

TESE

1056

A FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

**Implantação de um Estabilizador com Fuzzy Sets  
para uma Máquina de Itaipu**

**FERNANDO DE MENEZES SILVA**

**ITAJUBÁ, DEZEMBRO DE 1999**



**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**IMPLANTAÇÃO DE UM ESTABILIZADOR COM FUZZY SETS**

**PARA UMA MÁQUINA DE ITAIPU**

**FERNANDO DE MENEZES SILVA**

Dissertação submetida ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Ciências em Engenharia elétrica.

**Orientador: Prof. Luiz Eduardo Borges da Silva, PhD**

**Co-orientador: Prof. Germano Lambert Torres, PhD**

**Itajubá, dezembro de 1999**

Agradecimentos

Agradeço aos professores Luiz Eduardo Borges de Silva e Gilberto Lambert Torres pela confiança e orientação.

A minha Pais, a minha esposa e a toda minha família.

Aos engenheiros Rui Jovita G. B. de Silva, Álvaro de Menezes Silva e Alencar Raul Rod, pela motivação. *Trabalhar pelo que se ama, amar aquilo em que se trabalha*

*Tolstoi*

A Inapi Binacional e a Escola Federal de Engenharia de Itajubá pela busca contínua do desenvolvimento, ciência e tecnologia.

Aos colegas futuros engenheiros Danilo J. Odeiro Jr. e Patrício Luiz de Jesus pelo apoio técnico ao trabalho.

A Deus, por aporizar meus sonhos tornar-se realidade.

Dedico este trabalho à minha família e a todas as pessoas que acreditam e investem em ciência e tecnologia.

**Agradecimentos**

Agradeço aos professores Luiz Eduardo Borges da Silva e Germano Lambert Torres pela confiança e orientação.

A meus Pais, a minha esposa e a toda minha família.

Aos engenheiros Rui Jovita G. C. da Silva, Álvaro de Menezes Silva e Alexandre Rasi Aoki, pela substancial cooperação técnica à minha tese.

A Itaipu Binacional e a Escola Federal de Engenharia de Itajubá pela busca contínua do desenvolvimento, ciência e tecnologia.

Aos colegas futuros engenheiros Danilo J. Castro Jr. e Fabrício Luiz de Jesus pelo apoio técnico ao trabalho.

A Deus, por ajudar meus sonhos tornar-se realidade.

3 - ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS) [PL, PL, PL] ..... 10

3.1 - Efeito dos Sinais Estabilizadores na Estabilidade do Sistema de Potência ..... 10

3.2 - Conclusões Relativas à Natureza da Função de Sinais Estabilizadores ..... 19

3.3 - Restrições dos Sinais Estabilizadores ..... 20

3.4 - Características Básicas do GPCB para Aplicações de Estabilizadores de Sistema de Potência ..... 20

3.5 - Características dos Sinais Estabilizadores ..... 21

3.5.1 - Sinais Estabilizadores Derivados da Medida do Ângulo de Torção ..... 21

3.5.2 - Sinais Estabilizadores Derivados da Função de Transferência do Gerador ..... 22

3.5.3 - Sinais Estabilizadores Derivados Das Potências Externas ..... 23

3.6 - Características de Variação da Potência Média ..... 23

3.7 - Características do Gerador de 60 Hz - Indução ..... 24

## SUMÁRIO

RESUMO .....	vi
ABSTRACT .....	viii
SIMBOLOGIA UTILIZADA .....	x
<b>1 - INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
<b>2 - ANÁLISE DA ESTABILIDADE DA MÁQUINA SÍNCRONA [2], [1].....</b>	<b>3</b>
2.1 - Modelo da Máquina Síncrona .....	3
2.2 - Análise da Estabilidade da Máquina Síncrona.....	5
2.2.1 - Desempenho da Máquina Síncrona com Enlace de Fluxo Constante .....	6
2.2.2 - Desempenho da Máquina Síncrona com a Tensão de Campo Constante .....	8
2.2.3 - Desempenho da Máquina Síncrona com Relação Ao Efeito da Regulação de Tensão .....	9
2.2.3.1 - Contribuição para o Conjugado Sincronizante .....	12
2.2.3.2 - Contribuição para o Conjugado de Amortecimento.....	14
<b>3 - ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS) [1], [2], [7] .....</b>	<b>16</b>
3.1 - Efeito dos Sinais Estabilizadores na Estabilidade do Sistema de Potência....	16
3.2 - Conclusões Relativas à Natureza da Função do Sinal Estabilizador .....	19
3.3 - Restrições dos Sinais Estabilizadores .....	20
3.4 - Características Básicas de GEP(S) para Aplicação de Estabilizadores de Sistema de Potência .....	20
3.5 - Características dos Sinais Estabilizadores .....	21
3.5.1 - Sinal Estabilizador Derivado da Velocidade do Rotor da Máquina .....	21
3.5.2 - Sinal Estabilizador Derivado da Freqüência da Barra Terminal do Gerador...	22
3.5.3 - Sinal Estabilizador Derivado Da Potência Elétrica .....	22
3.6 - Efeitos da Variação da Potência Mecânica.....	23
3.7 - Dados do Gerador de 60 Hz - Itaipu [14] .....	24

3.8 - Diagrama em Blocos do Modelo de Máquina Síncrona com Sistema de Regulador de Velocidade e Tensão [1] .....	25
3.8.1 - A Função de Transferência do Modelo, suas Equações, Constantes e Ganhos .....	28
3.8.2 - Condições de Operação da Máquina.....	29
3.8.3 - Definição de Parâmetros e Constantes.....	30
3.9 - Simulações .....	31
<b>4 - ANÁLISE DOS ENSAIOS NO SISTEMA DE EXCITAÇÃO DAS UNIDADES DE ITAIPU 60 Hz OTIMIZAÇÃO DOS AJUSTES DO PSS [14] .....</b>	<b>34</b>
4.1 - Introdução e Objetivo .....	34
4.2 - Avaliações dos Ensaios .....	35
4.3 - Recomendações .....	36
4.4 - Ensaios Realizados.....	37
4.4.1 - Medições de Ganhos .....	37
4.4.2 - Degrau no Canal Automático em Malha Aberta.....	38
4.4.3 - Ganho Estático do Sinal Estabilizador Adicional (PSS) .....	38
4.4.4 - Degrau a Vazio .....	39
4.4.5 - Medição da Reatância do Compensador de Reativo ( $X_c$ ) e da Reatância Externa Vista da Barra de 500 kV ( $X_{e500}$ ) .....	39
4.4.6 - Medição do Ganho do Transdutor de Freqüência do PSS.....	40
4.4.7 - Levantamento da Função de Transferência do PSS.....	40
4.4.8 - Degrau na Referência em Carga .....	41
4.4.9 - Atuação do Limitador de Corrente Máxima de Campo na Modalidade "Mixed" .....	41
4.5 - Análise dos Resultados da Unidade 15 .....	42
4.5.1 - Regulador de Tensão e Ponte de Tiristores.....	42
4.5.2 - Sinal Estabilizador Adicional (PSS).....	49
4.5.3 - Limitador de Corrente Máxima de Campo.....	55
4.6 - Análise dos Resultados das Outras Unidades .....	56
4.7 - Simulações no Sistema Interligado.....	57

4.8 - Registros, Esquemas e Comentários.....	58
4.9 - Ajustes do PSS das unidades geradoras de 60 Hz - Ensaio de campo unidade geradora 15.....	67
4.9.1 - Introdução .....	67
4.9.2 - Ensaio realizado .....	67
4.9.3 - Análise dos Ensaio.....	72
4.9.4 - Registros Oscilográficos e Comentários .....	73
<b>5 - FUNDAMENTOS DA LÓGICA DIFUSA (FUZZY LOGIC) [8], [18], [21], [20] ....</b>	<b>74</b>
5.1 – Conceitos Fundamentais.....	75
5.3 - Implementação de um Regulador PID usando Lógica Difusa.....	88
(Fuzzy Logic).....	88
5.2 - Considerações Metodológicas para o desenvolvimento de um Sistema de Controle com Lógica Difusa .....	92
<b>6 - APLICAÇÃO DO PSS FUZZY NA MÁQUINA DE ITAIPU [11], [15], [17], [20] ..</b>	<b>95</b>
6.1 - Introdução .....	95
6.2 - Proposta.....	95
6.3 - Objetivo.....	97
6.4 - Variáveis de Contorno.....	99
6.5 - Conjuntos Difusos.....	100
6.6 - Base de Regras .....	102
6.7 - Esquema Final de Comparação entre os Controles Convencional e Difuso, com saída Tensão Terminal ( $V_t$ ).....	107
6.8 – Esquema Final de Comparação entre os Controles Convencional e Difuso, com saída Potência Elétrica ( $P_e$ ).....	113
<b>7 - CONCLUSÕES.....</b>	<b>115</b>
<b>8 - FUTUROS DESENVOLVIMENTOS .....</b>	<b>118</b>
<b>9 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>119</b>

## RESUMO

A presente dissertação de mestrado refere-se a aplicação de um sistema estabilizador utilizando Lógica Difusa, método de Inteligência Artificial, em uma máquina de Itaipu 60 Hz inserida no Sistema Interligado Brasileiro. Este novo modelo terá seu comportamento comparado com o PSS convencional atual, "*Power System Stabilizer*", mostrando os avanços e ganhos com a nova metodologia.

O modelo genérico da máquina síncrona com o sistema, modelado por P. M. Anderson e A. A. Fouad [1], autores do livro "*Power System Control and Stability*", foi aplicado e simulado com o software "*MATLAB*" com seu "*Toolbox SIMULINK*", obtendo respostas absolutamente condizentes com a realidade.

O estudo do comportamento dinâmico do processo a ser controlado, foi feito através do modelo linear de uma máquina síncrona no sistema, mostrando os fenômenos físicos envolvidos em operação de regime permanente e com instabilidades transitórias provocadas [1].

Foram utilizados como base neste estudo, análises da estabilidade da malha Torque-Ângulo, o comportamento do Ângulo de Carga, Velocidade Angular do Rotor e perfil de Tensão, frente à perturbações no Sistema Interligado. Várias simulações acompanhadas de resultados gráficos nos auxiliaram nos testes de desempenho.

O processo a ser controlado trata-se da máquina síncrona de ITAIPU 60 Hz, sua Função de Transferência, com malhas de controle de regulação de tensão e regulação de velocidade, seus ganhos e constantes de tempo.

O controle difuso proposto, em substituição ao PSS atual modelado no trabalho, possui grande flexibilidade no que se refere a testes e ensaios simulados, tais como: aplicações de degraus de tensão, rejeições de cargas e outros.

Foram desenvolvidos em "MATLAB", o modelo do PSS atual e o novo modelo com Lógica Difusa [20].

Ensaio reais com máquina-sistema foram feitos em 1991 para o ajuste dos modelos dos Reguladores de Tensão e Estabilizadores de Itaipu (modelos fornecidos pelo fabricante) com o Sistema Interligado [14]. Estes ensaios são mostrados no trabalho a fim de comparar e validar o novo método desenvolvido.

O novo Estabilizador Difuso é um acessório que melhorará sensivelmente o desempenho dinâmico do sistema de amortecimento, com efeitos positivos para a estabilidade do processo em questão.

## ABSTRACT

Currently master's dissertation it is about the application of a system stabilizer with FUZZY SETS, an artificial intelligence method, used in a machine of ITAIPU 60 Hz inserted in the Brazilian Interlinked System. This new model will have its behavior compared with current PSS (Power System Stabilizer), showing the progresses and gains with by use of the new methodology.

The general model of the synchronous machine with the system, presented by P. M. Anderson and A. A. Fouad [1], authors of the book "Power System Control and Stability", it was adapted and simulated with MATLAB and SIMULINK obtaining answers absolutely satisfactory and in accord with the reality.

The study of the dynamic behavior of the process to be controlled, it was done through the linear model of this system, showing the involved physical phenomena, in operation with forced instability [1].

It were used as base to our study, analyses of the stability of the mesh torque-angle, the behavior of the load angle, angular speed of the rotor and profile of voltage, front to disturbances in the Integrated System. Several simulations with graphic results aided in the tests performances.

The process to be controlled is a synchronous machine of Itaipu 60 Hz with transfer function, with meshes of voltage control regulation and speed regulation, gains and constant of time.

The proposed control, in substitution of the current PSS, it has great flexibility in what it refers on tests and simulations with applications of step voltage, load rejection and others.

It were developed in MATLAB, the current model and the new model with FUZZY SETS [20]. Real tests with the system were made in 1991 with purpose of adjusting the model of Voltage Regulators and Stabilizers from Itaipu with the Integrated System [14]. These results are shown in the work in order to compare and to validate the new method.

The new fuzzy stabilizer is an accessory that will improve the dynamic performance of the system of reduction sensibly damping, with positive effects for the stability of the process in subject.

- $X_d$  - Resistência síncrona de eixo direto em pu
- $X_q$  - Resistência síncrona de eixo indireto em pu
- $X_d'$  - Resistência síncrona de eixo em quadratura em pu
- $X_e$  - Resistência equivalente do sistema em pu
- $E_q'$  - Tensão atrás da resistência síncrona em eixo em quadratura em pu
- $T_d$  - Constante de tempo em pu
- $A_g, B_g$  - Parâmetro para representação da saturação em pu
- $P_m$  - Potência mecânica da máquina em pu
- $V_t$  - Tensão terminal da máquina em pu
- $E_{fd}$  - Tensão de campo em pu
- $T_{d0}$  - Constante de tempo transitória de eixo direto em segundos
- $P_m$  - Potência mecânica da máquina em pu
- $D$  - Coeficiente de amortecimento
- $H$  - Constante de inércia em segundos
- $\omega$  - velocidade angular da máquina em rad/s
- $\omega_s$  - frequência nominal de excitação da máquina em rad/s
- $\omega_r$  - frequência de excitação da máquina contra barra infinita em rad/s
- $\zeta$  - Coeficiente de amortecimento
- $\Delta I$  - Parâmetro que representa variação no torque por unidade de variação no ângulo do rotor com entada de fluxo no eixo direto constante

## SIMBOLOGIA UTILIZADA

- $I_q$  - Corrente no eixo em quadratura em pu.
- $I_d$  - Corrente no eixo direito em pu.
- $\theta$  - Ângulo de carga da máquina em radianos.
- $E_\infty$  - Tensão da barra infinita em pu.
- $I_r$  - Corrente ativa em pu.
- $I_x$  - Corrente reativa em pu.
- $E'_q$  - Tensão proporcional ao enlace de fluxo do campo em pu.
- $X_d$  - Reatância síncrona de eixo direito em pu.
- $X'_d$  - Reatância transitória de eixo direito em pu.
- $X_q$  - Reatância síncrona de eixo em quadratura em pu.
- $X_e$  - Reatância equivalente do sistema em pu.
- $E_q$  - Tensão atrás da reatância síncrona em eixo em quadratura em pu.
- $I_{fd}$  - Corrente de campo em pu.
- $A_g, B_g$  - Parâmetro para representação da saturação em pu.
- $P_e$  - Potência elétrica da máquina em pu.
- $V_t$  - Tensão terminal da máquina em pu.
- $E_{fd}$  - Tensão de campo em pu.
- $T'_{do}$  - Constante de tempo transitória a circuito aberto segundo o eixo direito em segundos.
- $P_m$  - Potência mecânica da máquina em pu.
- $D$  - Coeficiente de amortecimento.
- $H$  - Constante de Inércia em segundos.
- $w$  - Velocidade angular da máquina em rad/s.
- $w_n$  - Freqüência natural de oscilação da máquina em rad/s.
- $w_o$  - Freqüência de oscilação da máquina contra barra infinita em rad/s.
- $\xi$  - Coeficiente de amortecimento.
- $k_1$  - Parâmetro que representa variação no Conjugado elétrico para uma variação no ângulo do rotor com enlace de fluxo no eixo direito 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 de impedância externa ser uma reatância.
- k4 - Parâmetro que representa o efeito desmagnetizante de uma 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.
- k6 - Parâmetro que representa a variação da tensão terminal para uma variação do enlace de fluxo de eixo direto com ângulo do rotor constante.
- ke - Ganho da excitatriz em pu/pu.
- Te - Constante de tempo da excitatriz em segundos.
- Tmec - Conjugado mecânico em pu.
- Tel1 - Conjugado elétrico através da k1 e D em pu.
- Tel2 - Conjugado elétrico resultante de reação da armadura em pu.
- Tel3 - Conjugado elétrico considerando a regulação de tensão e o ramo através de k6 em pu.
- Tel4 - Conjugado elétrico através dos ramos de k5 e k6 em pu.
- Tel5 - Conjugado elétrico através de k5 e k6 incluindo o efeito desmagnetizante através do ramo de k4 em pu.
- Tel6 - Conjugado elétrico devido ao ramo estabilizador em pu.
- Tam - Conjugado de amortecimento em pu.
- Tsin1 - Conjugado sincronizante através do ramo de k1 em pu.
- Tsin2 - Conjugado sincronizante através dos ramos de k4, k5, k6 em pu.
- Tsin3 - Conjugado sincronizante através dos ramos de k1, k4, k5, k6 em pu.
- Tsin4 - Conjugado sincronizante nas altas frequências através dos ramos de k4, k5, k6 em pu.
- s - Operador de "Laplace".
- GEP(s) - Função de transferência do gerador + excitatriz + sistema de potência.
- PSS(s) - Função de transferência do estabilizador de sistema de potência.

## 1 - INTRODUÇÃO

Sistemas Elétricos de Potência são submetidos à mudanças freqüentes de estado operativo, como por exemplo, nas variações de carga e geração, na entrada de novos equipamentos, nos desligamentos indevidos ou para manutenções preventivas programadas. Isto implica em constantes ajustes dos controladores nas máquinas sincronizadas do Sistema Interligado.

Com o aparecimento de modernos softwares, o avanço da computação e das técnicas digitais, sua aplicação em sistemas de controles, tornou-se um grande atrativo, principalmente nas áreas de desenvolvimento e pesquisa.

Esta dissertação mostra a viabilidade dos controladores difusos, sua melhor performance frente aos sistemas convencionais e inúmeras vantagens, como por exemplo, sua extrema facilidade de modificá-lo, bastando alterar conjunto de regras, algoritmos e outros.

Este trabalho consiste em desenvolver um novo controle, baseado em técnicas de Inteligência Artificial, Lógica Difusa, para aplicá-lo em substituição ao PSS convencional da máquina de Itaipu - 60 Hz.

Os parâmetros, constantes de tempo e a função de transferência utilizados referem-se as máquinas de Itaipu de 60 Hz [14].

Para a análise e desenvolvimento deste controlador, utilizou-se um sistema composto de uma máquina síncrona ligada à barra infinita através de uma reatância, que representará o processo a ser controlado [2].

O modelo escolhido para representar o processo foi o modelo 1.0 do IEEE [1].

Uma análise do comportamento dinâmico do processo a ser controlado é feita no capítulo 2, através de um modelo linear deste sistema, para mostrar os fenômenos físicos que envolvem este processo [1].

Analisa-se a estabilidade da malha Torque-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, onde uma, é a que está em fase com o ângulo do rotor, denominada Conjugado Sincronizante e a outra, é a que está em fase com a velocidade do rotor, denominada Conjugado de Amortecimento [2].

Nesta análise é mostrada a forte influência dos parâmetros  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$ ,  $K_6$ ,  $K_e$ ,  $T_e$  no comportamento físico do sistema.

Neste estudo é realizada uma análise do efeito dos estabilizadores, cuja função é amortecer as oscilações angulares da máquina, frente a transitórios no sistema, em torno de um ponto de operação.

Conhecido o comportamento físico da máquina síncrona, definido seu modelo e como são aplicados os sinais adicionais estabilizadores, passa-se a desenvolver e trabalhar com os controles convencionais e difusos.

Nos capítulos 4, 5 e 6, serão apresentados ensaios reais e simulações comparativas entre os controladores convencionais e difusos aplicados à máquina síncrona. Trata-se de um sistema retro-alimentado e que mostra sensível diferença entre os estabilizadores no processo de amortecimento durante oscilações indesejadas.

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

O fenômeno da estabilidade de uma máquina síncrona, é baseado na estabilidade da malha torque-ângulo, ou seja, o 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 citadas.

### 2.1 - Modelo da Máquina Síncrona

Neste trabalho será usado o modelo 1.0 do IEEE com a máquina conectada a uma barra infinita através de uma reatância.

As equações que representam este modelo são as seguintes:

$$Iq = \frac{E\infty \text{Sen}\delta}{Xq + Xe} \quad (1)$$

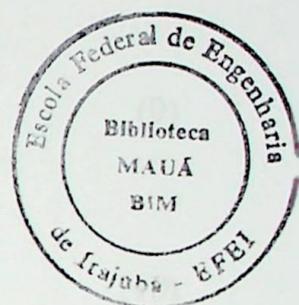
$$Id = \frac{E'q - E\infty \text{Cos}\delta}{Xd + Xe} \quad (2)$$

$$Eq = E'q + Id(Xq - X'd) \quad (3)$$

$$Ei = E'q + Id(Xd - X'd) + Age^{Bg(E'q-0,8)} \quad (4)$$

$$Pe = EqIq \quad (5)$$

$$VT = \sqrt{(Eq - IdXq)^2 + (IqXq)^2} \quad (6)$$



$$I_r = P_e / V_t \quad (7)$$

$$I_x = \frac{\sqrt{V_t - [E_q^2 - (I_r \cdot x_q)^2]}}{X_q} \quad (8)$$

E as equações dinâmicas são:

$$\frac{dE_q}{dt} = \frac{E_f d - E \cdot I}{T' d_0} \quad (9)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{P_m - P_e - D \Delta w}{M} \quad (10)$$

onde:

$$M = 2 \cdot H \quad (\omega \cong 1 \text{ p.u.})$$

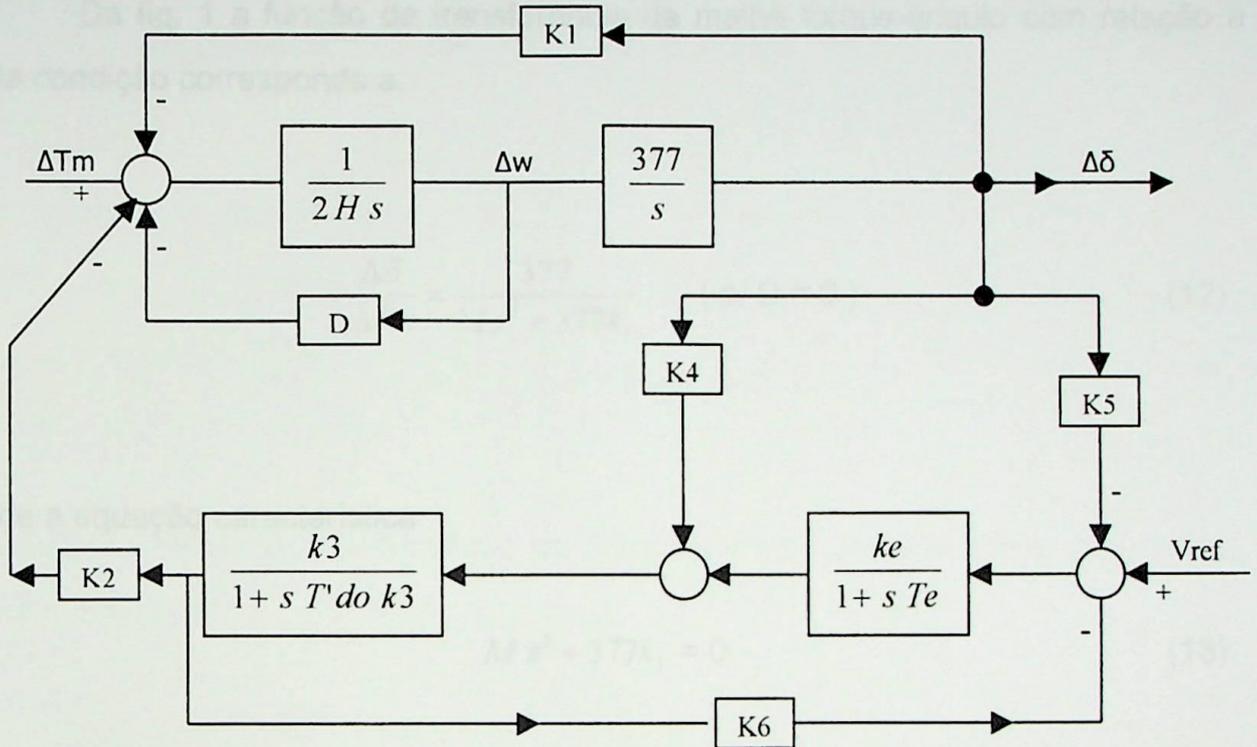
M... Constante de Inércia

H... Constante de Tempo de Inércia

$$\frac{d\delta}{dt} = 377 \Delta w \quad (11)$$

## 2.2 - Análise da Estabilidade da Máquina Síncrona

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



**Fig. 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 da malha torque-ângulo é baseada na análise das componentes do conjugado elétrico, onde uma que está em fase com o ângulo do rotor é denominada de componente de conjugado sincronizante e a outra que está em fase com a velocidade do rotor é denominada de componente de conjugado de amortecimento.

O desempenho dinâmico de uma máquina síncrona está ligado ao comportamento 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 influenciarão no desempenho dinâmico da máquina síncrona, como será mostrado a seguir.

## 2.2.1 - Desempenho da Máquina Síncrona com Enlace de Fluxo Constante

Da fig. 1 a função de transferência da malha torque-ângulo com relação a esta condição corresponde a:

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta Tm} = \frac{377}{Ms^2 + 377k_1} \quad (p/D = 0) \quad (12)$$

onde a equação característica

$$Ms^2 + 377k_1 = 0 \quad (13)$$

fornece a freqüência natural de oscilação das máquinas ( $w_n$ )

$$w_n = \sqrt{377 k_1 / M} \quad e \quad M = 2H \quad (14)$$

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:

$$\Delta T \sin 1 = k_1 \Delta\delta \quad (15)$$

Incluindo os efeitos amortecedores correspondentes ao parâmetro D na figura 1 obteremos a seguinte função de transferência torque-ângulo:

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta T_m} = \frac{377}{Ms^2 + Ds + 377k_1} \quad (16)$$

Cuja equação característica

$$Ms^2 + Ds + 377k_1 = 0 \quad (17)$$

fornecerá a frequência de oscilação da máquina contra a barra infinita ( $\omega_d$ ) e seu valor é obtido por:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (18)$$

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

$$\xi = \frac{D}{\sqrt{377k_1}} \quad (19)$$

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:

$$\Delta T_{am} = D \Delta \omega \quad (20)$$

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

$$\Delta Te1 = k1 \Delta\delta + D \Delta w \quad (21)$$

## 2.2.2 - Desempenho da Máquina Síncrona com a Tensão de Campo Constante

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  $k4$ .

Da fig.1 a função de transferência correspondente a componente do Conjugado elétrico devido a reação da armadura para o ângulo do rotor é:

$$\frac{\Delta Te2}{\Delta\delta} = \frac{-k2 \quad k3 \quad k4}{1 + s \quad T' \quad do \quad k3} \quad (22)$$

Fazendo  $s = jw$  teremos:

$$\frac{\Delta Te2}{\Delta\delta} = \frac{-k2 \quad k3 \quad k4}{1 + w^2 \quad T' \quad do \quad k3} + j \quad \frac{w \quad T' \quad do \quad k2 \quad k3^2 \quad k4}{1 + w^2 \quad T' \quad do \quad k3^2} \quad (23)$$

É mostrado na expressão (23) que a reação da armadura dá origem a duas componentes do Conjugado elétrico, uma componente de Conjugado sincronizante e outra de Conjugado de amortecimento, que dependem dos sinais de  $k2$ ,  $k3$ ,  $k4$ .

Analisando a expressão podemos verificar que:

- Para  $k2 \quad k3 \quad k4 > 0$

Aparece uma componente de conjugado dessincronizante e uma componente de conjugado de amortecimento positiva (amortecimento devido ao campo), contribuindo para aumentar o amortecimento das oscilações e melhorar a estabilidade com relação a este tipo de conjugado, porém, a componente sincronizante é diminuída.

- Para  $k_2 \ k_3 \ k_4 < 0$

A componente de conjugado sincronizante é positiva e a de amortecimento é negativa, contribuindo para diminuir o amortecimento das oscilações, enquanto que o conjugado sincronizante é aumentado melhorando a estabilidade com relação a este tipo de conjugado.

### 2.2.3 - Desempenho da Máquina Síncrona com Relação Ao Efeito da Regulação de Tensão

Neste caso deve-se considerar as relações:

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\Delta V_t}{\Delta \delta} \\ \Delta q = c^{te} \end{array} \right| = k_5 \quad (24)$$

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\Delta V_t}{\Delta E' q} \\ \delta = c^{te} \end{array} \right| = k_6 \quad (25)$$

$$\frac{\Delta E' f d}{\Delta V_t} = \frac{k_e}{1 + s T_e} \quad (26)$$

O parâmetro  $K_6$  é sempre positivo, podendo diminuir para ângulo interno grande na máquina e com valor pequeno de impedância externa. Enquanto que,  $k_5$  pode ser positivo, nulo ou negativo dependendo da impedância e da condição de operação do sistema.

As variações do parâmetro  $k_5$  têm um efeito significativo sobre o amortecimento produzido pela regulação de tensão.

Comparando as funções de transferências torque-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:

$$\left. \frac{\Delta T_{el3}}{\Delta\delta} \right|_{k_5=0} = \frac{-k_2 k_3 k_4 (1+sTe)}{(1+sT'do k_3)(1+sTe) - k_6 ke k_3} \quad (27)$$

Desenvolvendo-se esta expressão para  $s = j\omega$  e fazendo as devidas simplificações teremos:

$$\left. \frac{\Delta T_{el3}}{\Delta\delta} \right|_{k_5=0} = \frac{-k_2 k_3}{1/kek_6k_3 (1+sT'do/k_6kek_3)} \quad (28)$$

Nas baixas frequências comparando a expressão (28) com a (22) obteremos a seguinte relação:

$$-\frac{k_2 k_3 k_4}{k_6 k_e k_3} < -k_2 k_3 k_4 \quad (29)$$

onde  $k_e$  é normalmente grande.

Nas altas frequências as duas expressões se aproximam e o Conjugado elétrico será praticamente de amortecimento, Fazendo  $s=jw$  nas expressões (23) e (27) teremos:

$$\frac{\Delta Tel3}{\Delta \delta} \Big| = \frac{-k_2 k_3 k_4}{1-w^2 T'do^2 k_3^2} - j \frac{w Tdo k_3^2 k_4 k_2}{1-w^2 T'do^2 k_3^2} \quad (30)$$

$$\frac{\Delta Tel2}{\Delta \delta} \Big| = \frac{k_e k_6^2 k_4}{(k_e k_6)^2 - w^2 T'do^2} - j \frac{w Tdo k_4 k_6}{(k_e k_6)^2 - w^2 T'do^2} \quad (31)$$

Isto significa, que em regime permanente ( $w=0$ ), 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 frequência 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.

$$\left. \frac{\Delta T_{el4}}{\Delta \delta} \right| = \frac{-k_2 \ k_3 \ k_5 \ ke}{(1+s \ T' \ do \ k_3) (1+s \ Te) - k_6 \ ke \ k_3} \quad (32)$$

Fazendo as devidas aproximações a expressão (21) torna-se:

$$\left. \frac{\Delta T_{el4}}{\Delta \delta} \right| = \frac{-k_2 \ k_3 \ k_5 \ ke}{(1+s \ T' \ do / k_6 \ ke) (1+s \ Te) k_2 \ k_6 \ ke} \quad (33)$$

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

$$\left. \frac{\Delta T_{el5}}{\Delta \delta} \right| = \frac{-k_2(k_4 + kek_5 - sTek_4)}{1/k_3 + kek_6 + s(Te/k_3 + T'do) + s^2 T'doTe} \quad (34)$$

### 2.2.3.1 - Contribuição para o Conjugado Sincronizante

Nas baixas frequências fazendo na expressão (34)  $s = j\omega$  e as seguintes aproximações:

- Desprezando o efeito desmagnetizante através de  $k_4$ .

- T 'do  $\gg Te/k3$ .

- Nas baixas freqüências  $w2 T 'do Te \ll (ke k6 + 1/k3)$

- Para valores altos de ke o termo  $ke k6 \gg 1/k3$ .

obteremos:

$$\frac{\Delta T \sin 2}{\Delta \delta} = \frac{-k2 k5}{k6} \quad (35)$$

$$\frac{\Delta T \sin 3}{\Delta \delta} = k1 - \frac{k2 k5}{k6} \quad (36)$$

- Para  $k5 > 0$

O termo  $k2 k5/k6$  será negativo, mas como  $k1$  é relativamente maior que este termo, a componente de Conjugado sincronizante continua significativamente positiva.

- Para  $k5 < 0$

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  $(k1-k2 k3 k4)$  for negativo.

Nas altas frequências, no caso do parâmetro  $w^2$  ser próximo de  $(1/k_3 + k_6)/T'do Te$ , o Conjugado sincronizante dado pela expressão:

$$\left. \frac{\Delta T_{sin4}}{\Delta \delta} \right| = \frac{-k_2 k_5}{1/k_3 + k_6 - w^2 T'do Te} \quad (37)$$

tende a ser infinito, podendo também trocar de sinal, porém, em termos práticos antes que esta condição ocorra, a frequência 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  $s = jw$  em 34 é:

$$\left. \frac{\Delta T_{am}}{\Delta \delta} \right| = \frac{k_2 k_5 (Te/k_3 + T'do) w}{(1/k_3 + k_6 - w^2 T'do Te)^2 + (Te/k_3 + T'do)^2 w^2} \quad (38)$$

- 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 ocorrem problemas de estabilidade no sistema. A elevação do ganho  $k_5$  da regulação da tensão, aumentará o conjugado sincronizante, melhorando o problema de 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:

- Frequência de oscilação de interesse ( $w$ ).

- O parâmetro  $k_5$  mostra através do sinal e módulo 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 estabilizadores, que podem ser derivados da velocidade, potência elétrica, frequência da barra terminal do gerador, potência acelerante, tensão terminal ou outra tensão, que melhorarão o desempenho dinâmico com relação a este tipo de conjugado.

### 3 - ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS) [1], [2], [7]

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 a 2,5 Hz. As características dessas oscilações, quando o sistema é submetido a uma perturbação, é terem um amortecimento baixo, nulo ou negativo.

A solução para melhorar o desempenho dinâmico, é controlar a excitação através da aplicação de estabilizadores, cuja função será de introduzir amortecimento sob condições ruins de estabilidade. Neste caso o estabilizador de sistema de potência é projetado para introduzir amortecimento para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação, por isso sua saída é limitada, para que se evite sérios impactos na estabilidade transitória.

Neste capítulo, mostraremos o modelo real das máquinas síncronas de Itaipu (60 Hz), dados técnicos das máquinas e simulações com o programa "MATLAB".

As ferramentas computacionais serão grandes aliadas neste estudo, visto a evolução e facilidade de aplicação atual.

#### 3.1 - Efeito dos Sinais Estabilizadores na Estabilidade do Sistema de Potência

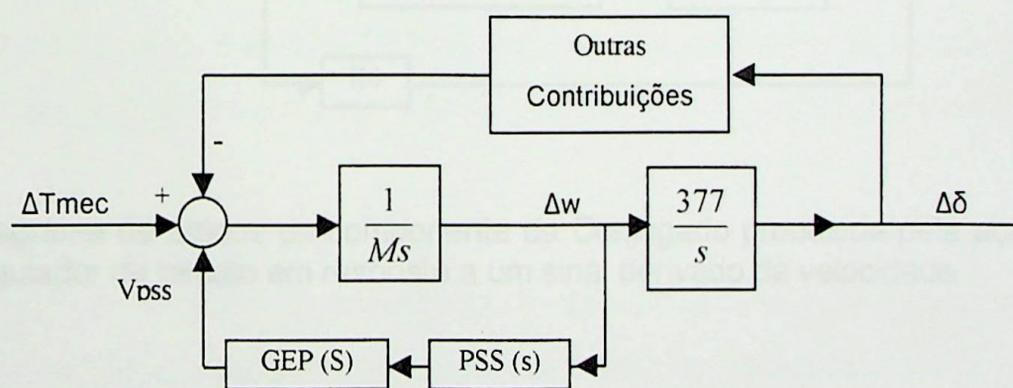
A função dos sinais estabilizadores de Sistema de Potência é fornecer amortecimento, para aumentar o limite de estabilidade do sistema, através da modu-

lação 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 Gerador - Excitatriz - 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 "força" do sistema.

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

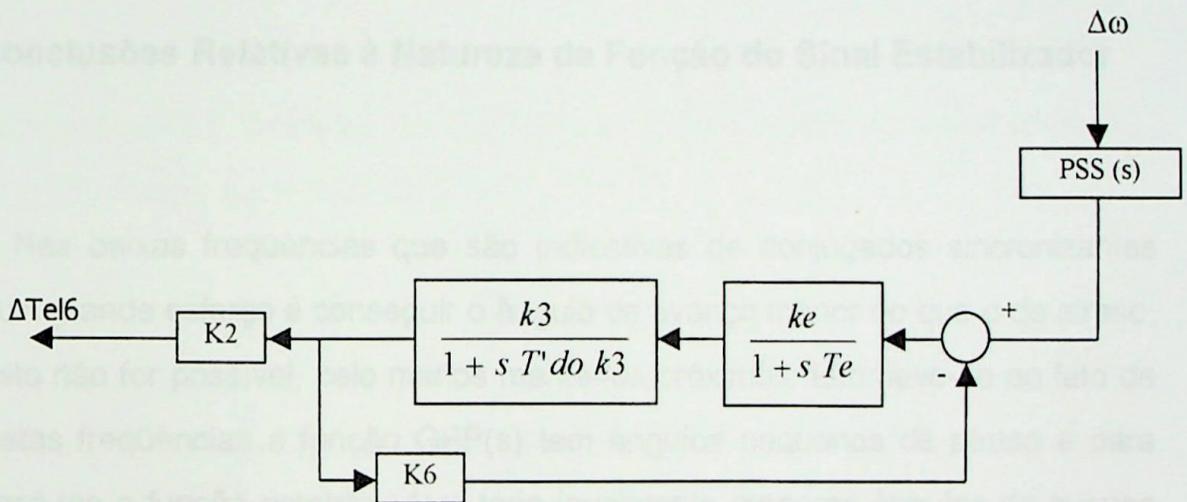


**Fig. 2** - Diagrama de blocos simplificado para aplicação de um PSS cujo sinal estabilizador é derivado da velocidade.

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

$$\frac{\Delta T_{el6}}{\Delta \omega} = PSS(s) GEP(s) \quad (39)$$

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 Fig. 3.



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

$$\left. \frac{\Delta T_{el6}}{\Delta \delta} \right| = \frac{PSS(s) \ k2 \ ke}{1/k3 + ke \ k6 + s(Te / k3 + T' do) + s^2 \ T' do \ te} \quad (40)$$

Como:

$$- \ ke \ k6 \gg 1 / k3$$

- T'do >> Te / k3

$$\frac{\Delta Te / \Delta \delta}{\Delta \delta} \Bigg| = \frac{k_2}{k_e} \frac{PSS(s)}{(1 + sT'do / k_6 k_e) (1 + sTe)} \quad (41)$$

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.

### 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, 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 freqüência de oscilação não há problema quanto a diminuição da componente sincronizante do conjugado 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 avanço de PSS(s) será naturalmente menor do que o ângulo de atraso GEP(s).

### 3.3 - Restrições dos Sinais Estabilizadores

Para que um estabilizador seja fisicamente realizável é necessário que:

- O sinal não produza compensação em regime permanente da tensão de referência, o que faz com que a função de transferência se aproxime de uma relação apenas de conjugados nas frequências muito baixas.

- Funções de avanço só podem ser realizadas com pares de lead - lag e há um limite para o quanto possa ser a constante de tempo de atraso.

### 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. Isto quer dizer que, aumentando 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 frequências de oscilação de interesse, é proporcional ao ganho do regulador de tensão ( $k_e$ ) e inversamente proporcional à constante de tempo do campo a circuito

aberto do gerador ( $T'do$ ) e a frequência de oscilação ( $w$ ).

$$|GEP(s)| = \frac{k2 |Exc(jw)|}{w T'do} \quad (42)$$

- 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 frequência através da malha do regulador de tensão se aproxima na frequência de oscilação de interesse.

### 3.5 - Características dos Sinais Estabilizadores

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

#### 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  $GEP(s)$  produzindo uma componente de Conjugado em fase com a variação de velocidade, aumentando o amortecimento das oscilações.

Neste tipo de estabilizador o ganho é muito alto para sistemas "fortes", onde o problema de estabilidade é menor, enquanto que, quando o sistema se torna fraco,

onde o problema de estabilidade é maior, este ganho diminui. Este efeito provoca uma redução do sinal estabilizador quando a potência solicitada pelo sistema é 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", então estas condições estabelecem o máximo ganho permissível no estabilizador cuja entrada é um sinal deste tipo.

### **3.5.2 - Sinal Estabilizador Derivado da Freqüência da Barra Terminal do Gerador**

A diferença existente entre um estabilizador que usa este tipo de 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 de velocidade para o sinal de entrada no estabilizador que é a freqüência da barra.

### **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 conceito de fator de sensibilidade do sinal de entrada, ou seja, tratar a variação de potência, em vez de, da variação de velocidade.

### **3.6 - Efeitos da Variação da Potência Mecânica**

Algumas situações que provocam o efeito da variação da potência mecânica são comentados a seguir:

- A resposta rápida do regulador de velocidade numa unidade geradora para uma queda repentina da frequência do sistema, provocará rápido aumento de potência na saída da unidade. A ação do estabilizador pode provocar uma redução da tensão, o que pode agravar o problema de estabilidade.

- O fechamento rápido da válvula provocado por uma falta ou por proteção de sobre-velocidade, provavelmente, causará a saturação do estabilizador da unidade geradora.

- A interação entre o estabilizador PSS e o regulador de velocidade com uma ação rápida do sistema de regulação de velocidade, poderá também ter influência.

### 3.7 - Dados do Gerador de 60 Hz - Itaipu [14]

Potência nominal	= 737 MVA
Frequência	= 60 Hz
Fator de potência nominal	= 0,95
Corrente nominal	= 23639 A
Corrente de campo nominal	= 3237 A
Velocidade Síncrona	= 92,3 RPM
Número de pólos	= 78

\* unidades 60 Hz (18 kV / 737 MVA)

$X_d = 0,949$ pu	$X_q = 0,678$ pu
$X'_d = 0,317$ pu	$X''_d = 0,252$ pu
$X''_q = 0,269$ pu	$H = 5,39$ s
$T'_{do} = 8,5$ s	$T''_{do} = 0,09$ s
$T''_{qo} = 0,19$ s	

\* transformador elevador

$X_t$	= 0,148 pu
base	= 18/525 kV - 768 MVA
tap atual	= 511,875 kV

### 3.8 - Diagrama em Blocos do Modelo de Máquina Síncrona com Sistema de Regulador de Velocidade e Tensão [1]

O diagrama abaixo foi obtido do livro, POWER SYSTEM CONTROL AND STABILITY, dos autores P. M. ANDERSON e A. A. FOUAD, veja o modelo.

#### Sistema para pequenos distúrbios

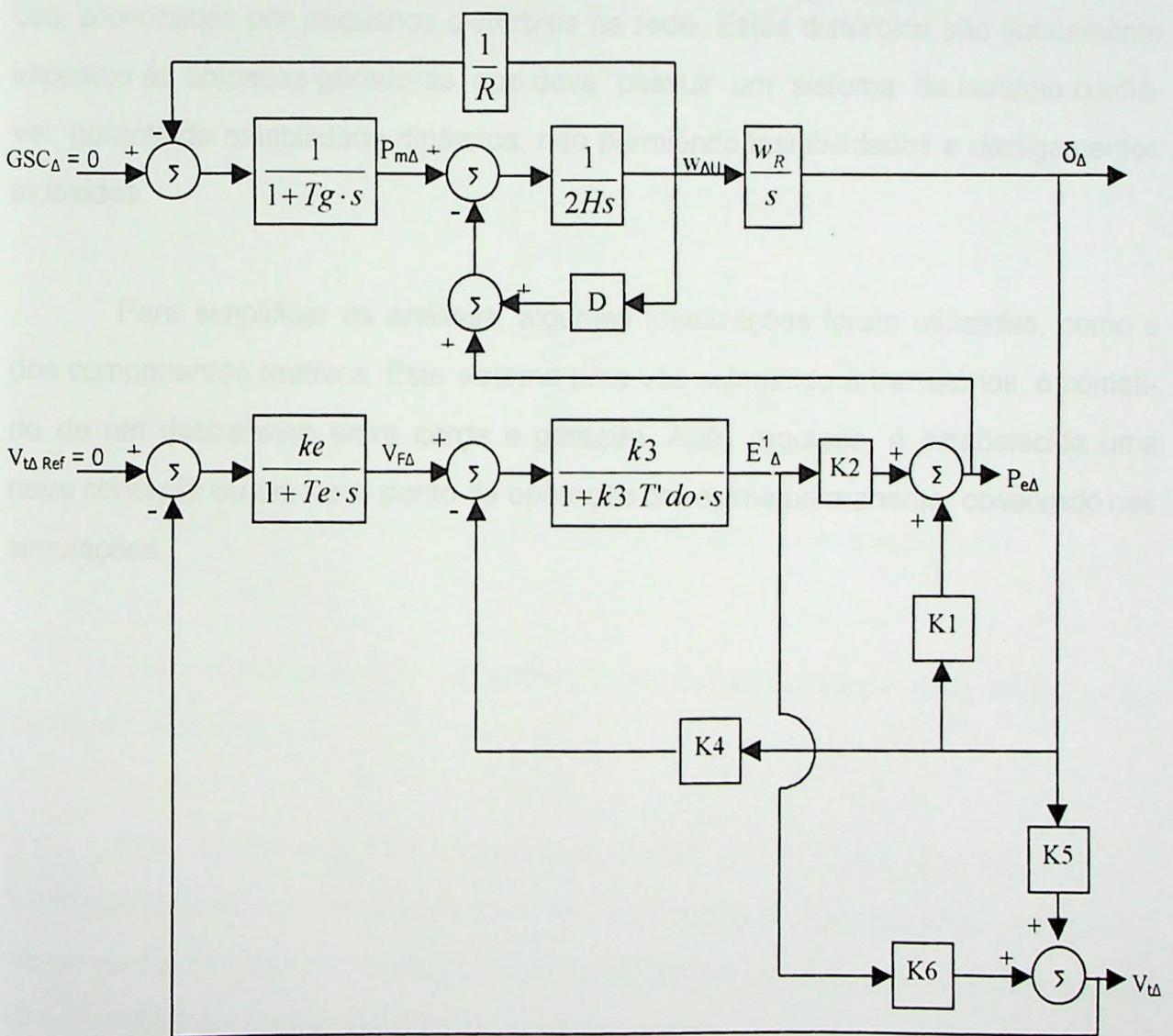


Fig. 4 - Diagrama em blocos genérico de um sistema com regulação de tensão e velocidade

Esse diagrama é um sistema típico que analisa a máquina sincronizada em uma barra infinita, projetada para responder contra pequenos distúrbios em torno de um ponto de operação.

Os sistema é provido de ambas as malhas retro-alimentadas de regulação de velocidade e tensão. Estas malhas serão adicionadas simultaneamente, com o intuito de retratar a condição mais completa e real do processo.

O modelo está preparado para regular e amortecer oscilações eletromecânicas, provocadas por pequenos distúrbios na rede. Estes distúrbios são subitamente impostos às unidades geradoras, que deve possuir um sistema de controle confiável, garantindo estabilidade dinâmica, não permitindo instabilidades e desligamentos indevidos.

Para simplificar as análises, algumas idealizações foram utilizadas, como a dos componentes reativos. Este sistema uma vez submetido a transitórios, é cometido de um desbalance entre carga e geração. Após regulado, é estabelecida uma nova condição ou um novo ponto de operação de regime permanente, observado nas simulações.

## Função de Transferência do modelo de Itaipu - 60 Hz - com PSS Analógico

Matlab - Simulink

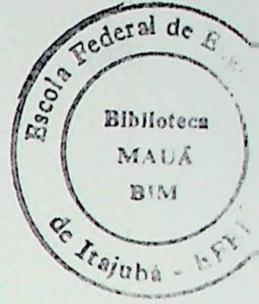
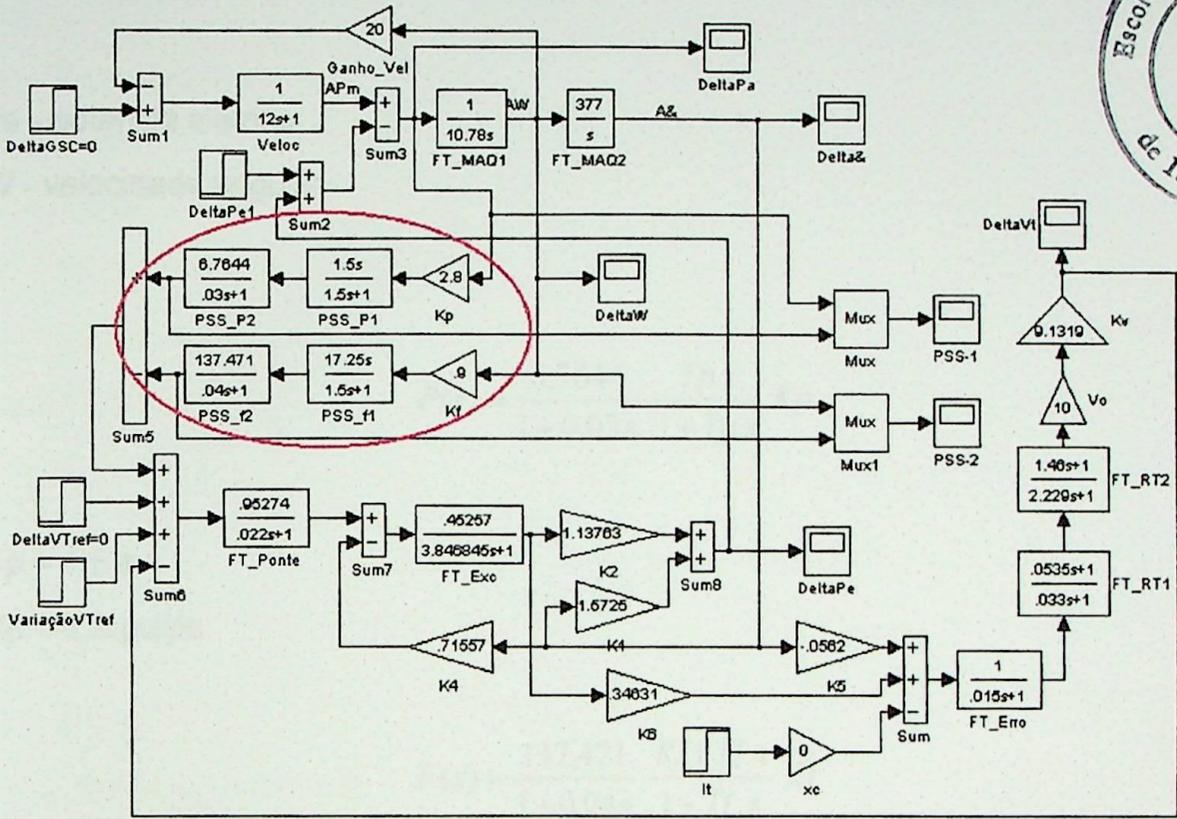


Fig. 5 - Diagrama em blocos com malhas de tensão e velocidade

Esse modelo contém os ganhos e constantes de tempo reais da máquina de 60 Hz de Itaipu.

Este diagrama possui o estabilizador PSS convencional, que auxiliará no amortecimento das grandezas elétricas, nos degraus de tensão aplicados no sistema de excitação do gerador. Quatro osciloscópios digitais auto-ajustáveis supervisionarão variações do ângulo do rotor, da potência acelerante, potência elétrica e tensão terminal da unidade geradora.

### 3.8.1 - A Função de Transferência do Modelo, suas Equações, Constantes e Ganhos

$$PSS(s) = P(s) \Delta Pe - F(s) \Delta W \quad (43)$$

Pe - potência elétrica

W - velocidade angular

$$P(s) = \frac{6,7644}{1+0,03s} \frac{Tp.s}{1+Tp.s} Kp \quad (44)$$

Tp = 1,5 s

Kp = 2,8 pu/pu

$$F(s) = \frac{137,471}{1+0,04s} \frac{Kf1 Tf.s}{1+Tf.s} Kf \quad (45)$$

Kf1 = 11,5 pu/pu

Tf = 1,5 s

Kf = 0,9 pu/pu

$$Efd(s) = Vt \left( \frac{Kponte}{1+0,022s} T(s) - Vfo \right) \quad (46)$$

Vt = tensão terminal

Kponte = 0,95274 pu

Vfo = -0,04276 pu

$$T(s) = RT(s) + PSS(s) \quad (47)$$

$$\frac{RT(s)}{ERRO(s)} = K_v \cdot V_o \cdot \left[ \frac{1 + T_a \cdot s}{1 + \frac{V_o}{V_p} \cdot T_a \cdot s} \right] \left[ \frac{1 + T_b \cdot s}{1 + \frac{V_p}{V_\infty} \cdot T_b \cdot s} \right] \quad (48)$$

$$K_v = 9,1319 \text{ pu/pu}$$

$$T_a = 1,46 \text{ s}$$

$$T_b = 0,0535 \text{ s}$$

$$V_o = 10,0 \text{ pu/pu}$$

$$V_p = 6,55 \text{ pu/pu}$$

$$V_\infty = 10,6 \text{ pu/pu}$$

$$ERRO(s) = \frac{1}{1 + 0,015s} (V_l - X_c I_t) \quad (49)$$

$$X_c = 0,0 \text{ pu}$$

$I_t$  = corrente terminal

### 3.8.2 - Condições de Operação da Máquina

Tensão terminal:            módulo = 1.050 pu            fase            = 0.000 pu

   eixo d   = -0,457 pu            eixo q            = 0.945 pu

Corrente:                    ativa            = 0.905 pu            reativa            = -0.324 pu

   eixo d   = -0.685 pu            eixo q            = 0.674 pu

Potência:                    ativa            = 0.950 pu            reativa            = 0.340 pu

Tensão da barra infinita: módulo = 1.002 pu            fase            = -10.407 graus

Reatância da máquina

$$X'd = 0.3200 \text{ pu} \quad X_d = 0.94900 \text{ pu} \quad X_q = 0.67800 \text{ pu}$$

Reatância do sistema

$$X_e = 0.2000 \text{ pu}$$

Constantes do modelo linearizado aplicados ao processo:

$$K_1 = 1.57259 \text{ pu}$$

$$K_2 = 1.13763 \text{ pu}$$

$$K_3 = 0.45257 \text{ pu}$$

$$K_4 = 0.71557 \text{ pu}$$

$$K_5 = -0.05620 \text{ pu}$$

$$K_6 = 0.34631 \text{ pu}$$

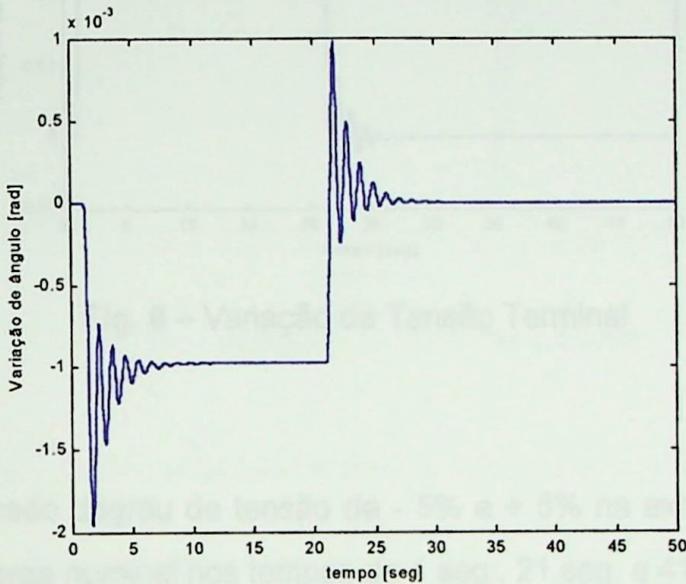
### 3.8.3 - Definição de Parâmetros e Constantes

- $K_1$  Parâmetro que representa  $\Delta T_{el}$  para  $\Delta \delta$ , com enlace de fluxo (d) constante
- $K_2$  Parâmetro que representa  $\Delta T_{el}$  para  $\Delta$ enlace de fluxo (d), com  $\delta$  constante
- $K_3$  Fator de impedância externa para o caso desta ser uma reatância
- $K_4$  Parâmetro que representa o efeito desmagnetizante para  $\Delta \delta$
- $K_5$  Parâmetro que representa  $\Delta V_t$  para  $\Delta \delta$ , com enlace de fluxo Constante (d)
- $K_6$  Parâmetro que representa  $\Delta V_t$  para  $\Delta$ enlace de fluxo (d), com  $\delta$  constante.
- $K_e$  Ganho da excitatriz em pu/pu
- $T_e$  Constante de tempo da excitatriz em seg.
- $T_m$  Conjugado mecânico (1 pu)
- $P_e$  Potência elétrica (1 pu)

### 3.9 - Simulações

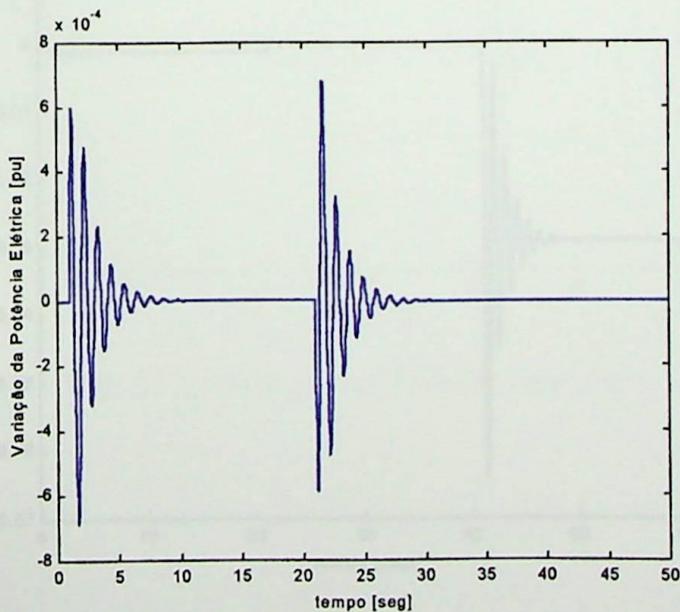
**Caso 1** - Foi aplicado degrau de tensão de - 5% e + 5% na excitatriz do gerador nos tempos de 1 seg. e 21 seg., respectivamente.

A fig. 6 ilustra as variações do ângulo de carga da máquina.



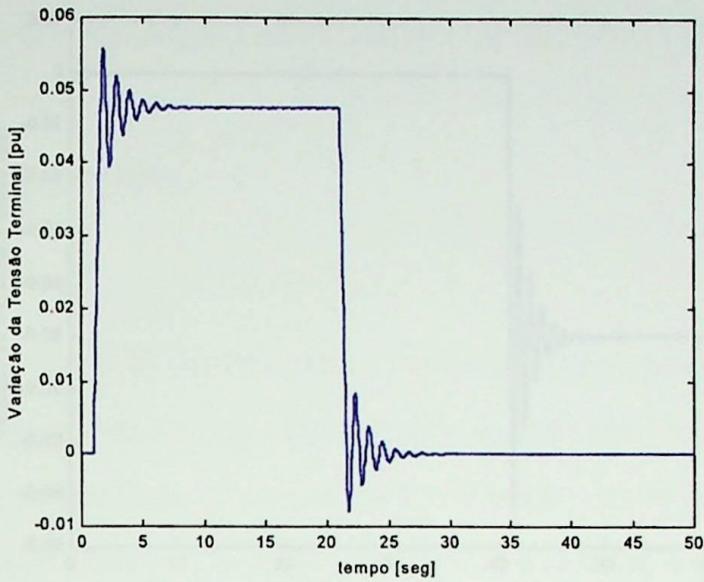
**Fig. 6** – Variação do Ângulo de carga

A fig. 7 refere-se as variações de potência elétrica da máquina.



**Fig. 7** – Variação da Potência Elétrica

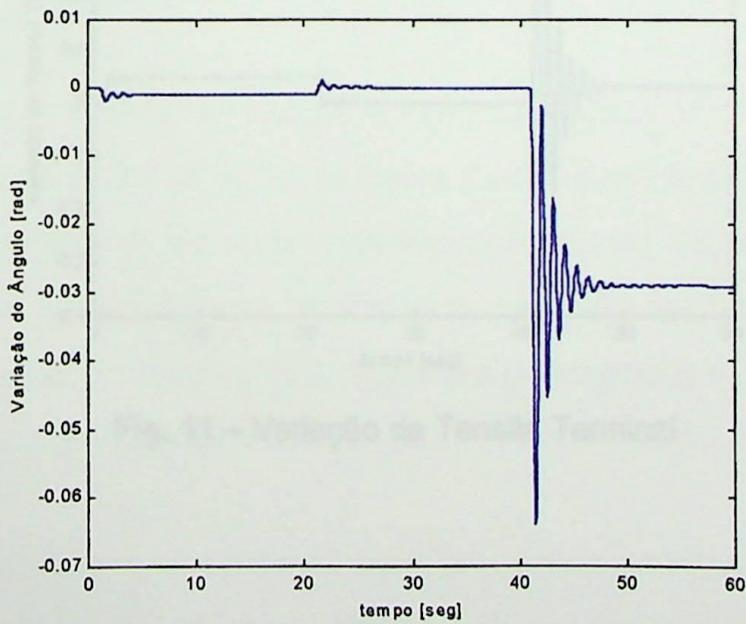
A fig. 8 refere-se a variação da tensão terminal da máquina



**Fig. 8 – Variação da Tensão Terminal**

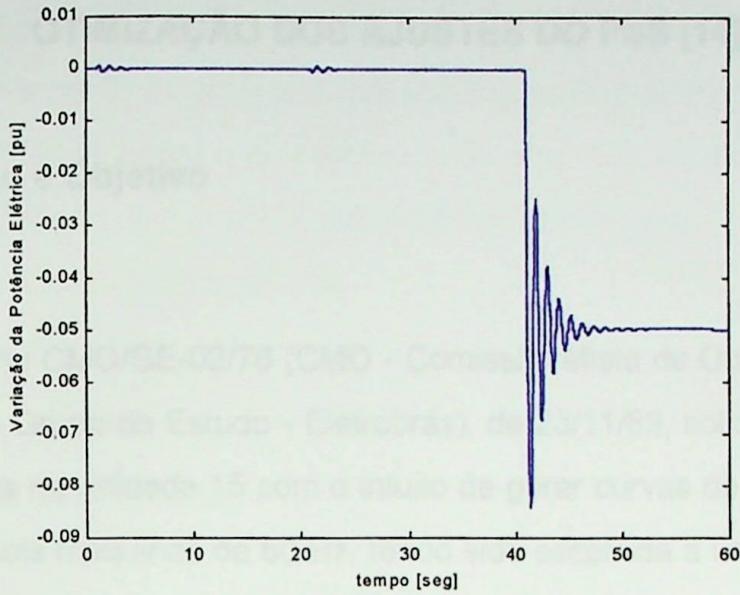
**Caso 2** - Foi aplicado degrau de tensão de - 5% e + 5% na excitatriz do gerador e rejeitado 5% da carga nominal nos tempos de 1 seg., 21 seg. e 41 seg.

A fig. 9 refere-se a variação do ângulo de carga.



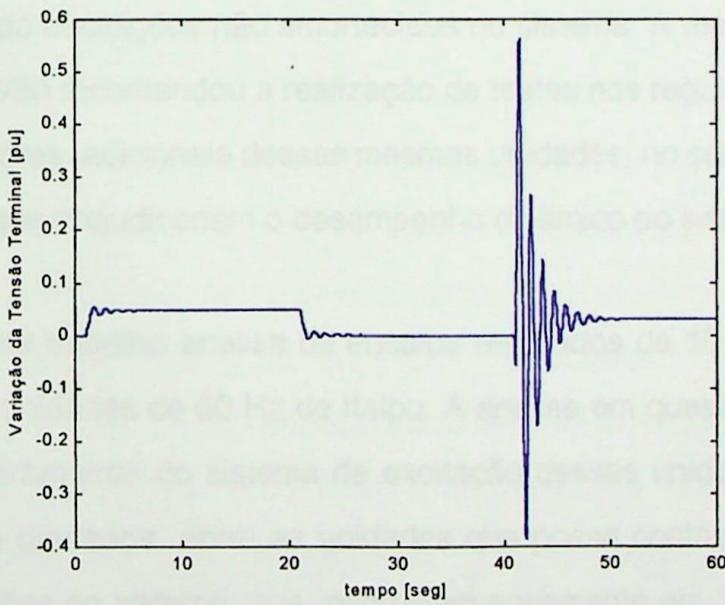
**Fig. 9 – Variação do ângulo de carga**

A fig. 10 refere-se as variações da potência elétrica da máquina.



**Fig. 10 – Variação da Potência Elétrica**

A fig. 11 refere-se as variações da tensão terminal da máquina.



**Fig. 11 – Variação da Tensão Terminal**

## **4 - ANÁLISE DOS ENSAIOS NO SISTEMA DE EXCITAÇÃO DAS UNIDADES DE ITAIPU 60 HZ OTIMIZAÇÃO DOS AJUSTES DO PSS [14]**

### **4.1 - Introdução e Objetivo**

O relatório CMO/GE-02/76 (CMO - Comissão Mista de Operação do Sistema Interligado, GE - Grupo de Estudo - Eletrobrás), de 23/11/89, solicita a Itaipu a realização de ensaios na unidade 15 com o intuito de gerar curvas de referência para os ajustes das demais máquinas de 60 Hz, tendo sido escolhida a unidade 15 porque a mesma foi uma das ajustadas pelo GE-02 em 12/87.

A recomendação nasceu da suspeita, contestada por Itaipu no próprio relatório citado anteriormente, de que existiam unidades operando com ajustes diferentes e originando oscilações não amortecidas no sistema. A mesma época, o relatório CMO/GE-02/80 recomendou a realização de testes nos reguladores de tensão e sinais estabilizadores adicionais dessas mesmas unidades, no sentido de verificar se existiam fatores que prejudicariam o desempenho dinâmico do sistema interligado.

O presente trabalho analisa os ensaios realizados de 10 a 12/90, em diversas etapas, nas unidades de 60 Hz de Itaipu. A análise em questão visa confirmar o modelo e os parâmetros do sistema de excitação dessas unidades, determinando se existe alguma diferença entre as unidades que possa contribuir para o aparecimento de oscilações no sistema, que ocorreram novamente em 11/90. Com o envio deste trabalho ao GE-02 cumprem-se as recomendações citadas anteriormente.

Os ensaios solicitados pelo GE-02 foram complementados com alguns outros para que as dúvidas sobre o comportamento dinâmico das unidades ficassem esclarecidas ao máximo. Os ensaios a vazio ou com máquina parada foram realizados em todas as unidades.

É importante destacar que a partir desta data foram substituídos os circuitos de geração dos pulsos por um sistema de geração digital, e recolocada em operação as pontes negativas. Hoje, as pontes negativas se encontram fora de operação por ter atuado indevidamente as proteções de sobrecorrente nos conversores negativos das unidades de 60 Hz, quando da ocorrência de uma falta no tronco de 765 KV do sistema de transmissão de Furnas. Ainda está em estudo a recolocação das pontes negativas das unidades de 50 e 60 Hz.

## 4.2 - Avaliações dos Ensaios

O modelo desenvolvido neste trabalho para o regulador de tensão, sinal estabilizador adicional, compensador de reativo, ponte de tiristores e limitador de corrente máxima de campo, cujo diagrama em blocos é mostrado nas figs. 35 e 34, é bem representativo da realidade.

Os ajustes do regulador de tensão e limitador de corrente máxima de campo proporcionam bom desempenho para os mesmos, não sendo necessário nenhum reajuste. Quanto aos ajustes do sinal estabilizador adicional, nota-se que os mesmos não estão adequados para um amortecimento satisfatório nos modos entre-áreas e local, a otimização desse ajustes pode ser obtida alterando-se o ganho do canal de potência de 1.12 V/V para 2.8 V/V. Caso, devido ao aumento desse ganho, ocorra aumento acentuado das oscilações em regime permanente em função das oscilações no conjunto caixa espiral/conduto forçado, deve-se aumentá-lo até o máximo possível, diminuindo de forma proporcional o ganho do canal de freqüência.

Não existe diferença significativa entre os parâmetros das diversas unidades geradoras da usina de forma que possa originar oscilações não amortecidas no sistema interligado. As diferenças existentes no ganho da ponte de tiristores serão minimizadas com a colocação em funcionamento da ponte negativa em todas unidades.

As oscilações que ocorrem esporadicamente no sistema são originadas por algum distúrbio e agravadas pela coincidência do modo de oscilação da usina contra o sistema e com o modo de oscilação proveniente do conjunto caixa espiral/conduto forçado e pelo ajuste não otimizado do sinal estabilizador adicional.

Caso o ponto de soma do PSS seja retornado a sua posição de origem, poder-se-á obter melhor esforço de amortecimento nas freqüências de interesse em função da menor variação da fase que deve ser compensada.

### 4.3 - Recomendações

Reajustar o ganho do canal de potência do sinal estabilizador adicional para 2,8 V/V. Caso haja aumento significativo das oscilações provocadas pelo conjunto caixa espiral/conduto forçado deve-se aumentar o ganho do canal de potência até o máximo possível e diminuir de forma proporcional o ganho do canal de freqüência.

Operar sempre que possível as unidades de Itaipu 60 Hz com potência superior a 550 MW de modo a minimizar as oscilações provenientes da caixa espiral/conduto forçado (de acordo com a recomendação da CMO/GE-02/11).

Adotar nos estudos realizados no âmbito do GE-02 o modelo cujo diagrama em blocos é mostrado nas figs. 35 e 34, com os seguintes parâmetros, obtidos pela média dos parâmetros das unidades:

Kponte =	240 V/V (*)	KV	6,75 V/pu
Vfo =	-8,8 V (*)	Efd base	186,2 V/V
Vo =	10 V/V	Ta	1,46 s
Vp =	6,55 V/V	Tb	0,0535 s
V□ =	10,6 V/V	Tf	1,5 s
Vrmax =	6,3 V	Tp	1,5 s
Vrmin =	-6,3 V	Kf1	11,5 V/V
Kp =	1,12 V/V	Kf	0,9 V/V
Vpmax =	4,0 V	fmax	2,0 Hz
Vpmin =	-4,0 V	tmax	1,2 pu
Pmin =	0,3 pu	Vtmin	0,7 pu

**Fig. 12 - Parâmetros das unidades de 60 Hz**

(\*) considerou-se apenas as unidades que já tiveram seu circuito de disparo de pulsos trocado.

Avaliar a possibilidade de retornar o ponto de soma do PSS a sua posição original, isto é, no mesmo ponto de tensão de referência do regulador.

## 4.4 - Ensaios Realizados

### 4.4.1 - Medições de Ganhos

Com a unidade a vazio mediu-se, para alguns patamares de tensão terminal, os valores de tensão de saída do transdutor de tensão do regulador ( $V_{x8}$ ), tensão de saída do regulador de tensão ( $V_{rt}$ ) e tensão de campo ( $E_{fd}$ ).

Com este ensaio pretende-se determinar o ganho do transdutor de tensão, a equação que descreve a tensão de campo em função da tensão do regulador de tensão e os valores base para a tensão de campo e tensão do regulador. Os resultados

para a unidade 15 são apresentados na fig. 13.

Vt (pu)	Vx8 (V)	Vrt (V)	Efd (V)
0,80	5,64	0,797	148,66
0,85	5,98	0,803	162,72
0,90	6,32	0,829	177,46
0,95	6,66	0,847	192,86
1,00	7,01	0,878	211,61
1,05	7,35	0,915	231,70
1,10	7,69	0,983	257,14

**Fig. 13** - Resultado das medições de ganhos da Unidade 15.

#### 4.4.2 - Degrau no Canal Automático em Malha Aberta

Foi aplicado um degraú de 0,41 V na entrada do canal automático e registrado o comportamento do sinal de saída. A resposta para a unidade 15 é mostrada na fig. 36.

#### 4.4.3 - Ganho Estático do Sinal Estabilizador Adicional (PSS)

Aplicou-se 1 [V] na entrada do PSS, com a máquina operando em vazio e mediu-se a variação de tensão terminal que ocorreu, encontrando-se o ganho de -1,4%/V. O ensaio também foi registrado, com o objetivo de comparar com simulação, e as curvas de tensão do regulador, tensão de campo e variação de tensão terminal, para a unidade 15, são mostradas na fig. 30.

#### 4.4.4 - Degrau a Vazio

Com a máquina a vazio foi aplicado degrau de 2% na referência do regulador e registradas as mesmas grandezas do ensaio anterior.

#### 4.4.5 - Medição da Reatância do Compensador de Reativo ( $X_c$ ) e da Reatância Externa Vista da Barra de 500 kV ( $X_e$ 500)

Foram feitas medições da tensão de saída do transdutor de tensão do regulador para diversos valores de potência reativa da unidade 15, mantendo-se constantes a tensão terminal 1,0 pu e a potência ativa da unidade (585 MW). Aproveitou-se o ensaio para medir a tensão no 500 kV e a potência reativa no 500 kV para calcular a reatância externa vista deste barramento. Os resultados são apresentados na fig. 14. A configuração do sistema no momento do ensaio era:

- 4 máquinas;
- 2 linhas de 500 kV até Foz do Iguaçu;
- 2 linhas de 765 kV até Tijuco Preto, sendo que apenas uma delas no trecho entre Itaberá e Tijuco Preto estava sem capacitor série.

Q 15 (Mvar)	Vx8 (V)	V500 (kV)	Q500 (Mvar)
0	7,04	511,5	-260
50	7,03	508,0	-280
100	7,01	503,0	-300
150	6,98	497,0	-305
200	6,96	493,0	-320

Fig. 14 – Medições de  $X_c$  e  $X_e$

#### 4.4.6 - Medição do Ganho do Transdutor de Frequência do PSS

Para diversos valores de frequência, com a unidade girando a vazio, mediu-se a tensão de saída do transdutor de frequência do PSS. Os resultados são apresentados na fig. 15.

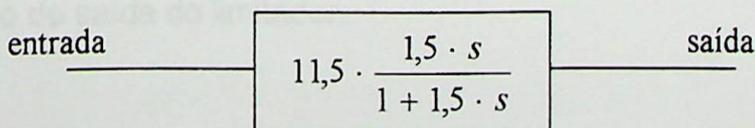
F (Hz)	56,95	57,97	59,07	60,00	61,02	62,03	63,05
Vf (V)	-5,89	-4,15	-2,35	-0,70	0,88	2,72	4,47

**Fig. 15** - Medição de ganho do transdutor de frequência do PSS.

#### 4.4.7 - Levantamento da Função de Transferência do PSS

Com o sistema de controle em malha aberta levantou-se através de ensaios e por inspeção a função de transferência do PSS. A função de transferência e os parâmetros são os mesmos já utilizados atualmente, com exceção do ganho do filtro residual do canal de frequência, que tem o valor de 11,5 V/V, cuja função de transferência é mostrada na fig. 16.

Os valores dos ganhos de cada canal no ponto de soma dos mesmos também foi checado para todas as unidades, não encontrando-se diferença em relação aos já utilizados.



**Fig. 16** - Função de transferência do filtro residual do canal de frequência do PSS.

#### 4.4.8 - Degrau na Referência em Carga

Com a unidade interligada ao sistema e gerando 585 MW, com tensão 1,016 pu, foi aplicado degrau de 0,9% na referência de tensão do regulador e registrados os sinais de tensão do regulador, tensão do PSS, variação de tensão terminal e variação de potência ativa. Foram realizados dois ensaios, um com PSS e outro sem PSS, e os resultados são mostrados nas figs. 31 e 32, respectivamente.

Estes resultados serão mostrados no último capítulo com a máquina modelada para simulações em MATLAB, com estabilizador FUZZY SETS.

#### 4.4.9 - Atuação do Limitador de Corrente Máxima de Campo na Modalidade “Mixed”

Com a unidade interligada ao sistema gerando 560 MW e 240 MVar, e com tensão terminal de 1,037 pu, aplicou-se degrau na referência de tensão do regulador de forma a forçar a atuação do limitador de corrente máxima de campo, estando o mesmo operando na modalidade “mixed”. A fig. 33 mostra o comportamento das seguintes grandezas:

- variação de tensão terminal;
- variação de potência ativa;
- corrente de campo;
- tensão do regulador de tensão;
- tensão de saída do limitador.

## 4.5 - Análise dos Resultados da Unidade 15

### 4.5.1 - Regulador de Tensão e Ponte de Tiristores

#### a) Transdutor de tensão

Nos valores constantes da fig. 13 foi aplicada regressão linear para identificar o ganho do transdutor de tensão. A equação encontrada foi:

$$V_{x8} = 6,843 \cdot V_t + 0,164 \text{ [V]} \quad (50)$$

com  $V_{x8}$  em Volts e  $V_t$  em pu.

Conseqüentemente o ganho do transdutor é 6,843 V/pu

#### b) Tensão de campo x tensão do regulador

A equação de uma ponte retificadora de 6 pulsos, alimentada via transformador de excitação ligado no terminal da máquina, aplicada ao campo de uma máquina síncrona é:

$$E_{fd} = 1,35 \cdot V_{do} \cdot V_t \cdot \cos(\alpha) \text{ [V]} \quad (51)$$

onde  $V_{do}$  é a tensão nominal no secundário do transformador da excitação,  $\alpha$  é o ângulo de disparo dos tiristores e  $V_t$  é a tensão terminal em pu. No circuito de disparo de pulsos é utilizada a função  $\cos^{-1}$  de tal forma que a relação entre  $E_{fd}$  e  $V_t$  é linear quando a tensão  $V_t$  é constante. Sendo assim, também por regressão linear com os valores da figura 13 obtém-se a equação:

$$E_{fd}/V_t = 252,191 \cdot V_{rt} - 11,822 \text{ [V]} \quad (52)$$

Onde Efd e Vrt estão em Volts e pu.

Ao atingir o valor final, em torno de 15 s, mediu-se  $V_o$  igual a 4,5 s após o degrau. O valor de  $T_b$  foi obtido consultando-se a figura 36 e por simulações, após a medição de seu valor máximo.

Os valores medidos para os parâmetros foram:

$V_o = 10 \text{ V/V}$ ;  $T_a = 1,51 \text{ s}$ ;  $V_p = 6,3 \text{ V/V}$ ;  $V_{\square} = 10,24 \text{ V/V}$ ;  $T_b = 0,0535 \text{ s}$ .

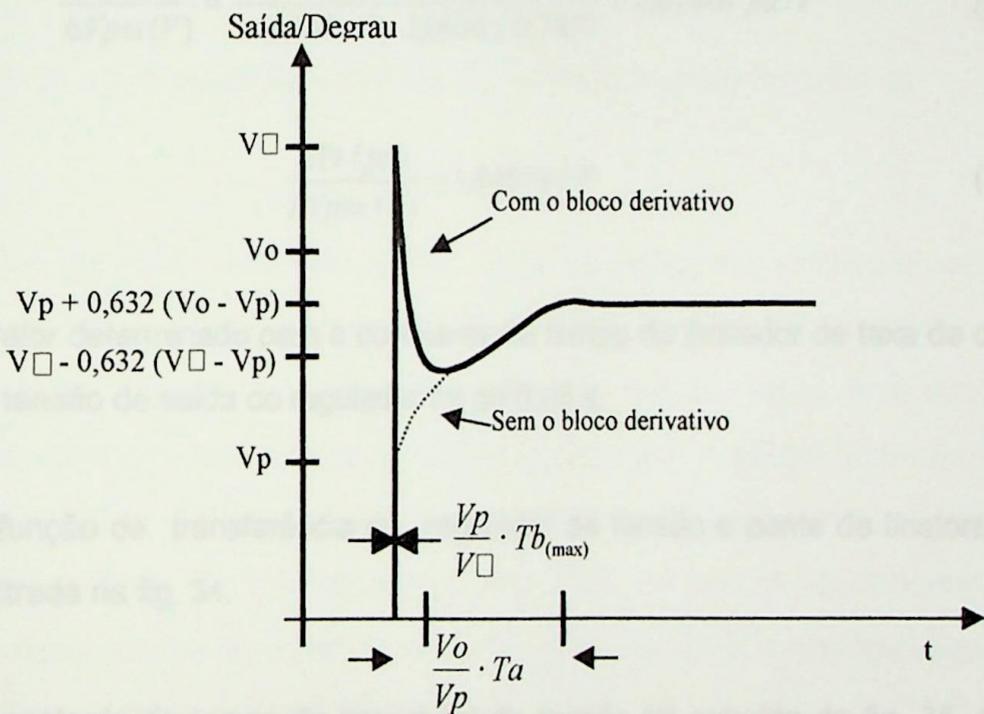


Fig. 17 - Resposta da função de transferência do regulador.

A simulação e ensaio de campo se mostram bastante próximos.

### c) Ganho estático do PSS

De acordo com os parâmetros definidos até aqui, a malha de controle em termos estáticos é mostrada na fig. 18.

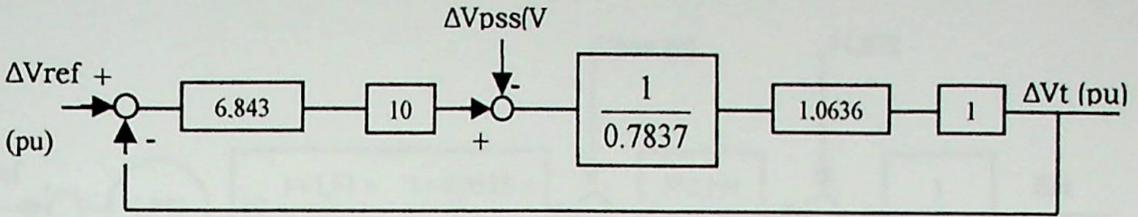


Fig. 18 - malha de controle em termos estáticos.

Assim,

$$\frac{\Delta V_t (pu)}{\Delta V_{pss} (V)} = \frac{1.0636 / 0,7837}{1 + 6,843 \cdot 10 \cdot 1,0636 / 0,7837} = 0,01446 \text{ pu/V} \quad (53)$$

$$\frac{\Delta V_t (pu)}{\Delta V_{pss} (V)} = 1,446 \% / V \quad (54)$$

O valor determinado para a constante de tempo do limitador de taxa de crescimento da tensão de saída do regulador foi de 0,05 s.

A função de transferência do regulador de tensão e ponte de tiristores é, então, mostrada na fig. 34.

A constante de tempo do transdutor de tensão foi extraída da fig. 35. Com este modelo foram simulados os ensaios dos itens 4.4.3 e 4.4.4 considerando-se a máquina pela sua constante de tempo  $T'do$  e com saturação.

Os resultados são mostrados nos ensaios de degrau na referência, e degrau na saída do PSS.

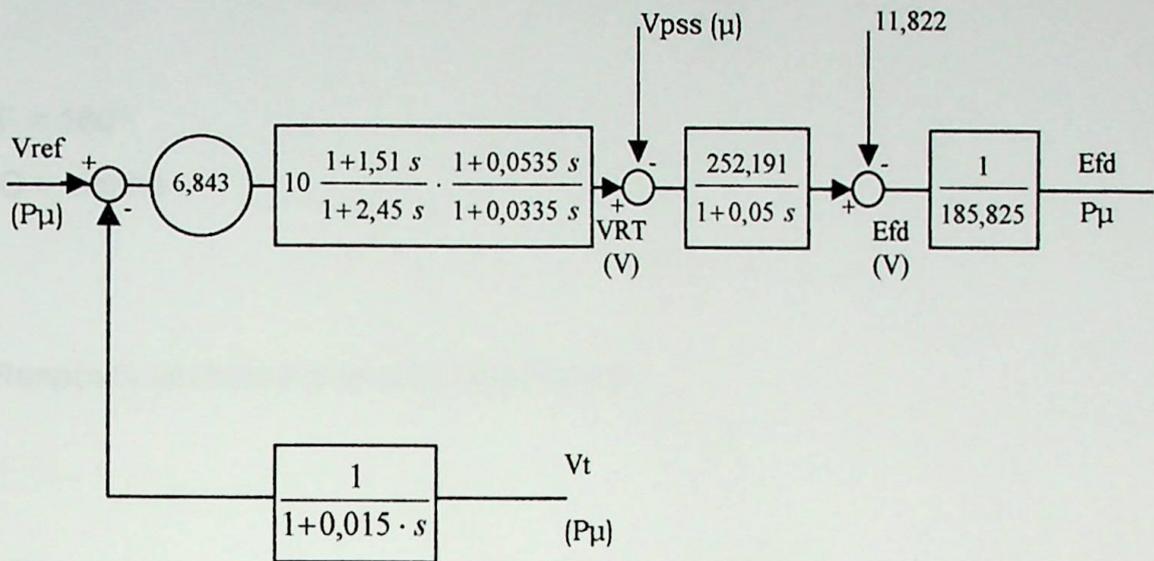


Fig. 19 – Função de transferência do regulador e ponte de tiristores.

Como pode ser visto, comparando-se os resultados das simulações com os ensaios, o modelo está bem representativo da realidade. Diferença significativa só no valor de pico da tensão do regulador no ensaio de degrau a vazio, onde acredita-se que o pico foi filtrado pelo oscilógrafo. As ultrapassagens máximas foram de 1,5% para o degrau a vazio e 70 % para o degrau na saída do PSS, e os tempos de subida ( $T_s$ ) foram 0,18 s e 0,11 s, respectivamente. Para um melhor posicionamento a respeito do desempenho do regulador é necessário uma análise complementar no domínio da frequência, o que será feito a seguir.

#### - Resposta em Frequência em Malha Aberta

$$\frac{\Delta V_t}{\Delta V_{ref}} = 92,869 \cdot \frac{1 + 1,5635 \cdot s + 0,081 \cdot s^2}{1 + 10,083 \cdot s + 19,07165 \cdot s^2 + 1,53042 \cdot s^3 + 0,03 \cdot s^4} \quad (pu/ pu) \quad (55)$$

margem de fase (MF) = 76,5°

margem de ganho (MG) = infinita

$$\frac{\Delta V_l}{-\Delta V_{pss}} = 1,0636 \cdot \frac{1}{1 + 7,65 \cdot s + 0,38 \cdot s^2} \text{ (pu / pu)} \quad (56)$$

MF = 160°

MG = infinita

- Resposta em frequência em malha fechada

$$\frac{\Delta V_l}{\Delta V_{ref}} = 0,989 \cdot \frac{1 + 1,58 \cdot s + 0,104 \cdot s^2 + 0,0012 \cdot s^3}{1 + 1,65 \cdot s + 0,28 \cdot s^2 + 0,019 \cdot s^3 + 0,0006 \cdot s^4 + 0,000005 \cdot s^5} \quad (57)$$

valor de pico (Mp) = 1,006 pu/pu

largura de banda (Wb) = 1,9 Hz

$$\frac{\Delta V_l}{-\Delta V_{pss}} = 0,0113 \cdot \frac{1 + 2,45 \cdot s + 0,116 \cdot s^2 + 0,019 \cdot s^3}{1 + 1,65 \cdot s + 0,28 \cdot s^2 + 0,019 \cdot s^3 + 0,0006 \cdot s^4 + 0,000005 \cdot s^5} \quad (58)$$

Mp = 1,564 pu/pu

Wb = 2,7 Hz

Na fig. 20 os índices de desempenho da malha de controle são comparados com os valores considerados ótimos.

Índice	Ótimo	Vt/Vref	Vt/-Vpss
MG	> 6 dB	$\infty$	$\infty$
MF	40 a 80°	76,5°	160°
U	5 a 15%	1,5%	70%
Mp	1,1 a 1,6	1,006	1,564
Ts.wb	0,3 a 0,45	0,342	0,297

**Fig. 20** - Índices de desempenho da malha de controle.

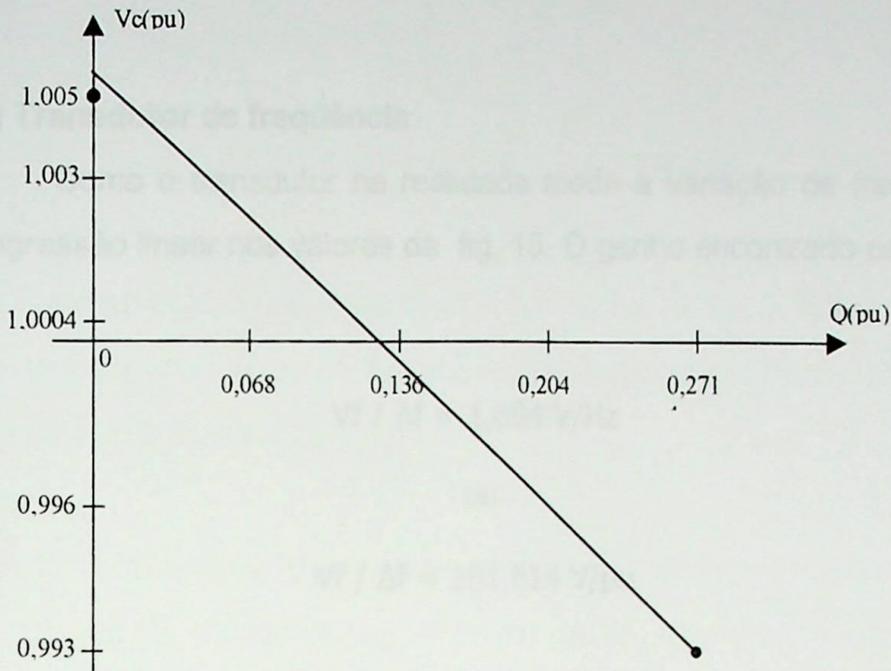
Antes de comentar os índices de desempenho encontrados é importante frisar que a otimização de todos eles é praticamente impossível.

Os índices obtidos para a função  $\Delta V_t/\Delta V_{ref}$  mostram que os ajustes podem ser considerados bons, embora ainda passíveis de otimização já a função  $\Delta V_t/-\Delta V_{pss}$  não apresenta bons índices, entretanto, sua otimização depende principalmente dos parâmetros inerentes da máquina e, caso fosse praticável, influenciaria totalmente a função  $\Delta V_t/\Delta V_{ref}$ .

Isto pode ser visto como indicativo de dificuldades para ajustes no PSS. Outro fato que pode ser visto é que a mudança feita no local de atuação do PSS, do ponto da tensão de referência para o ponto de saída do regulador de tensão, exige do mesmo maior compensação de fase.

#### d) Compensador de reativos

A fig. 21 mostra o gráfico  $V_c \times Q$  obtido do ensaio. Obtem-se a tensão compensada em pu. O valor de  $X_c$  é medido pela inclinação desta reta.



**Fig. 21** – Gráfico  $V_c$  x  $Q$  do compensador de reativo.

Encontrou-se então  $X_c = 0,0452$  pu, que corresponde a 31,4% da reatância do transformador elevador.

A equação correta para a representação do compensador de reativo é a equação (59) abaixo:

$$V_c = \sqrt{[V_t - X_c \cdot (Q / V_t)]^2 + (X_c \cdot P / V_t)^2} \quad (59)$$

mas, ao desconsiderar-se a parcela devida a potência ativa não ocorre erro sensível em relação a representação completa. Assim, pode-se utilizar a equação (60) como representativa do compensador de reativos.

$$V_c = V_t - X_c \cdot (Q / V_t) \quad (60)$$

#### 4.5.2 - Sinal Estabilizador Adicional (PSS)

##### a) Transdutor de frequência

Como o transdutor na realidade mede a variação de frequência, aplicou-se regressão linear nos valores da fig. 15. O ganho encontrado para o transdutor foi:

$$V_f / \Delta f = 1,694 \text{ V/Hz} \quad (61)$$

ou

$$V_f / \Delta f = 101,614 \text{ V/pu} \quad (62)$$

##### b) Função de transferência

A partir do diagrama em blocos da fig. 22 é obtida a função de transferência do PSS.

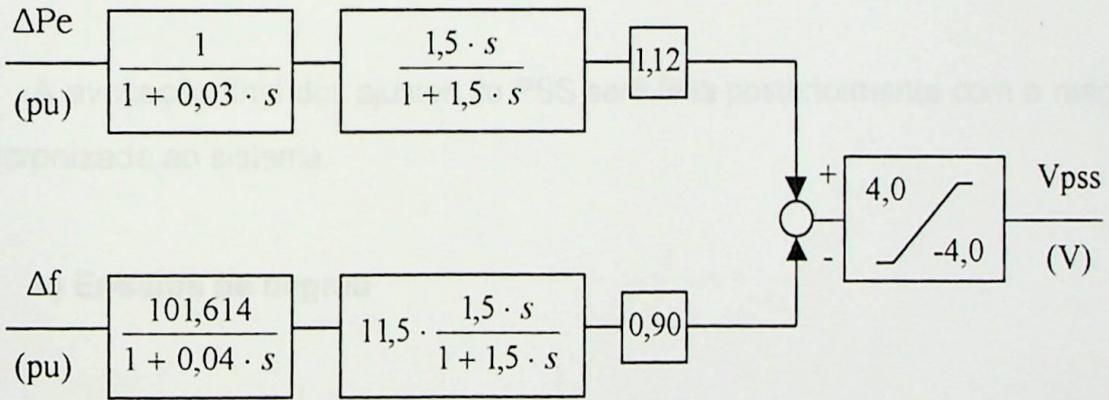


Fig. 22 - Função de transferência do PSS.

Para o ajuste do PSS é necessário conhecer sua resposta em frequência em relação a  $\Delta w$ . Arranjando-se a função de transferência encontra-se,

$$\frac{-\Delta V_{pss}}{\Delta W} = 2013,5 \cdot \frac{s + 0,08941 \cdot s^2 + 0,0024 \cdot s^3}{1 + 1,57 \cdot s + 0,1062 \cdot s^2 + 0,0018 \cdot s^3} \quad (\text{pu} / \text{pu}) \quad (63)$$

Como a função  $\Delta V_t/\Delta w$  a vazio é uma aproximação razoável para a avaliação do ajuste do PSS, pode-se escrever,

$$\Delta V_t/\Delta w = (\Delta V_t/\Delta V_{pss}) \cdot (-\Delta V_{pss}/\Delta w) \quad (64)$$

Os valores típicos para o ganho  $\Delta V_t/\Delta w$  variam de 0,1 a 100 pu/pu, devendo ser encontrado via ensaios de bancada no próprio regulador. Para o PSS de Itaipu (fig. 22) o ganho  $\Delta V_t/\Delta w$  é de 22,8 pu/pu.

Quanto a fase de  $\Delta V_t/\Delta w$ , nota-se que o amortecimento máximo ocorre na frequência de 0,45 Hz, indicando que o PSS está otimizado para o modo entre áreas. Para o modo local de oscilação, com frequência próxima a 1,5 Hz, a fase de  $\Delta V_t/\Delta w$  é de  $-53^\circ$ , levando a um Conjugado de amortecimento da ordem de 50% do máximo, ou seja, no modo local de oscilação PSS não contribui de maneira efetiva para o amortecimento das oscilações.

A avaliação final dos ajustes do PSS será feita posteriormente com a máquina sincronizada ao sistema.

### c) Ensaios de degrau

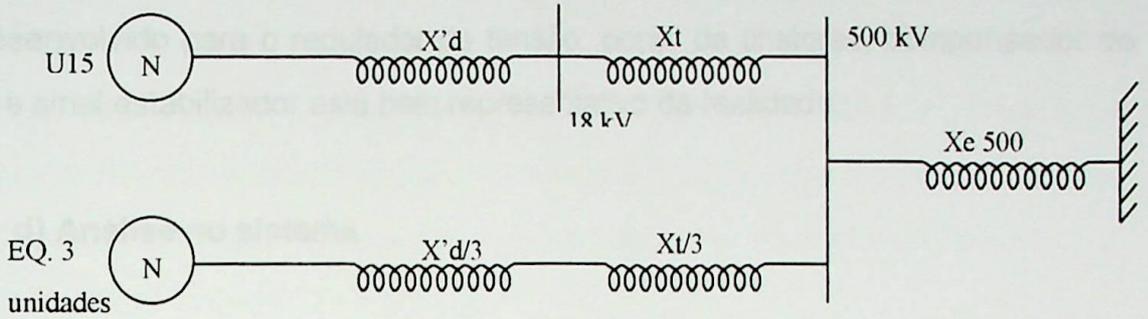
Simulou-se os ensaios do item 4.4.8, e as respostas das simulações são mostradas nas fig. 31, ( $K_p = 1,12 \text{ V/V}$ ) para o caso com PSS, e fig. 32, ( $K_p = 1,12 \text{ V/V}$ ), para o caso sem PSS.

Estas simulações foram feitas no modelo máquina síncrona x barra infinita, utilizando-se o valor de  $X_e$  medido no ensaio 4.4.5.

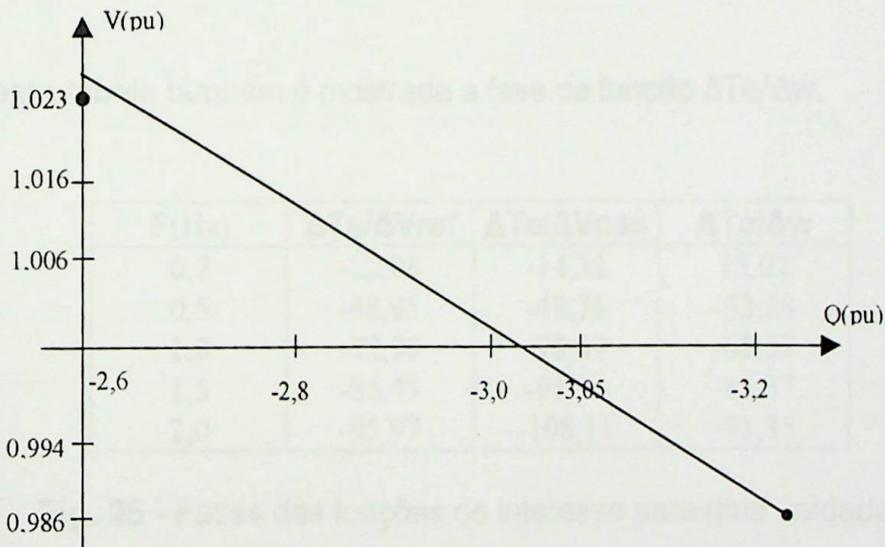
O valor de  $X_e$  medido é o visto do barramento de 500 kV, para o cálculo do  $X_e$  visto pela unidade utiliza-se o circuito da fig. 23. A inclinação da reta  $V_{500} \times$

Q500 em pu é o valor medido de  $X_e$ .

O gráfico em questão é mostrado na fig. 24.



**Fig. 23** - Circuito equivalente para o cálculo de  $X_e$  visto do 18 kV.



**Fig. 24** - Gráfico  $V_{500} \times Q_{500}$  na base 500 kV, 100 MVA.

O valor encontrado para  $X_e$  visto do 500 kV foi  $X_e = 0,0631$  pu, na base 100 MVA. Calculando-se  $X_e$  visto do 18 kV encontra-se  $X_e(18) = 0,0357$  pu na base 100 MVA ou  $X_e(18) = 0,263$  pu na base da máquina.

A comparação das simulações com os ensaios permite considerar que o modelo desenvolvido para o regulador de tensão, ponte de tiristores, compensador de reativo e sinal estabilizador está bem representativo da realidade.

#### d) Análise no sistema

##### d.1) Visão de uma unidade

Considerando-se o modelo máquina x barra infinita e a unidade operando com  $V_t = 1,0$  pu,  $P = 500$  MW e  $Q = 0$  Mvar encontram-se para as funções  $\Delta T_e/\Delta V_{ref}$  e  $\Delta T_e/-\Delta V_{pss}$  as fases mostradas na fig. 25.

Nesta tabela também é mostrada a fase da função  $\Delta T_e/\Delta w$ .

F(Hz)	$\Delta T_e/\Delta V_{ref}$	$\Delta T_e/\Delta V_{pss}$	$\Delta T_e/\Delta w$
0,2	-22,08	-14,32	15,02
0,5	-48,95	-48,76	-33,28
1,0	-72,98	-78,67	-65,57
1,5	-86,45	-95,94	-81,37
2,0	-95,97	-108,11	-91,35

**Fig. 25** - Fases das funções de interesse para uma unidade.

Como o Conjugado de amortecimento é função do cosseno da fase de  $\Delta T_e/\Delta w$ , nota-se que na frequência do modo local (1,5 Hz) o Conjugado de amortecimento promovido pelo PSS é praticamente desprezível e que para frequência a partir de 2,0 Hz este Conjugado passa a ser negativo. Nota-se também que a variação de fase de  $\Delta T_e/\Delta V_{ref}$  é menor que a variação de fase de  $\Delta T_e/-\Delta V_{pss}$ , o que torna mais fácil o ajuste do PSS caso o mesmo seja retornado a posição original.

### d.2) Visão da usina

Considerando-se a usina de Itaipu vista como uma unidade equivalente a quatro máquina contra uma barra infinita, com as mesmas condições iniciais anteriores, encontram-se as fases mostradas na fig. 26 para as funções  $\Delta Te/\Delta v_{ref}$ ,  $\Delta te/\Delta V_{pss}$  e  $\Delta te/\Delta w$ . Considerou-se para  $X_e$  o valor medido visto do 500 kV. A frequência de oscilação da usina contra o sistema calculada é 0,54 Hz, que é bastante próxima da frequência de oscilação entre áreas e da frequência de oscilação no conjunto caixa espiral/conduto forçado (0,4 a 0,5 Hz).

F(Hz)	$\Delta Te/\Delta V_{ref}$	$\Delta Te/\Delta V_{pss}$	$\Delta Te/\Delta w$
0,2	-11,16	-3,40	25,94
0,5	-28,40	-28,21	-12,72
1,0	-51,63	-57,32	-44,22
1,5	-68,86	-78,36	-63,79
2,0	-82,08	-94,23	-77,47

**Fig. 26** - Fases das funções de interesse para a usina.

Aqui também nota-se que é vantajoso o retorno do PSS à sua posição original. Quanto ao ajuste do PSS verifica-se que o maior amortecimento ocorre em frequência pouco inferior a 0,5 Hz.

### d.3) Otimização do PSS

Como mostrado no item anterior, o ajuste do PSS está satisfatório do ponto de vista da Usina de Itaipu contra o sistema, mas encontra-se passível de otimização do ponto de vista de cada unidade, já que o Conjugado de amortecimento torna-se negativo para frequências a partir de 2,0 Hz.

De modo a melhorar a resposta para o modo local de cada unidade sem o

comprometimento do modo entre-áreas realizou-se otimização dos ajustes do PSS chegando-se a conclusão de que o ganho do canal de potência deve ser alterado de 1,12 V/V para 2,8 V/V. Caso o PSS seja retornado ao seu lugar original os ajustes de fase devem ser os calculados, o que deve ocasionar melhora ainda maior no modo local, podendo entretanto ser necessário uma diminuição no seu ganho global.

A fig. 27 mostra as fases das funções de interesse e a figura 39 mostra a resposta ao degrau com carga para o PSS otimizado.

F (Hz)	$-\Delta V_{pss}/\Delta w$	$\Delta T_e/\Delta w$ Unidade	$\Delta T_e/\Delta w$ Usina	$\Delta T_e/\Delta w$ Orig-uni
0,2	35,67	21,35	32,37	13,59
0,5	30,22	-18,54	2,01	-18,73
1,0	36,97	-41,70	-20,35	-36,01
1,5	41,92	-54,02	-36,44	-44,53
2,0	44,11	-64,00	-50,12	-51,86

Fig. 27 - Fases das funções de interesse para o PSS otimizado.

As oscilações referentes ao conjunto caixa espiral - conduto forçado poderão ser amplificadas com o aumento do ganho do canal de potência, fato que deverá ser avaliado em ensaio de campo.

### e) Ganho estático do PSS

De acordo com os parâmetros definidos até aqui, a malha de controle em termos estáticos é mostrada na fig. 28.

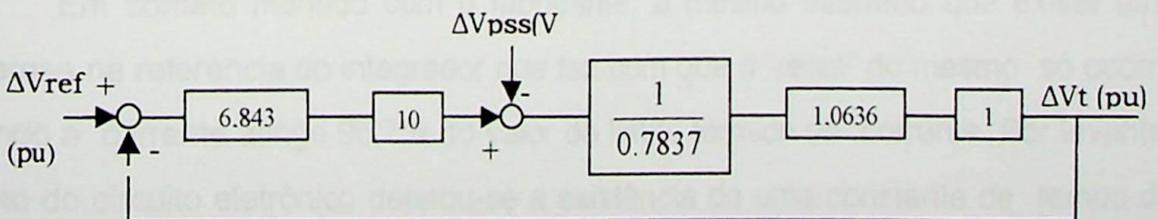


Fig. 28 - malha de controle em termos estáticos.

Assim,

$$\frac{\Delta V_t (pu)}{\Delta V_{pss} (V)} = \frac{1,0636 / 0,7837}{1 + 6,843 \cdot 10 \cdot 1,0636 / 0,7837} = 0,01446 pu/V \quad (65)$$

$$\frac{\Delta V_t (pu)}{\Delta V_{pss} (V)} = 1,446 \% / V \quad (66)$$

que é bastante próximo do valor médio. Portanto, em termos estáticos o modelo está representativo da realidade.

#### 4.5.3 - Limitador de Corrente Máxima de Campo

A simulação do ensaio realizada com o modelo atual do limitador apresentou diferença significativa em relação ao próprio ensaio, no instante em que o limitador passa a exercer o controle da máquina.

Na simulação ocorria o “reset” do integrador que gera a referência do limitador fazendo com que ocorresse nova liberação da corrente de campo, e conseqüentemente introduzisse oscilações no sistema.

Em contato mantido com o fabricante, o mesmo informou que existe uma histerese na referência do integrador que faz com que o “reset” do mesmo só ocorra quando a corrente atinge 96,7% do valor do limite térmico de corrente. Por levantamento do circuito eletrônico detetou-se a existência de uma constante de tempo de 0,0814 s na entrada do valor atual para o integrador.

Refazendo-se a simulação sem considerar o “reset” do integrador e com a constante de tempo citada obtém-se uma resposta em termos qualitativos próxima da resposta do ensaio. O diagrama em blocos e os parâmetros do limitador na modalidade “mixed” são mostrados na fig. 35.

#### 4.6 - Análise dos Resultados das Outras Unidades

Os ensaios realizados permitiram mostrar que os parâmetros do regulador de tensão e PSS de todas as unidades estão praticamente iguais, sendo que o único que apresenta-se com maior discrepância é o ganho da ponte de tiristores, onde a diferença entre o maior e o menor valor atinge 20%. A fig. 29 mostra os valores encontrados.

	U 10	U 11	U 12	U 13	U 14	U 15	U 16
kV	6.8	6.636	6.786	6.786	6.686	6.843	6.664
Kponte	254.899	234.647	273.244	280.113	250.657	252.191	231.395
Vfo	113.215	-24.882	133.696	121.036	112.753	11.822	-13.242
Efdbase	186.66	212.96	186.66	174.11	184.15	185.825	187.50
Vrtbase	1.176	0.802	1.172	1.054	1.184	0.7837	0.753
Vo	10.2	10.17	10.3	10.0	10.2	10.0	10.17
Vp	6.53	6.54	6.71	6.57	6.67	6.3	6.45
Ta	1.55	1.59	1.51	1.61	1.57	1.51	1.525
V□	10.83	10.77	10.13	11.0	10.83	10.24	10.77w
Tb	0.0535	0.0535	0.0535	0.0535	0.0535	0.0535	0.0535
Kf	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9
Kp	1.12	1.12	1.12	1.12	1.12	1.12	1.12

Fig. 29 - Valores dos parâmetros do regulador de tensão e PSS.

## 4.7 - Simulações no Sistema Interligado

Considerando-se o sistema interligado Sul/Sudeste todo representado e em condições de carga pesada, e a usina de Itaipu com 5 unidades, simulou-se, através do programa TRANSDIR, a perda de um circuito da linha Ivaiporã-Itaberá 765 kV.

As simulações tiveram como objetivo analisar as oscilações excitadas pelo distúrbio em função dos ajustes do PSS e da existência de diferenças entre os parâmetros das máquinas. Foram simulados os seguintes casos:

**Caso 1** - PSS com os ajustes atuais todas as máquinas iguais.

**Caso 2** - PSS com os ajustes otimizados todas as máquinas iguais.

**Caso 3** - PSS com os ajustes atuais representando-se as unidades 10, 12, 13, 15 e 16.

**Caso 4** - PSS com os ajustes otimizados representando-se as unidades 10, 12, 13, 15 e 16.

As figs. 39 e 40 mostram os resultados das simulações. Nestas curvas nota-se que:

- os ajustes sugeridos para o PSS aumentam amortecimento em relação ao Sul e o deixa inalterado em relação ao Sudeste, isto porque a frequência de oscilação em relação ao Sul é mais elevada que em relação ao Sudeste. Também ocorre maior amortecimento nas oscilações entre máquinas da usina.

- a diferença de parâmetros entre unidades provoca pequenas oscilações amortecidas, sem que haja maiores reflexos para o sistema.

Visto que as oscilações detectadas no sistema ocorreram de forma esporá-

dica, acredita-se que o fator principal das mesmas continua sendo a proximidade da frequência de oscilação do conjunto caixa espiral / conduto forçado em relação à frequência do modo de oscilação da usina em relação à frequência do modo de oscilação da usina em relação ao sistema.

#### 4.8 - Registros, Esquemas e Comentários

A fig. 30 mostra a resposta da aplicação de um degrau de - 1 V e + 1 V no controle da excitatriz da Unidade 15 e por conseguinte a variação da tensão de campo e tensão terminal em 18 KV, com a máquina excitada à vazio, com PSS desconnectado.

A fig. 31 mostra a resposta da aplicação de um degrau de tensão de 0,9% no controle da excitatriz da Unidade 15 e por consequência a oscilação do sinal da Potência elétrica de 11, 6 MW e o comportamento do sinal adicional de estallização do PSS analógico, com  $K_p = 1,12 \text{ V/V}$  ( $K_p =$  ganho do canal de Potência).

A fig. 32 mostra a resposta da aplicação de um degrau de tensão de 0,8% no controle da excitatriz da Unidade 15 e a consequente oscilação do sinal da Potência elétrica de 10,4 MW. Este ensaio foi feito sem a influência do estabilizador PSS.

A fig. 33 mostra a aplicação de um degrau de tensão de + 2% e - 2% na excitatriz da Unidade 15 e a consequente oscilação da Potência elétrica (53,6 MW), corrente de campo e tensão terminal do gerador 15. Este oscilograma mostra também a atuação do limitador da corrente de campo que entrou em ação quando esta mesma corrente ultrapassou o valor de 3.400 ampéres. A Potência elétrica fornecida pelo gerador ao sistema interligado era 560 MW.

A fig. 34 mostra o diagrama em blocos do regulador de tensão de Itaipu.

A fig. 35 mostra o diagrama em blocos do limitador de máxima corrente de excitação.

A fig. 36 mostra o ensaio do canal de automático positivo do regulador de tensão em malha aberta.

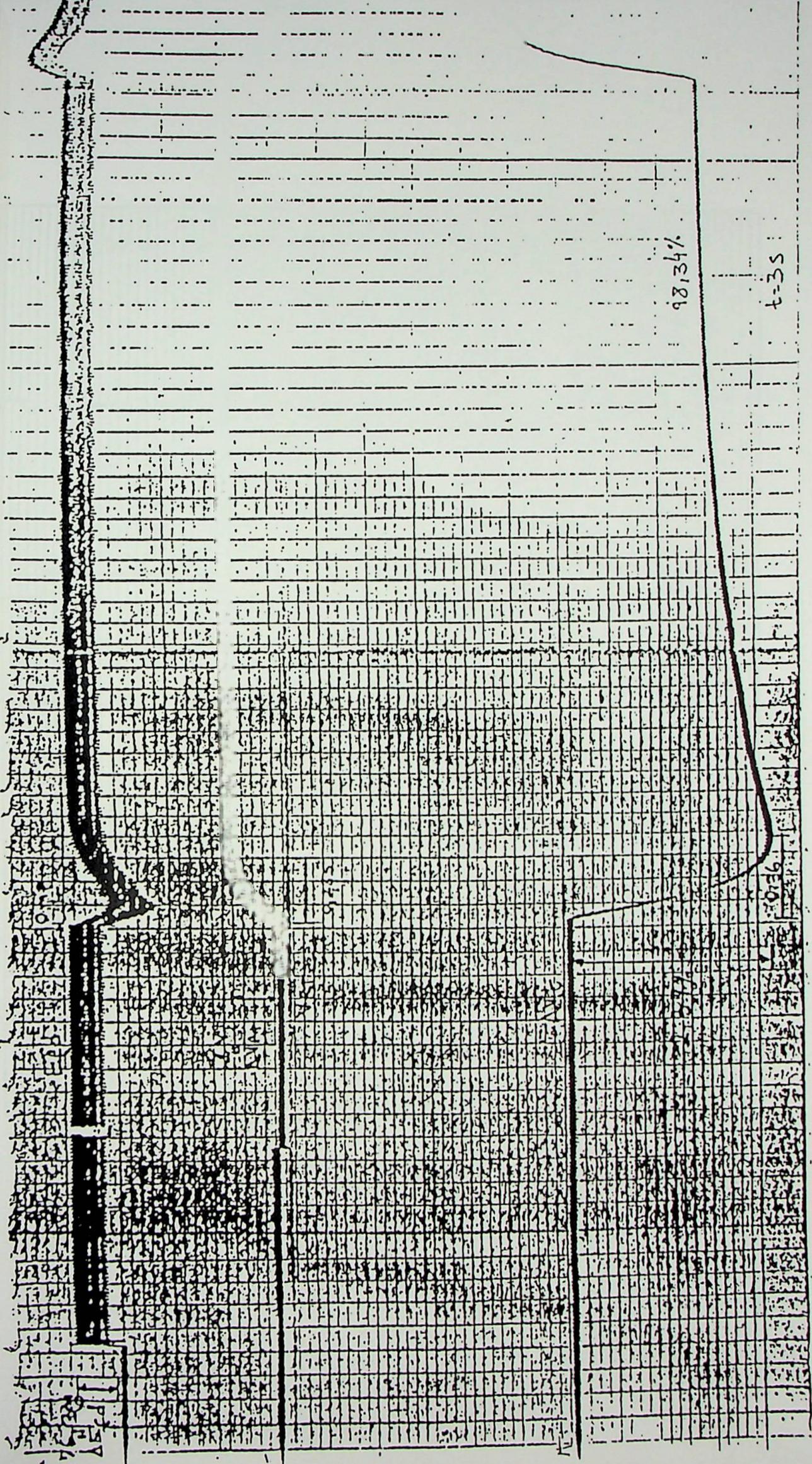


Fig. 30 - Degrau de 1 Volt na entrada do PSS, malha aberta

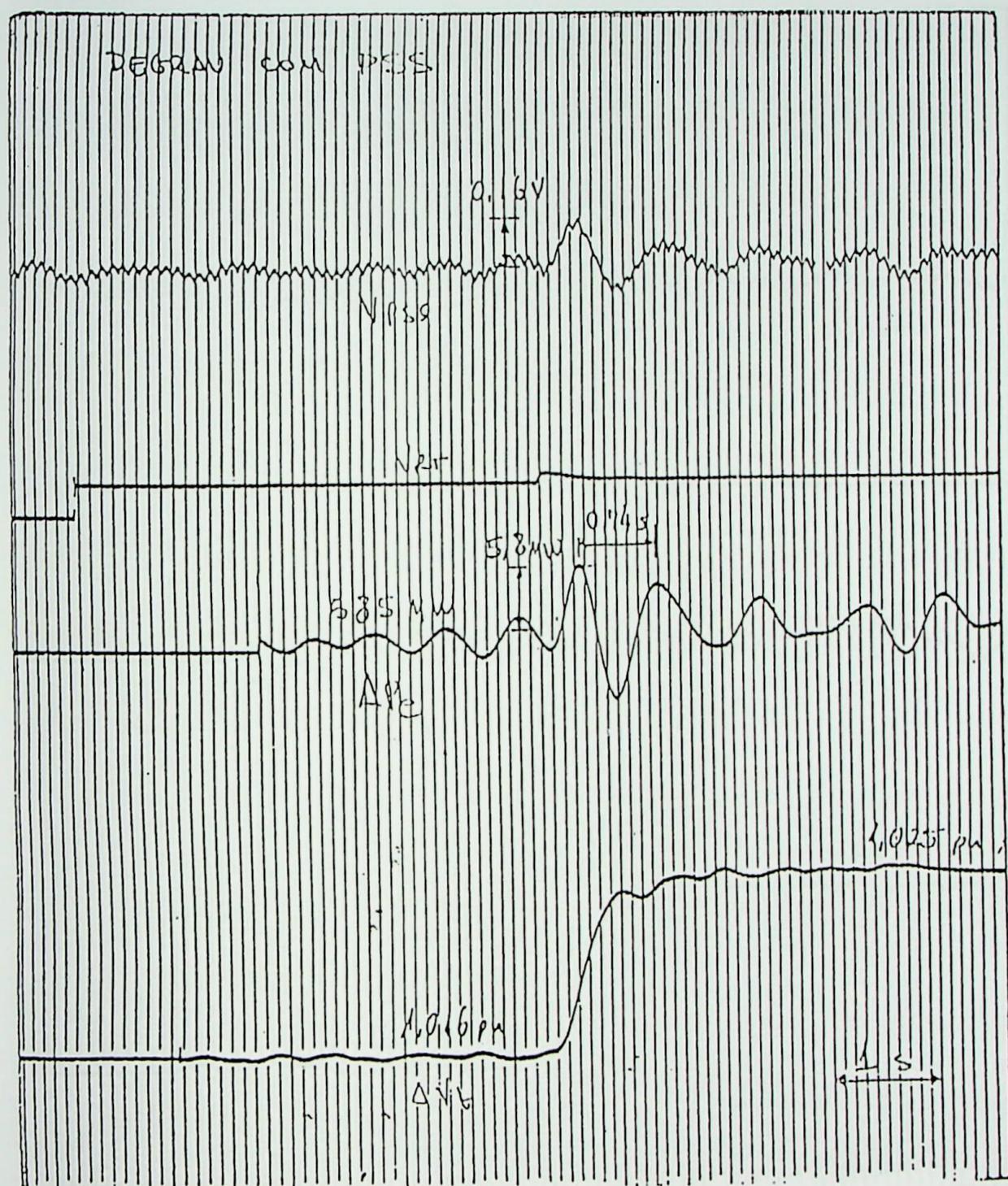


Fig. 31 - Degrau de tensão com PSS,  $K_p = 1,12 V/V$

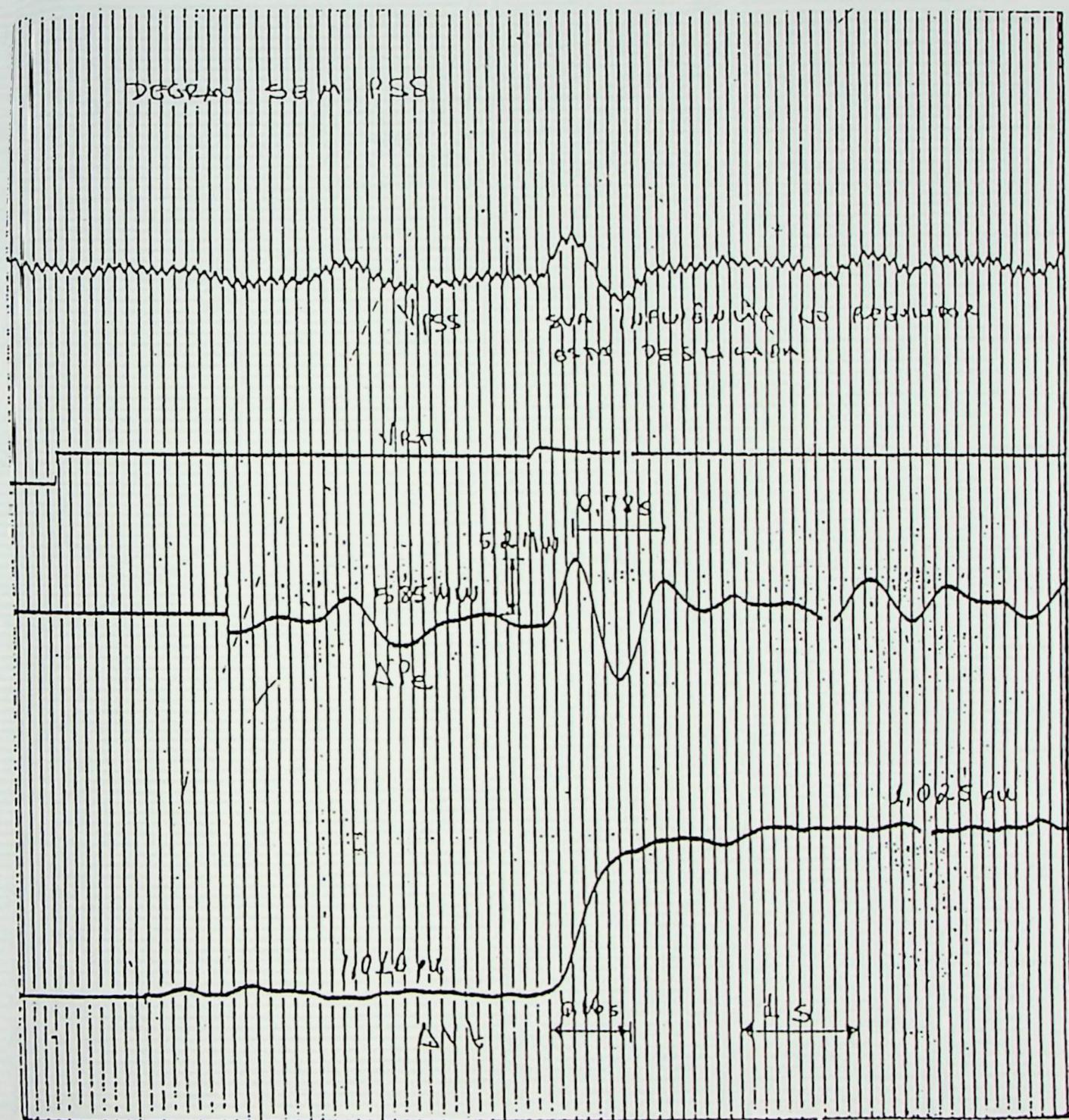


Fig. 32 - Degrau de tensão sem influência do PSS

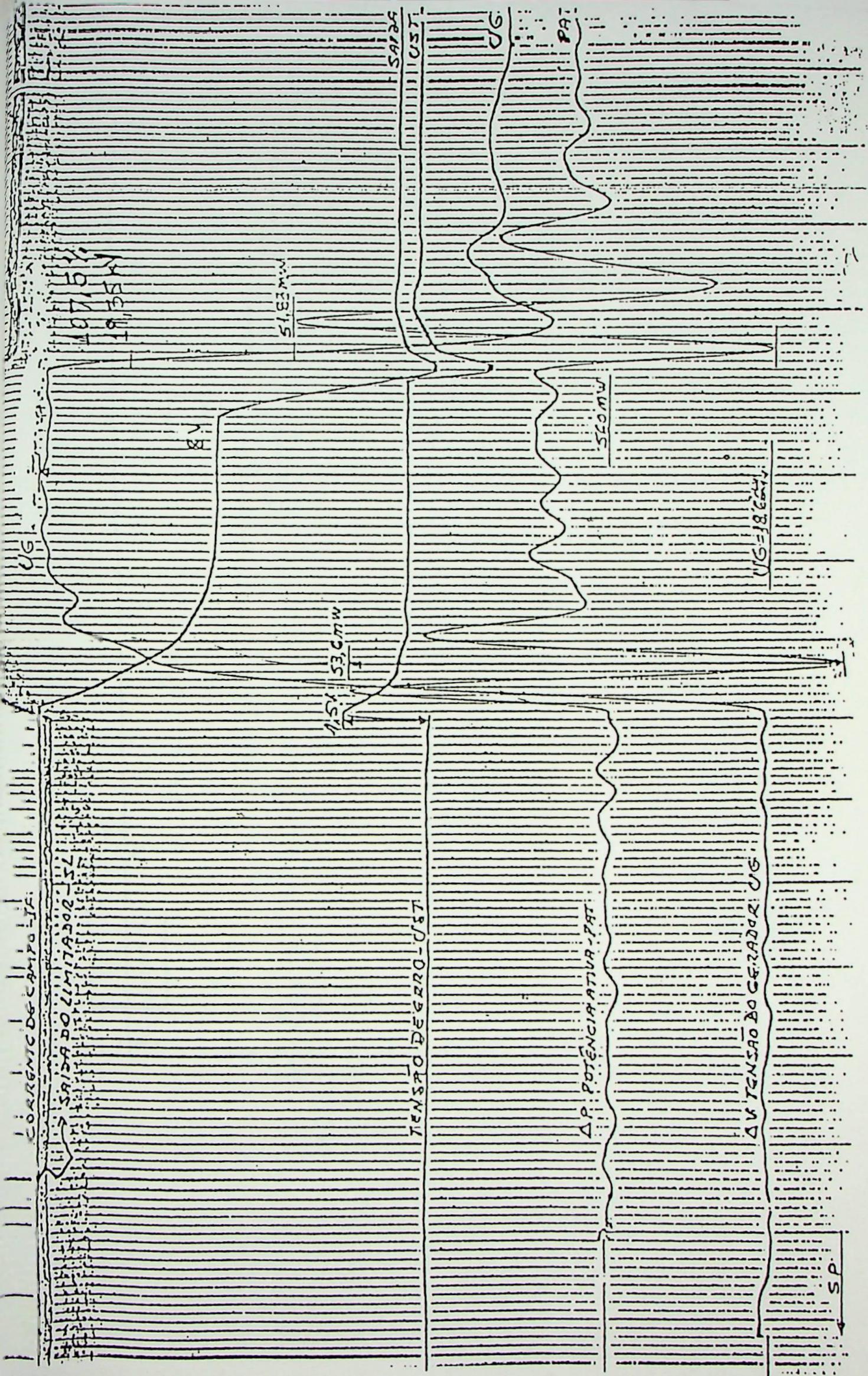


Fig. 33 - Degrau de  $\pm 2\%$  de tensão, U15, com PSS ( $K_p = 2,8 VM$ )

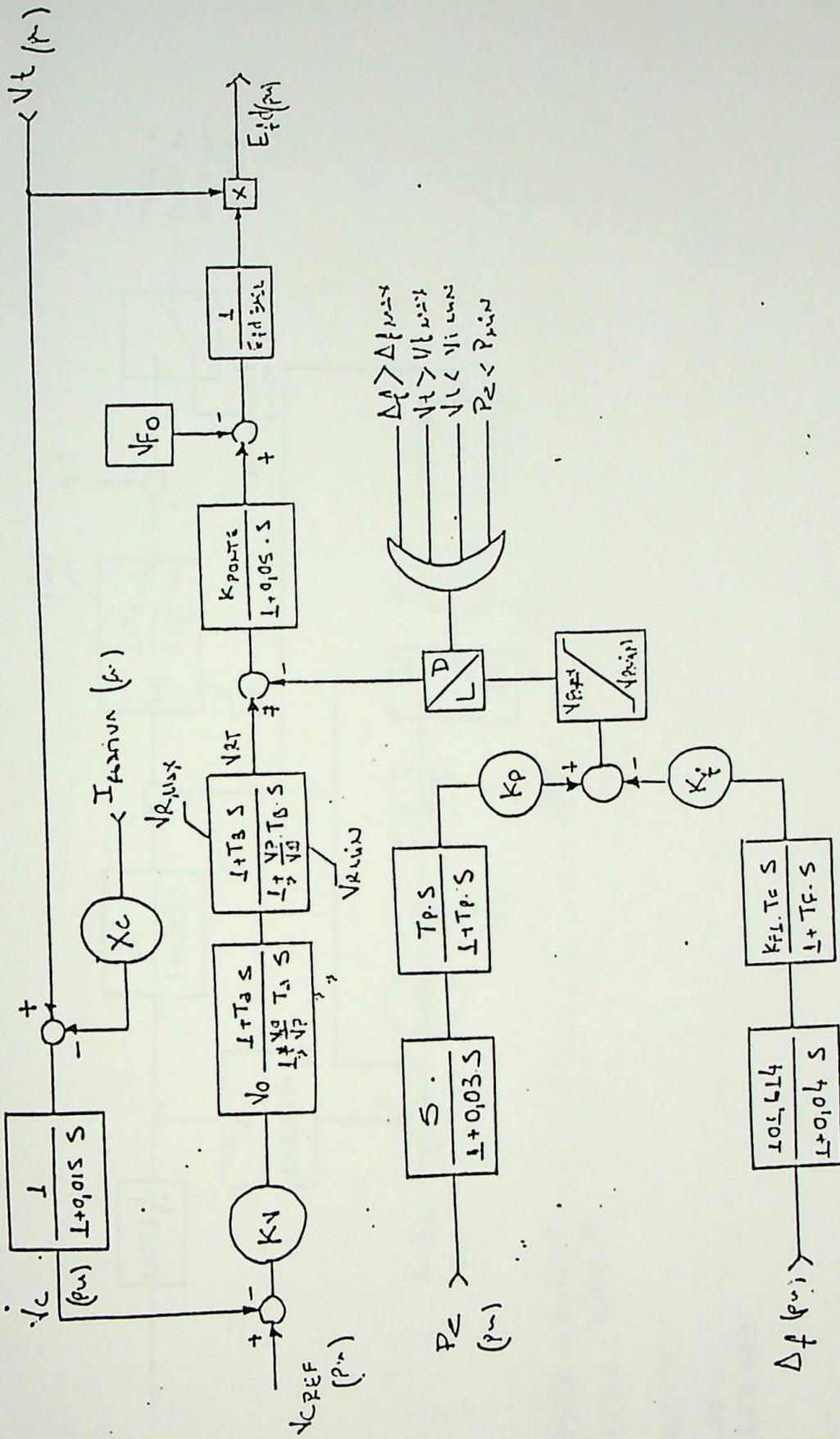
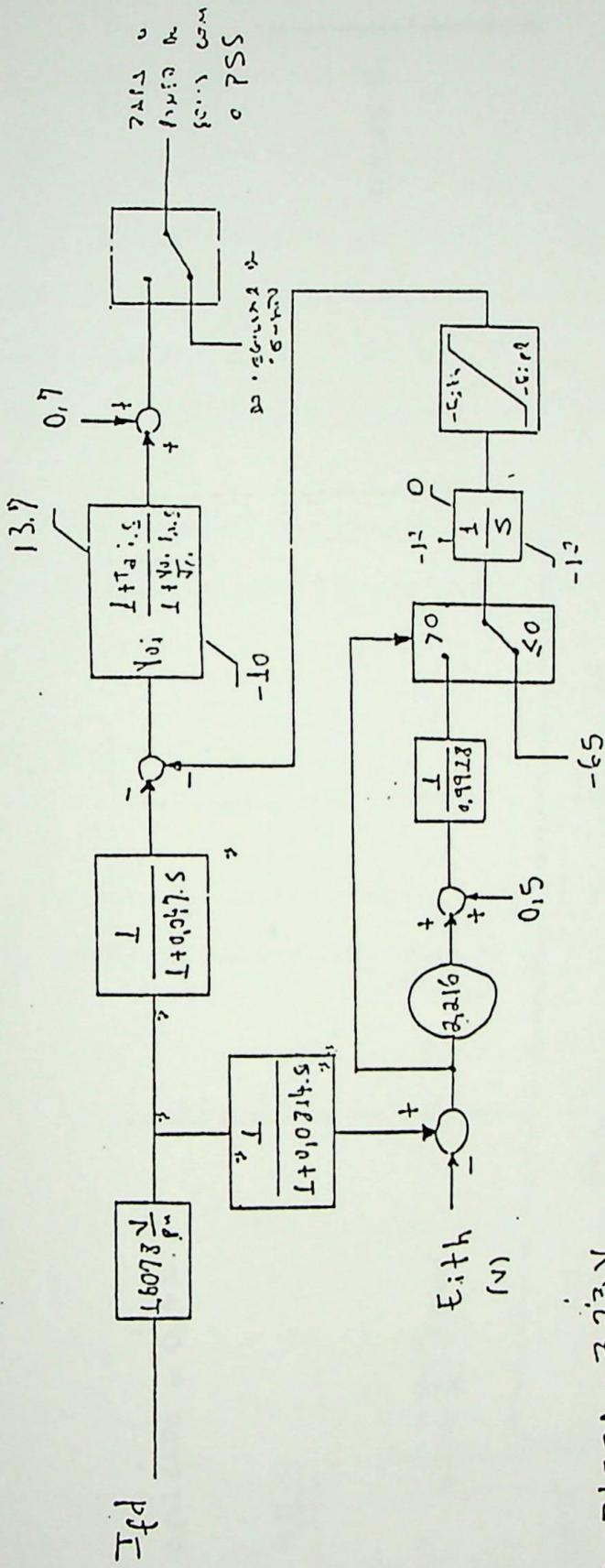


Fig. 34 - Diagrama em blocos do regulador de tensão de Itaipu



$E_{i th} = 3450 A = 3,23 V$   
 $E_{i r l} = 175 A = 4,85 V$   
 $V_{o i} = 10,0 V/V$   
 $T_{n} = 0,183 S$   
 $v_{p i} = 4,613 V/V$

Fig. 35 - Diagrama em blocos - Limitador da corrente de campo

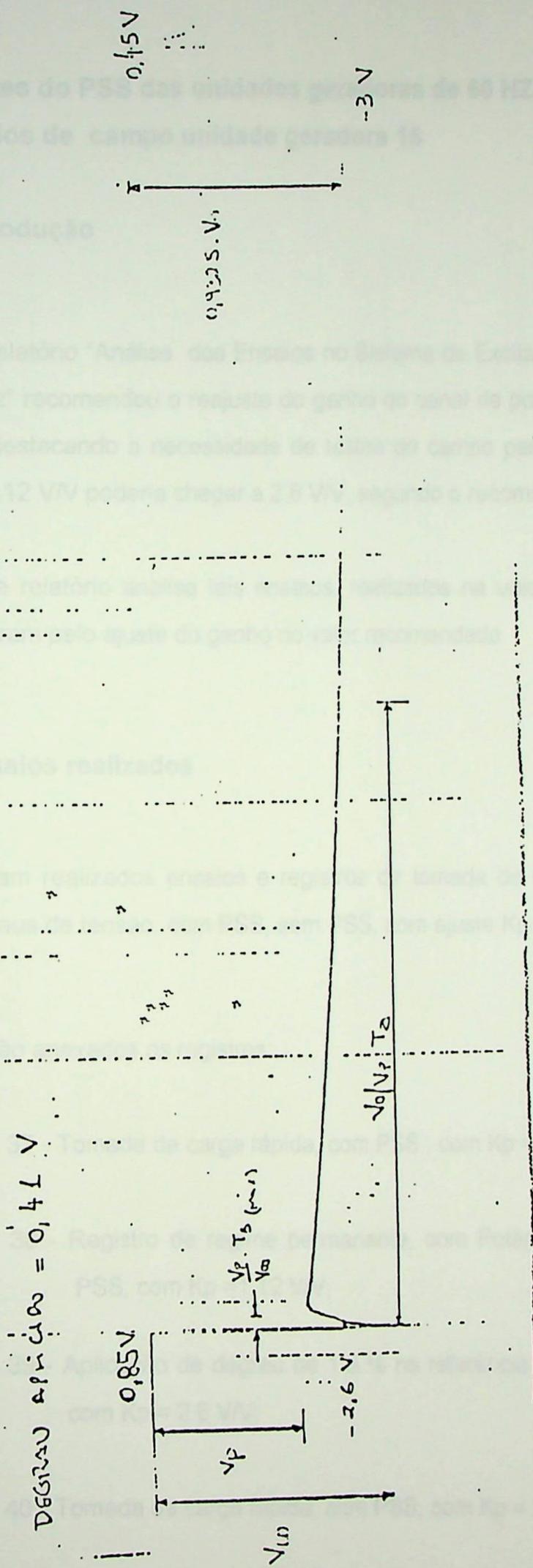


Fig. 36 - Degrau de tensão - canal automático positivo

## **4.9 - Ajustes do PSS das unidades geradoras de 60 Hz - Ensaio de campo unidade geradora 15**

### **4.9.1 - Introdução**

O relatório "Análise dos Ensaio no Sistema de Excitação das Unidades de Itaipu 60 Hz" recomendou o reajuste do ganho do canal de potência do PSS dessas unidades, destacando a necessidade de testes de campo para determinar se este ganho de 1,12 V/V poderia chegar a 2,8 V/V, segundo o recomendado.

Este relatório analisa tais ensaios, realizados na unidade 15 em 01/03/91, que concluíram pelo ajuste do ganho no valor recomendado.

### **4.9.2 - Ensaio realizados**

Foram realizados ensaios e registros de tomada de carga, regime permanente, degraus de tensão, com PSS, sem PSS, com ajuste  $K_p = 1.12 \text{ V/V}$  e  $K_p = 2.8 \text{ V/V}$ .

Serão anexados os registros:

Fig. 37 - Tomada de carga rápida, com PSS, com  $K_p = 1.12 \text{ V/V}$ ;

Fig. 38 - Registro de regime permanente, com Potência = 420 MW, com PSS, com  $K_p = 1.12 \text{ V/V}$ ;

Fig. 39 - Aplicação de degrau de 1.6 % na referência de tensão, com PSS, com  $K_p = 2.8 \text{ V/V}$ ;

Fig. 40 - Tomada de carga rápida, com PSS, com  $K_p = 2.8 \text{ V/V}$ .

$K_p = 1,12 \text{ l/l}$

TOMADA DE CARGA  
#15, 01.03.91

VAT

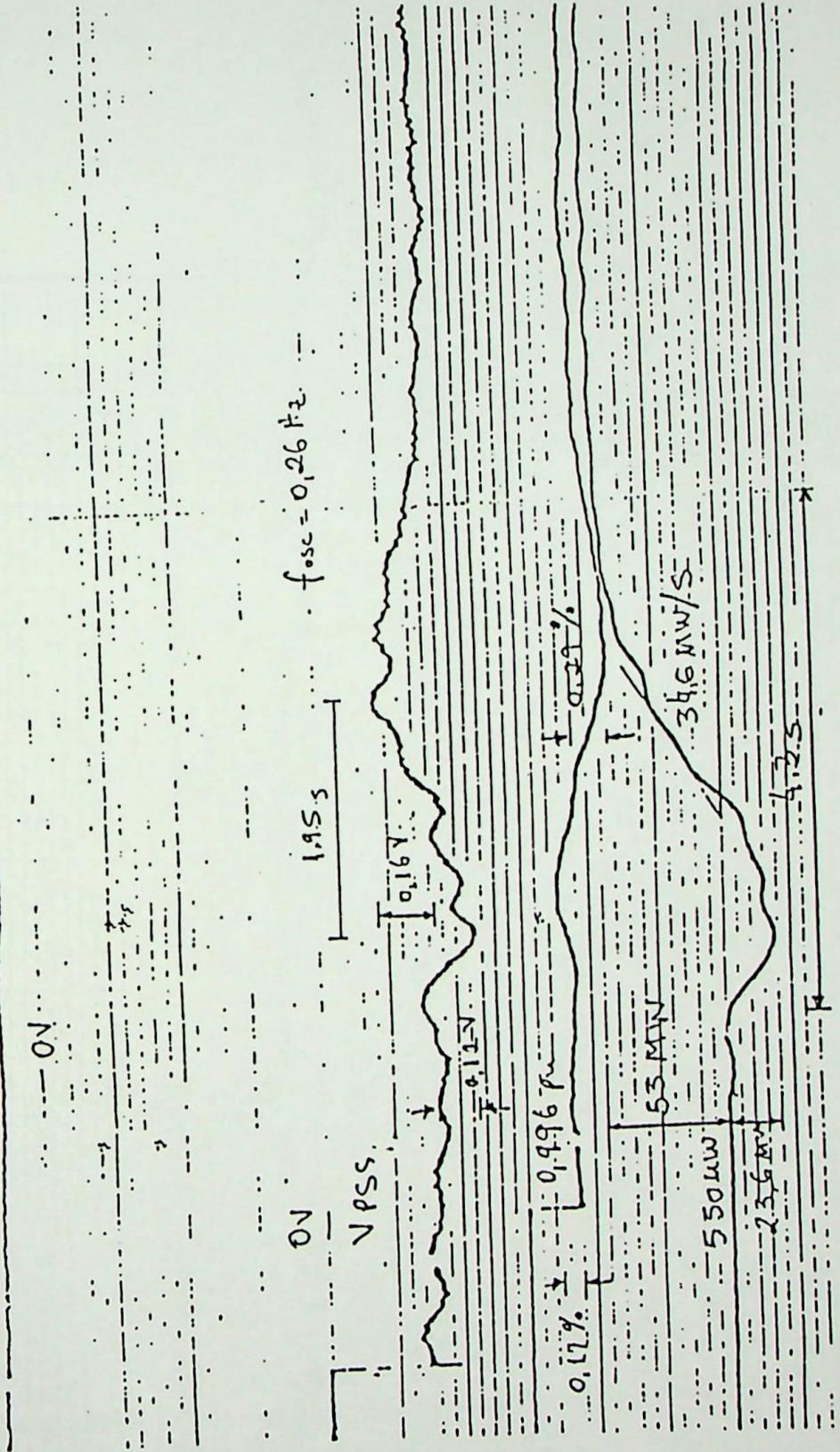


Fig. 37 - Tomada de carga da máquina ( $K_p = 1,12 \text{ V/V}$ )

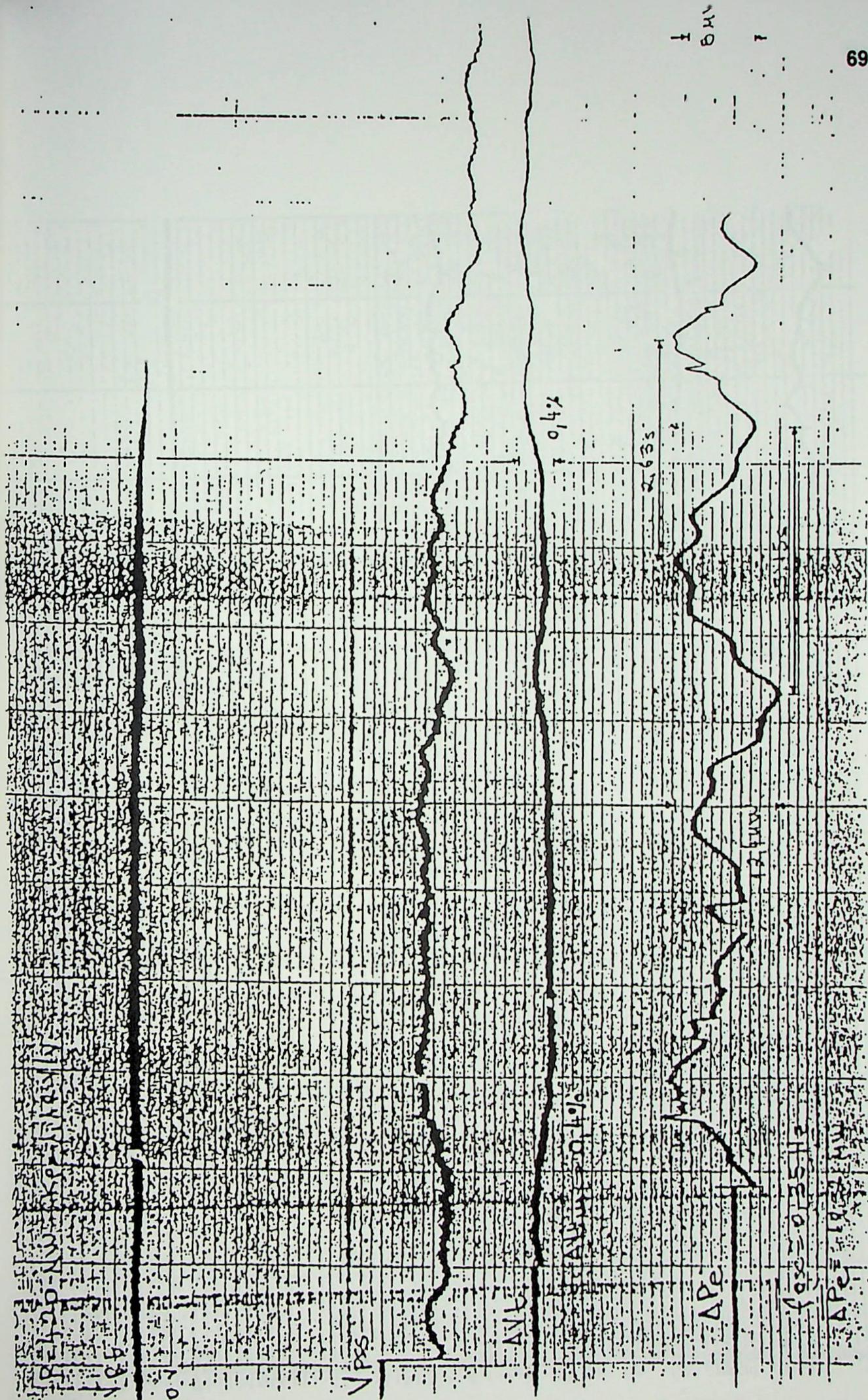


Fig. 38 - Regime Permanente ( $K_p = 1,12 VM$ )

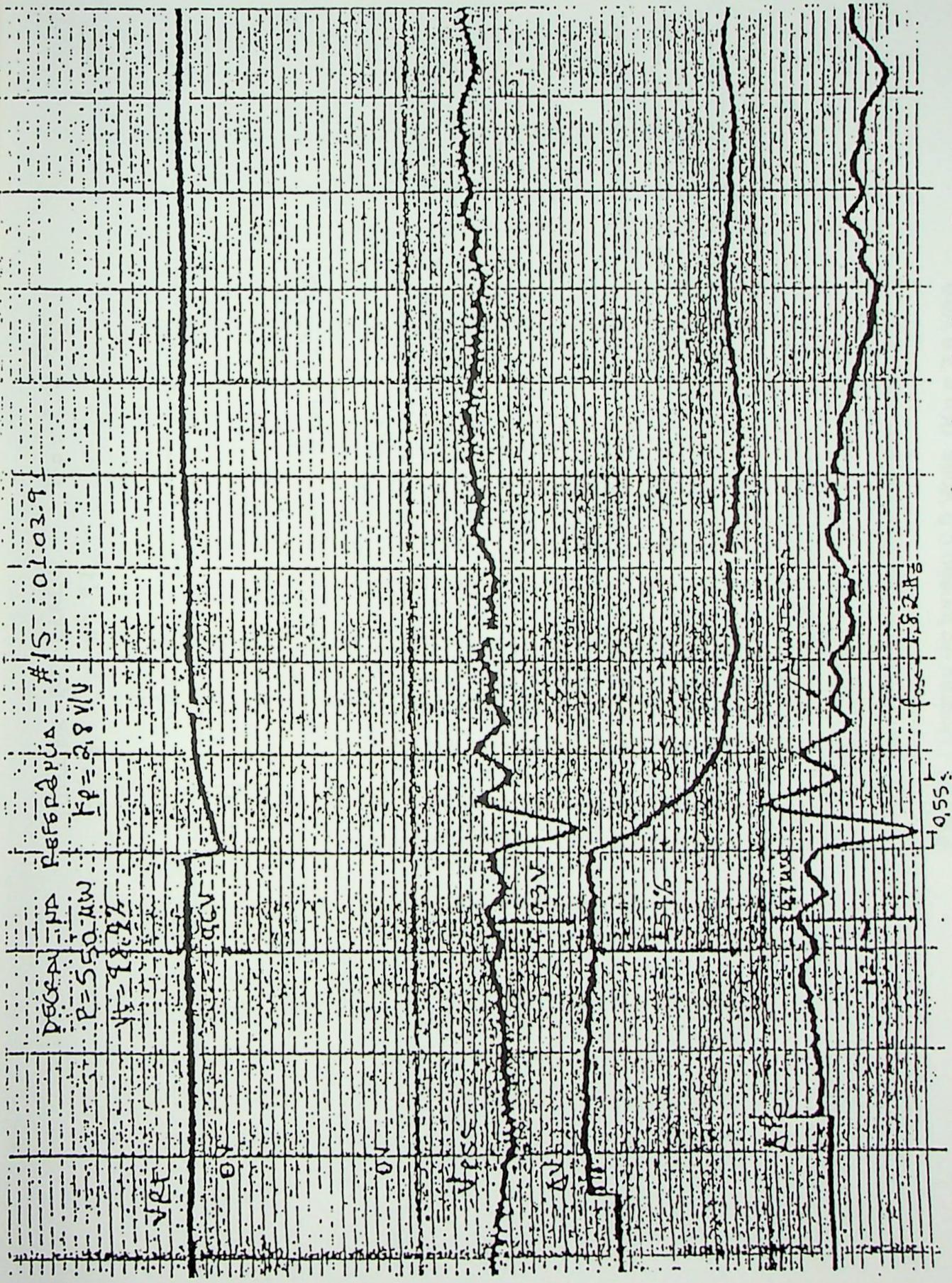


Fig. 39 - Decr. tensão 0,6 Volts (Kp = 2,8 V/U)

TOMADA DE CARGA  
 # 15 01.03.91  
 Kp = 2,8 V/V

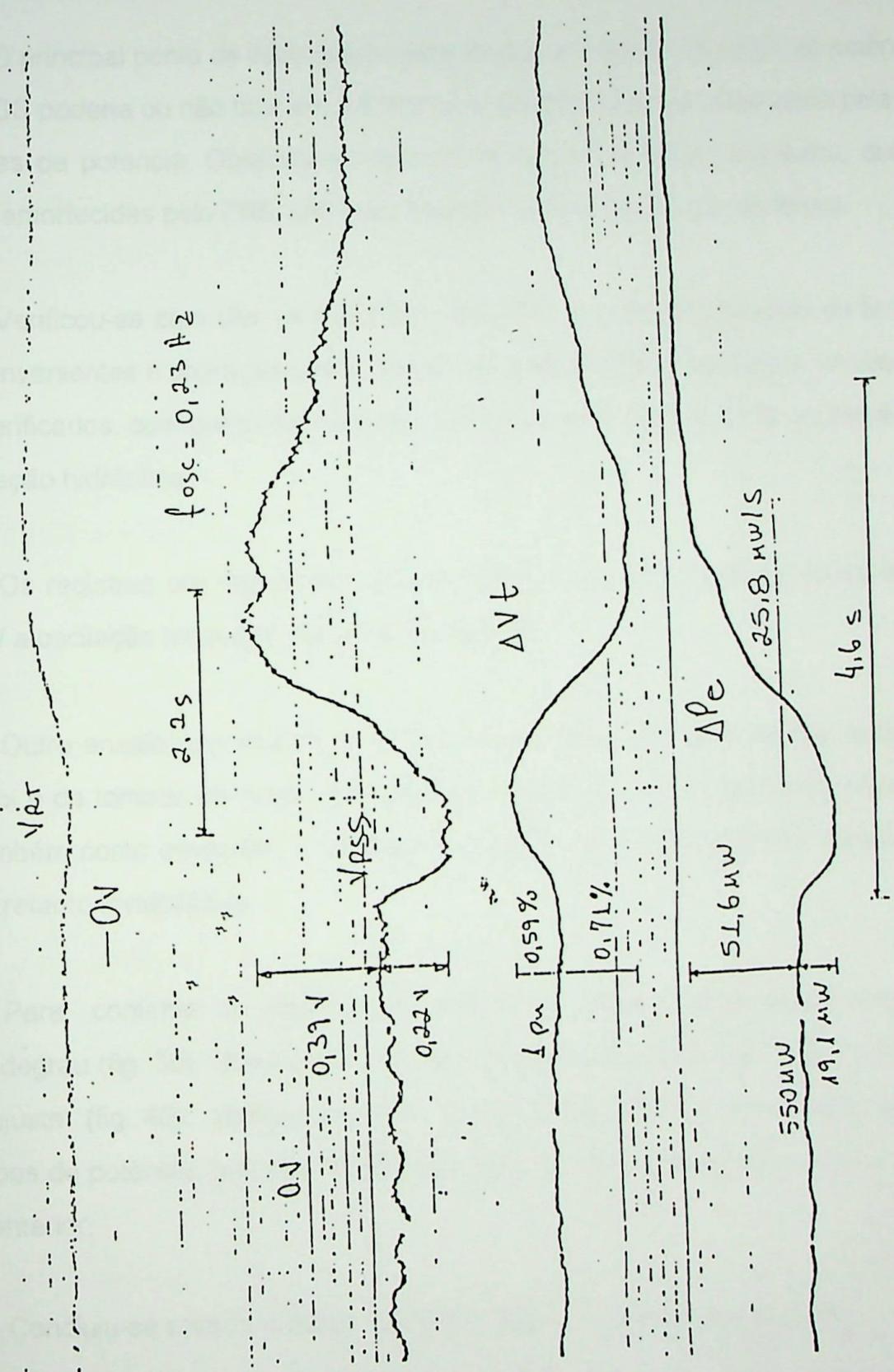


Fig. 39 - Degrau de tensão 0,6 Volts (Kp = 2,8 V/V)

### 4.9.3 - Análise dos Ensaios

O principal ponto de comparação para decidir se o ganho do canal de potência do PSS poderia ou não ficar em 2,8 V/V foi a variação de tensão provocada pelas oscilações de potência. Observou-se, que as oscilações de origem hidráulica, que não são amortecidas pelo PSS, são mais intensas na faixa de geração proibitiva.

Verificou-se com isto, se o aumento do ganho provocaria variações de tensão inconvenientes à operação com a unidade gerando 420 MW. Em alguns ensaios foram verificados, com ganho  $K_p$  mais alto, variações de tensão de 3,5 % em função da oscilação hidráulica.

Os registros em regime permanente mostram que para potências acima de 550 MW a oscilação hidráulica, não é mais relevante.

Outro ensaio que verificou o comportamento da tensão para valores de potência foi o de tomada de carga, por comando manual, de forma mais rápida possível. Também como esperado, a variação de tensão com o novo ajuste foi superior sem entretanto inviabilizá-lo.

Para confirmar a eficiência do novo ajuste realizou-se o ensaio de aplicação de degrau (fig. 39). Observando o ensaio de degrau e o de rampa rápida, com o novo ajuste (fig. 40), verificamos uma melhoria acentuada no amortecimento das oscilações de potência, que são amortecidas em torno de 2 ciclos contra 4 ciclos do ajuste anterior.

Concluiu-se com os ensaios, o que se obteve nos estudos e simulações.

O ajuste do canal de potência dos PSS das unidades de 60 HZ vai para 2,8 V/V, mantendo-se o ganho do canal de frequência em 0,9 V/V.

Observação: Está em estudo pela Divisão de Estudos Elétricos e Normas da Superintendência de Operação de Itaipu com o CMO, a colocação em serviço dos estabilizadores de potência das unidades de 50 HZ de Itaipu, em razão da expansão do sistema com novas entradas (*inputs*) de Potência, via sistema sul.

#### 4.9.4 - Registros Oscilográficos e Comentários

A fig. 37 mostra o oscilograma da tomada de carga rápida (Velocidade = 34,6 MW/seg.) da Unidade geradora 15, apartir de 550 MW, subindo de 53 MW. A frequência de oscilação foi de 0,26 Hz. O  $K_p = 1,12 \text{ V/V}$  ( $K_p =$  ganho do canal de Potência do PSS analógico).

A fig. 38 mostra o oscilograma da Unidade 15 em regime permanente, com potência de 420 MW, e com a influência do PSS analógico ( $K_p = 1,12 \text{ V/V}$ ). A frequência de oscilação foi de 0,35 Hz e a oscilação de potência foi da ordem de 8 MW. O oscilograma mostra o sinal de tensão de controle do PSS e a tensão terminal do gerador estabilizados.

A fig. 39 mostra um degrau de tensão de  $-1,6\%$  na referência do regulador de tensão. A potência gerada era de 550 MW. A frequência de oscilação era de 1,82 Hz. A potência gerada oscilou em torno de 4 MW e estabilizou-se em torno de 5 segundos. Vale salientar que o ganho  $K_p$  foi trocado de  $1,12 \text{ V/V}$  por  $2,8 \text{ V/V}$ , justificando assim a melhora no amortecimento da potência do gerador.

A fig. 40 mostra uma tomada de carga rápida (velocidade = 25,8 MW/seg.) da Unidade 15, apartir de 550 MW subindo de 51,6 MW. A frequência de oscilação foi de 0,56 Hz. O ganho  $K_p$  foi substituído de  $1,12 \text{ V/V}$  para  $2,8 \text{ V/V}$ .

## 5 - FUNDAMENTOS DA LÓGICA DIFUSA (FUZZY LOGIC)

[8], [18], [21], [20]

Nascida nos Estados Unidos nos anos 60, a Lógica Difusa (Fuzzy Logic) popularizou-se através de um grande número de aplicações em diversos tipos de controles.

A idéia foi inicialmente apresentada por Lofti A. Zadeh, professor da Universidade da Califórnia em Berkeley, em 1965 em seu famoso "*paper*" Fuzzy Sets [21].

A Lógica Difusa tornou-se um dos maiores sucessos da recente história das tecnologias para desenvolvimento de sistemas de controle sofisticados.

Atualmente o mundo utiliza Lógica Difusa (Fuzzy Logic) no controle de todos os tipos de controle de processos industriais. Já existe um consenso, formado após uma infinidade de aplicações bem sucedidas, que a lógica Difusa pode, sem problemas, substituir os controles convencionais, em muitas aplicações, pela facilidade de projeto e baixo custo de implementação.

Lofti A. Zadeh foi questionado pelo fato de que seu método se baseava em decisões não precisas e informações não numéricas, porém num outro importante "*paper*" de 1973 [21], ele foi incisivo na tese de que, as pessoas são melhores nos controles do que as máquinas e desta forma, os controles difusos responderiam melhor para entradas imprecisas se seu comportamento fosse modelado baseado no raciocínio humano espontâneo.

Neste famoso "*paper*" de 1973 [21] no Translation on Systems Man and Cybernetics, publicado pelo IEEE, um marco no desenvolvimento da Lógica Difusa, Zadeh introduziu o conceito de variáveis lingüísticas, cujos valores são palavras e não números.

Então uma variável lingüística do tipo "tamanho" poderiam assumir valores como "grande", "não muito grande", "pequeno", assim por diante.

Associado com a noção de Regras de produção do tipo "IF-THEN", o conceito abriu caminho para aplicações das teorias às tarefas práticas.

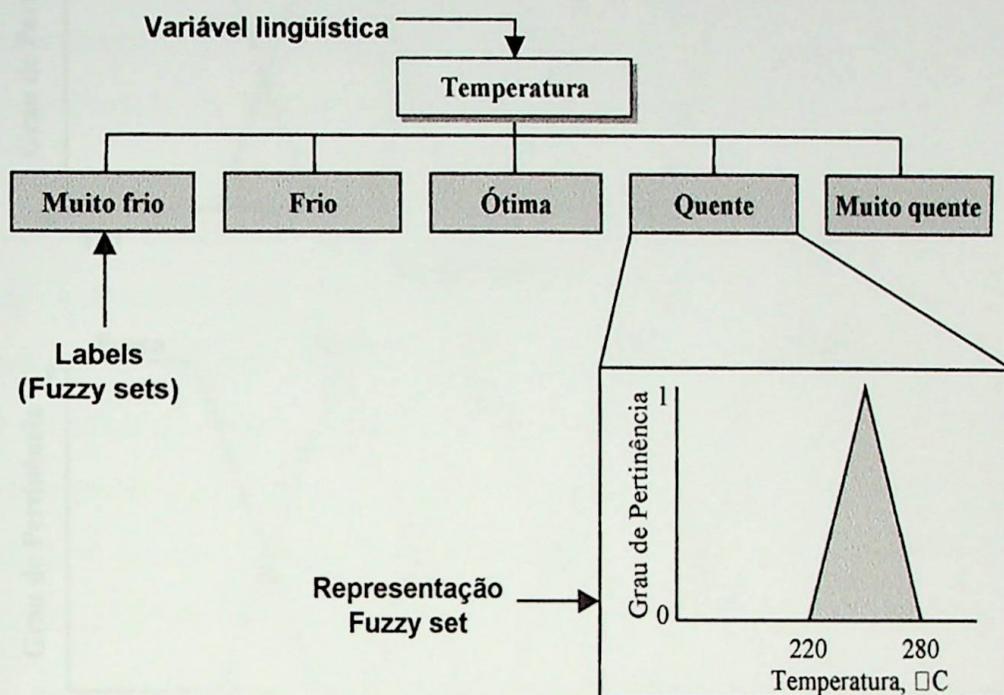
Em um Congresso no ano de 1974, Ebrahim H. Mandani e S. Assilian trabalhando no Queen Mary College em Londres [17], demonstraram ser muito simples implementar um controlador baseado na Lógica Difusa (Fuzzy Logic) para controlar máquinas à vapor.

Em 1991, o Japão ostentou próximo de 80% da marca mundial de aplicações de Lógica Difusa num total de 150 milhões de dólares. Ostentou 350 milhões de dólares de ganhos para 1992, de acordo com a publicação feita pela Market Intelligence Reserch Corp., Mountain View, Califórnia esta marca vem crescendo substancialmente ao longo destes últimos anos.

## **5.1 – Conceitos Fundamentais**

A Lógica Difusa (daqui para frente denominada de Lógica Fuzzy) é baseada em dois conceitos fundamentais. O primeiro diz respeito a variável lingüística e os valores assumidos por esta variável, que matematicamente são representados por uma Função de Pertinência (membership function). O segundo diz respeito as Proposições Condicionais Difusas, que é a ferramenta através da qual são montados os modelos Difusos (Fuzzy Model) do processo sob controle.

A fig.41 ilustra esta associação entre a variável e seus possíveis valores lingüísticos

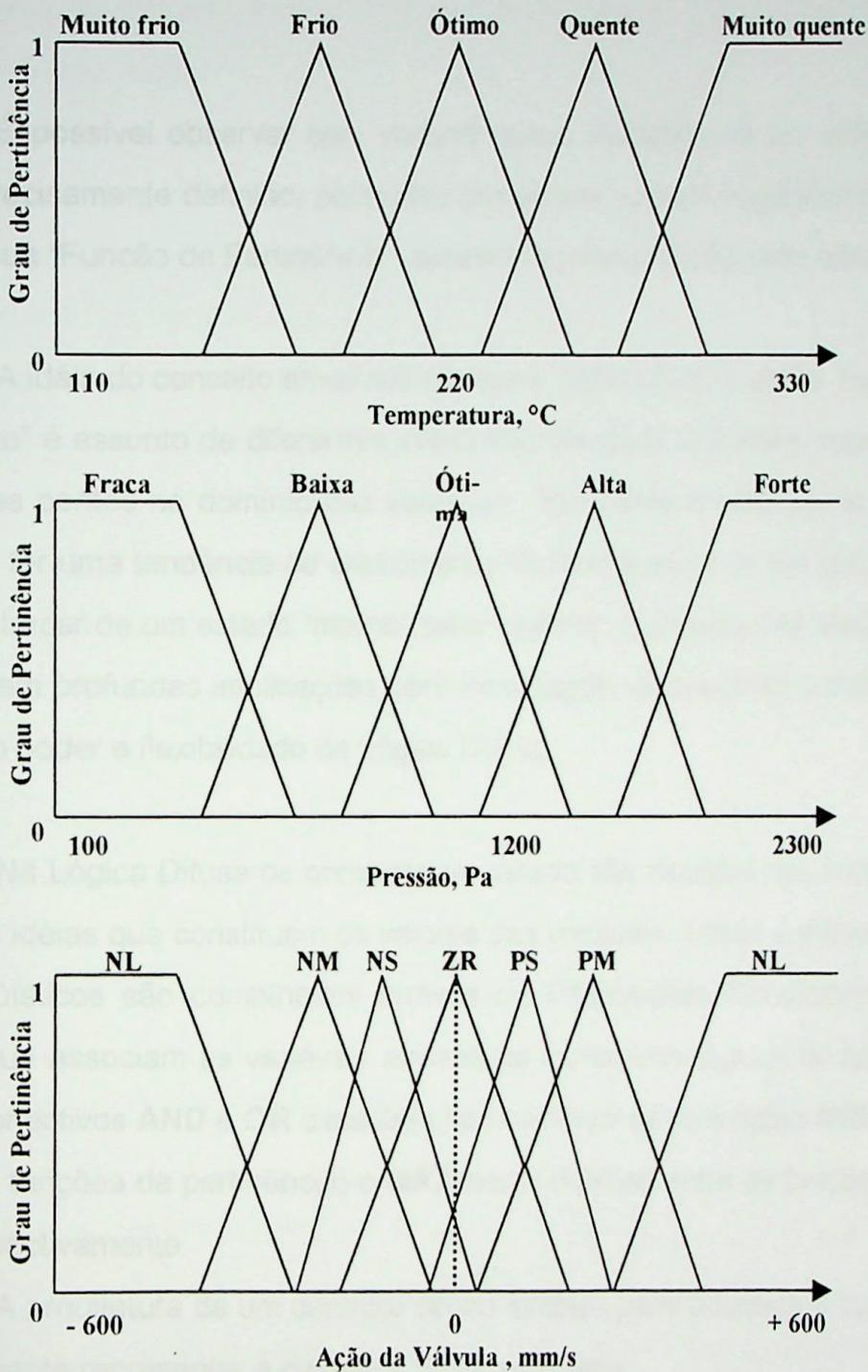


**Fig. 41 - Variável lingüística e seus possíveis valores difusos**

Para muitos processos sob controle, envolvendo fenômenos contínuos, as regras de controle não são muito fáceis de serem modeladas usando matemática convencional.

Tomando o exemplo de um sistema de controle para uma Turbina a Vapor, onde as regras para controlar tal sistema incluem variáveis como temperatura, pressão da caldeira e ação da válvula de controle de vapor, é possível notar que todas estas variáveis são contínuas no tempo e a faixa de variação desses valores depende ou fica a cargo da sensibilidade do projetista do sistema.

A fig. 42 descreve, de forma gráfica, as Funções de Pertinência bem como o Universo de Discurso (faixa de variação da variável em questão) das variáveis "temperatura", "pressão" e "ação da válvula".



**Fig. 42** - Variáveis difusas de entrada e saída e seus *sub-sets*

Neste exemplo, do processo de controle de uma turbina a vapor, é possível, conforme Zadeh propôs e Mandani provou ser viável, definir variáveis lingüísticas, como “temperatura”, “pressão” e “ação da válvula” ou “ação aceleradora da válvula” que podem assumir faixas de estados como: “muito frio”, “frio”, “ótimo”, “quente”, “muito quente”, “fraca”, “baixa”, “ótima”, “alta”, “forte”, “NB”(negativo big),

“NM”(negativo médio), “NS”(negativo small), “Zero”(em torno de zero), “PS”, “PM” e “PB”.

É possível observar com clareza que a mudança de um estado para outro não é precisamente definido, pois cada um destes valores lingüísticos, definido através de sua “Função de Pertinência”, apresenta sobreposição entre eles.

A idéia do conceito envolvido no que é “muito frio”, o que é “morno” ou o que é “quente” é assunto de diferentes interpretações para diferentes especialistas, para diferentes pontos no domínio das variáveis. Num determinado ponto, por exemplo, pode-se ter uma tendência de crescimento da temperatura de um grau e se desejar, ou não, trocar de um estado “morno” para “quente”. Conseqüentemente, esta subjetividade tem profundas implicações para modelagem de sistemas contínuos e é o coração do poder e flexibilidade da Lógica Difusa.

Na Lógica Difusa os controles de estado são escritos nas formas destas imprecisas idéias que constituem os valores das variáveis. Essas variáveis e seus valores lingüísticos são combinados através de Proposições Condicionais do tipo **IF-THEN** que associam as variáveis através de conectivos lógicos do tipo **AND** e **OR**. Estes conectivos **AND** e **OR** executam basicamente as operações **MIN** (valor mínimo entre as funções de pertinência) e **MAX** (valor máximo entre as funções de pertinência) respectivamente.

A arquitetura de um controle difuso simples para a turbina à vapor deve obrigatoriamente representar a dinâmica deste processo.

A ação aceleradora de uma turbina está relacionada com duas variáveis de entrada, a temperatura e a pressão. Para construir este controle, representando a relação entre a entrada e a saída, cada variável de controle deve primeiro ser discretizada (fig. 42), assim como a saída ou variável a ser controlada.



Nos gráficos da fig.42 é possível observar a relação entre o grau de pertinência, universo de discurso e os Conjuntos Difusos (Fuzzy Sets) variando em torno de um determinado ponto.

As Funções de Pertinência (*membership functions*) se dispõem ao longo do eixo X (universo de discurso), gerando entre si sobreposições (*overlaps*) de modo que a variação da variável lingüística no Universo de Discurso produz uma progressão, tão contínua quanto necessário for, representando o sentimento do projetista em relação ao processo sob controle.

Definidas as Funções de Pertinência para cada variável, o próximo passo é criar o modelo conceitual descrito através de um conjunto de regras (Proposições Condicionais Difusas) que irá proporcionar a ação a ser tomada em cada combinação particular das variáveis de controle.

Estas regras podem ser escritas como:

```
.IF "temperatura" IS "Frio" AND "Pressão IS "Fraca" THEN "ação aceleradora" IS "PB"
                                OR
IF "temperatura" IS "Frio" AND "Pressão IS "Baixa" THEN "ação aceleradora" IS "PM"
                                OR
IF "temperatura" IS "Frio" AND "Pressão IS "Ótima" THEN "ação aceleradora" IS "ZR"
                                OR
IF "temperatura" IS "Frio" AND "Pressão IS "Alta" THEN "ação aceleradora" IS "NM"
```

A fig. 43 ilustra o processo de inferência do controle proposto para um conjunto de regras e uma dada situação das variáveis de entrada.

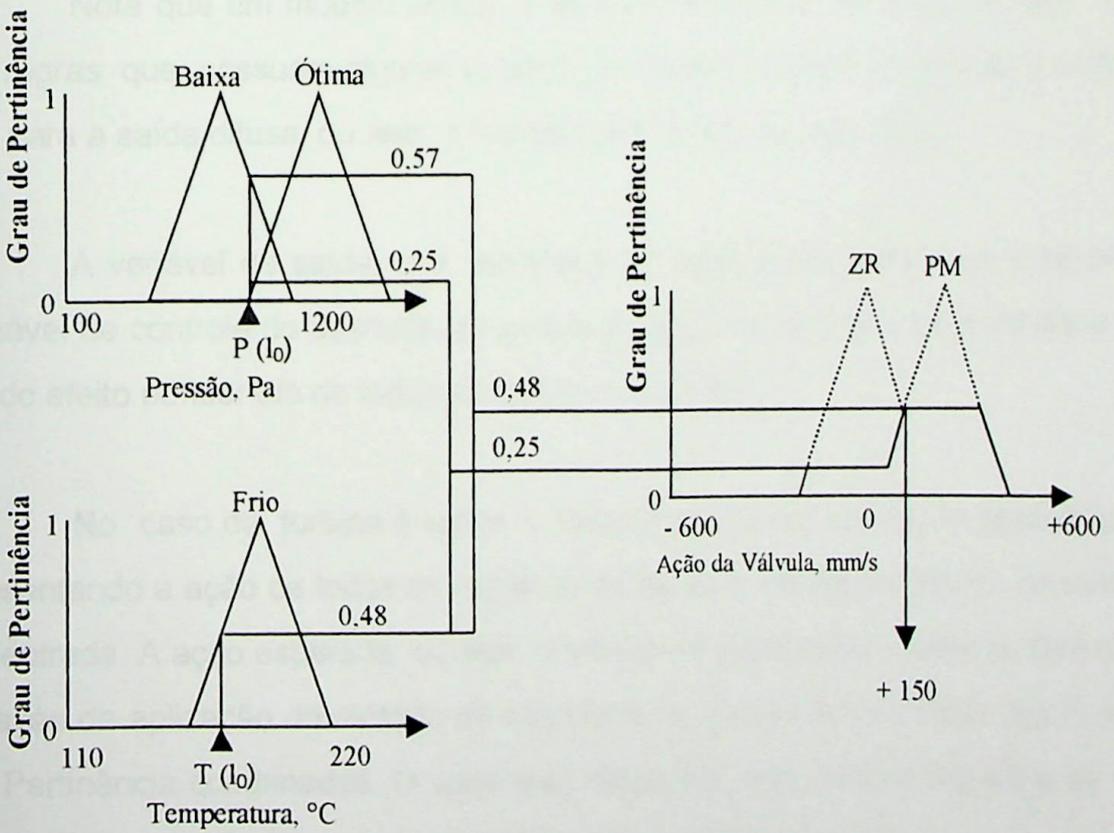
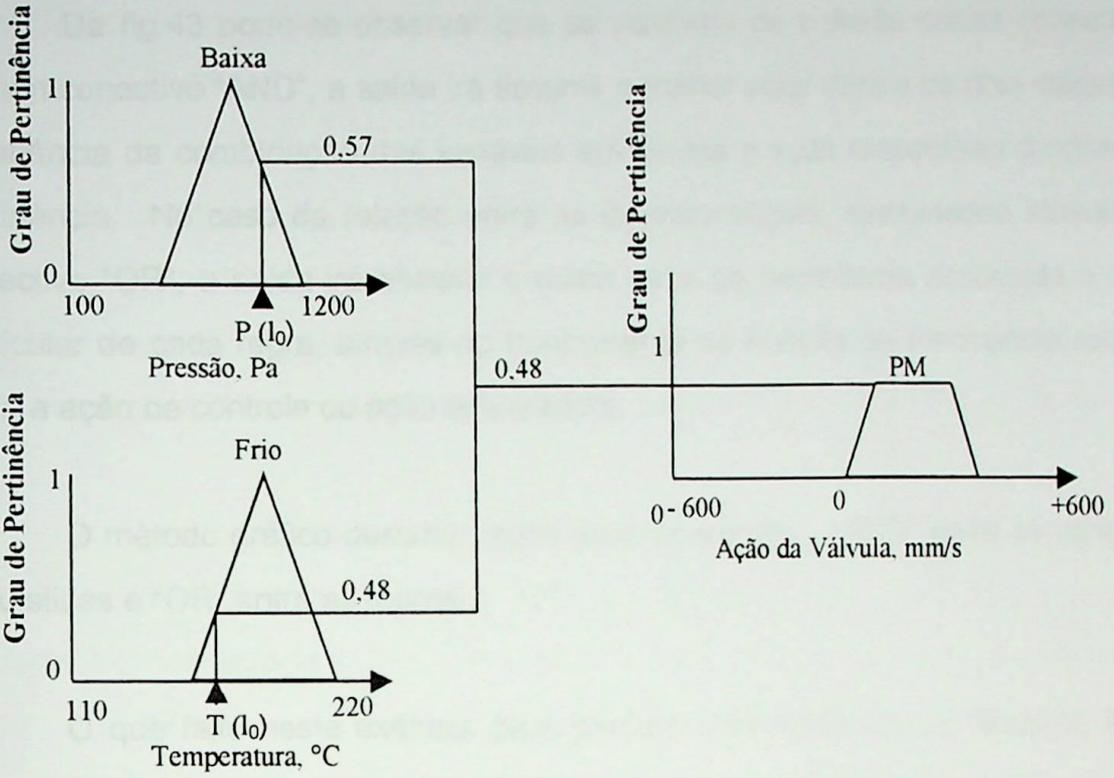


Fig. 43 - Exemplo de ação de controle da turbina à vapor

Da fig.43 pode-se observar que as variáveis de entrada sendo conectadas por um conectivo "AND", a saída irá assumir o menor valor dentre os dois valores de pertinência da combinação das variáveis envolvidas e suas respectivas funções de pertinência. No caso da relação entre as diversas regras, combinadas através do conectivo "OR", a saída irá assumir o maior valor de pertinência associada a ação particular de cada regra, através no truncamento da Função de Pertinência relacionada a ação de controle ou ação aceleradora.

O método gráfico descrito, reúne duas operações, "AND" entre as variáveis lingüísticas e "OR" entre as regras.

O que falta neste exemplo para produzir uma inferência significativa, é um meio de converter estas entradas combinadas e manipuladas pelas regras em uma ação definida de controle, ou seja, a "ação aceleradora" (saída) precisa..

Note que um modelo difuso, é de certo modo um processo paralelo. Todas as regras que possuam alguma verdade em suas premissas dispararão e contribuirão para a saída difusa, ou seja, a Função de Pertinência resultado.

A variável de saída, que representa a "ação aceleradora", que é também a variável de controle do exemplo da turbina à vapor, deverá assumir o resultado obtido do efeito ponderado de todas as regras disparadas.

No caso da turbina à vapor, a saída é obtida por uma figura geométrica representando a ação de todas as regras ativadas para um dado conjunto de variáveis de entrada. A ação esperada, ou seja, a inferência significativa desejada, será obtida através da aplicação do método do Centróide, ou centro de gravidade das Funções de Pertinência combinadas. O valor final obtido por este método (fig.43) é de +150 mm/s. Este valor é utilizado para ajustar a aceleração da turbina.

Após ser tomada esta ação, os sensores de pressão e temperatura marcarão novas medições, inicializando o ciclo novamente, descrevendo assim um processo dinâmico e contínuo.

O Sistema de controle convencional e o Sistema de Controle Difuso (Fuzzy Control) são bastante semelhantes, principalmente quando se trata da implementação de um regulador nos moldes bem conhecidos, onde este elemento de controle é colocado logo após o cálculo do sinal de erro entre a saída desejada e a saída real.

A diferença fundamental entre estes dois sistemas, principalmente no que diz respeito a aplicação como regulador, está no elemento Fuzzyficador, que é um componente que transforma a variável numérica em lingüística e no elemento Defuzzyficador, que no fim da avaliação das regras pertinentes, retorna um valor numérico equivalente a ação pretendida e discriminada por um qualificativo apropriado, gerado no processo de inferência. Este resultado de saída, obtido dentro do processo de inferência difuso, é um valor numericamente preciso.

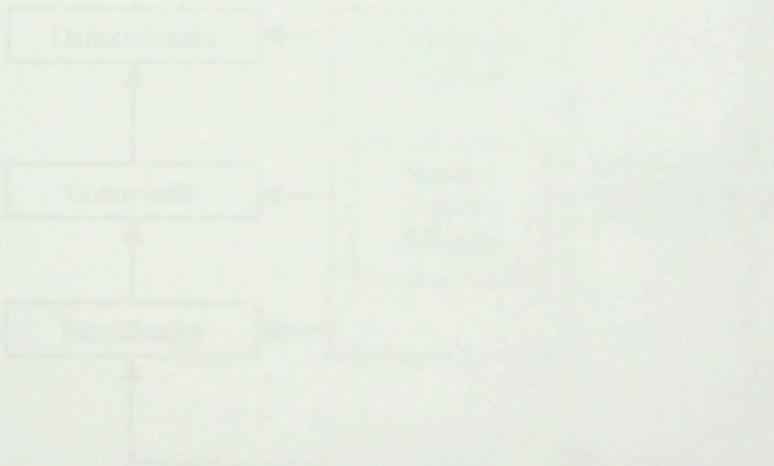
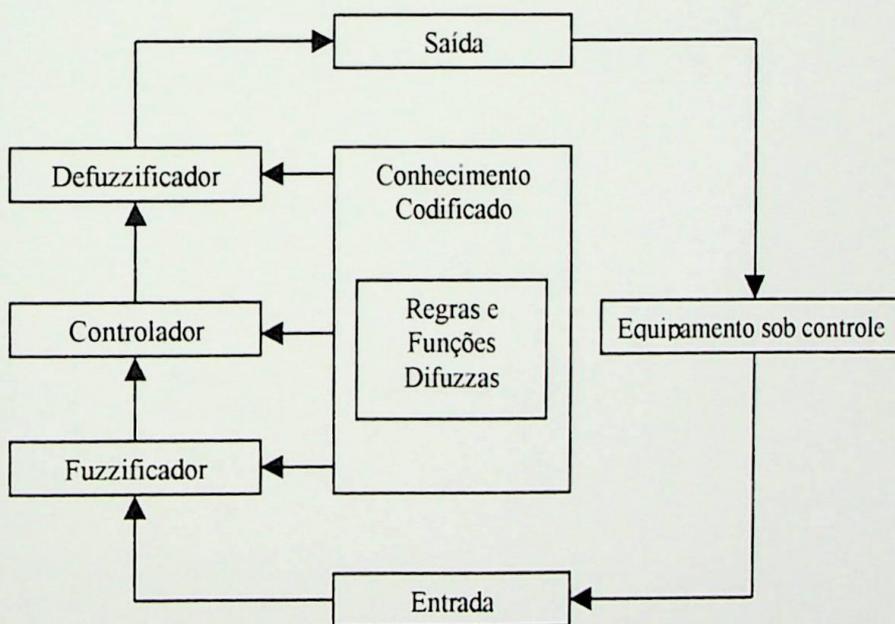
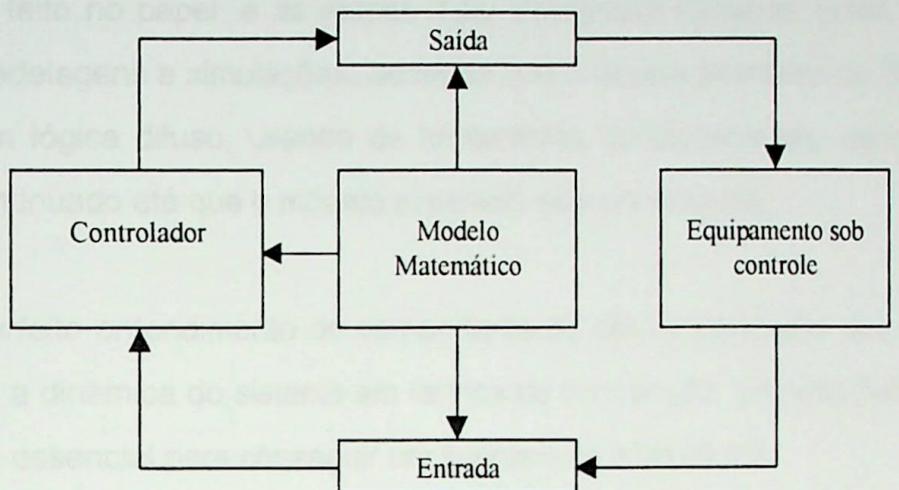


Fig. 44 - Metodologia de controle difuso

A fig.44 apresenta o diagrama em blocos dos dois sistemas, o sistema de controle convencional e o sistema de controle que utiliza a metodologia difusa.



**Fig. 44** - Metodologia de sistemas de controle convencional e difuso

Desenvolver uma boa metodologia de projeto para estes sistemas seria de grande ajuda e incentivo ao uso deles.

A metodologia tende a formalizar e estruturar um procedimento cujo o projeto conceitual é feito no papel, e as etapas mais avançadas formarão ciclos iterativos, utilizando modelagens e simulações, de forma que o desenvolvimento do Sistema de Controle com lógica difuso, usando de ferramentas computacionais, apresente um processo continuado até que o modelo esperado seja conseguido.

O perfeito entendimento do comportamento dos mecanismos dos sistemas, identificando a dinâmica do sistema em termos da convenção "Entrada-Saída", é absolutamente essencial para conseguir um sucesso na empreitada.

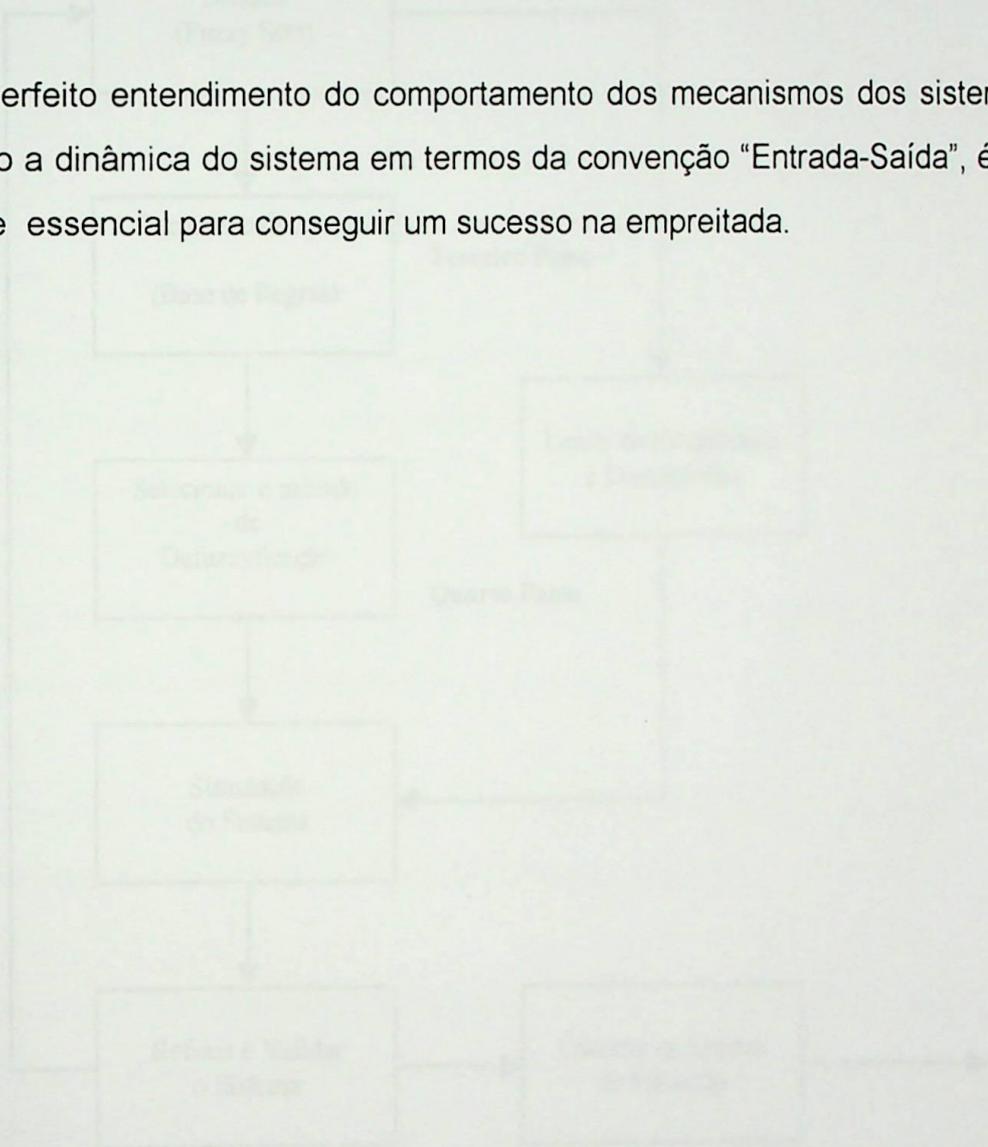
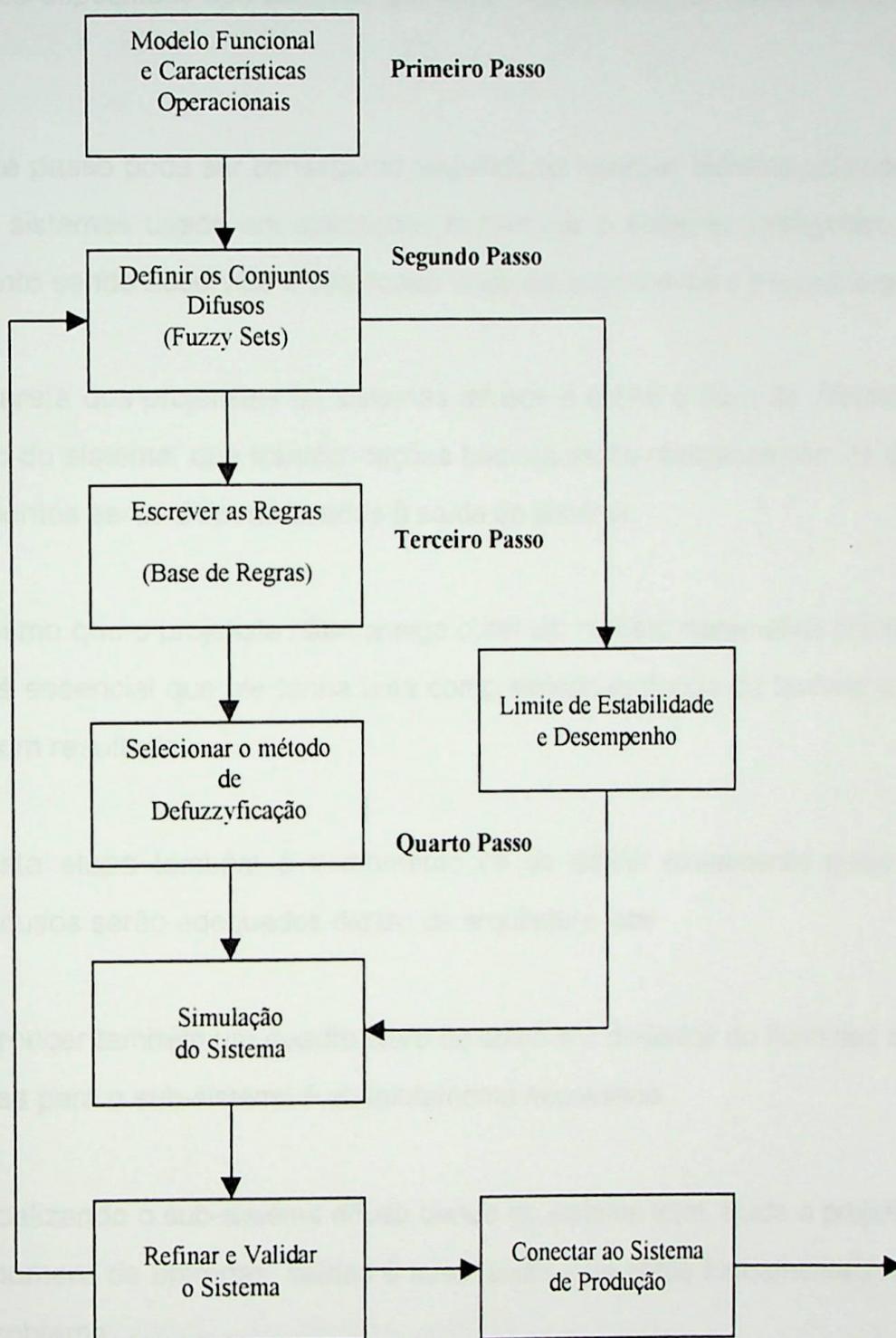


Fig. 45 - Diagrama para desenvolvimento de sistemas com fuzzy

O diagrama abaixo ilustra de maneira clara as etapas importantes para o desenvolvimento de projetos com Lógica Difusa.



**Fig. 45** - Diagrama para desenvolvimento de projetos com Fuzzy

No primeiro passo define-se o modelo funcional e suas características operacionais. O objetivo final é estabelecer a arquitetura do sistema, e também definir as propriedades específicas operacionais que serão executadas pelo Sistema com lógica difusa.

Este passo pode ser conseguido seguindo as mesmas técnicas utilizadas na análise de sistemas usada em aplicações comerciais e sistemas inteligentes, com conhecimento sendo absorvido e codificado vindo de engenheiros e especialistas.

A tarefa dos projetistas de sistemas difusos é definir o fluxo de informações para dentro do sistema, que transformações básicas serão realizadas com os dados e que elementos serão disponibilizados à saída do sistema.

Mesmo que o projetista não consiga obter um modelo matemático preciso do processo, é essencial que ele tenha uma compreensão profunda do fenômeno para obter um bom resultado.

Nesta etapa também é o momento de se definir exatamente quais sub-sistemas difusos serão adequados dentro da arquitetura total.

Fornecer também um quadro claro de como é a dinâmica do fluxo das entradas e saídas para o sub-sistema é absolutamente necessário.

Localizando o sub-sistema difuso dentro do sistema total, ajuda o projetista a estimar o número de entradas, saídas e suas faixas, que serão fundamentais na solução do problema.

No segundo passo, defini-se a superfície de controle representada pela criação dos Conjuntos Difusos associados a cada variável envolvida no controle.

A cada região definida, discriminada por um qualificativo único, será alocada uma Função de Pertinência própria que irá representar no modelo difuso uma ação de controle específica. Em outras palavras, estas definições criam Conjuntos Difusos (Fuzzy Sets) que semanticamente representarão os conceitos associados com os níveis criados (fig. 45).

Numa primeira aproximação, o número de Conjuntos Difusos associados com uma dada variável poderá ser alocado meio ao acaso.

Um número ímpar deverá ser usado quando a situação de equilíbrio está localizada no centro do Universo de Discurso, com a variável assumindo valores positivos e negativos.

Cada Conjunto Difuso fará "*overlaps*" (sobreposições) com seus vizinhos e estes "*overlaps*" darão suavidade ao Regulador difuso.

Os "*overlaps*" deverão estar tipicamente entre 10% e 50% do espaço do vizinho, ou seja, a soma dos pontos da vertical do "*overlap*" deverá ser sempre menor que um.

Finalmente, a densidade de Conjuntos Difusos (Fuzzy Sets) deverá ser maior ao redor do ponto de controle ótimo do sistema.

Estas regras foram claramente aplicadas na ação aceleradora do exemplo da turbina à vapor, onde os níveis são agrupados no meio do domínio e mais espaçados e mais largos, caminhando para as extremidades.

O terceiro passo, define o comportamento da superfície de controle, envolvendo as regras que ligam os valores de entrada e saída do modelo proposto. Estas regras são expressas em uma linguagem objetiva com sintaxe fácil e já comentada.

**IF** < proposição Fuzzy>, **THEN** <proposição Fuzzy>

onde as Proposições Fuzzy são da forma, "X **IS** Y" ou "X **IS NOT** Y", sendo X um escalar variável e Y um Fuzzy Set associado com esta variável representando um qualificativo ou valor lingüístico.

Cada grupo de regras forma uma memória associativa difusa.

Quando os valores de entrada são lidos, cada regra que possua alguma verdade associada a este grupo de entradas será executada.

Desde que as regras são declarativas e não procedurais, a ordem da regra no conjunto de regras é irrelevante.

O uso da lógica difusa em controle permite obter bons resultados quando existe um especialista com razoável entendimento do comportamento dinâmico do sistema.

### **5.3 - Implementação de um Regulador PID usando Lógica Difusa (Fuzzy Logic)**

Nos sistemas que utilizam o Regulador PID (proporcional, integral e derivativo) convencional o que deve ser modelado é o sistema ou o processo a ser controlado, ao passo que no sistema que usa o Regulador com Lógica Difusa, o modelo a ser seguido é a transferência do comportamento de operador humano para a base de conhecimento ou base de regras.

No primeiro caso, o sistema é modelado analiticamente por um ajuste das

equações diferenciais, e a solução indica como ajustar os parâmetros do controle deste PID para cada tipo de comportamento requerido.

No Regulador com Lógica Difusa, estes ajustes são substituídos pelo conjunto de regras, descritas na forma de Proposições Condicionais Difusas, representando a habilidade de um especialista em controlar o processo em questão.

A literatura [18] [20] mostra que nos processos industriais típicos, os resultados obtidos com a aplicação dos Reguladores com Lógica Difusa produz melhores respostas que as obtidas com os PID's convencionais.

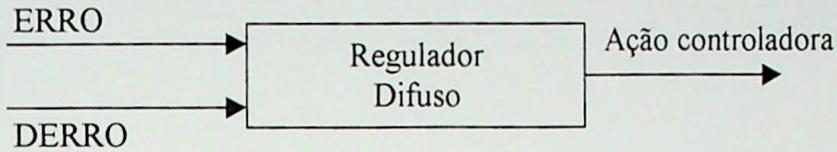
O PID convencional se baseia no ajuste de coeficientes, ou ganhos que regulam as ações proporcional, integral e derivativa do sistema. Um controlador PID recebe na entrada o sinal do erro (resultado da subtração entre o valor desejado para a saída e o valor real da mesma), aplica o modelo matemático com os ganhos ajustados neste sinal e se produz uma saída que é o resultado das operações matemáticas sobre o sinal da entrada.

Os Reguladores com Lógica Difusa são de fácil implementação, simples de descrever e verificar e possuem uma maior robustez a variações dos parâmetros da planta. Por causa disso, sua confiabilidade é bastante incrementada, e como disse o criador da técnica, Lotfi Zadeh, ele representa o mais alto quociente de inteligência apresentado por uma máquina.

De forma análoga ao regulador PID convencional, o Regulador com Lógica Difusa (daqui para frente denominado Regulador Difuso, para simplificar a escrita), produz uma ação de controle com base na informação obtida da dinâmica do erro.

Para obter uma informação precisa da dinâmica do erro, sendo o Regulador Difuso um sistema intrinsecamente discreto, é calculado, também para servir como entrada, a derivada discreta do erro, denominada aqui de "DERRO", que essencial-

mente é a diferença entre o valor atual do erro e o valor anterior. Assim, o Regulador Difuso recebe como entrada o erro "ERRO" e a derivada do erro "DERRO", e produz uma saída "AÇÃO".



**Fig. 46** - Filosofia do Regulador Difuso

As regras para um regulador típico já foram exhaustivamente estudadas na literatura e podem ser resumidas no quadro mostrado na Fig.47.

$\dot{\theta}$	$\theta$						
	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL
ZR	ZR	PM	PL	PL	PL	PL	PL
PM	NL	ZR	PS	PM	PL	PL	PL
PS	NL	NM	ZR	PS	PS	PN	PL
ZR	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL
NS	NL	NS	NS	NS	ZR	PM	PL
NM	NL	NL	NL	NL	NS	ZR	PM
NL	NL	PL	PL	PL	ZR	ZR	ZR

**Fig. 47** - Mapa de Regras do Regulador Difuso

Por exemplo, se for implementada uma regra que diz, "SE" o "ERRO" da variável controlada e a "DERIVADA DO ERRO" são "positivo pequeno", "ENTÃO" a variável sob controle será ajustada para "negativo médio" (Fig. 48). Outra regra pode ser, "SE" o "ERRO" é "ZERO" e a "DERIVADA DO ERRO" é "positivo peque-

no” a saída será “negativo pequeno”. Veja fig. 48 a seguir:

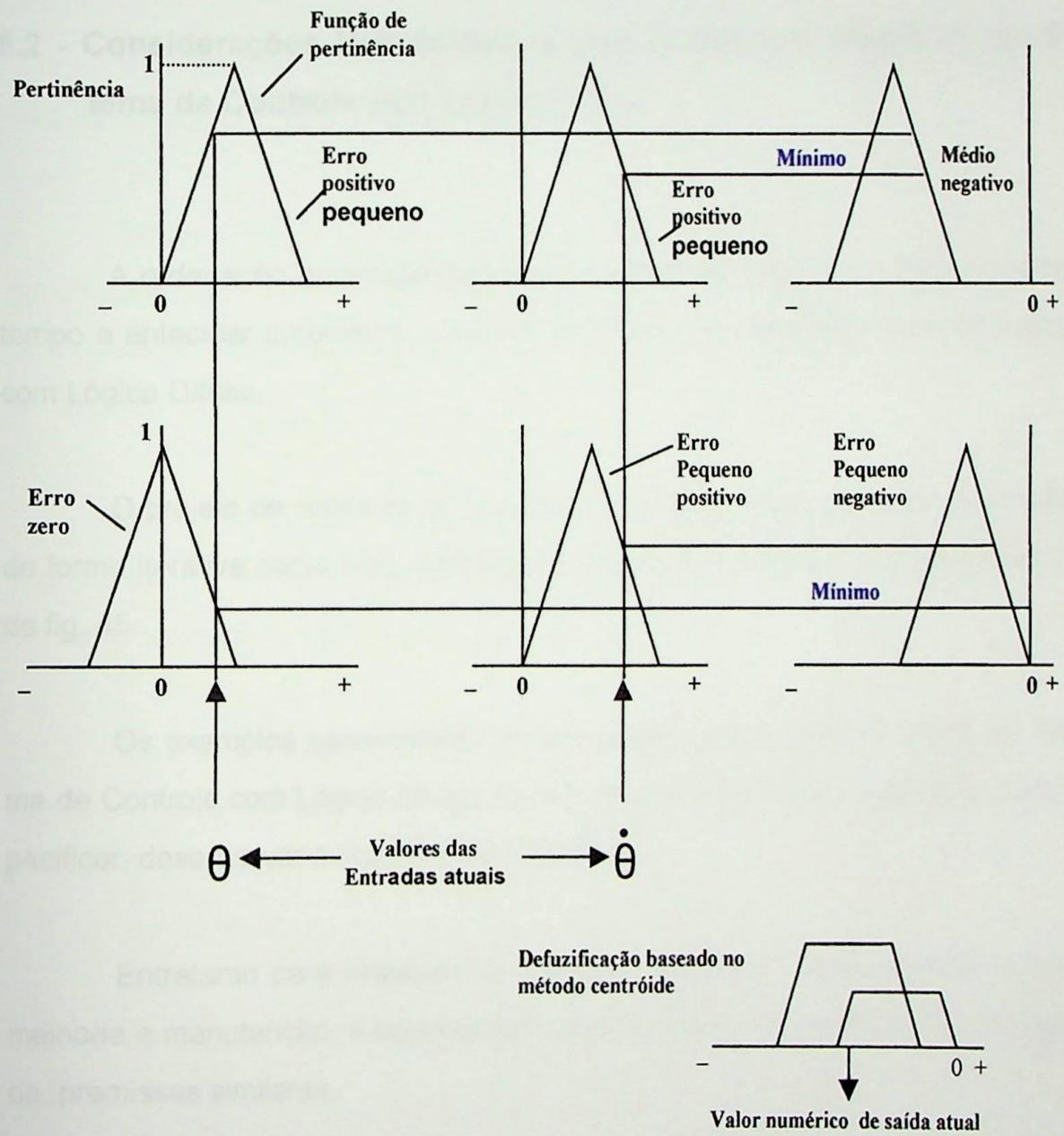


Fig. 48 - Saída de Inferência Difuso

A escolha do ajuste ótimo para este regulador depende basicamente do ajuste e definição das Funções de Pertinência, da definição do Universo de Discurso e finalmente pela elaboração da base de regras. Para se obter a inferência o procedimento de Defuzzyficação mais comumente utilizado é o método denominado de CENTRÓIDE.

## **5.2 - Considerações Metodológicas para o desenvolvimento de um Sistema de Controle com Lógica Difusa**

A ordenação do procedimento nos projetos de engenharia pode economizar tempo e antecipar problemas, o mesmo acontece no desenvolvimento de sistemas com Lógica Difusa.

O projeto de sistemas de Controle com Lógica Difusa pode ser desenvolvido de forma iterativa como está representado pelos quatro blocos centrais do diagrama da fig. 45.

Os exemplos apresentados anteriormente ilustram como funciona um Sistema de Controle com Lógica Difusa, porém eles nos dão poucas sugestões como especificar, desenvolver e implementar tal sistema.

Entretanto para interesse de manter a clareza, para possíveis ações de melhoria e manutenção, é recomendado que as regras sejam agrupadas por regiões de premissas similares.

Geralmente, o número de regras do sistema está relacionado com o número de variáveis de controle e o número de valores lingüísticos para cada variável. O sistema da turbina à vapor, por exemplo, tem duas variáveis de controle, temperatura

e pressão, onde cada qual pode assumir cinco valores lingüísticos ou qualificativos, dando um total de 25 possíveis combinações, deste modo, este sistema pode suportar até 25 regras, pois, em alguns casos é possível utilizar um menor número de regras.

As regras representam a base de conhecimento, então se algumas são apagadas, o conhecimento relativo àquela regra é removido do sistema.

O quarto passo é a seleção de um método de Defuzzyficação. Está é a parte final da criação do Controle Difuso.

Existem muitas formas de proceder esta conversão do resultado da inferência difusa em um valor numérico para agir no sistema sob controle. Duas são as mais conhecidas e comumente encontradas [8] [18], a de **“centro do máximo”** e **“centro da área”** ou **“centróide”**.

O método **“centróide”** calcula o centro de gravidade do Conjunto Difuso conseguido após a inferência conseguida através da ação das regras disparadas para um dado conjunto de valores das variáveis de entrada.

No final o Controle Difuso produz um resultado que é sensível à todas as regras e o resultado normalmente tende a se mover de forma suave através da superfície de controle.

O **“centro do máximo”**, por outro lado, produz um resultado que é sensível apenas ao disparo da regra mais ativa, com maior pertinência, no intervalo em questão.

O método do **“centróide”** é utilizado em controle e o método do **“centro do máximo”** é usado em sistemas de avaliação de risco.

Modelos de Controle Difuso têm sido construídos, por processo de simulações e protótipos. Esses modelos são comparados com testes e casos reais para validação de seus resultados, e quando os resultados não são os esperados, são feitas trocas na descrição dos Conjuntos Difusos (*Fuzzy Sets*) ou no mapeamento das regras.

Hoje, existe no mercado uma infinidade de ferramentas para propiciar ajuda aos especialistas e projetistas dos sistemas de Controle Difuso, de forma a consolidar o modelo dinâmico do sistema, na definição dos Conjuntos Difusos e o elaboração do conjunto de regras.

Como conclusão geral é possível dizer que: a metodologia somente será boa e de aplicação válida se o projetista tiver um substancial conhecimento do problema em estudo.

## 6.2 - Proposta

A substituição das técnicas de controle convencionais, PID e "lead-lag", por controladores difusos vem sendo largamente utilizada, com grandes melhorias para o sistema, tanto no tempo de resposta, quanto na amplitude de operação (sobrecargas).

Deseja-se então substituir, no sistema de carga "Lumped mass by 45", o controlador convencional PSS (realizado por um único controlador difuso, com o objetivo de alcançar uma otimização no sistema de amortecimento das perturbações no gerador síncrono,

## 6 - APLICAÇÃO DO PSS FUZZY NA MÁQUINA DE ITAIPU

[11], [15], [17], [20]

### 6.1 - Introdução

Atualmente os reguladores eletrônicos, encontrados em geradores síncronos, são na maioria placas de circuitos à amplificadores operacionais desenvolvidos para trabalharem como PID (Ação Proporcional, Integral e Derivativa).

Circuitos eletrônicos especiais formam os chamados PSS, ou estabilizadores de sistemas de potência, ou "*Power System Stabilizers*", e consistem em técnicas avançadas de utilização do fluxo magnético da máquina síncrona, para equilibrar o sistema após uma entrada ou saída de carga.

Enquanto o Conjugado do gerador é restabelecido para o novo requisito de carga, os PID's estabilizam a variação brusca da tensão terminal e consequentemente a Potência Elétrica, amortecendo oscilações no sistema interligado.

### 6.2 - Proposta

A substituição das técnicas de controle convencionais, PID e "*Lead-Lag*", por controladores difusos vem sendo largamente utilizada, com grandes melhoras para o sistema, tanto no tempo de acomodação quanto na amplitude de "*overshoots*" (sobrepõeções).

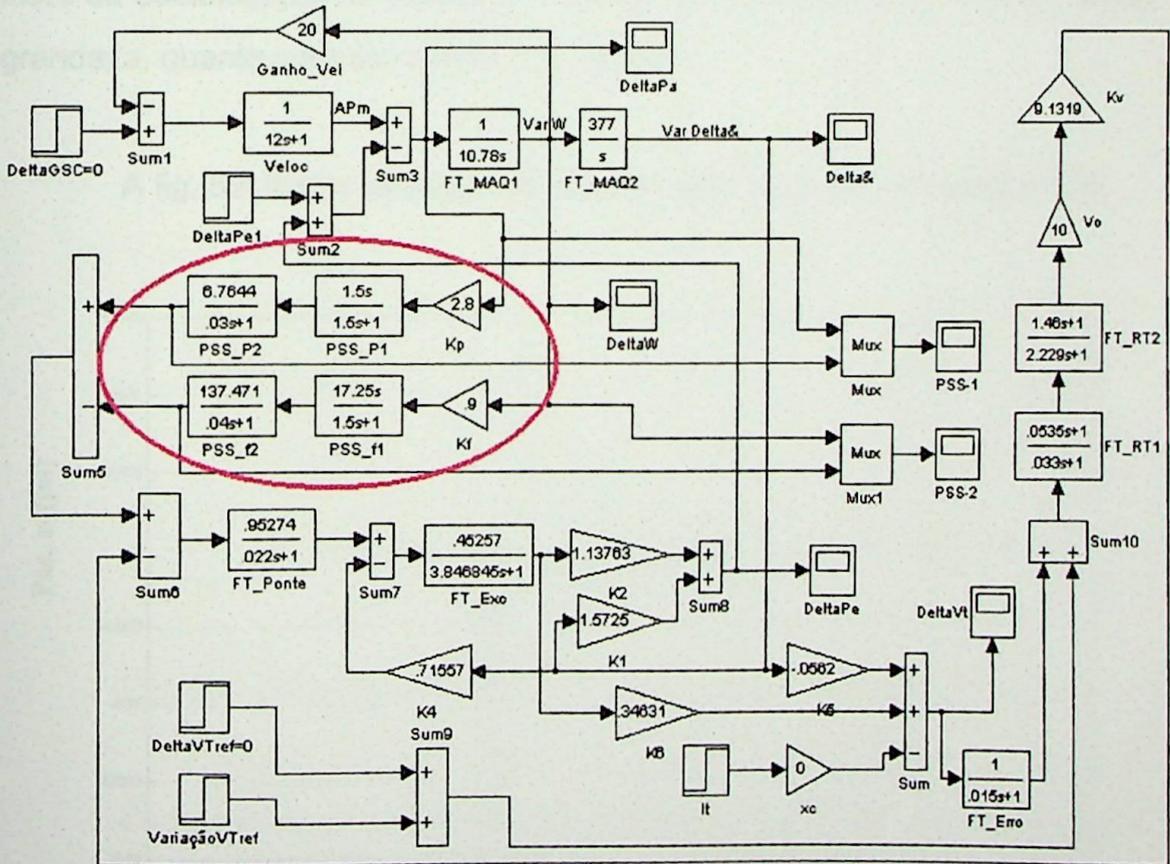
Deseja-se então substituir, no sistema de blocos ilustrado pela fig. 49, o controlador convencional PSS ressaltado, por um único controlador difuso, com o objetivo de alcançar uma otimização no sistema de amortecimento das grandezas elétricas do gerador síncrono.

Observa-se no diagrama em blocos a seguir que as variáveis aquisitadas como entradas do PSS são, a Potência Acelerante, e a Freqüência Angular do Rotor do gerador.

Esta técnica de estabilizador difuso, aquisitando os sinais das variações da Potência Acelerante e a Freqüência Angular para entradas do PSS é uma técnica absolutamente nova para a planta de Itaipu, que utiliza como sinais de referência para seu PSS, a Potência Elétrica e Freqüência Angular.

Estes dois modelos serão simulados, comparados e mostrados como modelos amortecedores de alta performance.

Observe a fig. 49 abaixo:



**Fig. 49** - Função de Transferência do modelo completo de controle da máquina síncrona da UHE de Itaipu (60Hz)

O esquema apresentado na fig. 49 é o diagrama de blocos, em *MATLAB*, que representa matematicamente o sistema de controle completo da usina hidrelétrica de Itaipu, com os parâmetros da máquina de 60 Hz, representando o Conjugado mecânico na turbina até a ação das malhas de regulação de tensão e velocidade. A tensão terminal entregue na saída da máquina será nossa grandeza sob controle.

O sistema de excitação do gerador de Itaipu é um modelo estático onde a corrente de excitação é controlada por ângulo de disparo de tiristores.

### 6.3 - Objetivo

Como mostrado nas conceituadas literaturas de controladores difusos, a melhora de estabilização no modelo é completa, tanto para o tempo de acomodação da grandeza, quanto para os níveis de "overshoot".

A fig. 50 ilustra os sinais de saída de cada ramo do estabilizador PSS.

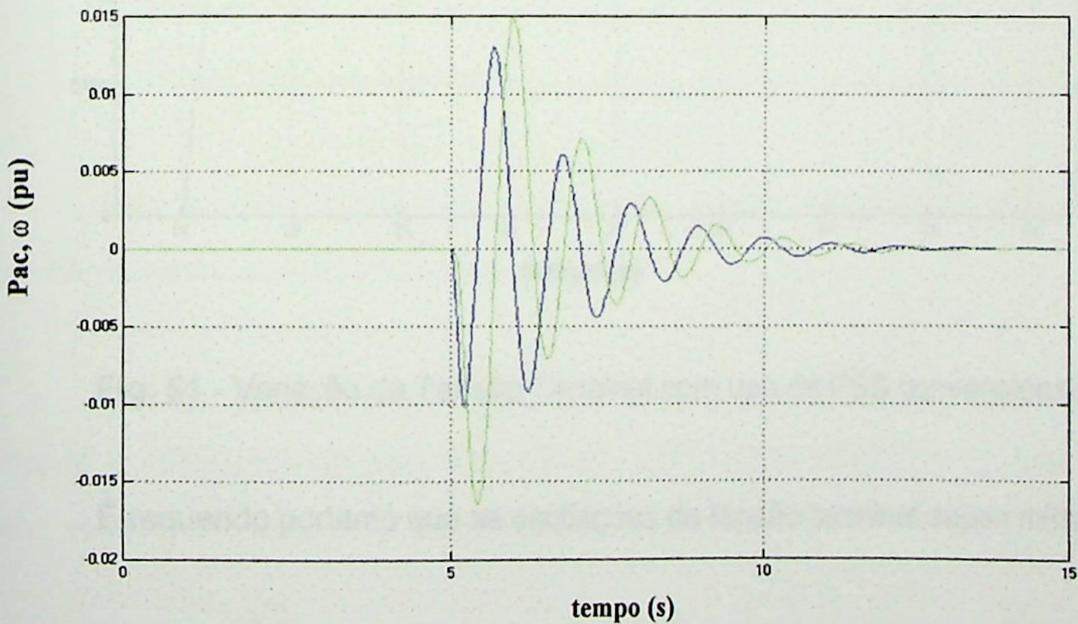


Fig. 50 - Sinais da  $\Delta Pac$  e  $\Delta W$  com PSS convencional

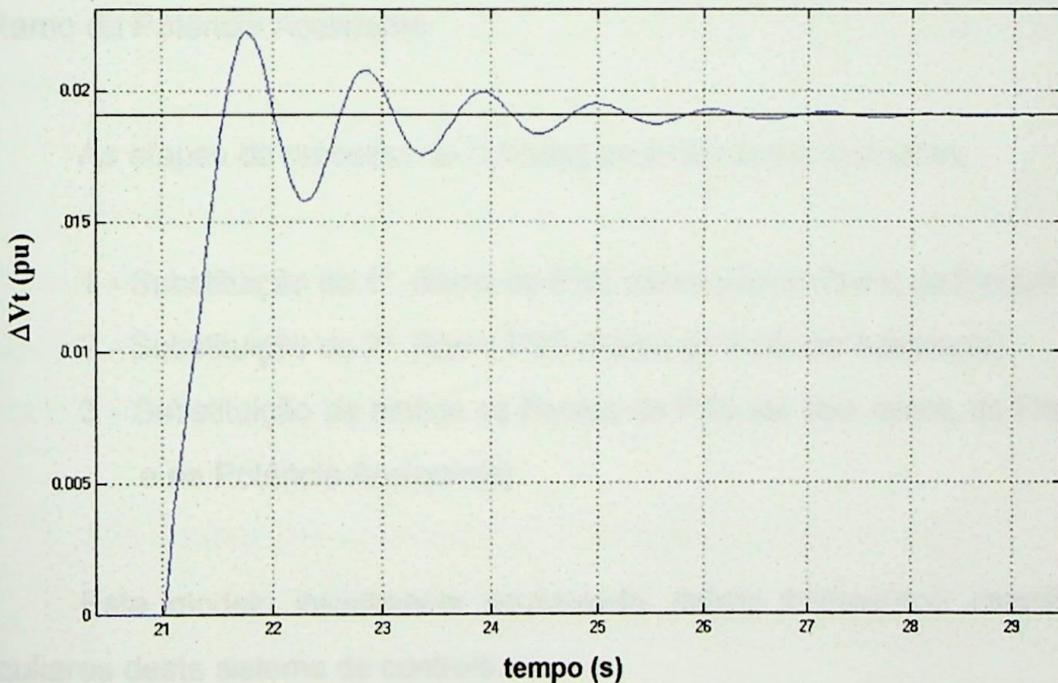
Onde:

Azul : Variação da Potência Acelerante

Verde : Variação da Velocidade (Frequência)

A fig. 51 mostra a variação da tensão terminal quando da utilização de regulação através do PSS convencional, com  $K_p = 1,12 \text{ V/V}$  ( $K_p =$  ganho da malha de Potência).

Observa-se que no PSS convencional, quando da aplicação de um degrau de 5% na excitatriz do gerador, o sinal da tensão terminal tipicamente se acomoda após 4 ciclos.



**Fig. 51** - Variação da Tensão Terminal com uso de PSS convencional

É requerido portanto que as oscilações da tensão terminal sejam mínimas.

Como objetivo principal para este sistema é desejado que seja reduzido tanto o "overshoot" quanto o tempo de acomodação.

## 6.4 - Variáveis de Contorno

Para este sistema foram escolhidas, a priori, como variáveis de entrada e saída do controlador difuso (CONTROLE DIFUSO) o “erro” e a “derivada do erro” referentes ao sistema em questão.

Estas entradas são escolhidas, geralmente por representarem um par de grandezas físicas, onde a derivada do sinal principal atua como uma previsão deste sinal, permitindo ao controlador uma maior versatilidade e rapidez.

Foi estipulado, também a primeira vista, dois CDs (Controladores Difusos) em substituição aos dois ramos do PSS convencional, ou seja, Ramo da Freqüência e Ramo da Potência Acelerante.

As etapas do processo de modelagem foram assim realizadas:

- 1 - Substituição do 1º. Ramo do PSS convencional (Ramo da Freqüência).
- 2 - Substituição do 2º. Ramo PSS (Ramo da Potência Acelerante).
- 3 - Substituição de ambos os Ramos do PSS (os dois ramos, da Freqüência e da Potência Acelerante).

Este modelo inicialmente equivocado, deixou transparecer características peculiares deste sistema de controle.

## 6.5 - Conjuntos Difusos

Através da fig. 49 é observado que o PSS 1 (Ramo da Freqüência) tem como entrada a velocidade do rotor e temos no CONTROLE DIFUSO 1 correspondente, duas variáveis de entrada: a velocidade e sua derivada.

O mesmo ocorre quando da substituição do PSS 2 (Ramo da Potência Acelerante), que tem como entrada as variáveis Potência Acelerante e sua derivada.

Cada Controle Difuso substituído individualmente melhorava uma das características de estabilidade do processo sob controle.

O CONTROLE DIFUSO 1 melhorava o tempo de amortecimento, já o CONTROLE DIFUSO 2 diminuía as amplitudes de “overshoot”.

Quando colocados operando em conjunto, o sinal de saída do estabilizador não conseguia ser corrigido de maneira adequada e perdia-se a noção de quais deveriam ser os parâmetros a serem alterados.

Dentre os três casos anteriormente citados, optou-se por usar um único controlador difuso que possuía como entradas a Potência Acelerante e a Velocidade. Neste sistema é obtida uma melhor caracterização da dinâmica real do sistema sob controle.

Nesta etapa, a escolha ideal das variáveis de entrada e saída é de vital importância e necessita da presença do especialista no processo para conduzir as simulações e experimentações necessárias para que se chegue no controle com performance otimizada.

São necessárias as análises para validação do novo método.

## **6.5 - Conjuntos Difusos**

Os conjuntos difusos foram escolhidos, como sendo regulares e simétricos, após uma observação das respostas do sistema arranhou-se os conjuntos convenientemente como ilustrados em fase final pelas figs. 52, 53 e 54.

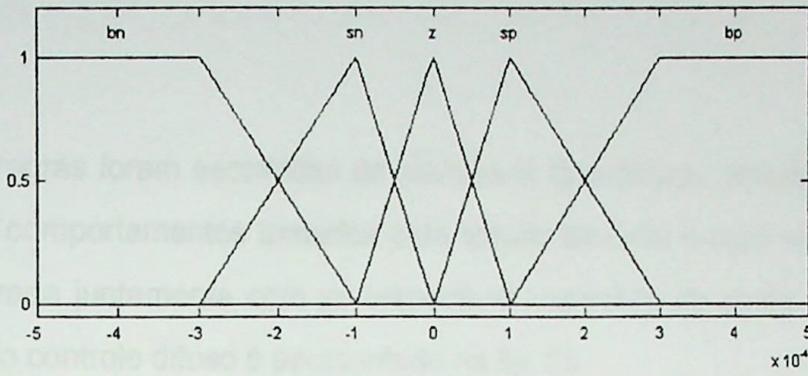


Fig. 52 - Membership Potência Acelerante

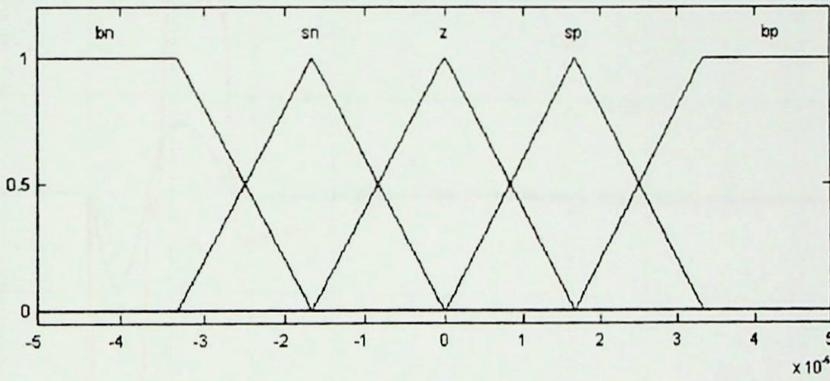


Fig. 53 - Membership Velocidade

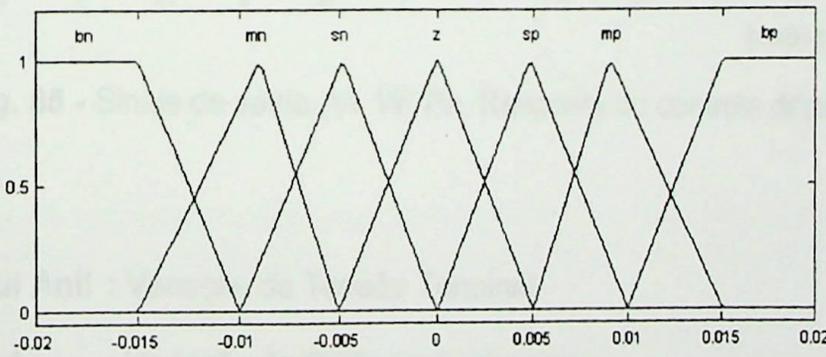


Fig. 54 - Membership Ação Controladora

## 6.6 - Base de Regras

As regras foram escolhidas de maneira a caracterizar, através dos sinais de entrada, os comportamentos tomados pela tensão terminal e suas variações. Os sinais de entrada juntamente com as respectivas variações de saída acompanhados dos sinais do controle difuso é apresentado na fig. 55.



fig. 55 - Sinais de saída (Vt, W, Pa, Resposta do controle difuso)

Onde:

- **Azul Anil** : Variação da Tensão Terminal
- **Azul** : Variação da Potência Acelerante
- **Verde** : Variação da Velocidade Angular (Frequência)
- **Vermelho** : Ação do Controlador Difuso

As regras escritas foram baseadas no comportamento típico de resposta do gráfico anterior (fig. 55), e ficam estabelecidas nas formas a seguir:

1.	If (DPAC is bn) and (DW is bn) then (ACAO is bn) (1)
2.	If (DPAC is bn) and (DW is sn) then (ACAO is mn) (1)
3.	If (DPAC is bn) and (DW is z) then (ACAO is sn) (1)
4.	If (DPAC is bn) and (DW is sp) then (ACAO is mn) (1)
5.	If (DPAC is bn) and (DW is bp) then (ACAO is bn) (1)
6.	If (DPAC is sn) and (DW is bn) then (ACAO is bn) (1)
7.	If (DPAC is sn) and (DW is sn) then (ACAO is mn) (1)
8.	If (DPAC is sn) and (DW is z) then (ACAO is sn) (1)
9.	If (DPAC is sn) and (DW is sp) then (ACAO is sn) (1)
10.	If (DPAC is sn) and (DW is bp) then (ACAO is sn) (1)
11.	If (DPAC is z) and (DW is bn) then (ACAO is sn) (1)
12.	If (DPAC is z) and (DW is sn) then (ACAO is z) (1)
13.	If (DPAC is z) and (DW is z) then (ACAO is z) (1)
14.	If (DPAC is z) and (DW is sp) then (ACAO is z) (1)
15.	If (DPAC is z) and (DW is bp) then (ACAO is mp) (1)
16.	If (DPAC is sp) and (DW is bn) then (ACAO is mn) (1)
17.	If (DPAC is sp) and (DW is sn) then (ACAO is sn) (1)
18.	If (DPAC is sp) and (DW is z) then (ACAO is sp) (1)
19.	If (DPAC is sp) and (DW is sp) then (ACAO is z) (1)
20.	If (DPAC is sp) and (DW is bp) then (ACAO is sp) (1)
21.	If (DPAC is bp) and (DW is bn) then (ACAO is mp) (1)
22.	If (DPAC is bp) and (DW is sn) then (ACAO is sp) (1)
23.	If (DPAC is bp) and (DW is z) then (ACAO is sp) (1)
24.	If (DPAC is bp) and (DW is sp) then (ACAO is z) (1)
25.	If (DPAC is bp) and (DW is bp) then (ACAO is mp) (1)

**Fig. 56 - Base de Regras**

A base de regras pode ser escrita no formato textual conforme fig. 56. Outra forma de mostrar o mesmo conjunto é ilustrado na fig. 57, por um mapa de regras.

<b>DPAc DW</b>	<b>BN</b>	<b>SN</b>	<b>Z</b>	<b>SP</b>	<b>BP</b>
<b>BN</b>	<b>BN</b>	<b>BN</b>	<b>SN</b>	<b>MN</b>	<b>MP</b>
<b>SN</b>	<b>MN</b>	<b>MN</b>	<b>Z</b>	<b>SN</b>	<b>SP</b>
<b>Z</b>	<b>SN</b>	<b>SN</b>	<b>Z</b>	<b>SP</b>	<b>SP</b>
<b>SP</b>	<b>MN</b>	<b>SN</b>	<b>Z</b>	<b>Z</b>	<b>Z</b>
<b>BP</b>	<b>BN</b>	<b>SN</b>	<b>MP</b>	<b>SP</b>	<b>MP</b>

Fig. 57 - Mapa de Regras

Onde:

- **DPAc** : função membership representativa da Potência Acelerante.
- **DW** : função membership representativa da Variação de Velocidade.
- **ACAO** : função membership da ação do controlador difuso.

As siglas das funções de pertinência (Fuzzy Sets) são:

- **BN** - muito negativo
- **MN** - médio negativo
- **SN** - pouco negativo
- **Z** - zero
- **SP** - pouco positivo
- **MP** - médio positivo
- **BP** - muito positivo

É também de grande importância a análise do comportamento do controlador baseado nas regras pré-estipuladas de acordo com os gráficos apresentados abaixo (fig. 58, 59, 60 e 61).

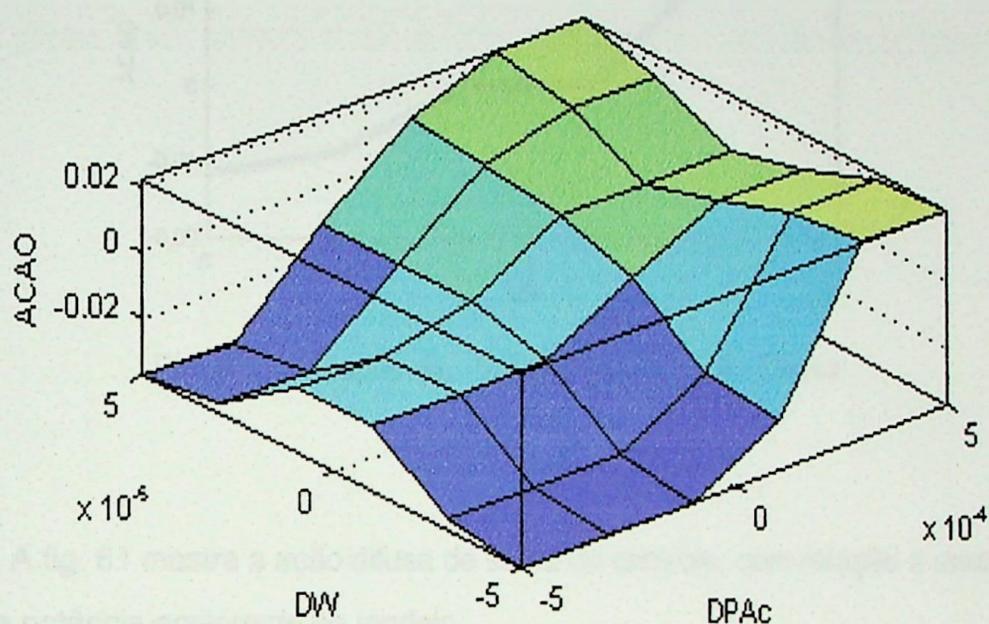


Fig. 58 - Superfície de Controle em 3D

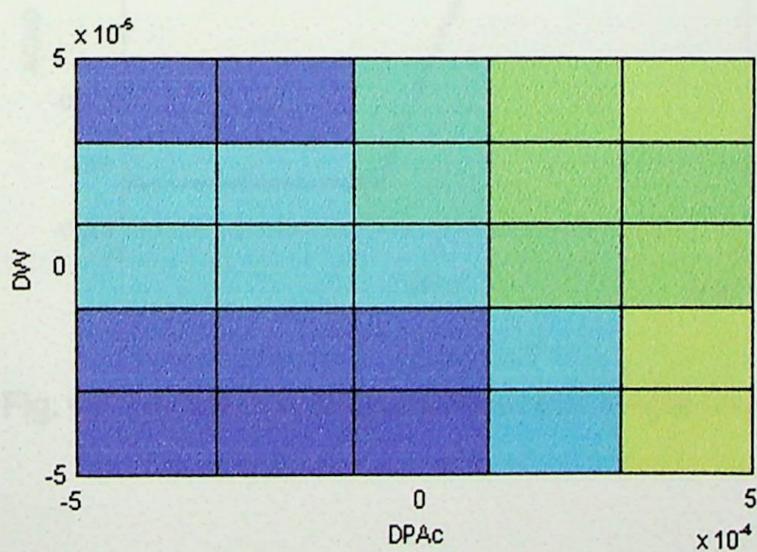
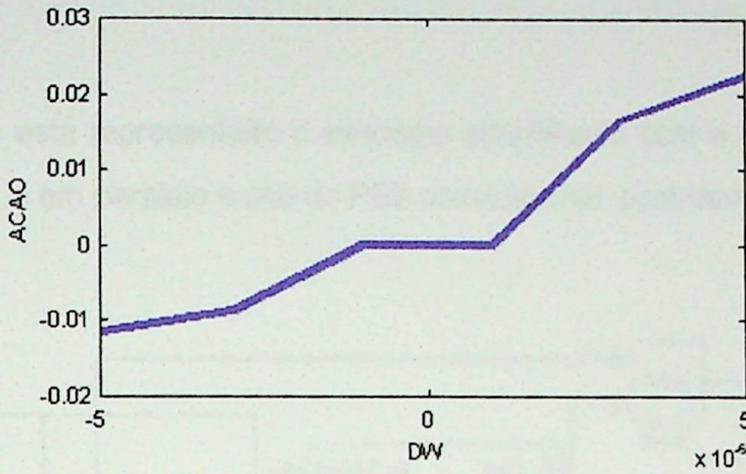


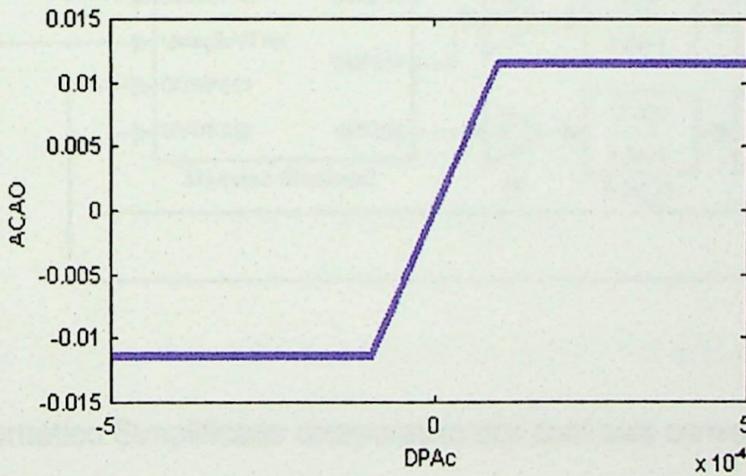
Fig. 59 - Vista Superior da Superfície de Controle 3D

A fig. 60 mostra a ação difusa de saída do controle, com relação a variação de velocidade no modelo.



**Fig. 60** - Variação da Velocidade X Ação Difusa

A fig. 61 mostra a ação difusa de saída do controle, com relação a uma variação de potência acelerante no modelo.



**Fig. 61** - Variação da Potência Acelerante X Ação Difusa

## 6.7 - Esquema Final de Comparação entre os Controles Convencional e Difuso, com saída Tensão Terminal (Vt)

Abaixo está representado o esquema simplificado com a utilização do controlador difuso, e em paralelo o uso do PSS convencional para devida comparação.

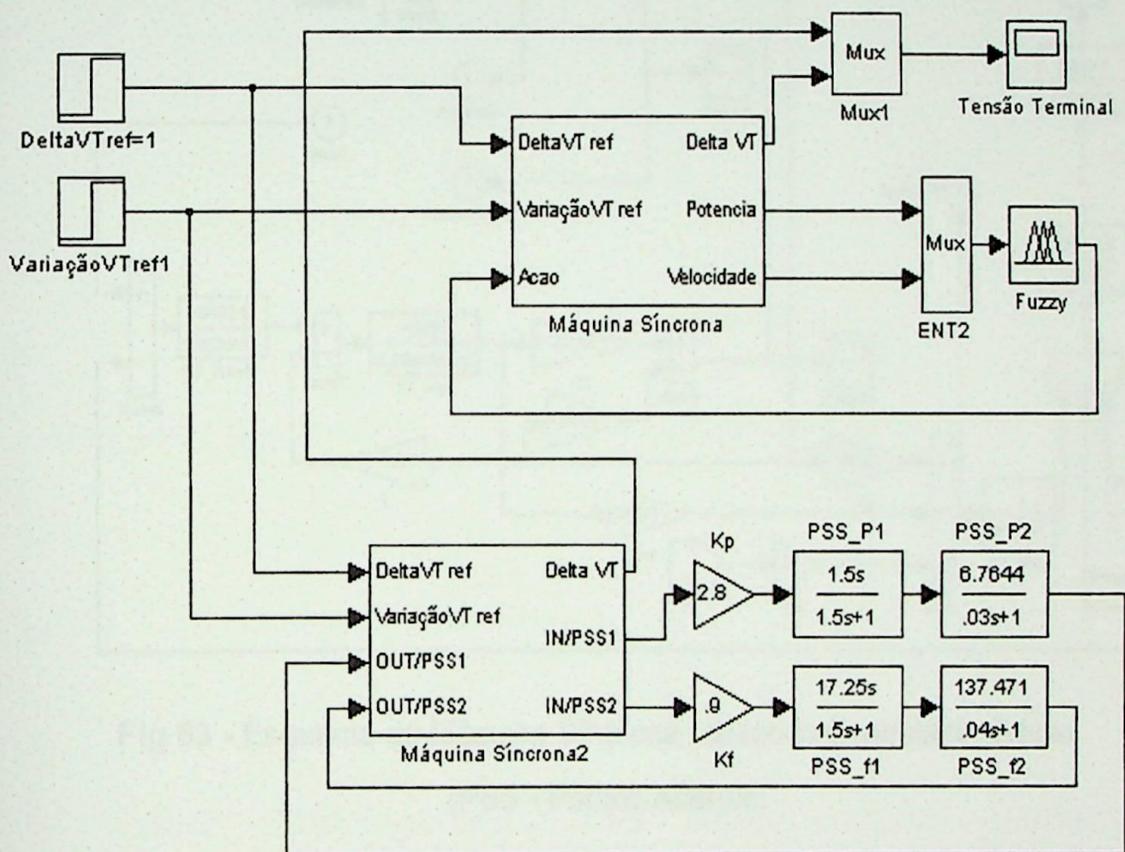
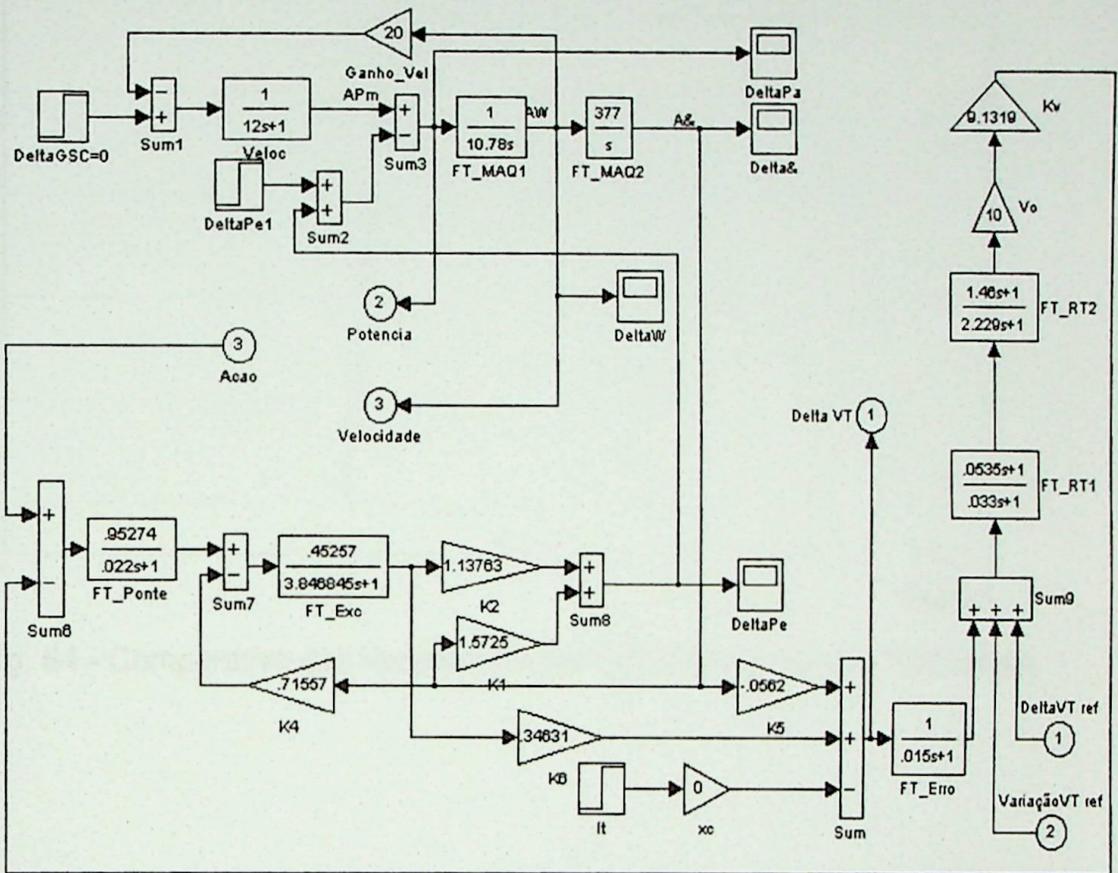


Fig. 62 - Esquemático Simplificado comparativo dos controles convencional e difuso

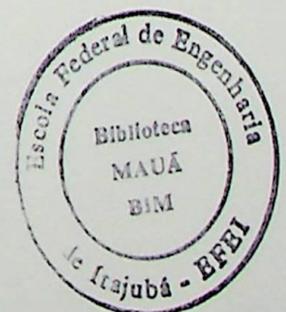
O esquema atual da máquina síncrona representada acima é ilustrada na fig. 63 a seguir.

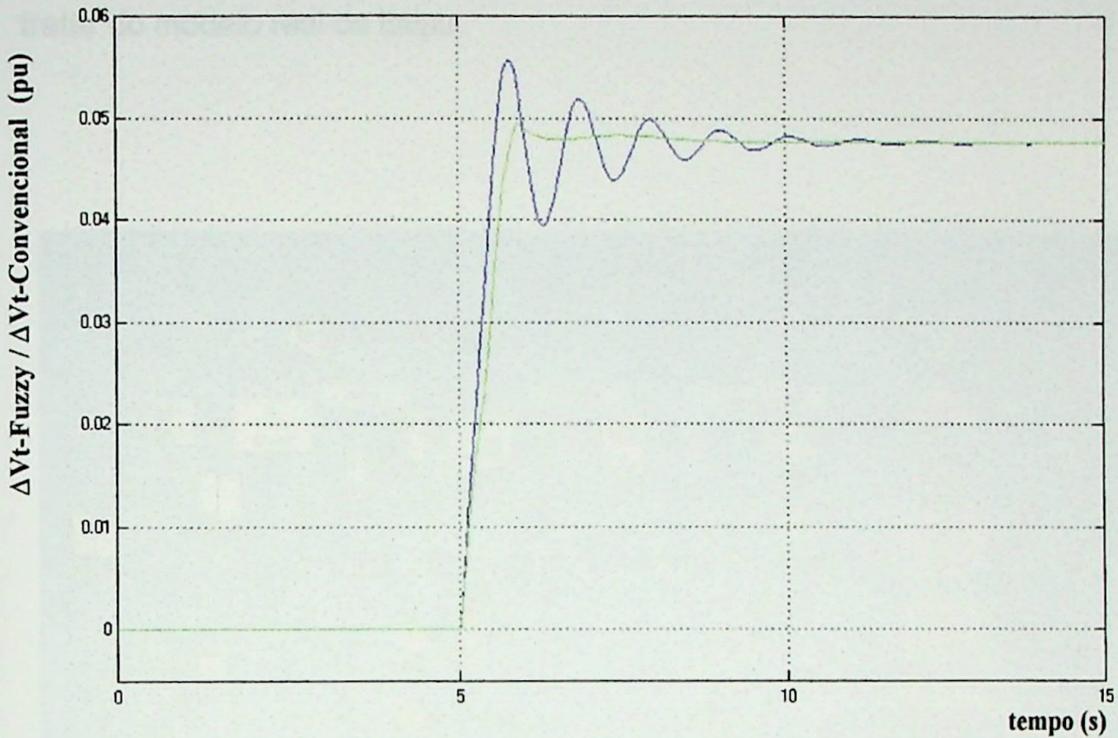


**Fig 63 - Esquema da Máquina Síncrona utilizando Controlador Difuso (PSS - Pontos Abertos)**

A curva comparativa entre a variação da tensão terminal obtida a partir do PSS convencional e do controlador difuso é mostrada na fig 64.

A linha verde representa o comportamento da tensão terminal através do controle difuso, e a linha azul representa a tensão terminal controlada pelo PSS convencional de Itaipu.





**Fig. 64** - Comparativo das Respostas entre PSS Convencional e PSS Difuso

Onde:

- **Azul** : Comportamento da Tensão Terminal de acordo com o PSS convencional.
- **Verde** : Comportamento da Tensão Terminal de acordo com o Controlador Difuso

A fig. 65 trata-se da nova planta do modelo para referência aquisitada do PSS sendo a Potência Elétrica e Freqüência Angular. Simulou-se este modelo por se tratar do modelo real de Itaipu.

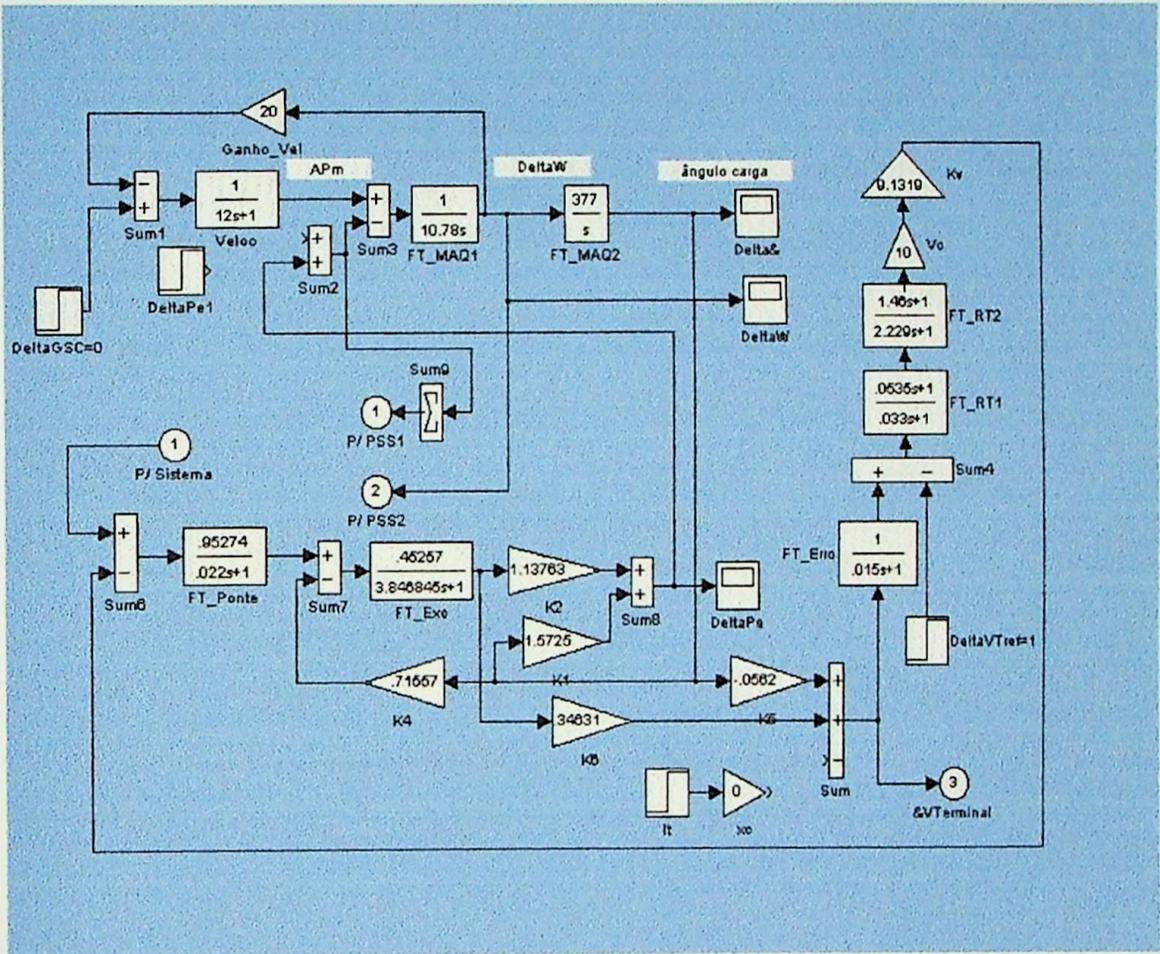


Fig. 65 - Modelo real de Itaipu, referência Potência Elétrica e Freqüência

Na fig. 66 a seguir mostraremos um paralelo dos modelos PSS convencional e difuso.

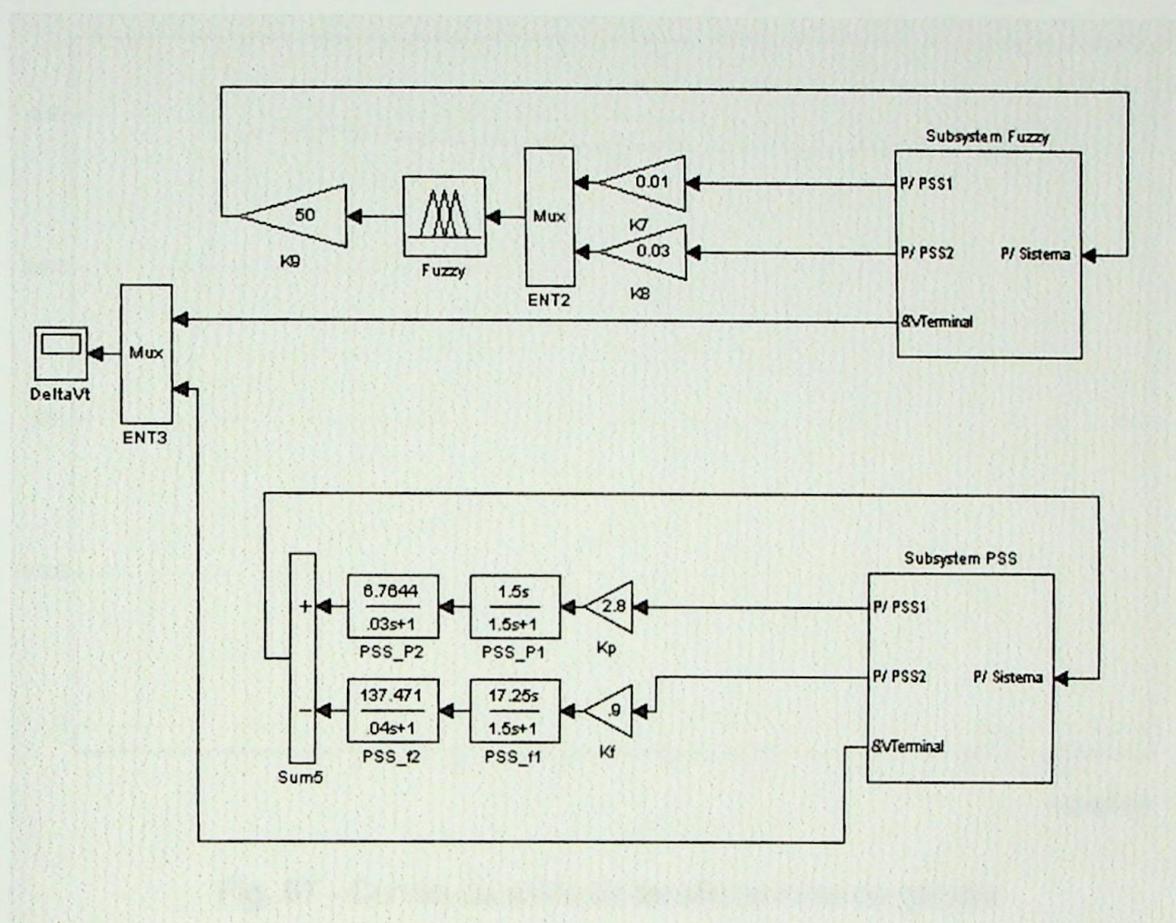
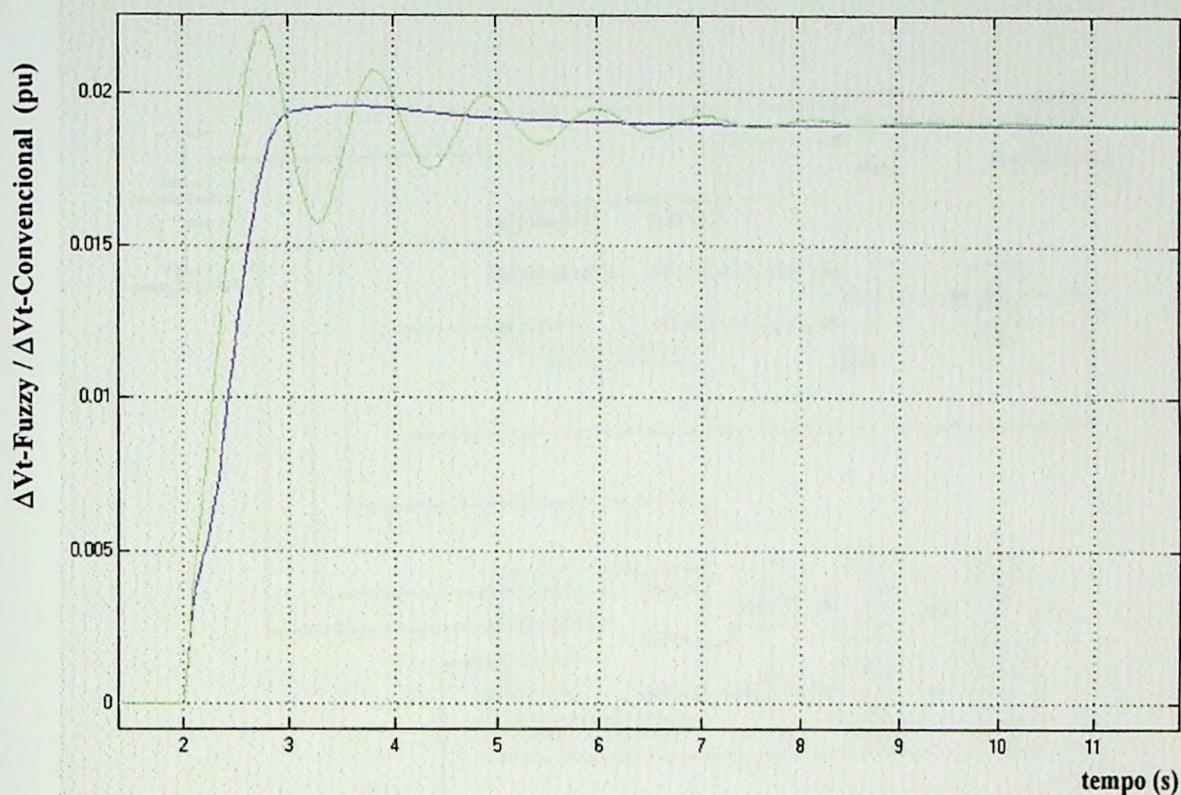


Fig. 66 - Esquemático simplificado para comparação dos PSS convencional e difuso

Na fig. 67, mostra o comparativo das curvas finais da tensão de saída do gerador para as duas técnicas modeladas.



**Fig. 67** - Curvas de saída da tensão terminal do gerador

É transparente a alta performance do controlador difuso frente aos métodos clássicos.

É de extrema importância que as variáveis de entradas e saídas definidas no processo sob controle caracterizem bem sua dinâmica ou sistemática de trabalho.

Com estes resultados, continua-se acreditando que o controle com lógica difusa é de fato, nos dias de hoje, o mais alto quociente de inteligência dado a uma máquina (dito por LOFTI A. ZADEH).

## 6.8 – Esquema Final de Comparação entre os Controles Convencional e Difuso, com saída Potência Elétrica (Pe)

Abaixo está representado o esquema simplificado com a utilização do controlador difuso, e em paralelo o uso do PSS convencional para comparação.

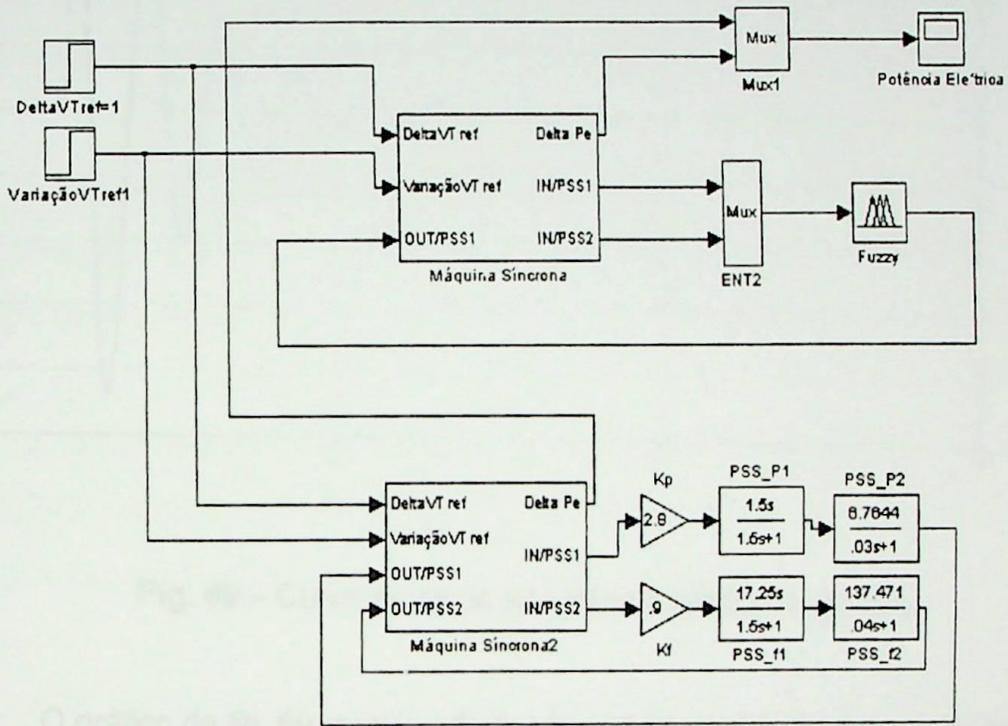
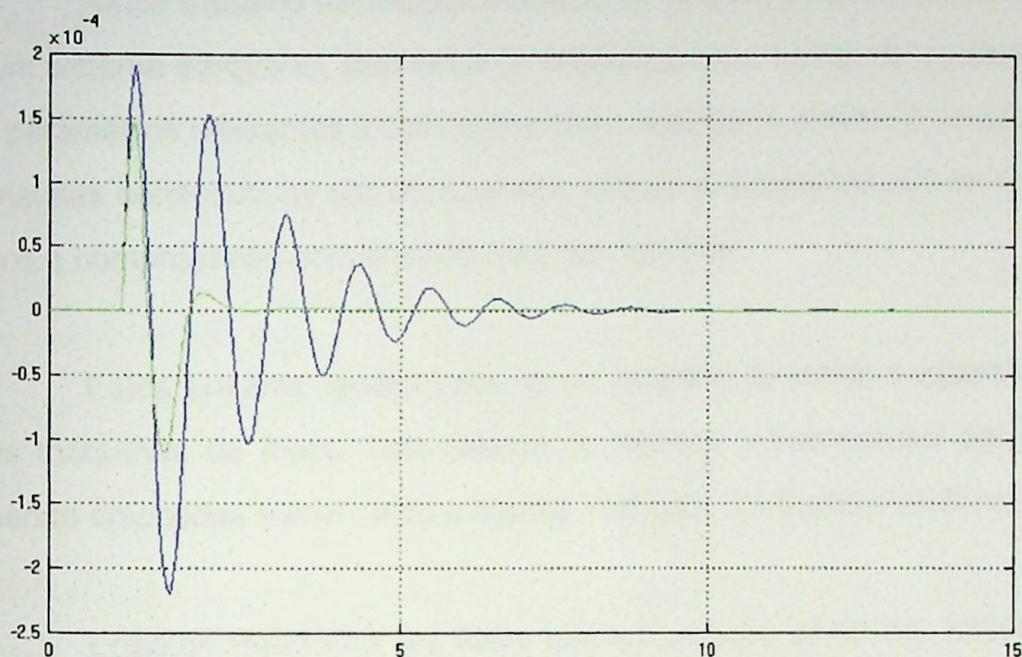


Fig. 68 – Esquemático simplificado comparativo dos controles convencional e difuso

A fig. 69 mostra o comparativo das curvas finais da potência elétrica de saída do gerador para as duas técnicas modeladas.



**Fig. 69** – Curva de saída da potência elétrica do gerador

O gráfico da fig. 69 mostra a forte capacidade de amortecimento do PSS difuso frente ao clássico, externando as oscilações e correções da potência elétrica (difusa e clássica) diante de um degrau de 1,6% de tensão na excitatriz do gerador.

O controle difuso amortece o transitório próximo de 1,7 segundos, enquanto o controle clássico próximo de 8 segundos.

É interessante salientar que os geradores síncronos, quando operando sobre-excitados oscilam mais diante de rejeições, degraus ou faltas no sistema, de forma que a característica da carga alimentada e o módulo operativo, com tensão e carregamento alto pode contudo influenciar no amortecimento das oscilações das grandezas elétricas da máquina.

## 7 - CONCLUSÕES

Neste trabalho foi utilizado o modelo 1.0 do IEEE da máquina síncrona ligada a um sistema integrado, com todos os estabilizadores e malhas de regulação. Todos os parâmetros referentes a cada malha foram levantados através de um processo de consultas consecutivas aos especialistas, exaustivas simulações com os valores aferidos e comprovação com ensaios reais nas máquinas.

Estes ensaios fizeram parte de um programa de estudo e reparametrização das máquinas de Itaipu, com objetivo de melhorar o desempenho das máquinas quando colocadas alimentando o sistema interligado Sul-Sudeste-Centro-oeste.

Ensaio realizado por Itaipu com as unidades de 60 Hz, solicitados pelo CMO/GE-02, otimizou os ajustes dos reguladores e seus estabilizadores para obter-se melhor desempenho dinâmico com o sistema interligado.

Este trabalho facilitou o ajuste dos parâmetros do modelo utilizado, de forma que as curvas de resposta do modelo, para as mesmas perturbações normalmente inseridas nas máquinas por ocasião dos ensaios, produzissem exatamente as mesmas respostas dinâmicas no conjugado de amortecimento, que as observadas nos ensaios de campo efetuados na máquina.

Os registros oriundos destes ensaios validaram a modelagem efetuada, pela grau de similaridade obtida entre os resultados simulados e os resultados reais do campo.

Não foram levados em consideração os ruídos derivados de oscilações torcionais, particularmente importante no caso do PSS que utiliza a velocidade angular da máquina como referência. A interação destas oscilações com o estabilizador de potência pode ser minimizada através do uso de Filtros Torcionais.

Estas oscilações podem também ser compensadas de forma série através dos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), que são equipamentos que utilizam eletrônica de potência na manipulação e gerenciamento dos parâmetros da transmissão de energia elétrica.

Após disponibilizado o modelo dinâmico da máquina, com o grau de confiança esperado e devidamente aferido, partiu-se, através de ferramentas computacionais de simulação de sistemas dinâmicos, para o estudo da possibilidade de substituir os tradicionais reguladores do PSS (*Power System Stabilizer*) por reguladores utilizando a Lógica Difusa (*Fuzzy Logic*).

Neste processo, o programa de simulação de sistemas dinâmicos *MatLab/Simulink* com o *Toolbox Fuzzy*, se mostrou extremamente eficiente e versátil como facilitador do desenvolvimento da solução para esta empreitada.

A grande eficácia dos controladores difusos frente aos controladores clássicos foi aqui mais uma vez comprovada. A simplicidade de procedimento na escolha das variáveis lingüísticas de entrada e saída para caracterizar, de maneira inquestionável, a dinâmica do processo, foi um dos fatores mais motivadores deste desenvolvimento.

O resultado da aplicação do Regulador Difuso em substituição ao Regulador PSS Clássico ilustra, de forma incontestável, o fantástico desempenho desta nova metodologia aplicada em controle automático. A curva (fig. 64) de comparação entre os controladores mostra a forte eliminação da característica oscilatória do sinal da tensão terminal pelo Estabilizador Difuso. As oscilações eletro-mecânicas vistas com estabilizador convencional são praticamente eliminadas pelo novo controlador.

Os esforços e trancos, antes desenvolvidos nas válvulas e servomecanismos dos equipamentos mecânicos, comprometendo sua vida útil, são eliminados pela aplicação da nova estratégia, e com certeza eliminando vultuosos custos

em reposições e manutenções corretivas e preventivas.

O disparo ponderado das regras difusas excitam, de modo não linear, a correção do desvio do ponto de funcionamento (*set point*), apresentando uma característica que mais se aproxima de um PI com ganho ajustável, com isto, é conseguido uma maior suavidade e uma maior rapidez no ataque dos desvios da grandeza sob controle.

É possível também afirmar, que o aperfeiçoamento dos elementos estabilizadores contribuem para o aumento do limite de estabilidade das unidades sincronizadas no sistema, um ganho respeitável neste cenário energético atual.

A melhoria no desempenho do funcionamento destas unidades geradoras com a modernização de seus estabilizadores, permitirá o aumento de extração de potência em épocas de carência de energia, aumentando assim a disponibilidade e a confiabilidade operativa.

Este ganho no aumento da capacidade energética através de inovações nos sistemas de controle, são necessidades prementes no setor eletro-energético, visto a atual dificuldade de obtenção de recursos para a expansão e repotencialização do setor.

## 8 - FUTUROS DESENVOLVIMENTOS

Serão estudadas técnicas de NEURO - FUZZY e aplicações de ALGORITMOS GENÉTICOS, para que a partir do processo ou sistema a ser controlado obtenha-se os conjuntos difusos e a base de conhecimentos não só adequados como também otimizados.

Com a aplicação destas técnicas o controlador adquire a capacidade de se auto-sintonizar de acordo com alterações imprevistas nas etapas de desenvolvimento destes estabilizadores.

Serão abordados em estudos futuros o desenvolvimento destes modelos utilizando técnicas de CONTROLE ADAPTATIVO.

## 9 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. **Power system control and stability**. Ames, USA: The Iowa State University Press, 1997.
- [2] BOMFIM, Antônio Luiz Bergamo do. **Controlador de estado adaptativo com deslocamento radial de pólos para uma máquina síncrona**. Itajubá - MG: EFEI, 1992.
- [3] BOURLÈS, H., HENICHE, A., "The Inverse LQR Problem and its Application to Analysis of a Robust Coordinated AVR/PSS".
- [4] CEPEL, **Manual do Usuário – Programa de Análise de Transitórios Eletromecânicos - ANATEM**, V03, Rio de Janeiro, Brasil, May 1997.
- [5] COSTA, A.; DE GLÓRIA, A.; FARABOSCHI, P. et al, "Hardware Solutions for Fuzzy Control". Proceedings of the IEEE. vol 83, n. 3, pp. 422-434. Mar. 1995.
- [6] D'AZZO, J. J., HOUPIS, C. H., **Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares**. 2. ed. Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1984.
- [7] DE MELLO, F. P. **Dinâmica Das Máquinas Elétricas – I**. Santa Maria - RS:- Publicação Eletrobrás/UFSM-Série PTI, 1979.
- [8] EARL, Cox. **Fuzzy fundamentals**: IEEE Spectrum; October/1992.
- [9] EICHMAN, Armin, KOHLER, Alessandro. **Adaptive power system stabilizer for optimum damping of active power swings**. ABB Industrie - AG. Switzerland. 02/1999.

- [10] GULLEY, N., JANG, J. R. **Fuzzy Logic Toolbox User's Guide**, Natick, USA, The MathWords, Inc., 1995.
- [11] HANDSCHIN, E.; HOFFMANN, W.; REYER, F. et al. "A New Method of Excitation Control Based on Fuzzy Set Theory". IEEE Transaction on Power System. vol. 9, n. 1, pp. 533-539, Feb. 1994.
- [12] HENICHE, A.; BOURLÈS, H., HOURY, M. P.; "A Desensitized Controller for Voltage Regulation of Power Systems ", IEEE Transaction on Power Systems , vol 10, n. 3 , pp. 1461-1466, Aug. 1995.
- [13] HIYAMA , T. "Robustness of Fuzzy Logic Power System Stabilizers Applied to Multimachine Power System", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 9, n. 3, pp 451-459 , Sep. 1994.
- [14] ITAIPU-BINACIONAL, OP.DT, OPS.DT, OPSE.DT. Eng. Rui Jovita G. C. da Silva. **Análise dos ensaios no sistema de excitação das unidades de 60 Hz.**
- [15] O. I. Elgerd. **Control Systems Theory** . McGraw-Hill ; New York , 1967.
- [16] **POWER SYSTEMS COMPUTATION CONFERENCE**, pp. 63-69, Dresden, Aug. 1996.
- [17] S. Assilian and E. H. Mandani. "Artificial Intelligence in the Control of Real Dynamic System", Queen Mary College Electrical. Engineering Dept. ; August 1974.
- [18] SCHWARTZ, KLIR. **Fuzzy Logic flower in Japan**: IEEE Spectrum. July/1992.



- [19] VARGAS, H. M.; SOARES, J. M., P. M. P. **A Experiência da CEMIG com a operação de ajustes de sinais de PSS: Simulações e testes de campo.** II CPEO. Fortaleza, out/90.
- [20] W. J. M. Kickert; **Analysis of a Fuzzy Logic Controller.** Internal Report F/WKI/75 ;Queen Mary College; Dept. of Eletrical Engineering; June 1975.
- [21] ZADEH, Lofit A. **Outline of a new approach to the analysis of complex system and decision processes:** IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics. vol. SMC-3, n. 1; Jan 1973.