

*69,*

**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA  
DE ITAJUBÁ**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**



**CONTROLADOR DE ESTADO  
ADAPTATIVO COM DESLOCAMENTO  
RADIAL DE PÓLOS PARA UMA  
MÁQUINA SÍNCRONA**

Orientador: Luiz Eduardo Borges da Silva  
Co-Orientador: Carlos Alberto Dias Coelho  
Orientado: Antônio Luiz Bergamo do Bonfim

Data: 12 de junho de 1992

CLAS. 621.313.321 621.3.016.35(043,2)  
CUTR. B 695 C  
TOMBO. 692

EFEI / BIBLIOTECA

ESTE LIVRO DEVE SER DEVOLVIDO NA  
ÚLTIMA DATA CARIMBADA.

18.11.94

31.10.95

21.10.95

~~01/12/95~~

05/12/95

17.5.97

21.5.2004



Ministério da Educação

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

Reconhecida Lei 3232 05/01/1917

A N E X O I

PRONUNCIAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

A Banca Examinadora, abaixo assinada, nomeada por Portaria nº 172 de 28/05/92, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: "Controlador de Estado Adaptativo com Deslocamento Radial de Polos para uma Máquina Síncrona" apresenta pronunciamento no sentido de que o Coordenador dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite ao DRA (Departamento de Registro Acadêmico) a expedição do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica, na Área de Concentração de Sistemas Elétricos de Potência, satisfeitas as demais exigências regimentais, a Antonio Luiz Bergamo do Bomfim.

Itajubá, 12 de junho de 1992.

Prof. Sebastião Ercules Mello de Oliveira  
1º Examinador - CEPEL

Prof. Carlos Alberto Dias Coelho  
2º Examinador - EFEI

Prof. Luiz Eduardo Borges da Silva  
3º Examinador - EFEI - Orientador

À minha esposa Luzia e aos meus filhos  
Danielle e Leandro .

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Luiz Eduardo Borges da Silva pelo incentivo e apoio na elaboração deste trabalho .

Aos professores Carlos Alberto Dias Coelho e Renato de Aquino Faria Nunes pelo apoio que me deram , para que este trabalho pudesse ser desenvolvido .

Aos professores da pos-graduação que contribuiram de alguma forma para que este trabalho se realizasse .

Aos meus colegas que me apoiaram e incentivaram para que pudesse ser desenvolvido este trabalho : José Wanderlei Marangon e Paulo Cesar de Almeida .

À ELETROBRAS que me propiciou participar do curso de pós-graduação .

À minha esposa pelo apoio , compreensão , incentivo , carinho e paciência .

## ABSTRACT

The present thesis deal with the application of an adaptive power system stabilizer to the excitation control of a synchronous machine based on the recursive least square procedure for estimating the parameters of a selected model and based on a the pole shifting technique with controllable canonical form of the state variables. The performance of that stabilizer is compared with that of an analogic stabilizer having parameters and structure corresponding to the excitation system aditional signal utilized in a existing generation plant.

For estimating the parameters of the process, the recursive least square procedure was selected, considering a variable forgetting factor in order to improve the parameter tracking property occurring during the transient and steady state periods. Some relevant information for obtaining an improved performance were analysed.

The selected control tecnique is based on the controllable canonical form of state variables, and on the pole shifting tecnique, whose characteristics satisfy all basic requirements for adaptive control application in power systems.

The performance of the estimator and the adaptive stabilizer and a comparison between the behavior of the adaptive and the analogical stablizers are presented.

It was verified that the least square method was suitable to track the parameter variations of the process and that its computer implementation was relatively simple. The adaptive control presented a satisfactory dynamic performance for cases considering a constant pole shifting factor. However, some simulations not presented in the thesis show a possible improved behavior when a variable factor is considered.

## RESUMO

A presente dissertação de mestrado trata da aplicação de um estabilizador de sistema de potência adaptativo ao sistema de excitação de uma máquina síncrona, com base na utilização do método recursivo dos mínimos quadrados para estimação dos parâmetros de um modelo proposto e com base na técnica de deslocamento de polos utilizando a forma canônica controlável das variáveis de estado. O desempenho deste estabilizador é comparado com o de um estabilizador cujos parâmetros e estrutura correspondem aos do estabilizador utilizado como sinal adicional do sistema de excitação de uma unidade geradora existente.

Na estimação dos parâmetros do processo foi usado o método recursivo dos mínimos quadrados. O fator de esquecimento foi suposto variável, para permitir melhor acompanhamento das variações dos parâmetros do processo que ocorrem durante os períodos transitório e de regime permanente. Algumas informações relevantes para obtenção de melhor desempenho foram analisadas.

A técnica de controle aplicada, é baseada na forma canônica controlável das variáveis de estado e na técnica de deslocamento radial de polos, cuja característica satisfaz a todos os requisitos básicos para aplicação de controle adaptativo em sistemas de potência.

Análises de desempenho do estimador e do estabilizador adaptativo e comparação entre os desempenhos do controlador adaptativo e do controlador analógico foram apresentadas.

Foi verificado que o método dos mínimos quadrados se revelou adequado para acompanhar as variações dos parâmetros do processo e sua implementação computacional se mostrou relativamente simples. O controle adaptativo apresentou um desempenho dinâmico satisfatório, nas simulações com fator de esquecimento fixo. Porém algumas simulações não incluídas neste trabalho mostraram a possibilidade de melhoria no desempenho quando este fator é suposto variável.

## ÍNDICE

SÍMBOLOGIA .....	1
CAPÍTULO 1	
1 - INTRODUÇÃO .....	5
CAPÍTULO 2	
ANÁLISE DA ESTABILIDADE DA MÁQUINA SÍNCRONA .....	10
2 - INTRODUÇÃO .....	11
2.1 - MODELO DA MÁQUINA SÍNCRONA .....	11
2.2 - ANÁLISE DA ESTABILIDADE DA MÁQUINA SÍNCRONA.....	12
2.2.1 - DESEMPENHO DA MÁQUINA SÍNCRONA COM ENLACE DE FLUXO CONSTANTE .....	13
2.2.2 - DESEMPENHO DA MÁQUINA SÍNCRONA COM TENSÃO DE CAMPO CONSTANTE.....	15
2.2.3 - DESEMPENHO DA MÁQUINA SÍNCRONA COM RELAÇÃO AO EFEITO DA REGULAÇÃO DE TENSÃO.....	17
2.2.3.1 - Contribuição para o Conju- gado Sincronizante.....	20
2.2.3.2 - Contribuição para o Conju- gado de Amortecimento.....	21
2.3 - ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS).....	23
2.3.1 - EFEITO DOS SINAIS ESTABILIZANTES NA ESTABILIDADE DO SISTEMA DE POTÊNCIA.....	23
2.3.2 - CONCLUSÕES RELATIVAS À NATUREZA DA FUNÇÃO DO SINAL ESTABILIZANTE.....	25

2.3.3 - RESTRIÇÕES DOS SINAIS ESTABILIZANTES.....	26
2.3.4 - CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE GEP(s) PARA APLICAÇÃO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA.....	26
2.3.5 - CARACTERÍSTICAS DOS SINAIS ESTABILIZANTES.....	27
2.3.5.1 - Sinal Estabilizante Derivado da Velocidade do Rotor da Máquina.....	27
2.3.5.2 - Sinal Estabilizante Derivado da Freqüência da Bar-Terminal do Gerador.....	28
2.3.5.2 - Sinal Estabilizante Derivado da Potência Elétrica da Máquina.....	28
2.3.3 - EFEITOS DA VARIAÇÃO DA POTÊNCIA MECÂNICA.....	29
2.3.4 - CONSIDERAÇÕES SOBRE RUIDOS.....	29

### CAPÍTULO 3

ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO E TÉCNICAS DE CONTROLE ADAPTATIVO.....	31
3.1 - ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO.....	32
3.1.1 - DESENVOLVIMENTO DA TÉCNICA RECURSIVA DOS MÍNIMOS QUADRADOS.....	33
3.1.1.1 - Desenvolvimento do Método dos Mínimos Quadrados Clássico.....	33
3.1.1.1 - Desenvolvimento do Método Recursivo dos Mínimos Quadrados.....	36
3.1.2 - FATOR DE ESQUECIMENTO.....	38

3.1.3 - TEMPO DE AMOSTRAGEM.....	40
3.1.4 - ALGORÍTMO PARA ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO.....	42
3.1.4.1 - Passos do Algorítmo de Estimação dos Parâmetros do Processo.....	43
3.2 - TÉCNICAS DE CONTROLE ADAPTATIVO.....	45
3.2.1 - ESTABILIDADE DOS POLOS E ZEROS.....	46
3.2.1.1 - Condições de Estabilidade.....	47
3.2.2 - CONTROLE ADAPTATIVO QUE USA UM MODELO DE REFERÊNCIA (MRAC).....	48
3.2.3 - CONTROLADOR DE ESTADO PARA UMA DADA EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA.....	50
3.2.3.1 - Observações de Carater Geral com Relação a este Tipo de Controlador.....	58
3.2.4 - CONTROLE ADAPTATIVO DE POSICIONAMENTO DE POLOS (POLE ASSIGNMENT).....	58
3.2.4.1 - Determinação do Grau do Polinômio $T(z^{-1})$ .....	61
3.2.4.2 - Determinação dos Parâmetros do Controlador.....	62
3.2.5 - CONTROLADOR ADAPTATIVO COM DESLOCAMENTO RADIAL DE POLOS (POLE SHIFTING).....	63
<b>CAPÍTULO 4</b>	
APLICAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS AO PROBLEMA DO ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS).....	65
4.1 - MODELO DO SISTEMA MÁQUINA SÍNCRONA CONECTADA À BARRA INFINITA ATRAVÉS DE UMA REATÂNCIA.....	66

4.1.1 - ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO SISTEMA.....	69
4.2 - APLICAÇÃO DO ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA ADAPTATIVO.....	74
4.2.1 - ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO.....	75
4.2.1.1 - Tempo de Amostragem.....	76
4.2.1.2 - Fator de Esquecimento Variável.....	79
4.2.1.3 - Desempenho do Estimador.....	80
4.2.2 - TÉCNICA DE CONTROLE ADAPTATIVO USADA.....	86
4.2.2.1 - Efeito do Fator de Deslocamento.....	90
4.2.2.2 - Parâmetros do Controlador ( $k_{ci}$ ).....	92
4.2.2.3 - Verificação do Desempenho do PSS Adaptativo.....	94
4.2.2.4 - Desempenho Dinâmico do Processo com $\alpha_f$ Constante.....	95
4.2.2.5 - Teste de Sensibilidade ao Degrau.....	99
4.2.2.6 - Identificação da Saída do Modelo Estimado no Teste de Sensibilidade.....	99
4.2.2.7 - Comparação com o PSS Analógico .....	100
4.3 - CONCLUSÕES.....	107
4.4 - PROPOSTAS PARA FUTUROS TRABALHOS.....	109
4.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	110

## Simbologia usada

- Iq - Componente de eixo de quadratura de corrente da armadura em pu
- Id - Componente de eixo direto da corrente de armadura em pu
- $\delta$  - Ângulo de carga da máquina em radianos
- $E_\infty$  - Tensão da barra infinita em pu
- Ir - Componente ativa da corrente de armadura em pu
- Ix - Componente reativa da corrente de armadura em pu
- Eq - Tensão proporcional ao enlace de fluxo do campo em pu
- Xd - Reatância síncrona de eixo direto em pu
- Xd' - Reatância transitória de eixo direto em pu
- Xq - Reatância síncrona de eixo em quadratura em pu
- Xe - Reatância equivalente do sistema em pu
- Eq - Tensão atrás da reatância síncrona de eixo em quadratura em pu
- Ei - Tensão proporcional à corrente de campo em pu
- Ag, Bg - Parâmetros para representação da saturação em pu
- Pe - Potência elétrica da máquina em pu
- Vt - Tensão terminal da máquina em pu
- Efd - Tensão de campo em pu
- T'do - Constante de tempo transitória a circuito aberto segundo o eixo direto em segundos
- Pm - Potência mecânica da máquina em pu
- D - Coeficiente de amortecimento da máquina em pu/rad/s
- H - Constante de inércia em segundos
- w - Velocidade angular da máquina em pu
- wn - Freqüência natural de oscilação da máquina em rad/s
- wd - Freqüência de oscilação da máquina contra barra infinita em rad/s
- z - Coeficiente de amortecimento relativo - adimensional
- k1 - Parâmetro que representa variação no conjugado elétrico para uma variação no ângulo do rotor com enlace de fluxo no eixo direto constante
- k2 - Parâmetro que representa variação no conjugado elétrico para uma variação no enlace de fluxo no eixo direto com ângulo do rotor constante
- k3 - Fator de impedância para o caso da impedância externa ser uma reatância
- k4 - Parâmetro que representa o efeito desmagnetizante provocado pela variação no ângulo do rotor
- k5 - Parâmetro que representa a variação da tensão terminal para uma variação do ângulo do rotor com enlace de fluxo no eixo direto constante

$k_6$	- Parâmetro que representa a variação da tensão terminal para uma variação do enlace de fluxo de eixo direto com ângulo do rotor constante
$k_e$	- Ganho da excitatriz em pu/pu
$T_e$	- Constante de tempo da excitatriz em segundos
$T_{mec}$	- Conjugado mecânico em pu
$T_{el1}$	- Conjugado elétrico através de $k_1$ e D em pu
$T_{el2}$	- Componente do conjugado elétrico resultante da reação da armadura em pu
$T_{el3}$	- Componente do conjugado elétrico resultante do efeito da regulação de tensão e do efeito através de $k_6$ em pu
$T_{el4}$	- Componente do conjugado elétrico através de $k_5$ e $k_6$ em pu
$T_{el5}$	- Componente do conjugado elétrico através de $k_5$ e $k_6$ incluindo o efeito desmagnetizante através do ramo de $k_4$ em pu
$T_{el6}$	- Componente do conjugado elétrico resultante do efeito do sinal estabilizante
$T_{am}$	- Conjugado de amortecimento em pu
$T_{sin1}$	- Componente do conjugado sincronizante através de $k_1$ em pu
$T_{sin2}$	- Componente do conjugado sincronizante através de $k_4$ , $k_5$ , $k_6$ em pu
$T_{sin3}$	- Componente do conjugado sincronizante através de $k_1$ , $k_4$ , $k_5$ , $k_6$ em pu
$T_{sin4}$	- Componente do conjugado sincronizante nas altas frequências através de $k_4$ , $k_5$ , $k_6$ em pu
$s$	- Operador de Laplace
$GEP(s)$	- Função de transferência do gerador + excitatriz + sistema de potência
$PSS(s)$	- Função de transferência do sinal estabilizante
$Y$	- Variável de saída do processo contínuo
$U$	- Variável de entrada do processo contínuo
$Y(t+m)$	- Variável de saída do processo contínuo no instante $t+m$
$U(t+m)$	- Variável de entrada do processo contínuo no instante $t+m$
$Y(k)$	- Variável de saída do processo contínuo no intervalo de amostragem k
$U_p(k)$	- Variável de entrada do processo contínuo no intervalo de amostragem k
$Y_{me}(k)$	- Variável de saída do modelo estimado no intervalo de amostragem k
$m$	- Número de pares de dados na sequência de amostragem
$d$	- Atraso do processo em termos do número de intervalos de amostra
$n$	- Ordem do processo
$z^{-1}$	- Operador de atraso ( Transformada Z )
$Y(t-i)$	- Saídas passadas medidas do processo
$\Phi(k)$	- Vetor de entrada e saída do processo

$e(k)$	- Erro predito entre a saída do processo e a saída do modelo estimado
$\hat{\theta}(k)$	- Vetor de parâmetros estimados do processo
$P(k)$	- Matriz de covariância
$\alpha$	- Valor inicial dos elementos da diagonal da matriz $P(k)$
$\Sigma_0$	- Fator que expressa o quanto sensível é a variação de $\lambda$ na presença do erro $e(k)$
$k$	- Número da amostra
$K(k)$	- Vetor de ganho
$k_{ci}$	- Parâmetro do controlador de estado ( $i = 1 \dots 4$ )
$Y_{mr}(k)$	- Variável de saída do modelo de referência no instante de amostragem $k$
$z_i$	- Polos do processo
$z_{0j}$	- Zeros do processo
$U_c(k)$	- Saída do controlador no instante de amostragem $k$
$\hat{a}_{na}, \hat{b}_{nb}$	- Parâmetros estimados do processo
$d_{nd}$	- Coeficientes do polinômio $D(z^{-1})$
$q_{nq}$	- Coeficientes do polinômio $Q(z^{-1})$
$p_{np}$	- Coeficientes do polinômio $P(z^{-1})$
$t_{nt}$	- Coeficientes do polinômio $T(z^{-1})$
$\alpha_{n\alpha}$	- Coeficientes do polinômio $\alpha(z^{-1})$
$\beta_{n\beta}$	- Coeficientes do polinômio $\beta(z^{-1})$
$n$	- Ordem do processo
$n_t$	- Ordem do polinômio $T(z^{-1})$
$n_p$	- Ordem do polinômio $P(z^{-1})$
$n_q$	- Ordem do polinômio $Q(z^{-1})$
$n_a$	- Ordem do polinômio $A(z^{-1})$
$n_b$	- Ordem do polinômio $B(z^{-1})$
$n_\alpha$	- Ordem do polinômio $\alpha(z^{-1})$
$n_\beta$	- Ordem do polinômio $\beta(z^{-1})$
$G_c(z)$	- Função de transferência do controlador
$G_p(z)$	- Função de transferência do processo linear discreto
$C$	- Matriz dos coeficientes estimados de ordem $(2n-1) \times (2n-1)$
$X$	- Vetor de parâmetro do controlador de ordem $(2n-1)$
$r$	- Vetor de termos independente $t_i - a_i$
$\alpha_f$	- Fator de deslocamento de polos
$G(z)$	- Função de transferência do processo linear discreto
$G_c(z)$	- Função de transferência do controlador de posicionamento de polos (pole assignment)
$z_{oi}$	- Zeros do processo linear discreto
$z_i$	- Polos do processo linear discreto
$A(z^{-1})$	- Polinômio que determina os polos do processo linear discreto
$B(z^{-1})$	- Polinômio que determina os zeros do processo linear discreto

- $D(z^{-1})$  - Polinômio que determina os polos do modelo de referência  
 $C(z^{-1})$  - Polinômio que determina os zeros do modelo de referência  
 $P(z^{-1})$  - Polinômio que determina os polos do controlador de posicionamento de polos (pole assignment)  
 $Q(z^{-1})$  - Polinômio que determina os zeros do controlador de posicionamento de polos (pole assignment)  
 $T(z^{-1})$  - Polinômio que determina o local onde os polos deverão ser alocados após uma perturbação  
 $\alpha(z^{-1})$  - Polinômio que determina os polos da função de transferência à malha fechada  
 $\beta(z^{-1})$  - Polinômio que determina os polos da função de transferência à malha fechada

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

## 1 - INTRODUÇÃO

Os sistemas elétricos de potência são submetidos a mudanças contínuas ou discretas em seu ponto de operação, em razão da entrada em serviço ou religamento de equipamentos , do desligamento de equipamentos para manutenção ou como resultado da ocorrência de faltas no sistema e ainda em razão das variações na carga e geração, ocorrendo durante sua operação ao longo do dia. Isto pode implicar, em algumas situações, na necessidade de ajustes dos controladores das máquinas do sistema.

Com o desenvolvimento de técnicas digitais, tornou-se bastante atraente sua aplicação a controles adaptativos [11,12,15 a 24], por terem um bom desempenho numa faixa bastante ampla de situações que ocorrem no sistema e acompanharem bem as variações a que o sistema é submetido. Uma das vantagens com relação ao controle analógico é a facilidade de modificá-lo, bastando alterar seu algoritmo.

Dessa forma, a proposta deste trabalho é desenvolver um controle adaptativo baseado na técnica de deslocamento de polos e na teoria das variáveis de estado para aplicá-lo a um estabilizador de sistema de potência (PSS).

Para análise e desenvolvimento deste controlador, um sistema composto de uma máquina síncrona ligada a uma barra infinita através de uma reatância representará o processo a ser controlado. O modelo a ser usado para representar a máquina síncrona será o modelo II do IEEE [1,2,5].

Uma análise do comportamento dinâmico do processo a ser controlado é feita no Capítulo II , através de um modelo linear deste sistema, para mostrar os fenômenos físicos que envolvem este processo. Analisa-se a estabilidade da malha conjugado-ângulo, ou seja, o comportamento do ângulo e da velocidade do rotor, quando da ocorrência de uma perturbação no sistema, mais especificamente, o comportamento das componentes do conjugado elétrico, uma em fase com as variações do ângulo do rotor denominada conjugado sincronizante e a outra em fase com as variações da velocidade do rotor denominada conjugado de amortecimento. Nesta análise é mostrada a influência dos parâmetros  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ ,  $k_4$ ,  $k_5$  e  $k_6$  no comportamento físico do processo .

Complementando, é feita uma análise do efeito dos estabilizadores, quanto ao tipo de sinais que utilizam , quais as suas características com relação ao ponto onde está localizado o gerador no sis-

tema , quanto ao tipo de sistema e sua influência na estabilidade [2, 3, 4] .

Conhecido o comportamento físico da máquina síncrona e definido seu modelo e como são aplicados os sinais estabilizantes, passa-se a desenvolver o controle adaptativo que substituirá o estabilizador analógico .

Inicialmente no Capítulo III é desenvolvido o método de estimação dos parâmetros do processo, baseado no método recursivo dos mínimos quadrados [6,8] e o respectivo algoritmo [6,7,8]. É desenvolvida a técnica dos mínimos quadrados clássica, para em seguida transformando-a numa manipulação recursiva de dados, obter o método recursivo dos mínimos quadrados. Uma comparação entre estas técnicas é feita para mostrar as diferenças entre ambas e é descrito um algoritmo proposto em [6,7] que será utilizado na estimação dos parâmetros .

Na estimação dos parâmetros do processo , um fator de esquecimento variável [16,21] será utilizado, para que o controle acompanhe melhor as variações que ocorrem no sistema , de forma que não ocorra a "explosão" da matriz de covariância  $P(k)$ , o que provocaria a instabilidade do processo. Uma análise é feita com relação ao uso de um fator de esquecimento fixo [6,7] e variável e é mostrado um algoritmo para variar este fator .

É também analisada a forma de se calcular o tempo de amostragem [9,10] , de maneira que , na estimação dos parâmetros do processo, ele não seja muito grande, o que diminuiria , a ordem do modelo estimado e nem muito pequeno para que não traga problemas de precisão numérica na estimação dos parâmetros . Na aplicação a que se propõe este trabalho é recomendado , de acordo com a referência [15,16] que a frequência de amostragem seja aproximadamente igual a 10 vezes a frequência eletromecânica de oscilação que se deseja amortecer.

Quatro técnicas de controle adaptativo são analisadas, para definir a partir delas o controle que será aplicado ao processo . Uma é a que utiliza um modelo de referência [11,12,18] , onde este modelo expressa o desempenho desejado do processo . Minimizando o erro entre a saída do processo e a saída do modelo de referência se obtém o desempenho desejado .

Outra técnica também analisada e mostrada nas referências [13, 14] é a que utiliza a forma canônica controlável das variáveis de estado, com aplicação da técnica de controle de posicionamento de polos (pole assignment), onde os polos deverão ser alocados segundo

uma equação característica previamente definida . Nesta técnica é mostrado como se obtém a matriz de estado diretamente da equação diferença do processo .

As duas últimas técnicas de controle analisadas estão relacionadas , sendo que uma desloca os polos à malha fechada do processo para um local definido por uma equação característica (pole - assignment) e a outra desloca radialmente os polos à malha aberta do processo , em direção à origem do círculo unitário . Nesta última técnica a equação característica que define a forma como os polos serão deslocados é atualizada continuamente e a definição de um único parâmetro é necessário para se obter o desempenho desejado [ 15, 16, 17, 19, 24] .

No capítulo IV a aplicação da última estratégia a um estabilizador de sistema de potência (PSS) é feita, analisando-se diversos pontos de operação do sistema máquina - barra infinita . Não se representou os ruídos no modelo do sistema , apesar dos mesmos serem importantes para melhorar a precisão dos resultados e o desempenho do estimador, tendo em vista uma aplicação prática.

Inicialmente, os casos foram simulados sem o PSS para mostrar o comportamento do sistema à malha-aberta e caracterizar a estabilidade do sistema quanto à natureza dos polos complexos dominantes. O efeito do estabilizador é apresentado , aplicando-se o PSS analógico à máquina síncrona, sistema à malha fechada mostrando que este introduziu uma parcela de conjugado de amortecimento, melhorando dessa forma o desempenho do sistema. .

Após esta análise é feita a aplicação do controle adaptativo proposto neste trabalho que utiliza a teoria do controlador de estado [13,14] e do controlador que desloca os polos à malha aberta do sistema, radialmente, em direção à origem do círculo unitário (pole shifting) [15,16,14] . Inicialmente , é analisado o desempenho do estimador , determinando-se o tempo de amostragem mais adequado para estimação dos parâmetros do processo e o comportamento do fator de esquecimento , quando se aplica um degrau na tensão de referência ou se abre uma linha de transmissão . Uma análise do desempenho do estimador é feita , mostrando que , quando o sistema é submetido a uma perturbação, seu ponto de operação muda. Os parâmetros do modelo estimado também variam, indicando que o modelo estimado acompanhou as variações que ocorreram no processo . Isto pode ser observado pelas curvas de variação dos parâmetros e pelas curvas de comparação da saída processo contínuo com a saída do modelo estimado .

Uma análise é feita, para se determinar o valor do fator de deslocamento ( $\alpha_f$ ) mais adequado para o controlador a ser usado, de modo que se obtenha uma solução de compromisso entre o melhor esforço e a ação do controlador .

O comportamento dos parâmetros do controlador também é analisado , quando o sistema é submetido à perturbações . Mostrando que um controle estável é alcançado devido ao polinômio  $T(\alpha_f z^{-1})$  ser calculado continuamente e os valores de seus coeficientes diminuirem em cada instante que uma amostra é obtida [16] .

Finalmente uma análise do desempenho do sistema é feita com a presença do controle adaptativo , quando um degrau é aplicado na tensão de referência ou é feita a abertura de uma linha de transmissão . Uma comparação entre o desempenho do estabilizador analógico e o adaptativo também é feita para mostrar a diferença entre ambos .

## CAPÍTULO 2

### ANÁLISE DA ESTABILIDADE DA MÁQUINA SÍNCRONA

## 2 - INTRODUÇÃO

O fenômeno da estabilidade de uma máquina síncrona é baseado fundamentalmente na estabilidade da malha conjugado-ângulo, ou seja, no comportamento do ângulo e da velocidade do rotor, quando da ocorrência ou não de um distúrbio. Uma análise dos fenômenos físicos que envolvem a máquina síncrona, bem como seus controladores, é feita a seguir baseada nas referências [1, 2, 3, 4, 5].

### 2.1 - MODELO DA MÁQUINA SÍNCRONA [1,2]

Neste trabalho será usado o modelo II ( $E'q$ ) do IEEE com a máquina conectada a uma barra infinita através de uma reatância. O modelo apesar de não ser um modelo completo, é satisfatório para a finalidade a que se propõe este trabalho. As equações que representam este modelo são as seguintes :

$$I_q = \frac{E_{\infty} \operatorname{Sen} \delta}{X_q + X_e}$$

$$I_d = \frac{E'_q - E_{\infty} \operatorname{Cos} \delta}{X_d + X_e}$$

$$E_q = E'_q + I_d (X_q - X'_d)$$

$$EI = E'_q + I_d (X_d - X'_d) + A_g e^{B_g (E'_q - 0,8)}$$

$$P_e = E_q I_q$$

$$V_t = \sqrt{(E_q - I_d X_q)^2 + (I_q X_q)^2}$$

$$I_r = P_e / V_t$$

$$I_x = \frac{V_t - \sqrt{(E_q^2 - (I_r X_q)^2}}{X_q}$$

E as equações dinâmicas são :

$$\frac{d E'_q}{dt} = \frac{E_{fd} - EI}{T_{do}}$$

$$\frac{d \Delta \omega}{dt} = \frac{P_m - P_e - D \Delta \omega}{M} \quad M = 2H$$

$$\frac{d \delta}{dt} = 377 \Delta \omega$$

## 2.2 - ANÁLISE DA ESTABILIDADE DA MÁQUINA SÍNCRONA [1,2,3,4]

A análise da estabilidade da máquina será baseada no modelo linear mostrado na figura 1 a seguir:

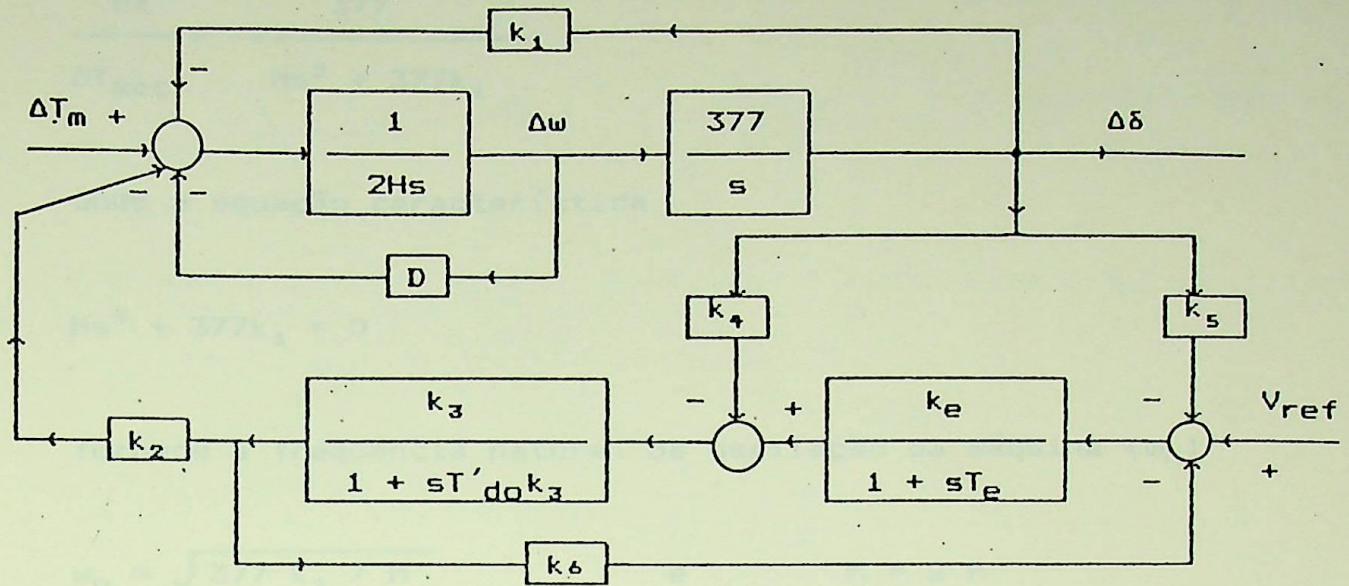


Figura 1 - Diagrama de blocos do modelo linear de uma máquina síncrona, conectada a uma barra infinita através de uma reatância, com a regulação de tensão .

A estabilidade para pequenos desvios da malha conjugado-ângulo é baseada na análise das componentes do conjugado elétrico. A componente em fase com o ângulo do rotor é denominada componente de conjugado sincronizante enquanto a componente em fase com a velocidade do rotor é denominada componente de conjugado de amortecimento. O desempenho dinâmico de uma máquina síncrona pode ser relacionado à maior ou menor amplitude de um destes conjugados. Na linearização do modelo num determinado ponto de operação da máquina, obtém-se os parâmetros  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ ,  $k_4$ ,  $k_5$  e  $k_6$ , que determinarão o desempenho dinâmico da máquina síncrona, como será mostrado a seguir.

#### 2.2.1 - DESEMPENHO DA MÁQUINA SÍNCRONA COM ENLACE DE FLUXO CONSTANTE [1,2]

Da figura 1 a função de transferência da malha conjugado-ângulo com relação a esta condição corresponde a:

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta T_{mec}} = \frac{377}{Ms^2 + 377k_1} \quad (1)$$

onde a equação característica

$$Ms^2 + 377k_1 = 0 \quad (2)$$

fornecer a freqüência natural de oscilação da máquina ( $\omega_n$ )

$$\omega_n = \sqrt{377 k_1 / M} \quad e \quad M = 2 \text{ H} \quad (3)$$

Neste caso a freqüência natural de oscilação aumenta, quando temos máquinas com inércia pequena ou quando o coeficiente de potência sincronizante transitório  $k_1$  for grande.

O ramo através do parâmetro  $k_1$  fornece uma componente de conjugado sincronizante dada por:

$$\Delta T_{sin1} = k_1 \Delta\delta \quad (4)$$

Incluindo os efeitos de amortecimento relativos a efeitos mecânicos e ao enrolamento amortecedor através do parâmetro D na Figura 1 obteremos a seguinte função de transferência conjugado-ângulo:

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta T_{mec}} = \frac{377}{Ms^2 + Ds + 377k_1} \quad (5)$$

cuja equação característica

$$Ms^2 + Ds + 377k_1 = 0 \quad (6)$$

fornecerá a freqüência de oscilação da máquina contra a barra infinita ( $\omega_d$ ). Seu valor é obtido por:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (7)$$

e o coeficiente de amortecimento ( $\zeta$ ) neste caso é calculado por :

$$\zeta = \frac{D}{2 \sqrt{377 k_1 M}} \quad (8)$$

O ramo através do parâmetro D dá origem a uma componente do conjugado elétrico em fase com a velocidade do rotor que é calculada da seguinte forma :

$$\Delta T_{am} = D \Delta \omega \quad (9)$$

Finalmente a expressão do conjugado elétrico resultante, através do ramo dos parâmetros  $k_1$  e D será:

$$\Delta T_{eli} = k_1 \Delta \delta + D \Delta \omega \quad (10)$$

## 2.2.2 - DESEMPENHO DA MÁQUINA SÍNCRONA COM A TENSÃO DE CAMPO CONSTANTE [1,2]

Nesta situação não é considerado o efeito do regulador de tensão. É representado somente o efeito da reação da armadura, que expressa uma influência desmagnetizante com a variação do ângulo do rotor através do parâmetro  $k_4$ .

Da Figura 1 a função de transferência correspondente a componente do conjugado elétrico provocado pelo efeito desmagnetizante da reação da armadura durante acréscimos do ângulo do rotor é dada por :

$$\frac{\Delta T_{ez}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 k_3 k_4}{1 + s T'_{do} k_3} \quad (11)$$

Fazendo  $s = j\omega$  teremos:

$$\frac{\Delta T_{ez}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 k_3 k_4}{1 + (\omega T'_{do} k_3)^2} + j \frac{\omega T'_{do} k_2 k_3^2 k_4}{1 + (\omega T'_{do} k_3)^2} \quad (12)$$

É mostrado na expressão (12) que a reação da armadura dá origem a duas componentes de conjugado elétrico, uma componente de conjugado sincronizante e outra de conjugado de amortecimento, que dependem dos sinais de  $k_2$ ,  $k_3$ ,  $k_4$ .

Analizando a expressão podemos verificar que:

- Para  $k_2 k_3 k_4 > 0$

Aparecerá uma componente de conjugado dessincronizante e uma componente de conjugado de amortecimento positiva (amortecimento devido ao campo), esta última contribuirá para aumentar o amortecimento das oscilações e melhorar a estabilidade, porém, a componente sincronizante diminuirá.

- Para  $k_2 k_3 k_4 < 0$

A componente de conjugado sincronizante é positiva e a de amortecimento é negativa. Esta última contribuirá para diminuir o amortecimento das oscilações, enquanto que o conjugado sincronizante aumentará melhorando a estabilidade.

2.2.3 - DESEMPENHO DA MÁQUINA SÍNCRONA COM RELAÇÃO AO EFEITO DA REGULAÇÃO DE TENSÃO [1,2]

Neste caso deve-se considerar as relações para as variações da tensão terminal  $V_t$  provocadas por variações em  $\Delta\delta$  e  $\Delta E'_q$ :

$$\left| \begin{array}{l} \frac{\Delta V_t}{\Delta\delta} = k_5 \\ E'_q = c^{te} \end{array} \right. \quad (13)$$

$$\left| \begin{array}{l} \frac{\Delta V_t}{\Delta E'_q} = k_6 \\ \delta = c^{te} \end{array} \right. \quad (14)$$

A função de transferência utilizada para o sistema de excitação é dada por:

$$\frac{\Delta E_{fd}}{\Delta V_t} = \frac{-k_e}{1 + sT_e} \quad (15)$$

O parâmetro  $k_6$  é sempre positivo, podendo diminuir para valores elevados do ângulo interno da máquina e valores pequenos da impedância externa.  $k_5$  pode ser positivo, nulo ou negativo dependendo da impedância e da condição de operação do sistema. As variações do parâmetro  $k_5$  tem um efeito significativo sobre o amortecimento produzido pela regulação de tensão.

Comparando as funções de transferências conjugado-ângulo com e sem a presença do regulador de tensão, podemos dizer que a componente desmagnetizante ( $k_4$ ,  $\Delta\delta$ ) tem um efeito atenuador maior, no caso em que está sem o regulador de tensão. Isto pode ser verificado comparando as expressões da variação do conjugado elétrico para uma variação no ângulo do rotor  $\Delta\delta$  devido a este efeito desmagnetizante.

A expressão da componente elétrica do conjugado levando em consideração a regulação de tensão e o ramo através do parâmetro  $k_6$  é dada por:

$$\frac{\Delta T_{el3}}{\Delta \delta} = \begin{cases} -k_2 k_3 k_4 (1 + sT_e) \\ (1 + sT'_{do} k_3) (1 + sT_e) - k_6 k_e k_3 \\ k_5 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

Nas baixas freqüências comparando a expressão (16) com a (11) fazendo  $s = 0$  obteremos a seguinte relação:

$$-\frac{k_2 k_3 k_4}{k_6 k_e k_3} < -k_2 k_3 k_4 \quad (17)$$

pois  $k_e$  é relativamente elevado.

Nas altas freqüências as duas expressões se aproximam e o conjugado elétrico será praticamente de amortecimento. Fazendo  $s = j\omega$  nas expressões (11) e (16) teremos:

$$\frac{\Delta T_{el3}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 k_3 k_4}{1 - (\omega T'_{do} k_3)^2} - j \frac{\omega T'_{do} k_3 k_4 k_2}{1 - (\omega T'_{do} k_3)^2} \quad (18)$$

$$\frac{\Delta T_{ez}}{\Delta \delta} = \frac{k_e k_6 k_4}{(k_e k_6)^2 - (\omega T'_{do})^2} - j \frac{\omega T'_{do} k_4 k_6}{(k_e k_6)^2 - (\omega T'_{do})^2} \quad (19)$$

Isto significa, que em regime permanente ( $\omega = 0$ ), a componente negativa do conjugado sincronizante através de  $k_4$  é praticamente

eliminada, com um ganho alto no regulador de tensão. Entretanto, como a constante de tempo efetiva do campo ficou reduzida de  $k_3 T'$  do para  $k_3 T'_{do} / k_e k_6$ , a componente de amortecimento do conjugado elétrico ficou também reduzida, ou seja, o atraso de fase aproxima-se de  $90^\circ$ , conforme a freqüência vai aumentando.

Observa-se que a regulação de tensão atenua o efeito da reação da armadura com relação aos conjugados sincronizantes e de amortecimento.

Incluindo o ramo correspondente ao parâmetro  $k_5$ , podemos obter da Figura 1, uma função de transferência do conjugado elétrico devido a variação do ângulo do rotor, com a contribuição através do ramo de  $k_5$ , como visto a seguir.

$$\frac{\Delta T_{el4}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 k_3 k_5 k_e}{(1 + sT'_{do} k_3) (1 + sT_e) - k_6 k_e k_3} \quad (20)$$

Fazendo as devidas aproximações, a expressão (20) torna-se:

$$\frac{\Delta T_{el4}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 k_3 k_5 k_e}{(1 + sT'_{do} / k_6 k_e) (1 + sT_e) k_2 k_6 k_e} \quad (21)$$

Incluindo a componente do efeito desmagnetizante do ramo através de  $k_4$ , a expressão completa via  $k_4$ ,  $k_5$  e  $k_6$  é:

$$\frac{\Delta T_{els}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 (k_4 + k_e k_5 - sT_e k_4)}{1 / k_3 + k_e k_6 + s (T_e / k_3 + T'_{do}) + s^2 T'^2_{do} T_e} \quad (22)$$

### 2.2.3.1 - Contribuição para o Conjugado Sincronizante

Nas baixas freqüências fazendo na expressão (22)  $s = j\omega$  e as seguintes aproximações :

- Desprezando o efeito desmagnetizante através de  $k_4$ .
- $T'_{do} \gg T_e / k_3$ .
- Nas baixas freqüências  $\omega^2 T'_{do} T_e \ll (k_e k_6 + 1 / k_3)$ .
- Para valores altos de  $k_e$  o termo  $k_e k_6 \gg 1 / k_3$ .

obteremos :

$$\frac{\Delta T_{sinz}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 k_5}{k_6} \quad (23)$$

A componente de conjugado sincronizante líquida será:

$$\frac{\Delta T_{sin3}}{\Delta \delta} = k_1 - \frac{k_2 k_5}{k_6} \quad (24)$$

- Para  $k_5 > 0$

O termo  $k_2 k_5 / k_6$  será negativo, mas como  $k_1$  é relativamente maior que este termo, a componente de conjugado sincronizante continua significativamente positiva.

- Para  $k_5 < 0$

Esta situação ocorre, quando temos uma impedância de transferência alta e/ou carregamento alto no sistema de transmissão, a componente líquida do conjugado sincronizante é positiva nas baixas freqüências. Esta situação é benéfica para os casos onde o coeficiente sincronizante em regime permanente ( $k_1 - k_2 k_3 k_4$ ) for negativo.

Nas altas freqüências, no caso do parâmetro  $\omega^2$  ser próximo de  $(1/k_3 + k_e k_6)/T'_do T_e$ , o conjugado sincronizante dado pela expressão :

$$\frac{\Delta T_{sin4}}{\Delta \delta} = \frac{-k_2 k_e k_5}{1/k_3 + k_e k_6 - \omega^2 T'_do T_e} \quad (25)$$

tende a ser infinito, podendo também trocar de sinal, porém, em termos práticos antes que esta condição ocorra, a freqüência de oscilação torna-se muito alta e desenvolve-se uma instabilidade por causa do amortecimento negativo.

### 2.2.3.2 - Contribuição para o Conjugado de Amortecimento

A expressão da componente de conjugado de amortecimento fazendo  $s = j\omega$  em 22 é :

$$\frac{\Delta T_{am}}{\Delta \delta} = \frac{k_2 k_e k_5 (T_e/k_3 + T'_do) \omega}{(1/k_3 + k_e k_6 - \omega^2 T'_do T_e)^2 + (T_e / k_3 + T'_do)^2 \omega^2} \quad (26)$$

- Para  $k_5 > 0$

Esta componente fornece um amortecimento positivo. Como num grande número de casos  $k_5$  é negativo , a componente de amortecimento será negativa. Isto é agravado mais ainda, se o ganho da regulação  $k_e$  for aumentado , o que provocará instabilidade no sistema. Na condição de  $k_e$  muito pequeno,só se consegue uma pequena quantidade de amortecimento.

- Para  $k_5 < 0$

É a condição onde ocorre problemas de estabilidade por falta de amortecimento. A elevação do ganho  $k_e$  da regulação de tensão, aumentará o conjugado sincronizante, melhorando a estabilidade relativa a este tipo de conjugado, porém , reduzindo o amortecimento natural da máquina. Logo deve-se obter uma solução de compromisso entre o ganho a ser colocado na regulação de tensão e a menor variação no amortecimento inerente à máquina.

Baseado na análise dos parâmetros que descrevem a dinâmica da máquina síncrona , podemos relacionar aqueles que mais influenciam no amortecimento que são:

- Freqüência de oscilação de interesse (  $w$  ).
- O parâmetro  $k_5$  que através do seu sinal e módulo indica o quanto o regulador de tensão aumenta ou diminui o amortecimento inerente à máquina .
- O parâmetro  $k_6$  que mostra a influência no atraso de fase provocado pela malha de regulação de tensão .

A solução para se aumentar o amortecimento é utilizar sinais adicionais estabilizantes , que podem ser derivados da velocidade, potência elétrica, freqüência da barra terminal do gerador ou potência acelerante, que melhorarão o desempenho dinâmico com relação a este tipo de conjugado , como veremos a seguir .

## 2.3 - ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS) [3]

Oscilações eletromecânicas num sistema de potência, ocorrem, quando após uma perturbação os rotores das máquinas se comportando como corpos rígidos, oscilam um em relação ao outro, usando a rede de transmissão como caminho entre eles para troca de energia. Estas oscilações ocorrem na faixa de 0,2 Hz a 2,5 Hz. Alguns dos modos eletromecânicos , quando o sistema é submetido a uma perturbação, podem apresentar um amortecimento baixo, nulo ou mesmo negativo. A solução para melhorar o desempenho dinâmico, é controlar a excitação através da aplicação de estabilizadores, cuja função será a de introduzir amortecimento sob condições severas para estabilidade . Em condições normais o estabilizador de sistema de potência é projetado para introduzir amortecimento para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação. Dessa forma sua saída é limitada, para evitar maiores efeitos durante grandes desvios nas grandezas e assim evitar sérios impactos na estabilidade transitória [3].

### 2.3.1 - EFEITO DOS SINAIS ESTABILIZADORES NA ESTABILIDADE DO SISTEMA DE POTÊNCIA

A função dos sinais estabilizadores de Sistema de Potência é fornecer amortecimento, para aumentar o limite de estabilidade do sistema , através da modulação da excitação do gerador, aumentando o amortecimento das oscilações do ângulo do rotor da máquina .

Para fornecer amortecimento, o estabilizador deverá produzir uma componente de conjugado elétrico em fase com a velocidade. Portanto, para qualquer sinal de entrada no estabilizador, sua função de transferência deve compensar as características de ganho e de fase da função de transferência Excitatriz - Gerador - Sistema de Potência. Esta função de transferência é denominada de GEP(S) e é fortemente influenciada pelo ganho do regulador de tensão, pela potência do gerador naquele ponto de operação e pela reatância efetiva do sistema de transmissão.

O diagrama de blocos a seguir mostra de forma simplificada a aplicação de um estabilizador cujo sinal de entrada é a velocidade.

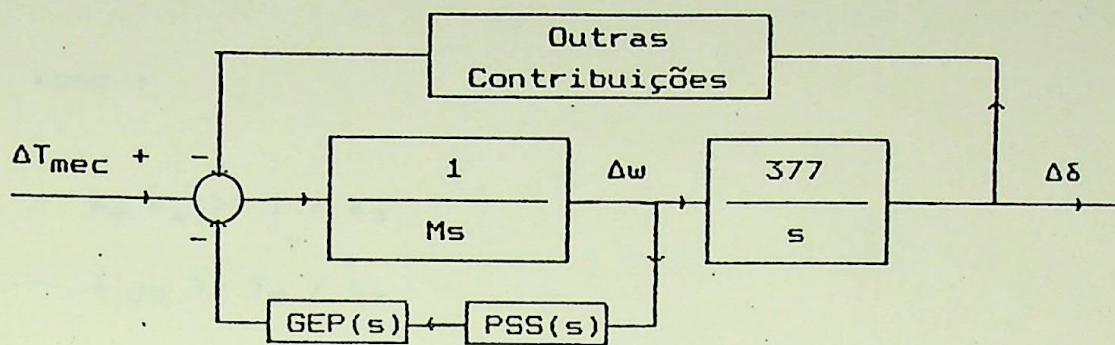


Figura 2 - Diagrama de blocos simplificado para aplicação de um PSS cujo sinal estabilizador é derivado da velocidade.

A contribuição do conjugado elétrico devido ao ramo estabilizador ( $\Delta T_{el6}$ ) é dada por:

$$\frac{\Delta T_{el6}}{\Delta\omega} = PSS(s) GEP(s) \quad (27)$$

A função de transferência entre a componente de conjugado elétrico produzida pelo estabilizador e seu sinal de entrada é obtida do diagrama de blocos da Figura 3.

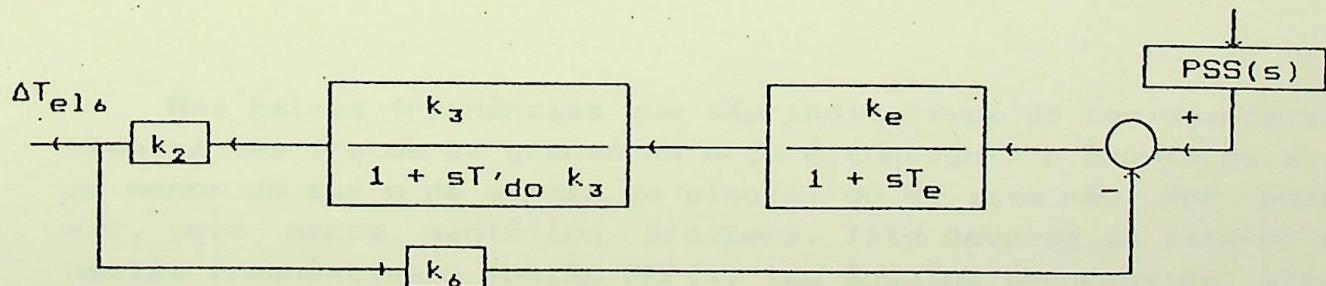


Figura 3 - Diagrama de blocos da componente de conjugado produzida pela ação do regulador de tensão em resposta a um sinal derivado da velocidade.

$$\frac{\Delta T_{el6}}{\Delta \delta} = \frac{PSS(s) k_2 k_e}{1 / k_3 + k_e k_6 + s(T_e / k_3 + T'_{do}) + s^2 T'_{do} T_e} \quad (28)$$

COMO :

- $k_e k_6 \gg 1 / k_3$
- $T'_{do} \gg T_e / k_3$

$$\frac{\Delta T_{el6}}{\Delta \delta} \approx \frac{k_2}{k_e} \frac{PSS(s)}{(1 + sT'_{do}/k_6 k_e) (1 + sT_e)} \quad (29)$$

A função PSS(s) deve ser tal que forneça suficiente avanço de fase para compensar significativamente o atraso de fase da planta, dessa forma aumentando o amortecimento apenas para o espectro de freqüência desejado.

### 2.3.2 - CONCLUSÕES RELATIVAS À NATUREZA DA FUNÇÃO DO SINAL ESTABILIZADOR

Nas baixas freqüências que são indicativas de conjugados sincronizantes fracos um grande esforço é conseguir o ângulo de avanço menor do que o de atraso da planta, ou se isto não for possível, pelo menos mantê-los próximos. Isto deve-se ao fato de que nestas freqüências a função GEP(s) tem ângulos pequenos de atraso e para compensá-los a função estabilizadora teria igualmente menores ângulos de avanço de fase.

No extremo superior do espectro de freqüências de oscilação não há problema quanto a diminuição da componente sincronizante do

conjuguado elétrico . Neste caso o ângulo de fase da função GEP(s) cresce e avança com o aumento da freqüência, enquanto que com a limitação de hardware, a função estabilizadora cessa de fornecer aumento de avanço de fase nestas freqüências, devido a este fato o ângulo de avanço de PSS(s) será naturalmente menor do que o ângulo de atraso GEP(s).

### 2.3.3 - RESTRIÇÕES DOS SINAIS ESTABILIZADORES

Para que um estabilizador seja fisicamente realizável é necessário que:

- Não produza sinal de saída em regime permanente.
- Funções de avanço sejam realizadas com pares de lead/lag. Há um limite mínimo para as constantes de tempo de atraso pequenas.

### 2.3.4 - CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE GEP(s) PARA APLICAÇÃO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA

- As características de fase de GEP(s) são aproximadamente idênticas às características de fase à malha fechada do regulador de tensão com velocidade da máquina constante .
- O ganho de GEP(s) aumenta com o aumento de geração da máquina. Neste caso, aumentando-se a potência da máquina diminui-se a componente de amortecimento do conjugado elétrico.
- O ganho de GEP(s) aumenta , quando o sistema torna-se "forte". Este efeito é amplificado com ganho alto no regulador de tensão, dessa forma diminuindo ainda mais o amortecimento.
- Para um ganho ( $k_e$ ) alto no regulador de tensão, o ganho de GEP(s) para as freqüências de oscilação de interesse, é proporcional ao ganho do regulador de tensão ( $k_e$ ) e inversamente proporcional a constante de tempo do campo a circuito aberto do gerador ( $T'$  do) e

a freqüência de oscilação.( w ).

$$| GEP(s) | \approx \frac{k_2 | Exc(jw) |}{\omega T'_{do}} \quad (30)$$

- O atraso de fase de  $GEP(s)$  aumenta , quando o sistema se torna "forte". Este efeito tem maior influência , quando a excitatriz tem ganho alto e quando a freqüência através da malha do regulador de tensão se aproxima da freqüência de oscilação de interesse.

### 2.3.5 - CARACTERÍSTICAS DOS SINAIS ESTABILIZADORES

Sinais estabilizadores podem ser derivados da Velocidade, Potência Elétrica, Freqüência da barra terminal do gerador e da Potência Acelerante, uma descrição de cada sinal , é feita a seguir :

#### 2.3.5.1 - Sinal Estabilizador Derivado da Velocidade do Rotor da Máquina

Um compensador que utiliza a velocidade do eixo do gerador como sinal de entrada , deve compensar os atrasos de fase de  $GEP(s)$  produzindo uma componente de conjugado em fase com a variação de velocidade. O estabilizador deve operar através da função  $GEP(s)$  cujas características variam significativamente com o ponto de operação do sistema. O ganho desta função de transferência aumenta, quando a potência do gerador aumenta, o que é desejável desde que os problemas de estabilidade para o qual o estabilizador é aplicado também aumenta com a potência do gerador. Podemos dizer então, que o ganho desta função de transferência é alto para sistemas forte onde o problema de estabilidade é menor e decresce quando o sistema torna-se fraco. Esta última situação provoca uma redução do sinal estabilizante de velocidade, quando o solicitado pelo sistema é um sinal maior. Apesar do fato do ganho aumentar, quando o sistema se torna "forte", o

atraso de fase também aumenta. Conseqüentemente a malha estabilizadora é menos estável sob condições de sistema "forte". Portanto, podemos dizer que estas condições estabelecem o máximo ganho permitível deste estabilizador.

#### 2.3.5.2 - Sinal Estabilizador Derivado da Frequência da Barra Terminal do Gerador

A diferença existente entre um estabilizador que usa este tipo de sinal e um que usa o sinal de velocidade está na sensibilidade do sinal de freqüência com relação as oscilações do rotor. Esta sensibilidade aumenta , quando o sistema se torna "fraco", o que compensa a redução no ganho de saída do estabilizador para o conjugado elétrico resultante.

Este fator de sensibilidade representa a função de transferência da velocidade para o sinal de entrada no estabilizador que é a freqüência da barra.

#### 2.3.5.3 - Sinal Estabilizador Derivado da Potência Elétrica

O sinal de potência como entrada de um estabilizador, é tratado como a derivada da velocidade, assim, os conceitos aplicados para o estabilizador cujo sinal de entrada é a velocidade, são válidos também para este tipo. Donde se conclui que as características de desempenho de um estabilizador, cuja entrada é um sinal de potência, são idênticas àquelas de um estabilizador, cujo sinal de entrada é a velocidade. Esta conclusão é válida para os modos de oscilação de um sistema de potência, onde o eixo comporta-se como um corpo rígido , desde que as variações de potência mecânica, sejam compensadas tal que a entrada do estabilizador seja a medida da verdadeira potência acelerante na turbina do gerador. Já para os modos torcionais de vibração, a potência acelerante no rotor do gerador é consideravelmente diferente da potência acelerante média através do interior do eixo, neste caso, tratar o sinal de entrada do estabilizador como derivada da velocidade não é válido. Uma alternativa é utilizar o con-

ceito de fator de sensibilidade do sinal de entrada, ou seja, tratar a variação de potência elétrica como resultante de uma variação de velocidade via sistema de potência ,em vez de, causando variação de velocidade.

### 2.3.6 - EFEITOS DA VARIAÇÃO DA POTÊNCIA MECÂNICA

Compensação imperfeita da variação da potência mecânica com um estabilizador cuja entrada é a potência, incluindo variação transitória devido às filtragens do sinal de potência mecânica, resultará numa compensação de tensão transitória durante uma mudança rápida da potência mecânica. A seguir são mostradas algumas situações que poderão provocar esse efeito:

- Resposta rápida do regulador de velocidade numa unidade geradora para uma queda repentina da freqüência do sistema, provocará rápido aumento de potência na saída da unidade . Isto ocorre na perda de outra unidade geradora do sistema ou na perda de interligações de uma área adjacente, desde que a primeira esteja recebendo potência da outra. A ação do estabilizador pode provocar uma redução da tensão no gerador, o que pode agravar o problema de estabilidade.
- Fechamento rápido da válvula provocado por uma falta ou por proteção de sobrevelocidade, provavelmente, causará a saturação do estabilizador da unidade geradora.
- Interação entre o PSS e o regulador de velocidade com uma ação rápida do sistema de regulação de velocidade, poderá também ter bastante influência.

### 2.3.7 - CONSIDERAÇÕES SOBRE RUÍDOS

O conteúdo de ruídos no sinal de entrada pode causar problemas, quando da aplicação de estabilizadores. Isto ocorre, quando a usina está localizada próxima à área, onde existe grandes cargas indus-

triais que utilizam fornos à arco ou quando da entrada e saída de cargas no sistema.

Os estabilizadores de fase mínima são os mais influenciados por estes ruídos, porque tem um ganho que aumenta com a freqüência de oscilação, em consequência disso, o ruído é amplificado consideravelmente e pode provocar a saturação do estabilizador. Além desses sinais de ruídos "verdadeiros", existe aqueles gerados pela entrada e saída de cargas no sistema, que podem gerar sinais de ruídos "falsos", devido ao "aliasing" produzido pelo tipo de amostragem dos transdutores. Aplicando-se um estabilizador, cujo sinal de entrada é a potência elétrica, por causa de suas características de fase não-mínima e redução do ganho da malha com a freqüência de oscilação, a influência dos ruídos é significativamente reduzida.

O sinal de freqüência da barra é o mais sensível à ruídos, porque, as cargas industriais podem distorcer significativamente a forma de onda da tensão da barra onde a freqüência está sendo sentida, provocando uma informação falsa do transdutor do tipo passagem por zero. Neste caso é evitado o uso de sinais deste tipo.

O sinal de velocidade, particularmente, é influenciado por ruídos derivados de oscilações torsionais. Com a aplicação de filtros torsionais, pode-se minimizar a interação dessas oscilações com o estabilizador.

## CAPÍTULO 3

# ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO E TÉCNICAS DE CONTROLE ADAPTATIVO

### 3.1 - ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO [6,8]

As técnicas clássicas para estimação dos parâmetros de um processo exigem a manipulação de grande quantidade de dados durante a fase de estimação dos parâmetros. Em paralelo com a necessidade de grande capacidade de memória para armazenamento de dados há a exigência de tempos de processamento relativamente elevados. Para aplicação destas técnicas também é necessário que :

- Os dados usados para a estimação sejam lidos em uma sequência fixa indicando, portanto, que não pode faltar pares de dados na sequência de amostragem.
- Efeitos de novas observações só podem ser verificados pela repetição de toda a estimação , usando o conjunto expandido de dados.

Transformando o problema da estimação num problema de manipulação recursiva de dados , obteremos as seguintes vantagens:

- A necessidade de armazenamento e execução de cálculos envolvendo grande quantidade de dados é eliminada.
- O efeito de cada nova observação sobre os parâmetros estimados pode ser imediatamente identificado.
- O consumo de tempo na inversão da matriz associada à estimação pelos mínimos quadrados é eliminado.
- A amostragem precisa ser sequencial somente para  $(n+k+1)$  períodos de amostras. Na para a primeira atualização dos parâmetros do sistema , n é a ordem do processo e k é o atraso do processo em termo do número de intervalos de amostra. Daí em diante, os parâmetros estimados são atualizados em cada novo instante de amostragem.
- O procedimento recursivo é facilmente modificado para permitir a estimação adaptativa dos parâmetros do sistema.

### 3.1.1 - DESENVOLVIMENTO DA TÉCNICA RECURSIVA DOS MÍNIMOS QUADRADOS [6]

Para desenvolver esta técnica, analisaremos o sistema da Figura 4 que é uma configuração que pode ser usada para descrever um sistema linear com uma entrada e uma saída, para um razoável espectro de distúrbios.

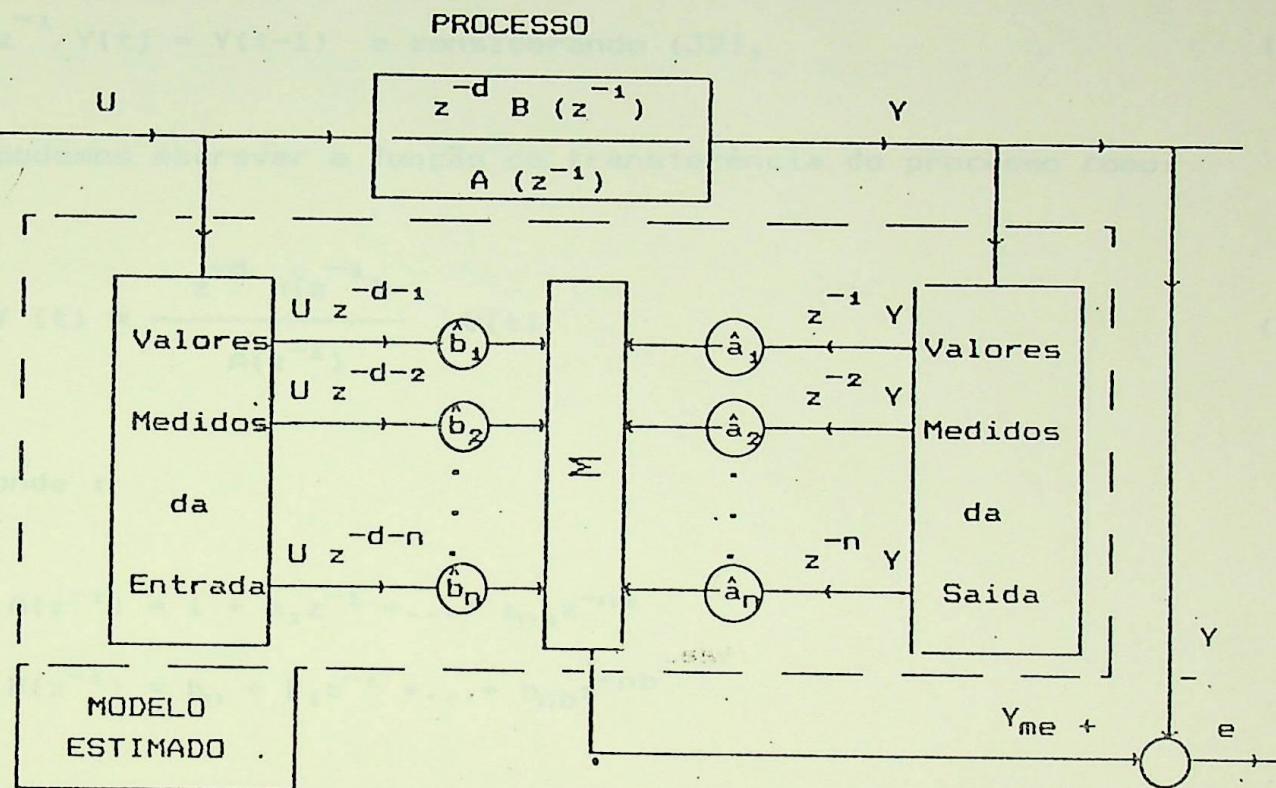


Figura 4 - Diagrama de blocos para aplicação de um estimador à um processo discreto no tempo.

#### 3.1.1.1 - Desenvolvimento do Método dos Mínimos Quadrados Clássico

A saída do processo  $Y(t)$ , em qualquer instante de tempo, é dada como uma soma ponderada das saídas passadas  $Y(t-1), Y(t-2), \dots, Y(t-n)$  e das entradas passadas do processo  $U(t-d-1), U(t-d-2), \dots, U(t-d-n)$ .

Assim:

$$Y(t) = -a_1 Y(t-1) - a_2 Y(t-2) - \dots - a_n Y(t-n) + b_1 U(t-d-1) + \\ b_2 U(t-d-2) + \dots + b_n U(t-d-n) \quad (32)$$

Definindo

$$z^{-1} Y(t) = Y(t-1) \text{ e considerando (32),} \quad (33)$$

podemos escrever a função de transferência do processo como:

$$Y(t) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} U(t) \quad (34)$$

onde :

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

$$B(z^{-1}) = b_1 + b_2 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}$$

Da expressão 34 podemos obter a equação diferença do processo :

$$A(z^{-1}) Y(t) = z^{-d} B(z^{-1}) U(t) \quad (35)$$

Considere uma sequência de amostragem  $\{u, y\}$ , onde  $u$  e  $y$  são respectivamente a entrada e a saída do processo. Considere ainda  $e(t)$  como sendo erro entre a saída do processo e a saída do modelo estimado. Então teremos:

para  $t = t$

$$Y(t) = -a_1 Y(t-1) - a_2 Y(t-2) - \dots - a_n Y(t-n) + b_1 U(t-d-1) + \\ b_2 U(t-d-2) + \dots + b_n U(t-d-n) + e(t) \quad (36)$$

para  $t = t + 1$

$$Y(t+1) = -a_1 Y(t) - a_2 Y(t-1) - \dots - a_n Y(t-n+1) + b_1 U(t-d) + \\ b_2 U(t-d-1) + \dots + b_n U(t-d-n+1) + e(t+1) \quad (37)$$

para  $t = t + m$

$$Y(t+m) = -a_1 Y(t+m-1) - a_2 Y(t+m-2) - \dots - a_n Y(t+m-n) + \\ b_1 U(t+m-d-1) + b_2 U(t+m-d-2) + \dots + b_n U(t+m-d-n) + e(t+m) \quad (38)$$

escrevendo de forma compacta :

$$Y = \Phi \theta + e \quad (39)$$

onde :

$$\Phi = \begin{bmatrix} -z^{-1}Y & -z^{-2}Y & \dots & -z^{-n}Y & z^{-1}U & z^{-2}U & \dots & z^{-n}U \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{a}_1 & \hat{a}_2 & \dots & \hat{a}_n & \hat{b}_1 & \hat{b}_2 & \dots & \hat{b}_n \end{bmatrix} \quad (41)$$

O erro residual entre a saída medida do processo e a saída predita através do modelo estimado é então minimizado para o conjunto de dados considerado. Aplicando a função de custo  $n^T \cdot n$  e minimizando-a com relação ao vetor de parâmetros  $\hat{\theta}$ , a estimativa de  $\hat{\theta}$  através dos mínimos quadrados será dada por:

$$\hat{\theta} = \left[ \Phi^T \Phi \right]^{-1} \Phi^T Y \quad (42)$$

onde:

$$Y = \hat{\theta} \left[ \begin{bmatrix} \Phi^T & \Phi \end{bmatrix}^{-1} \Phi^T \right]^{-1} \quad (43)$$

### 3.1.1.2 - Desenvolvimento do Método Recursivo dos Mínimos Quadrados

Para transformar o procedimento dos mínimos quadrados clássico numa rotina recursiva, é necessário considerar, o efeito de uma observação adicional  $\{u(k+1), y(k+1)\}$ , na estimativa atual dos parâmetros do processo que é baseada nas  $k$  observações passadas de  $U$  e  $Y$ . O efeito do novo dado na estimativa atual dos parâmetros  $\hat{\theta}(k)$ , pode ser visto escrevendo a equação (39) na forma:

$$\begin{bmatrix} Y \\ Y(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi \\ \Psi(k+1) \end{bmatrix} \hat{\theta} + \begin{bmatrix} e \\ e(k+1) \end{bmatrix} \quad (44)$$

onde:

$$\Psi(k+1)^T = [-y(k) \ -y(k-1) \ \dots \ -y(k-n-1) \ u(k-d) \dots u(k-d-n+1)] \quad (45)$$

A estimativa de  $\theta$  através do método dos mínimos quadrados é obtida por:

$$\hat{\theta}(k+1) = \begin{bmatrix} \Phi \\ \Psi^T(k+1) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Phi \\ \Psi(k+1) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi \\ \Psi^T(k+1) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Y \\ Y(k+1) \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$\hat{\theta}(k+1) = \left[ \Phi^T \Phi + \Psi(k+1) \Psi^T(k+1) \right]^{-1} \left[ \Phi^T \Psi(k+1) \right] \begin{bmatrix} Y \\ Y(k+1) \end{bmatrix} \quad (47)$$

Aplicando o lema da matriz inversa :

$$\left[ \Phi^T \Phi + \Psi^T \Psi \right]^{-1} = \left[ \Phi^T \Phi \right]^{-1} - \frac{\left[ \Phi^T \Phi \right]^{-1} \Psi \Psi^T \left[ \Phi^T \Phi \right]^{-1}}{1 + \Psi^T \left[ \Phi^T \Phi \right] \Psi} \quad (48)$$

e definindo

$$P(k) = \left[ \Phi^T \Phi \right]^{-1} \quad (49)$$

$$d(k) = 1 + \Psi^T(k+1) P(k) \Psi(k+1) \quad (50)$$

a expressão (47) reduz-se a:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{P(k) \Psi(k+1) (Y(k+1) - \Psi(k+1) \theta(k))}{d(k)} \quad (51)$$

A equação (51) é a forma recursiva desejada. Como pode ser visto não há mais necessidade de se executar inversão de matriz, o que consumiria muito tempo, como no caso do procedimento dos mínimos quadrados clássico equação (42). O número de elementos ( $2n$ ) nos vetores associados com a equação (49), permanecem constantes durante as estimativas e o número de elementos da matriz de covariância  $P_m$  será sempre  $(2n \times 2n)$ , onde  $n$  é a ordem do modelo. Assim a necessidade de excessivos armazenamentos e manipulação de dados é reduzida drasticamente.

A matriz de covariância  $P(k)$  é então atualizada usando a equação:

$$P(k+1) = P(k) - \frac{P(k) \varphi(k+1) \varphi(k+1)^T P(k)}{d(k)} \quad (52)$$

$$d(k) = 1 + \varphi(k+1)^T P(k) \varphi(k+1) \quad (53)$$

### 3.1.2 - FATOR DE ESQUECIMENTO [6]

Para que o estimador lide com um sistema cujos parâmetros mudam, é necessário modificar as equações de  $d(k)$  e  $P(k+1)$ .

Um caminho é usar uma ponderação exponencial nas amostras de dados passados. Isto é realizado, aumentando artificialmente o valor atual da matriz de covariância  $P(k)$ , através de um fator denominado de fator de esquecimento ( $\lambda$ ). Então a nova expressão de  $P(k+1)$  fica:

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda} \left[ P(k) - \frac{P(k) \varphi(k+1) \varphi(k+1)^T P(k)}{d(k)} \right] \quad (54)$$

$$d(k) = \lambda + \varphi(k+1)^T P(k) \varphi(k+1) \quad (55)$$

$$\text{onde : } 0 < \lambda \leq 1 \quad (56)$$

Para  $\lambda = 1$  as equações (57) e (58) são iguais às (55) e (53) e pesos iguais são colocados em cada par de dado amostrado ( $u, y$ ).

Para  $\lambda < 1$  um fator de peso grande é colocado no dado recentemente adquirido, reduzindo a influência dos dados passados.

Utilizando um valor fixo para o fator de esquecimento , haverá necessidade de se obter uma solução de compromisso entre a rápida capacidade adaptativa e a perda de precisão na estimação dos parâmetros, devido a truncagem da seqüência de dados, em geral  $\lambda$  é escolhido próximo a 1. Entretanto, o melhor valor do fator de esquecimento depende da condição de operação do processo.

Com um valor fixo em  $\lambda$  o modelo estimado não acompanhará bem o comportamento do processo e ocorrerá imprecisão nos parâmetros estimados . No período transitório um valor de  $\lambda$  menor do que 1 é bom para acompanhar as variações do processo durante esta fase, porém, em regime permanente, depois de longo tempo, este valor poderá provocar a "explosão" da matriz de covariância  $P(k)$  e consequentemente instabilizar o processo [16,21].

A solução adequada, portanto, é fazer com que o fator de esquecimento seja variável. Um algoritmo proposto nas referências [16,21] calcula este fator em cada instante de amostragem como mostrado a seguir :

$$\lambda(k) = 1 - \left[ 1 - \varphi^T(k-1) K(k) \right] \epsilon^2(k) / \Sigma_0 \quad (57)$$

onde :

$\Sigma_0$  - expressa o quanto sensível é a variação de  $\lambda$  na presença do erro  $\epsilon(k)$  , seu valor é obtido através de simulações, para se obter a variação desejada de  $\lambda$  .

Pode ser observado na expressão (57) que em regime permanente o erro  $\epsilon(k)$  será muito pequeno ou nulo. Isto força  $\lambda$  ser próximo a 1 o que evita a "explosão" da matriz de covariância. Sob condições de distúrbio,  $\lambda$  decresce e o erro  $\epsilon(k)$  aumenta. Assim um melhor acompanhamento das variações dos parâmetros do processo é obtida.

$$K(k) = \frac{P(k-1) \varphi(k-1)}{\lambda(k-1) + \varphi(k-1) P(k-1) \varphi(k-1)} \quad (58)$$

e o erro entre a saída do processo e a saída do modelo estimado é obtido por :

$$e(k) = Y(k) - \hat{Y}(k) \quad (59)$$

A matriz de covariância é então atualizada por:

$$P(k) = [1 - K(k) \varphi^T(k)] P(k-1) / \lambda(k) \quad (60)$$

### 3.1.3 - TEMPO DE AMOSTRAGEM [9,10]

Muitas características influenciam o tempo de amostragem de um controle digital, como exemplos podemos citar :

- O desempenho do controle ;
- O tipo de algoritmo de controle ;
- O espectro de distúrbios ;
- Sensores e pesos computacionais no processador digital ;

Experiências tem mostrado que, aumentando - se o tempo de amostragem os valores dos parâmetros  $\hat{a}_i$  aumentam e os de  $\hat{b}_i$  diminuem e para tempo de amostragem muito pequeno teremos as seguintes relações:

$$|\hat{b}_i| \ll |\hat{a}_i| \quad (61)$$

$$|\sum \hat{b}_i| = |1 + \sum \hat{a}_i| \ll |\hat{a}_i| \quad (62)$$

Neste caso pequenos erros nos parâmetros estimados podem ter influência significativa no comportamento da entrada e da saída do modelo estimado .

Podemos dizer então que :

- Se o tempo de amostragem for um valor muito pequeno, sistema de equações mal condicionado resultará , porque , equações diferença simples se tornarão aproximadamente lineares e dependentes provocando problemas numéricos .

- Se o tempo de amostragem for um valor grande, o comportamento dinâmico do processo não será exato. Neste caso quanto maior for o tempo de amostragem mais reduzida será a ordem do modelo estimado.

Isto mostra que existe uma seleção ideal do tempo de amostragem, de modo que não cause problemas de precisão no modelo resultante .

Uma escolha apropriada do intervalo de amostragem em muitos casos é importante . Experiências tem mostrado que uma relação adequada é :

$$\frac{T_{95}}{T_0} \approx 5 \dots 15 \quad (63)$$

onde :

$T_{95}$  - é 95% do tempo de acomodação desejado

$T_0$  - tempo de amostragem

No caso de sistemas de potência, mais especificamente estabilizadores adaptativos para máquinas síncronas, a freqüência de amostragem deve ser aproximadamente igual a 10 vezes a freqüência que se quer amortecer [16] .

### 3.1.4 - ALGORÍTMO PARA ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO [6,7]

Um algoritmo para estimação desses parâmetros , e que será usado neste trabalho é descrito a seguir.

Seja a função de transferência do modelo estimado na forma da equação diferença dada por:

$$Y(k) + a_1 Y(k-1) + \dots + a_n Y(k-n) = b_1 U(k-1) + b_2 U(k-2) + \dots + b_n U(k-n) + e(k) \quad (64)$$

Na estimação dos parâmetros é valida a expressão :

$$Y(k) = \varphi^T(k) \hat{\theta}(k) + e(k) \quad (65)$$

onde:

$$\varphi^T(k) = [-Y(k-1) \ -Y(k-2) \ \dots \ -Y(k-n) \ U(k-1) \ U(k-2) \ \dots \ U(k-n)] \quad (66)$$

$$\hat{\theta}(k) = [\hat{a}_1(k) \ \hat{a}_2(k) \dots \hat{a}_n(k) \ \hat{b}_1(k) \ \hat{b}_2(k) \dots \hat{b}_n(k)] \quad (67)$$

a expressão para calcular os elementos do vetor  $\hat{\theta}(k)$  é dada por :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{P(k) \varphi(k+1) (Y(k+1) - \varphi(k+1) \hat{\theta}(k))}{1 + \varphi^T(k+1) P(k) \varphi(k+1)} \quad (68)$$

e a matriz de covariância  $P(k)$  é atualizada pela expressão :

$$P(k+1) = P(k) - \frac{P(k) \varphi(k+1) \varphi^T(k+1) P(k)}{1 + \varphi^T(k+1) P(k) \varphi(k+1)} \quad (69)$$

Partindo destas expressões podemos escrever os passos do algoritmo de estimação dos parâmetros do processo .

### 3.1.4.1 - Passos do Algoritmo de Estimação dos Parâmetros do Processo [7]

A - Medidas de  $Y(k)$  e  $U(k)$  são feitas no instante ( $k$ ).

B - Calcula-se o erro entre a saída predita e a saída do processo:

$$e(k) = Y(k) - \varphi(k-1) \hat{\theta}(k-1)$$

C - Estima-se novos parâmetros  $\hat{\theta}(k)$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) - r(k-1)$$

$r(k-1)$  - é calculado no passo G

D - Valores de  $Y(k)$  e  $U(k)$  são inseridos em  $\varphi(k+1)$

E - Calcula-se o vetor  $I(k)$

$$I(k) = P(k) \varphi(k+1)$$

$P(k)$  - é obtido do passo H

F - Calcula-se o valor de  $J(k)$

$$J(k) = \varphi^T(k+1) P(k) \varphi(k+1)$$

G - Calcula-se o vetor de ganhos  $\gamma(k)$

$$\gamma(k+1) = \frac{1}{J + \lambda} I(k)$$

H - Calcula-se os novos elementos da matriz de covariância  $P(k+1)$

$$P(k+1) = \frac{[I(k) - \gamma(k) \varphi^T(k+1)] P(k)}{\lambda(k)}$$

I - Substitui  $(k)$  por  $(k+1)$  e volta ao passo (A).

Para partir o algoritmo recursivo no instante  $k = 0$  estima-se um valor para  $\hat{\theta}(k)$  e  $P(k)$  da seguinte forma:

$$\hat{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$P(0) = \begin{bmatrix} \alpha & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \alpha \end{bmatrix}$$

onde  $\alpha$  é um número grande.

A matriz inversa inicial  $P(0)$  é escolhida para ser constante e múltipla da matriz identidade. As constantes seriam tão grandes quanto possível, tal que a matriz inversa dominará o dado, mas não muito grande que poderá provocar uma instabilidade inicial.

Com relação à aplicação do método recursivo podemos dizer ainda o seguinte :

- A formulação recursiva do procedimento dos mínimos quadrados é

adequada para aplicação em tempo real em controle de processo, desde que os requisitos para a quantidade de dados a ser armazenada e o tempo de computação sejam pequenos [6].

- Os requisitos para amostragem nos algoritmos recursivos, são menos rígidos do que aqueles que, usam as técnicas clássicas. Nestes as variáveis só precisam ser amostradas seqüencialmente nos  $n+k+1$  períodos de amostra, para a primeira atualização dos parâmetros do sistema. A partir daí as estimações são atualizadas em cada novo instante de amostragem [6].
- A capacidade adaptativa do algoritmo recursivo permite uma constante atualização em tempo real dos algoritmos de controle considerando as variações dos parâmetros do processo [6].
- Nesta técnica para que haja uma identificação correta da saída do sistema, deve existir sempre alguma variação na saída. Na aplicação desta técnica à sistema de potência esta variação é provocada pela entrada e saída de cargas no sistema. Caso esta variação não seja registrada nas medidas, um ruído randômico apenas perceptível pelo controle deve ser injetado na excitatriz [15].

### 3.2 - TÉCNICAS DE CONTROLE ADAPTATIVO

Técnicas de controle adaptativo existentes aplicáveis a sistema de potência dividem-se em dois grupos. Um de algoritmos com identificação implícita e outros de algoritmos com identificação explícita. O primeiro é aquele que usa um modelo de referência que define o desempenho desejado do sistema à malha fechada. Minimizando o erro entre a saída do modelo e a do processo obtém-se o comportamento desejado do processo. No último grupo os algoritmos de identificação estão sempre no domínio do tempo discreto e o cálculo do controle é sempre feita usando técnicas de amostragens de dados, tal como a técnica recursiva dos mínimos quadrados, para estimar os parâmetros do processo.

Aplicando estas técnicas à um estabilizador de uma máquina síncrona, os seguintes requisitos básicos devem ser levados em consideração, para que o controlador tenha desempenho satisfatório [15].

- O controlador não pode saturar sob condições transitórias.
- O controlador não pode ter comportamento instável sob condições de fase não mínima.
- Quando uma decisão à priori sobre os parâmetros não puder ser feita, evitar a pré-seleção do desempenho desejado.
- Uma solução de compromisso entre o melhor esforço do controle e a ação do controle, deve preferivelmente ser feita, sobre um único parâmetro.

Algumas destas técnicas serão mostradas em seguida, porém, antes serão vistos os conceitos básicos relativos a estabilidade dos polos e zeros no tempo discreto.

### 3.2.1 - ESTABILIDADE DOS POLOS E ZEROS [13]

Supondo que um processo linear discreto seja definido pela função de transferência

$$G(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (70)$$

para  $n > m$  podemos reescrever :

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{(b_0 z^m + b_1 z^{m-1} + \dots + b_m) z^{n-m}}{z^n + a_1 z^{n-1} + a_2 z^{n-2} + \dots + a_n} \quad (71)$$

fatorando o numerador e denominador teremos:

$$G(z) = \frac{(z - z_{01})(z - z_{02}) \dots (z - z_{0n})}{(z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_n)} \quad (72)$$

$n \rightarrow$  ordem do processo

Podemos dizer então que :

- Os polos do processo representados por  $z_i$  ( $i = 1, \dots, n$ ) descrevem o comportamento modal do processo e dependem de seus acoplamentos internos , por isso são relevantes para estabilidade .
- Os zeros do processo representados por  $z_{0i}$  ( $i = 1, \dots, n$ ) indicam como a variável de entrada atua nas variáveis internas e como esta influencia na variável de saída.

### 3.2.1.1 - Condições de Estabilidade

Um sistema linear discreto no tempo é dito assintoticamente estável, se os polos da função de transferência , estão todos localizados dentro do círculo unitário e próximos à origem . Então, sendo a seguinte equação característica do sistema :

$$A(z) = (z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_n) = 0 \quad (73)$$

a condição para que o sistema seja estável é:

$$|z_i| < 1 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (74)$$

Por outro lado , se um único polo está localizado no círculo unitário, o sistema é criticamente estável e se está localizado fora deste o sistema é instável.

### 3.2.2 - CONTROLE ADAPTATIVO QUE USA UM MODELO DE REFERÊNCIA (MRAC) [11,12,18]

Neste tipo de controlador um modelo de referência indicará o desempenho que se deseja do processo ser controlado . Ocorrendo uma perturbação, surgirá um erro entre a saída do modelo de referência e a saída do processo, que indicará o quanto o processo se afastou do comportamento desejado . Minimizando este erro, fazemos com que o processo a ser controlado passa a ter o comportamento idêntico ao do modelo de referência. Assim os polos à malha fechada do sistema deverão ficar situados no local definido pela equação característica do modelo de referência.

A função de transferência do sistema a ser controlado na forma discreta é dada por :

$$Y(k) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} U(k) \quad (75)$$

onde :

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n a z^{-na}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb}$$

O modelo de referência que expressa o desempenho desejado do processo e que será aplicado ao sistema é dado pela função de transferência:

$$Y_{mr}(k) = \frac{z^{-d} D(z^{-1})}{C(z^{-1})} U(k) \quad (76)$$

onde :

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{n_C} z^{-n_C}$$

$$D(z^{-1}) = d_0 + d_1 z^{-1} + \dots + d_{n_D} z^{-n_D}$$

Um esquema para aplicação deste controlador é mostrado a seguir :

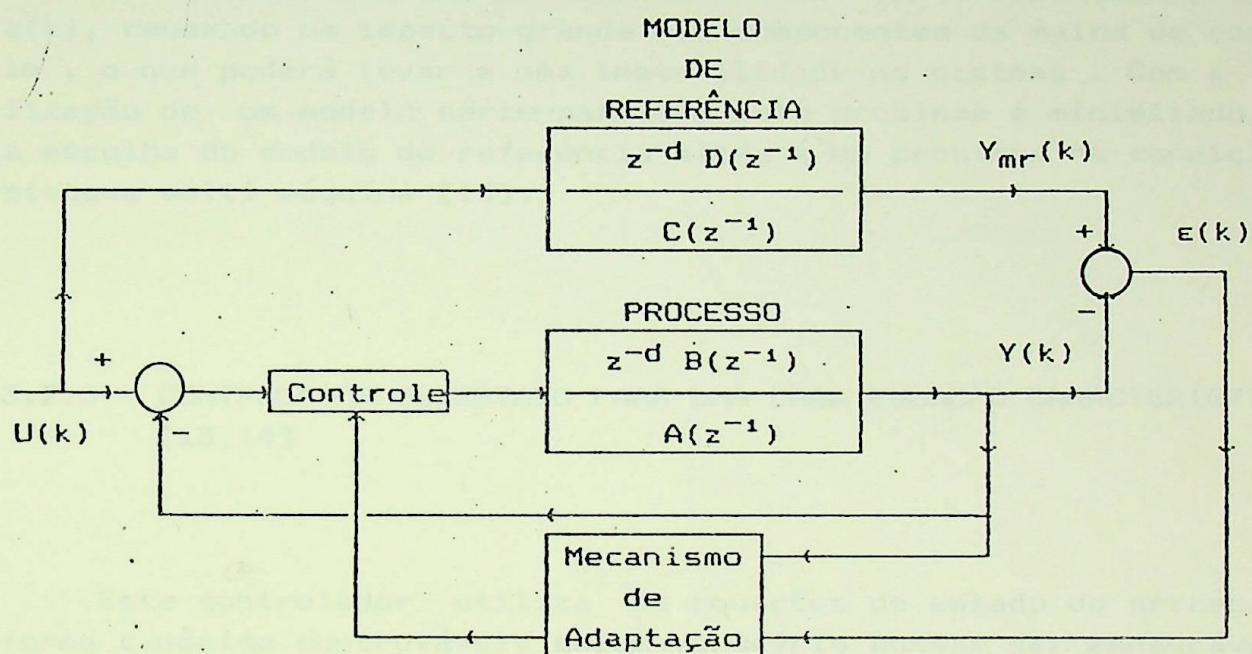


Figura 4 - Esquema para aplicação de um controle que usa modelo de referência.

Conforme mostrado na figura 4 na ocorrência de um distúrbio aparecerá um erro entre a saída do modelo de referência e a saída do processo, que é definido por:

$$\epsilon(k) = Y_{mr}(k) - Y(k) \quad (77)$$

O objetivo do controlador é tal que no acompanhamento da saída do processo satisfaça a seguinte equação :

$$Y(k) = Y_{mr}(k) \quad (78)$$

Assim, minimizando o erro  $\epsilon(k)$ , através de um mecanismo de adaptação, é alcançado o desempenho desejado do processo. Este tipo de controlador, quando aplicado a sistemas de potência, pode ocorrer limitação no controle e a resposta resultante será substancialmente diferente daquela do modelo de referência. No caso de um distúrbio externo, como por exemplo, um curto circuito, o modelo de referência paralelo não responderá imediatamente. A saída do processo se afastará bastante da saída do modelo provocando um erro grande. Isto fará com que o mecanismo de adaptação anule muito rapidamente o erro  $\epsilon(k)$ , causando um impacto grande nos componentes da malha de controle, o que poderá levar a uma instabilidade no sistema. Com a utilização de um modelo série-paralelo este problema é minimizado, mas a escolha do modelo de referência ainda é um problema na condição de sistema multi-máquina [15].

### 3.2.3 - CONTROLADOR DE ESTADO PARA UMA DADA EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA [13,14]

Este controlador utiliza as equações de estado do processo na forma canônica controlável, cujas variáveis possam ser mensuráveis. Se uma equação diferença para um sistema discreto no tempo existe, então sua representação de estado pode ser obtida introduzindo o conceito de variável de estado, como será mostrado a seguir.

Na equação diferença

$$Y(k) + a_1 Y(k-1) + \dots + a_n Y(k-n) = b_0 U(k) + b_1 U(k-1) + \dots + b_n U(k-n) \quad (79)$$

fazendo  $k = k+n$  teremos:

$$Y(k+n) + a_1 Y(k+n-1) + \dots + a_n Y(k) = b_0 U(k+n) + b_1 U(k+n-1) + \dots + b_n U(k) \quad (80)$$

e na função de transferência dada por:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (81)$$

colocando  $z^{-n}$  em evidência obtemos :

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 z^n + b_1 z^{n-1} + \dots + b_n}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n} \quad (82)$$

Introduzindo o conceito de variáveis de estado teremos:

$$\left. \begin{array}{l} Y(k) = X_1(k) \\ Y(k+1) = X_2(k) = X_1(k+1) \\ Y(k+2) = X_3(k) = X_2(k+1) \\ \vdots \\ Y(k+n-1) = X_n(k) = X_{n-1}(k+1) \\ Y(k+n) = X_n(k+1) \end{array} \right\} \quad (83)$$

A substituição de  $Y(k+i)$   $i = 0, 1, 2, \dots, n$  é devido as seguintes considerações:

- Para o instante de tempo presente  $k$  os sinal de saída  $Y(k+n-1), \dots, Y(k+1)$  são usados como variáveis de estado. Isto corresponde ao sinal de saída presente, instantâneo,  $Y(k)$  e  $n-1$  valores futuro ou o sinal de saída  $Y(k+n-1)$  e seus  $n-1$  valores passados.

- Com o aumento do tempo  $k$  para  $k+1$ ,  $k+1$  para  $k+2$ , etc  $Y(k)$  assume o valor de  $Y(k+1)$ ,  $Y(k+1)$  o de  $Y(k+2)$  e assim por diante. Dessa forma, usando o mesmo raciocínio o valor de  $X_1(k+1)$  passará a ser o de  $X_2(k)$  o de  $X_2(k+1)$  passará para  $X_3(k)$ , etc. Donde a equação diferença expressa o "intervalo de deslocamento" do sinal  $Y(k)$  para o instante atual  $k$ .

Substituindo as equações 83 em 79 e fazendo  $b_0 = b_1 = \dots = b_{n-1} = 0$  e  $b_n = 1$  teremos:

$$Y(k+n) = X_n(k+1) = -a_1 X_n(k) - a_2 X_{n-1}(k) - \dots - a_n X_1(k) + 1 \cdot U(k) \quad (84)$$

A partir de 83 e 84 poderemos obter a equação do vetor diferença com as respectivas equações diferença de estado:

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \\ \vdots \\ X_n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \ddots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \ddots & \ddots & \ddots & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ \vdots \\ X_n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} U(k) \quad (85)$$

e equação de saída será:

$$Y(k) = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \begin{bmatrix} X_1(k) & X_2(k) & \dots & X_n(k) \end{bmatrix}^T \quad (86)$$

Representando de forma compacta teremos:

$$X(k+1) = A X(k) + b U(k) \quad (87)$$

$$Y(k) = C^T X(k) \quad (88)$$

Como as equações 87 e 88 são resolvidas uma após a outra, é conveniente escrever:

$$Y(k+1) = C^T X(k+1) \quad (89)$$

Por outro lado a matriz A do sistema expressa, com os elementos i paralelo à diagonal, a dependência interna das variáveis de estado através do intervalo de deslocamento. Enquanto que os coeficientes  $a_i$  ( $i=1,2,\dots,n$ ) na matriz A na última fila indicam a dependência da última variável  $X_n(k+1)$  com relação as outras. Isto significa que as realimentações internas inerentes ao sistema são consideradas. O vetor de controle  $b$ , indica o efeito do sinal da entrada sobre as variáveis de estado e o vetor de saída C, como as variáveis de saída são obtidas das variáveis de estado.

Das equações 82 e 83 fazendo  $b_n = 1$  e  $b_0 = b_1 = \dots = b_{n-1} = 0$  obtemos :

$$Y(z) = \frac{1}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n} U(z) = X_1(k) \quad (90)$$

Se  $b_n = 1$  e  $b_0, b_1, \dots, b_{n-1} \neq 0$  obtemos para as expressões 82 e 90 :

$$Y(z) = b_n X_1(z) + b_{n-1} X_1(z) z + \dots + b_0 X_1(z) z^n \quad (91)$$

ou

$$Y(k) = b_n X_1(k) + b_{n-1} X_2(k) + \dots + b_1 X_n(k) + b_0 X_n(k+1) \quad (92)$$

de 83 teremos:

$$Y(k) = b_n X_1(k) + b_{n-1} X_2(k) + \dots + b_0 X_n(k+1) \quad (93)$$

como:

$$X_n(k+1) = -a_1 X_n(k) - a_2 X_{n-1}(k) - \dots - a_n X_1(k) + b_0 U(k) \quad (94)$$

Substituindo 93 em 94 teremos:

$$\begin{aligned} Y(k) &= (b_n - b_0 a_n) X_1(k) + (b_{n-1} - b_0 a_{n-1}) X_2(k) + \dots + \\ &(b_1 - b_0 a_1) X_n(k) + b_0 U(k) \end{aligned} \quad (95)$$

Na notação vetorial a equação da saída fica:

$$Y(k) = \begin{bmatrix} (b_n - b_0 a_n) & \dots & (b_1 - b_0 a_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_n(k) \end{bmatrix} + b_0 U(k) \quad (96)$$

Para  $b_0 = 0$  a equação 96 torna-se:

$$Y(k) = \begin{bmatrix} b_n & b_{n-1} & \dots & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_n(k) \end{bmatrix} \quad (97)$$

e a equação do vetor diferença para esta última condição será:

$$X(k+1) = A X(k) + b U(k) \quad (98)$$

$$Y(k) = C^T X(k) + d U(k) \quad (99)$$

Esta escolha das variáveis de estado é denominada de "Forma Canônica Controlável".

A obtenção das equações de estado da função de transferência discreta é de forma simples, pois os coeficientes são obtidos diretamente desta última como é mostrado a seguir.

Dada a função de transferência discreta :

$$G(z) = \frac{b_0 z^{n-1} + b_1 z^{n-2} + \dots + b_n}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n} \quad (102)$$

As equações de estado na forma canônica controlável obtida é a seguinte :

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \\ \vdots \\ X_n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & & 1 \\ -a_1 & -a_{n-1} & \dots & -a_1 & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ \vdots \\ X_n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} U(k) \quad (100)$$

$$Y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ \vdots \\ X_n(k) \end{bmatrix} \quad (101)$$

A forma como são calculados os parâmetros deste controlador é mostrada a seguir.

A equação de estado do processo controlável dada em 98 deve ser mudada pela realimentação de estado.

$$U(k) = -K(k) X(k) \quad (103)$$

desde que todos os polos do sistema

$$X(k+1) = [A - BK] X(k) \quad (104)$$

e os coeficientes da equação característica

$$\det [zI - A + BK] = 0 \quad (105)$$

sejam dados.

As equações de estado na forma canônica controlável é dada por:

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & \dots & -a_1 & \end{bmatrix} X(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} U(k) \quad (106)$$

e a realimentação de estado por:

$$U(k) = -K^T X(k) = [k c_n \ k c_{n-1} \ \dots \ k c_1] X(k) \quad (107)$$

e substituindo 107 em 106 obtemos a formulação desejada:

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & 1 \\ -a_n - k c_n & -a_{n-1} - k c_{n-1} & \dots & -a_1 - k c_1 & \end{bmatrix} X(k) \quad (108)$$

Donde, a equação característica do sistema será:

$$\det [zI - A + BK] = (a_n + k c_n) + (a_{n-1} + k c_{n-1}) z + \dots + (a_1 + k c_1) z^{n-1} + z^n \quad (109)$$

Supondo, que se deseja, que o processo tenha um desempenho definido por uma dada equação característica  $\alpha(z^{-1})$  (técnica de posicionamento de polos (Pole-Assignment) ), podemos então escrever:

$$(a_n + kc_n) + (a_{n-1} + kc_{n-1}) z + \dots + (a_1 + kc_1) z^{n-1} + z^n = a_n + \alpha_{n-1} z + \dots + \alpha_1 z^{n-1} + z^n \quad (110)$$

e a partir desta relação podemos obter os valores dos coeficientes de realimentação que são os elementos do vetor K

onde :

$$kc_i = a_i - \alpha_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (111)$$

e a saída do controle é calculada por :

$$U_c(k) = [ -kc_n \quad -kc_{n-1} \quad \dots \quad -kc_2 \quad -kc_1 ] \begin{bmatrix} Y(k-n) \\ Y(k-n-1) \\ \vdots \\ Y(k-1) \end{bmatrix}$$

Podemos dizer, então, que :

- Os coeficientes  $kc_i$  serão nulos , se a equação característica do processo não é mais mudada pela realimentação , então  $\alpha_i = a_i$  , o que significa , que o processo alcançou o regime permanente , com o desempenho desejado , dado pela equação característica  $\alpha(z^{-1})$  ..
- Os coeficientes  $kc_i$  aumentam , se os coeficientes  $\alpha_i$  do sistema à malha fechada são mudados numa direção positiva , comparada com os coeficientes  $a_i$ .
- A variável manipulada  $U(k)$  torna-se maior, quando os coeficientes  $\alpha_i$  , que são mudados pelo controlador , ficarem distantes dos coeficientes  $a_i$ .

### 3.2.3.1 - Observações de Carater Geral com Relação a este Controlador [13]

Este controlador é capaz de gerar n comportamentos diferenciais no tempo sem usar polos adicionais. Com o seu comportamento estável ele tem uma margem de estabilidade bastante grande (margem de ganho e de fase) e tem propriedades especialmente robusta para processos cujos parâmetros tem grandes variações. Um dos requisitos para este controlador é que os estados sejam mensuráveis. Entretanto, caso os estados não sejam mensuráveis e se usa observadores, algumas destas propriedades são perdidas.

### 3.2.4 - CONTROLE ADAPTATIVO DE POSICIONAMENTO DE POLOS (POLE ASSIGNMENT) [15,17]

Tal como no modelo de referência uma equação característica definirá o local onde os polos à malha fechada do sistema deverão ser posicionados. Neste caso o sistema à malha fechada diminui a influência dos distúrbios sobre a variável de saída e também as variações dos parâmetros do processo sobre a saída.

Um controlador com a seguinte função de transferência

$$G_C(z) = \frac{G(z^{-1})}{F(z^{-1})} = \frac{g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{nq} z^{-nq}}{1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{np} z^{-np}} \quad (113)$$

é aplicado a um processo definido pela função:

$$G_P(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na}} \quad (114)$$

cujo diagrama de blocos à malha fechada é mostrado a seguir:

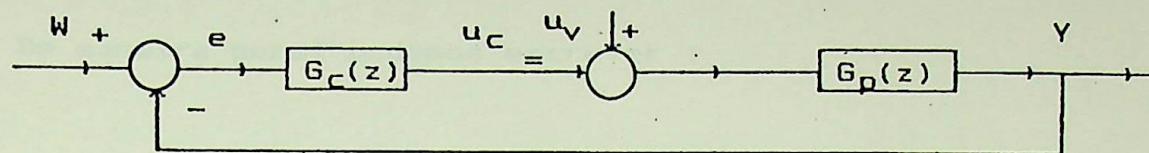


Figura 5 - Diagrama de blocos do controle à malha fechada do processo.

Na malha de controle a função de transferência é dada por:

$$G_W(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{G_C(z)G_P(z)}{1 + G_C(z)G_P(z)} \quad (115)$$

Substituindo  $G_C(z)$  e  $G_P(z)$  pelas respectivas funções de transferência teremos :

$$G_W(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{F(z^{-1}) A(z^{-1})}{F(z^{-1}) A(z^{-1}) + G(z^{-1}) B(z^{-1})} \quad (116)$$

A função de transferência à malha fechada é

$$G_{UV}(z) = \frac{Y(z)}{U_V(z)} = \frac{G_P(z)}{1 + G_C(z) G_P(z)} \quad (117)$$

Substituindo  $G_C(z)$  e  $G_P(z)$  pelas respectivas funções de transferência teremos :

$$G_{uv}(z) = \frac{Y(z)}{U_V(z)} = \frac{F(z^{-1}) B(z^{-1})}{F(z^{-1}) A(z^{-1}) + G(z^{-1}) B(z^{-1})} \quad (118)$$

De maneira geral podemos escrever :

$$G_{uv}(z) = \frac{\beta(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})} = \frac{\beta_0 + \beta_1 z^{-1} + \dots + \beta_{n\beta} z^{-n\beta}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + \dots + \alpha_{n\alpha} z^{-n\alpha}} \quad (119)$$

As funções de transferências  $G_w(z)$  e  $G_{uv}(z)$  mostram que o polinômio característico  $\alpha(z^{-1})$  do sistema à malha fechada é independente do ponto de injeção do sinal externo, enquanto que, o polinômio do numerador depende do ponto de injeção do sinal externo.

Considerando a equação característica

$$T(z^{-1}) = 1 + t_1 z^{-1} + \dots + t_{nt} z^{-nt} \quad (120)$$

cujas raízes indicam o local onde devem ser alocado os polos da equação característica do sistema à malha-fechada, após uma perturbação, podemos escrever :

$$\alpha(z^{-1}) = T(z^{-1}) \quad (121)$$

ou

$$F(z^{-1}) A(z^{-1}) + G(z^{-1}) B(z^{-1}) = T(z^{-1}) \quad (122)$$

Desenvolvendo teremos:

$$(1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{nf} z^{-n_f}) (1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-n_a}) +$$

$$(g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{ng} z^{-n_g}) (b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-n_b}) =$$

$$1 + t_1 z^{-1} + \dots + t_{nt} z^{-nt} \quad (123)$$

### 3.2.4.1 - Determinação do Grau do Polinômio $T(z^{-1})$ [16]

O grau de  $T(z^{-1})$  deve ser :

$$n_t \leq n_a + n_b - 1 \quad (124)$$

A condição necessária e suficiente para determinação do grau do polinômio  $T(z^{-1})$  para se obter uma única solução na expressão 123 é que :

$$\max \{n_a + n_f, n_b + n_g\} = n_f + n_g + 1 \quad (125)$$

onde:

$n_f + n_g + 1$  é o número de incógnitas

e

$\max \{n_a + n_f, n_b + n_g\}$  é o número de equações

então, a melhor ordem de  $F(z^{-1})$  e  $G(z^{-1})$  que minimizaria a equação 124 seria:

$$n_f + n_g + 1 = \min \{ \max \{n_a + n_f, n_b + n_g\} \} \quad (126)$$

Três condições para obter 125 são analisadas:

A - Se  $n_a + n_f = n_b + n_g$  da equação 124 teremos :

$$n_f + n_g + 1 = n_a + n_f = n_b + n_g \quad (127)$$

$$n_f = n_b - 1$$

$$n_g = n_a - 1$$

assim:

$$n_f + n_g + 1 = n_a + n_b - 1 \quad (128)$$

B - Se  $n_a + n_f > n_b + n_g$  da equação 124 teremos :

$$n_g = n_a - 1$$

(129)

$$n_f > n_b - 1$$

C - Se  $n_a + n_f < n_b + n_g$  da equação 124 teremos :

$$n_f = n_b - 1$$

(130)

$$n_g > n_a - 1$$

Nos casos 2 e 3  $n_f + n_g + 1 > n_a + n_b - 1$ .

Assim a melhor solução para definir o número de incógnitas deve ser :

$$n_f = n_b - 1$$

(131)

$$n_g = n_a - 1$$

### 3.2.4.2 - Determinação dos Parâmetros do Controlador [16]

Os parâmetros do controlador são determinados comparando os coeficientes das potências de  $z$  e para  $n_a = n_b = n$  onde  $n$  é ordem do processo, a solução da equação 123 toma a seguinte forma:

$$\left[ \begin{array}{ccccccccc} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & b_1 & 0 & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & \dots & 0 & 0 & b_2 & b_1 & \dots & 0 \\ a_2 & a_1 & \dots & 1 & 0 & b_3 & b_2 & \dots & 0 \\ \vdots & a_2 & \dots & a_1 & 1 & \vdots & b_3 & \dots & b_1 \\ a_n & \dots & a_2 & a_1 & b_n & \vdots & \dots & b_2 \\ 0 & a_n & \dots & \dots & a_2 & 0 & b_n & \dots & b_3 \\ 0 & 0 & \dots & a_n & \vdots & 0 & 0 & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_n & 0 & 0 & \dots & b_n \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ \vdots \\ f_{n-1} \\ g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{n-1} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} t_1 - a_1 \\ t_2 - a_2 \\ t_3 - a_3 \\ \vdots \\ t_n - a_n \\ t_{n+1} \\ \vdots \\ t_{2n+1} \end{array} \right] \quad (132)$$

Escrevendo de forma compacta teremos :

$$C \cdot x = r$$

(133)

e a solução da equação 133 é

$$x = C^{-1} \cdot r$$

(134)

onde a inversa da matriz  $C$  existe, desde que  $A(z^{-1})$  e  $B(z^{-1})$  não tenham fatores comuns. Dessa forma existe mais liberdade para se alocar os polos dentro da região de estabilidade.

Verifica-se que, para uma dada equação característica, os zeros de  $B(z^{-1})$  são também determinados se o sistema de equações é único, assim os zeros do processo também serão deslocados [13].

Pode também ser observado que, se os elementos do vetor  $r$  são muito pequenos, os coeficientes de  $F(z^{-1})$  e  $G(z^{-1})$  também o serão. Assim com os coeficientes de  $F(z^{-1})$  pequenos, suas raízes serão próximas de zero e um controlador estável será alcançado.

A possibilidade de se alcançar um controlador estável com esta técnica é alta para sistema de fase não mínima ou nula. Entretanto, não existe regras para se determinar os coeficientes do polinômio  $T(z^{-1})$ , sendo assim, neste aspecto este algoritmo é semelhante ao do MRAC [15].

### 3.2.5 - CONTROLE ADAPTATIVO COM DESLOCAMENTO RADIAL DE POLOS (POLE SHIFTING) [15,16,24]

Este tipo de controlador é basicamente o do tipo de posicionamento de polos (pole assignment). Com a característica de deslocar os polos à malha - aberta do sistema, radialmente em direção à origem do círculo unitário. Para obter este efeito o polinômio  $T(z^{-1})$ , que define a equação característica desejada no controlador "pole assignment" se transforma em:

$$T(\alpha_f z^{-1}) = A(\alpha_f z^{-1}) = 1 + \alpha_f a_1 z^{-1} + \alpha_f^2 a_2 z^{-2} + \dots + \alpha_f^{n_a} a_{n_a} z^{-n_a}$$

(135)

onde o fator  $\alpha_f$  é denominado de fator de deslocamento e seu valor é próximo, porém, menor do que 1 e o vetor  $r$  na equação 134 , transforma-se em:

$$r^T = [ a_1(\alpha_f - 1) \ a_2(\alpha_f^2 - 1) \ \dots \ a_n(\alpha_f^{n_a} - 1) \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 ] \quad (136)$$

Pode-se observar que, quando  $\alpha_f$  atinge valores próximos a 1 , os elementos do vetor  $r$  serão próximos a zero e os coeficientes de  $F(z^{-1})$  e  $G(z^{-1})$  serão pequenos , então , um controle estável é alcançado. Assim , para um sistema à malha-aberta estável identificado , calculando  $T(\alpha_f z^{-1})$  continuamente pela equação 135 , sempre resultará num controlador estável .

Com a utilização de um único parâmetro para obter uma solução de compromisso entre o melhor esforço e a ação do controle, este controlador satisfaz todos requisitos básicos para se obter um controlador adaptativo que possa ser aplicado a um sistema de potência [15] .

**4.1 - MODELO DO SISTEMA MÁQUINA SÍNCRONA CONECTADA À BARRA INFINITA ATRAVÉS DE UMA REATÂNCIA**

A máquina síncrona que será representada pelo modelo II do IEEE ( $E/q$ ) [1,5] tem os seguintes parâmetros:

$$MVA_{nominal} = 380 \text{ MVA}$$

$$MVA_{base} = 100 \text{ MVA}$$

$$X_d = 0,20 \text{ pu}$$

$$H = 15,73 \text{ s}$$

$$X'_d = 0,0720 \text{ pu}$$

$$T'_{do} = 8,3 \text{ s}$$

$$X_q = 0,1424 \text{ pu}$$

$$AG = 0,17$$

$$BG = 10,125$$

A excitatriz é do tipo estática e seus parâmetros são:

$$k_e = 50,0 \text{ pu/pu}$$

$$T_e = 0,01 \text{ s}$$

$$V_{ex} = \pm 4,0 \text{ pu}$$

cujo diagrama de blocos é dado por:

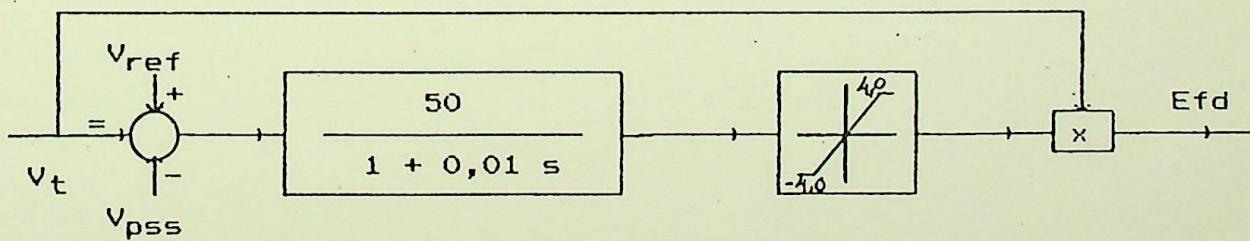


Figura 6a - Diagrama de blocos da excitatriz estática

## CAPÍTULO 4

APLICAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS  
AO PROBLEMA DO ESTABILIZADOR  
DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS)

O estabilizador de sistema de potência cujo sinal é derivado da potência acelerante tem os seguintes parâmetros :

$$A_1 = 0,011$$

$$T_{SE} = 0,5$$

$$A_2 = 0,15$$

$$\mu_S = 8,0$$

$$A_3 = 0,015$$

$$T_Q = 1,5$$

$$A_4 = 0,22$$

$$KQ_1 = -0,1$$

$$A_5 = 0,39$$

$$KQ_2 = 0,1$$

e seu diagrama de blocos é mostrado a seguir :

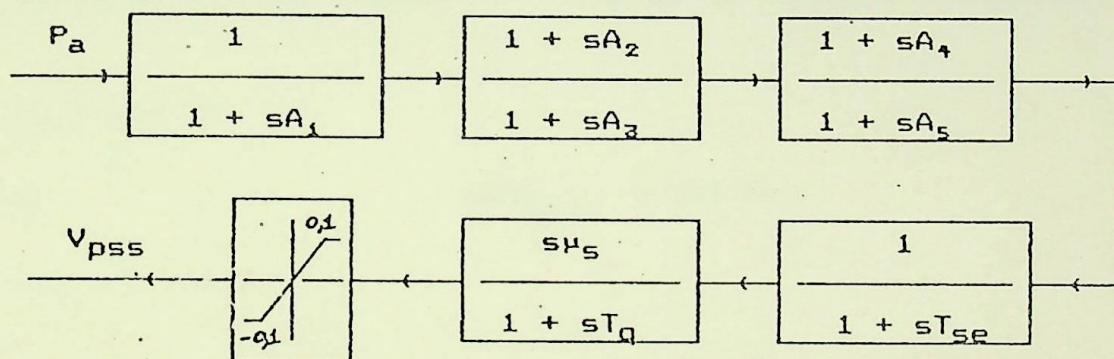


Figura 6a - Diagrama de blocos do PSS analógico

Os pontos de operação da máquina que serão analisados são os seguintes:

Caso A:

$$V_t = 0,95 \text{ pu}$$

$$V_{inf} = 0,95 \text{ pu}$$

$$P_e = 1,0 \text{ pu}$$

considerando os seguintes valores na reatância externa :

$$X_e = 0,3 \text{ pu}$$

ou

$$\text{MVA}_{\text{base}} = 100 \text{ MVA}$$

$$X_e = 0,4 \text{ pu}$$

Caso B:

$$V_t = 1,00 \text{ pu}$$

$$V_{\text{inf}} = 0,95 \text{ pu}$$

$$P_e = 1,0 \text{ pu}$$

considerando os seguintes valores na reatância externa :

$$X_e = 0,3 \text{ pu}$$

ou

$$\text{MVA}_{\text{base}} = 100 \text{ MVA}$$

$$X_e = 0,4 \text{ pu}$$

Caso C:

$$V_t = 1,05 \text{ pu}$$

$$V_{\text{inf}} = 0,95 \text{ pu}$$

$$P_e = 1,0 \text{ pu}$$

considerando os seguintes valores na reatância externa :

$$X_e = 0,3 \text{ pu}$$

ou

$$\text{MVA}_{\text{base}} = 100 \text{ MVA}$$

$$X_e = 0,4 \text{ pu}$$

As perturbações que serão aplicadas ao sistema são do tipo :

- Degrau na tensão de referência .
- Abertura de linha de transmissão .

No caso de abertura de uma linha de transmissão a reatância de duas linhas em paralelo é a configuração inicial e a abertura de uma dessas linhas será a perturbação aplicada ao sistema , como mostrado na figura a seguir:

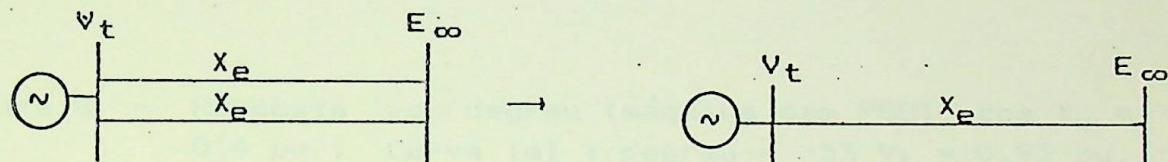


Figura 7 - Diagrama unifilar de uma máquina síncrona ligada à barra infinita através de duas linhas de transmissão de reatância  $X_e$ .

#### 4.1.1 - ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO SISTEMA

Inicialmente, simulações foram feitas com o sistema à malha aberta , ou seja, sem o estabilizador para verificar seu comportamento e obter os casos para aplicação do estabilizador adaptativo .

As figuras 8, 9 e 10, mostram o comportamento da máquina , quando é aplicado um degrau na tensão de referência ou abre-se uma linha.

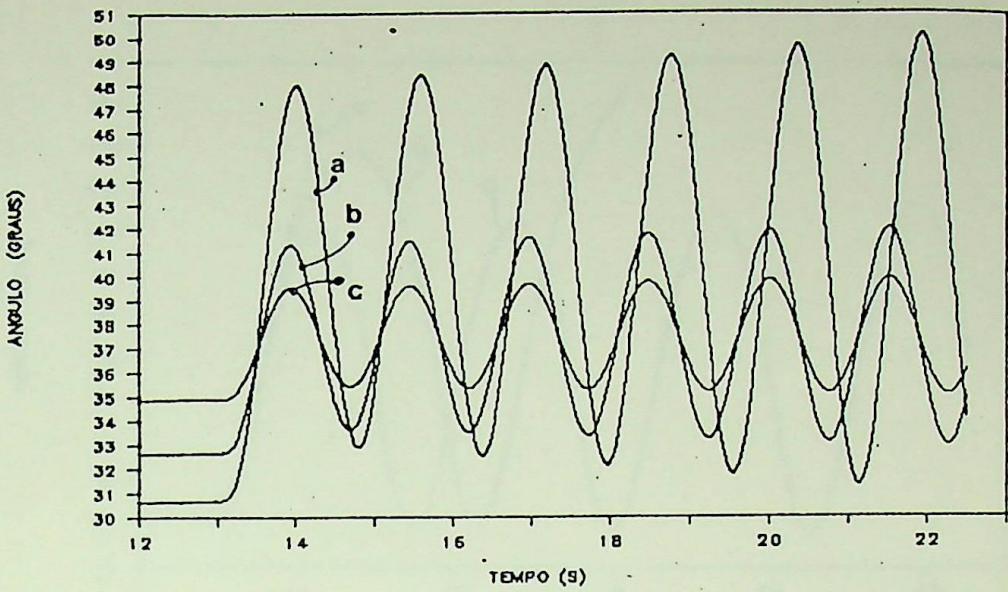


Figura 8 - Resposta ao degrau (máquina sem PSS) com  $X_e = 0,4 \text{ pu}$ . Curva (a) : degrau =  $-5\% V_t = 0,95 \text{ pu}$ , curva (b) : degrau =  $-10\% V_t = 1,0 \text{ pu}$ , Curva (c) : degrau =  $-15\% V_t = 1,05 \text{ pu}$ .

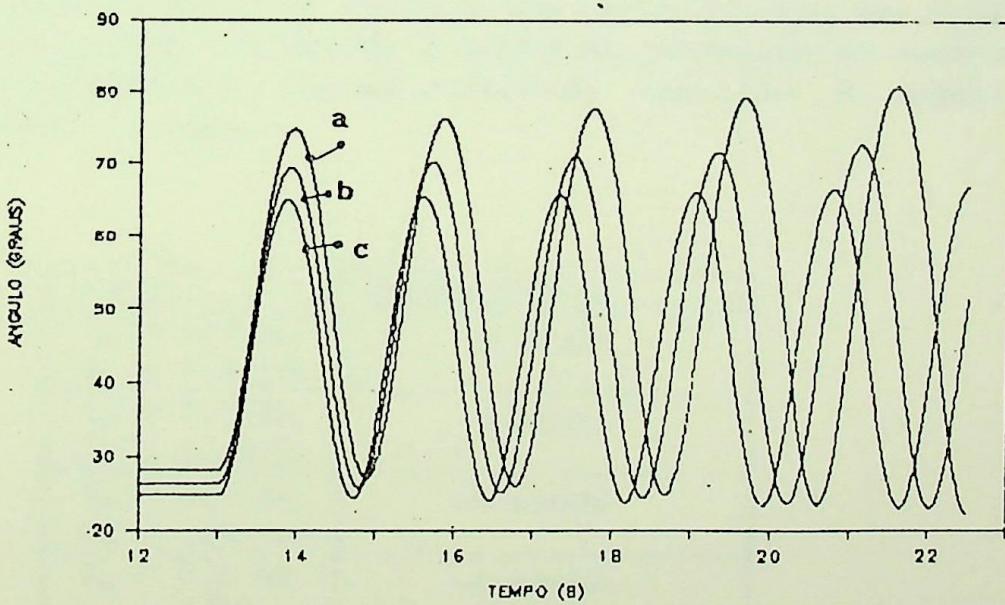


Figura 9 - Resposta à abertura de linha  $X_e = 0,3 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,6 \text{ pu}$  ( máquina sem pss ). Curva (a) :  $V_t = 0,95 \text{ pu}$ , curva (b) :  $V_t = 1,0 \text{ pu}$ , curva (c) :  $V_t = 1,05 \text{ pu}$ .

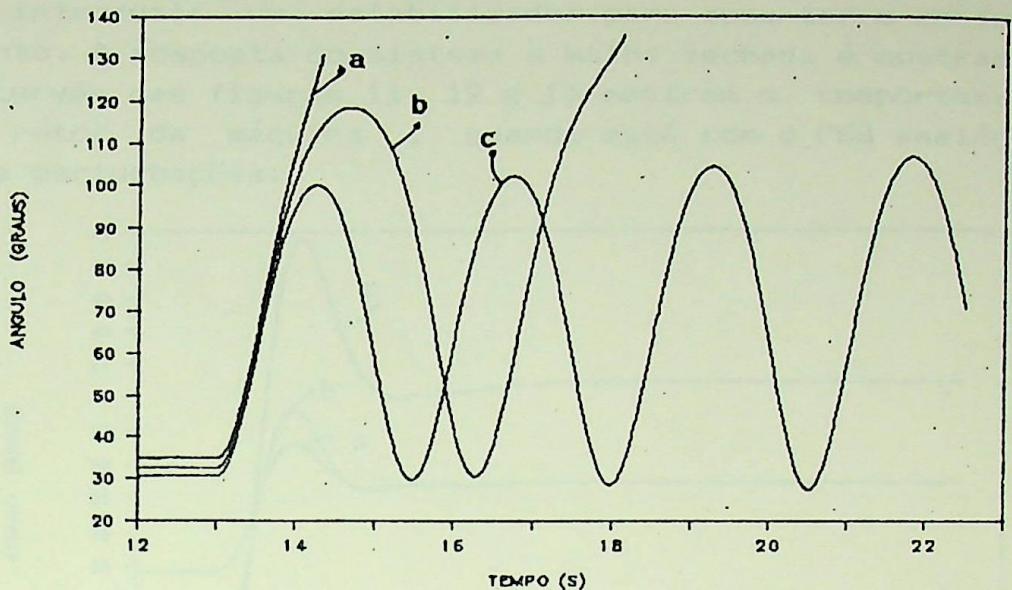


Figura 10 - Resposta à abertura de linha  $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu (máquina sem PSS). Curva (a) :  $V_t = 0,95$  pu, curva (b):  $V_t = 1,0$  pu, curva (c) :  $V_t = 1,05$  pu .

Como podemos observar em todos os casos ocorreu uma instabilidade no sistema, isto foi devido a falta de conjugado de amortecimento, porque , o parâmetro  $k_s$  nestes pontos de operação é negativo como visto na tabela a seguir.

Casos	Parâmetro $k_s$
$X_e = 0,4$ pu $V_t = 0,95$ pu	-0.01123
$X_e = 0,4$ pu $V_t = 1,00$ pu	-0.01076
$X_e = 0,4$ pu $V_t = 1,05$ pu	-0.01034
$X_e = 0,3$ pu $V_t = 0,95$ pu	-0.00607
$X_e = 0,3$ pu $V_t = 1,00$ pu	-0.00588
$X_e = 0,3$ pu $V_t = 1,05$ pu	-0.00568

Um meio para amortecer as oscilações e melhorar o desempenho do sistema é introduzir um estabilizador para aumentar o conjugado de amortecimento. A resposta do sistema à malha fechada é mostrada a seguir. As curvas das figuras 11, 12 e 13 mostram o comportamento do ângulo do rotor da máquina , quando está com o PSS analógico e é submetida a perturbações.

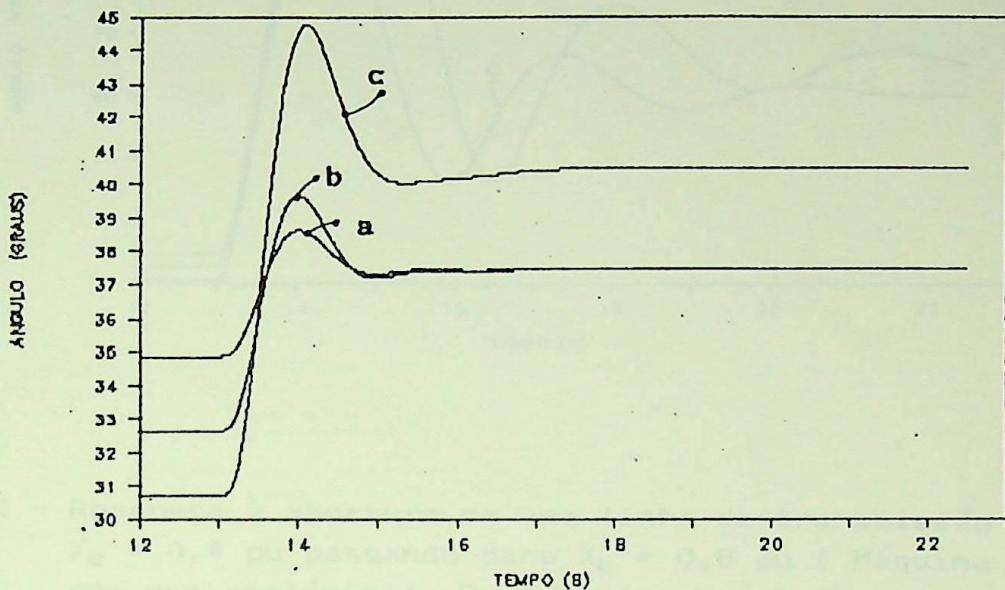


Figura 11 – Resposta ao degrau na tensão de referência (máquina com PSS analógico) . Curva a : degrau de  $-5\% V_t = 0,95 \text{ pu}$ , curva (b): degrau de  $-10\% V_t = 1,0 \text{ pu}$ , curva (c): degrau  $-15\% V_t = 1,05 \text{ pu}$ .

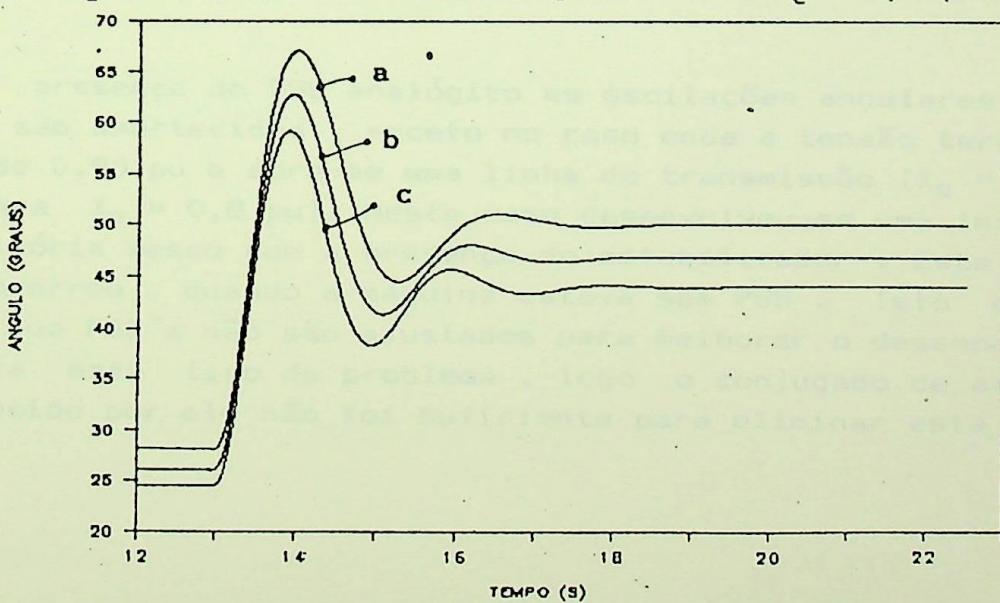


Figura 12 – Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,3 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,6 \text{ pu}$  ( Máquina com pss analógico). Curva (a) :  $V_t = 0,95 \text{ pu}$ , curva (b) :  $V_t = 1,0 \text{ pu}$ , curva (c) :  $V_t = 1,05 \text{ pu}$  .

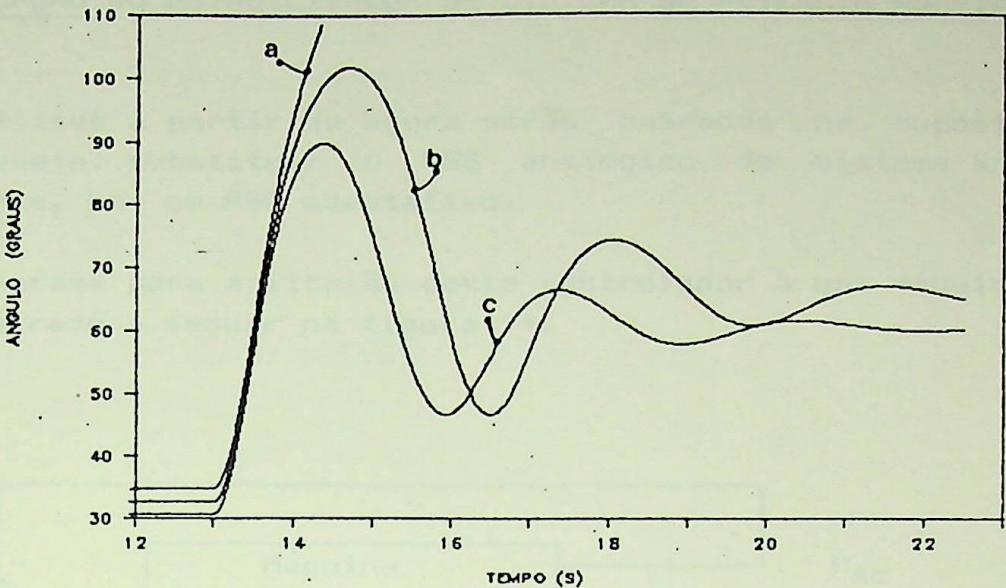


Figura 13 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu (Máquina com PSS analógico). Curva (a) :  $V_t = 0,95$  pu, curva (b) :  $V_t = 1,0$  pu, curva (c) :  $V_t = 1,05$  pu .

Com a presença do PSS analógico as oscilações angulares do eixo da máquina são amortecidas , exceto no caso onde a tensão terminal da máquina é de 0,95 pu e abre-se uma linha de transmissão ( $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu). Neste caso desenvolveu-se uma instabilidade transitória mesmo com a presença do estabilizador . Este problema também ocorreu , quando a máquina estava sem PSS . Isto deveu-se ao fato de que PSS's não são ajustados para melhorar o desempenho do sistema para este tipo de problema , logo o conjugado de amortecimento fornecido por ele não foi suficiente para eliminar esta instabilidade .

#### 4.2 - APLICAÇÃO DO ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA ADAPTATIVO

As análises a partir de agora serão baseadas na suposição de que, se deseja substituir o PSS analógico do sistema analisado anteriormente, por um PSS adaptativo.

Um diagrama para aplicação deste controlador à uma máquina síncrona é mostrado a seguir na figura 14.

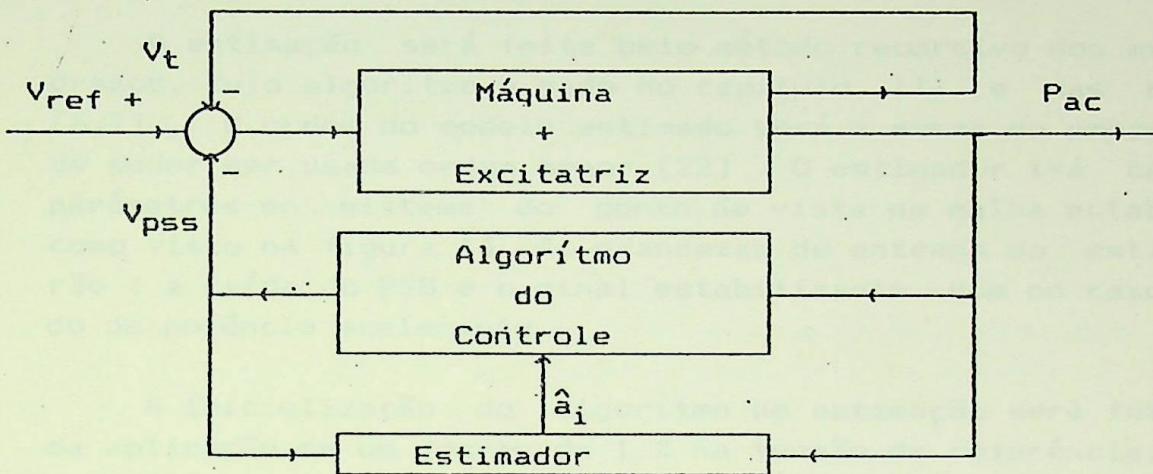


Figura 14 - Esquema para aplicação do controle adaptativo a uma máquina síncrona.

Este controlador irá manipular o mesmo sinal usado no PSS analógico , como visto anteriormente , este sinal é derivado da potência acelerante .

Este tipo de controlador é composto basicamente de dois blocos:

- 1 - Um estimador dos parâmetros do processo , cujo algoritmo de estimação, calculará os parâmetros do processo , pelo método recursivo dos mínimos quadrados , como visto no capítulo III e nas referências [ 6,7,9,10] .

2 - É uma estratégia de adaptação , cujo algoritmo , manipulará os parâmetros estimados do processo, para calcular os ganhos de realimentação  $k_i$  e o sinal de saída do estabilizador  $V_{PSS}$  , como mostrado no capítulo III e nas referências [13,14,15,16,19, 24] .

#### 4.2.1 - ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO

A estimação será feita pelo método recursivo dos mínimos quadrados, cujo algoritmo é dado no capítulo III e nas referências [6,7] . A ordem do modelo estimado será a mesma do processo apesar de poder ser usada ordem menor [22] . O estimador irá calcular os parâmetros do sistema do ponto de vista da malha estabilizadora, como visto na figura 14. As grandezas de entrada do estimador serão : a saída do PSS e o sinal estabilizante que no caso é derivado da potência acelerante.

A inicialização do algoritmo de estimação será feita através da aplicação de um degrau de 1 % na tensão de referência, que depois é retirado. Só a partir do ponto onde o sistema está em regime permanente é que a principal perturbação será aplicada .

A expressão para cálculo destes parâmetros é mostrada a seguir :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{P(k) \Phi(k+1) (Y(k+1) - \Phi^T(k+1) \hat{\theta}(k))}{\lambda + \Phi^T(k+1) P(k) \Phi(k+1)} \quad (137)$$

onde a matriz de covariância  $P(k)$  é atualizada por :

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda} \left[ P(k) - \frac{P(k) \Phi(k+1) \Phi^T(k+1) P(k)}{\lambda + \Phi^T(k+1) P(k) \Phi(k+1)} \right] \quad (138)$$

#### 4.2.1.1 - Tempo de Amostragem

Como o processo estimado é discreto no tempo, um tempo de amostragem, que definirá a freqüência com que cada amostra será feita, é necessário. Como visto no capítulo III e na referência [15], para aplicação em sistema de potência deste tipo de controlador, uma freqüência de amostragem aproximadamente igual a 10 vezes a freqüência de oscilação, que ocorre no sistema, é adequada. A expressão para calcular o tempo de amostragem é dada a seguir:

$$T_0 = 0,95 \frac{1}{10 f_{osc}} \quad (139)$$

- freqüência de oscilação ( $f_{osc}$ ) : 0.59 Hz (caso da figura 9)
- tempo de amostragem ( $T_0$ ) : 0.161 s

Simulações para comparar vários tempos de amostragem com o calculado  $T_0 = 160$  ms são mostradas a seguir. Na figura 15, as curvas de variação angular do eixo da máquina, quando se abre uma linha de transmissão, utilizando os tempos de amostragens  $T_0 = 120$  ms,  $T_0 = 140$  ms,  $T_0 = 160$  ms e  $T_0 = 180$  ms são mostradas.

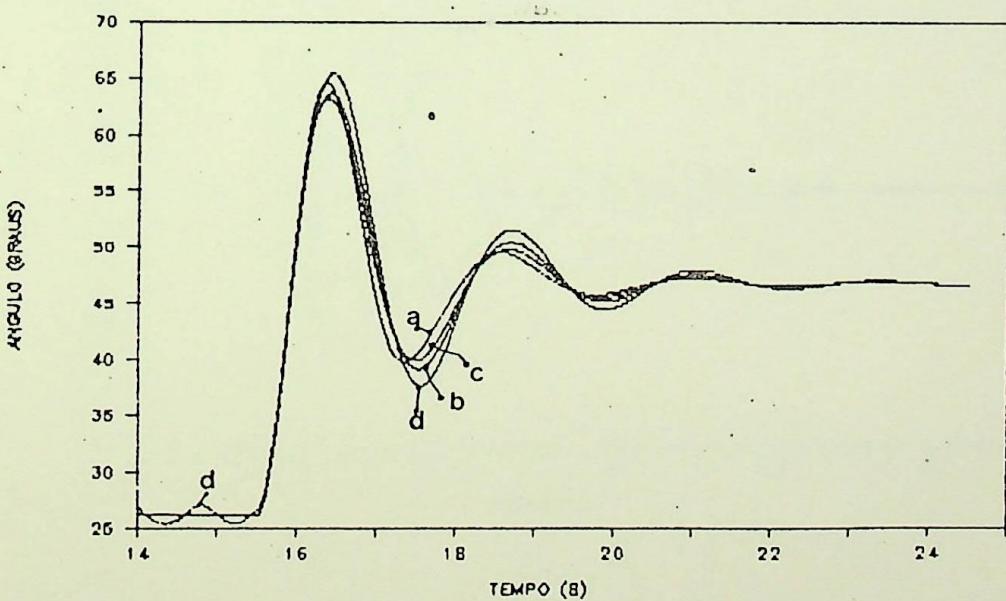


Figura 15 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  
 $X_e = 0,3\text{pu}$  passando para  $X_e = 0,6\text{ pu}$  com  $\alpha_f = 0,3$   
e  $V_t = 1,0\text{ pu}$ . Curva a :  $T_0 = 120$  ms , curva b :  
 $T_0 = 140$  ms , curva c :  $T_0 = 160$  ms e curva d :  
 $T_0 = 180$ ms .

Como pode ser observado na figura 15, o overshoot e o tempo de acomodação são menores, para o tempo de amostragem de 160ms . Apesar de ser marginal esta diferença , optou - se por este valor, por ser aquele com o qual o sistema apresenta um desempenho mais satisfatório .

O tempo de amostragem pode ser reduzido, usando a técnica proposta em [19], onde se utiliza dois microprocessadores, um para calcular os parâmetros estimados e outro para calcular a saída do controlador, dessa forma, maior velocidade no cálculo da sinal de saída do PSS é obtida .

Nas figuras 16, 17 e 18 é mostrada a compensação da tensão pelo sinal de saída do PSS , quando a perturbação é abertura de uma linha de transmissão ( $X_e = 0,3$  pu passando para  $X_e = 0,6$  pu ) que, como pode ser observado, para o tempo de amostragem de 160ms a compensação é feita mais satisfatoriamente do que para os outros tempos de amostragem.

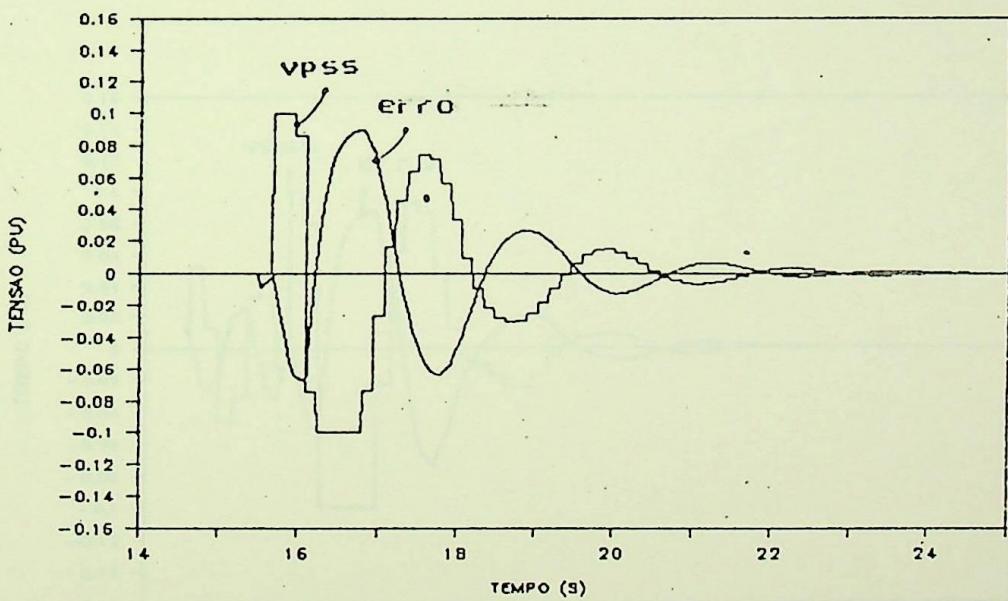


Figura 16 – Compensação para um tempo de amostragem de 140ms.

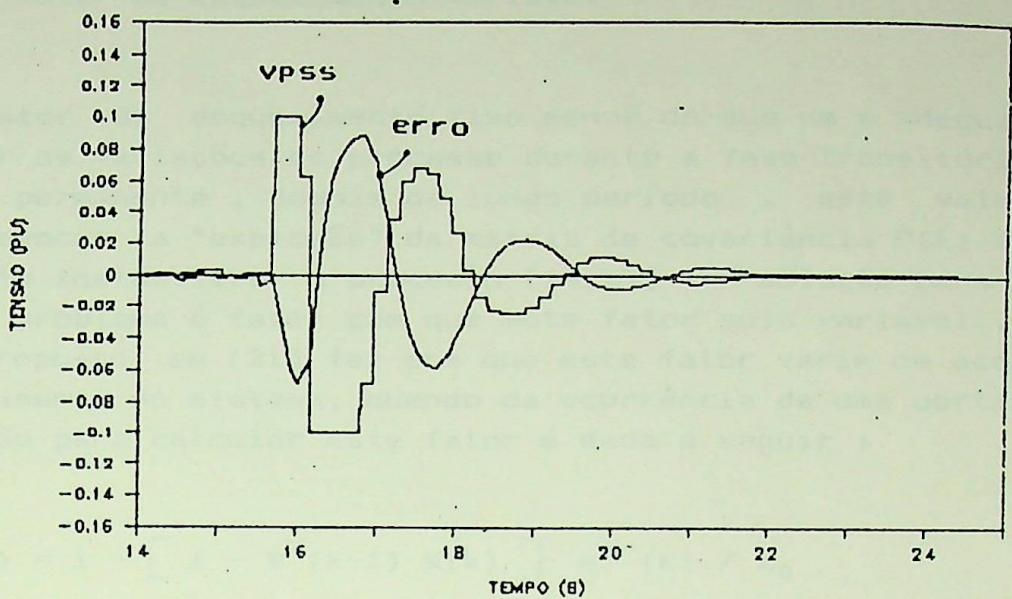


Figura 17 – Compensação para um tempo de amostragem de 160ms.

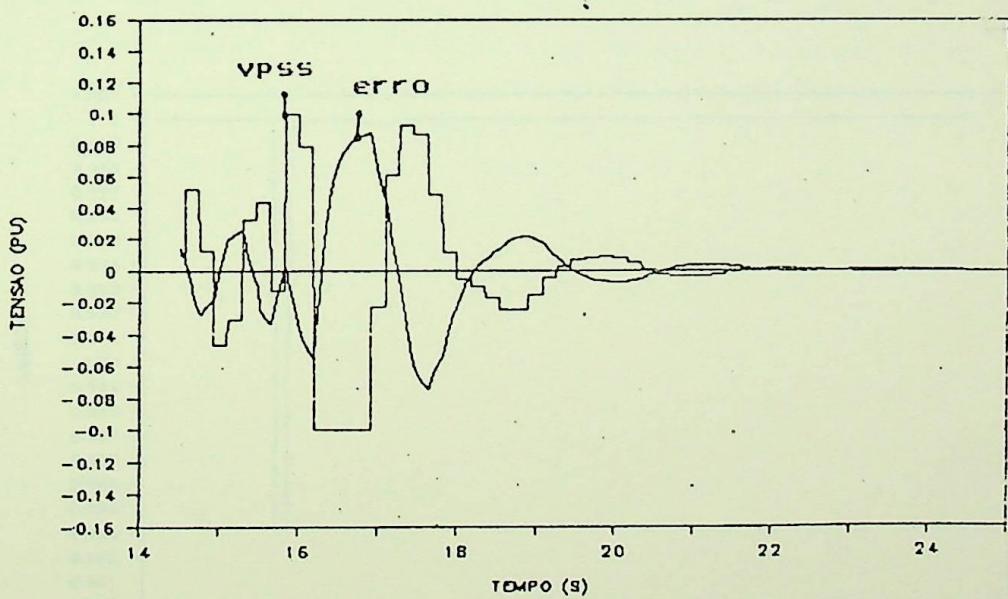


Figura 18 – Compensação para um tempo de amostragem de 180ms.

#### 4.2.1.2 - Fator de Esquecimento Variável

Um fator de esquecimento fixo menor do que um é adequado para acompanhar as variações do processo durante a fase transitória. Em regime permanente, depois de longo período, este valor poderá provocar a "explosão" da matriz de covariância  $P(k)$  e consequentemente instabilizar o processo [14,19]. A solução para eliminar este problema é fazer com que este fator seja variável. Um algoritmo proposto em [21] faz com que este fator varie de acordo com o comportamento do sistema, quando da ocorrência de uma perturbação. A expressão para calcular este fator é dada a seguir :

$$\lambda(k) = 1 - \left[ 1 - \Phi^T(k-1) K(k) \right] e^2(k) / \Sigma_0 \quad (140)$$

onde :

$$K(k) = \frac{P(k-1) \Phi(k-1)}{\lambda(k-1) + \Phi^T(k-1) P(k-1) \Phi(k-1)} \quad (141)$$

e o erro é calculado por :  $e(k) = Y(k) - \hat{Y}(k)$  (142)

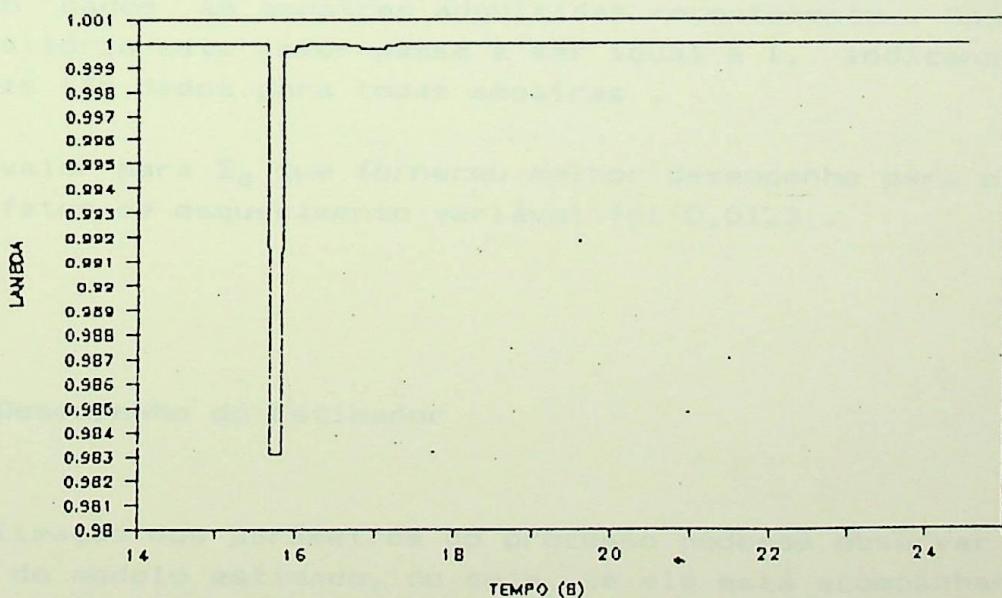


Figura 19 - Resposta ao degrau de - 15 % na tensão de referência  $V_t = 1,05$  pu  $X_e = 0,4$  pu. Variação do fator de esquecimento.

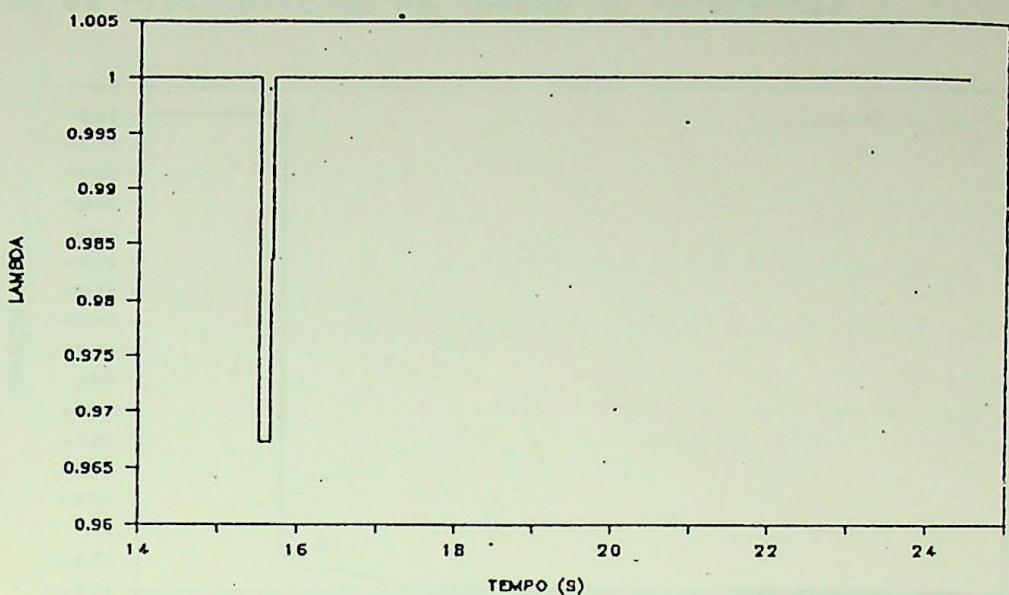


Figura 20 - Resposta à abertura de linha de transmissão  $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu e  $V_t = 1,0$  pu. Variação do fator de esquecimento.

Como pode ser observado, durante o período onde há maior variação no sistema, este fator diminui de valor, indicando que pesos maiores são dados às amostras adquiridas recentemente. Após o período transitório este valor passa a ser igual a 1, indicando, que pesos iguais são dados para todas amostras.

E um valor para  $\Sigma_0$  que forneceu melhor desempenho para o estimador com fator de esquecimento variável foi 0,0125.

#### 4.2.1.3 - Desempenho do Estimador

Na estimação dos parâmetros do processo podemos observar o comportamento do modelo estimado, ou seja, se ele está acompanhando bem as variações do sistema e como os parâmetros do modelo estimado estão variando ao longo do tempo. Foram analisadas duas situações, uma quando um degrau de - 15% é aplicado na tensão de referência e a outra quando uma linha de transmissão é aberta.

- Degrau de -15% aplicado na tensão de referência

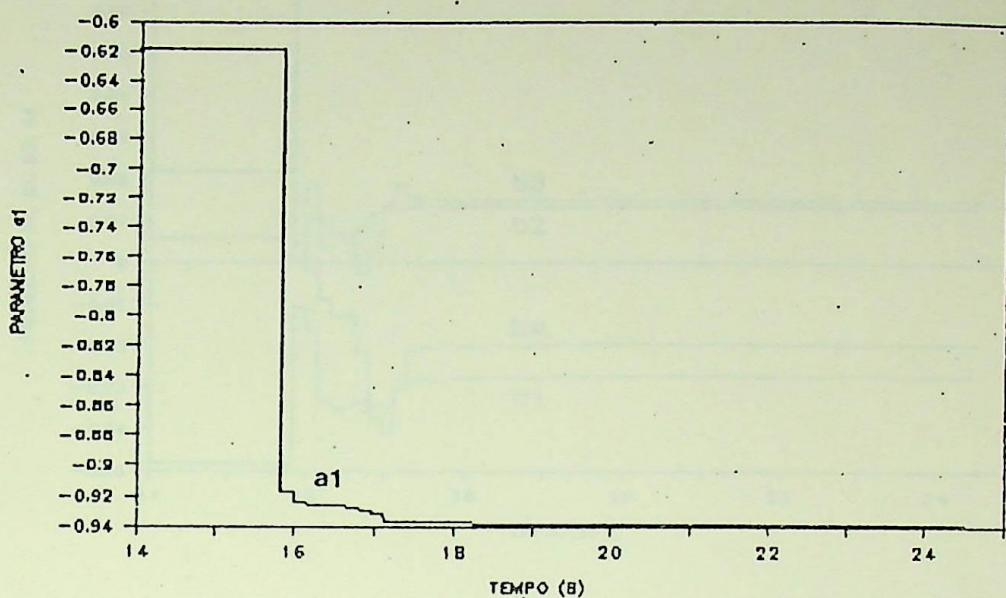


Figura 21 - Resposta ao degrau de -15 % na tensão de referência  $V_{ref}$  com  $V_t = 1,05$  pu e  $X_e = 0,4$  pu. Comportamento do parâmetro  $a_1$ .

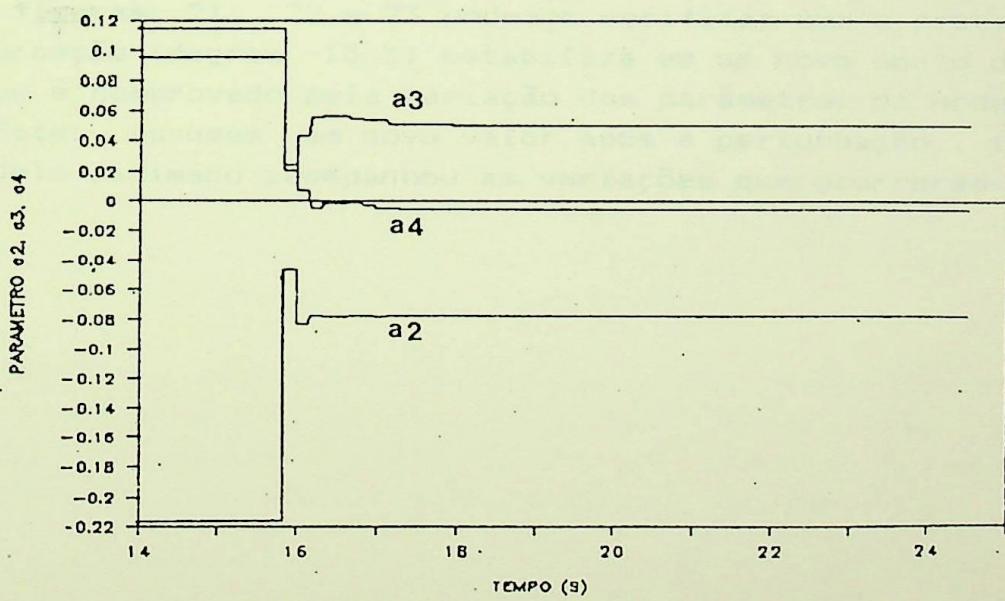


Figura 22 - Resposta ao degrau de -15 % na tensão de referência  $V_{ref}$  com  $V_t = 1,05$  pu e  $X_e = 0,4$  pu. Comportamento dos parâmetros  $a_2$ ,  $a_3$  e  $a_4$ .

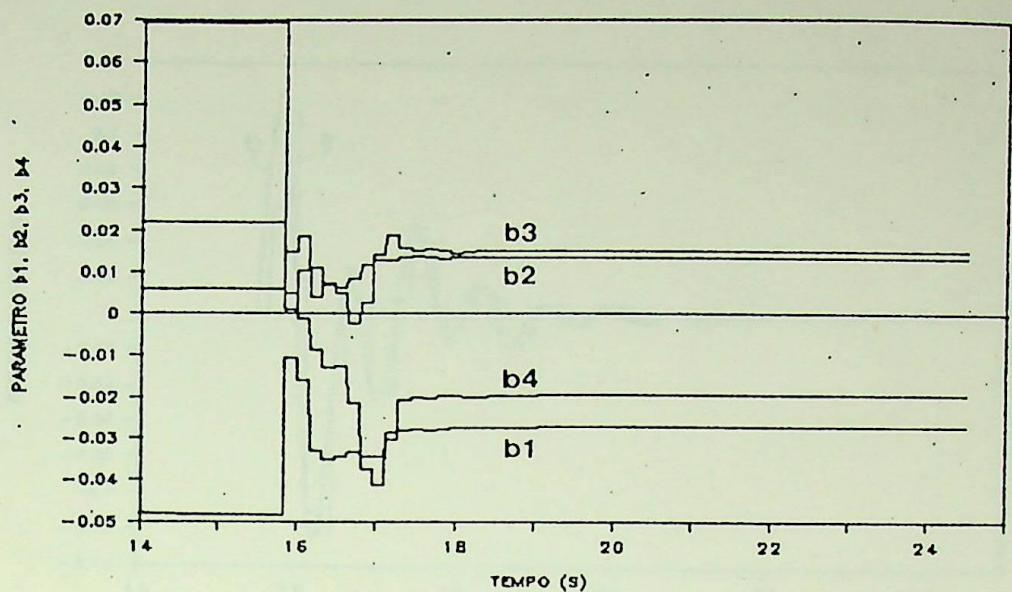


Figura 23 - Resposta ao degrau de 15 % na tensão de referência  $V_{ref}$  com  $V_t = 1,05$  pu e  $X_e = 0,4$  pu . Comportamento dos parâmetros  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$  e  $b_4$  .

Nas figuras 21, 22 e 23 podemos verificar que o processo após uma perturbação (degrau -15 %) estabiliza em um novo ponto de operação. O que é comprovado pela variação dos parâmetros do modelo estimado. Estes assumem um novo valor após a perturbação , indicando que o modelo estimado acompanhou as variações que ocorreram no processo.

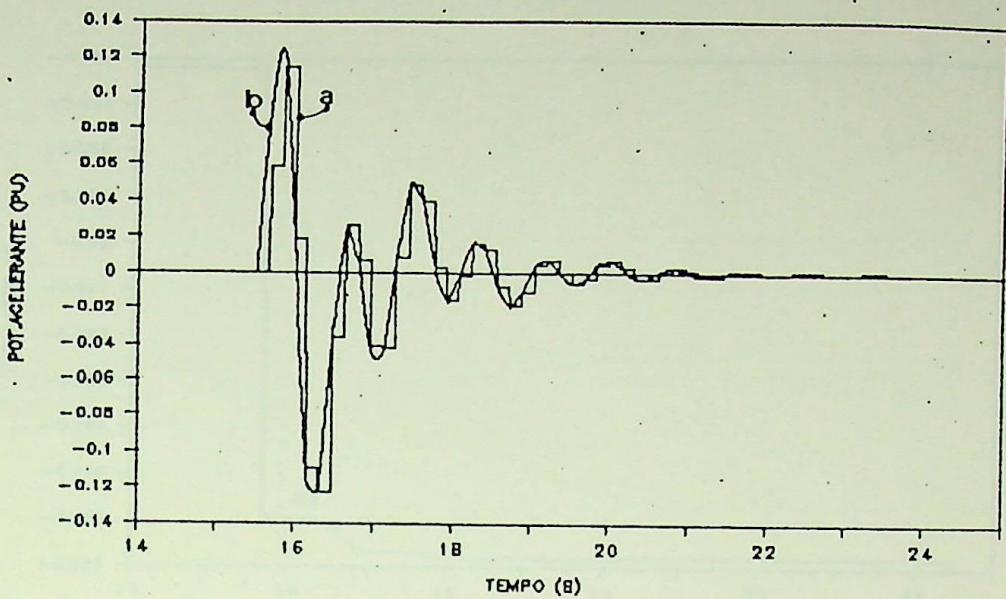


Figura 24 - Estimação da saída do processo para um degrau de - 15 % na tensão de referência  $V_{ref}$ . Curva (a) : saída do modelo estimado e curva (b) : saída do processo contínuo .

Como pode ser observado na figura 24 o estimador acompanha bem as variações da saída do processo, porém , existe um pequeno atraso inicial da ação do controle , provocado pelo próprio algoritmo , mas que não prejudica o desempenho do controlador .

Nas figuras a seguir, são mostradas as variações dos parâmetros do modelo estimado e a identificação da saída do processo , para uma variação na reatância do sistema, quando uma linha de transmissão é aberta , ou seja , uma perturbação externa à máquina .

- Variação da reatância do sistema

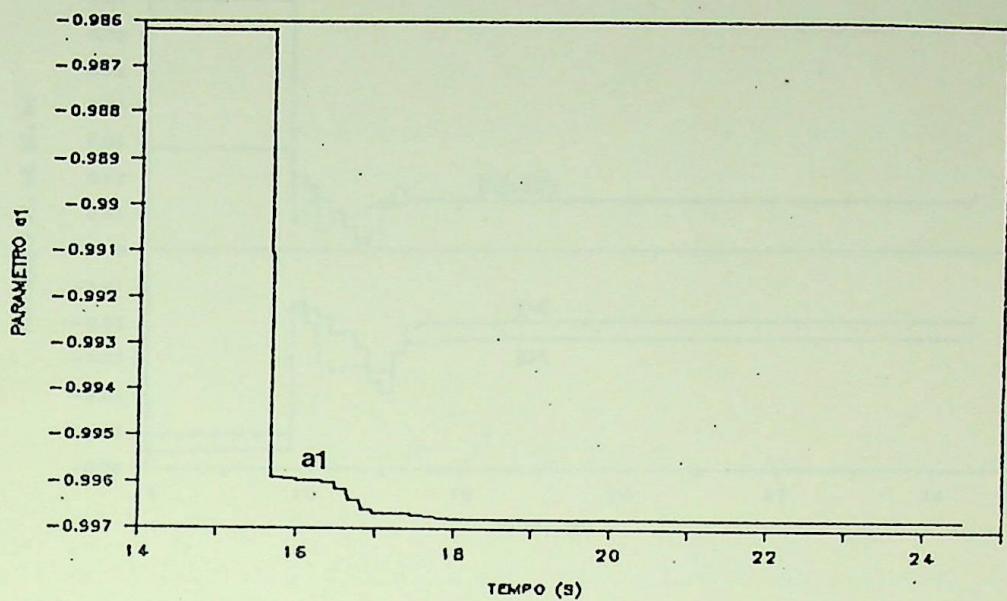


Figura 25 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,3$  pu passando para  $X_e = 0,6$  pu e  $V_t = 1,0$  pu . Variação do parâmetro  $a_1$ .

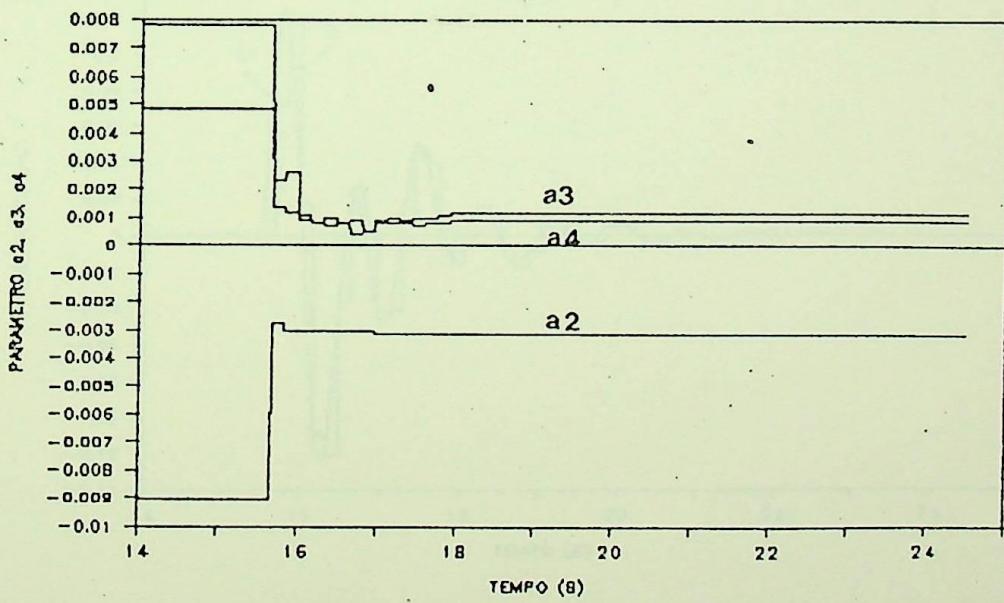


Figura 26 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,3$  pu passando para  $X_e = 0,6$  pu e  $V_t = 1,0$  pu . Variação dos parâmetros  $a_2$ ,  $a_3$  e  $a_4$  .

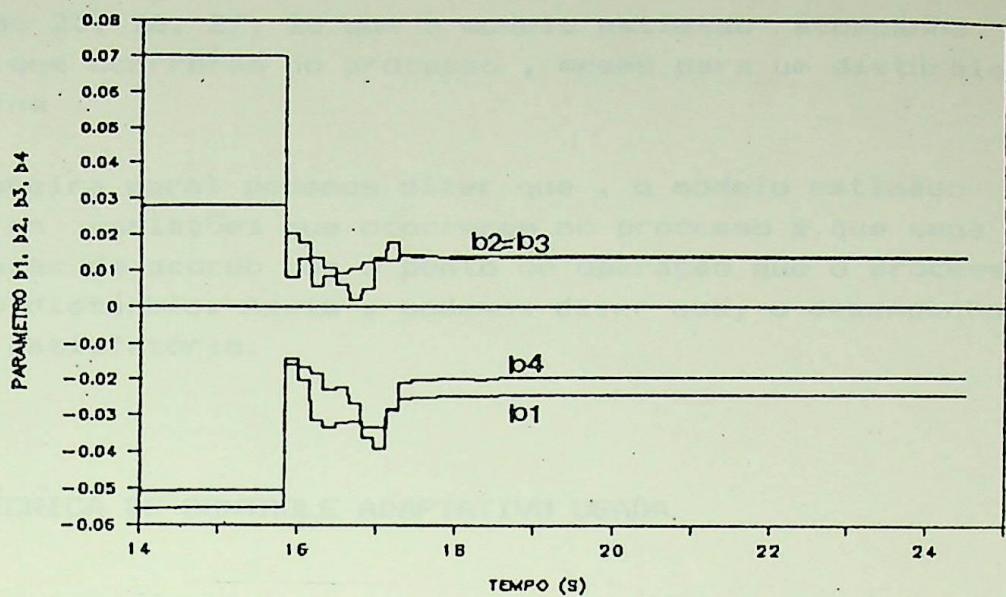


Figura 27 – Resposta à abertura de uma linha de transmissão  
 $X_e = 0,3 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,6 \text{ pu}$  e  $V_t = 1,0 \text{ pu}$ . Variação dos parâmetros  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$  e  $b_4$ .

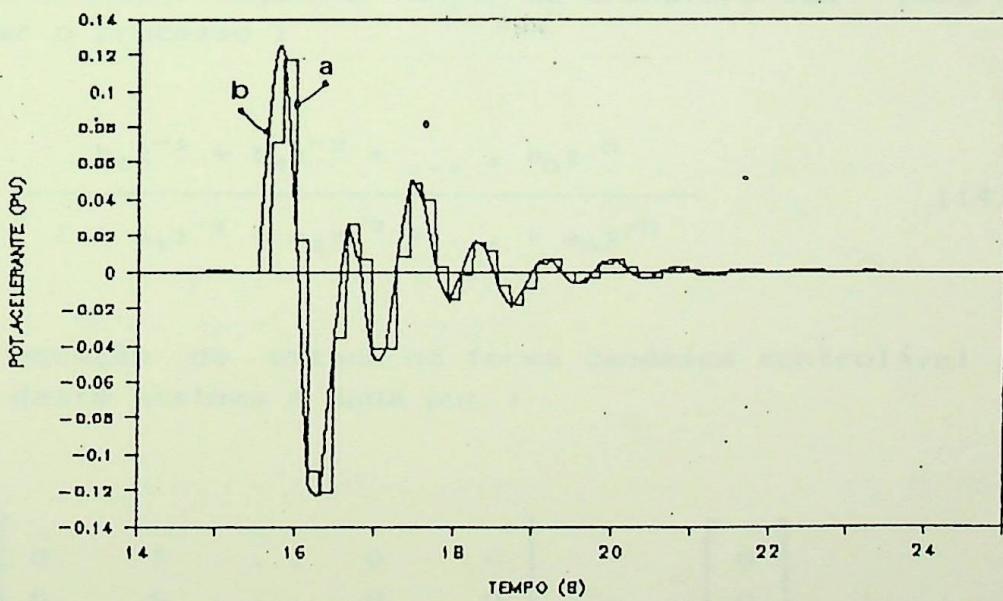


Figura 28 – Resposta à abertura de uma linha de transmissão  
 $X_e = 0,3 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,6 \text{ pu}$  e  $V_t = 1,0 \text{ pu}$ . Curva (a): saída do modelo estimado, curva (b) : saída do processo contínuo .

Da mesma forma que foi dita anteriormente, pode ser observado nas figuras 25, 26, 27, 28 que o modelo estimado acompanha bem as variações que ocorreram no processo, mesmo para um distúrbio externo à máquina.

De maneira geral podemos dizer que, o modelo estimado acompanhou bem as variações que ocorreram no processo e que seus parâmetros variaram de acordo com o ponto de operação que o processo atingiu após o distúrbio. Assim, podemos dizer que, o desempenho do estimador é satisfatório.

#### 4.2.2 - TÉCNICA DE CONTROLE ADAPTATIVO USADA

A técnica proposta é baseada no controlador de estado com a estratégia de "deslocamento radial de polos" (pole - shifting) [13,14,15,16,24].

Da função de transferência do modelo estimado podemos obter diretamente as equações de estado na forma canônica controlável como mostrado no capítulo III e referência [13].

Considerando a seguinte função de transferência para representar o processo :

$$G(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (142)$$

Cuja equação de estado na forma canônica controlável, representativa deste sistema é dada por :

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (143)$$

e a realimentação de estado por:

$$U(k) = [-kc_n \ -kc_{n-1} \ \dots \ -kc_2 \ -kc_1] X(k) \quad (144)$$

Substituindo 144 em 143 obtemos a formulação desejada

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 1 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 1 \\ -a_n - kc_n & -a_{n-1} - kc_{n-1} & \dots & -a_2 - kc_2 & -a_1 - kc_1 \end{bmatrix} X(k) \quad (145)$$

Donde a equação característica é dada por:

$$\text{Det}[zI - A + BK] = (a_n + kc_n) + \dots + (a_2 + kc_2) z^{n-1} + (a_1 + kc_1) z^n = 0 \quad (146)$$

Inicialmente utilizando a técnica de " posicionamento de polos" (pole assignement), na qual para se fazer o deslocamento dos polos define-se uma equação característica , no caso  $T(z^{-1})$  que indicará o local onde os polos deverão ser alocados, após uma perturbação, obteremos a seguinte expressão :

$$(a_n + kc_n) + \dots + (a_2 + kc_2) z^{n-1} + (a_1 + kc_1) z^n = t_n + \dots + t_2 z^{n-1} + t_1 z^n \quad (147)$$

A partir da expressão 147, igualando os coeficientes das potências de  $z$  , obteremos os valores dos coeficientes da realimentação de estado .

$$kc_1 = t_1 - a_1$$

$$kc_2 = t_2 - a_2$$

$$kc_n = t_n - a_n$$

e a saída do controle será:

$$U(k) = [-kc_n \ -kc_{n-1} \ \dots \ -kc_2 \ -kc_1] \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ \vdots \\ X_n(k) \end{bmatrix} \quad (149)$$

mas

$$X_1(k) = Y(k-n)$$

$$X_2(k) = Y(k-n-1)$$

$$X_n(k) = Y(k-1)$$

podemos, então, escrever:

$$U(k) = [-kc_n \ -kc_{n-1} \ \dots \ -kc_2 \ -kc_1] \begin{bmatrix} Y(k-n) \\ Y(k-n-1) \\ \vdots \\ Y(k-1) \end{bmatrix} \quad (151)$$

Uma variação deste controlador foi proposta nas referências [15,16]. Ao invés de usar uma equação característica, para definir o local onde deverão ser alocados os polos do processo, usar a estratégia denominada de deslocamento radial de polos (pole-shifting), para cálculo dos parâmetros  $kci$ . O algoritmo de tal estratégia é descrito a seguir.

Dada a equação característica do sistema , que utiliza as rea-  
limentações de estado :

$$A(z^{-1}) = z^n + (a_1 + kc_1) z^{n-1} + \dots + (a_n + kc_n) = 0 \quad (152)$$

É possível aplicar a técnica de " pole - shifting ", onde os polos à malha aberta são deslocados radialmente em direção à origem do círculo unitário . Então , a equação característica  $T(z^{-1})$  é modificada para :

$$T(\alpha_f z^{-1}) = A(\alpha_f z^{-1}) = z^n + \alpha_f a_1 z^{n-1} + \alpha_f^2 a_2 z^{n-2} + \dots + \alpha_f^n a_n = 0 \quad (153)$$

Onde  $\alpha_f$  é o fator de deslocamento, cuja função é modificar a equação característica  $T(\alpha_f z^{-1})$  em cada intervalo de amostragem. Deslocando os polos do processo para uma região próxima da origem do círculo unitário [16] .

Como esta técnica é basicamente a de posicionamento de polos (pole assignment ) [15] podemos escrever :

$$A(z^{-1}) = T(\alpha_f z^{-1}) \quad (154)$$

Substituindo pelas respectivas expressões teremos :

$$z^n + (a_1 + kc_1) z^{n-1} + \dots + (a_n + kc_n) = z^n + \alpha_f a_1 z^{n-1} + \dots + \alpha_f^n a_n \quad (155)$$

E igualando as potências de  $z$ , a nova expressão para cálculo dos parâmetros  $k_i$  será:

$$kc_1 = a_1 (\alpha_f - 1)$$

$$kc_2 = a_1 (\alpha_f^2 - 1) \quad (156)$$

$$kc_n = a_n (\alpha_f^n - 1)$$

e saída do controle é obtida por :

$$U(k) = [-kc_n - kc_{n-1} \dots - kc_2 - kc_1] \begin{bmatrix} Y(k-n) \\ Y(k-n-1) \\ \vdots \\ Y(k-1) \end{bmatrix} \quad (157)$$

De acordo com as referências [15,16], quando  $\alpha_f$  atinge valores próximos a 1,0, os elementos  $k_i$  serão pequenos e próximos a zero, um controlador estável é alcançado. Na situação que se tem um sistema estável identificado, calculando-se os coeficientes do polinômio  $T(\alpha_f z^{-1})$  de forma contínua, resultará sempre num controlador estável, como é o caso da técnica aplicada a este controle adaptativo.

São mostradas a seguir as simulações que foram feitas para analisar o efeito deste controlador, quando aplicado a uma máquina síncrona.

#### 4.2.2.1 - Efeito do Fator de Deslocamento

Um fator de deslocamento fixo será usado. Para definir um valor, que dê o melhor desempenho para o controlador, processou-se vários casos para verificar o efeito deste fator no sistema analisado, quando este é submetido à pequenas e grandes perturbações.

Resposta do sistema para um degrau de 2% na tensão de referência (pequena perturbação) e para abertura de uma linha de transmissão (grande perturbação) com  $\alpha_f = 0,0$ ,  $\alpha_f = 0,3$ ,  $\alpha_f = 0,4$ ,  $\alpha_f = 0,5$ ,  $\alpha_f = 0,8$  e  $\alpha_f = 1,0$ , são mostradas a seguir.

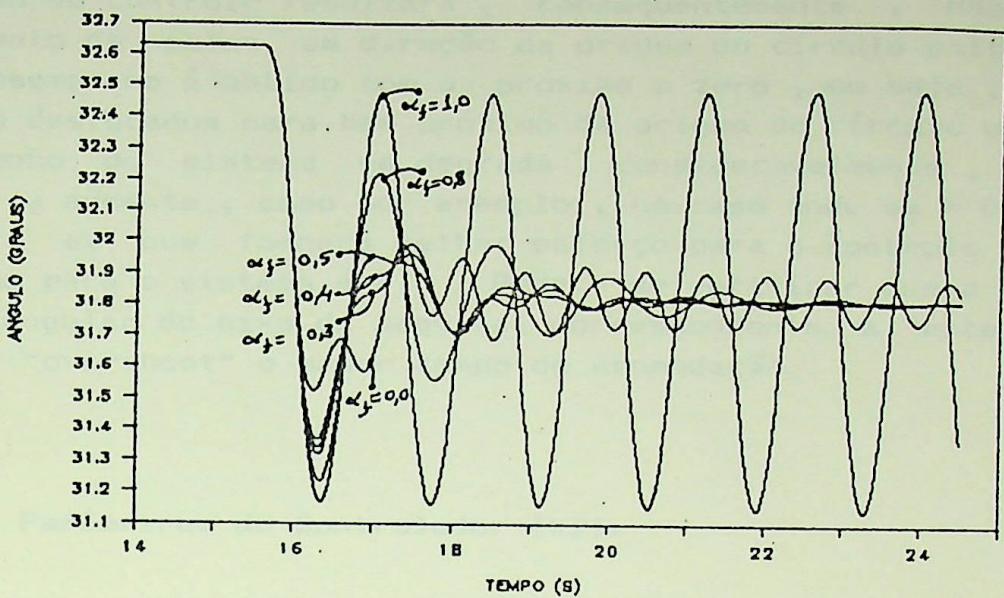


Figura 29 - Resposta do sistema a um degrau de 2 % na tensão de referência com  $\alpha_f$  constante,  $V_t = 1,0$  pu e  $X_e = 0,4$  pu.

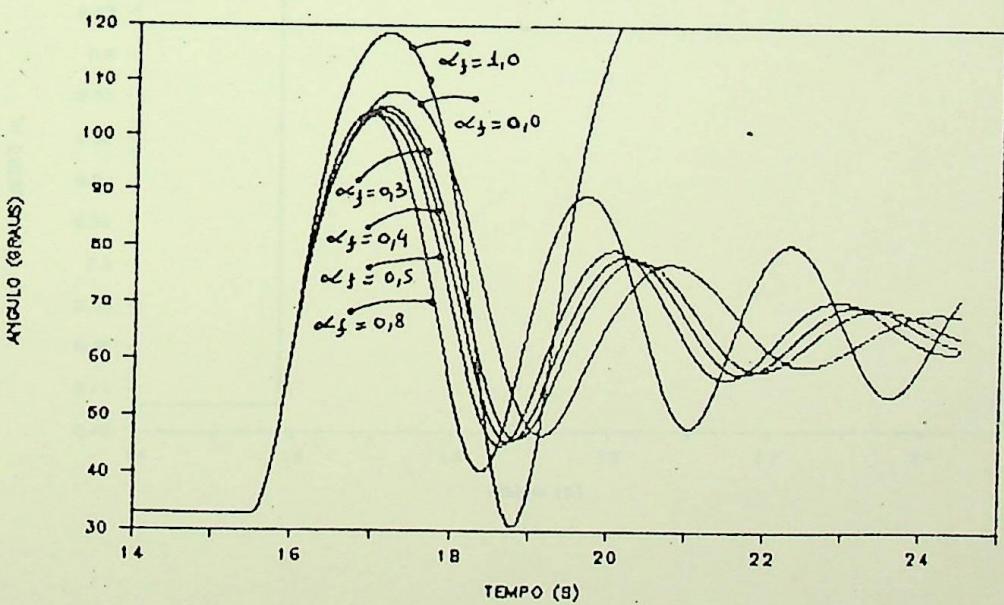


Figura 30 - Resposta do sistema a abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu,  $V_t = 1,0$  pu e  $\alpha_f$  constante.

Pode ser verificado nas figuras 30 e 31 que , para  $\alpha_f = 1,0$  nenhuma ação do controle resultará , consequentemente , não haverá deslocamento de polos em direção da origem do círculo unitário . O melhor desempenho é obtido com  $\alpha_f$  próximo a zero , ou seja , os polos foram deslocados para bem próximo da origem do círculo unitário. O desempenho do sistema se degrada , consideravelmente , quando o valor de  $\alpha_f$  aumenta , como por exemplo , no caso onde  $\alpha_f = 0,8$  . Um valor para  $\alpha_f$  que forneça melhor esforço para o controle e melhor desempenho para o sistema é 0,3 . Pode - se verificar que a curva de variação angular do eixo da máquina, correspondente a este valor, tem menor "overshoot" e menor tempo de acomodação .

#### 4.2.2.2 - Parâmetros do Controlador ( $k_i$ ).

Nas figuras 31, 32, 33 e 34 são mostradas as curvas das variações dos parâmetros do controlador .

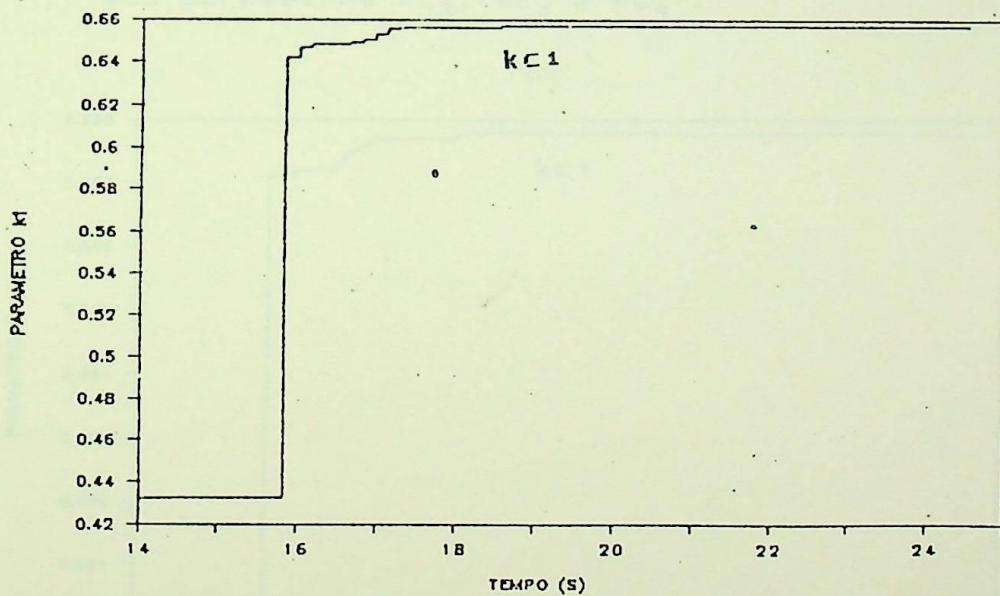


Figura 31 - Resposta ao degrau de - 15 % na tensão de referência ,  $V_t = 1,05$  pu e  $X_e = 0,4$  pu. Variação do parâmetro  $k_{c_1}$  .

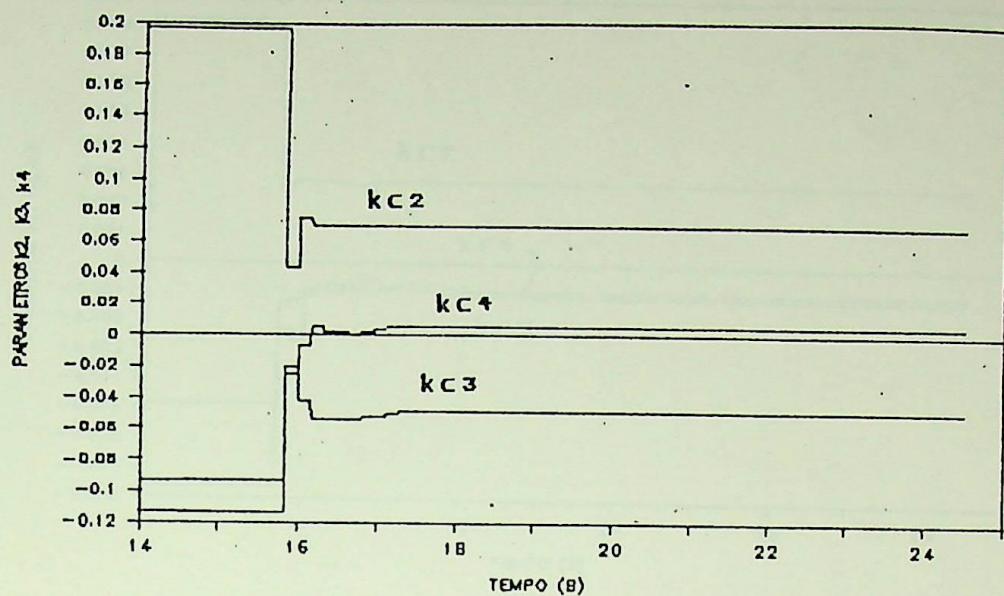


Figura 32 - Resposta ao degrau de  $-15\%$  na tensão de referência,  $V_t = 1,05$  pu e  $X_e = 0,4$  pu. Variação dos parâmetros  $kc_2$ ,  $kc_3$  e  $kc_4$ .

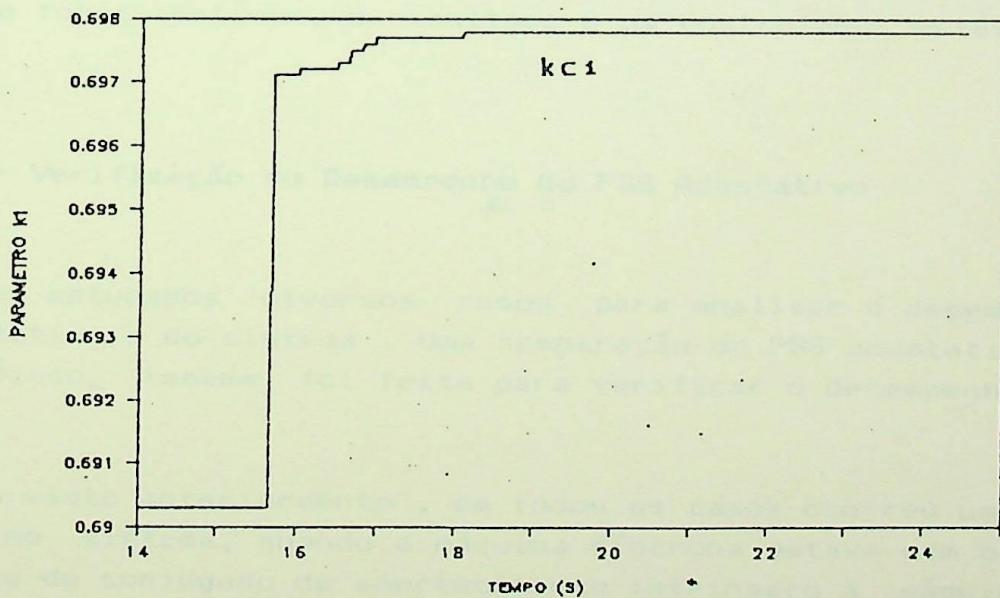


Figura 33 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,3$  pu passando para  $X_e = 0,6$  pu e  $V_t = 1,0$  pu. Variação do parâmetro  $kc_1$ .

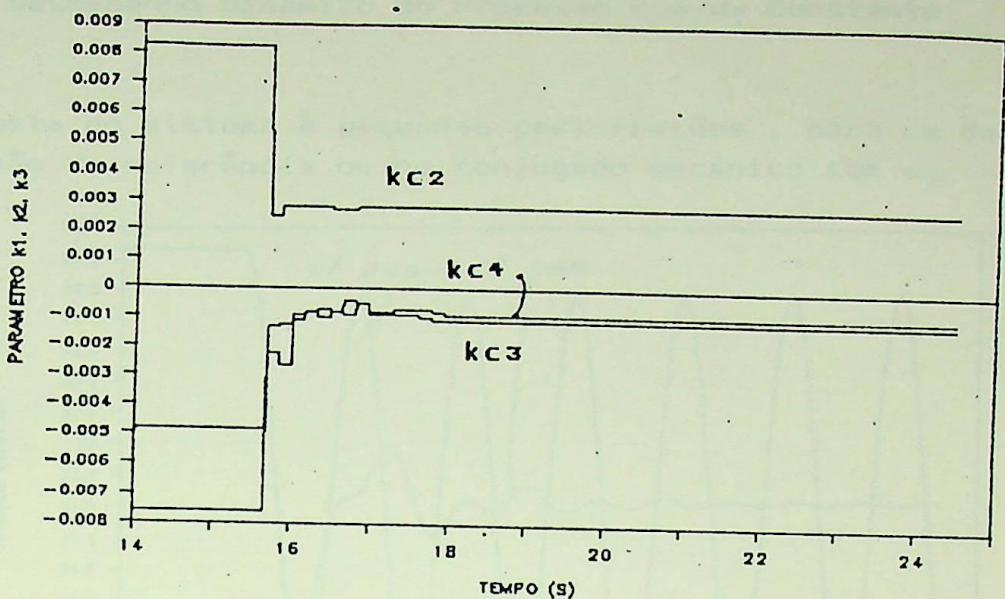


Figura 34 – Resposta a abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,3$  pu para  $X_e = 0,6$  pu e  $V_t = 1,0$  pu . Variação dos parâmetros  $k_{c_2}$  ,  $k_{c_3}$  ,  $k_{c_4}$  .

Como pode ser verificado os parâmetros  $k_{c_1}$ ,  $k_{c_2}$ ,  $k_{c_3}$  e  $k_{c_4}$  tendem a diminuir de valor e como o polinômio  $T(\alpha_f z^{-1})$  está sendo calculado de forma contínua, o resultado é um controlador estável.

#### 4.2.2.3 – Verificação do Desempenho do PSS Adaptativo

Foram estudados diversos casos para analisar o desempenho do PSS adaptativo e do sistema . Uma comparação do PSS adaptativo com o PSS analógico, também foi feita para verificar o desempenho de ambos.

Como visto anteriormente , em todos os casos ocorreu uma instabilidade no sistema, quando a máquina síncrona estava sem o PSS, a componente de conjugado de amortecimento intrínseco à máquina, não foi suficiente para amortecer as oscilações que ocorreram no sistema. Portanto , com a introdução do PSS adaptativo o desempenho do sistema deverá ser melhorado . A seguir é mostrado o efeito deste controlador no sistema estudado .

#### 4.2.2.4 - Desempenho Dinâmico do Processo com $\alpha_f$ Constante

Resposta do sistema à pequenas perturbações , para um degrau de 2% na tensão de referência ou no conjugado mecânico com  $\alpha_f = 0,3$  .

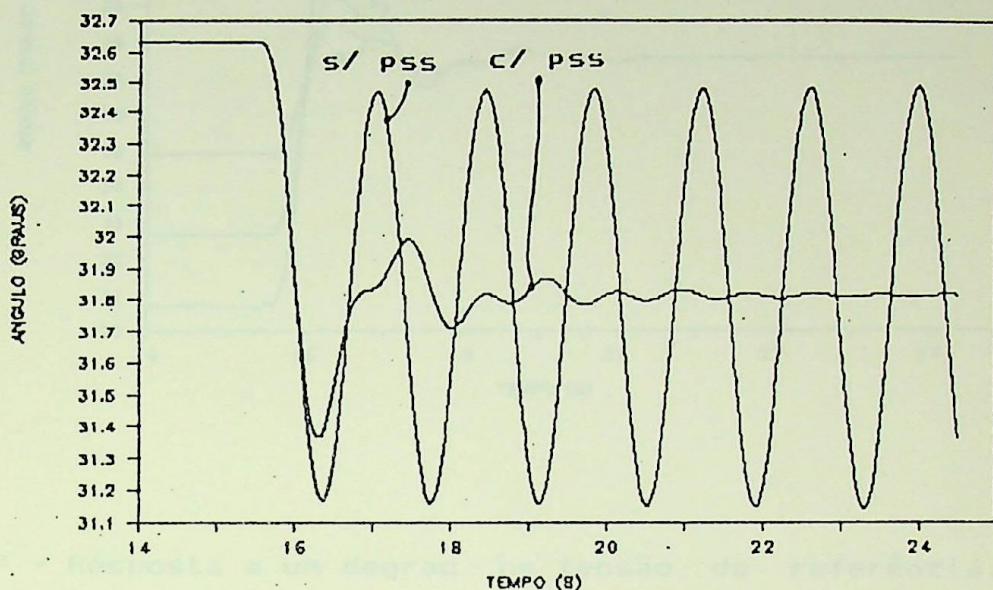


Figura 35 - Resposta ao degrau de 2% na tensão de referência com  $\alpha_f = 0,3$  ,  $V_t = 1.0$  pu e  $X_e = 0,4$  pu. Curva (a) - máquina com PSS adaptativo e curva (b) - máquina sem PSS.

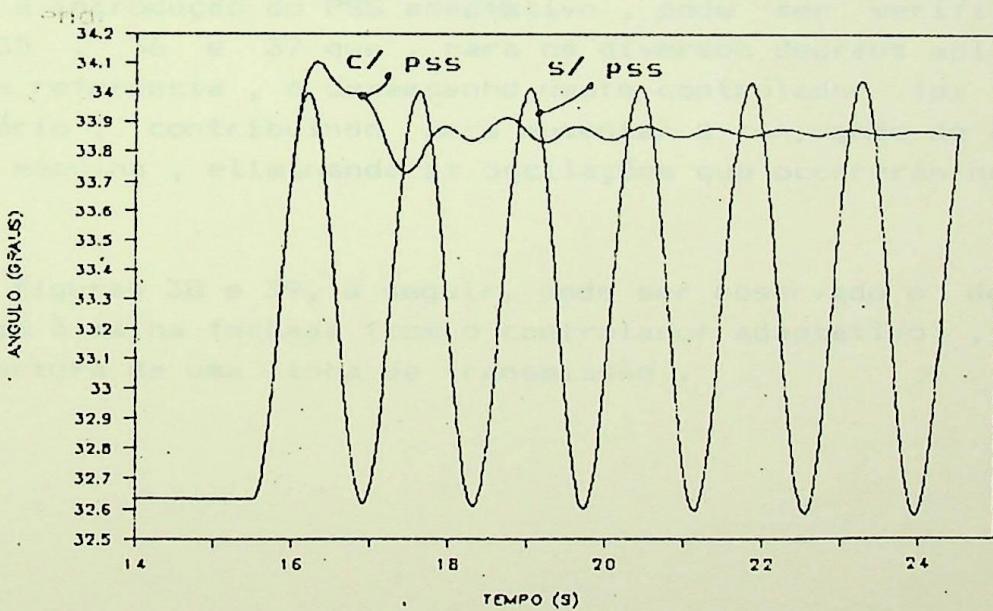


Figura 36 - Resposta ao degrau de 2% no conjugado mecânico com  $\alpha_f = 0,3$   $V_t = 1,0$  pu e  $X_e = 0,4$  pu. Curva (a) - máquina com PSS adaptativo e curva (b) máquina sem PSS.

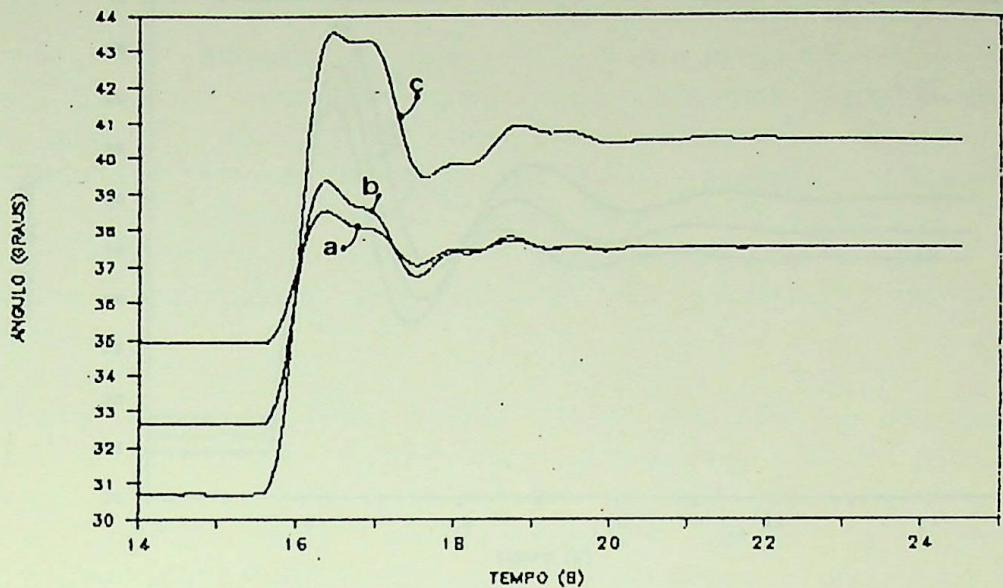


Figura 37 - Resposta a um degrau na tensão de referência.  
 Curva(a):  $V_t = 0,95 \text{ pu}$ , degrau de - 5 % , curva  
 (b):  $V_t = 1,00 \text{ pu}$ , degrau de - 10 % e curva (c):  
 $V_t = 1,05 \text{ pu}$ , degrau de - 15 % com  $X_e = 0,4 \text{ pu}$ .

Com a introdução do PSS adaptativo, pode ser verificado nas figuras 35, 36 e 37 que, para os diversos degraus aplicados na tensão de referência, o desempenho deste controlador foi bastante satisfatório, contribuindo para aumentar o conjugado de amortecimento da máquina, eliminando as oscilações que ocorreram no sistema.

Nas figuras 38 e 39, a seguir, pode ser observado o desempenho do sistema à malha fechada (com o controlador adaptativo), quando é feita abertura de uma linha de transmissão.

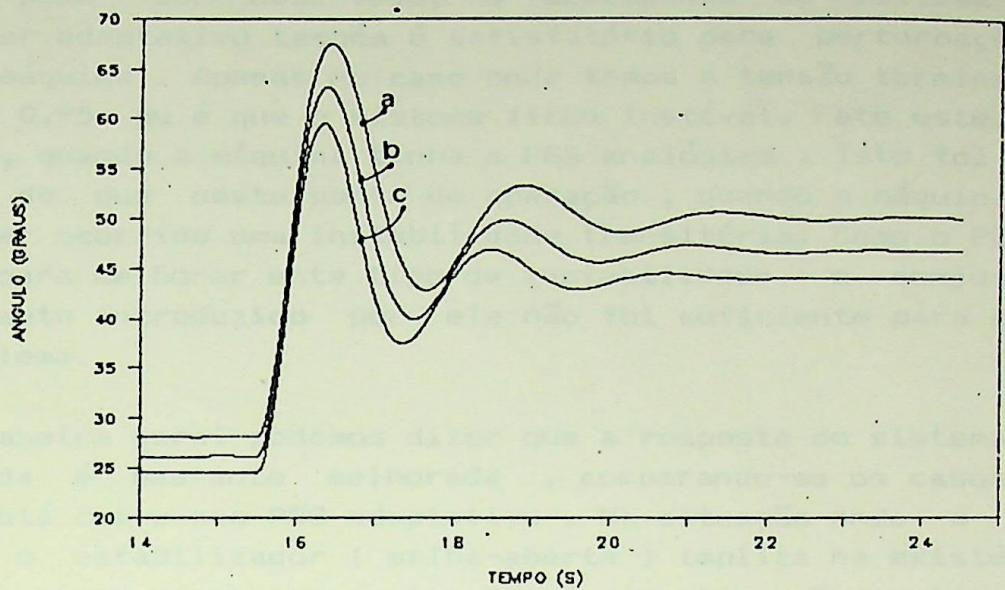


Figura 38 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  
 $X_e = 0,3 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,6 \text{ pu}$ . Curva (a):  $V_t = 0,95 \text{ pu}$ , Curva (b):  $V_t = 1,0 \text{ pu}$ , Curva (c):  $V_t = 1,05 \text{ pu}$ .

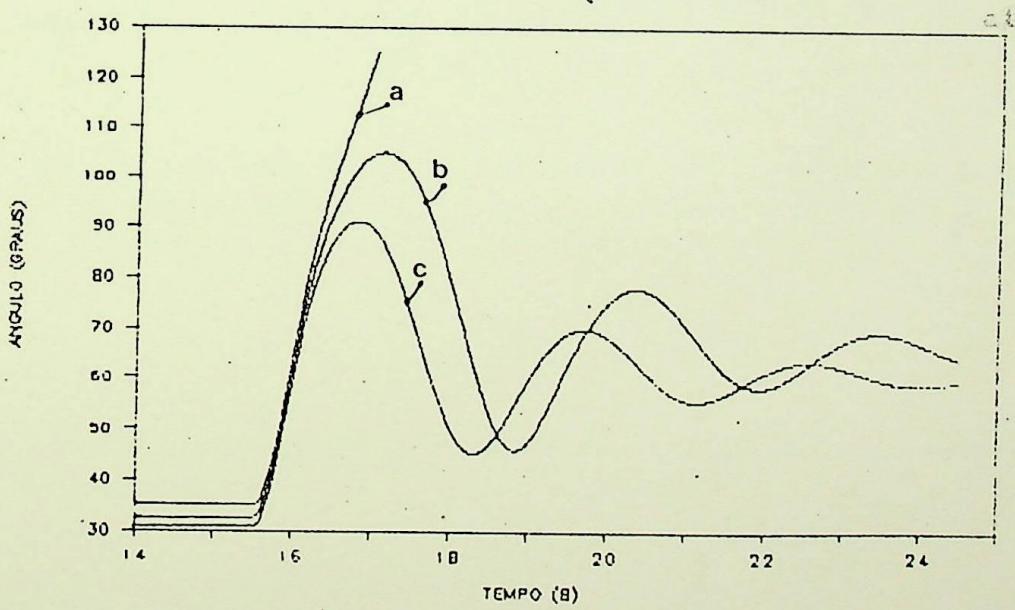


Figura 39 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  
 $X_e = 0,4 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,8 \text{ pu}$ . Curva (a):  $V_t = 0,95 \text{ pu}$ , Curva (b):  $V_t = 1,0 \text{ pu}$ , Curva (c):  $V_t = 1,05 \text{ pu}$ .

Como pode ser observado, o desempenho do sistema com o controlador adaptativo também é satisfatório para perturbações externas à máquina . Apenas no caso onde temos a tensão terminal com o valor de 0,95 pu é que o sistema ficou instável. Fato este, também observado, quando a máquina tinha o PSS analógico . Isto foi devido ao fato, de que neste ponto de operação , quando a máquina estava sem PSS ter ocorrido uma instabilidade transitória. Como o PSS não é ajustado para melhorar este tipo de instabilidade, o conjugado de amortecimento introduzido por ele não foi suficiente para eliminar este problema.

De maneira geral podemos dizer que a resposta do sistema à malha fechada é bastante melhorada , comparando-se os casos onde o sistema está com e sem PSS adaptativo . Na situação onde a máquina está sem o estabilizador ( malha-aberta ) implica na existência de um par de raízes complexas conjugadas dominantes . Enquanto que, com o estabilizador adaptativo (malha-fechada) o sistema comporta - se como um sistema de segunda ordem bem amortecido com  $\alpha_f = 0,3$ . Isto significa que as raízes à malha-aberta, que podem ser identificadas, se deslocaram mais para o lado esquerdo no plano complexo . Assim, a resposta do sistema à malha fechada é então determinada pelas raízes à malha aberta não dominantes que são mais estáveis [16] .

#### 4.2.2.5 -- Teste de Sensibilidade ao Degrau

Neste caso aplicou-se três degraus na tensão de referência para verificar como a máquina responderia. Na figura 40 pode ser observado o resultado deste teste.

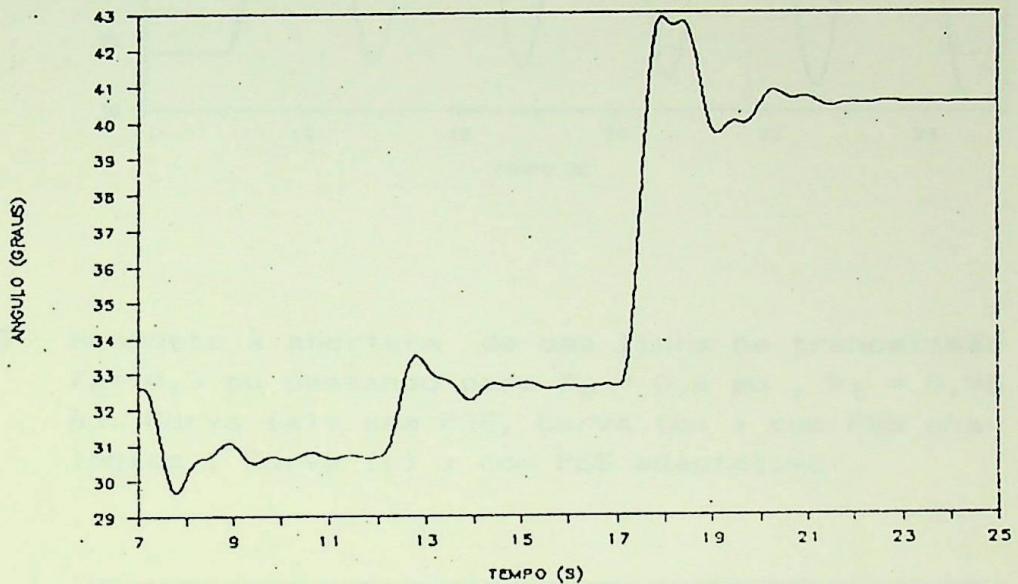


Figura 40 - Resposta aos degraus aplicados na tensão de referência Degrau (a) = + 5 %, Degrau (b) = - 5 %, Degrau (c) = - 15 % com  $X_e = 0,4 \text{ pu}$ .

#### 4.2.2.6 - Identificação da Saída do Modelo Estimado no Teste de Sensibilidade

Na figura 41 podemos observar que a identificação do comportamento do processo também é feita de maneira satisfatória, o que quer dizer que o modelo estimado acompanhou bem as variações que ocorreram no processo.

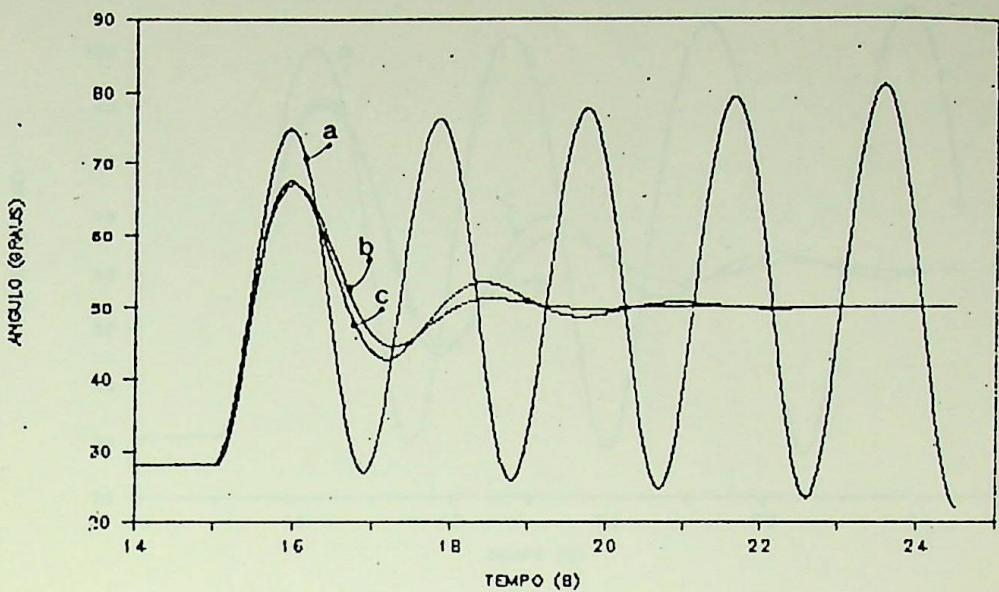


Figura 43 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,3 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,6 \text{ pu}$ ,  $V_t = 0,95 \text{ pu}$ . Curva (a): sem PSS, Curva (b) : com PSS análogo , Curva (c) : com PSS adaptativo .

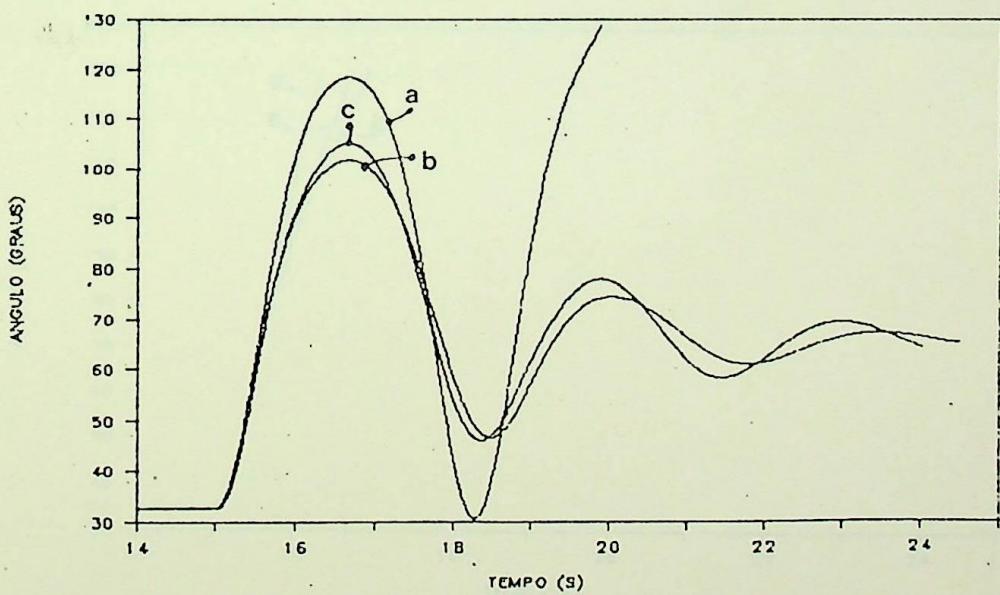


Figura 44 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,4 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,8 \text{ pu}$ ,  $V_t = 1,0 \text{ pu}$ . Curva (a): sem PSS, Curva (b) : com PSS análogo, Cúrva (c) : com PSS adaptativo .

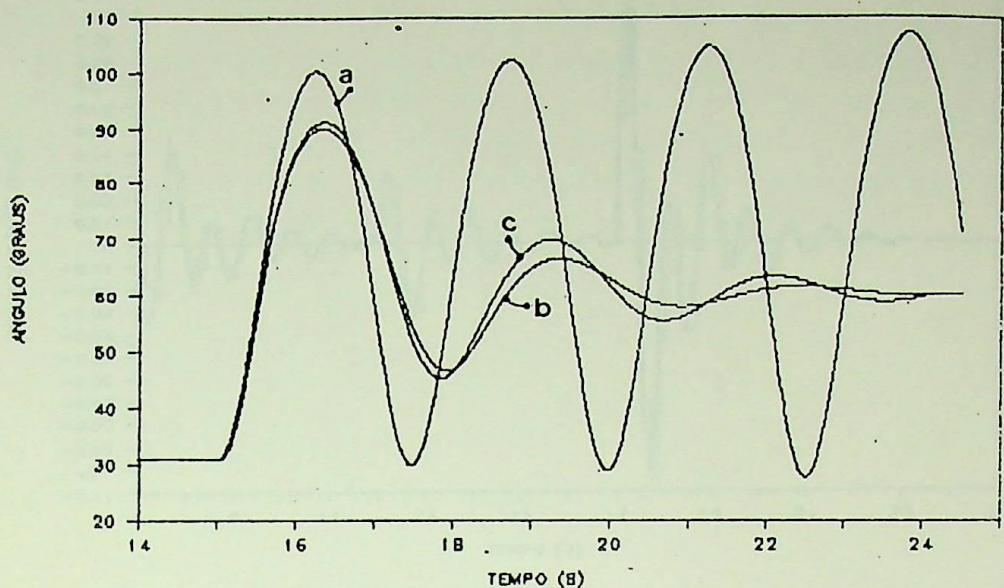


Figura 45 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu,  $V_t = 1,05$  pu. Curva (a): sem PSS, Curva (b): com PSS análogo, Curva (c) : com PSS adaptativo .

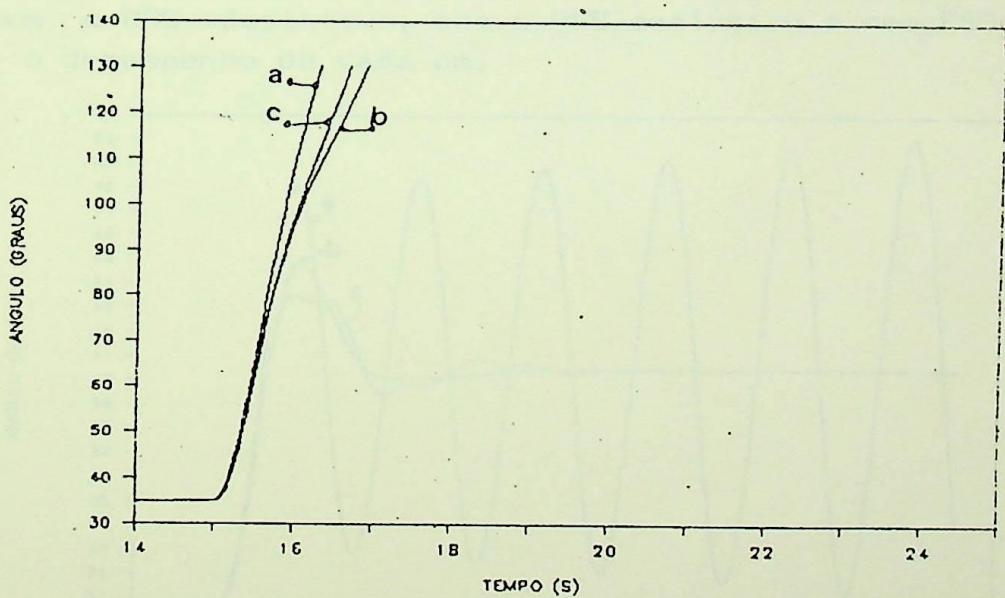


Figura 46 - Resposta à abertura de uma linha de transmissão  $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu,  $V_t = 0,95$  pu. Curva (a): sem PSS, Curva (b): com PSS análogo, Curva (c) : com PSS adaptativo .

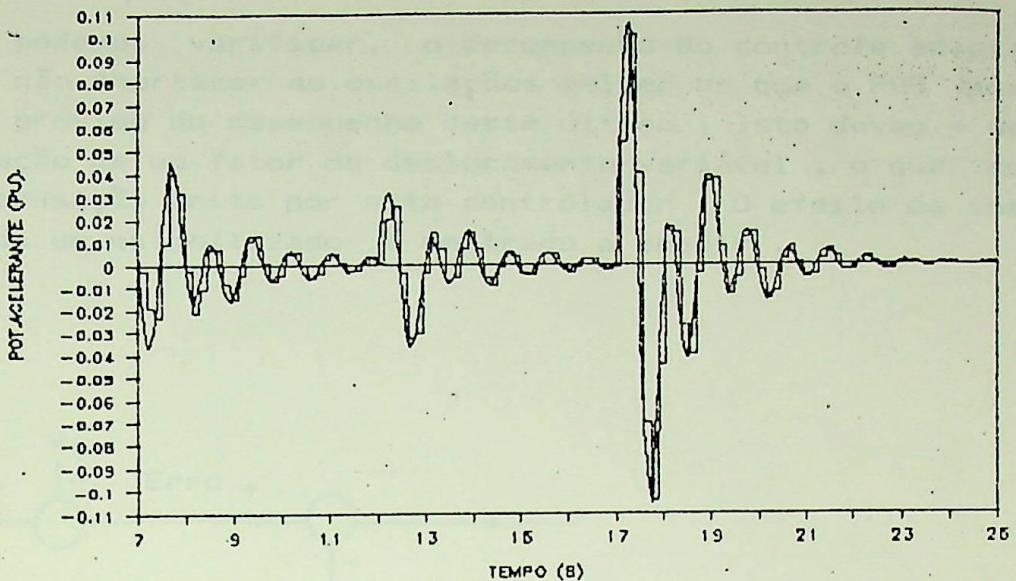


Figura 40 – Identificação do comportamento do processo no teste de sensibilidade .

#### 4.2.2.7 – Comparação com o PSS Analógico

Nas figuras a seguir podemos observar o comportamento da máquina com o PSS adaptativo, com o PSS analógico e sem PSS para se verificar o desempenho de cada um.

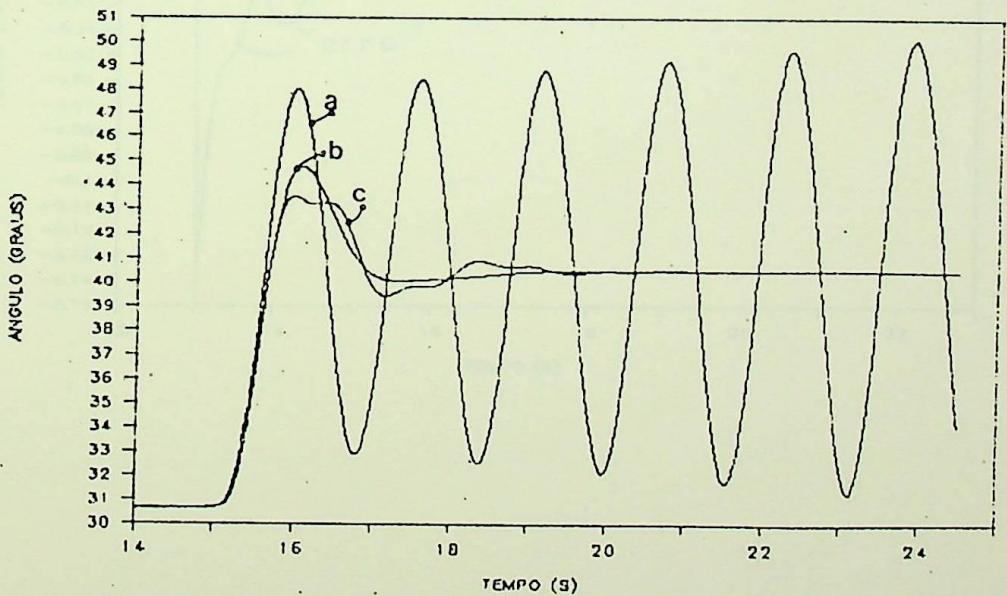


Figura 42 – Resposta ao Degrau de - 15 % ,  $V_t = 1,05$  pu e  $X_e = 0.4$  pu Curva (a) : sem PSS , Curva (b): com PSS analógico , Curva (c) : com PSS adaptativo .

Como podemos verificar, o desempenho do controle adaptativo , apesar de não amortecer as oscilações melhor do que o PSS analógico está bem próximo do desempenho deste último . Isto deveu - se a não representação de um fator de deslocamento variável , o que melhoraria a compensação feita por este controlador . O efeito da compensação de cada um estabilizador é mostrado a seguir .

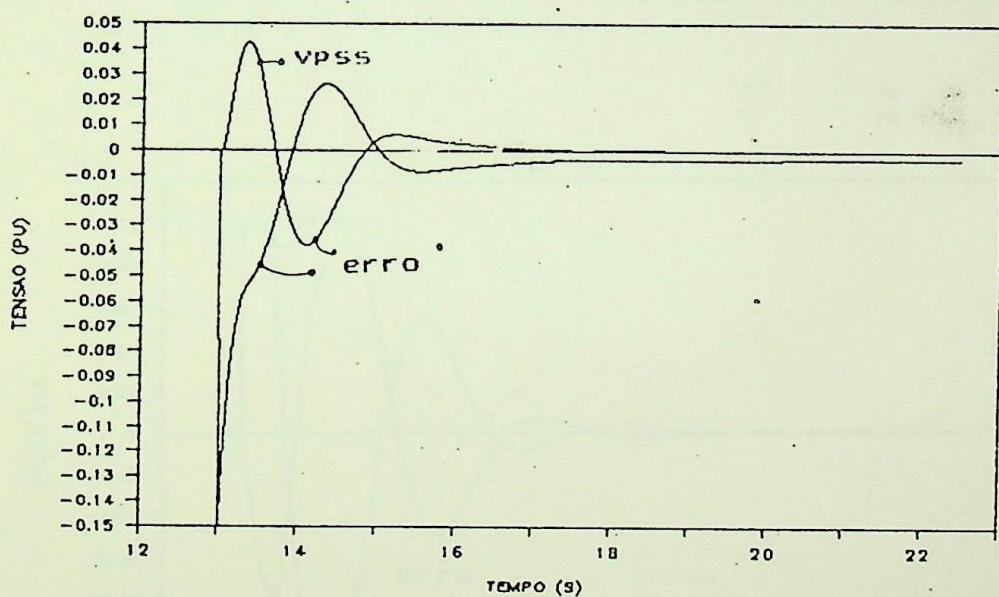
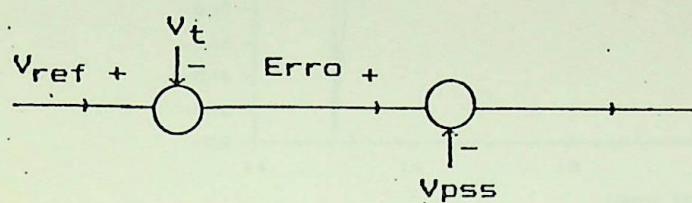


Figura 47 - Compensação da tensão feita pelo PSS analógico para  $V_t = 1,05$  pu e degrau na tensão de referência de - 15 % .

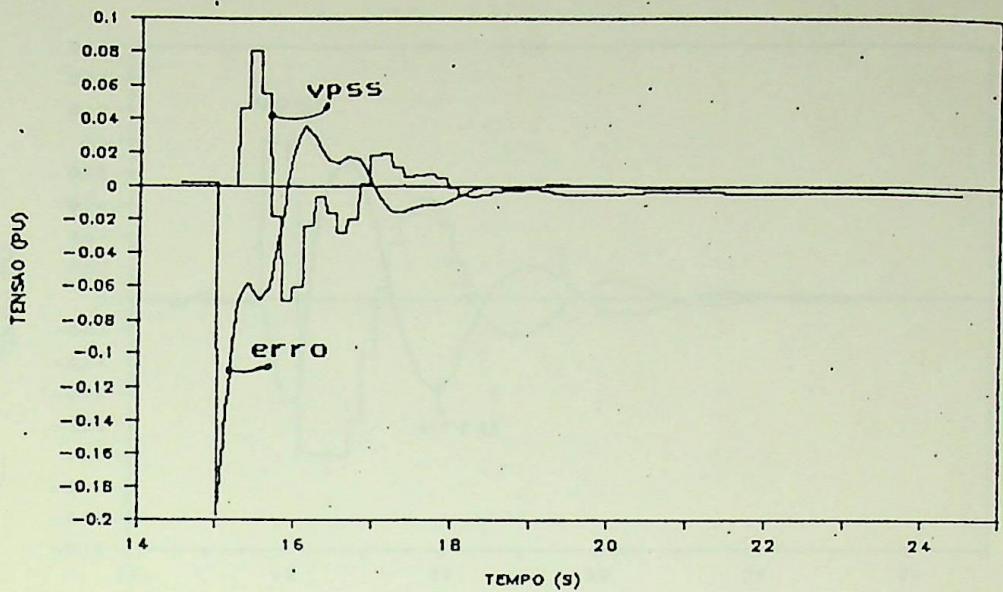


Figura 48 - Compensação da tensão feita pelo PSS adaptativo.  $V_t = 1,05 \text{ pu}$  e degrau na tensão de referência de  $-15\%$ .

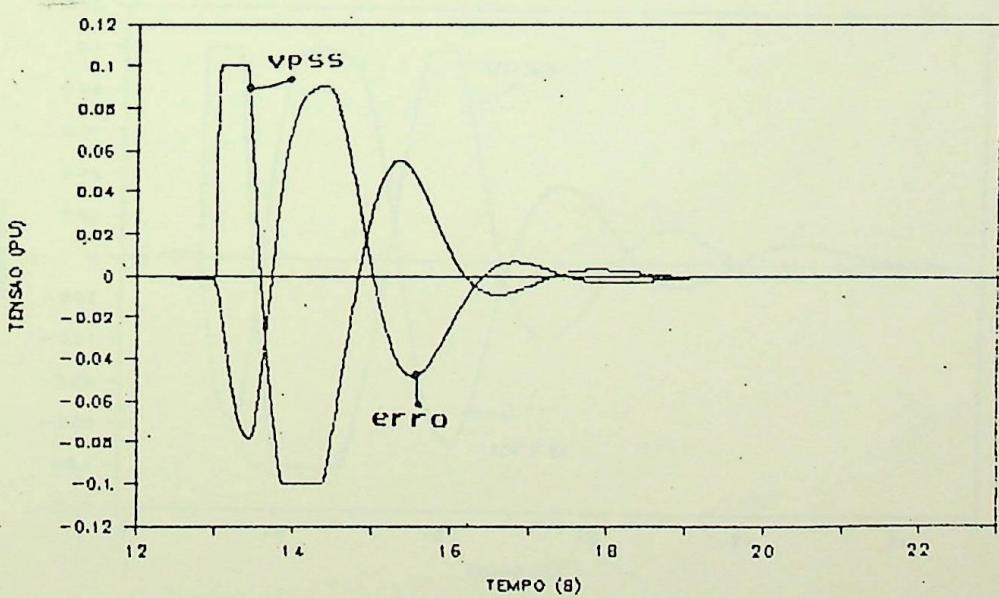


Figura 49 - Compensação da tensão feita pelo PSS analógico.  $V_t = 0,95 \text{ pu}$  e abertura de linha de transmissão ( $X_e = 0,3 \text{ pu}$  passando para  $X_e = 0,6 \text{ pu}$ ).

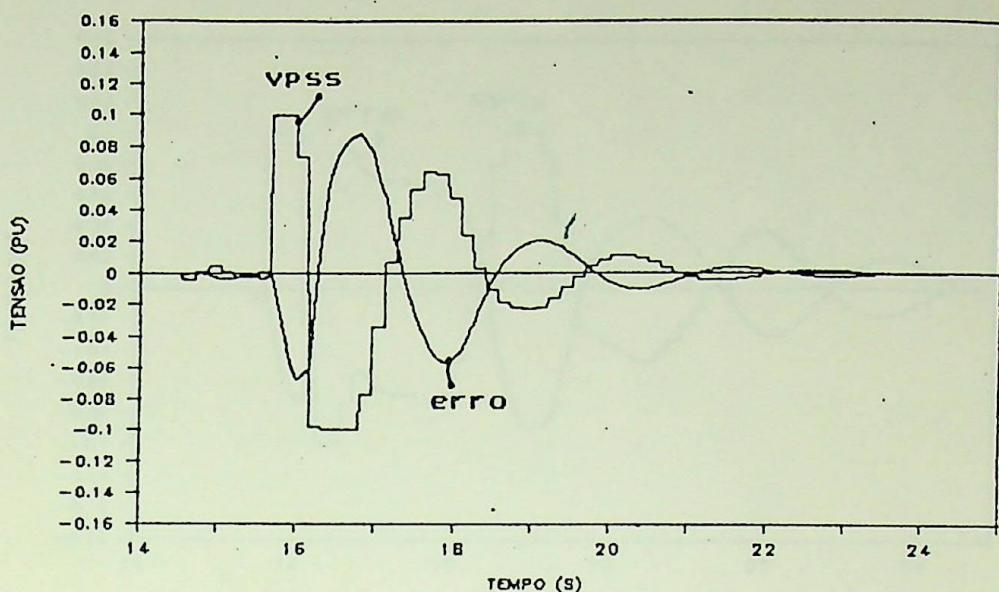


Figura 50 – Compensação da tensão feita pelo PSS adaptativo.  $V_t = 0,95$  pu e abertura de linha de transmissão ( $X_e = 0,3$  pu passando para  $X_e = 0,6$  pu).

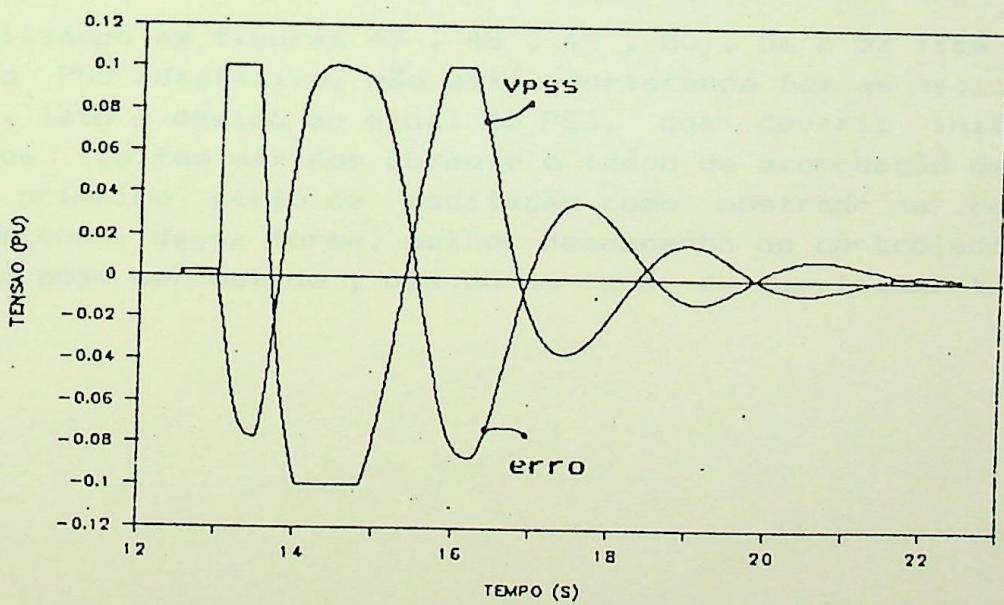


Figura 51 – Compensação da tensão feita pelo PSS analógico.  $V_t = 1,0$  pu e abertura de linha de transmissão ( $X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu).

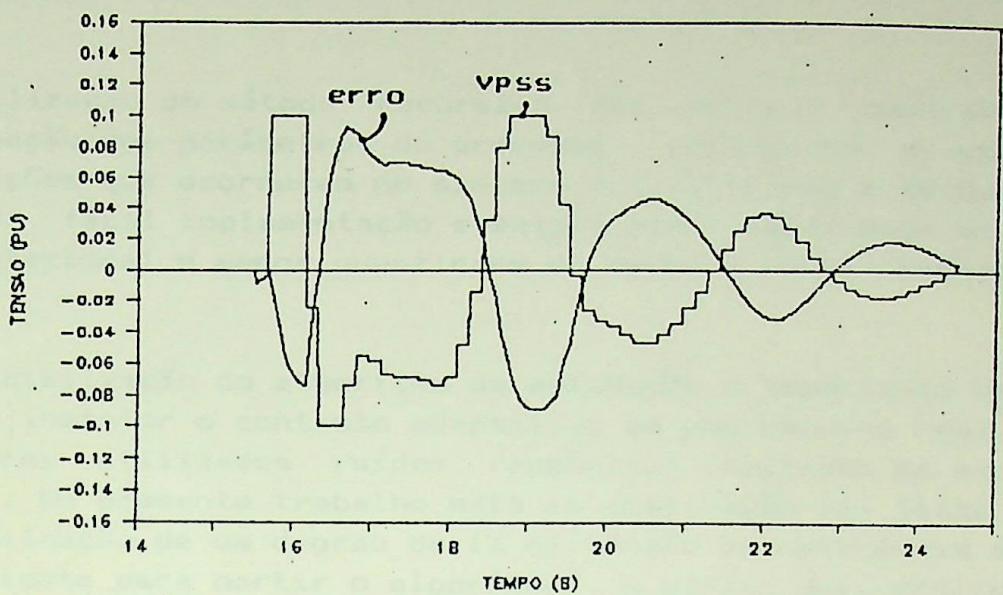


Figura 52 - Compensação da tensão feita pelo PSS adaptativo.  
 $V_t = 1,0$  pu e abertura de linha de transmissão  
 $(X_e = 0,4$  pu passando para  $X_e = 0,8$  pu ) .

Analisando as figuras 47 , 48 , 49 , 50 , 51 e 52 fica evidente porque do PSS adaptativo, não está amortecendo bem as oscilações do sistema . Isto é devido ao sinal do PSS, que deveria inicialmente atingir os limites máximos durante o tempo de acomodação desejado , que é o primeiro ciclo de oscilação como mostrado na referência [16] . Obtendo, dessa forma, melhor desempenho do controlador . Este efeito só pode ser obtido , usando um fator de deslocamento variável .

#### **4.3 - CONCLUSÕES :**

- 1 - A utilização do método recursivo dos mínimos quadrados para estimação dos parâmetros do processo , para melhor acompanhar as variações que ocorreram no sistema foi vantajoso e adequado, por ser de fácil implementação e exigir menor capacidade de memória computacional e menor quantidade de dados a serem armazenados.
- 2 - A inicialização do algoritmo de estimação é importante no momento de instalar o controle adaptativo em uma máquina real. Podendo serem utilizados ruidos randômicos injetados na excitatriz [16] . No presente trabalho esta inicialização foi feita através da aplicação de um degrau de 1% na tensão de referência que foi suficiente para partir o algoritmo . A partir daí, ocorrendo uma perturbação no sistema , o valor final dos elementos do vetor  $\hat{\theta}(k)$  de parâmetros estimados do processo e dos elementos da matriz de covariância  $P(k)$  da última perturbação , serão as condições iniciais da próxima perturbação .
- 3 - Um fator de esquecimento variável é adequado para melhorar o acompanhamento das variações que ocorreram no sistema, ou seja , melhorar a precisão do modelo estimado , principalmente, quando o sistema é submetido à grandes distúrbios . Este fator assume um valor menor que 1 quando o erro entre a saída do modelo estimado e a saída do processo for grande, o que normalmente ocorre no início da oscilação. Isto significa que pesos maiores são dados às amostras adquiridas recentemente. No regime permanente este fator permanece igual a 1 o que significa que pesos iguais são dados a todas amostras .
- 4 - A freqüência de amostragem deve ter um valor da ordem de 10 vezes a freqüência de oscilação que ocorre no sistema para que se tenha uma compensação de fase mais adequada por parte do controle adaptativo. Ele irá influenciar na compensação de fase do processo.
- 5 - O fator de deslocamento caracteriza a forma como os polos devem ser deslocados . Neste trabalho aplicou-se a estratégia do deslocamento radial dos polos à malha aberta em direção à origem do círculo unitário [15,16]. Usou-se um fator de deslocamento fixo , que forneceu um desempenho bastante satisfatório . Utili-

sando-se um fator variável pode-se melhorar o desempenho deste controlador , compensando melhor a tensão . Este fator também informa o quanto os coeficientes da equação característica do processo A ( $z^{-1}$ ) se afastaram dos da " referência " A ( $\alpha_f z^{-1}$ ) .

- 6 - O desempenho do controlador adaptativo no período transitório (primeira oscilação) , quando o sistema é submetido à grandes perturbações , é bastante satisfatório sendo praticamente idêntico ao analógico. Enquanto que , para pequenas perturbações seu desempenho é um pouco superior . Após este período , para ambos os tipos de perturbação seu desempenho se apresenta um pouco inferior ao analógico. Uma solução para melhorar este desempenho é a utilização de um fator de deslocamento  $\alpha_f$  variável como mostrado na referência [16] .
- 7 - É possível a aplicação da estratégia de deslocamento radial de polos (pole shifting) à técnica de controle de estado como foi mostrado no capítulo IV deste trabalho .
- 8 - Com a evolução dos computadores digitais a aplicação destes tipos de controladores está cada vez mais próxima e atraente .

#### 4.4 - PROPOSTAS PARA FUTUROS TRABALHOS

- 1 - Desenvolvimento de um Algoritmo para variar o fator de deslocamento  $\alpha_f$  para melhorar o desempenho do PSS adaptativo .
- 2 - Aplicação deste controlador a uma máquina síncrona ou a qualquer outro processo real .
- 3 - Aplicação de técnicas de Inteligência Artificial tais como : Processamento Paralelo, Conjuntos Difusos [25] e etc a um PSS de uma máquina síncrona .
- 4 - Aplicação da teoria de Conjuntos Difusos e Processamento Paralelo ao controle não linear de uma máquina síncrona e compará-lo com o controle adaptativo .

#### 4.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

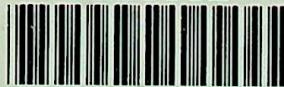
- 1 - P.M. ANDERSON AND A.A.FOUAD - "Power System Control And Stability", Iowa State University Press, Ames, Iowa, 1977
- 2 - F.P. DE MELLO AND CONCORDIA - "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control" - IEEE Trans. Pas, Vol. 88, pp 316-329 - 1969
- 3 - E.V.LARSEN AND D.A. SWANN - " Applying Power System Stabilizers - Part: I , II and III " - IEEE Trans. , Vol. Pas - 100 pp. 3017 - 3041 - 1981
- 4 - CONCORDIA - " Stead-state Stability of Synchronous Machine as Affected by Voltage Regulated Characteristics " Trans. Electrical Engeneering - may 1944, volume 63.i
- 5 - IEEE TUTORIAL COURSE - " Modern Concepts of Power System Dynamic " - 70M62 PWR.
- 6 - R.HASTINGS - JAMES, M.W.SAGE - " Recursive Generalised - Least - Squares Procedure for online Identification of Process Parameters ", Proc. IEE, Vol. 116, n.12 - 1969 .
- 7 - R.ISERMANN - " Parameter Adaptive Control Algorithms - A Tutorial ", Automática Vol. 18, n.5, pp 513-528, 1982
- 8 - V.STREJC - " Least Squares Parameter Estimation " Automática Vol. 16, pp 535-550, 1980
- 9 - R.ISERMANN - " Practical Aspects of Process Identification " Automática, Vol. 16, pp 575-587, 1980
- 10 - H.KURZ, R.ISERMANN, R.SCHUMANN - " Experimental Comparison and Applications of Various Parameter - Adaptive Algorítmns " - Automática vol. 16, pp 117-133, 1979
- 11 - I.D.LANDAU AND R. LOZANO - " Unification of Discrete Time Ex - plicit Model Reference Adaptive Control Designn " - Automática Vol. 17, n1 4, pp. 593-611, 1981
- 12- E. IRVING, J.P. BARRET, C.CHARCOSSEY AND J.P. MONVILLE " Improving Power Network Stability and Unit Stress With Adaptive Generator Control" - Automática Vol. 15, pp 31-46 1979

- 13 - R. ISERMANN - " Digital Control Systems " - Vol. I , Springer-Verlag, 1989
- 14 - C.L.PHILIPS AND H.T. NAGLE, JR - "Digital Control System Analysis and Design" - Prentice Hall, 1984
- 15 - A.GOSH, G.LEDWICH, O.P.MALIK, MALIK AND G.S. HOPE - "Power System Stabilizer Based on Adaptive Control Technique" IEEE Trans., Vol. Pas-103, pp 1983-1986, 1984
- 16 - SHI-JIE SHENG, Y.S.CHOW, O.P. MALIK, G.S.HOPE - "An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer", IEEE Trans., Vol Pwrs-1, n 3, pp. 101-109, 1986
- 17 - P.E.WELLSTEAD, D.PRAGER and P.ZANKER - "Pole Assignment Self-Tuning Regulator" - Proc. IEE, vol. 126, n.8, August 1979.
- 18 - O.P.MALIK, G.S.HOPE and R.RAMANUJAM - "Real - Time Model Reference Adaptive Control of Synchronous Machine Excitation" IEEE, Power Generation Comitee - Winter Meeting, New York, NY January, 29 1978.
- 19 - O.P.MALIK, G.S. HOPE, S.J.SHENG, G.HANCOCK - "A Multi - Micro - Computer Based Dual - Rate - Self - Tuning Power System Stabilizer", IEEE trans., Vol. Ec-2, n. 3, pp. 355-360, 1987.
- 20 - O.P.MALIK, G.S. HOPE and A. GHANDAKLY - " On line Adaptive Control of Synchronous Applications " Conference - 1977.
- 21 - T.R. FORTESCUE, L.S.KERSHENBAUM and B.E. YDSTIE "Implementation of Self - Tuning Regulators with Variable Forgetting Factors" - AUTOMATICA VOL 17, N.6, PP.831 - 835, 1981.
- 22 - A.GHANDAKLY, P.KRÖNEGER - "An Adaptive Time Optimal Controller for Generation Units Stabilizers Loops" - IEEE, Trans. on power Systems, vol. PWRS - 2, n .4, November 1987.
- 23 - WENIAN GU , K.E. BOLLINGER - "A Self-Tuning Power System Stabilizer for Wide - Range Synchronous Generator Operation" IEEE Trans. on Power Systems vol.4, n.3, August 1989.
- 24 - N.C.PAHALAWATHTHA, G.S.HOPE and O.P.MALIK - " Adaptive Control of a Laboratory Power System " - Electric Machines and Power System n. 17 pp 53 - 64 - 1989

25 - Y.-Y. HSU , C.-H.CHENG -"Design of Fuzzy Power System Stabilizers for Multimachine Power Systems " -IEE Proceedings, vol 173 , Pt. C , No. 3, may 1990 .

DATA 03.103.119 93  
PROC.  
FED. PPG.  
LIV.  
C23 DO ACIAJ5

EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ  
8200692



NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA