = 0.1).

Observa-se o melhor desempenho do regulador de estrutura variável.

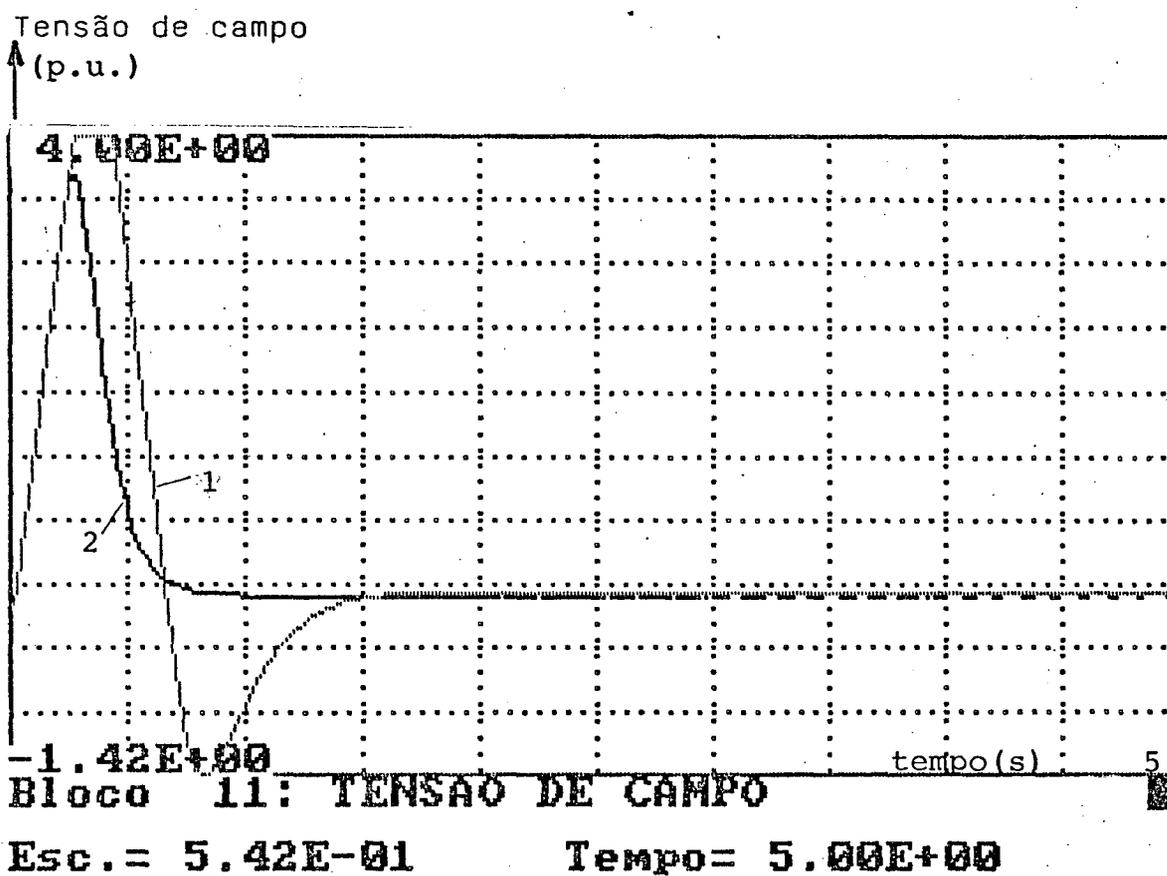


Resposta ao degrau do regulador de tensão de estrutura variável (caso b).

1 - ganho do compensador = 1

2 - ganho do compensador = 0.1

Figura 4.37

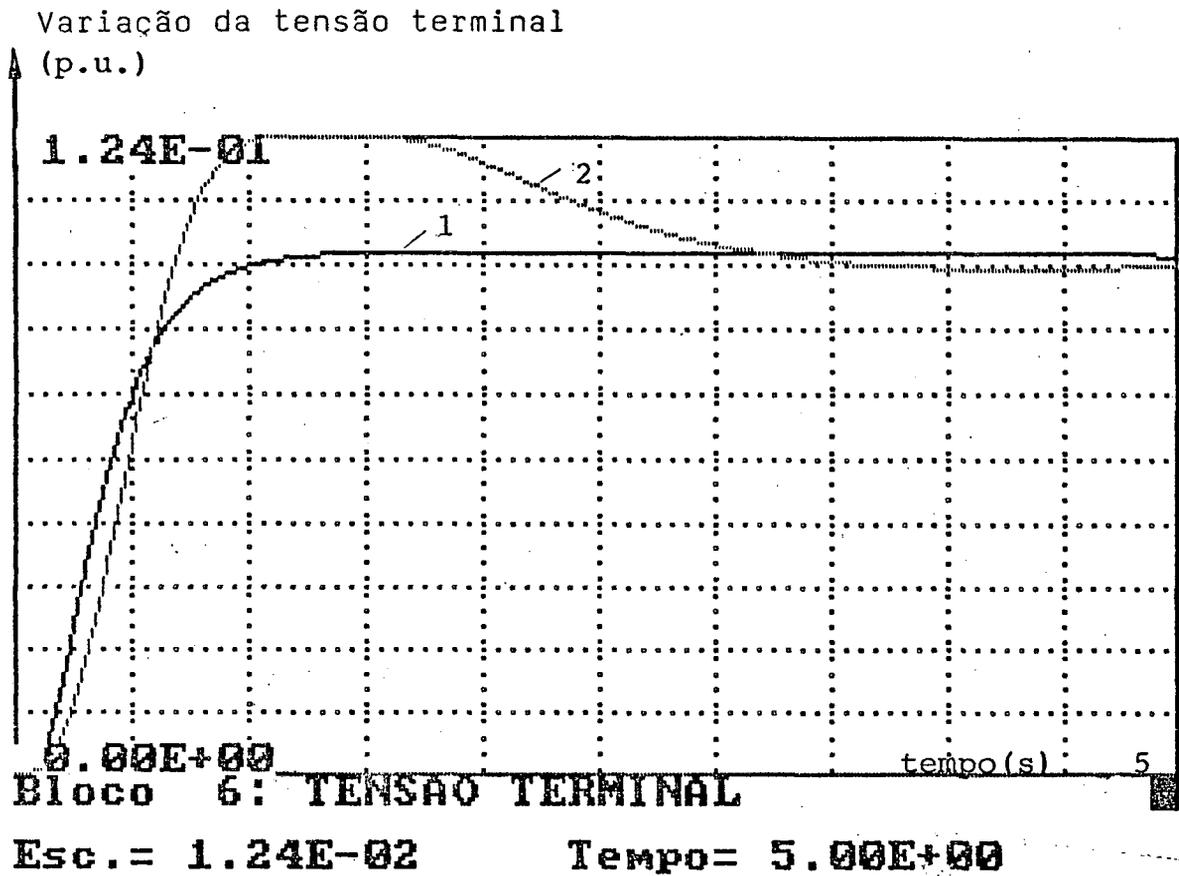


Resposta ao degrau do regulador de tensão de estrutura variável (caso b).

1 - ganho do compensador = 1

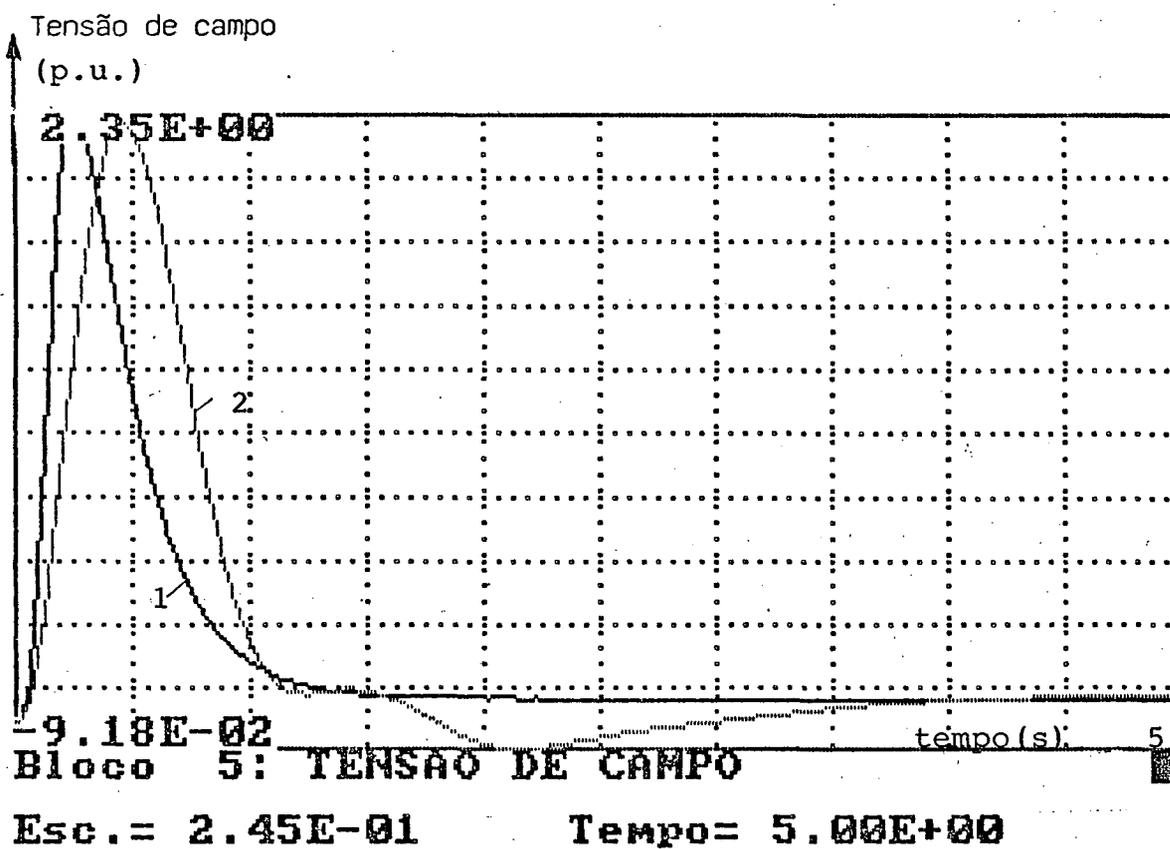
2 - ganho do compensador = 0.1

Figura 4.38



Resposta ao degrau: 1 - regulador de estrutura variável
2 - regulador convencional

Figura 4.39



Resposta ao degrau: 1 - regulador de estrutura variável
2 - regulador convencional

Figura 4.40

4.5 - Regulação de Velocidade em Sistema Isolado

Será considerado agora o caso da regulação de velocidade em sistema elétrico isolado.

A figura 4.41 mostra um regulador de velocidade convencional empregado para este caso e na figura 4.42 o regulador de estrutura variável proposto conforme método estabelecido no Capítulo 3.

Variações significativas de parâmetros podem ocorrer conforme o ponto de operação. Assim, podem ocorrer mudanças na dinâmica do conduto forçado e no amortecimento da carga.

A dinâmica do conduto forçado pode alterar-se bastante desde a condição a vazio até à plena carga, e está relacionada com variações da constante de tempo de inércia da água (T_w) e da relação posição do servomotor principal x potência mecânica (a_{23}).

T_w varia conforme a vazão no conduto, isto é, de acordo com a posição do servomotor principal.

a_{23} varia de acordo com a relação (não linear) entre a posição do servomotor principal e a correspondente potência mecânica desenvolvida pela turbina.

Alguns reguladores convencionais fazem a comutação de ajustes a partir de determinada posição de abertura do servomotor principal, de forma a minimizar o efeito de variação de parâmetros sobre seu desempenho. Fica difícil porém, na maioria das vezes, prever mudanças no amortecimento da carga.

O emprego de um regulador de estrutura variável pode conduzir a um desempenho superior ao do convencional, na medida em que é mais robusto quanto a variações paramétricas de

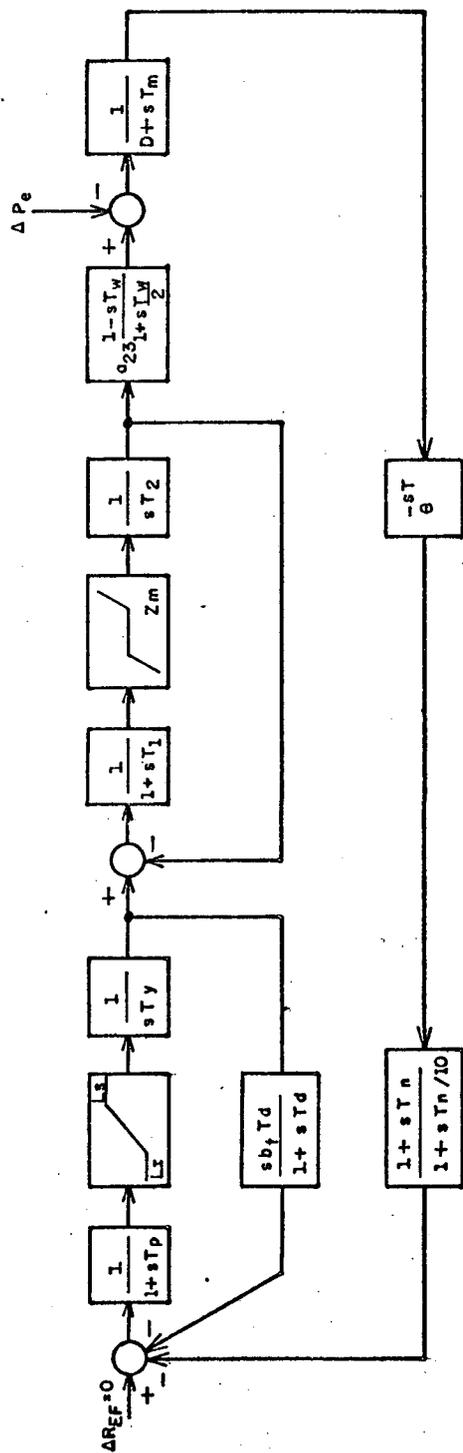
sistema controlado.

4.5.1 - Cálculo do controlador

O objetivo do controle é manter a frequência constante. As variações da potência elétrica devem ser consideradas como um distúrbio que se deseja rejeitar.

Desprezando as não-linearidades e as pequenas constantes de tempo (T_p e T_1) pode-se descrever o sistema da figura 4.42 por:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -1/T_Y & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/T_2 & -1/T_2 & 0 & 0 & 0 \\ -2a_{23} & (\frac{2a_{23}}{T_w} + \frac{2a_{23}}{T_2}) & -2/T_w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/T_m & -D/T_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_i & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 1/T_Y \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \text{distúrbio}$$



Regulador de Velocidade convencional

Figura 4.41

Adotando-se para os parâmetros do sistema os valores:

$$K_I = 1 \quad 1/T_2 = .3 \quad a_{23} = 1 \quad D = 0$$

$$1/T_Y = 33 \quad T_w = 1 \quad T_m = 10$$

e aplicando-se o método proposto no Capítulo 3, com os seguintes autovalores escolhidos para o sistema com controle de estrutura variável:

$$\lambda_1 = 0 \quad \lambda_4 = -2$$

$$\lambda_2 = \lambda_3 = -1 \quad \lambda_5 = -3$$

chega-se ao seguinte hiperplano de escorregamento:

$$\sigma(x) = x_1 + 4x_2 + 1.667 x_3 - 38.333 x_4 - 10 x_5$$

E de acordo com (3.9) e (3.10) os ganhos do controlador devem satisfazer à:

$$\Psi_1 > 0.06 \quad \text{se} \quad \sigma x_1 < 0$$

$$\Psi_1 < 0.06 \quad \text{se} \quad \sigma x_1 \geq 0$$

$$\Psi_2 > 0.04 \quad \text{se} \quad \sigma x_2 < 0$$

$$\Psi_2 < 0.04 \quad \text{se} \quad \sigma x_2 \geq 0$$

$$\Psi_3 > 0.015 \quad \text{se} \quad \sigma x_3 < 0$$

$$\Psi_3 < 0.015 \quad \text{se} \quad \sigma x_3 \geq 0$$

$$\Psi_4 > -0.303 \quad \text{se} \quad \sigma x_4 < 0$$

$$\Psi_4 < -0.303 \quad \text{se} \quad \sigma x_4 \geq 0$$

$$\Psi_5 > 0 \quad \text{se} \quad \sigma x_5 < 0$$

$$\Psi_5 < 0 \quad \text{se} \quad \sigma x_5 \geq 0$$

Para a realização prática deste controlador tem-se o mesmo problema anterior da medição da variável de estado x_3 , isto é, da potência mecânica desenvolvida pela turbina. Este obstáculo será contornado sintetizando a potência mecânica pela seguinte função:

$$\Delta P_{\text{mec}} = \frac{sT_m}{1 + 0.05s} \cdot \Delta \text{freq} + \Delta P_e$$

onde

Δfreq = desvio de frequência

ΔP_e = variação da potência elétrica

4.5.2 - Simulações

O desempenho dos reguladores de estrutura variável e convencional será avaliado através de um degrau na potência elétrica.

Simulação nº 15 - regulador convencional x estrutura variável

A figura 4.43 mostra a resposta dos reguladores a

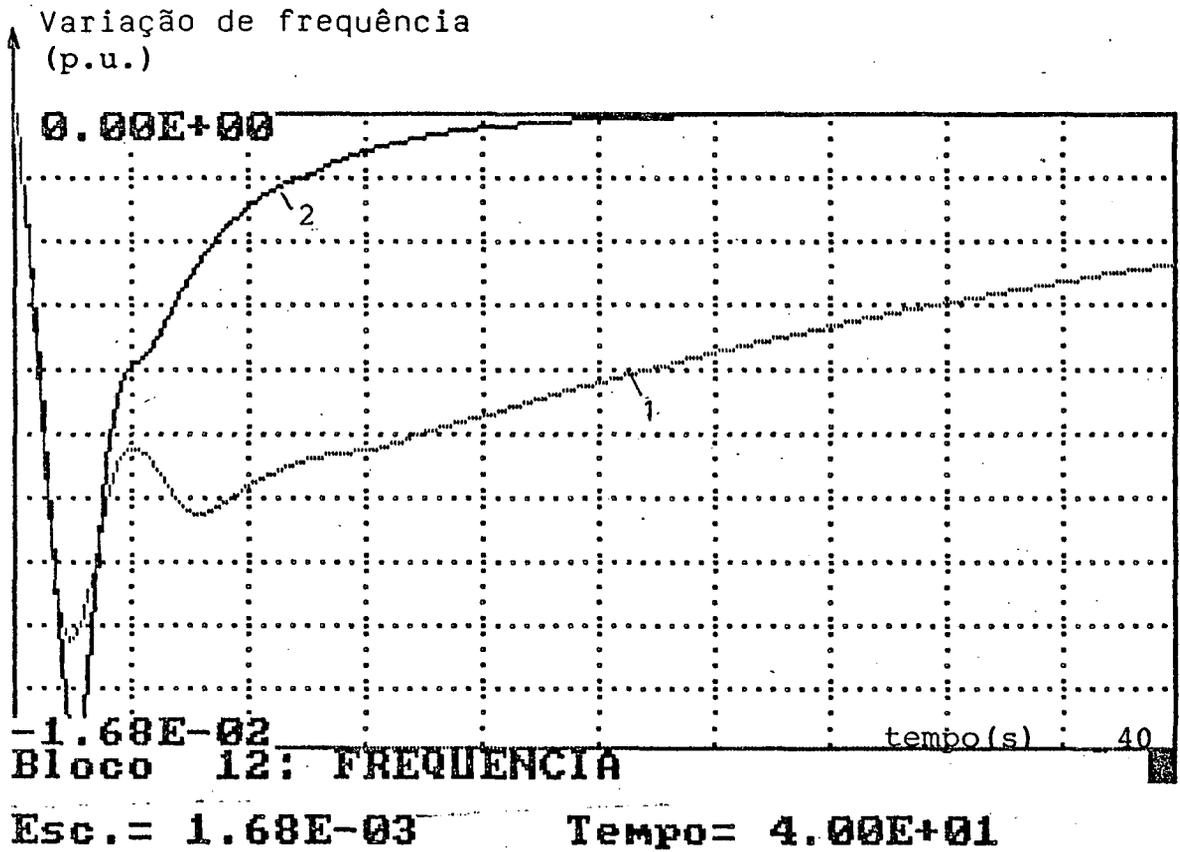
um degrau de 0.1 pu na potência elétrica para um amortecimento da carga de $D = 4$.

Verificou-se uma queda inicial levemente maior da frequência para o sistema com estrutura variável, porém sua recuperação é bastante mais rápida que a proporcionada pelo regulador convencional.

Simulação nº 16 - regulador convencional x estrutura variável

É o mesmo caso anterior porém com o amortecimento da carga reduzido para $D = 1$. Conforme se observa na figura 4.44, podem ser feitas as mesmas considerações da simulação nº 15.

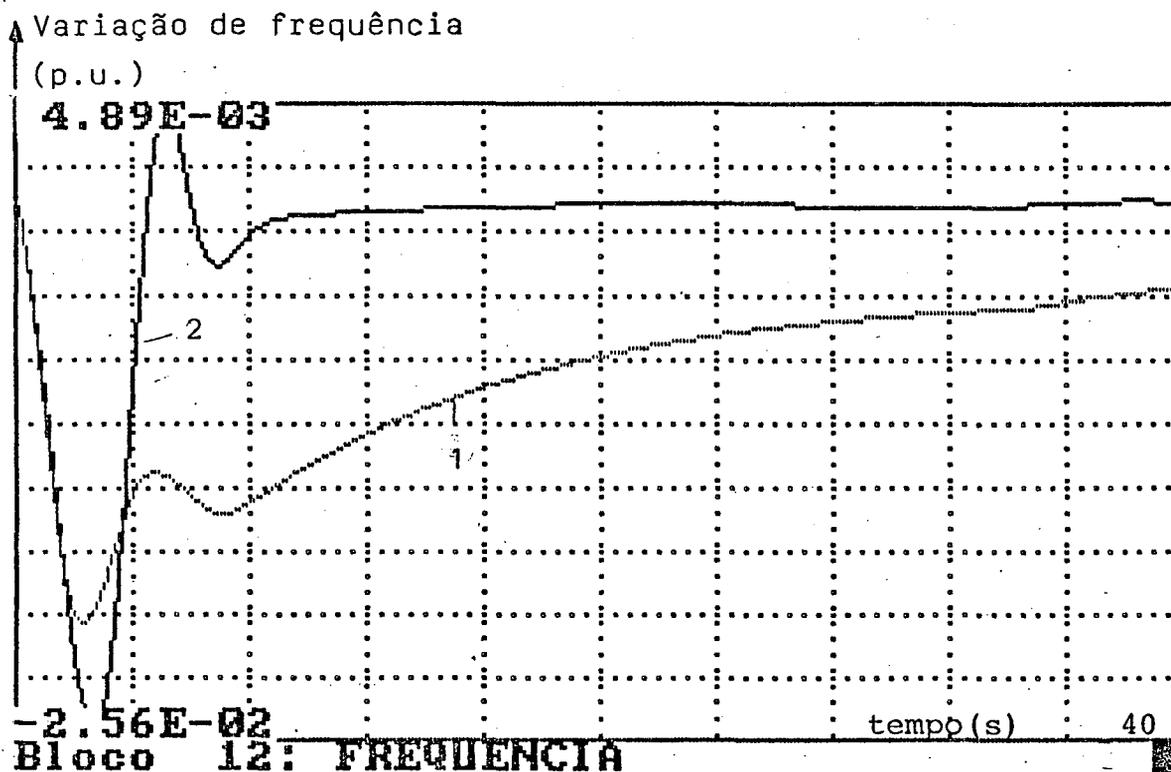
Pode-se concluir mais uma vez pela performance superior do regulador de estrutura variável.



Resposta dos reguladores a um degrau (0.1 pu) com $D = 4$

- 1 - regulador convencional
- 2 - regulador de estrutura variável

Figura 4.43



Esc. = 3.05E-03

Tempo = 4.00E+01

Resposta dos reguladores a um degrau (0.1 pu) com $D=1$

1 - regulador convencional

2 - regulador de estrutura variável

Figura 4.44

4.6 - Conclusões

Neste Capítulo tratou-se da aplicação dos controladores de estrutura variável para o controle de unidades geradoras. Maior ênfase foi dado ao problema da sincronização de geradores ao sistema elétrico, onde através da utilização do controle de estrutura variável buscou-se uma melhoria no desempenho dos reguladores de velocidade principalmente.

Pelas simulações realizadas, pode-se verificar o bom desempenho do regulador de velocidade de estrutura variável. Sua superioridade sobre o regulador convencional em termos de desempenho ficou bastante evidente. Mesmo diante de alterações de parâmetros do sistema controlado, como o aumento da zona morta do servomotor principal, da constante de inércia da água e da constante de tempo do servomotor auxiliar, o regulador de estrutura variável mostrou bom desempenho, não apresentando os ciclos limites do regulador convencional que dificultam a sincronização.

O esquema proposto de utilizar a frequência do sistema elétrico como referência do regulador de velocidade de estrutura variável apresentou também bons resultados, de modo que pode-se agilizar ainda mais o processo de sincronização.

Verificou-se a viabilidade deste novo esquema de controle através da simulação em computador analógico e da aplicação experimental em um grupo gerador de grande porte, com o controlador de estrutura variável realizado digitalmente em um microcomputador, ambos com resultados positivos e promissores quanto a sua utilização no futuro.

Finalmente, aplicou-se o controle de estrutura variável para a regulação de tensão de um gerador com excitatriz

rotativa operando a vazio, e para a regulação de velocidade de um sistema elétrico isolado. Nas duas aplicações, os resultados das simulações indicaram uma performance dos controladores de estrutura variável superior ao dos controladores convencionais considerados.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

5.1 - Considerações Iniciais

Propôs-se no início desta dissertação estudar a aplicação dos sistemas de estrutura variável para o controle de unidades geradoras, com o objetivo principal de tornar o processo de sincronização ao sistema elétrico mais rápido.

Para atingir este objetivo deveria-se projetar um sistema de regulação de velocidade de estrutura variável com excelente desempenho. Deste modo seria necessário uma acentuada redução dos ciclos limites originados pelas zonas mortas das partes mecânicas do sistema controlado, em geral presente nos reguladores convencionais. Além disto, a resposta dinâmica do sistema deveria ser rápida e com pequena ultrapassagem para variações em grau na referência do regulador.

Quanto à regulação de tensão, embora não fosse tão relevante sua melhoria para agilizar o processo de sincronização quanto é a regulação de velocidade, também foi proposto estudar o emprego de um regulador de tensão de estrutura variável.

Adicionalmente outras aplicações de sistemas de estrutura variável para o controle de unidades geradoras seriam estudadas.

5.2 - Conclusões

Diante do trabalho desenvolvido nesta dissertação, principalmente da metodologia para projeto de controladores de estrutura variável desenvolvida no Capítulo 3 e das aplicações feitas no Capítulo 4, podem ser tiradas algumas conclusões, as quais serão comentadas a seguir.

O método proposto no Capítulo 3 para o projeto de controladores de estrutura variável mostrou ser eficiente, e posto sob a forma de algoritmo pode ser facilmente implementado em computador. O cálculo do controlador de estrutura variável, isto é, a determinação do hiperplano de comutação e dos valores limites dos ganhos, torna-se bastante rápido. Neste método, o processo proposto para o cálculo dos hiperplanos de comutação de estrutura baseado em posicionamento de polos, e desenvolvido no Capítulo 2, é inclusive de mais fácil utilização e compreensão que os encontrados através da pesquisa bibliográfica efetuada. Outro ponto a destacar neste método, que incorpora um compensador semelhante ao de um controle robusto, é sua originalidade, visto não ter se achado similar na literatura pesquisada.

Desta forma, o método proposto pode ser considerado como uma contribuição importante desta dissertação para possibilitar as futuras investigações propostas adiante ou outras aplicações quaisquer que empreguem controladores de estrutura variável.

A aplicação do controle de estrutura variável feita para um regulador de velocidade de turbina hidráulica de uma unidade operando a vazio, mostrou ser bem superior ao regulador convencional típico considerado, de modo que o processo de sincro

nização de um gerador ao sistema elétrico pode ser bastante agiliz^uado. Pode-se verificar na resposta ao degrau com o controle de estrutura variável que praticamente não há ultrapassagem, a resposta é rápida e desaparecem os ciclos limites que ocorrem com o controlador convencional.

Ficou comprovado também a maior robustez do regulador de estrutura variável em relação ao regulador convencional quanto a variação de parâmetros do sistema controlado, especialmente da zona morta do servomotor principal, da constante de tempo de resposta do servomotor auxiliar e da constante de tempo de inércia da água, os quais eventualmente podem variar e deteriorar o desempenho do controle. Esta característica de pouca sensibilidade quanto a variação de parâmetros, ao contrário dos reguladores convencionais, possibilita que se obtenha um razoável desempenho mesmo com um conhecimento aproximado dos parâmetros do sistema controlado. Apenas sua estrutura deve ser bem definida.

Um ponto importante a destacar nesta aplicação foi o bom resultado obtido quando se utilizou como referência do regulador de velocidade de estrutura variável a própria frequência do sistema elétrico.

Tornou-se evidente a vantagem do uso de compensador, permitindo que o sistema de regulação rastreasse com eficiência uma referência senoidal.

Verificou-se a viabilidade de realização prática do controlador de estrutura variável através da aplicação experimental em uma unidade geradora de grande porte usando um microcomputador digital como controlador. Na medida em que a digitalização do controle de processos for sendo largamente utilizada, englobando o controle de unidades geradoras, e esta parece ser uma

tendência irreversível, os controladores de estrutura variável poderão ser empregados mais amiúde, sob a forma de um algoritmo dentro do software de controle do processo.

Na aplicação do controle de estrutura variável feita para um regulador de tensão com gerador a vazio, também ficou comprovado pelas simulações efetuadas, seu melhor desempenho em relação ao regulador convencional típico considerado.

Para o caso do regulador de velocidade operando em um sistema elétrico isolado, o controlador de estrutura variável mostrou-se superior ao regulador convencional, na medida em que recupera a frequência mais rapidamente após uma variação de carga no sistema.

As desvantagens dos controladores de estrutura variável consistem basicamente nas maiores solicitações quanto às ações de comando, no que se refere às variações com maior frequência do sinal de controle após um distúrbio e não necessariamente em maior amplitude deste sinal.

No caso de sistemas envolvendo partes móveis, há que se avaliar o possível maior desgaste e aquecimento destes elementos entre outros problemas. Para os reguladores de velocidade isto pode acarretar excursões mais frequentes da válvula transdutora eletro-hidráulica e dos demais elementos do atuador e do servomotor principal porém com amplitudes decrescentes devido à baixa frequência de corte destes elementos. Mesmo que se detete algum problema, isto pode ser contornado através da ativação do controle de estrutura variável apenas no momento da sincronização do gerador, ficando a regulação de velocidade sob o controle convencional nas demais situações.

Outra desvantagem do controle de estrutura variá-

vel é a necessidade de medição dos estados do sistema, que em alguns casos pode não ser viável sob o ponto de vista prático, notadamente naqueles de elevada ordem e complexidade. Em alguns sistemas isto pode ser contornado através de medições indiretas, como foi o caso da variável potência mecânica no sistema de regulação de velocidade. Em outros pode-se imaginar o uso de observadores de estado.

Outro problema que eventualmente pode ocorrer com o emprego do controle de estrutura variável, causado pela característica do seu sinal de controle, é a excitação de algum modo de alta frequência que não tenha sido considerado no modelo do sistema controlado. A adição de um filtro na saída do controlador ou o uso de técnicas de redução dos chaveamentos do controlador [15] devem ser considerados neste caso.

5.3 - Sugestões

Em virtude dos resultados promissores obtidos, sugere-se o prosseguimento dos estudos no sentido de investigar aplicações em outras condições operativas e em outros controles de unidades geradoras, tais como regulação de velocidade e tensão em sistemas multi-máquinas, controle automático de geração, estabilização suplementar para o amortecimento de oscilações eletromecânicas (estabilizador do sistema de potência), já que para estes tipos de controle é importante ter um sistema de controle com certa robustez para fazer frente às diversas e variantes condições operativas do sistema elétrico.

Como estes sistemas são de elevada ordem, sugere-

se também investigar o uso dos sistemas de controle de estrutura variável com observadores de ordem reduzida.

APÊNDICE

PROGRAMA PARA O CÁLCULO DE CONTROLADOR DE ESTRUTURA VARIÁVEL

```

REM *** PROGRAMA PARA O CALCULO DE CONTROLADOR DE ESTRUTURA VARIÁVEL ***
REM      Versao 1.2
REM -----
REM *** ENTRADA DE DADOS ***
REM
CLS : LOCATE 5,5
PRINT "CALCULO DE CONTROLADOR DE ESTRUTURA VARIÁVEL"
LOCATE 7,5
PRINT "ENTRADA DE DADOS : "
LOCATE 9,5: INPUT "ORDEM DA MATRIZ A = "; N
DIM AH(N,N),BH(N),FH(N,N),CH(N,N),VH(N+1),GH(N,N),AUXH(N,N),KBH(N),INVH(N,N)
DIM KH(N),ABKH(N,N),JJ(N),CF#(N+1),RRH(N),CC#(N),QINVH(N,N),XDH(N),FIH(N)
LOCATE 11,5: PRINT "ENTRE COM A MATRIZ A POR COLUNAS"
FOR J=1 TO N
PRINT : PRINT "COLUNA "; J
FOR I=1 TO N
PRINT " A("; I; ", "; J; ") = "; : INPUT AH(I,J)
NEXT I
NEXT J:
MAT: PRINT : PRINT "MATRIZ A : "
FOR I=1 TO N
FOR J=1 TO N
PRINT AH(I,J); " ";
NEXT J : PRINT
NEXT I
PRINT : INPUT "CORRIGIR ( S = SIM ) "; S$
IF S$="s" OR S$="S" THEN INPUT " LINHA I , COLUNA J , A(I,J) = "; I,J,AH(I,J):GOTO MAT
FOR I=1 TO N
FOR J=1 TO N
AUXH(I,J)=AH(I,J)
NEXT J
NEXT I
PRINT : PRINT "ENTRE COM A MATRIZ B " : PRINT
FOR I=1 TO N
PRINT "B("; I; ") = "; : INPUT BH(I)
NEXT I
REM ENTRADA DOS AUTOVALORES DESEJADOS
PRINT : PRINT "ENTRE COM OS AUTOVALORES DESEJADOS : "
FOR I=1 TO N
PRINT "AUTOVALOR "; I; " = "; : INPUT RRH(I)
NEXT I
REM -----
REM *** CALCULO DA EQUACAO CARACTERISTICA DA MATRIZ A ***
REM
VH(1)=0 : L=1
FOR I=1 TO N
VH(1)=VH(1)+AUXH(I,I)
FOR J=1 TO N
FH(I,J)=AUXH(I,J)
NEXT J
NEXT I
FOR K=2 TO N
VH(K)=0
M=K-1
FOR I=1 TO N

```

```

FOR J=1 TO N
  CH(I,J)=-FH(I,J)
  IF I=J THEN CH(I,J)=CH(I,J)+VH(M)
NEXT J
NEXT I
FOR I=1 TO N
  FOR J=1 TO N
    FH(I,J)=0
  FOR L=1 TO N
    FH(I,J)=AUXH(I,L)*CH(L,J)+FH(I,J)
  NEXT L
  IF I=J THEN VH(K)=VH(K)+FH(I,J)
NEXT J
NEXT I
VH(K)=VH(K)/K
NEXT K
FOR I=1 TO N STEP 2
  V#(I)=-V#(I)
NEXT I
PRINT:PRINT "COEFICIENTES DA EQUACAO CARACTERISTICA (C0*st^n + C1*st^n-1 +...+ Cn)"
PRINT "C 0 = 1"
FOR I=1 TO N
  PRINT "C";I;" = ";V#(I)
NEXT I
REM -----
REM *** CALCULO DA EQUACAO CARACTERISTICA DESEJADA ***
REM
CF#(N+1)=1
FOR M=1 TO N
  L=1 : JJ(1)=1 : SR#=0
  GOTO Y1
Y0: JJ(L)=JJ(L)+1
Y1: IF L=M THEN GOTO Y2
  IF L>M THEN PRINT "ERRO":END
  MM=M-1
  FOR I=L TO MM
    II=I+1
    JJ(II)=JJ(I)+1
  NEXT I
Y2: PR#=1
  FOR I=1 TO M
    ICK=JJ(I)
    PR#=-PR#*RRH(ICK)
  NEXT I
  SRH=SRH+PRH
  FOR I=1 TO M
    L=M-I+1
    IF JJ(L) < N+L-M THEN GOTO Y0
    IF JJ(L) > N+L-M THEN PRINT "ERRO" : END
  NEXT I
  MP=N-M+1
  CFH(MP)=SRH
NEXT M
PRINT:PRINT "EQUACAO CARACTERISTICA DESEJADA : "
PRINT "st";N;" + ";FOR I=N TO 2 STEP -1 :PRINT CFH(I);"st";I-1;" + ";NEXT
PRINT CFH(1)
FOR I=1 TO INT((N+1)/2)
  TEMP# = CFH(I) : CFH(I) = CFH(N+2-I) : CFH(N+2-I) = TEMP#
NEXT
REM -----
REM *** CALCULO DA MATRIZ KB ***
REM
FOR I=1 TO N
  KBH(I)=VH(N+1-I)-CFH(N+2-I)
NEXT I

```

```

REM -----
REM *** MONTAGEM DA MATRIZ Q ***
REM
FOR I=1 TO N
QH(I,N)=BH(I)
NEXT I
FOR J=1 TO N-1
FOR I=1 TO N
QH(I,N-J)=0
FOR K=1 TO J
QH(I,N-J)=QH(I,N-J)+AH(I,K)*QH(K,N-J+1)
NEXT K
QH(I,N-J)=QH(I,N-J)+VH(J)*BH(I)
NEXT I
NEXT J :print:print "MATRIZ Q : "
FOR I=1 TO N
FOR J=1 TO N
AUXH(I,J)=QH(I,J):print QH(i,J); " ";
NEXT J : print
NEXT I
REM -----
REM *** CALCULO DA INVERSA DA MATRIZ Q ***
REM
Z=1
FOR I=1 TO N
FOR J=1 TO N
QINVH(I,J)=0
NEXT J
QINVH(I,I)=1
NEXT I
FOR I=1 TO N
COMP#=0
K=I
I0: IF ABS(AUXH(K,I)) <= ABS(COMP#) THEN GOTO I1
COMP#=AUXH(K,I)
Z=K
I1: K=K+1
IF K <= N THEN GOTO I0
IF AUXH(Z,I)=0 OR Z<I THEN PRINT : PRINT "MATRIZ SINGULAR":END
IF Z=I THEN GOTO I2
FOR M=1 TO N
TEMPH=AUXH(I,M)
AUXH(I,M)=AUXH(Z,M)
AUXH(Z,M)=TEMPH
TEMPH=QINVH(I,M)
QINVH(I,M)=QINVH(Z,M)
QINVH(Z,M)=TEMPH
NEXT M
TEMPH=CC#(I)
CC#(I)=CC#(Z)
CC#(Z)=TEMPH
I2: CC#(I)=CC#(I)/AUXH(I,I)
TEMPH=AUXH(I,I)
FOR M=1 TO N
QINVH(I,M)=QINVH(I,M)/TEMPH
AUXH(I,M)=AUXH(I,M)/TEMPH
NEXT M
FOR J=1 TO N
IF J=I OR AUXH(J,I)=0 THEN GOTO I3
CC#(J)=CC#(J)-AUXH(J,I)*CC#(I)
TEMPH=AUXH(J,I)
FOR Z=1 TO N
QINVH(J,Z)=QINVH(J,Z)-TEMPH*QINVH(I,Z)
AUXH(J,Z)=AUXH(J,Z)-TEMPH*AUXH(I,Z)
NEXT Z
I3: NEXT J
NEXT I

```

```

NEXT I
PRINT :PRINT "MATRIZ Q INVERSA : "
FOR I=1 TO N
FOR J=1 TO N
PRINT QINVH(I,J); " ";
NEXT J : PRINT
NEXT I
REM -----
REM *** CALCULO DA MATRIZ K = KB * QINV ***
REM
FOR I=1 TO N
KH(I)=0
FOR J=1 TO N
KH(I)=KH(I)+KBH(J)*QINVH(J,I)
NEXT J
NEXT I
REM -----
REM *** CALCULO DA MATRIZ A + B * K ***
REM
PRINT : PRINT "MATRIZ A + B * K : "
FOR I=1 TO N
FOR J=1 TO N
ABKH(I,J)=AH(I,J)+BH(I)*KH(J)
PRINT ABKH(I,J); " ";
NEXT J : PRINT
NEXT I
REM -----
REM *** MONTAGEM DO SISTEMA DE EQUACOES C(A+B*K)=0 ***
LI: PRINT : INPUT "LINHA DE A + B * K A DESPREZAR = "; L : IF L<1 OR L>N THEN GOTO LI
IF L=N THEN IND=1 ELSE IND=0
FOR J=1 TO N-1
K=0
FOR I=1 TO N-IND
K=K+1
IF I=L THEN I=L+1
AUXH(K,J)=ABKH(J+1,I)
XDH(K)=-ABKH(1,I)
NEXT I
NEXT J
PRINT : PRINT "SISTEMA DE EQUACOES A SER RESOLVIDO : " : PRINT
FOR I=1 TO N-1
FOR J=1 TO N-1
PRINT AUXH(I,J); " C"; J+1; " + ";
NEXT J : PRINT " = "; XDH(I)
NEXT I
REM -----
REM *** SOLUCAO DO SISTEMA DE EQUACQES LINEARES C(A+B*K)=0 ***
REM
Z=1
FOR I=1 TO N-1
FOR J=1 TO N-1
INVH(I,J)=0
NEXT J
CCH(I)=XDH(I)
INVH(I,I)=1
NEXT I
FOR I=1 TO N-1
COMPH=0
K=I
V0: IF ABS(AUXH(K,I)) (<= ABS(COMP) THEN GOTO V1
COMPH=AUXH(K,I)
Z=K
V1: K=K+1
IF K <= N THEN GOTO V0
IF AUXH(Z,I)=0 OR Z < I THEN PRINT "SEM SOLUCAO " : END

```

```

IF Z=I THEN GOTO V2
FOR M=1 TO N-1
TEMP# = AUX#(I,M)
AUX#(I,M) = AUX#(Z,M)
AUX#(Z,M) = TEMP#
TEMP# = INV#(I,M)
INV#(I,M) = INV#(Z,M)
INV#(Z,M) = TEMP#
NEXT M
TEMP# = CCH(I)
CCH(I) = CCH(Z)
CCH(Z) = TEMP#
V2: CCH(I) = CCH(I)/AUX#(I,I)
TEMP# = AUX#(I,I)
FOR M=1 TO N-1
INV#(I,M) = INV#(I,M)/TEMP#
AUX#(I,M) = AUX#(I,M)/TEMP#
NEXT M
FOR J=1 TO N-1
IF J=I OR AUX#(J,I)=0 THEN GOTO V3
CCH(J) = CCH(J) - AUX#(J,I)*CCH(I)
TEMP# = AUX#(J,I)
FOR Z=1 TO N-1
INV#(J,Z) = INV#(J,Z) - TEMP#*INV#(I,Z)
AUX#(J,Z) = AUX#(J,Z) - TEMP#*AUX#(I,Z)
NEXT Z
V3: NEXT J
NEXT I
PRINT : PRINT "COEFICIENTES DO HIPERPLANO DE ESCORREGAMAMENTO :": PRINT
FOR I=1 TO N-1
CCH(N-I+1) = CCH(N-I)
NEXT I
CCH(1) = 1
FOR I=1 TO N
PRINT "C";I;" = ";CCH(I)
NEXT I
REM -----
REM *** CALCULO DOS VALORES LIMITES DOS GANHOS DO CONTROLADOR ***
REM
TEMP# = 0
FOR I=1 TO N
TEMP# = TEMP# + B#(I)*CCH(I)
NEXT I
FOR I=1 TO N
FI#(I) = 0
FOR J=1 TO N
FI#(I) = FI#(I) + CCH(J)*A#(J,I)
NEXT J
FI#(I-1) = FI#(I-1)/TEMP#
NEXT I
PRINT : PRINT "VALORES LIMITES DOS GANHOS DO CONTROLADOR :":
FOR I=1 TO N
PRINT "FI(";I;") = ";FI#(I)
NEXT I
END

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - ANDERSON, P. e FOUAD, F. - Power system control and stability - Iowa State University Press, 1977.
- [2] - ASEA - Turbine Governor FRVV 103-2/104-2, Publicação KK-831 - 110 AE, 1972.
- [3] - BENGIAMIN, N. e CHAN, W. - Variable structure control of electric power generation - IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, nº 2, fev. 1982.
- [4] - BENGIAMIN, N. e KAUFFMANN, B. - Variable structure position control - IEEE Control System Magazine, ago. 1984.
- [5] - BEZVODINSKAYA, T.A. e SABAEV, E.F. - Stability conditions in the large for variable structure systems - Avtomatika i Telemekhanika, nº 10, out. 1974.
- [6] - CHAN, W. e HSU, Y. - An optimal variable structure stabilizer for power system stabilization - IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, nº 6, jun. 1983.
- [7] - CHAN, W. e HSU, Y. - Automatic generations control of interconnected power systems using variable - structure controllers - IEE Proceedings, Vol. 128, pt. C, nº 5, set. 1981.

- [8] - CHAUDHRY, H. - Governing stability of hydroelectric power plant - Water Power and Dam Construction, abr. 1970.
- [9] - CHEN, C.T. - Introduction to linear system theory, Holt Rinehart and Winston Inc., 1970.
- [10] - DANDENO, P.; KUNDUR, P. e BAYNE, J. - Hydraulic unit dynamic performance under normal and island conditions-analysis and validation - IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol. PAS-97, 1978.
- [11] - DRAZENOVIC, B. - The invariance condition in variable structure systems - Automatica, Vol. 5, 1969.
- [12] - ELETROSUL - Reguladores de velocidade da Usina Hidrelétrica Salto Osório - relatórios internos, 1976-1987.
- [13] - EL-GHEZAWI, O.M.E.; ZINOBER, A.S.I. e BILLINGS, S.A. - Analysis and design of variable structure systems using a geometric approach - International Journal of Control, Vol. 38, nº 3, 1983.
- [14] - ERSCHLER, J.; ROUBELLAT, F. e VERNHES, J.P. - Automation of a hydroelectric power station using variable-structure control systems - Automatica, Vol. 10, 1974.
- [15] - ESPAÑA, M.D. e ORTEGA, R.S. - Un nuevo metodo de sintesis de sistemas de estructura variable con reduccion del castaños - 3º Congresso Brasileiro de Automática, 1980.

- [16] - ESPAÑA, M.D., ORTEGA, R.S. e ESPINO, J.J. - Variable structure systems with chattering reduction: a microprocessor based design - Automatica, Vol. 20, 1984.
- [17] - FASOL, K.H. e HOPPE, M. - Simulating and improving hydro plant control - Water Power and Dam Construction, maio, 1982.
- [18] - FILIPPOV, A.G. - Application of the theory of differential equations with discontinuous right-hand sides to non-linear problems in automatic control - Proceedings First IFAC Congress, Moscou, 1961.
- [19] - HARASHIMA, F.; HASHIMOTO, H. e KOND, S. - MOSFET converter fed position servo system with sliding mode control - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-32, nº 3, ago. 1985.
- [20] - HASHIMOTO, H.; MARUYAMA, K. e HARASHIMA, F. - A microprocessor-based robot manipulator control with sliding mode - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-34, nº 1, fev. 1987.
- [21] - ITKIS, Y. - Dynamic switching of type I/type II structure in tracking servosystems - IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-28, nº 4, abril, 1983.

- [22] - KLEIN, C.A. e MANEY, J.J. - Real time control of a multiple-element mechanical linkage with a microcomputer - IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-26, nº 4, nov. 1979.
- [23] - KUMAR, A.; MALIK, O.P. e HOPPE, G.S. - Variable structure system control applied to AGC of an inter-connected power system-IEE Proceedings, Vol. 132, pt. C, nº 1, jan. 1985.
- [24] - KUO, B. - Digital control systems - Holt, Rinehart and Winston Inc., 1980.
- [25] - LANDAU, I.D. - Adaptive control: the model reference approach - Marcel Dekker, 1979.
- [26] - LIN, S. e TSAI, S. - A microprocessor-based incremental servo systems with variable structure. - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-31, nº 4, nov. 1984.
- [27] - NAMUDURI, C. e SEN, P.C. - A servo-control system using a self-controlled synchronous motor (SCSM) with sliding mode controller - IEEE Transactions on Industry Application, Vol. IA-23, nº 2, mar/abril, 1987.
- [28] - ORTEGA, R.S. e ESPINO, J.J. - Implementacion de algoritmos de control de estructura variable em microprocessadores - 3º Congresso Brasileiro de Automática, 1980.

- [29] - PANICKER, K.S.; AHSON, S.I. e BHATIA, C.M. - The transient stabilization of a synchronous machine using variable structure systems theory - International Journal of Control, Vol. 42, nº 3, 1985.
- [30] - RYAN, E.P. - A variable structure approach to feedback regulation of uncertain dynamic systems - International Journal of Control, Vol. 38, nº 6, 1983.
- [31] - SILVEIRA, H.M. - Controle multivariável - notas de aula, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC, 1983.
- [32] - SINSWAT, V. e FALLSIDE, F. - Eigenvalue/eigenvector assignment by state-feedback - International Journal of Control, Vol. 26, nº 3, 1977.
- [33] - SIVARAMAKRISHNAN, A.Y.; HARIHARAN, M.V. e SRISAILAM, M.C. - Design of variable-structure load-frequency controller using pole assignment technique - International Journal of Control, Vol. 40, nº 3, 1984.
- [34] - SLOTINE, J.J. e SASTRY, S.S. - Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators - International Journal of Control, Vol. 38, nº 2, 1983.

- [35] - SLOTINE, J.J. - Sliding controller design for non-linear systems - International Journal of Control, Vol. 40, nº 2, 1984.
- [36] - SOARES, J.M. - Identificação experimental, simulação e ajuste de reguladores de velocidade de usinas hidrelétricas com verificação em testes de campo - Dissertação de Mestrado, UFSM, 1982.
- [37] - SOARES, J.M. - Testes no regulador de velocidade de Salto Osório - Relatório SCEL-SUL GTAS/Eletróbrás, out. 1979.
- [38] - SOARES, J.M. - Programa de simulação de sistemas dinâmicos SSD - para microcomputadores compatíveis com IBM-PC - Reivax Ind. e Com. Ltda, 1987.
- [39] - SOUZA, F.M.C. - Estudo de sistemas de controle a estrutura variável - Tese de Mestrado, COPPE, 1973.
- [40] - UTKIN, V.I. - Variable structure systems with sliding modes - a survey - IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, nº 2, abr. 1977.
- [41] - UTKIN, V.I. e YANG, K.D. - Methods for constructing discontinuity planes in multidimensional variable structure systems - Avtomatika i Telemekhanika, nº 10, out. 1978.

- [42] - UTKIN, V.I. - Variable structure systems : present and future - Avtomatika i Telemekhanika, nº 9, set. 1983.
- [43] - VIDYASAGAR, M. - Nonlinear System Analysis - Prentice-Hall, 1978.
- [44] - YOUNG, K.D.; KOKOTOVIC, P.V. e UTKIN, V.I. - A singular perturbation analysis of high-gain feedback systems - IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22 , nº 6, dez. 1977.
- [45] - YOUNG, K.D. - Controller design for a manipulator using theory of variable structure systems - IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics, Vol. SCM-8, nº 2, fev. 1978.