

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
ENGENHARIA ELÉTRICA**



**IMPLEMENTAÇÃO DE UM ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA
UTILIZANDO COMPENSADOR FUZZY COM CARACTERÍSTICAS
LEAD/LAG**

ALEXANDRE ESTÁCIO FÉO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Itajubá – MG
2004**

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Mauá –
Bibliotecária Elisete Lefol Nani Carvalho - CRB_6/1037

F344i

Féó, Alexandre Estácio.

Implementação de um estabilizador de sistemas de potência utilizando
Compensador fuzzy com características Lead/Lag / por Alexandre
Estácio Féó. -- Itajubá (MG) : [s.n.], 2004.

116 p. : il.

Orientador : Prof. Dr. Antônio Carlos Zambroni de Souza

Co-orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Murari Pinheiro

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Itajubá - ISEE

1. Sistemas de controle. 2. Controle Fuzzy. 3. Controle
Robusto. 4. Estabilizador de Sistemas. 5. PSS. 6. ESP. I. Souza, Antônio
Carlos Zambroni, orient. II. Pinheiro, Carlos Alberto Murari, co-orient.
III. Universidade Federal de Itajubá. IV. Título.

CDU 62-52:519.216(043.2)

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA
UTILIZANDO COMPENSADOR FUZZY COM CARACTERÍSTICAS
LEAD/LAG**

Dissertação apresentada ao
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da UNIFEI
como requisito parcial para obtenção
do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração
Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Antônio Carlos Zambroni de Souza
Co-Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Murari Pinheiro

Itajubá – MG
16 de Dezembro de 2004

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família e a todas as
pessoas que acreditam e investem na dedicação
e esforços pessoais

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos orientadores professores Carlos Alberto Murari Pinheiro e Antônio Carlos Zambroni de Souza por suas eficientes orientações ao tempo dedicado amizade e confiança

Ao professor Dr. Ângelo J. J. Rezek e ao MSc Leandro Chiavegatto Martins pela substancial cooperação técnica à minha dissertação

A AEDB
Associação Educacional Dom Bosco
Faculdade de Engenharia de Resende
Curso de Elétrica/Eletrônica
Pela busca contínua do desenvolvimento
ciência e tecnologia

Aos colegas de mestrado pelo apoio técnico e humano ao trabalho desenvolvido

À minha amada esposa Augusta,
aos meus filhos Daniela, Diana, Danilo e
aos meus pais

Ao mestre **JESUS** por me ajudar em meus sonhos e nos meus ideais que se tornaram realidades

FOLHA DE IDENTIFICAÇÃO

COMPONENTES DA BANCA EXAMINADORA:

1º EXAMINADOR: Prof. Dr. Ivan Nunes da Silva – EESC / USP

2º EXAMINADOR: Prof. Dr. Ângelo José Junqueira Rezek - UNIFEI

3º EXAMINADOR: Prof. Dr. Carlos Alberto Murari Pinheiro – UNIFEI

4º EXAMINADOR: Prof. Dr. Antônio Carlos Zambroni de Souza – UNIFEI

SUMÁRIO

SUMÁRIO	i
LISTA DE FIGURAS	iii
LISTA DE TABELAS	vii
LISTA DE SÍMBOLOS E NOMENCLATURAS	viii
RESUMO	xi
ABSTRACT	xii
CAPÍTULO I	1
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2	3
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	3
CAPÍTULO 3	14
ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA (ESP)	14
3.1 - Sistema De Controle De Excitação De Geradores Elétricos	14
3.1.1 - Definições de especificações de regime transitório.....	15
3.1.2 - Geradores Síncronos	17
3.1.3 - Modelos Padronizados das Máquinas Síncronas.....	20
3.1.4 - Sistemas de Excitação.....	20
3.1.5 - Tipos de Sistemas de Excitação	23
3.1.5.1 - Sistemas de Excitação Rotativos	23
3.1.5.2 - Sistemas de Excitação Estáticos	24
3.1.6 - Modelagem de um sistema de controle de excitação.....	24
3.1.7 - Análise e Modelagem de Máquina Síncrona.....	27
3.1.7.1 - Modelagem de Máquinas Síncronas.....	27
3.1.7.2 - Efeito no Torque Elétrico.....	34
3.2 - Estabilizadores de Sistema de Potência (ESP).....	37
3.2.1 - Efeito dos Sinais Estabilizadores em um SEP.....	38
3.2.2 - Restrições Relativas à Natureza da Função do Sinal Estabilizador...	39
3.2.3 – Características dos Sinais Estabilizadores.....	40
3.2.4 - Características Básicas De uma Função GESP para Aplicação de Estabilizadores de Sistema de Potência	40
3.2.5 - Sinais Estabilizadores.....	41

1 - Sinal Estabilizador Derivado da Velocidade do Rotor da Máquina....	41
2 - Sinal Estabilizador Derivado da Frequência do Terminal do Gerador	42
3 - Sinal Estabilizador Derivado Da Potência Elétrica.....	42
3.3 - Simulações Numéricas de um Gerador com ESP.....	43
CAPÍTULO 4.....	46
PROPOSTA DE UM ESP FUZZY COM CARACTERÍSTICAS LEAD/LAG.....	46
4.1 - Introdução.....	46
4.2 - ESP Fuzzy com características Lead/Lag	47
4.3 - Revisão sobre Lógica Fuzzy Aplicada a Sistemas de Controle	49
4.3.1 - Conceitos Básicos.....	49
4.4 - Simulações Numéricas de um SEP com ESP Fuzzy.....	51
CAPÍTULO 5	59
IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UM ESP FUZZY LEAD/LAG	59
5.1 – Introdução	59
5.2 - Estrutura da bancada de ensaio.....	59
5.3 - Linearização do Conjunto Circuito de Disparo e Ponte Tiristorizada	66
5.4 - Identificação do Modelo do Sistema Experimental	68
5.5 - Projeto de um Compensador tipo Lead/Lag para Regulação de Tensão	71
5.6 - Ensaio com o Compensador Lead/Lag para Regulação de Tensão	76
5.6.1 - Ensaio com Paralelismo entre Geradores sem ESP	80
5.7 - Projeto de um ESP Convencional.....	82
5.7.1 - Ensaio com Paralelismo entre Geradores com ESP.....	83
5.8 - Implementação do ESP Fuzzy Proposto	85
5.8.1 - Ensaio Práticos com Controlador ESP Fuzzy.....	87
CAPÍTULO 6	90
CONCLUSÃO	90
6.1 - Conclusão Geral	90
6.2 - Trabalhos Futuros	91
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	93
ANEXO I - Programa de Implementação do ESP Fuzzy em Tempo Real	100
ANEXO II – Programa para Gerar Gráficos do ESP Fuzzy	108
ANEXO III – Informações básicas sobre a placa de aquisição de dados utilizada	110
ANEXO IV – Informações básicas sobre a técnica “Fogo Girante”.....	114

LISTA DE FIGURAS

Fig. 3.1	Diagrama de blocos de um sistema de controle de excitação	14
Fig. 3.2	Curva de resposta ao degrau unitário mostrando t_d , t_r , t_p , M_p , t_s	16
Fig. 3.3	Diagrama esquemático de uma unidade geradora	18
Fig. 3.4	Representação elétrica de geradores	20
Fig. 3.5	Sistema de controle de excitação típico	21
Fig. 3.6	Diagrama de blocos do sistema de controle de excitação típico	22
Fig. 3.7	Diagrama de blocos simplificado de um sistema genérico de controle de excitação	25
Fig. 3.8	Diagrama de blocos de um controlador/compensador	26
Fig. 3.9	Curva de saturação do excitador	26
Fig. 3.10	Diagrama de blocos da Eq. 3.25	32
Fig. 3.11	Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito	33
Fig. 3.12	Diagrama de um sistema de controle de excitação simplificado	33
Fig. 3.13	Sistema de excitação com retroação da tensão de campo	34
Fig. 3.14	Diagrama de blocos da Eq. 3.26	34
Fig. 3.15	Diagrama de blocos de um sistema de excitação típico	36
Fig. 3.16a	Resposta da tensão terminal V_t do sistema da Fig. 3.15	36
Fig. 3.16b	Resposta da variação de frequência do gerador	37
Fig. 3.16c	Resposta do ângulo de potência do sistema	37
Fig. 3.17	Diagrama de blocos simplificado de um PSS cujo sinal estabilizador é derivado da velocidade	39
Fig. 3.18	Diagrama em blocos de um sistema com ESP convencional	44
Fig. 3.19a	Resposta da tensão terminal do gerador (V_t) sem perturbação de carga	44
Fig. 3.19b	Resposta da tensão terminal (V_t) com perturbação de carga	44
Fig. 3.20a	Resposta do ângulo de carga (δ) sem perturbação de carga	45
Fig. 3.20b	Resposta do ângulo δ com perturbação de carga	45
Fig. 3.21a	Resposta da variação de frequência (ω) do sistema sem perturbação de carga	45

Fig. 3.21b	Resposta da variação de frequência do sistema (ω) com perturbação de carga	45
Fig. 4.1	Representação do sistema ESP nebuloso	47
Fig. 4.2	Funções de pertinência	48
Fig. 4.3a	Módulo ESP Convencional	51
Fig. 4.3b	Módulo ESP Fuzzy	51
Fig. 4.4	Diagrama em blocos de um ESP com compensador Fuzzy	52
Fig. 4.5	Definição das entradas e saída do módulo Fuzzy Logic Controller	53
Fig. 4.6	Funções de Pertinência da entrada level do módulo Fuzzy Controller	53
Fig. 4.7	Funções de Pertinência da entrada rate do módulo Fuzzy Logic Controller	54
Fig. 4.8	Funções de Pertinência da saída Vs do módulo Fuzzy Logic Controller	54
Fig. 4.9	Regras 1 a 11 utilizadas no módulo Fuzzy Logic Controller	55
Fig. 4.10	Regras 12 a 22 utilizadas no módulo Fuzzy Logic Controller	55
Fig. 4.11	Regras 23 a 25 utilizadas no módulo Fuzzy Logic Controller	56
Fig. 4.12	Resposta da tensão terminal do gerador com ESP Fuzzy sem perturbação de carga	56
Fig. 4.13	Resposta da tensão terminal do gerador com ESP Convencional sem perturbação de carga	56
Fig. 4.14	Resposta da tensão terminal com ESP Fuzzy na presença de perturbação de carga	57
Fig. 4.15	Resposta da tensão terminal com ESP Convencional na presença de perturbação de carga	57
Fig. 4.16	Resposta do ângulo δ do sistema com ESP Fuzzy e perturbação	57
Fig. 4.17	Resposta do ângulo δ sistema com ESP Convencional e perturbação	57
Fig. 4.18	Resposta da variação de rotação ($\dot{\omega}$) do gerador com ESP Fuzzy e perturbação de carga	58
Fig. 4.19	Resposta da variação de rotação ($\dot{\omega}$) do gerador com ESP Convencional e perturbação de carga	58

Fig. 5.1	Fotografias da bancada de ensaio	61
Fig. 5.2	Estrutura básica da bancada experimental	61
Fig. 5.3	Dados de placa do gerador síncrono	62
Fig. 5.4	Representação detalhada da instrumentação da bancada	63
Fig. 5.5	Curva de magnetização	65
Fig. 5.6	Curva do transdutor	66
Fig. 5.7	Diagrama de blocos de (5.7)	67
Fig. 5.8	Estrutura simplificada do sistema de regulação de tensão do gerador	68
Fig. 5.9	Medidas para identificação de $G(s)$	70
Fig. 5.10	Medidas para obtenção de $G_d(s)$ e teste de validação da identificação	70
Fig. 5.11	Diagrama de blocos de uma malha de controle típica	71
Fig. 5.12	Diagrama de blocos do sistema compensado	73
Fig. 5.13	Resposta em frequência de (5.23)	74
Fig. 5.14	Simulação da malha de controle com o compensador Lead/Lag	75
Fig. 5.15	Simulação do sistema utilizando controlador Lead/Lag	75
Fig. 5.16	Implementação real da regulação de tensão do gerador através do Simulink	76
Fig. 5.17	Respostas reais da regulação de tensão com gerador isolado e plena carga	77
Fig. 5.18	Respostas reais da regulação de tensão com gerador isolado e a vazio	77
Fig. 5.19	Respostas reais da regulação de tensão com gerador isolado e meia carga	78
Fig. 5.20	Resposta real da regulação de tensão do sistema com variações de carga	79
Fig. 5.21	Oscilografia da malha de regulação do gerador com variações de carga	79
Fig. 5.22	Estrutura para ensaios com paralelismo entre os geradores	80
Fig. 5.23	Resposta V_t do sistema com paralelismo, variação de carga e sem ESP	81
Fig. 5.24	Diagrama básico do ESP	82

Fig. 5.25	Implementação real do ESP através do Simulink	83
Fig. 5.26	Resposta de V_t , com paralelismo, variação de carga e com ESP Convencional	84
Fig. 5.27	Resposta com paralelismo, variação de carga, com ESP clássico e $sp=0.9$ pu	84
Fig. 5.28	Representação do sistema ESP nebuloso proposto	85
Fig. 5.29	Implementação do ESP Fuzzy com características Lead/Lag	86
Fig. 5.30	Funções de pertinência utilizadas	87
Fig. 5.31	Resposta de V_t com paralelismo, variação de carga e com ESP Fuzzy	88
Fig. 5.32	Oscilografia de V_t com paralelismo, variação de carga e com ESP Fuzzy	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Valores para simulação	35
Tabela 2	Valores para simulação	44
Tabela 3	Regras Fuzzy	48
Tabela 4	Valores para simulação	52
Tabela 5	Dados da curva de magnetização do gerador	64
Tabela 6	Dados da curva do transdutor	65
Tabela 7	Regras do controlador Fuzzy	86

LISTA DE SÍMBOLOS E NOMENCLATURAS

K_g	Ganho do gerador
V_e	Tensão de Entrada do Compensador
T_d	Constante de Tempo do Derivador
T_a	Constante de Tempo do Excitador.
T_R	Constante de Tempo do Filtro do Retificador
T_g	Constante de Tempo do Gerador
$C_{\text{Lead/Lag}}$	Controlador Lead/Lag
C_{PI}	Controlador Proporcional-Integrador
I_{exc}	Corrente de Excitação
W_{cg}	Freqüência de Cruzamento de Ganho
S_E	Função de saturação do excitador
K_d	Ganho do Derivador
K_a	Ganho do Excitador
K_R	Ganho do Filtro do Retificador
K_g	Ganho do Gerador
t_p	Instante de Pico
M_p	Máximo valor de ultrapassagem
a_0, a_1, b_1	Parâmetros do Controlador Lead/Lag
t_s	Tempo de Acomodação
t_d	Tempo de Atraso
t_r	Tempo de Subida
E_{FD}	Tensão de Campo
V_{exc}	Tensão de Excitação
V_{REF}	Tensão de Referência
V_R	Tensão de Saída do Regulador/Compensador
$V_{\text{ger.ff}}$	Tensão Gerada Fase-Fase
V_{dc}	Tensão Retificada
V_t	Tensão Terminal da Máquina Síncrona
T_b, T_c	Constantes de Tempo do bloco Avanço e Atraso de Fase
K_p, K_i	Ganhos do Controlador Proporcional-Integrador
A/D	Conversor Analógico/Digital
A_g, B_g	Parâmetro para representação da saturação em pu

AVR	Automatic Voltage Regulators
C(s)	Controlador
CPSS	PSS convencional
D	Coeficiente de amortecimento
D/A	Conversor Digital/Analógico
e	Sinal de Erro
E'q	Tensão proporcional ao enlace de fluxo do campo em pu
E8	Tensão da barra infinita em pu
Efd	Tensão de campo em pu
Eq	Tensão atrás da reatância síncrona em eixo em quadratura em pu
ESP	Estabilizadores de Sistemas de Potência
f	Frequência de operação do sistema de potência
GESP(s)	Função de transferência do gerador + excitatriz + sistema de potência
H	Constante de Inércia em segundos
H(s)	Transdutor
Id	Corrente no eixo direito em pu
Ifd	Corrente de campo em pu
Iq	Corrente no eixo em quadratura em pu
Ir	Corrente ativa em pu
k1	Representa a mudança no torque elétrico para uma pequena variação no ângulo do rotor no eixo-d, ou seja, o coeficiente de torque sincronizante
k2	Representa a mudança no torque elétrico para uma pequena variação na tensão E'q, mantendo o ângulo do rotor constante
k3	É um fator de impedância que leva em conta o efeito da carga da impedância externa
k4	Parâmetro que representa o efeito desmagnetizante de uma variação no ângulo
k5	Parâmetro que representa a variação da tensão terminal para uma variação do ângulo do rotor com enlace de fluxo no eixo direito constante
k6	Parâmetro que representa a variação da tensão terminal para uma variação do enlace de fluxo no eixo direito com ângulo do rotor constante
ke	Ganho da excitatriz em pu
Lead/Lag	Avanço/atraso de fase
MF	Margem de Fase

M_p	Valor de Máximo Pico
n	Rotação da máquina em rpm
p	Pólos do gerador
$P(s)$	Processo
P_e	Potência elétrica da máquina em pu
P_m	Potência mecânica da máquina em pu
PSS	Power System Stabilizer
PSS(s)	Função de transferência do estabilizador de sistema de potência (ESP)
s	Operador de Laplace
SEP	Sistemas Elétricos de Potência
sp	Set Point.
$T'd_0$	Constante de tempo transitório a circuito aberto segundo o eixo direito em segundos
T_{am}	Conjugado de amortecimento em pu
T_e	Constante de tempo da excitatriz em segundos
T_{mec}	Conjugado mecânico em pu
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
$X'd$	Reatância transitória de eixo direito em pu
X_d	Reatância síncrona do eixo direito em pu
X_e	Reatância equivalente do sistema em pu
X_q	Reatância síncrona do eixo em quadratura em pu
y	Sinal de Saída
δ	Ângulo de carga da máquina em radianos
?	Coefficiente de amortecimento

RESUMO

Sabe-se que sistemas elétricos de potência são submetidos a mudanças freqüentes de estado, como por exemplo, em variações de carga, comutações de geradores ou linhas de transmissão, inclusão de novos equipamentos, contingências, etc. Estas mudanças devem ser compensadas de maneira a manter os sistemas elétricos operando adequadamente com determinada dinâmica especificada. O desenvolvimento de novas áreas da teoria de controle, assim como de novas tecnologias, permite que novas metodologias de compensação possam ser aplicadas a sistemas elétricos de potência, visando a obtenção de comportamentos mais estáveis e melhorias na eficiência destes sistemas.

Este trabalho propõe a utilização de um controlador nebuloso (Fuzzy) que apresente características de avanço ou atraso de fase aplicado a um estabilizador de sistemas de potência. O objetivo é a obtenção de um melhor desempenho frente aos sistemas convencionais de compensação.

Visando a obtenção de resultados práticos, além de modelos matemáticos e simulações numéricas, também serão elaborados experimentos utilizando-se de uma bancada de laboratório, que representará (em escala reduzida) os sistemas reais encontrados na prática.

Os resultados obtidos demonstram o potencial frente a perturbações reais em um sistema elétrico. O processo de compensação *fuzzy* proposto possui grande flexibilidade no que se refere a simulações e a ensaios reais.

Os experimentos práticos obtidos visam a comparar e validar o método proposto. O novo estabilizador fuzzy é uma alternativa viável que melhora o desempenho dinâmico do sistema de amortecimento, com efeitos positivos para a estabilidade do processo em questão.

ABSTRACT

It is known that electric power systems are submitted to frequent changes of state, as for instance, in load variations, commutations of generators or transmission lines, inclusion of new equipments, contingencies, etc. These changes should be compensated in a way to maintain the electric systems operating properly with certain specified dynamic. The development of new areas of the control theory, as well as of new technologies, allows new compensation methodologies can be applied to electric power systems, aiming at obtainment of stabler behaviors and improvements in the efficiency of these systems.

This work proposes the utilization of a fuzzy controller that introduces characteristics of phase lead or lag applied to a power systems stabilizer. The objective is to obtain a better acting in front to the conventional systems of compensation.

Seeking to obtain practical results, besides mathematical models and numeric simulations, experiments will be also elaborated using a laboratory bench that will act (in reduced scale) the real systems found in the practice.

The obtained results demonstrate the potential front to real disturbances in an electric system. The fuzzy compensation process proposed possesses great flexibility in what refers to simulations and real tests.

The practical experiments shown in the work seek to compare and to validate the proposed method. The new fuzzy stabilizer is a viable alternative that improves the dynamic acting of the damping system, with positive effects for the stability of the process in subject.

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

Esta dissertação propõe a implementação de um estabilizador de sistema de potência usando lógica nebulosa, aplicada ao controle de tensão de uma máquina síncrona operando como gerador, visando um sistema que apresente robustez em face às variações de parâmetros e não linearidades inerentes ao processo. Que mantenha as características de desempenho para vários pontos de operação.

É conhecido que a estabilidade de sistemas de potência pode ser melhorada pela aplicação de um sinal de controle suplementar às malhas de controle de regulação dos geradores. Esse sinal de controle suplementar é gerado por circuitos compensadores comumente conhecidos como estabilizadores de sistemas de potência (ESP).

Geralmente os ESP convencionais possuem parâmetros fixados para garantir um determinado desempenho em torno de um ponto de operação nominal do sistema. Com os parâmetros fixos o desempenho do controle pode ser deteriorado quando o ponto de operação atual é diferente daquele para o qual foi projetado. Para superar esta desvantagem e melhorar a robustez dos ESPs, têm sido propostos na literatura estabilizadores com parâmetros auto-ajustáveis. Este trabalho propõe o projeto de um controlador nebuloso diretamente aplicado na geração do sinal responsável por melhorar o desempenho na regulação de tensão em um ESP, constituindo-se no próprio compensador.

A implementação dos algoritmos de controle será realizada em um microcomputador acoplado a um sistema de aquisição de dados.

Esta dissertação está dividida nos capítulos descritos a seguir.

No capítulo 2 será apresentada uma revisão bibliográfica sobre estabilizadores de sistema de potência, comentando as abordagens convencionais, finalidades, novas tendências, métodos utilizados, etc.

O capítulo 3 mostra a modelagem típica de estabilizadores de sistemas de potência, incorporando reguladores, gerador (máquina síncrona), sistemas auxiliares, etc., e algumas simulações numéricas que servirão para ilustrar os conceitos básicos.

O capítulo 4 apresenta a proposta de um compensador fuzzy com características de avanço ou atraso de fase, que será utilizado para implementar um ESP. Uma breve revisão sobre controladores nebulosos, e simulações numéricas comparando um ESP convencional e nebuloso serão mostradas.

O capítulo 5 mostrará a implementação experimental de uma bancada de laboratório, com uma máquina síncrona, um acionamento eletro-mecânico, transdutores, condicionadores de sinais, *drivers* de potência, aquisição de dados, compensadores digitais, etc. Esta bancada servirá para testar as idéias e conceitos apresentados neste trabalho.

A instrumentação utilizada, modelagem, identificação de parâmetros, procedimentos de cálculo dos ganhos dos compensadores, implementações práticas, ensaios experimentais, comparações e análises de resultados serão detalhadas neste capítulo.

O capítulo 6 finalmente mostrará as conclusões pertinentes, e possíveis desdobramentos deste trabalho.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O estudo de controle de oscilações de baixa frequência em Sistemas Elétricos de Potência (SEP) tem sido motivo de estudos intensos há várias décadas, permanecendo ainda hoje uma área muito pesquisada. Como a energia elétrica dos sistemas de potência é fornecida através de unidades geradoras (máquinas síncronas), determinadas características de geração são mantidas através de malhas de controle de excitação (Anderson, 1986). O controle de um sistema de potência requer um balanço contínuo entre geração de potência elétrica e uma demanda variável de carga, mantendo a frequência do sistema e os níveis de tensão nas condições desejadas. Contudo, perturbações na rede e no gerador podem ocorrer em ampla faixa e de forma não balanceada. Isto depende do número de unidades geradoras e linhas de transmissão em operação, o que resulta em sistemas altamente complexos e com dinâmicas não lineares (Venayagamoorthy et al., 2003).

Reguladores de tensão automáticos (AVR – *Automatic Voltage Regulators*) são utilizados para regular os níveis de tensão gerados pelas máquinas síncronas. Existem fatores relacionados à estabilidade destes sistemas, tais como: a sintonia de AVRs, as condições de carga; as características das cargas de um SEP; etc. (Lee et al., 2002).

O alto ganho e a ação rápida de um AVR podem atenuar transientes de um SEP, mas podem diminuir o torque de amortecimento do gerador, conforme Kundur (1994, p. 762), e introduzir oscilações que podem causar instabilidade dinâmica. Como em geral os SEP são sistemas não lineares complexos, e que freqüentemente exibem oscilações em baixa frequência, o uso de ganhos elevados nos controladores das malhas de controle de tensão destes sistemas ajuda a incrementar os limites dinâmicos dos mesmos. Porém, isto pode introduzir amortecimentos inadequados e, conseqüentemente, ocasionar oscilações ou instabilidade, especialmente em sistemas de grande porte acoplados. Para solucionar este problema, sinais de estabilização suplementares são introduzidos nos sistemas de controle de excitação. Estes sistemas suplementares são referidos como

Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESP ou PSS - Power System Stabilizer), e são adicionados visando amortecer estas oscilações indesejáveis.

Na verdade, um PSS tende a definir a resposta transitória a distúrbios. Neste cenário, desprezar a representação de um PSS em análises de longo termo não se traduz em prejuízo, muito embora os AVR's estejam todos representados.

Em Ukai et al. (2002) é mostrado que a função básica de um PSS é produzir um torque elétrico em fase com a variação de velocidade do rotor, e adicionar amortecimento às oscilações do rotor através do controle de sua excitação, usando um sinal auxiliar de estabilização. O projeto de um PSS pode ser dividido em dois procedimentos principais: selecionar a localização e determinar o conjunto de parâmetros de todos os PSSs de um sistema de geração.

Na análise e controle de estabilidade de sistema de potência, dois tipos de oscilações são conhecidas. As oscilações podem ser locais, num simples gerador ou numa usina inteira, ou elas podem envolver um número de geradores bem distantes entre si geograficamente (oscilações inter-áreas). As oscilações locais freqüentemente ocorrem quando um sistema de excitação rápido é usado em um gerador. Oscilações inter-áreas podem aparecer conforme as cargas são aumentadas através de linhas de transmissões fracas dentro do sistema (Kundur, 1994, p. 25, 39 e 819). A oscilação local (na faixa de 1-2 Hertz) envolve poucos geradores próximos uns dos outros (Elices et al., 2004). Em contraste, oscilações inter-áreas (na faixa de 0,2-1 Hertz), envolvem muitos geradores espalhados no sistema de potência como um todo. Se não controladas essas oscilações podem levar a uma perda total ou parcial da distribuição de energia. Um PSS é usado de tal forma que amortize ambos os tipos de oscilação.

Um PSS convencional (CPSS) é baseado no uso de uma função de transferência projetada para um modelo linear representando o gerador em um determinado ponto de operação. Geralmente um CPSS é projetado com um modelo linearizado (em torno de um ponto de operação do sistema). Este procedimento freqüentemente não provê resultados satisfatórios quando as condições operacionais fogem do ponto de operação projetado

(Ramos, 2002). Quanto mais forte for o comportamento não linear do sistema, menor será a faixa de valores válida. Dessa forma, para que os PSSs possam fornecer amortecimento na maior faixa de freqüências de oscilação possível, um procedimento de ajuste de parâmetros é empregado. Tal procedimento é usualmente conhecido como sintonia. Um tipo de CPSS largamente usado é o de avanço e atraso de fase ou Lead-Lag (Cheng et al., 1986; Fleming et al., 1990) com ganhos ou parâmetros fixos.

Conforme Handschin et al. (1994), o problema da estabilidade dinâmica em SEP tem recebido atenção crescente nestas três últimas décadas. As principais razões para isto são o tamanho cada vez maior das unidades geradoras e o uso de sistemas de excitação mais rápidos. Estas características podem ocasionar oscilações com baixos amortecimentos.

Oscilações de pequena magnitude e baixas freqüências, persistentes por um longo período de tempo, podem causar limitação na capacidade de transferência de potência (Ferraz et al., 2002; Gupta et al., 2002; Liu et al., 2002; Liu et al., 2003). Alguns problemas associados com o uso de PSSs permanecem ainda em aberto. Alguns deles são: sintonização de PSSs para uma larga faixa de condições de operação; o desempenho de PSSs sob condições de faltas em um SEP.

Diversos métodos são usados no projeto de PSSs. Dentre os clássicos pode-se citar o método de compensação de fases (Concórdia et al., 1969; Larsen et al., 1995; Chung et al., 2002). Métodos de controle ótimo também foram abortados em projeto de sistemas de excitação (Larsen e Swann, 1981). Segundo Ding et al. (2002), Huang et al. (2003) um método efetivo de projetar um PSS é formular um problema de controle linear ótimo, cuja solução seja um esquema de controle de estado completo. Porém, esta implementação requer o projeto dos estimadores de estado, e geralmente em PSSs as variáveis de estado de interesse são o ângulo de torque e a velocidade síncrona. Assim esquemas referidos como modelo ótimo de grau reduzido, cujas variáveis de estado são os desvios dos ângulos de torque e velocidade, são utilizados. Desta forma o modelo retém os modos que mais afetam as variáveis de interesse, e estas informações são usadas para projetar um controlador que realmente estas variáveis de estado.

Técnicas de análise alternativas podem ser desenvolvidas pelo uso da teoria de bifurcação para efetivamente identificar e controlar as variáveis de estado associadas ao sistema. Entre os vários tipos de bifurcações, foram identificadas as pertinentes à instabilidade de SEP, conforme Mithulananthan et al. (2003). As bifurcações mais comumente encontradas em sistemas de potência são a bifurcação do tipo sela-nó e a de Hopf. A bifurcação do tipo sela-nó ocorre quando mudanças sucessivas em algum parâmetro (carga, por exemplo) as quais direcionam o sistema a uma condição tal em que a matriz Jacobiana naquele ponto de equilíbrio apresenta um autovalor real nulo. Para um incremento de carga, nenhuma solução é encontrada. Este tipo de bifurcação é particularmente estudado em problemas de estabilidade de tensão. O objetivo é monitorar o sistema em função da variação de carga e detectar se esta bifurcação pode ocorrer. Assim, a determinação dos elementos mais críticos (que levam o sistema a esta condição) desempenha um papel fundamental na análise. Este tipo de estudo, todavia, não é abordado neste trabalho.

Um outro tipo de bifurcação pode ocorrer, que é a bifurcação de Hopf, que também são conhecidas como bifurcações oscilatórias. Tais bifurcações são caracterizadas através de períodos orbitais estáveis ou instáveis ao redor de um ponto de equilíbrio, e podem ser estudadas com ajuda de modelos linearizados. Estas bifurcações estão associadas a um par de autovalores puramente imaginário da matriz de estado. Assim, considerando a dinâmica de um sistema de potência, quando os parâmetros e/ou variações mudam os pontos de equilíbrio, isto modifica os autovalores do sistema correspondente da matriz de estado (M.E.). De acordo com o 2º método de Lyapunov estes pontos de equilíbrio são assintoticamente estáveis se todos os autovalores da M.E. do sistema tiverem partes reais negativas. Segundo Souza (1999) como os parâmetros mudam, os autovalores associados com o equilíbrio correspondente, mudam de valores também. O ponto onde um par conjugado complexo de autovalores alcança o eixo imaginário com respeito às mudanças, é conhecido como um ponto de bifurcação Hopf. Certas condições de transversalidade devem ser satisfeitas. Estas condições de estado basicamente definem uma bifurcação de Hopf corresponde a um ponto do equilíbrio do sistema com um par de autovalores puramente imaginário. Com todos os outros

autovalores tendo partes reais diferentes de zero, e com um par de bifurcações ou autovalores críticos cruzando o eixo imaginário conforme os parâmetros mudam, ocorrem oscilações no sistema. É importante enfatizar, todavia, que este trabalho não se concentra em estudos de bifurcações. O modelo utilizado aqui permitiria se concentrar em bifurcação de Hopf, mas o tema abordado na dissertação é a implementação de um PSS Fuzzy com características de avanço ou atraso de fase.

Abordagens por análise modal, método dos resíduos, análise do torque de amortecimento e diferentes coeficientes de sensibilidade foram propostas, e com sucesso usadas para selecionar PSSs ótimos. Um estudo comparativo está presente em Wang et al. (1997), onde técnicas e índices para localização de PSSs foram identificados. Para a sintonização de PSSs, a determinação do torque de amortecimento e a análise de sensibilidade pelos autovalores são os métodos mais aplicados em muitos sistemas reais de potência. Entretanto, nessas técnicas o projeto e a seleção de parâmetros baseia-se em condições determinísticas, com os parâmetros dos sistemas constantes e os níveis de carga particulares. Na prática, a condição de um sistema real varia continuamente, com mudanças de carga e outros distúrbios aleatórios, os quais motivaram o desenvolvimento de projetos robustos de PSSs. Uma abordagem probabilística é mostrada em Burchett e Heydt (1978). A propriedade probabilística de autovalores de um sistema é determinada pelo conhecimento do atributo estatístico de variações dos parâmetros do mesmo, tal como o ângulo do rotor e o amortecimento mecânico. Considerações sobre incertezas são fornecidas por medições e estimativas previstas sob um particular nível de carga.

O conceito de estabilidade estocástica foi empregado por Brucoli et al. (1981) para estudar problemas de estabilidade, baseando-se nas curvas dos limites de estabilidade dinâmica de um sistema com uma única máquina.

A variação das condições de operação do sistema em um sistema de multi-máquinas foi considerada em Wang et al. (1997). Com tensões nodais usadas como variáveis básicas aleatórias, e determinadas pelos cálculos probabilísticos do fluxo de carga, a distribuição probabilística de cada autovalor é obtida pelas atribuições probabilísticas de tensões nodais, descritas pela sua perspectiva e variação sob a

consideração de uma distribuição normal. Esta abordagem apresenta bons resultados e tem sido muito usada para o estudo de PSSs sob condições de multi-operações.

Para melhorar a robustez dos PSS's têm sido propostas na literatura, tanto estabilizadores digitais com parâmetros variáveis, tais como os PSS's adaptativos auto-ajustáveis (Cheng et al., 1986; Barreiros et al., 1992; Barreiros et al., 1998), como também estabilizadores baseados em redes neuronais e/ou sistemas que usam lógica nebulosa (Lin et al. 1994; Hoang et al., 1996; Kobayasho et al., 1996; Park et al., 1996). Esses estabilizadores têm apresentado melhor desempenho em simulações, e alguns deles tiveram mesmo suas eficiências comprovadas em sistemas reais em laboratórios (Hassan et al., 1993; Noemam et al., 1993). Propostas de SMAVSS (*Sliding Modes and their Applications in Variable Structure Systems*) também tem sido testadas em Panicker et al. (1988), Chang et al. (2002), Huang et al. (2003).

Segundo Hiyama (1994), estabilizadores usando estruturas auto-sintonizadas e regras baseadas em lógica fuzzy foram propostas em alguns trabalhos. Algumas estruturas foram implementadas em sistemas micro-computadorizados para demonstrar a eficiência destes novos estabilizadores propostos (Malik et al., 1987; Pahalawaththa et al., 1991).

Hiyama (1994) apresentou um controle de um PSS implementado com lógica fuzzy para investigar sua eficiência em tempo real. O sinal de estabilização é processado através da medição da velocidade do rotor da máquina e da potência ativa objetivando amortecer as oscilações do sistema. Os resultados mostraram que o PSS proposto melhorava efetivamente o amortecimento do sistema quando sujeito a vários tipos de perturbações.

Ramos (2002) mostrou que a teoria de sistemas de controle não-lineares tem sido empregada visando a melhora da estabilidade de sistemas de geração de energia elétrica. Contudo, controladores não-lineares têm uma estrutura mais complicada e apresentam maiores dificuldades nas implementações em relação aos controladores lineares.

Na tentativa de estender a validade dos controladores para uma faixa mais ampla de pontos de operação, técnicas de controle robusto e abordagens não lineares têm sido empregadas. O uso das Desigualdades Matriciais Lineares (DML) tem sido freqüente nestes tipos de projetos. O equacionamento na forma DML permite a solução numérica de problemas de controle bastante complexos, para os quais uma solução analítica é inviável (Oliveira, 1996).

Segundo da Costa et al. (1999), pode-se usar um PSS com uma abordagem diferente, que envolva o projeto de PSS's robustos para pontos de operação de um sistema do tipo máquina ligada a uma barra infinita, determinados no plano das potências ativa e reativa fornecidas pela máquina ao sistema. Para esses pontos, faz-se a identificação dos parâmetros de um modelo estrutural usando-se um algoritmo de identificação baseado no método recursivo do erro de saída (Landau, 1993). Em seguida, determinam-se os parâmetros deste PSS robusto pelo método da re-alocação de pólos. Neste método, o polinômio de malha fechada do denominador da função de transferência é dividido em duas partes: uma cujas raízes são os pólos desejados para o sistema em função do desempenho requerido; e outra na qual as raízes são fatores que visam a melhora da robustez do sistema.

Ainda em Ramos (2002), uma nova metodologia de projetos de controladores robustos para o amortecimento das oscilações nos SEP é baseada na resolução numérica de DML. Devido à utilização de modelo multimáquina, esta técnica preserva as dinâmicas inter-área na modelagem, permitindo a obtenção de um controle mais efetivo e eliminando a necessidade de uma sintonia posterior dos controladores projetados. Requisitos de ordem prática são também incorporados ao projeto, para adequar os controladores projetados às imposições do problema de amortecimento de oscilações. Primeiramente, o projeto é desenvolvido com base numa estrutura de controle por realimentação de saída, dado que a medição direta de todos os estados é bastante difícil, especialmente no que se refere aos ângulos dos rotores (devido à necessidade de uma referência angular comum). Por esta razão, a estrutura de controle proposta neste projeto utiliza a realimentação de saídas que possam ser facilmente medidas, e processando dinamicamente estes sinais, gerar as entradas de controle necessárias para o

amortecimento das oscilações. As equações obtidas para o problema de controle por realimentação de saída são bilineares nas variáveis que representam os controladores. Tais equações são conhecidas como BMI (Bilinear Matrix Inequalities) (VanAntwerp e Braatz, 2000), e só podem ser tratadas pelos algoritmos de resolução de DML através de relaxações que resultem em procedimentos iterativos.

Dificuldades de modelagem e resoluções numéricas complexas podem ser evitadas com o uso de técnicas alternativas de controle (Handschin et al., 1994) que utilizam técnicas baseadas em lógica fuzzy. São mostrados os problemas principais associados com sistemas de controle de excitação convencional. Depois, uma descrição de controladores fuzzy é fornecida. Um controlador nebuloso é aplicado a uma malha de teste e os resultados de simulações são apresentados.

Em Ding et al. (2002) foi mostrado a obtenção de modelos reduzidos ótimos para implementação de controles, onde utilizou-se de um preditor (Grey Predictor) em associação com um compensador PID (Proporcional-Integral-Derivativo). Também foram utilizados algoritmos genéticos para determinar os valores apropriados dos parâmetros de controle. As vantagens do método proposto são ilustradas pela simulação numérica de duas máquinas interligadas a um barramento infinito. Deng (1982), Cheng et al. (1986) e Zhou et al. (1989) utilizam um modelo preditor para prever o valor dos estados da saída de um SEP com duas máquinas interligadas. Um compensador PID é o controlador mestre e um controlador fuzzy é o controle escravo usado para realçar o controlador mestre.

No caso de sistemas de potência multi-máquinas com diversos modos de oscilações pobremente amortecidos, diversos PSS precisam ser sintonizados e otimizados. Atualmente, nos sistemas de larga escala compostos de muitas máquinas interconectadas, o problema de sintonização de PSS não é um exercício fácil, e em alguns casos, pode tornar-se relativamente complexo para se resolver. Recentemente, pesquisas têm sido diretamente dirigidas às aplicações de métodos de computação numérica, tais como redes neurais e algoritmos genéticos para sintonizar PSSs. (Andreoiu e Bhattacharya, 2002).

Para melhorar o desempenho dos CPSSs, algumas técnicas de projeto foram propostas usando métodos de otimização inteligentes (Abido, 2000; Abido et al., 2000; do Bomfim et al., 2000), lógica fuzzy (El-Metwally et al., 1996; Abreu et al., 1996), rede neural e outras técnicas de controle não linear (Chapman et al., 1993; Nambu et al., 1996; Hiyama et al., 1999; Soos et al., 2002). Um PSS baseado em lógica fuzzy pode apresentar bons desempenhos, especialmente quando agregado a uma rede neural. Um PSS baseado em sistema de inferência neuro-fuzzy pode ser desenvolvido usando os valores das perturbações da potência elétrica e o desvio da velocidade síncrona como entradas. Pode-se empregar um PSS que usa um controlador baseado em lógica fuzzy de ordem zero tipo Sugeno, cujas funções de pertinência são sintonizados por método de retro-propagação (You et al., 2003).

Conforme Zhu et al (2003), técnicas para incluir incertezas do modelo nos estágios de projeto do controlador estão sendo empregadas nas implementações de PSSs visando obter sistemas de controle robustos.

Huang et al. (2003) propuseram técnicas de controles com estruturas variáveis em PSSs em dois níveis. Usaram algoritmo genético para determinar o chaveamento do sinal de controle e um SMC (*Sliding Mode Control*) para obter o sinal de controle do gerador. As vantagens deste método segundo os autores, são ilustrados pela simulação numérica de um sistema de potência multi-máquinas.

Atualmente, existem diversas tentativas de projetar PSSs usando o método H_2 visando a obtenção de controles robustos. Em Chung et al. (2002) um controlador ótimo H_2 é sintetizado para garantir a estabilidade robusta de um PSS.

Os parâmetros de uma estrutura fixa de um CPSS são normalmente constantes. Isto resulta em uma performance sub-ótima como resultado de variações de carga. Para manter características de um bom amortecimento em uma faixa larga de condições de carga, é necessário adaptar os parâmetros do PSS em tempo real. Hsu e Chen (1991) citam que um ANNPSS (Artificial Neural Networks PSS) e Segal et al. (2000), um RBFSS (Radial Basis Function PSS) foram utilizados em SEPs visando a obtenção

destas características. Atualmente os PSSs baseados em rede neural artificial (Kothari et al., 1996; Park et al., 1996; Venaygamoorthy et al. 2003) e rede RBF (Radial Basis Function) [Kothari et al., 1997; Segal et al., 2000; Boonprasert et al., 2003], foram propostos para fornecer um amortecimento ótimo para as oscilações do sistema sob uma faixa larga de variações do sistema e de carga. As redes neurais são treinadas usando algoritmo de aprendizado de retro-propagação e método de Mínimo Quadrático Ortogonal (OLS). O treinamento dessas redes neurais é baseado em técnica de otimização não linear e o ajuste de parâmetros não apresenta problemas de mínimos locais durante o procedimento de aprendizado.

Boonprasert et al. (2003) propuseram um SVMPS (Support Vector Machine PSS) em um PSS com rede neural artificial e RBF. Usaram também um SVR (Support Vector Regression) para aproximar funções (por regressão não linear) em tempo real para sintonização dos parâmetros do PSS, e verificaram que o SVR pode ser treinado em menos tempo que as redes neurais e RBF. Além disso, os SVRs podem fornecer mais robustez em condições de variações do sistema.

Concluí-se que sistemas elétricos de potência são submetidos a mudanças freqüentes de estado, como, variações de carga, comutações de geradores ou linhas de transmissão, inclusão de novos equipamentos, contingências, etc. Estas mudanças devem ser compensadas de maneira a manter os sistemas elétricos operando adequadamente com determinada dinâmica especificada.

O desenvolvimento de novas áreas da teoria de controle, assim como de novas tecnologias, permite que novas metodologias de compensação possam ser aplicadas a sistemas elétricos de potência, visando comportamentos mais estáveis e melhorias na eficiência destes sistemas.

O modelo de sistema que esta dissertação propõe é a utilização de um controlador nebuloso que apresente características de compensação de avanço ou atraso de fase, a ser aplicado a um estabilizador de sistemas de potência. O objetivo é a obtenção de um melhor desempenho frente aos sistemas convencionais de compensação que geralmente

não apresentam boas respostas a variações de parâmetros e não linearidades inerentes a sistemas elétricos de potência. Resultados experimentais mostrarão que a estrutura proposta é eficaz e pode melhorar a eficiência de sistemas de geração.

Nos próximos capítulos será apresentada conceituação sobre modelagem de máquinas síncronas, reguladores automáticos de tensão e sistemas de estabilização.

Será apresentada também a proposta de um compensador nebuloso com características de avanço ou atraso de fase, que será utilizado para implementar um PSS experimental. Uma breve revisão sobre controladores nebulosos, e simulações numéricas comparando um PSS convencional e nebuloso serão mostradas.

CAPÍTULO 3 – ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

Neste capítulo serão apresentados os seguintes itens: estruturas de sistemas de controle de excitação de geradores elétricos; conceituação sobre estabilizadores de sistema de potência (ESP); e simulações numéricas que servirão para ilustrar os conceitos descritos.

3.1 - Sistema de Controle de Excitação de Geradores Elétricos

Neste tópico serão apresentados alguns conceitos relacionados a sistema de controle de excitação de geradores elétricos e uma introdução sobre análise de resposta transitória.

Um diagrama de blocos básico de um sistema de excitação para controle de tensão de geradores é ilustrado na Fig. 3.1 [IEEE Standards Board, 1990].

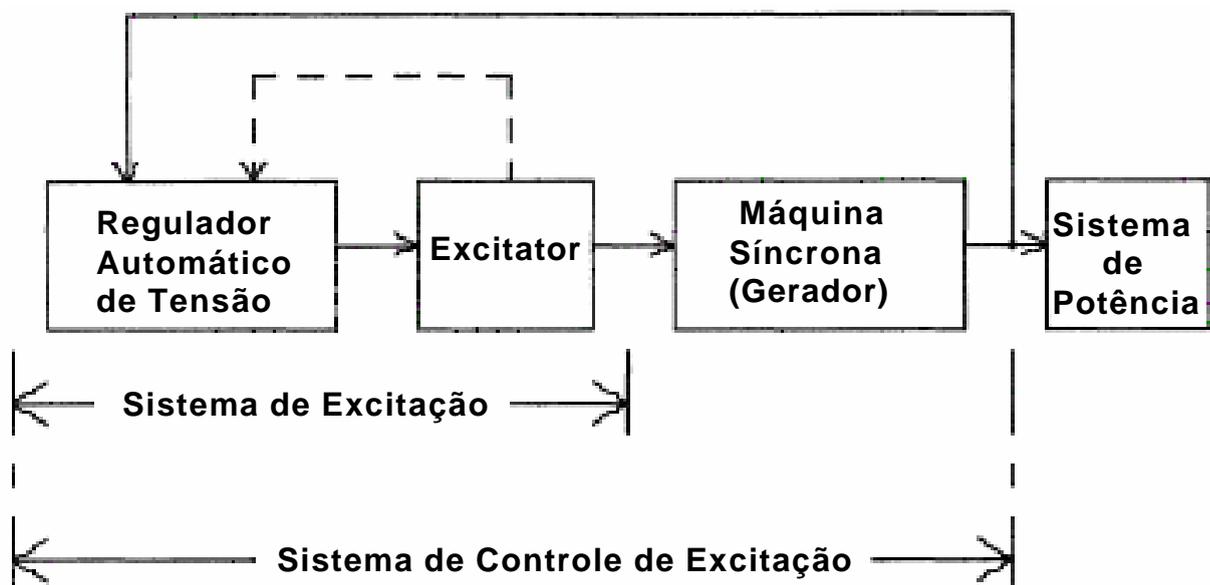


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos de um sistema de controle de excitação

O diagrama representa estruturalmente um sistema de controle de excitação formado pelo regulador automático de tensão (AVR – *Automatic Voltage Regulator*),

excitatriz e máquina síncrona. Geralmente nas referências técnicas um sistema de excitação se difere de um sistema de controle de excitação por não incluir a máquina síncrona na sua representação.

As funções que descrevem o comportamento dinâmico do sistema de controle de excitação podem ser derivadas a partir de análises de pequenos sinais. Isto pode ser obtido analisando a resposta transitória no domínio do tempo.

3.1.1 - Definições de especificações de regime transitório

Em muitos casos práticos, as características de desempenho desejadas de sistemas de controle são especificadas em termos de grandezas no domínio do tempo. Sistemas com armazenamento de energia não podem responder instantaneamente e terão respostas transitórias sempre que submetidos a excitações ou a perturbações.

Freqüentemente, as características de desempenho de um sistema de controle são especificadas em termos da resposta transitória a uma excitação em degrau unitário, pois este sinal é fácil de ser gerado e corresponde a uma solicitação suficientemente severa. Conhecendo-se a resposta a uma excitação (em degrau, pulso, rampa, etc.) é matematicamente possível computar a resposta para qualquer outro tipo de sinal.

Na prática, a resposta transitória de um sistema de controle freqüentemente apresenta oscilações amortecidas antes de alcançar o estado ou regime estacionário. Ao especificar as características de resposta transitória de um sistema de controle a uma excitação em degrau unitário, é comum usar algumas das grandezas:

1. Tempo de atraso, t_d .
2. Tempo de subida, t_r .
3. Instante de pico, t_p .

4. Máximo valor de ultrapassagem, M_p .
5. Tempo de acomodação, t_s .

Estas especificações estão ilustradas graficamente na Fig. 3.2.

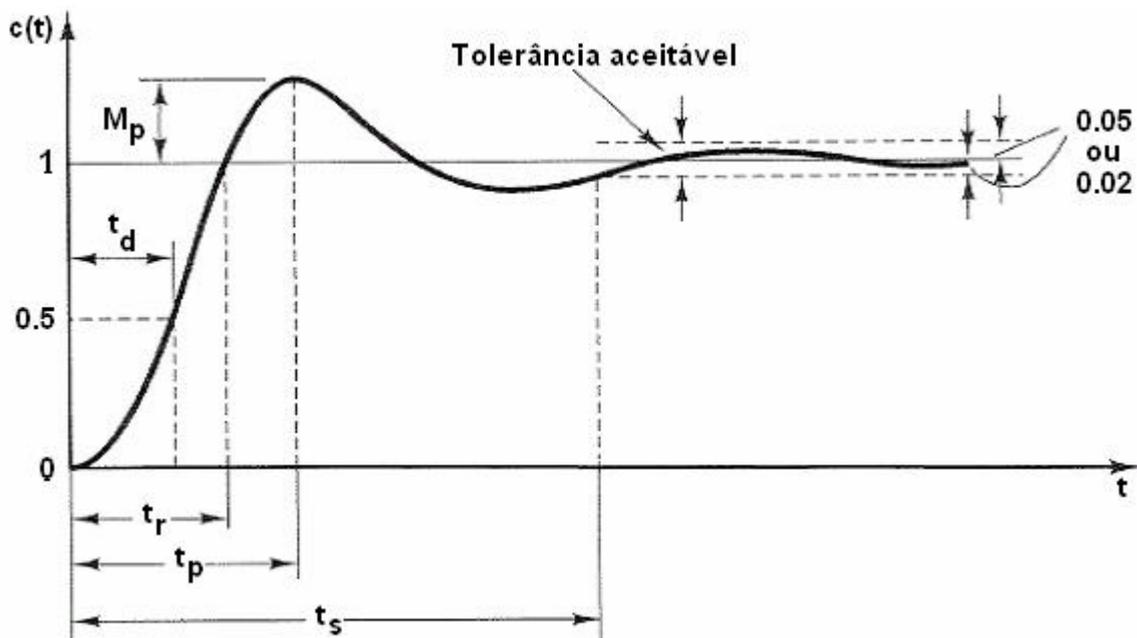


Fig. 3.2 - Curva de resposta ao degrau unitário mostrando t_d , t_r , t_p , M_p , t_s

Tempo de atraso (t_d) é o tempo necessário para que a resposta alcance, pela primeira vez, a metade do valor final.

Tempo de subida (t_r) é o tempo necessário para que a resposta passe de 10% a 90%, de 5% a 95%, ou de 0% a 100% do seu valor final. Para sistemas de segunda ordem subamortecidos, normalmente se usa o tempo de subida de 0% a 100%. Para sistemas de segunda ordem superamortecidos, o tempo de subida normalmente usado diz respeito ao intervalo de 10% a 90%. Instante de pico (t_p) é o tempo necessário para que a resposta alcance o primeiro pico de ultrapassagem.

A máxima ultrapassagem (M_p) é o máximo valor de pico da curva de resposta medido a partir do valor unitário.

Tempo de acomodação (t_s) é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores dentro de uma faixa em torno do valor final e aí permaneça. O intervalo de valores no interior da faixa é especificado por uma porcentagem absoluta do valor final (normalmente 2% ou 5%, segundo Ogata, 1998). O tempo de acomodação está relacionado com a maior constante de tempo do sistema de controle.

3.1.2 - Geradores Síncronos

O diagrama esquemático simplificado de uma unidade geradora, e alguns de seus principais elementos e componentes, é apresentado na Fig. 3.3. Nela aparece o gerador síncrono que é responsável pela produção de energia elétrica, sendo normalmente acionado por uma turbina (hidráulica ou a vapor) ou motor diesel. A turbina, por sua vez, tem a velocidade de rotação (n , em rpm) e a potência (P_{ref}) entregue no eixo controlada por um regulador de velocidade que atua basicamente nas válvulas de admissão de gás, vapor ou água, conforme o tipo considerado.

Na Fig. 3.3 pode-se observar, também, a presença do sistema de excitação e do regulador de tensão. Estes elementos têm a finalidade de alimentar o enrolamento de campo do gerador com corrente contínua necessária para a produção do fluxo magnético dentro da máquina, assim como controlar a tensão terminal. Os geradores síncronos podem ser classificados como hidrogeradores e turbogeradores. Os hidrogeradores operam normalmente com baixas velocidades de rotação (inferiores a 500 rpm) e apresentam grande número de pólos, e como o próprio nome sugere são acionados por turbinas hidráulicas e instalados em usinas hidroelétricas. Os turbogeradores operam com altas velocidades de rotação, tipicamente 3600 ou 1800 rpm, apresentando 2 ou 4 pólos, respectivamente. Este tipo de gerador é acionado por turbinas térmicas, sendo instalado em usinas termoelétricas.

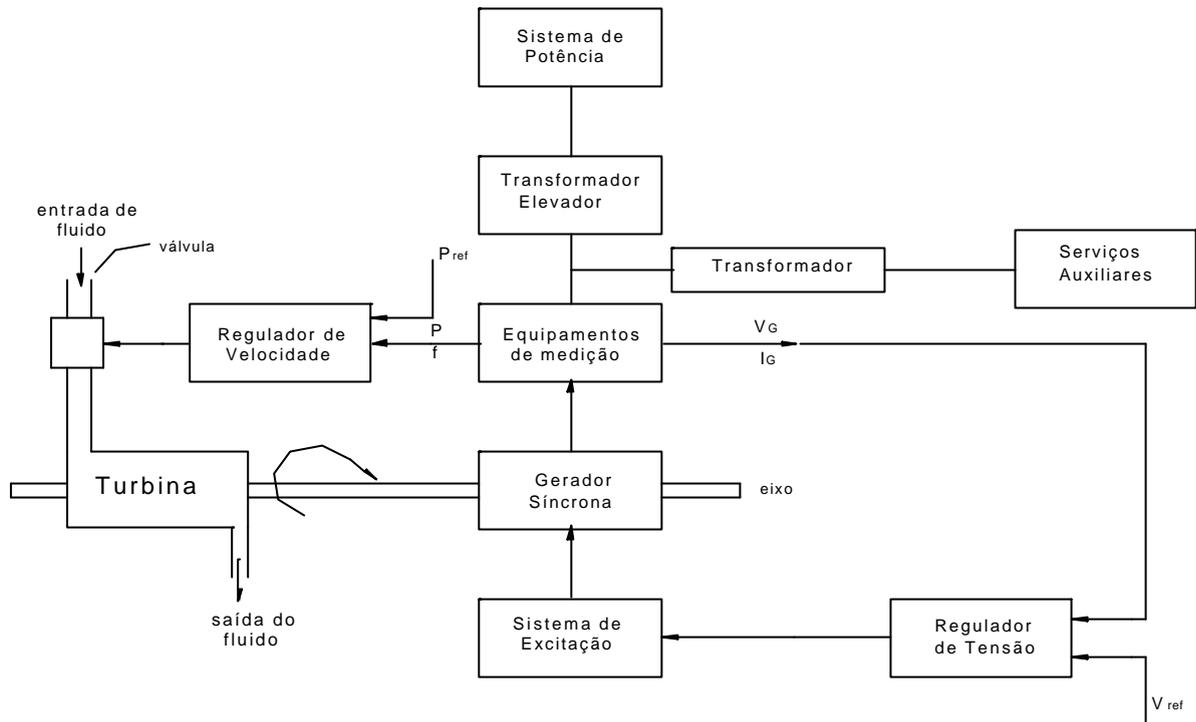


Fig. 3.3 - Diagrama esquemático de uma unidade geradora

O número de pólos (p) do gerador é definido com base na freqüência (f) de operação do sistema de potência e na velocidade de rotação (n) da máquina em rpm, onde $p = \frac{120 \cdot f}{n}$. V_G e I_G são a tensão e a corrente do gerador respectivamente, e P_{ref} é a potência de referência.

Os geradores síncronos, de uma forma geral, são compostos por duas partes magnéticas principais: o estator e o rotor. Ambas são confeccionadas com materiais ferromagnéticos, que apresentam alta permeabilidade para o fluxo magnético. No estator (também chamado de armadura) são dispostos enrolamentos que conectam a máquina ao sistema elétrico de potência. Através dos enrolamentos do estator circulam correntes elétricas que permitem suprir a potência demandada pelo sistema. No rotor são encontrados dois tipos de enrolamentos: o enrolamento de campo, que é responsável pela excitação da máquina e, conseqüentemente, pela produção do fluxo magnético de excitação, e os enrolamentos amortecedores, que têm papel importante no amortecimento das oscilações mecânicas e na qualidade do sinal de tensão obtido no estator. Nos turbogeradores os enrolamentos

amortecedores são montados axialmente em ranhuras existentes no rotor, assim como o enrolamento de campo. Já nos hidrogeradores os enrolamentos amortecedores são dispostos de forma axial em ranhuras existentes nos pólos salientes, sendo o enrolamento de campo bobinado nestes pólos.

No enrolamento de campo da máquina circula uma corrente contínua, suprida pelo sistema de excitação. A ação desta corrente juntamente com o movimento do rotor (acionado pela turbina), produz uma tensão induzida no estator. Caso a máquina esteja ligada ao sistema, irá circular corrente alternada pelos enrolamentos do estator. Esta corrente produz um fluxo de reação no próprio estator que tende a se opor ao fluxo magnético de excitação. A composição destes dois fluxos tem efeitos diferentes nos enrolamentos do estator e do rotor. O fluxo magnético de excitação que é produzido pelo rotor e o fluxo magnético de reação do estator têm magnitudes constantes e giram com a velocidade do rotor. Assim, a composição dos dois fluxos dá origem a um fluxo resultante, que é estacionário com relação ao rotor, mas que gira com velocidade síncrona com relação ao estator.

Os geradores síncronos são ligados ao sistema elétrico de potência através de transformadores elevadores. No caso de pequenos geradores a conexão com os transformadores é realizada por meio de cabos. Grandes geradores, por sua vez, possuem seus próprios transformadores elevadores e são conectados aos mesmos através de barramentos. As potências máximas dos geradores síncronos têm sido incrementadas desde os anos 60, graças ao desenvolvimento tecnológico e às necessidades de economia de escala. No caso específico dos turbogeradores as potências atuais estão 600 [MW], havendo, entretanto, geradores com potências superiores a 1300 [MW]. Esta elevação de potência é acompanhada por um grande incremento no tamanho do rotor e do estator. Como o diâmetro do rotor é limitado pelas forças de reação às forças centrípetas, o comprimento do rotor é alongado.

Maiores detalhes sobre o comportamento, operação e modelagem das máquinas síncronas podem ser obtidos em Fitzgerald (1975), de Mello (1979), Arrillaga (1983), Anderson e Fouad (1993), Kundur (1994), dentre várias outras publicações.

3.1.3 - Modelos Padronizados das Máquinas Síncronas

O desenvolvimento de modelos padronizados das máquinas síncronas (geradores e motores) é de fundamental importância para a análise dinâmica de um sistema elétrico de potência (Fig. 3.4).

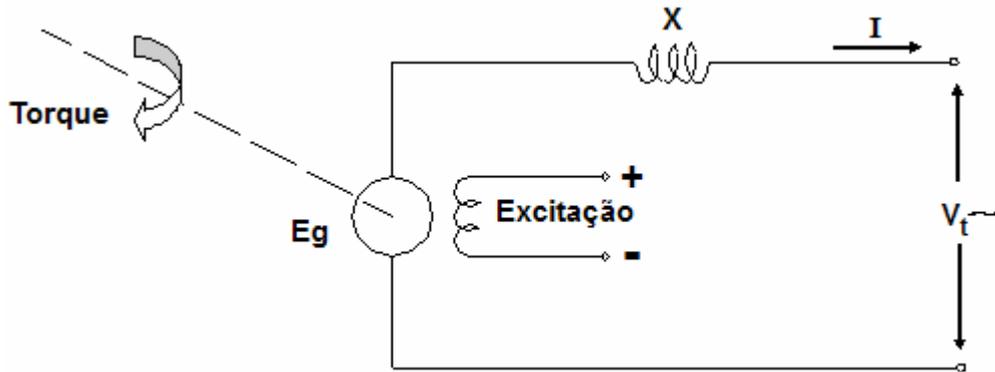


Fig. 3.4 - Representação elétrica de geradores

Dependendo do grau de detalhe considerado, o número de enrolamentos do rotor pode variar entre um e seis. Isto faz com que o número de equações de estado, e, conseqüentemente, de variáveis de estado, também varie entre um e seis.

Como as oscilações do rotor (parte mecânica) são expressas por duas equações de estado, a máquina síncrona pura, ou seja, sem a intervenção de elementos controladores como os reguladores de tensão e de velocidade, pode ter o seu comportamento dinâmico definido com base em modelos de terceira até oitava ordem (Mendes, 2001). Em 1986 uma publicação do IEEE no Trans. on Energy Conversion, vol. EC-1, n.1, p.77-93, apresentou modelos padronizados para a representação de máquinas síncronas.

3.1.4 - Sistemas de Excitação

Os sistemas de excitação compostos pelo regulador de tensão automático e pelo excitador têm como finalidades principais: alimentar com corrente contínua o enrolamento de campo das máquinas síncronas (geradores) e estabelecer funções

de controle e proteção, para que seja possível obter um bom desempenho operativo destas máquinas e dos sistemas de potência aos quais elas estão ligadas. A Fig. 3.3 ilustra o diagrama esquemático geral de uma unidade geradora e de seus controladores. Pode-se observar a existência de uma malha que envolve o sistema de excitação e o respectivo regulador de tensão, alimentando o campo do gerador. Esta malha é conhecida como malha de controle de tensão e de potência reativa. Uma representação mais detalhada é mostrada na Fig. 3.5.

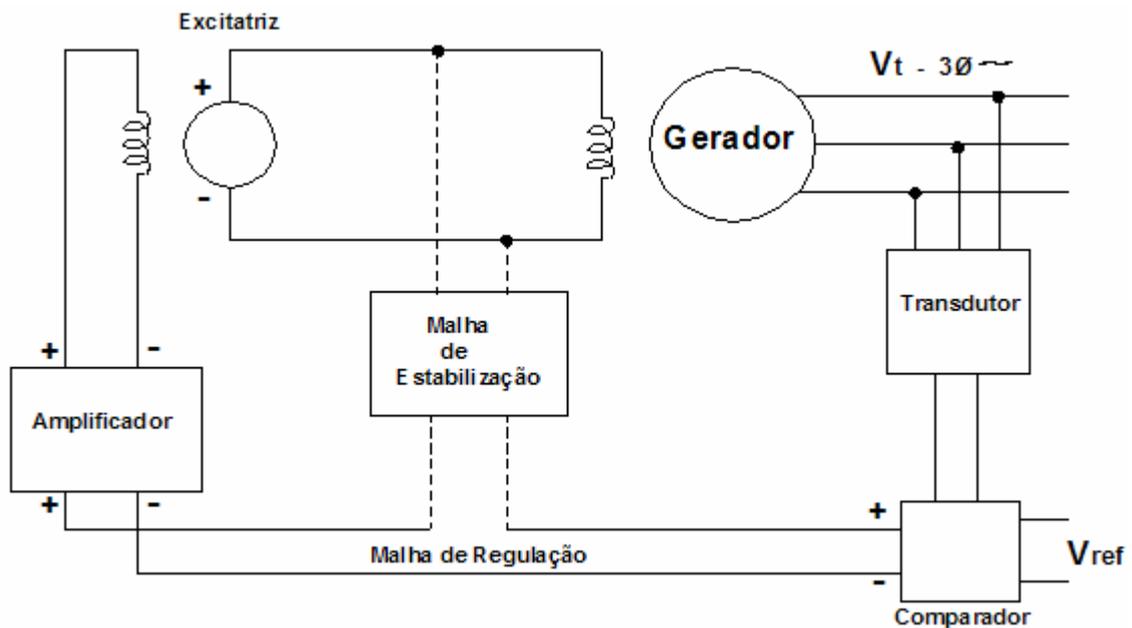


Fig. 3.5 - Sistema de controle de excitação típico

A Fig. 3.5 apresenta um sistema de controle de excitação típico. Nele, o campo do gerador principal (máquina síncrona) é alimentado através de um Gerador de Corrente Contínua (GCC), neste caso chamado de excitatriz, que é normalmente acionado pelo mesmo eixo que acopla a turbina ao gerador principal. O campo da excitatriz, por sua vez, é controlado através de amplificadores e malha de estabilização, que formam o sistema regulador de tensão. A tensão terminal do gerador principal, após passar por um processo de medição e retificação, é comparada com uma tensão de referência, gerando um sinal de erro, sendo este utilizado para a alimentação dos amplificadores do regulador de tensão. A malha de estabilização é responsável pela realimentação da tensão de excitação (e/ou corrente de excitação) para melhorar as condições de estabilidade no sistema

elétrico de potência, principalmente em sistemas de grande potência. Neste trabalho essa malha adicional será desconsiderada em função das potências envolvidas.

O sistema de controle de excitação anterior pode ser descrito, também, através de um diagrama de blocos. Uma forma possível de representação é apresentada na Fig. 3.6.

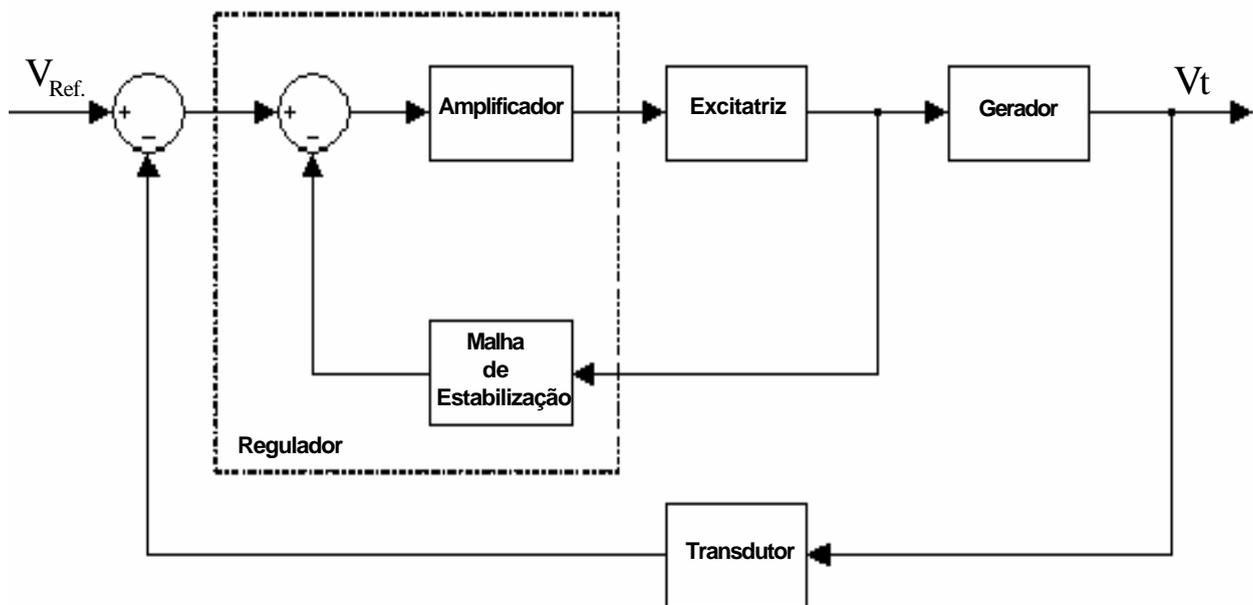


Fig. 3.6 - Diagrama de blocos do sistema de controle de excitação típico

De uma forma mais geral, os sistemas de controle de excitação possuem, dentre outros, os seguintes elementos:

- Excitador: que fornece a potência necessária ao enrolamento de campo da máquina síncrona;
- Amplificadores: servem para amplificar os sinais das malhas;
- Malha de estabilização: auxilia na estabilização do controle, podendo ser disposta em cascata ou em realimentação;
- Transdutores da tensão terminal: atuam como elementos de transdução da tensão terminal da máquina síncrona. Podem possuir dispositivos de efeito Hall, retificadores e filtros para condicionamento do sinal da tensão terminal;

- Estabilizadores de sistema de potência (ESP ou PSS - *Power System Stabilizer*): que injetam sinais adicionais estabilizantes, com o intuito de proporcionar amortecimento nas oscilações dos sistemas de potência;
- Limitadores e circuitos de proteção.

Os amplificadores, a malha de estabilização e seus respectivos limitadores e circuitos de proteção, definem o que se denomina regulador de tensão. Maiores detalhes sobre o comportamento, operação e modelagem dos sistemas de excitação e reguladores de tensão podem ser obtidos em IEEE Standards (1968, 1981), Anderson e Fouad (1993), Arrillaga (1983), Kundur (1994) e Machowski (1997), dentre inúmeras outras publicações.

Em termos de classificação, os sistemas de excitação podem ser divididos em rotativo ou estático, conforme discussão a seguir.

3.1.5 - Tipos de Sistemas de Excitação

Existem diversos tipos de sistemas de excitação, tanto no que se refere ao número de componentes, quanto ao princípio básico de funcionamento. De uma forma geral, os sistemas de excitação podem ser classificados em: sistema de excitação rotativo e sistema de excitação estático.

Um sistema do tipo rotativo considera a presença de excitatriz, sendo esta um gerador de corrente contínua, uma máquina de relutância ou um alternador. Já um sistema de excitação do tipo estático considera a utilização de tiristores estáticos controlados, dispensando unidades rotativas. São admitidas seis configurações básicas de sistemas de excitação, sendo 3 do tipo rotativo e 3 do tipo estático. Estas configurações são apresentadas a seguir.

3.1.5.1 - Sistemas de Excitação Rotativos

A corrente contínua do enrolamento de campo é suprida por um gerador de corrente contínua ou por uma máquina de corrente alternada com retificadores.

Podem ser consideradas as seguintes configurações básicas, conforme Mendes (2001, p. 72):

- Com gerador de corrente contínua;
- Com máquina de relutância (Anderson e Fouad, 1993);
- Com alternador.

3.1.5.2 - Sistemas de Excitação Estáticos

Nestes tipos de sistemas de excitação todos os componentes principais são estáticos. A alimentação do campo do gerador é realizada diretamente por retificadores estáticos controlados, sendo os mesmos alimentados ou pelos terminais do gerador, ou pelo barramento auxiliar da usina. Estes sistemas podem ser classificados nas seguintes categorias:

- Sistemas de excitação com retificadores controlados alimentados pelo barramento auxiliar da usina;
- Sistemas de excitação com retificadores controlados alimentados por transformador (ligado aos terminais do gerador);
- Sistemas de excitação com retificadores controlados de alimentação composta pelas correntes e tensões terminais do gerador.

Em todos estes tipos são utilizados anéis coletores para a alimentação do campo do gerador através dos retificadores estáticos. Embora esta seja uma desvantagem, ela passa a ser irrelevante quando são considerados os tempos extremamente rápidos de resposta dos sistemas de controle nestas configurações.

3.1.6 - Modelagem de um sistema de controle de excitação

Dado o diagrama de blocos esquemático do sistema genérico da Fig. 3.7, deseja-se obter o diagrama de blocos com as funções de transferências

correspondentes a cada bloco, para assim verificar o comportamento dinâmico do sistema de controle de excitação ao aplicar uma entrada tipo degrau.

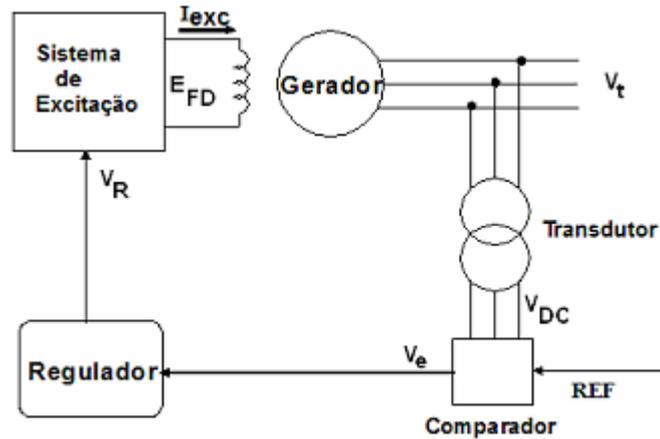


Fig. 3.7 - Diagrama de blocos simplificado de um sistema genérico de controle de excitação

Analisando cada bloco separadamente, têm-se:

- **Transformador de Medida e Retificador de Instrumentação:** a tensão retificada V_{dc} é diretamente proporcional à tensão terminal V_t e também da relação do transformador K_R . A expressão resultante é:

$$\frac{V_{dc}}{V_t} = \frac{K_R}{1 + T_R \cdot s}, \quad (3.1)$$

onde T_R é a constante de tempo do filtro do retificador.

- **Subtrator:** a tensão entregue ao compensador de tensão V_e é proporcional à diferença entre as tensões de referência V_{REF} e V_{dc} , onde K é um ganho (geralmente unitário).

$$V_e = K \cdot (V_{REF} - V_{dc}) \quad (3.2)$$

- **Regulador/Compensador:** O regulador serve para efetuar a compensação da malha de controle, onde T_c e T_b são as constantes de tempo do bloco de avanço e atraso de fase, onde a tensão de saída do regulador/compensador V_R é dada por:

$$V_R = (T_b.s + 1).V_e / (T_c.s + 1) \quad (3.3)$$

Estas condições são mostradas no diagrama de blocos da Fig. 3.8.

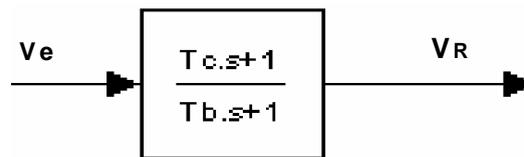


Fig. 3.8 - Diagrama de blocos de um controlador/compensador

- **Excitador:** A equação da tensão de campo E_{FD} é dada por:

$$E_{FD} = (V_R - E_{FD}.S_E) / (K_e + T_e.s) , \quad (3.4)$$

onde S_E é uma função de saturação do excitador.

$$S_E = (I_A - I_B) / I_B \quad (3.5)$$

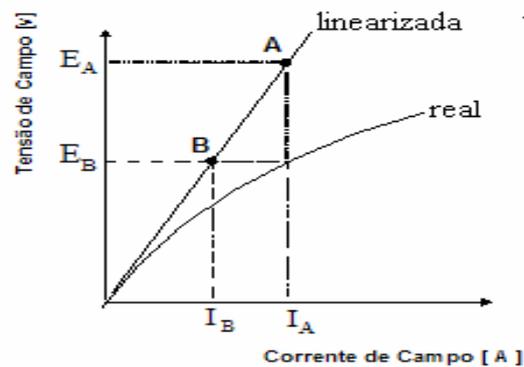


Fig. 3.9 - Curva de saturação do excitador.

Da segunda curva na Fig. 3.9 verifica-se uma das possíveis não linearidades de um sistema de geração elétrica, a curva real de magnetização de um gerador,

que apresenta efeitos de saturação magnética. Em modelos lineares utiliza-se uma aproximação representada pela reta AB. Se necessário pode-se usar uma função de saturação para modelar esta característica.

- **Gerador:** A tensão terminal V_t entregue pelo gerador é proporcional a tensão E_{FD} , onde K_g e T_g são respectivamente o ganho e a constante de tempo do gerador.

$$V_t = K_g \cdot E_{FD} / (1 + T_g \cdot s) \quad (3.6)$$

3.1.7 - Análise e Modelagem de Máquinas Síncronas

Segundo do Bomfim (1992), Anderson e Fouad (1993), a análise e modelagem de máquinas síncronas, bem como dos seus controles, é feita baseada nas equações diferenciais que descrevem o comportamento destes sistemas no tempo.

3.1.7.1 - Modelagem de Máquinas Síncronas

Neste trabalho, será usado o modelo de uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito através de uma reatância. As equações que representam o modelo básico são mostradas a seguir.

A equação (3.7) representa a corrente de campo, onde:

- A velocidade angular é constante, $w = w_R$;
- E é a voltagem rms do estator devido à corrente de campo i_F ;
- M_F é a indutância de campo;
- i_F é a corrente de campo.

$$w_R M_F i_F = \sqrt{2} E \quad (3.7)$$

A equação (3.8) representa o fasor voltagem rms terminal \vec{V}_a onde:

- r é a resistência do enrolamento do estator em ohm;
- \vec{V}_a é a voltagem fasorial do estator em pu;
- E é a voltagem rms do estator devido à corrente de campo i_F ;
- i_d e i_q são componentes da corrente de estator ao longo dos eixos d e q em quadratura, em pu;
- δ é o ângulo do rotor do gerador.

$$\vec{V}_a = -r \left(\frac{i_q}{\sqrt{3}} \angle \mathbf{d} + j \frac{i_d}{\sqrt{3}} \angle \mathbf{d} \right) - jx_q \frac{i_q}{\sqrt{3}} \angle \mathbf{d} + x_d \frac{i_d}{\sqrt{3}} \angle \mathbf{d} + E \angle \mathbf{d} \quad (3.8)$$

A equação (3.9) representa a corrente do estator expressa pelo fasor \vec{I}_a , tendo o eixo q como referência, onde:

- I_q e I_d são as componentes retangulares da corrente do estator.

$$\vec{I}_a = (I_q + jI_d) e^{j\delta} \quad (3.9)$$

A equação (3.10) representa as reatâncias referidas nos eixos d e q , onde:

- L_d e L_q são indutâncias em pu nos eixos d e q ;
- ω é a frequência síncrona.

$$\omega L_q = x_q \quad e \quad \omega L_d = x_d \quad (3.10)$$

A equação (3.11) representa o fasor, \vec{E} , onde:

- $\vec{I}_q = I_q \angle \mathbf{d}$ e $\vec{I}_d = jI_d \angle \mathbf{d}$, I_q e I_d são as componentes retangulares da corrente do estator e \vec{I}_q, \vec{I}_d representa a corrente do estator expressa fasorialmente nos eixos q e d ;

- x_q, x_d são reatâncias referidas nos eixos d e q;
- \vec{I}_a é a corrente do estator expressa fasorialmente.

$$\vec{E} = \vec{V}_a + r\vec{I}_a + jx_q\vec{I}_q + jx_d\vec{I}_d \quad (3.11)$$

As equações (3.12 e 3.13) representam os valores rms de V_d e V_q nos eixos d e q, onde:

- I_q e I_d são as componentes retangulares da corrente do estator;
- x_q, x_d são reatâncias referidas nos eixos d e q;
- r é a resistência do enrolamento do estator em ohm;
- E é a voltagem rms do estator devido à corrente de campo i_F .

$$V_d = v_d / \sqrt{3} = -rI_d - x_q I_q \quad (3.12)$$

$$V_q = v_q / \sqrt{3} = -rI_q - x_d I_d + E \quad (3.13)$$

A equação (3.14) representa a voltagem para o circuito de campo, onde:

- E é a voltagem rms do estator devido à corrente de campo i_F ;
- E_{fd} é a tensão de campo do gerador.
- t'_{d0} é a constante de tempo, em circuito aberto, de eixo direto do gerador.

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{E_{fd} - E}{t'_{d0}} \quad (3.14)$$

A equação (3.15) representa a velocidade angular w do rotor do gerador, onde:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{T_m - T_e - D? w_r}{2H} \quad (3.15)$$

- H é a energia armazenada (em pu) em razão da velocidade do rotor.
- T_e é o torque elétrico do gerador [N.m].
- T_m é o torque mecânico da turbina [N.m].
- D é o amortecimento [N.m/(rad/s)] devido à carga.

Da equação (3.16) obtém-se d [rad], ângulo de torque do rotor onde:

- T_{acc} é o torque acelerante em N.m
- J é o momento de inércia combinado do gerador e turbina em Kg.m².
- d_m é o ângulo de torque mecânico do rotor em rad.
- t é o tempo em segundos.
- T_m é o torque mecânico em N.m.
- T_e é o torque eletromagnético em N.m

$$T_{acc} = J \frac{d^2 d_m}{dt^2} = T_m - T_e \quad (3.16)$$

Das equações (3.17) e (3.18) se obtém E'_q e k_4 , onde:

- **k3** é um fator de impedância que leva em conta o efeito da carga da impedância externa;
- **k4** é relacionado ao efeito desmagnetizante de uma mudança no ângulo do rotor;
- E_{FD} é a tensão de campo do gerador;
- t'_{d0} é a constante de tempo de eixo direto em circuito aberto em segundos
- d é o ângulo do rotor do gerador em rad.

$$t'_{d0} E'_q = \frac{k_3}{1 + k_3 t'_{d0} s} E_{FD} - \frac{k_3 k_4}{1 + k_3 t'_{d0} s} d \quad (3.17)$$

$$k_4 = \frac{1}{k_3} \left. \frac{E'_q}{d} \right]_{E_{FD} = \text{constante}} \quad (3.18)$$

Da equação 3.19 se obtém o torque elétrico T_e [pu], que é numericamente igual nas três fases, portanto:

$$T_e = \left(\frac{1}{3}\right)(v_d i_d + v_q i_q) = (V_d I_d + V_q I_q) \quad (3.19)$$

e, considerando $V_d = -x_q I_q$ e $V_q = x_d' I_d + E_q'$, que linearizando resulta no torque elétrico incremental:

$$T_{e\Delta} = K_1 \mathbf{d}_{\Delta} + K_2 \mathbf{E}'_{q\Delta} \quad (3.20)$$

K_1 representa a mudança no torque elétrico para uma pequena variação no ângulo do rotor no eixo-d, ou seja, o coeficiente de torque sincronizante:

$$k_1 = \left. \frac{T_{e\Delta}}{\mathbf{d}_{\Delta}} \right|_{\mathbf{E}'_q = E'_{q0}} \quad \text{e} \quad k_2 = \left. \frac{T_{e\Delta}}{\mathbf{E}'_{q\Delta}} \right|_{\mathbf{d} = \mathbf{d}_0} \quad (3.21)$$

K_2 representa a mudança no torque elétrico para uma pequena variação na tensão E'_q , mantendo o ângulo do rotor constante.

A equação (3.22) modela a tensão terminal na máquina síncrona.

$$\mathbf{V}_{t\Delta} = k_5 \mathbf{d}_{\Delta} + k_6 \mathbf{E}'_{q\Delta} \quad (3.22)$$

Onde K_5 representa uma modificação na tensão terminal para uma pequena mudança no ângulo do rotor.

$$k_5 = \left. \frac{\mathbf{V}_{t\Delta}}{\mathbf{d}_{\Delta}} \right|_{\mathbf{E}'_q = E'_{q0}} \quad (3.23)$$

K_6 é a mudança na voltagem terminal V_t , para uma pequena variação no eixo d da tensão E'_q , mantendo o ângulo do rotor constante.

$$k_6 = \left. \frac{\mathbf{V}_{t\Delta}}{\mathbf{E}'_{q\Delta}} \right|_{\mathbf{d} = \mathbf{d}_0} \quad (3.24)$$

A equação (3.25) modela a velocidade angular do rotor da máquina síncrona onde:

- t_j é igual ao fator $2H/w_B$ sendo H a energia armazenada (em pu) em razão da velocidade do rotor, e w a velocidade angular do rotor da máquina síncrona cujo diagrama de blocos é representado na Fig. 3.10.
- w_B é a taxa base de velocidade do gerador.

$$t_j \dot{w} = T_m - T_e \quad (3.25)$$

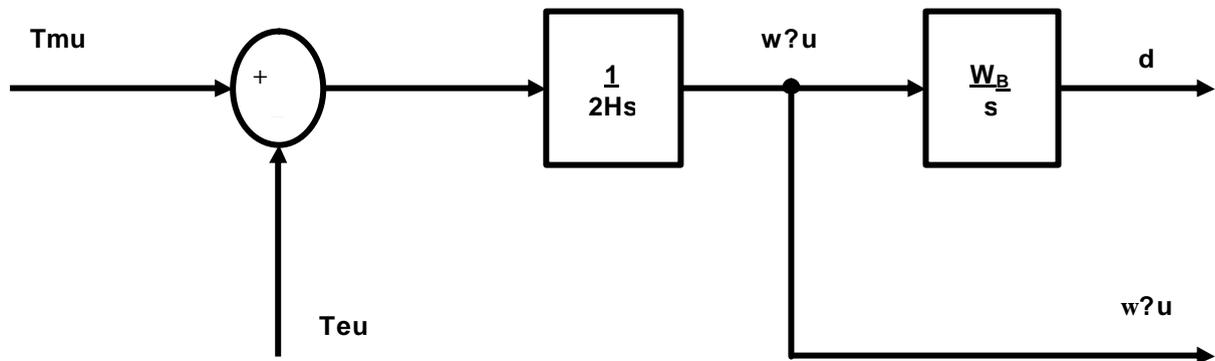


Fig. 3.10 - Diagrama de blocos da Eq. 3.25

Quando se combina o modelo da Fig. 10 com as equações 3.17, 3.20 e 3.22, o resultado é apresentado na Fig. 3.11 a seguir:

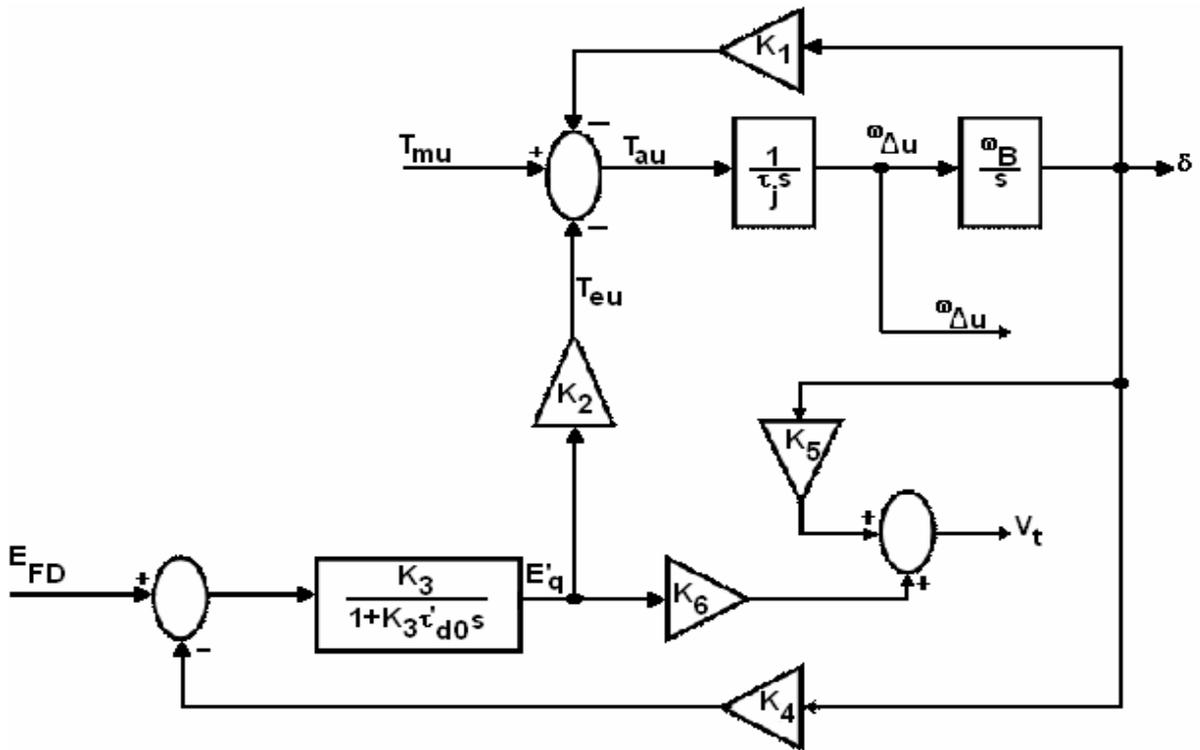


Fig.3.11 - Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito

Através das equações 3.1 à 3.6 obtém-se o modelo simplificado de um sistema de controle de excitação representado pela Fig. 3.12, onde o excitador e o gerador podem ser aproximados por funções de transferência de 1ª ordem [Anderson e Fouad (1993)], onde S_e é uma função de saturação.

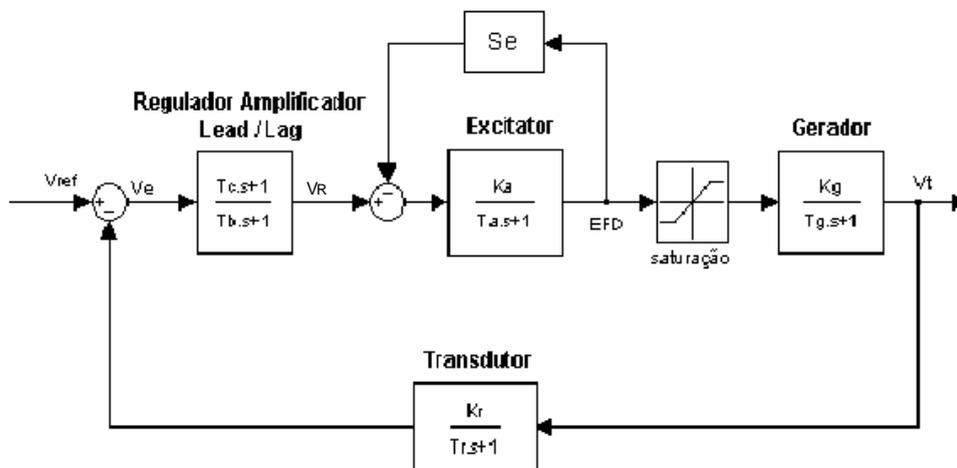


Fig. 3.12 - Diagrama de um sistema de controle de excitação simplificado

Em alguns arranjos, é incorporado uma retroação da tensão de campo, representado pelo bloco $K_F s / (1 + t_f s)$ no diagrama da Fig. 3.13.

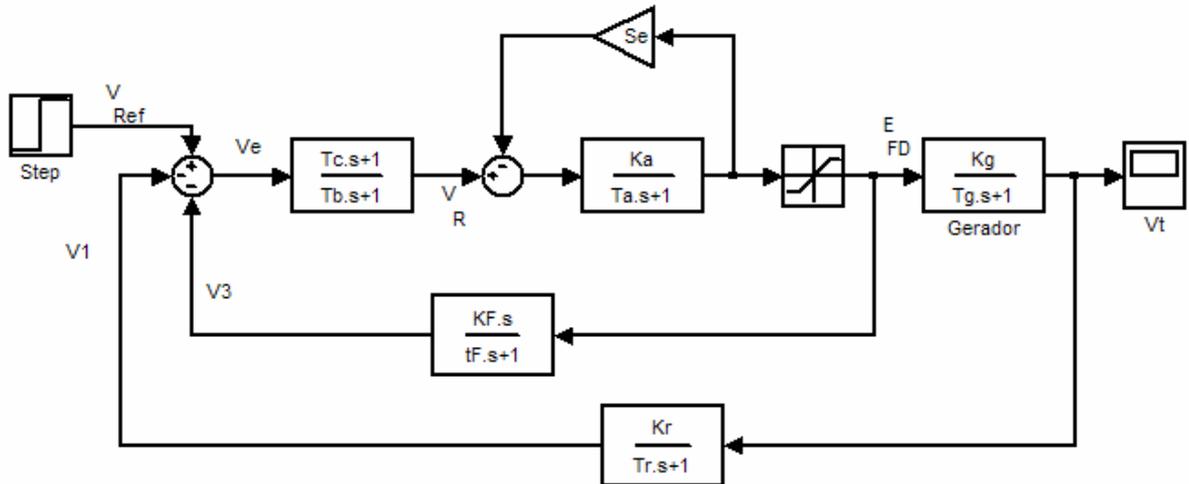


Fig. 3.13 - Sistema de excitação com retroação da tensão de campo

A equação (3.26) modela o gerador síncrono, onde K_g é o ganho e T_g é a constante de tempo do mesmo (Fig.3.14).

$$E_{FD} / V_t = K_g / (1 + T_g s) \quad (3.26)$$

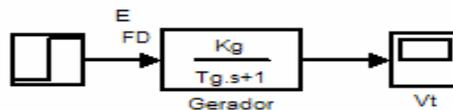


Fig. 3.14 - Diagrama de blocos da Eq. 3.26

3.1.7.2 - Efeito no Torque Elétrico

Com o uso de modelo linear, o torque elétrico em pu é numericamente igual nas três fases. Pode-se computar o torque, conforme Anderson e Fouad (1993, p. 324), como uma função da freqüência angular:

$$T_e / \mathbf{d} = k_1 - \left[\frac{k_2 k_3 k_4}{1 + w^2 k_3^2 t_{d0}^2} \right] (1 - jw k_3 t_{d0}') \quad (3.27)$$

Para baixas frequências, conforme Anderson e Fouad (1993, p. 324), o torque sincronizante T_s é dado por:

$$T_s \cong k_1 - k_2 k_3 k_4 \quad T_s \cong k_1 - k_2 k_3 k_4 . \quad (3.28)$$

Um modelo de máquina síncrona ligada a um barramento infinito e com um sistema de excitação básico é mostrado na Fig. 3.15. As equações que originaram o diagrama são: (3.16), (3.17), (3.20), (3.22), (3.25), (3.27) e (3.28). É possível simular este diagrama de blocos em um programa específico, como, por exemplo, o Toolbox Simulink do Matlab. No diagrama da Fig. 3.15 o termo $1/\tau_s$ foi representado por $1/h2s$ por falta destes caracteres no simulador a ser utilizado (assim também para τ_{d0}' substituído por $td0$).

Os gráficos da Fig. 3.16 mostram respostas normalizadas do sistema simulado para uma entrada de referência (Step) em degrau em $t = 0$ [s] e perturbação de carga $T_m = 0.0$ [pu]. Os valores dos parâmetros da Tabela 1 foram retirados de Anderson e Fouad (1993).

Tabela 1 - Valores para simulação

f=60	tF=1	KF=0.04	Tc=1	Tb=12	tA=0.05
KA=400	K1=1.4479	K2=1.3174	K3=0.3072	K4=1.8052	K5=0.0294
K6=0.5257	KE=-0.17	tE=0.95	KR=1	tR=0.0	h2 = 4.74
D=2	tdO=5.9	Tm = 0.0 [pu]			

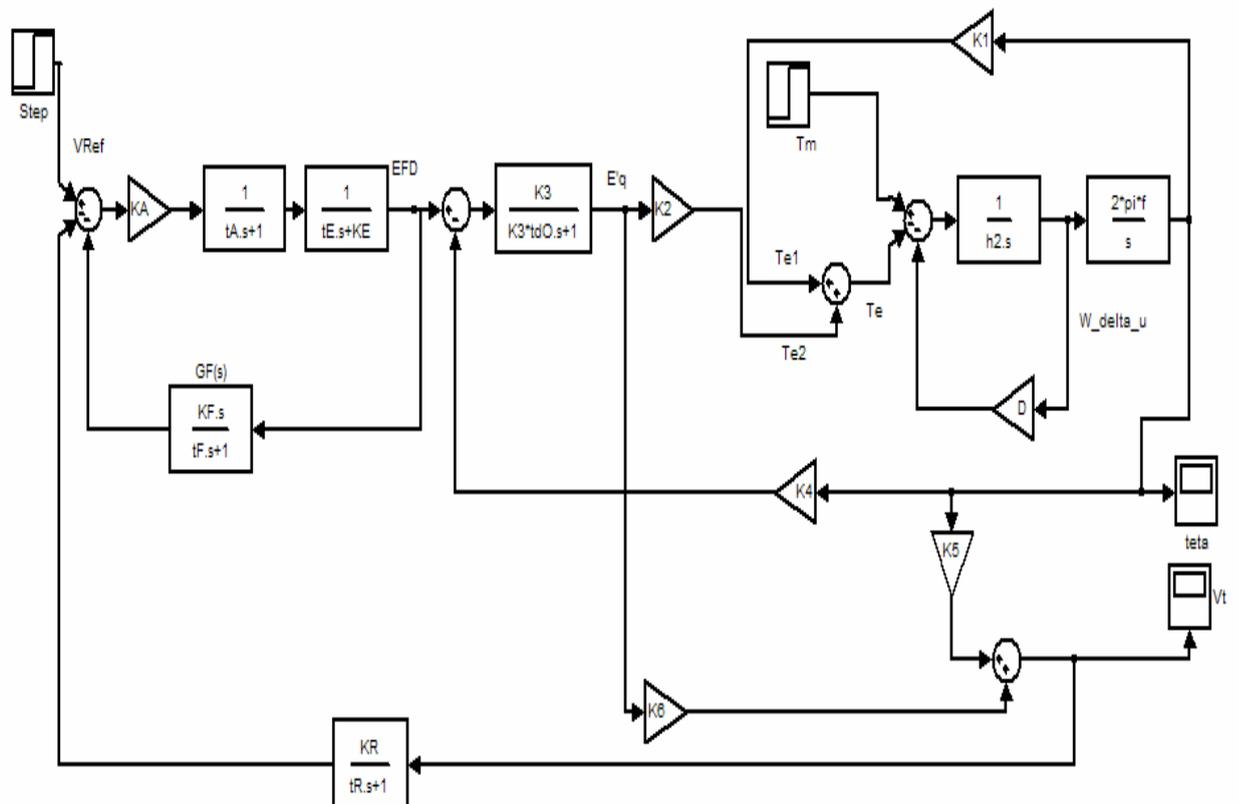


Fig. 3.15 - Diagrama de blocos de um sistema de excitação típico

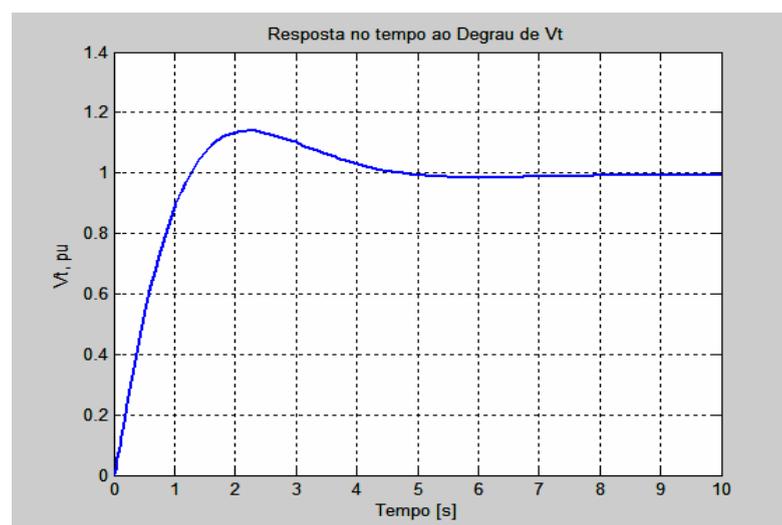


Fig. 3.16a - Resposta da tensão terminal V_t do sistema da Fig. 3.15

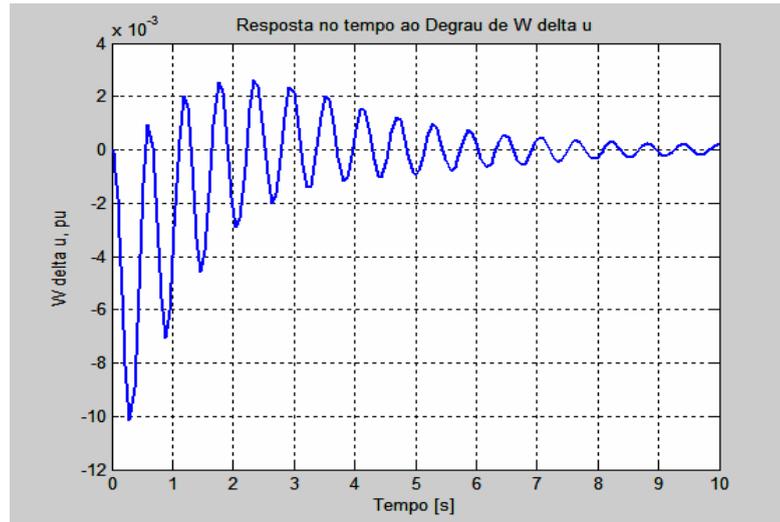


Fig.3.16b - Resposta da variação de frequência do gerador do sistema da Fig. 3.15

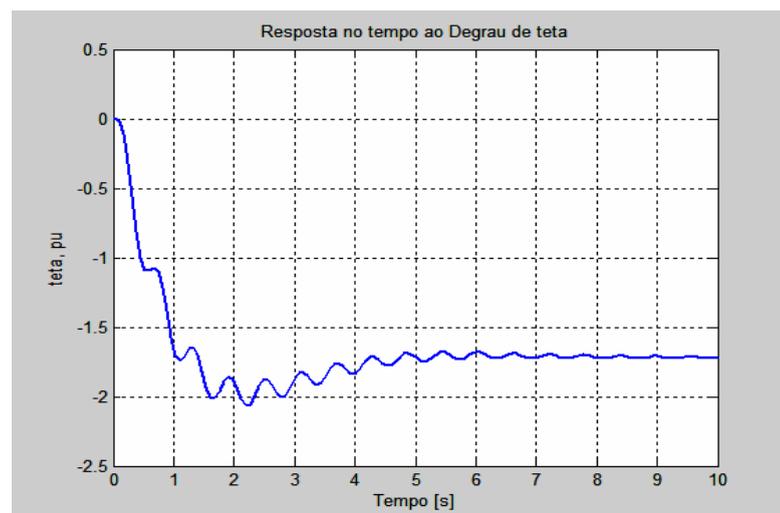


Fig.3.16c - Resposta do ângulo de potência do gerador do sistema da Fig. 3.15

3.2 - Estabilizadores de Sistema de Potência (ESP)

Segundo de Mello (1979), do Bomfim (1992), Anderson e Fouad (1993), 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 geralmente ocorrem na faixa de 0,2 a 2,0 Hz. As características dessas oscilações, quando o sistema é submetido a uma perturbação, é terem amortecimentos baixos, nulos ou negativos. A solução para melhorar o desempenho dinâmico, é controlar a excitação através da aplicação de sinais estabilizadores, cuja função é adicionar amortecimento para melhorar condições 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. Sua saída é limitada para não comprometer a estabilidade transitória do sistema.

3.2.1 - Efeito dos Sinais Estabilizadores em um SEP

A função de um ESP é fornecer amortecimentos para aumentar o limite de estabilidade do sistema. Isto é realizado através da modulação da excitação do gerador, aumentando o amortecimento das oscilações do ângulo do rotor da máquina. Para fornecer amortecimento, o estabilizador deverá produzir uma componente de conjugado elétrico em fase com a velocidade. Portanto, para qualquer sinal de entrada no estabilizador, sua função de transferência deve compensar as características de ganho e de fase da função de transferência Gerador - Excitatriz - Sistema de Potência (GESP). Esta é fortemente influenciada pelo ganho do regulador de tensão, pela potência do gerador naquele ponto de operação e pela estrutura do sistema elétrico.

O diagrama em blocos da Fig. 3.17 mostra de forma simplificada a aplicação de um estabilizador cujo sinal de entrada é a velocidade. A função do ESP deve ser tal que forneça suficiente compensação de fase para compensar o processo, aumentando o amortecimento apenas para a faixa de frequência desejada.

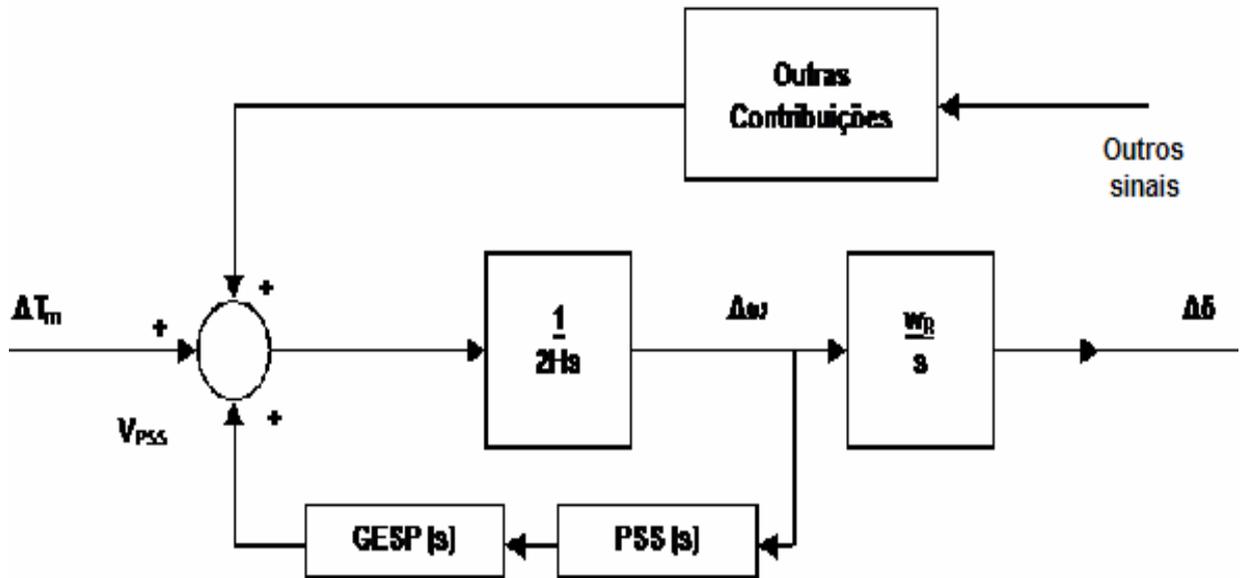


Fig. 3.17 - Diagrama de Blocos do PSS cujo sinal estabilizador é derivado da velocidade

Na fig. 3.17 o bloco “Outras Contribuições” se refere a sinais extras como distribuição de potência, ângulo de potência, etc. (Anderson e Fouad, 1993).

3.2.2 - Restrições Relativas à Natureza da Função do Sinal Estabilizador

Nas baixas frequências 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 se deve ao fato de que nestas frequências a função do sistema elétrico tem ângulos pequenos de atraso, e para compensá-los a função estabilizadora teria igualmente menores ângulos de compensação de fase. No extremo superior do espectro de frequência de oscilação, não há problema quanto à diminuição da componente sincronizante do conjugado elétrico. Neste caso, o ângulo de fase da função do sistema cresce e avança com o aumento da frequência, desde que com limitação de hardware, a

função estabilizadora cesse de fornecer aumento de avanço de fase nestas frequências.

3.2.3 - Características dos Sinais Estabilizadores

Para que um estabilizador seja fisicamente realizável é necessário que:

- O sinal estabilizante não produza compensação em regime permanente na 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 podem ser realizadas com funções lead-lag, e há um limite de quanto possa ser o atraso ou avanço de cada função. Nem sempre é trivial cascatear-se diversos estágios de funções lead-lag, pois cada estágio apresenta limitações de fase, banda passante, imunidade a ruídos, etc. (Mendes, 2001).

3.2.4 - Características Básicas de uma Função de GESP para Aplicação de Estabilizadores de Sistema de Potência

As características de fase de uma função GESP são aproximadamente idênticas às características de fase à malha fechada do regulador de tensão com velocidade da máquina constante, ou seja:

- O ganho da função do sistema 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 da função do sistema aumenta quando o sistema torna-se "forte" (Elices et al., 2004). Este efeito é amplificado com ganho alto no regulador de tensão, dessa forma diminuindo ainda mais o amortecimento.

- Para um ganho alto no regulador de tensão, o ganho da função do sistema para as freqüências de oscilação de interesse é proporcional ao ganho do regulador de tensão ($|Exc(jw)|$), e inversamente proporcional à constante de tempo do campo do gerador e da freqüência de oscilação. Isto é modelado pela equação (3.29), onde w é a freqüência de oscilação.

$$|GESP(jw)| = \frac{k_2 |Exc(jw)|}{wT'do} \quad (3.29)$$

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

3.2.5 - Sinais Estabilizadores

Sinais estabilizadores podem ser derivados de informações da velocidade, da potência elétrica, da freqüência da barra terminal do gerador e da potência acelerante. Uma descrição de cada sinal é realizada conforme o tópico seguinte.

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 do sistema produzindo uma componente de conjugado em fase com a variação de velocidade, aumentando o amortecimento das oscilações (Anderson e Fouad, 1993, p. 338). Neste tipo de estabilizador o ganho é muito alto para sistemas "fortes", onde questões de estabilidade são menos críticas, enquanto que, quando o sistema se torna fraco e problemas de estabilidade são mais severos, 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 um máximo ganho

permissível no estabilizador.

2) Sinal Estabilizador Derivado da Freqüência do 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 às oscilações do rotor. Esta sensibilidade aumenta, quando o sistema se torna "fraco", o que compensa a redução no ganho de saída do estabilizador para o conjugado elétrico resultante. Este fator de sensibilidade representa a função de transferência da velocidade para o sinal de entrada no estabilizador que é a freqüência terminal.

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. Onde se conclui que as características de desempenho de um estabilizador, cuja entrada é um sinal de potência, são semelhantes 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 uma medida da 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 (Kundur , 1994). Uma alternativa é utilizar o conceito de fator de sensibilidade do sinal de entrada, ou seja, tratar a variação de potência em vez da variação de velocidade.

Efeitos da Variação da Potência Mecânica no Estabilizador

Situações que provocam variações da potência mecânica:

- 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.
- Fechamento rápido da válvula de admissão provocado por uma falta ou por proteção de sobre-velocidade. Provavelmente causará a saturação do estabilizador da unidade geradora.
- A interação entre o estabilizador ESP e o regulador de velocidade com uma ação rápida do sistema de regulação de velocidade, poderá também ter influência na resposta do estabilizador.

3.3 - Simulações Numéricas de um Gerador com ESP

Objetivando ilustrar a atuação de um ESP em um sistema gerador, serão mostrados os resultados de uma simulação. Com o diagrama de blocos da Fig. 3.18 e os dados da Tabela 2 (Anderson e Fouad, 1993, p. 329), é possível simular o sistema com uma entrada de referência em degrau de 1.0 pu e uma perturbação de carga de 0.5 pu em $t=5[s]$, usando agora a função estabilizante dada pela Eq. 3.30 (Anderson e Fouad, 1993, p. 345) e implementada como bloco PSS da Fig. 3.18.

$$G_s(s) = \left[\frac{10s}{10s + 1} \right] \left[\frac{1 + 0.568s}{1 + 0.0227s} \right]^2 = \frac{3.2262s^3 + 11.36s^2 + 10s}{0.0052s^3 + 0.4545s^2 + 10.0454s + 1} \quad (3.30)$$

Comparando os resultados obtidos nas Fig. 3.19, 3.20 e 3.21 com as simulações anteriores (Fig. 3.16, sem ESP), é fácil notar que as oscilações das respostas foram mais rapidamente atenuadas, mesmo na presença de uma perturbação de carga. O sistema simulado usa a informação da velocidade do eixo do rotor como dado para gerar o sinal estabilizante. Esta simulação ilustra a importância de um ESP em sistemas elétricos de potência.

Tabela 2 - Valores de simulação

$t_A=0.05$	$t_E=0.95$	$t_{d0}=5.9$	$t_F=1$	$t_R=0.0$	$t_0=10$
$f=60$	$D=2$	$h_2 = 4.74$	$a=9.42$	$k_0=1$	$at=0.5682$
$K_1=1.4479$	$K_2=1.3174$	$K_3=0.3072$	$K_4=1.8052$	$K_5=0.0294$	$K_6=0.5257$
$K_A=400$	$K_E=-0.17$	$K_F=0.04$	$K_R=1$	$t=0.022728$	$T_m=0.5$ [pu]

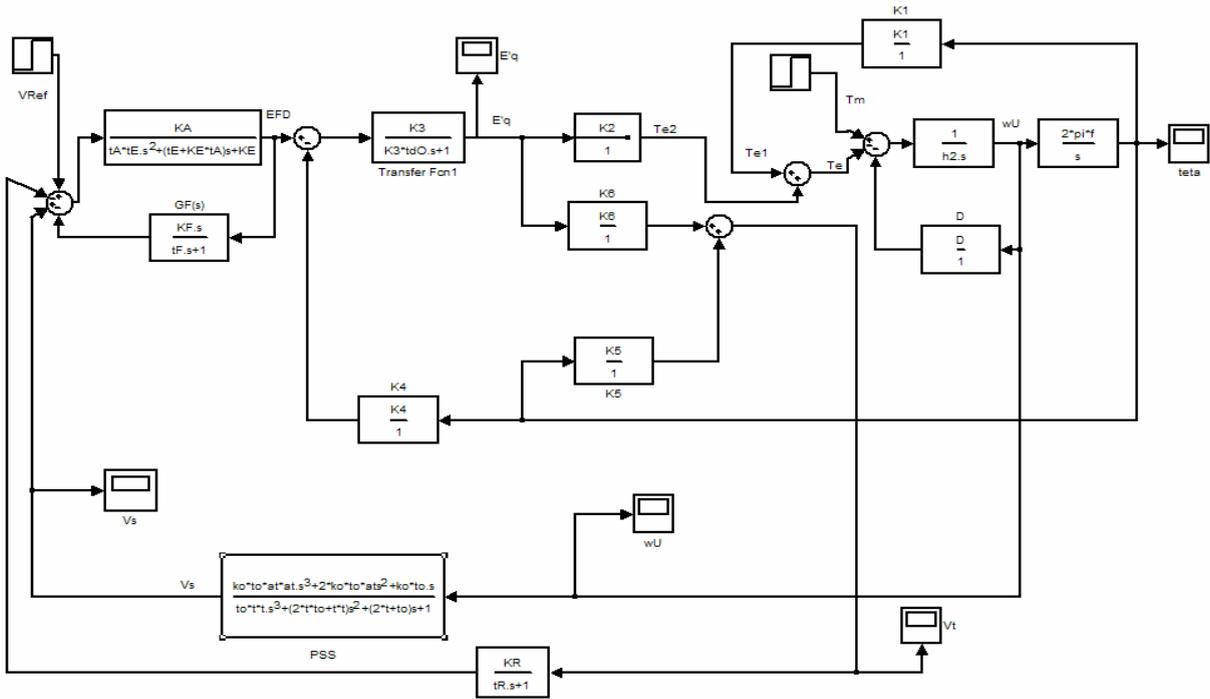


Fig. 3.18 - Diagrama em blocos de um sistema com ESP convencional e a perturbação de carga, bloco T_m , é do tipo degrau em $t = 5$ [s].

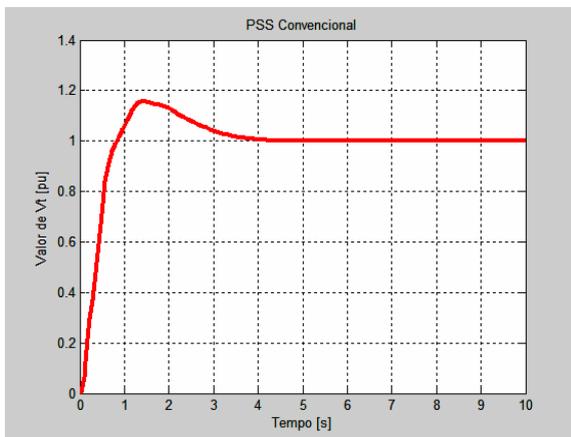


Fig. 3.19a - Resposta da tensão terminal do gerador (V_t) sem perturbação de carga T_m

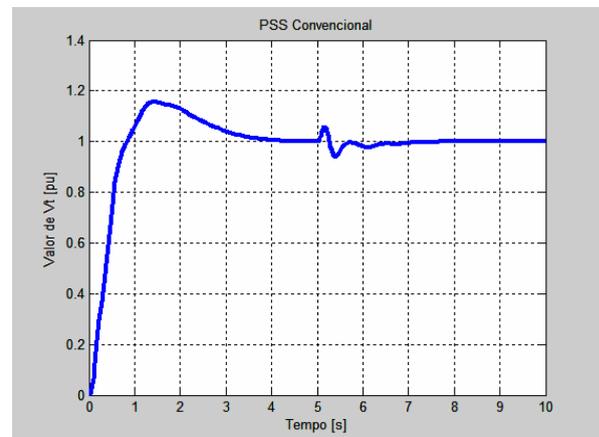


Fig. 3.19b - Resposta da tensão terminal (V_t) com perturbação de carga $T_m = 0.5$ [pu] em $t=5$ [s]

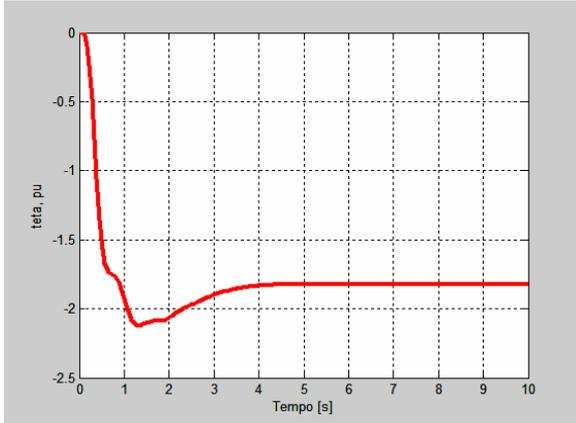


Fig. 3.20a - Resposta do ângulo de carga (d) sem perturbação de carga T_m

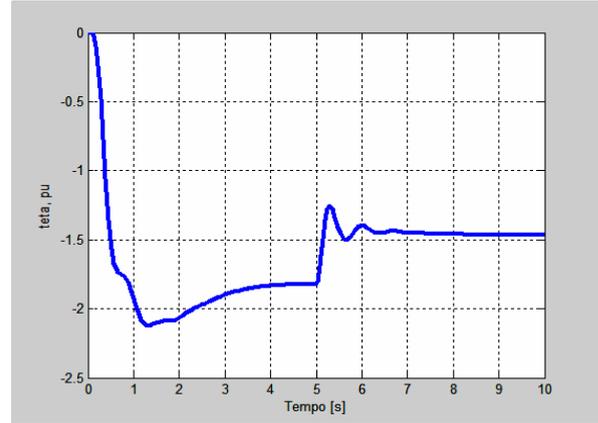


Fig. 3.20b - Resposta do ângulo de carga (d) com perturbação de carga $T_m = 0.5$ [pu] em $t=5$ [s]

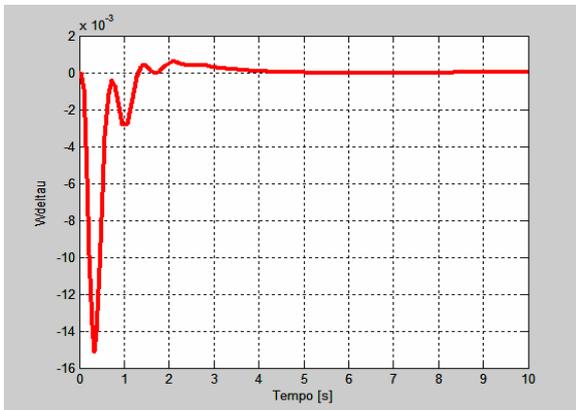


Fig. 3.21a - Resposta da variação de frequência do sistema (w_{γ_u}) sem perturbação de carga T_m

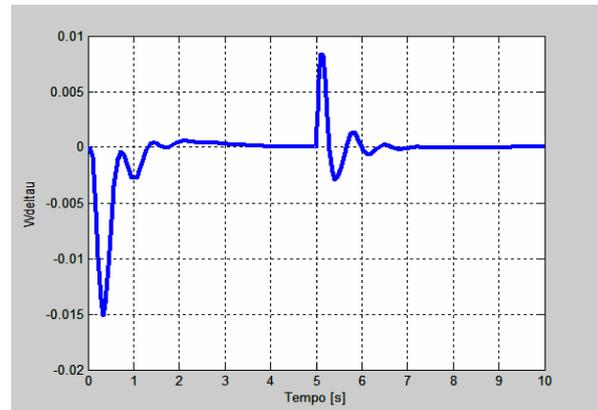


Fig. 3.21b - Resposta da variação de frequência do sistema (w_{γ_u}) com perturbação de carga $T_m = 0.5$ [pu] em $t=5$ [s]

CAPÍTULO 4 – PROPOSTA DE UM ESP FUZZY COM CARACTERÍSTICAS LEAD/LAG

4.1 - Introdução

O propósito deste capítulo é a apresentação de um estabilizador de sistema de potência usando lógica nebulosa aplicada ao controle de tensão de uma máquina síncrona operando como gerador. O objetivo é obter um ESP que apresente robustez em face às variações de parâmetros e não linearidades (saturação) inerentes ao processo. A finalidade é manter um bom desempenho do sistema sob diferentes condições carga, manobras, etc. Serão realizadas algumas simulações ilustrativas.

É conhecido que a estabilidade de sistemas de potência pode ser melhorada pela aplicação de um sinal de controle suplementar às malhas de controle de regulação dos geradores. Geralmente, os ESP convencionais possuem parâmetros fixos para garantir um determinado desempenho em torno de um ponto de operação nominal do sistema. Com os parâmetros fixos, o desempenho do sistema pode ser deteriorado quando o ponto de operação atual é diferente daquele para o qual foi projetado, devido a características não lineares dos sistemas elétricos de potência.

Alguns trabalhos apresentaram o uso de lógica nebulosa para implementar determinadas características em um ESP (Handschin et al., 1994; Hiyama, 1994). Ou mesmo o uso conjunto de redes neurais e lógica difusa (da Costa et. al, 2001).

Neste trabalho será utilizada uma estrutura de controle fuzzy com características de avanço ou atraso de fase (*lead/lag*) apresentada em Pinheiro e Gomide (1999) para aplicações em sistemas de controle não lineares. Este capítulo propõe-se utilizar esta estrutura de controle aplicada na geração do sinal de um ESP. Os ajustes dos ganhos de escalonamento serão convencionais, sem a utilização de métodos de treinamento.

4.2 - ESP Fuzzy com Características Lead/Lag

Geralmente o sinal de compensação de um ESP é derivado da velocidade da turbina ou da frequência do gerador, sendo processado em compensadores convencionais tipo avanço ou atraso de fase. Neste item será mostrado como usar lógica nebulosa para sintetizar o sinal auxiliar de um ESP a partir da variação da velocidade do gerador. A Fig. 4.1 ilustra o ESP proposto. O bloco *Controle de Tensão* é o compensador da malha primária de regulação (responsável por comandar a excitação do gerador), e a grandeza controlada é a tensão (V_t) gerada pela máquina síncrona realimentada através de um transdutor. O bloco *Compensador Fuzzy* tem a finalidade de substituir um compensador convencional Lead/Lag no ESP, e será usado para sintetizar o sinal estabilizante (em tensão) que é adicionado à entrada da malha de controle. Filtros (F) passa-baixa e passa-alta processam a informação do sinal correspondente à variação da rotação ($\Delta\omega$ em rad/s) da máquina, fornecendo o comportamento de avanço ou atraso de fase das entradas do compensador nebuloso, semelhante aos compensadores clássicos usados na prática.

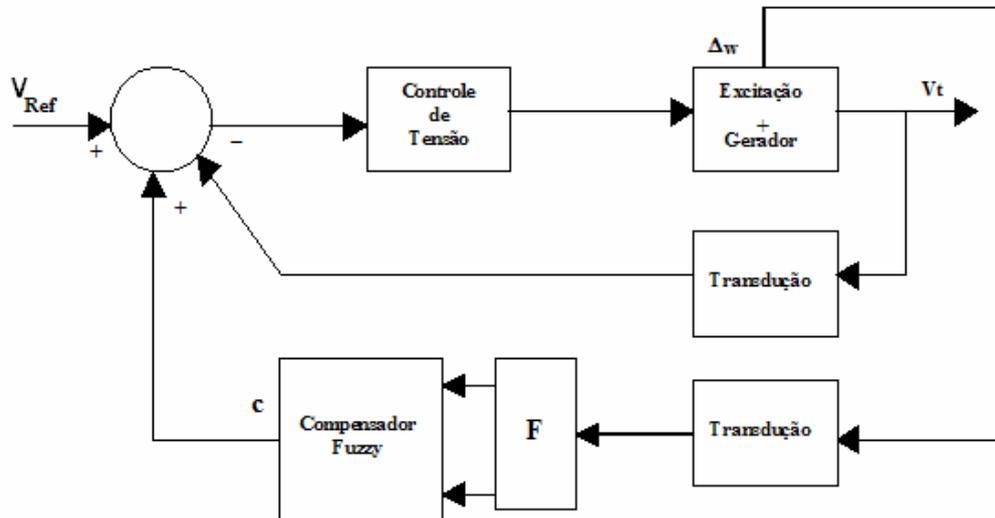


Fig. 4.1 - Representação do sistema ESP nebuloso

A Tabela 3 ilustra as regras nebulosas utilizadas. Elas são comuns em vários tipos de controles fuzzy (Lee, 1990). A partir da informação da variação da frequência do gerador são obtidos os sinais que constituem as variáveis de entrada do controlador nebuloso, as quais são inferidas para adequar as correções de atuação do sinal C de

compensação do sistema. As seguintes partições foram utilizadas nas variáveis nebulosas: NL, NM, ZE, PM e PL. Onde NL significa negativo largo, NM negativo médio, ZE significa zero, PM positivo médio e PL positivo largo.

Tabela 3 - Regras Fuzzy

		e				
		NL	NM	ZE	PM	PL
v	NL	NL	NL	NL	NM	ZE
	NM	NL	NL	NM	ZE	PM
	ZE	NL	NM	ZE	PM	PL
	PM	NM	ZE	PM	PL	PL
	PL	ZE	PM	PL	PL	PL

A Fig. 4.2 ilustra as funções de pertinência utilizadas (os universos de discurso correspondentes foram escolhidos em função das faixas das variáveis do processo). Serão usados operadores max-min, e como defuzificação será empregada o método de centro de área. Na escolha adequada das regras *fuzzy*, funções de pertinência e ganhos de escalonamento, pode-se ajustar a compensação de efeitos não lineares do processo controlado, conforme as justificativas apresentadas em Pinheiro (2000).

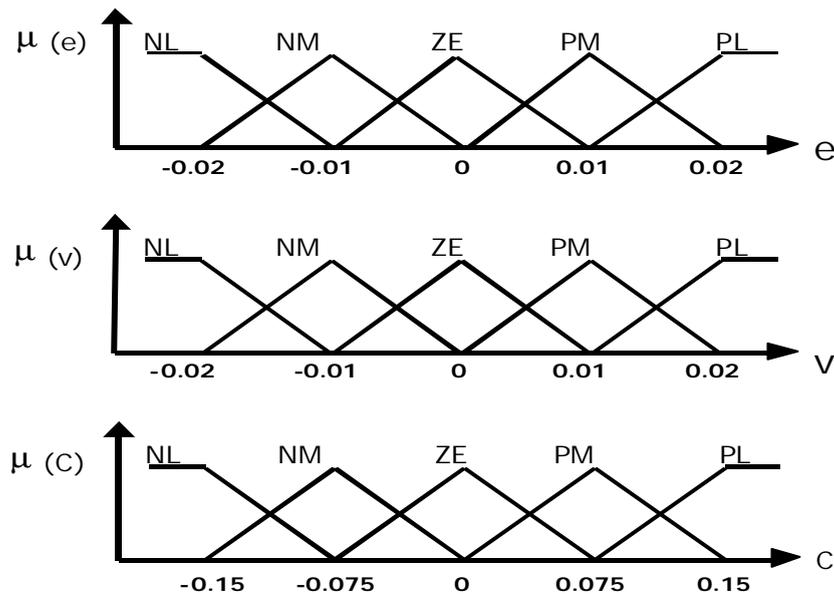


Fig. 4.2 - Funções de pertinência

4.3 – Revisão sobre Lógica Fuzzy Aplicada a Sistemas de Controle

Formalizada por Lofti A. Zadeh nos anos 60, a lógica difusa (*Fuzzy Logic*) começou a ser bem conhecida a partir do seminal paper *Fuzzy Sets* (Zadeh, 1973). E após os anos 70 começou a ser utilizada em um grande número de aplicações de sistemas de controles a partir do trabalho de Mamdani e Assilian, (1974).

4.3.1 - Conceitos Básicos

Conforme Lee (1990) a lógica difusa é baseada em dois conceitos fundamentais. O primeiro diz respeito ao uso de termos lingüísticos que nomeiam os conjuntos nebulosos (fuzzy sets) utilizados. Os valores assumidos pelas variáveis são representados matematicamente por funções de pertinência (membership functions) que apresentam grau de pertinência de 0 a 1. O segundo diz respeito às proposições condicionais difusas, que é a ferramenta através da qual são montados os modelos difusos do processo sob controle. Para muitos sistemas envolvendo fenômenos complexos, as regras de controle não são muito fáceis de serem modeladas usando matemática convencional.

A idéia do conceito envolvido no que é "negativo largo", o que é "negativo médio" ou o que é "positivo largo" tem diferentes interpretações para diferentes aplicações, e para diferentes domínios das variáveis. Em termos lingüísticos estes conceitos facilitam a codificação de informações de um sistema complexo na forma de regras fuzzy.

Na lógica difusa os estados das variáveis são escritos na forma de conjuntos nebulosos. Os valores das variáveis são combinados através de proposições condicionais do tipo **IF THEN**, associando as variáveis através de conectivos lógicos com funções de agregação similares as funções **AND** e **OR** da lógica convencional. Estes conectivos na lógica nebulosa executam basicamente as operações **MIN** (valor mínimo entre as funções de pertinência) e **MAX** (valor máximo entre as funções de pertinência) respectivamente. Existem outros operadores lógicos definidos na lógica fuzzy, mas o max-min são os mais

conhecidos e empregados em muitas aplicações práticas.

Nas funções de pertinência quando representadas semelhantemente a Fig. 4.2 (são usadas também funções trapezoidais e gaussianas), os valores ao longo do eixo x de coordenadas são denominados universo de discurso. Estas funções podem ter sobreposições (*overlaps*) entre si, de modo que a variação da variável lingüística no universo de discurso produza uma progressão, tão contínua quanto necessária for, para representar adequadamente o comportamento de um sistema.

As regras nebulosas podem ser representadas de forma tabular (como na Tabela 3) ou através da representação abaixo conhecida como regras tipo Mamdani:

R_n: IF e IS A AND v IS B THEN c IS D,

onde A, B e D são os correspondentes conjuntos nebulosos.

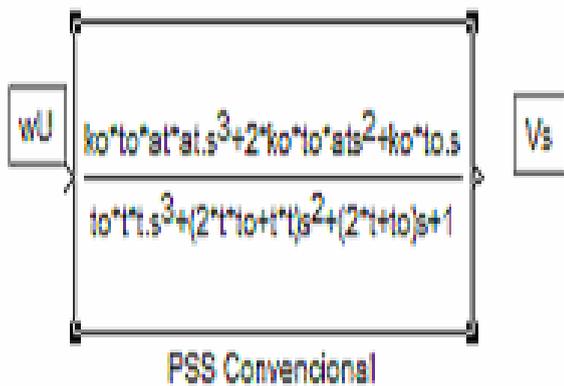
Após a computação de todas as regras é necessário transformar a(s) variável(s) lingüística(s) em numérica(s) novamente. Isto é realizado em uma etapa chamada defuzificação. Na defuzificação o valor da variável lingüística de saída, inferida pelas regras fuzzy, será traduzido num valor do universo de discurso correspondente. O objetivo é obter um valor numérico que melhor represente a composição das regras ativadas. Existem vários métodos de defuzificação, tipo centróide, por valor máximo e outras técnicas que dependem do tipo de aplicação desejada (Shaw e Simões, 1999).

A inferência é o processo pelo qual se obtém as conclusões ou saídas de um processamento fuzzy. Existem vários tipos de processos de inferência e os mais usados na prática são o max-min ou max-produto.

Existem outros tipos de representações de regras conhecidas como Takagi-Sugeno e relacionais. Em qualquer das representações, a escolha dos conjuntos nebulosos, das funções de pertinência e das regras utilizadas em uma determinada aplicação, são ainda hoje temas de várias pesquisas apresentadas em diversos artigos e livros.

4.4 - Simulações Numéricas

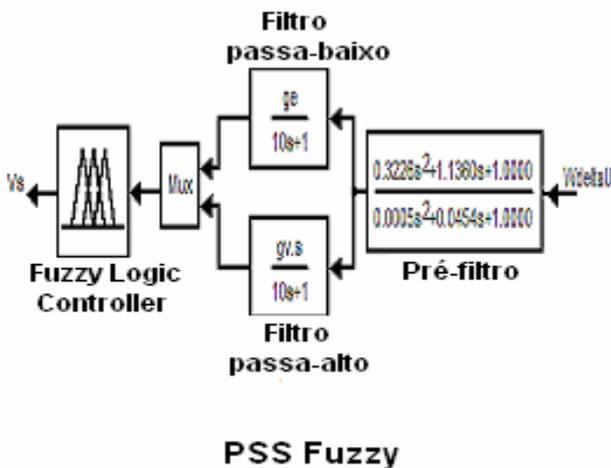
Com o objetivo de avaliar a proposta de um ESP nebuloso com características de avanço ou atraso de fase, serão realizadas algumas simulações. O diagrama de blocos da Fig. 4.4 é o mesmo utilizado no capítulo 3 (Fig. 3.18), onde o módulo ESP Convencional (Fig. 4.3a) foi substituído pelo módulo Compensador Fuzzy (Fig. 4.3b).



Função estabilizante
(Anderson e Fouad, 1993, p. 345)

$$G_s(s) = \frac{3.2262s^3 + 11.36s^2 + 10s}{0.0052s^3 + 0.4545s^2 + 10.0454s + 1}$$

Fig. 4.3a – Módulo ESP Convencional



. Fuzzy Logic Controller é o compensador com Lógica Fuzzy.

. Filtro passa-baixo = $\frac{g_e}{10s + 1}$

. Filtro passa-alto = $\frac{g_v \cdot s}{10s + 1}$

. Pré-filtro = $\frac{0.3226s^2 + 1.1360s + 1.0000}{0.0005s^2 + 0.0454s + 1.0000}$

Fig. 4.3b – Módulo ESP Fuzzy

Para realizar a simulação será empregado um Toolbox do Simulink de controlador fuzzy (*Fuzzy Logic Controller*). Comparações entre os resultados do capítulo 3 com ESP convencional serão realizadas para verificar se o ESP Fuzzy proposto apresenta melhores resultados.

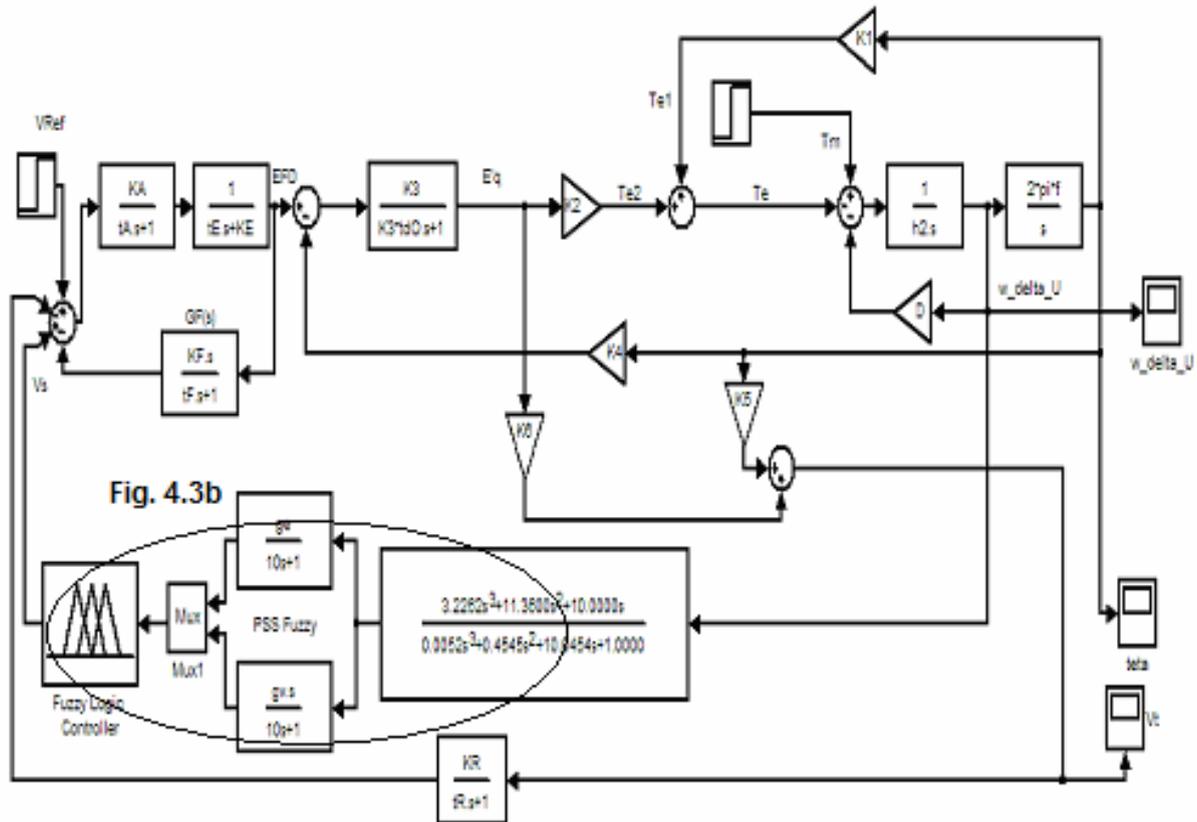


Fig. 4.4 - Diagrama em blocos de um ESP com compensador PSS Fuzzy conforme Fig. 4.3b da página 50

Os parâmetros de simulação estão indicados na Tabela 4, valores típicos de um sistema de excitação, iguais aos do capítulo 3. A entrada V_{ref} é do tipo degrau em 1.0 [pu] em $t = 0$ [s], e a perturbação T_m é do tipo degrau de 0.5 [pu] em $t = 5$ [s]. Os valores ajustados para o compensador fuzzy são: $g_e = 2$; $g_v = 0,1$ (estes fatores ou ganhos de escalonamento são os parâmetros de sintonia do controlador *fuzzy*).

Tabela 4 - Valores para simulação

$t_A=0.05$	$t_E=0.95$	$t_{d0}=5.9$	$t_f=1$	$t_R=0.0$	$h_2 = 4.74$
$K_1=1.4479$	$K_2=1.3174$	$K_3=0.3072$	$K_4=1.8052$	$K_5=0.0294$	$K_6=0.5257$
$K_A=400$	$K_E=-0.17$	$K_F=0.04$	$K_R=1$	$D=2$	$f=60$
$g_e = 2.0$		$g_v = 0.1$	$T_m = 0.5$ [pu] em $t = 5$ [s]		

As entradas e e v (denominadas *level* e *rate* no diagrama do simulador) e saída C (denominada V_s) do módulo *Fuzzy Logic Controller* são mostradas na Fig. 4.5.

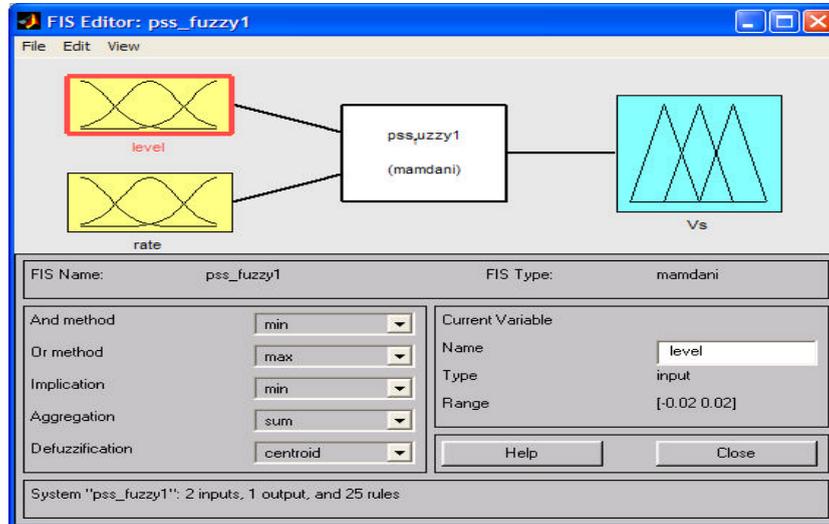


Fig. 4.5 - Definição das entradas e saída do módulo Fuzzy Logic Controller

As funções de pertinência da entrada *level* são mostradas na Fig. 4.6.

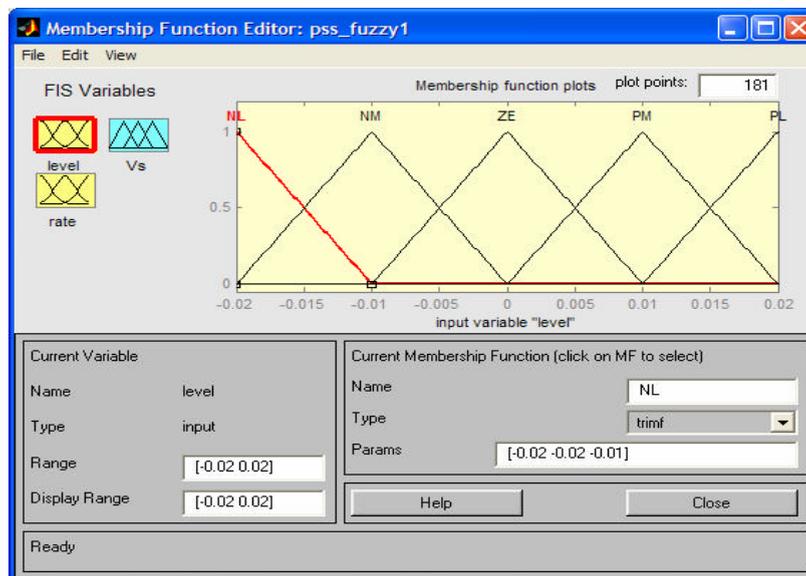


Fig. 4.6 - Funções de pertinência da entrada *level* do módulo *Fuzzy Logic Controller*

As funções de pertinência da entrada *rate* são mostradas na Fig. 4.7.

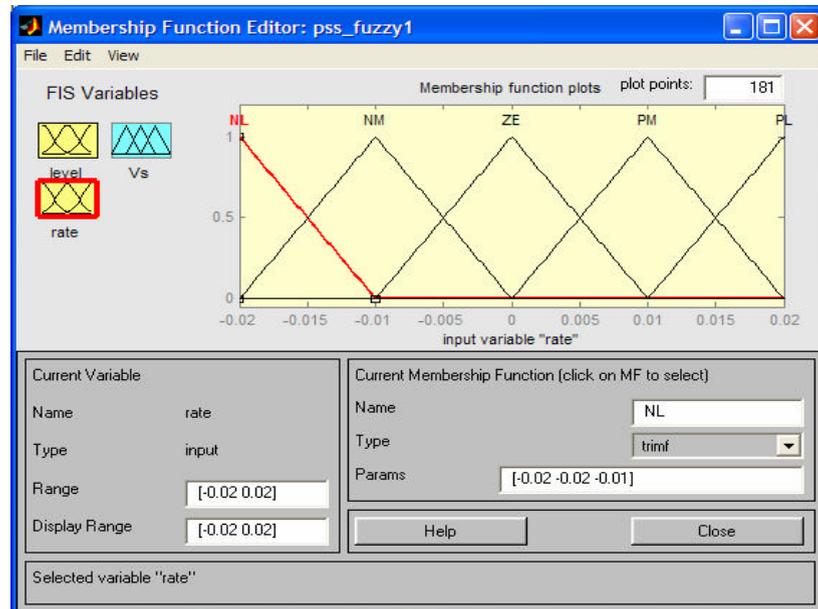


Fig. 4.7 - Funções de pertinência da entrada *rate* do módulo Fuzzy Logic Controller

As funções de pertinência da saída *Vs* estão indicadas na Fig. 4.8.

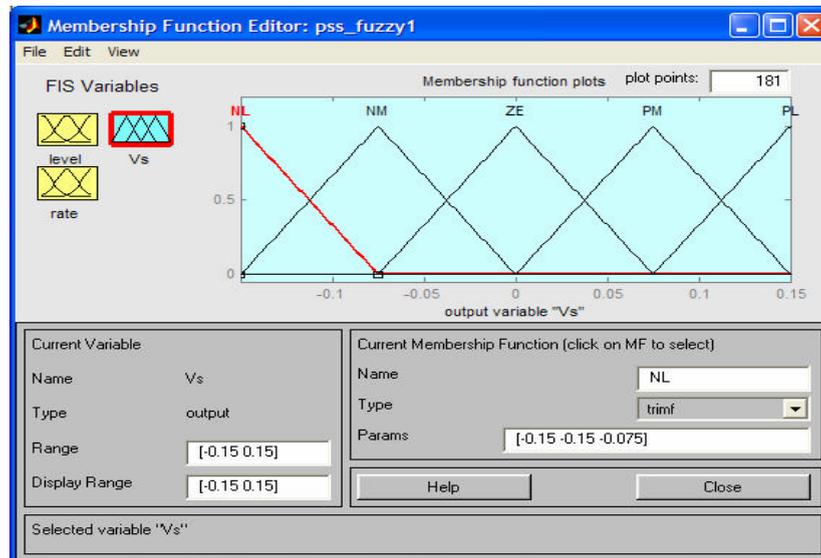


Fig. 4.8 - Funções de pertinência da saída *Vs* do módulo *Fuzzy Logic Controller*

As vinte e cinco regras utilizadas são mostradas nas Figs. 4.9, 4.10 e 4.11 (conforme Tabela 3).

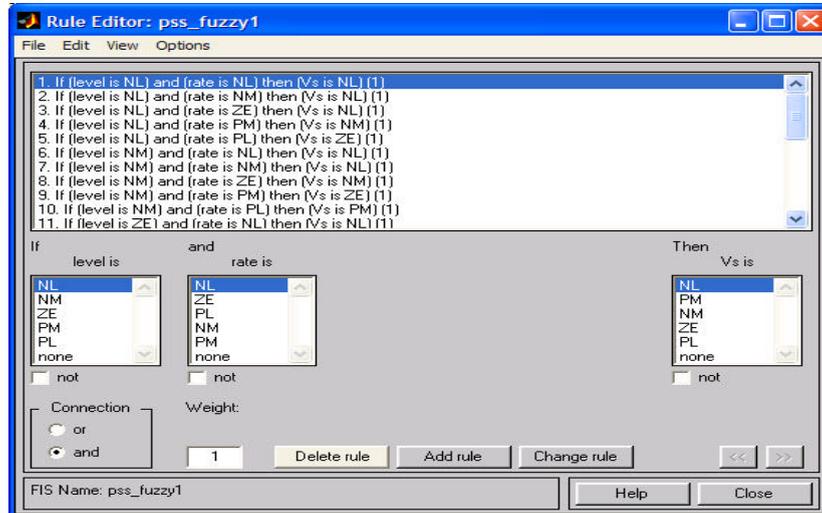


Fig. 4.9 - Regras 1 a 11 utilizadas no módulo *Fuzzy Logic Controller*

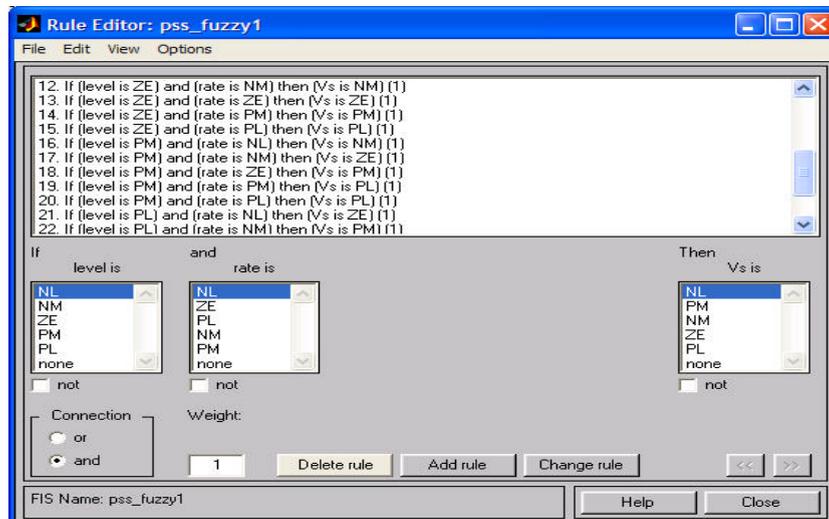


Fig. 4.10 - Regras 12 a 22 utilizadas no módulo *Fuzzy Logic Controller*

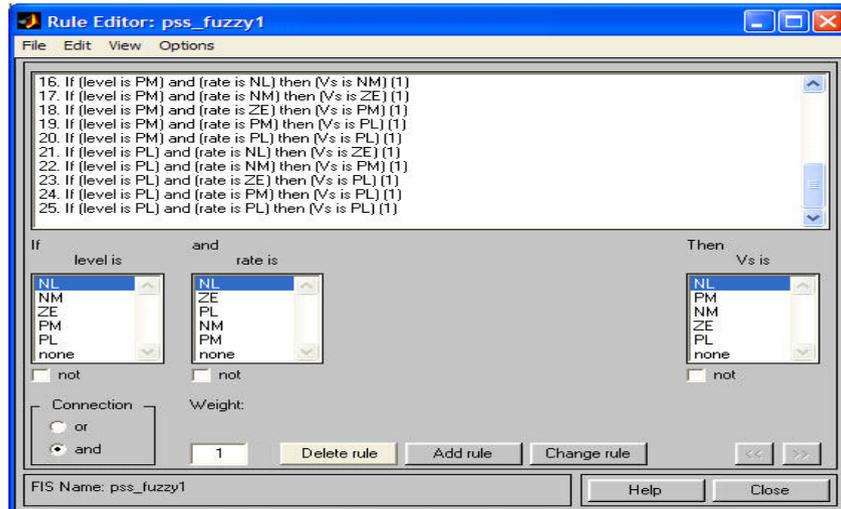


Fig. 4.11 - Regras 23 a 25 utilizadas no módulo *Fuzzy Logic Controller*

As Figs. 4.12 e 4.13 mostram respostas dinâmicas da tensão terminal do gerador (V_t) com carga constante. Pode-se verificar que o máximo pico para o sistema com compensador fuzzy é da ordem de 14.82%, menor que os 16.05% do mesmo sistema com ESP Convencional (simulado no capítulo 3). O tempo de resposta do sistema com ESP Fuzzy também é um pouco mais rápido.

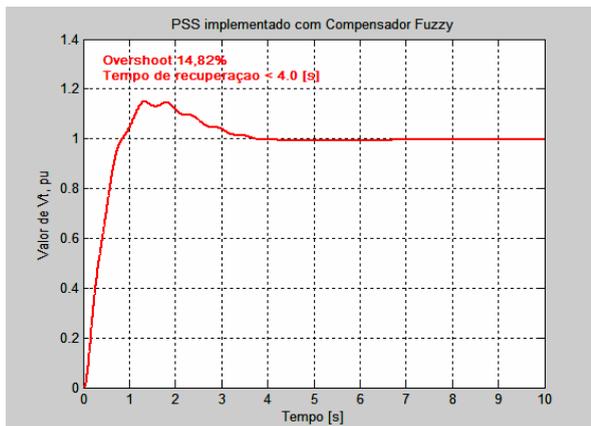


Fig. 4.12 - Resposta da tensão terminal do gerador com ESP Fuzzy sem perturbação de carga

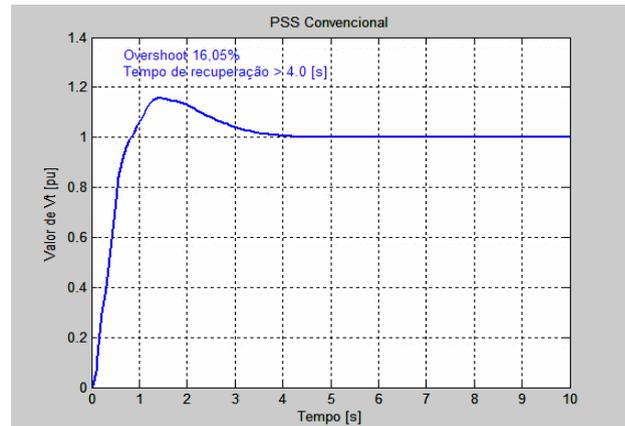


Fig. 4.13 - Resposta da tensão terminal do gerador com ESP Convencional sem perturbação de carga

Analisando as respostas do gerador (agora com variação de carga), verifica-se para o sistema com compensador fuzzy (Fig. 4.14), que a rejeição à perturbação de carga

na tensão terminal do gerador (V_t) foi melhor que a do sistema com ESP clássico (Fig. 4.15). O objetivo principal foi atenuar as variações de amplitude de V_t do que diminuir o tempo de acomodação.

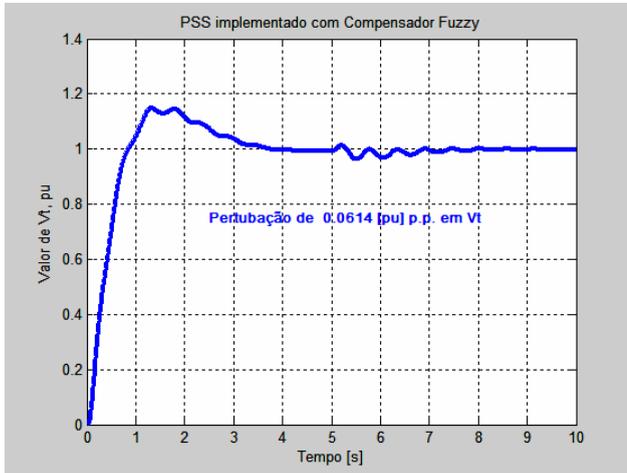


Fig. 4.14 - Resposta da tensão terminal (V_t) com ESP Fuzzy na presença de perturbação de carga T_m

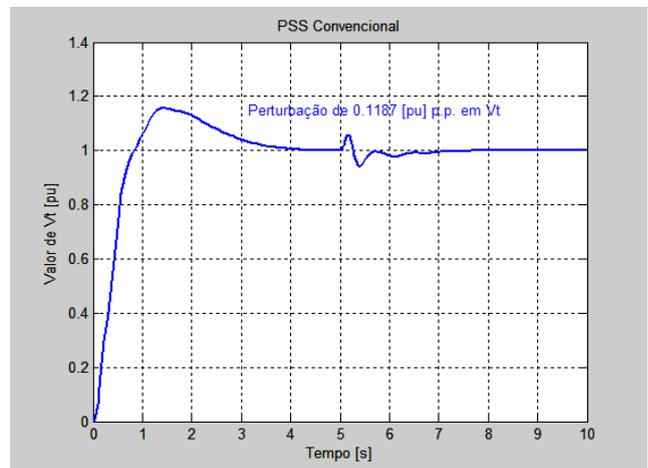


Fig. 4.15 - Resposta da tensão terminal (V_t) com ESP Convencional na presença de perturbação de carga T_m

As Fig. 4.16 e 4.17 ilustram o comportamento do ângulo de carga do sistema com ESP Fuzzy e ESP Convencional.

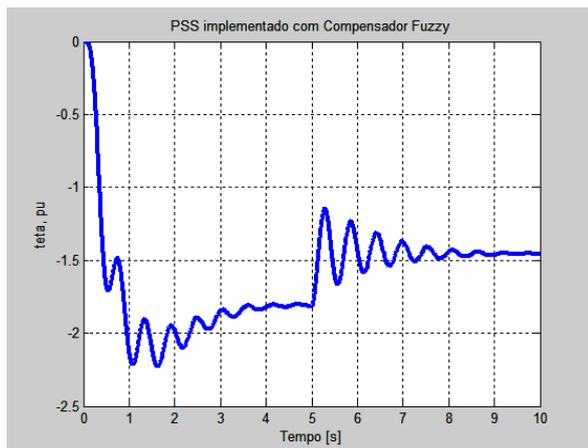


Fig. 4.16 - Resposta do ângulo (δ) do sistema com ESP Fuzzy e perturbação de carga T_m

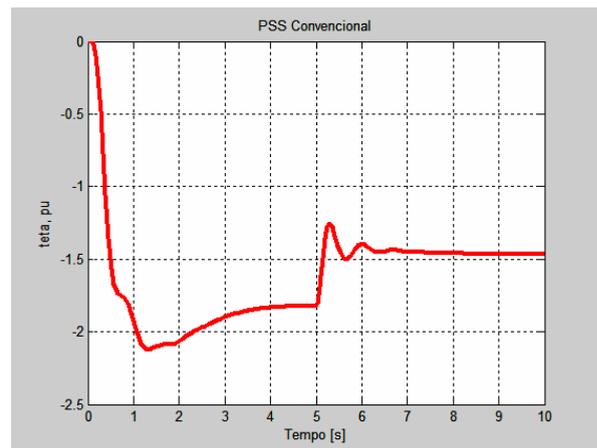


Fig. 4.17 - Resposta do ângulo (δ) do sistema com ESP Convencional e perturbação de carga T_m

As Fig. 4.18 e 4.19 ilustram o comportamento da variação da freqüência do gerador com ESP Fuzzy e ESP Convencional.

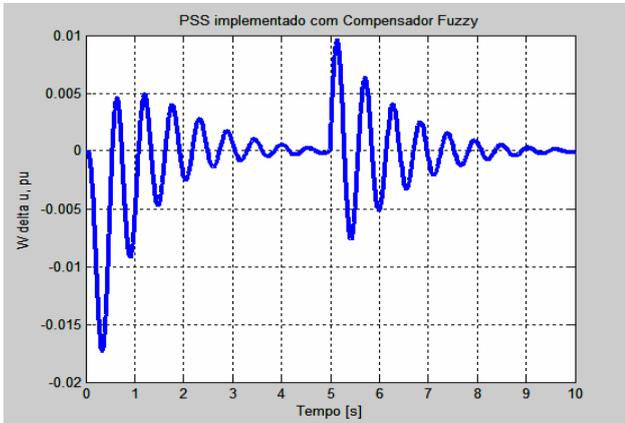


Fig. 4.18 - Resposta da variação de rotação($\Delta \omega$) do gerador com ESP Fuzzy e perturbação de carga

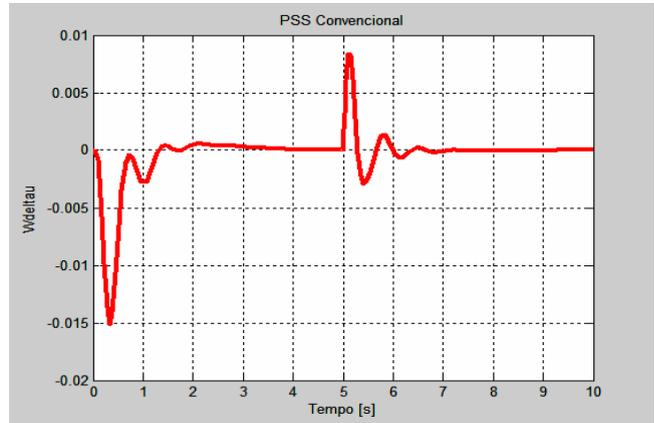


Fig. 4.19 - Resposta da variação de rotação($\Delta \omega$) do gerador com ESP Convencional e perturbação de carga

Os resultados das simulações deste capítulo mostram o potencial da utilização de controladores nebulosos em sistemas elétricos de potência. No próximo capítulo serão realizados ensaios experimentais visando a comprovação prática dos resultados obtidos através das simulações numéricas.

Os tempos de acomodação podem ser melhorados nas Figs 4.14, 4.16 e 4.18 modificando os fatores ou ganhos de escalonamento g_e e g_v que são os parâmetros de sintonia do controlador *fuzzy*, assim como as funções de pertinência (Fig. 4.2), as regras fuzzy e o pré-filtro das entradas do compensador nebuloso.

CAPÍTULO 5 – IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UM ESP FUZZY TIPO LEAD/LAG

5.1 - Introdução

Neste capítulo será mostrada a implementação de uma bancada experimental para testar os conceitos apresentados neste trabalho. A bancada é composta de: gerador síncrono; motor de corrente contínua para acionamento mecânico; transdutores; condicionadores de sinais; *drivers* de potência; sistema de aquisição de dados, compensadores digitais, etc. Esta bancada servirá para validar o ESP Fuzzy proposto.

A instrumentação utilizada, modelagem, identificação de parâmetros, procedimentos de cálculo dos ganhos dos compensadores, implementações práticas, ensaios experimentais, comparações e análises de resultados serão detalhadas neste capítulo.

5.2 - Estrutura da Bancada de Ensaio

Para comprovar o desempenho do ESP Fuzzy foi montada uma bancada de ensaio conforme ilustrado nas fotos da Fig. 5.1.

Esta bancada é composta das seguintes partes: um gerador de tensão trifásico a ser controlado, uma máquina de corrente contínua (CC) acionando o gerador (representando uma turbina), um transformador (trafo) de potência, cargas (lâmpadas e indutâncias), um comutador (manual) para variar as cargas, um transdutor de tensão, uma ponte trifásica tiristorizada para gerar corrente de excitação do campo do gerador e uma outra ponte controlada para acionar o motor CC. A Fig. 5.2 traz a estrutura básica do sistema onde as cargas utilizadas são lâmpadas e reatâncias indutivas.

A utilização de microcomputadores pessoais e sistemas de aquisição de dados para o desenvolvimento de protótipos de sistemas de controle tem sido uma prática usual,

principalmente devido ao custo baixo destes equipamentos e pelos recursos gráficos e de software normalmente disponíveis.

Um microcomputador para este contexto deve ser capaz de medir e registrar grandezas analógicas e/ou digitais, e atuar sobre o processo controlado em tempo real em função dos valores obtidos. Os conversores analógico-digitais (A/D) e digital-analógicos (D/A) de uma placa de aquisição de dados realizam a interface da instrumentação da bancada com o microcomputador. Os conversores A/D e D/A têm faixas de 0 a ± 5 e 0 a 10 [Vdc] respectivamente, resolução de 12 bits e taxa de amostragem de até 0.1 [ms] ou 10kHz. Foi empregada uma placa de aquisição modelo PCL-711 (Anexo III) da Advantech conectada em um *slot* ISA do microcomputador.

A foto da Fig. 5.1(a) apresenta uma vista geral da bancada. Na Fig. 5.1(b) são mostradas as máquinas elétricas utilizadas (gerador síncrono à esquerda e motor de corrente contínua à direita), que estão acopladas eixo a eixo. Nesta mesma fotografia, observando mais à frente, temos da esquerda para a direita os respectivos equipamentos: o transformador de potência, um amperímetro e os reostatos de armadura e do campo da máquina de corrente contínua.

O motor CC pode ter sua velocidade controlada manualmente ou automaticamente através de uma malha de controle de velocidade exclusiva. Na foto da Fig. 5.1(c) tem-se o circuito de disparo tiristorizado ligado à ponte retificadora, e ainda o circuito condicionador da tensão gerada, alguns multímetros, o conector da placa de aquisição de dados e o microcomputador. Por fim, em 5.1(d) são mostrados o microcomputador e um osciloscópio digital.

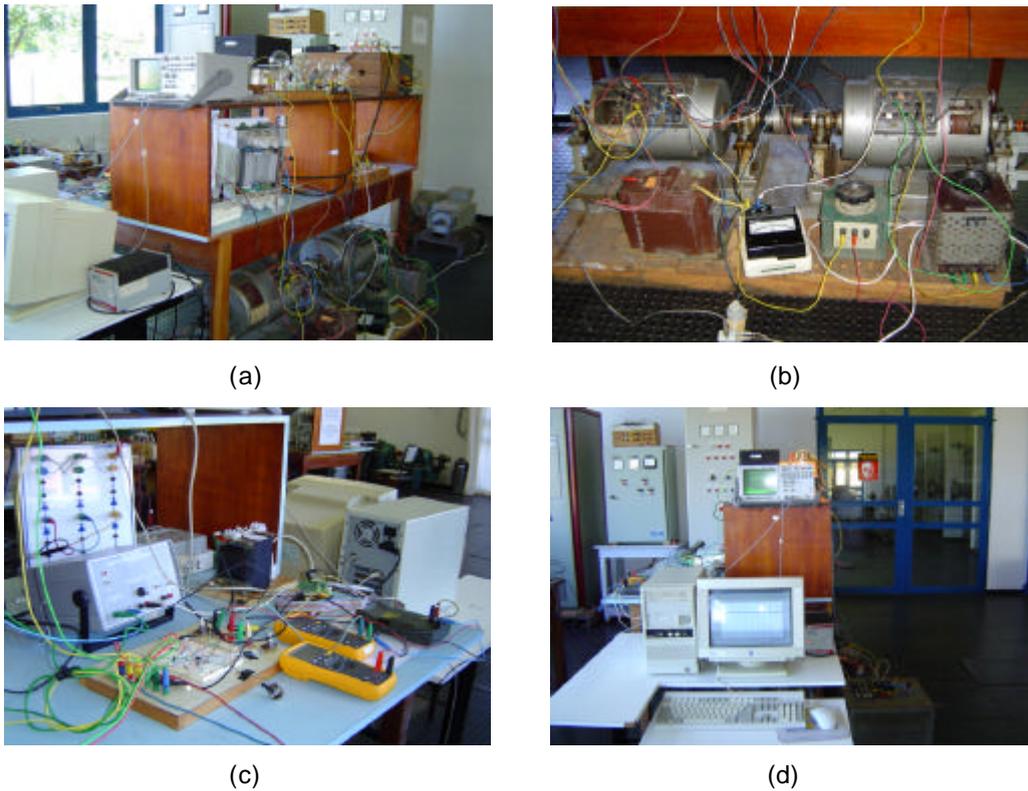


Fig. 5.1 - Fotografias da bancada de ensaio

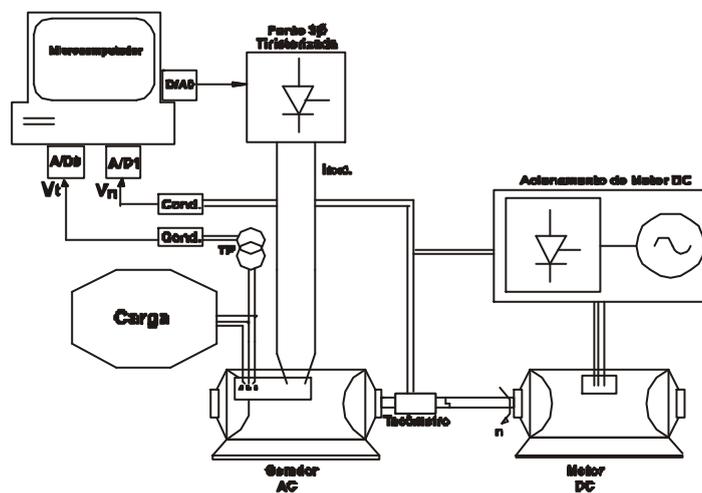


Fig. 5.2 - Estrutura básica da bancada experimental

O gerador utilizado nos ensaios é uma máquina síncrona com excitação independente, com os dados do fabricante indicados na Fig. 5.3. Será usado também um segundo gerador síncrono (com as mesmas características descritas) com a finalidade de

realizar testes de operação conjunta do ESP proposto, efetuando-se o paralelismo entre os geradores.

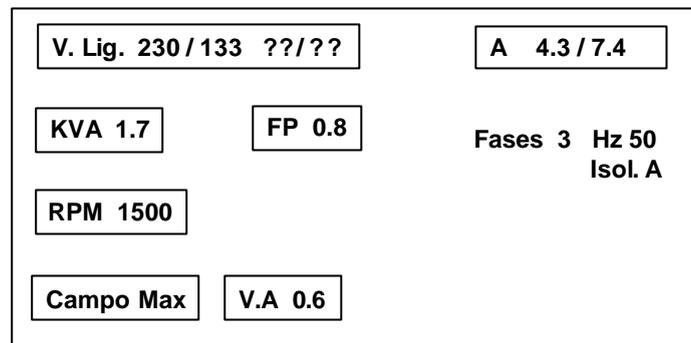


Fig. 5.3 - Dados de placa do gerador síncrono

A ponte trifásica retificadora é formada por um conjunto de seis tiristores, equipada com um circuito de gatilhamento. O circuito de disparo é comandado através do sinal enviado pelo canal D/A0 da placa de aquisição. O sinal proporcional à tensão gerada é lido pelo canal A/D0, e o sinal proporcional a informação de rotação é lido pelo canal A/D1 do sistema de aquisição de dados. A Fig. 5.4 ilustra com detalhes toda a instrumentação da bancada de ensaio. O osciloscópio digital é utilizado para registrar a grandeza controlada de forma independente da placa de aquisição de dados.

Os algoritmos de controle a serem testados são implementados por software no microcomputador. O armazenamento das grandezas de controle pelo computador permite a elaboração de gráficos detalhados que serão usados para análises e visualizações de resultados.

Serão simulados e testados experimentalmente algoritmos de controle com funções de avanço/atraso de fase (*lead/lag*) convencionais e um compensador fuzzy. Os resultados obtidos com as diferentes estratégias de controle serão comparados entre si.

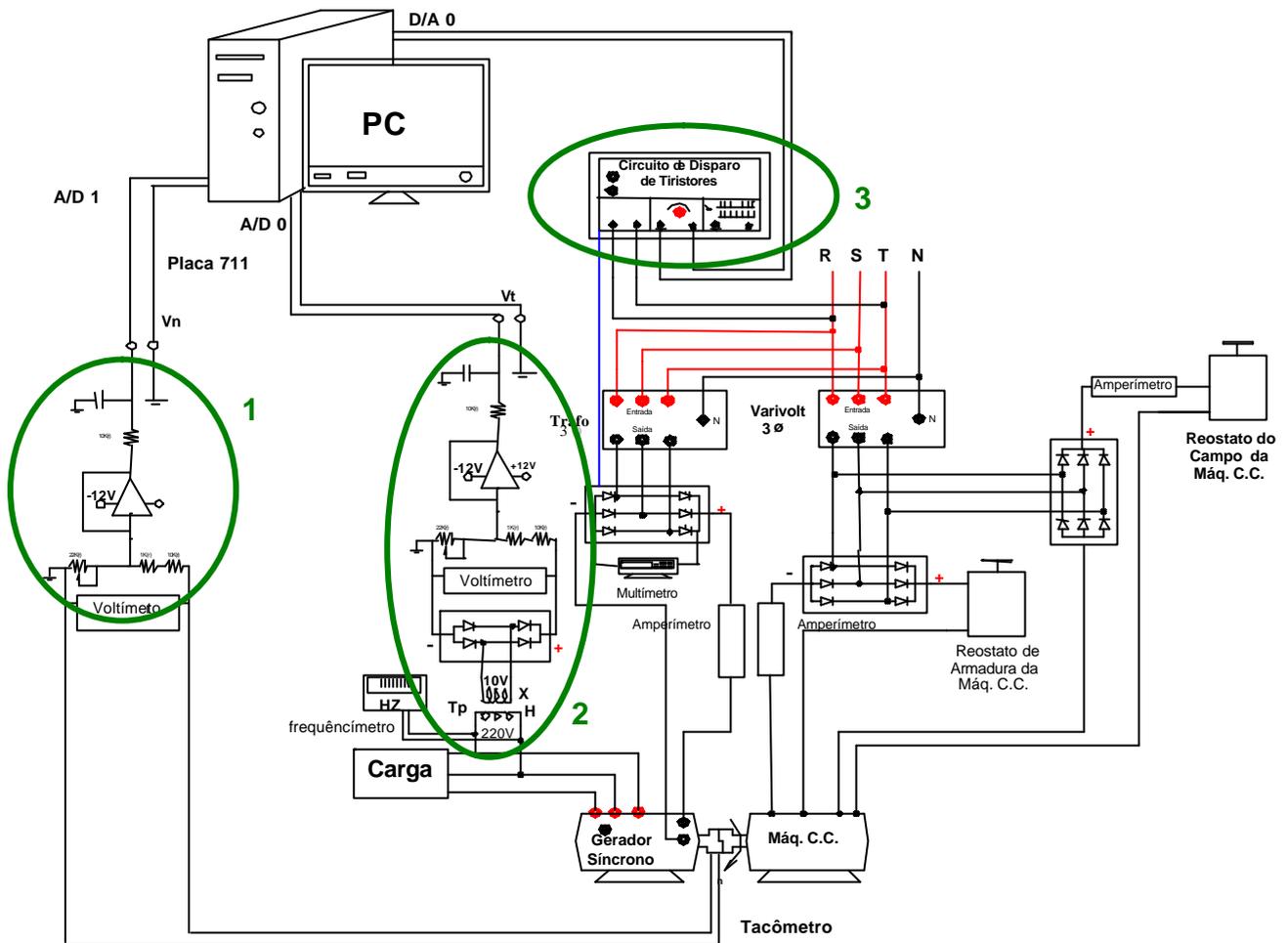


Fig. 5.4 - Representação detalhada da instrumentação da bancada

O bloco 1 é o circuito condicionador do transdutor de rotação, um atenuador de tensão produzida pelo tacômetro fixado no eixo de acoplamento do Gerador Síncrono e da Máquina de Corrente Contínua. O circuito de filtro formado por um resistor de $10\text{K}\Omega$ e um capacitor de $0.1\ \mu\text{F}$ é utilizado para filtrar eventuais ruídos. Após a filtragem o sinal é entregue ao canal 1 do conversor A/D da placa de aquisição de dados.

O bloco 2 é o circuito condicionador da tensão V_t gerada, cujo sinal é isolado por um trafo (T_p), retificado por uma ponte de quatro diodos, atenuado e filtrado. O circuito de filtro é formado por um resistor de $10\text{K}\Omega$ e um capacitor de $0.1\ \mu\text{F}$. Após a filtragem o sinal é entregue ao canal 0 do conversor A/D da placa de aquisição de dados.

O bloco 3 é o circuito de disparo dos fristores, e é ativado pelo canal 0 do conversor D/A da placa de aquisição de dados, após o seu processamento nos programas de controle. Este dispositivo de disparo entrega à ponte tiristorizada os pulsos de gatilhamento necessários para controlar a corrente de excitação da máquina síncrona funcionando como Gerador Síncrono.

Inicialmente foram realizados ensaios básicos para determinar algumas características do sistema. Com o auxílio de multímetros digitais de 4 1/2 dígitos foram realizadas algumas medidas da tensão gerada ao variar-se a corrente de excitação da máquina síncrona, conforme a Tabela 5, mantendo a velocidade síncrona constante. O gráfico da Fig. 5.5 mostra a curva de magnetização do gerador indicando uma não linearidade inerente ao sistema.

Tabela 5 - Dados da curva de magnetização do gerador

I_{exc.} [A]	V_{ger. ff} [v]
1.5	52.0
2.0	88.0
2.5	118.0
3.0	143.0
3.5	166.0
4.0	189.0
4.5	208.0
5.0	227.0
5.1	230.0
5.5	244.0

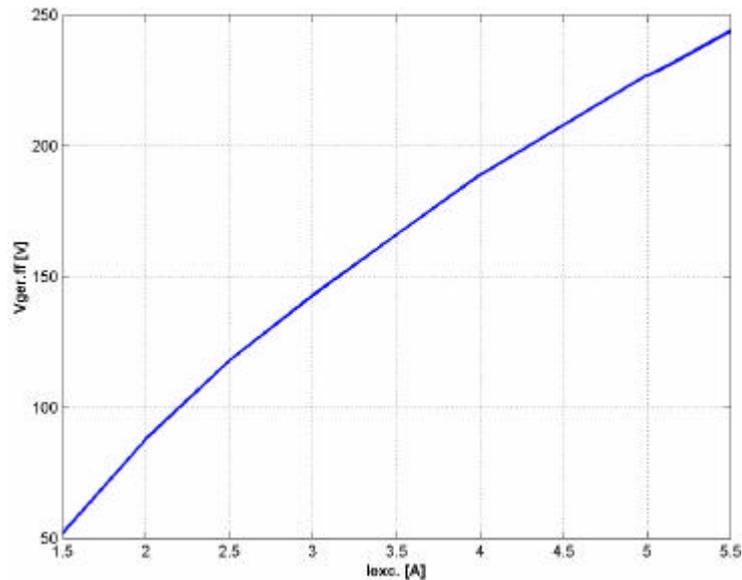


Fig. 5.5 - Curva de magnetização

Outro aspecto interessante a ser mostrado é a curva do transdutor da tensão gerada (Fig. 5.6). O transdutor é composto por um transformador de medição e um circuito condicionador de sinais (retificador de sinais e filtro-passa-baixa). Esta curva mostra uma relação linear entre a tensão gerada na máquina síncrona e o respectivo sinal do transdutor (os dados estão disponíveis na Tabela 6). As medidas também foram efetuadas com auxílio de multímetros digitais. O tacômetro (e condicionador) utilizado na medição de rotação do gerador também apresenta resposta bem linear.

Tabela 6 - Dados da curva do transdutor

Vger.ff [v]	Vt [v]
42	0.366
90	0.97
115	1.289
156	1.807
185	2.18
211	2.525
219	2.634

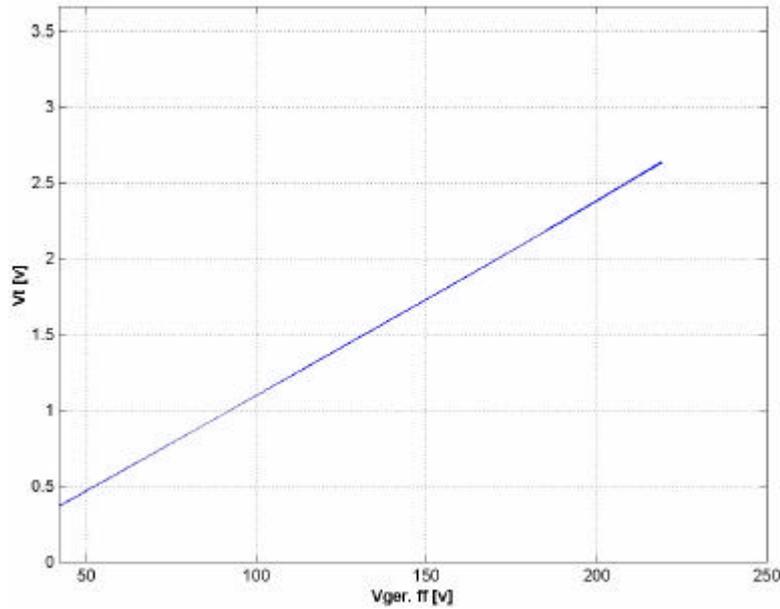


Fig. 5.6 - Curva do transdutor

5.3 - Linearização do Conjunto Circuito de Disparo e Ponte Tiristorizada

Deseja-se uma relação linear entre o sinal de controle (u) proveniente do canal D/A0 que comanda o circuito de disparo, e a tensão retificada de excitação (V_{exc}) trifásica proveniente da ponte de onda completa, ou seja:

$$V_{exc} = 1,35 * V_{ff} * \left(\frac{u}{5}\right) \quad (5.1)$$

Para cada intensidade de u tem-se uma tensão V_{exc} associada:

$$\begin{aligned} u = 0.0 & \rightarrow V_{exc} = 0 \\ u = 2.5 & \rightarrow V_{exc} = \text{Max}/2 \\ u = 5.0 & \rightarrow V_{exc} = \text{Max} \end{aligned} \quad (5.2)$$

O retificador é expresso por (5.3) e o circuito de disparo por (5.4), onde V_c é o sinal de comando do mesmo, e α é o ângulo de disparo da ponte retificadora controlada.

$$V_{exc} = 1,35 * V_{ff} * \cos a \quad (5.3)$$

$$a = 180^0 \left(1 - \frac{V_c}{10}\right) \quad (5.4)$$

De (5.1) e (5.3) vem:

$$\frac{u}{5} = \cos a \quad (5.5)$$

Substituindo (5.4) em (5.5), tem-se:

$$\frac{u}{5} = \cos\left(180^0 \left(1 - \frac{V_c}{10}\right)\right) \quad (5.6)$$

Isolando V_c de (5.6), obtém-se:

$$V_c = 10 \left(1 - \left(\cos\left(\frac{u}{5}\right)\right) / 180^0\right) \quad (5.7)$$

Ou seja, a relação resultante entre as variáveis u e V_{exc} é linear, exemplificando:

$$\begin{aligned} u = 0.0 &\rightarrow V_c = 5.0 \rightarrow a = 90^0 \rightarrow V_{exc} = 0 \\ u = 2.5 &\rightarrow V_c = 6.67 \rightarrow a = 60^0 \rightarrow V_{exc} = \text{Max}/2 \\ u = 5.0 &\rightarrow V_c = 10.0 \rightarrow a = 0^0 \rightarrow V_{exc} = \text{Max} \end{aligned} \quad (5.8)$$

A equação (5.7) pode ser representada em diagramas de blocos conforme ilustrado na Fig. 5.7, e é facilmente implementada por software visando obter-se uma relação linear entre o sinal de comando (u) e a tensão de excitação (V_{exc}).

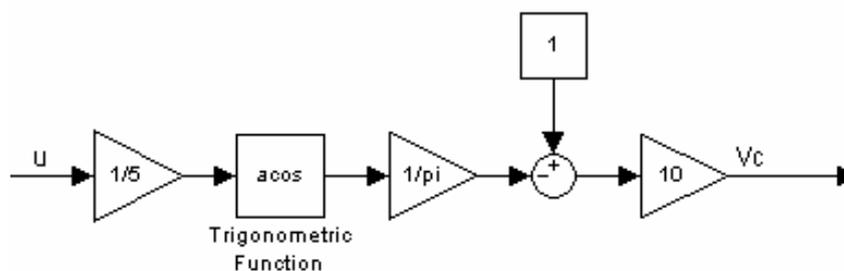


Fig. 5.7 - Diagrama de blocos de (5.7)

5.4 - Identificação do Modelo do Sistema Experimental

Para simular o processo da bancada e calcular os parâmetros de sintonia dos compensadores da malha de controle real, é necessário ter-se a função de transferência do sistema. A estrutura simplificada do sistema de regulação de tensão do gerador da bancada experimental é ilustrada na Fig. 5.8. A função $G(s)$ modela o sistema de excitação, gerador e cargas. A função $G_d(s)$ representa a influência de perturbações devido a modificações de carga, que ocasionam variações de frequência ou de rotação no gerador. O bloco $C(s)$ simboliza o compensador da malha de controle de tensão do gerador (AVR).

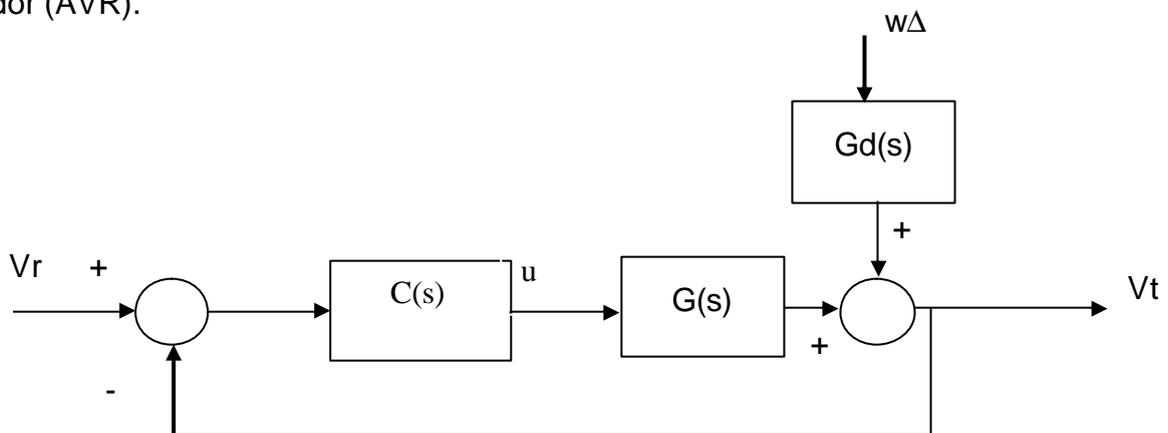


Fig. 5.8 - Estrutura simplificada do sistema de regulação de tensão do gerador

Para identificar as funções $G(s)$ e $G_d(s)$ que modelam o sistema foram empregadas técnicas de identificação de sistemas usando um *toolbox* do *software* Matlab. Através de ensaios foi obtida inicialmente a função $G(s)$ do sistema. Mantendo a rotação, tensão e carga do gerador em valores nominais, altera-se o sinal de comando (u) de excitação do sistema em torno do seu ponto de operação e registra-se (Fig. 5.9) os valores resultantes da tensão terminal (V_t) do gerador em um tempo de amostragem definido (0,001 [s]).

Com os dados obtidos (devem ser retirados os valores de *offset* dos mesmos), calcula-se a função de transferência do sistema usando o método dos mínimos quadrados através de uma função específica do Matlab chamada *arx*, como exemplificado a seguir:

```

v = [Vt(500:900) u(500:900)]; < Enter >
modelo = arx(v,[ 2 2 1]); < Enter >
[Nz,Dz] = th2tf(modelo) < Enter >
[Ns,Ds] = d2cm(Nz,Dz,0.001,'zoh') < Enter >

```

Como o sinal da entrada de comando foi ajustado para excitar o gerador em torno do seu valor nominal de operação, o modelo linearizado obtido é representado por uma função de transferência de segunda ordem dada pela expressão (5.9), incorporando a função do excitador e do gerador.

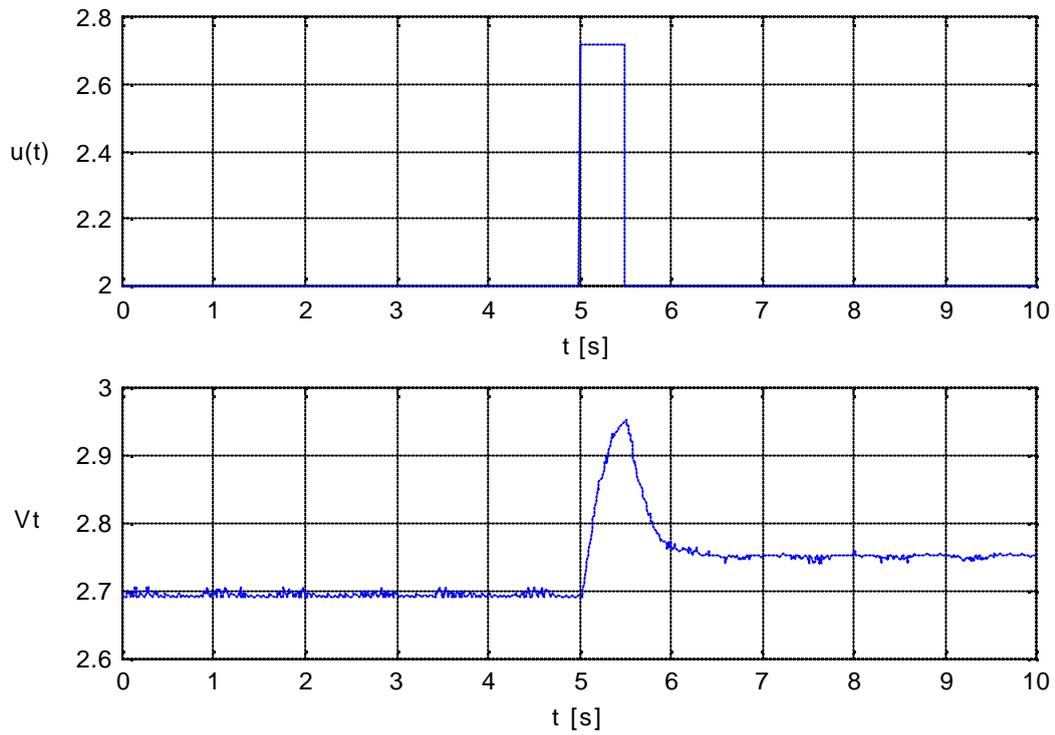
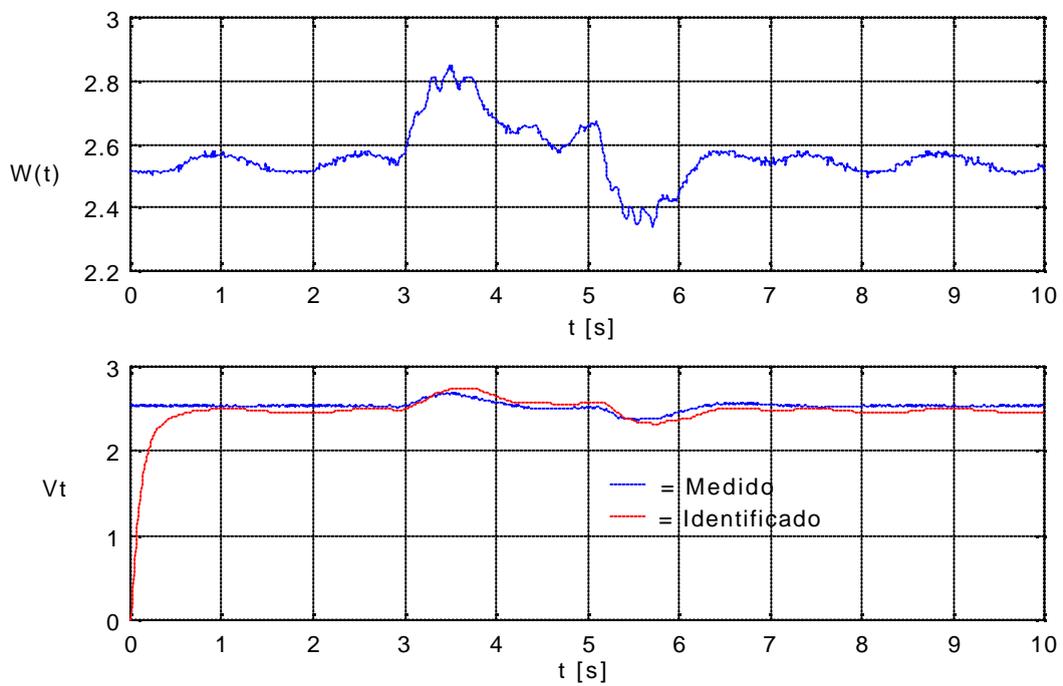
A não linearidade da curva de magnetização do gerador, e os limites de operação da ponte retificadora que alimenta o campo de excitação do mesmo são modeladas por uma função de saturação com limites em +/- 5.

$$G(s) = \frac{2.2526}{0.0006s^2 + 1.7985s + 0.8724} \quad (5.9)$$

De maneira similar é obtida a função $G_d(s)$. Mantendo o sinal de comando (u) de excitação do sistema em torno do seu valor nominal, provoca-se uma variação de carga no sistema e registra-se (Fig. 5.10) os valores resultantes da tensão terminal (V_t) do gerador e da informação da variação de rotação ($W\Delta$) resultante.

Com a tabela de dados obtida calcula-se a função de transferência correspondente, expressa por (5.10), usando os comandos do *toolbox* citado. A curva em vermelho na Fig. 5.10 mostra a resposta simulada da função identificada, nota-se a coerência com a medida (em cor azul).

$$G_d(s) = \frac{9.81}{s + 8.76} \quad (5.10)$$

Fig. 5.9 - Medidas para identificação de $G(s)$ Fig. 5.10 - Medidas para obtenção de $G_d(s)$ e teste de validação da identificação

5.5 - Projeto de um Compensador tipo Lead/Lag para Regulação de Tensão

Neste item serão calculados os parâmetros de um compensador tipo avanço/atraso de fase (*Lead/Lag*), cujo objetivo será compensar o sistema de excitação visando à imposição de determinada característica dinâmica. As especificações desejadas são:

- Margem de fase (MF) de aproximadamente 84° ;
- Frequência de cruzamento de ganho (W_{cg}) em torno de 53 [rad/s];
- Erro em regime permanente de 0,005 (0,5%) para entrada tipo degrau.

Para facilitar os cálculos seja a representação da Fig. 5.11, onde $C(s)$ é a função do compensador, $P(s)$ é a função básica $G(s)$ do processo desconsiderando o efeito da perturbação modelada por $G_d(s)$, e $H(s)$ é a função do transdutor. A variável y é a grandeza controlada, r é a entrada de referência (ou *set point*), e a variável e é o erro da malha de controle. A equação (5.11) modela uma função $C(s)$ *Lead/Lag* básica.

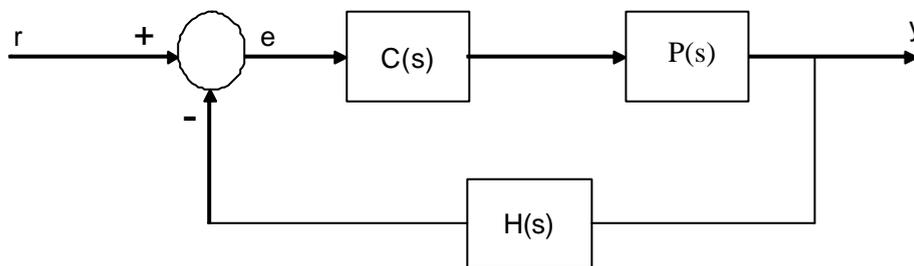


Fig. 5.11 - Diagrama de blocos de uma malha de controle típica

$$C(s)_{\text{Lead/Lag}} = \frac{a_1 s + a_0}{b_1 s + 1} \quad (5.11)$$

Para calcular os parâmetros do compensador serão usadas expressões conhecidas da teoria de controle (Phillips e Harbor, 1996). A expressão que relaciona o erro em regime permanente é dada por (5.12), onde n é o número de pólos na origem da função $P(s)$.

$$s^n * K * P(s)_{s=0} = \frac{1}{e_{ss}} \quad (5.12)$$

De (5.9), fazendo $s = 0$, tem-se:

$$P(s)_{s=0} = \frac{2.2526}{(0.0006)(0)^2 + (1.7985)(0) + 0.8724} = \frac{2.2526}{0.8724} = 2.5821 \quad (5.13)$$

Considerando o erro em regime permanente igual a $e_{ss} = 0.005$ e substituindo (5.13) em (5.12):

$$s^0 * K * 2.5821 = \frac{1}{0.005} \rightarrow K = \frac{(1/0.005)}{2.5821} = 77.46 \quad (5.14)$$

O ângulo q de compensação é dado por:

$$q = -180^\circ + MF - \underbrace{|P(jWcg)H(jWcg)|}_{\text{ângulo}} \quad (5.15)$$

Onde:

$$H(s) = 1 \text{ pu} \rightarrow H(jWcg) = 1$$

Substituindo $jWcg = j 53 \text{ rad/s}$ em (5.9), vem (5.16).

$$P(j53) = \frac{2.2526}{(0.0006)(j53)^2 + (1.7985)(j53) + 0.8724} = 0.0237 \angle -90.5^\circ \quad (5.16)$$

Portanto, substituindo os valores calculados em (5.15), tem-se:

$$q = -5.5^\circ \quad (5.17)$$

As expressões dos parâmetros a_0 , a_1 e b_1 são dadas a seguir:

$$a_0 = K \quad (5.18)$$

$$a_1 = \frac{1 - a_0 |P(jWcg)H(jWcg)| \cos ?}{|P(jWcg)H(jWcg)| \text{sen?} \cdot Wcg} \quad (5.19)$$

$$b_1 = \frac{\cos ? - a_0 |P(jWcg)H(jWcg)|}{\text{sen?} \cdot Wcg} \quad (5.20)$$

Substituindo os valores chega-se aos seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} a_0 &= 77.46 \\ a_1 &= 6.7864 \\ b_1 &= 0.1612 \end{aligned} \quad (5.21)$$

Conseqüentemente, o controlador é dado por:

$$C(s)_{\text{Lead/Lag}} = \frac{a_1 s + a_0}{b_1 s + 1} = \frac{6.7864s + 77.46}{0.1612s + 1} \quad (5.22)$$

Para verificar se as especificações MF e W_{cg} são alcançadas com a função $C(s)$, será obtida a resposta em frequência do sistema compensado (Fig.5.12).

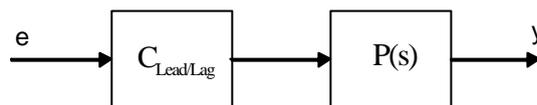


Fig. 5.12 - Diagrama de blocos do sistema compensado

A função de transferência em malha aberta do sistema é dada por:

$$\begin{aligned} FT_{C_{\text{Lead/Lag}},P} &= \frac{(6.7864s + 77.46)}{(0.1612s + 1)} * \frac{2,2526}{(0.0006s^2 + 1.7985s + 0.8724)} = \\ &= \frac{15.29s + 174.49}{0.0001s^3 + 0.2907s^2 + 1.9392s + 0.8724} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Utilizando os comandos do Matlab abaixo se obtém o diagrama de Bode de (5.23), ilustrado na Fig.5.13.

```

num = [15.287 174.4864] << Enter >>
den = [0.0001 0.2907 1.9392 0.8724] << Enter >>
bode(num,den) << Enter >>
  
```

Verificando a Fig.5.13, obtêm-se os valores:

$$MF = 180^{\circ} - 95.18^{\circ} = 84.82^{\circ} \quad e$$

$$W_{cg} = 53.7 \text{ rad/s}$$

Comparando os valores acima com os valores especificados de MF e W_{cg} , conclui-se que as especificações da malha de controle foram razoavelmente atingidas.

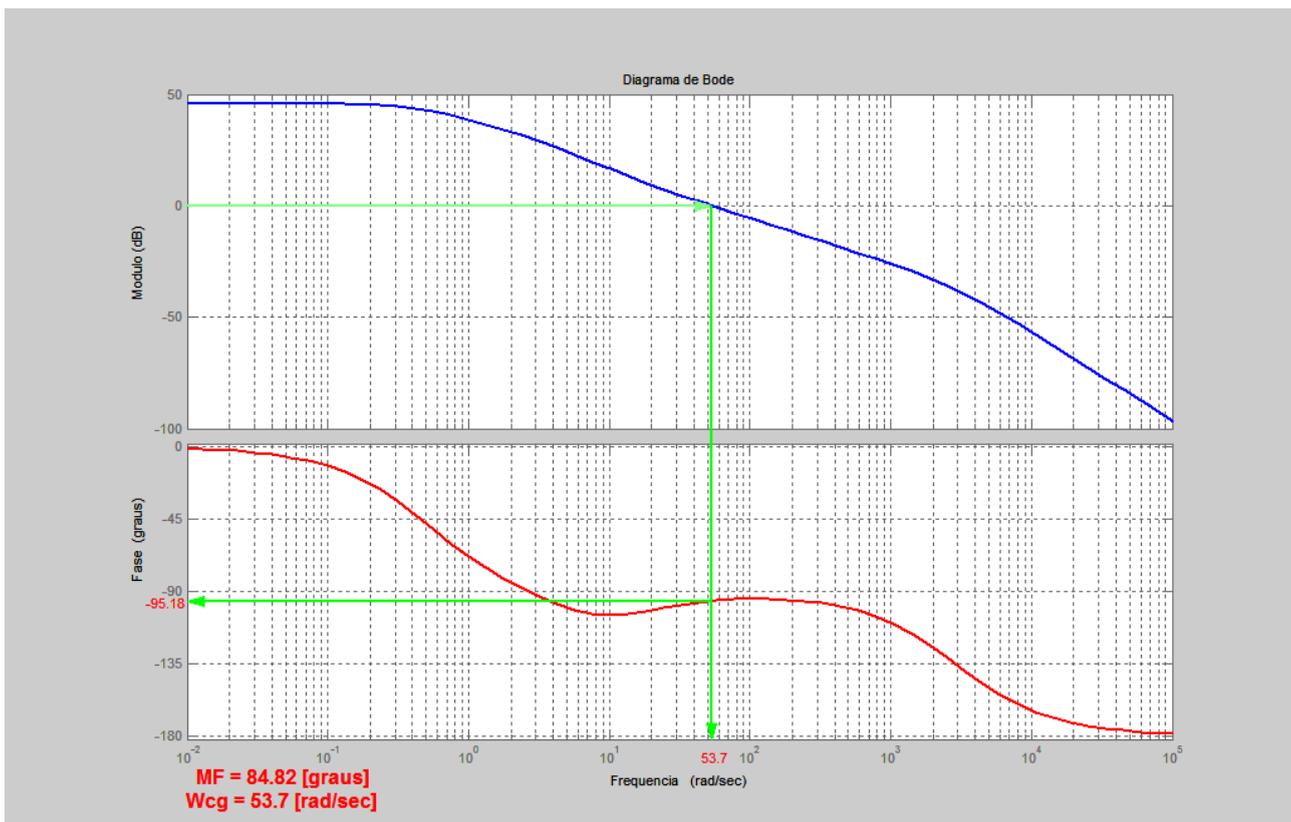


Fig. 5.13 - Resposta em frequência de (5.23)

A simulação no Simulink do Matlab da malha de controle no domínio do tempo é mostrada na Fig.5.14. O bloco de saturação representa a não linearidade da curva de magnetização do gerador e os limites de operação da ponte retificadora que alimenta a excitação do mesmo. Na simulação não foi incorporado o bloco $G_d(s)$, pois foi considerando que o sistema está com carga nominal, não ocorrendo variações na mesma. A finalidade foi simular a resposta temporal do processo, objetivando verificar suas características dinâmicas na regulação de tensão do sistema, como máximo pico e tempo de acomodação. É fácil incorporar e simular a perturbação de carga no sistema, e

neste contexto é possível verificar que a resposta do sistema rejeita bem as variações de carga. Na parte experimental deste trabalho serão apresentados ensaios que ilustrarão esta situação.

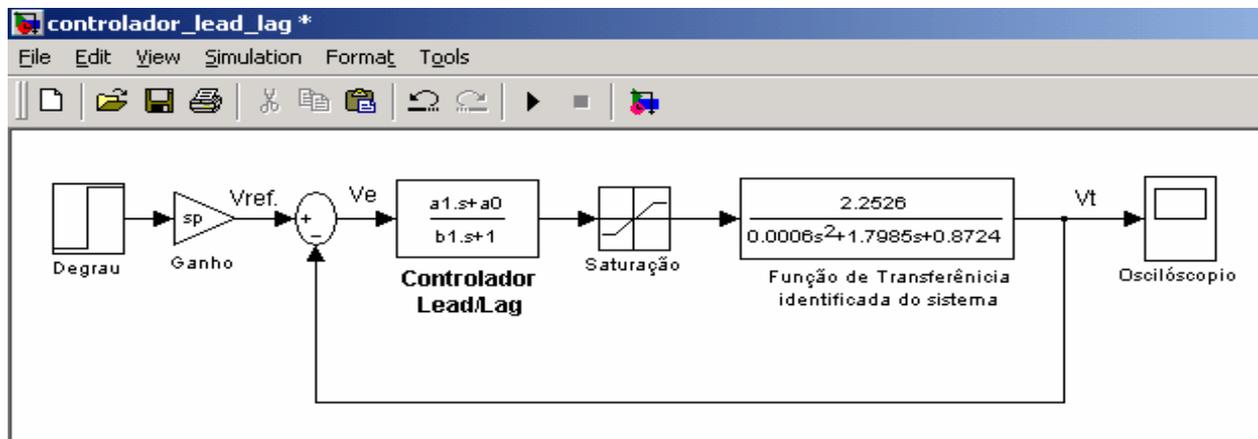


Fig. 5.14 - Simulação da malha de controle com o compensador *Lead/Lag*

A Fig. 5.15 ilustra respostas dinâmicas normalizadas da malha de controle para alguns valores de *set point* (*sp*) ou referência de entrada. Verifica-se que as respostas variam com a intensidade de entrada devido a não linearidade (saturações) do sistema. Os valores de máximo pico estão na faixa de 12 a 15% e os valores de tempo de acomodação ficaram em torno de 0,7 [s]. É conhecido que em sistemas que contenham não linearidades, as respostas da saídas dependem das intensidades das suas entradas.

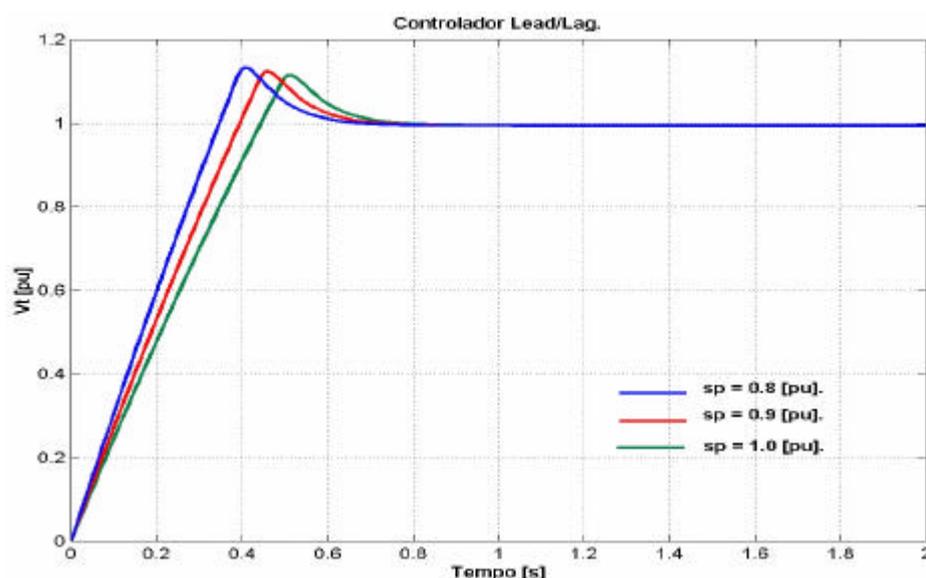


Fig. 5.15 - Simulação do sistema utilizando controlador *Lead/Lag*

5.6 - Ensaios com o Compensador Lead/Lag para Regulação de Tensão

Alguns ensaios reais da malha de controle com um compensador *Lead/Lag* (muito utilizado na prática em regulação de tensão de geradores elétricos), foram realizados usando o Simulink do MatLab através de um *toolbox* de tempo real deste *software*. A Fig. 5.16 ilustra o programa aplicativo desenvolvido. O bloco do controlador está representado pelos parâmetros a_0 , a_1 e b_1 (devidamente calculados no item 5.5). Os blocos *RT In* e *RT Out* simbolizam a entrada e saída analógicas utilizadas, e o bloco *Adapter* define a placa de aquisição de dados empregada. A função de linearização indicada na Fig 5.7 (do circuito de disparo e da ponte retificadora) está incorporada no diagrama. Os blocos de saturação no diagrama limitam os valores práticos da saída analógica da placa de aquisição de dados. O tempo de amostragem utilizado é de 0,001 [s].

A Fig. 5.17 mostra as respostas reais normalizadas da malha de regulação de tensão para valores de referência de entrada (*set point*) em 0.8, 0.9 e 1 [pu], estando o gerador operando isoladamente e com carga nominal. As respostas dinâmicas não são iguais (para diferentes valores de referência), devido a não linearidade da curva de magnetização do gerador e de eventual saturação da ponte retificadora. As respostas estão semelhantes as simuladas na Fig. 5.15, indicando uma sintonia adequada do sistema real. A Fig. 5.18 indica a dinâmica da malha de controle de tensão para o gerador operando a vazio. E a Fig. 5.19 ilustra a dinâmica do sistema com o gerador a meia carga.

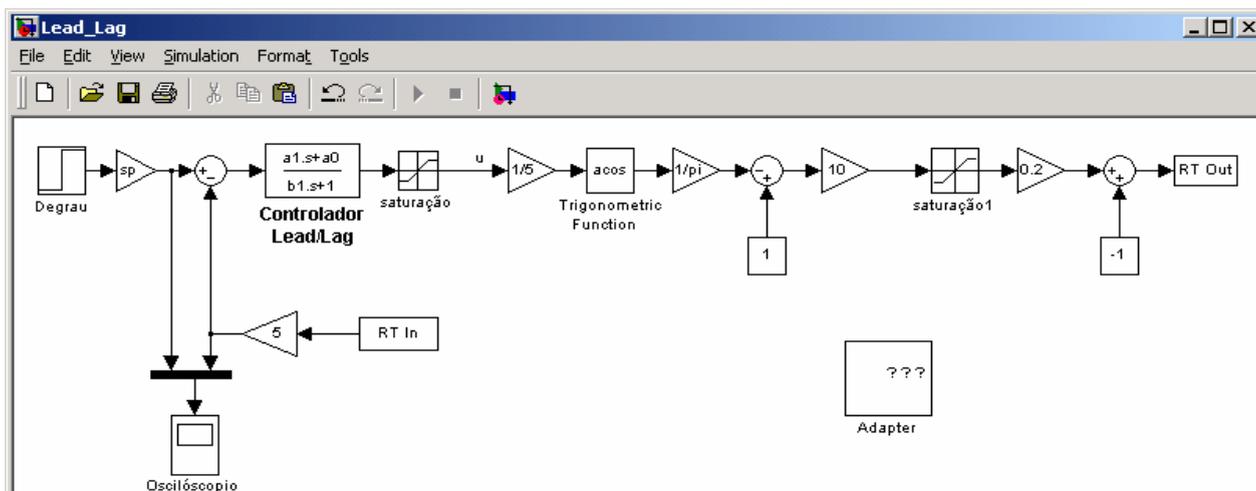


Fig. 5.16 - Implementação real da regulação de tensão do gerador através do Simulink

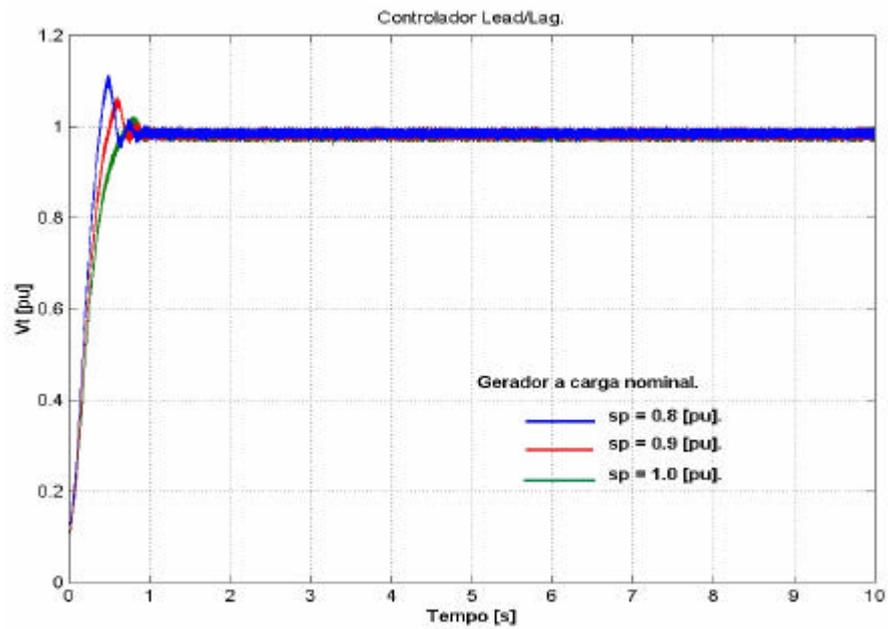


Fig.5.17 - Respostas reais da regulação de tensão com gerador isolado e plena carga

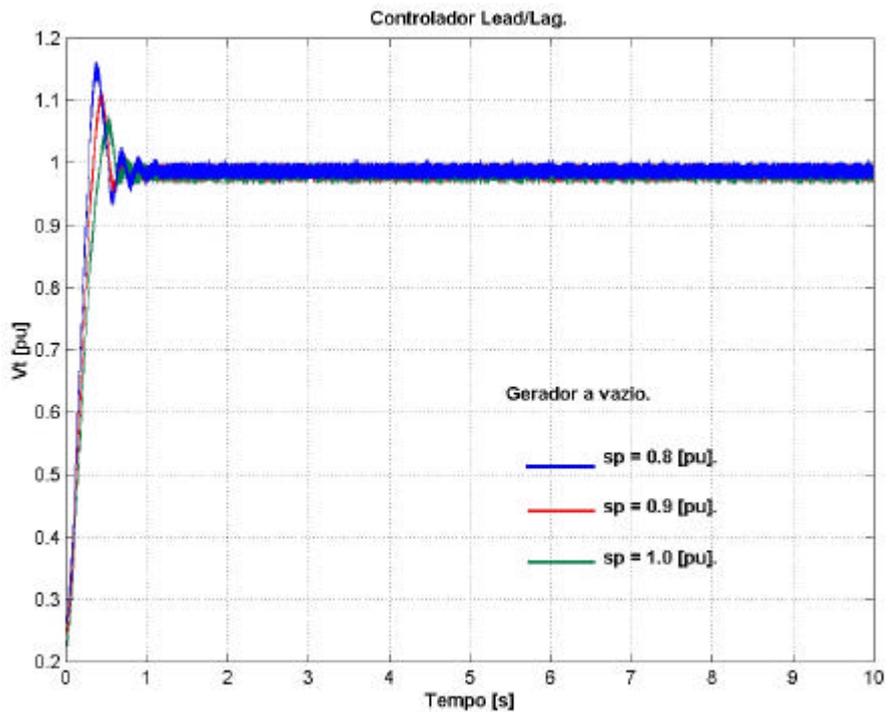


Fig.5.18 - Respostas reais da regulação de tensão com gerador isolado e a vazio

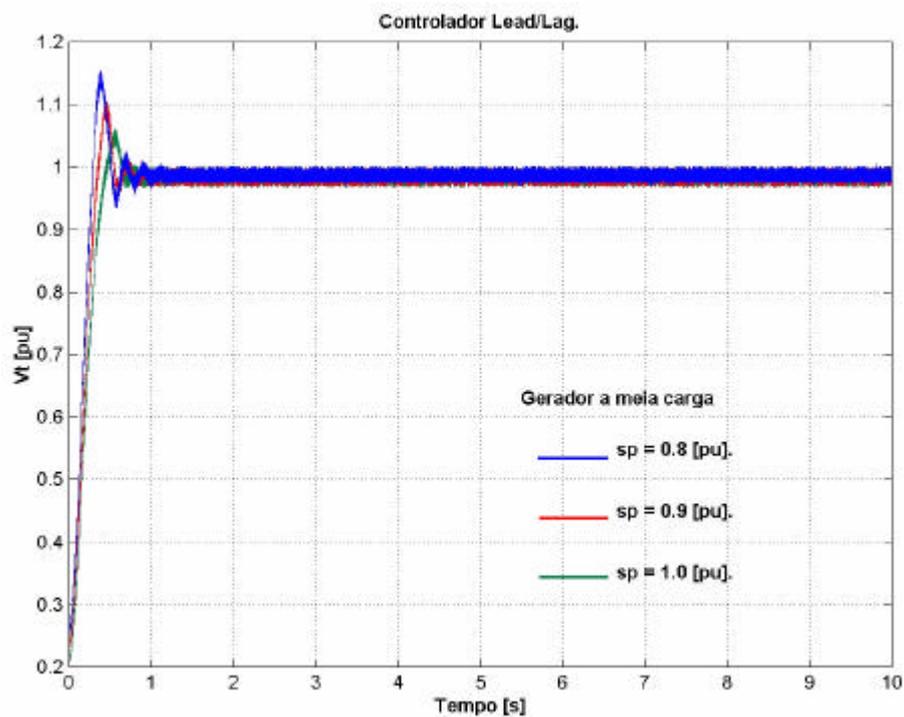


Fig.5.19 - Respostas reais da regulação de tensão com gerador isolado e meia carga

A Fig. 5.20 mostra a resposta do sistema com o gerador operando isoladamente e com carga inicialmente nominal. Após o sistema entrar em regime permanente é efetuada uma variação brusca de carga, uma diminuição de 30% (no instante de 3,5 [s] aproximadamente) e depois a mesma volta a ser nominal (a partir de aproximadamente 4,25 [s] na escala do tempo). É fácil verificar a adequada rejeição a variações de carga do sistema. A Fig. 5.21 apresenta o mesmo ensaio registrado através de um osciloscópio digital ligado ao transdutor da tensão gerada. Ele foi usado para efetuar comparações com os gráficos gerados pelo bloco *Osciloscópio (Scope)* do Simulink. Verifica-se que os formatos dos gráficos são muito semelhantes, mostrando a boa resolução gráfica do Matlab (além das facilidades de edição de cores, tipos de linhas dos gráficos e inserção de textos ou legendas).

Agradecimentos ao colega Leandro Chiavegatto Martins pelo uso das Figs. 5.15 a 5.21 (Martins, 2004) na elaboração do item 5.6 deste texto.

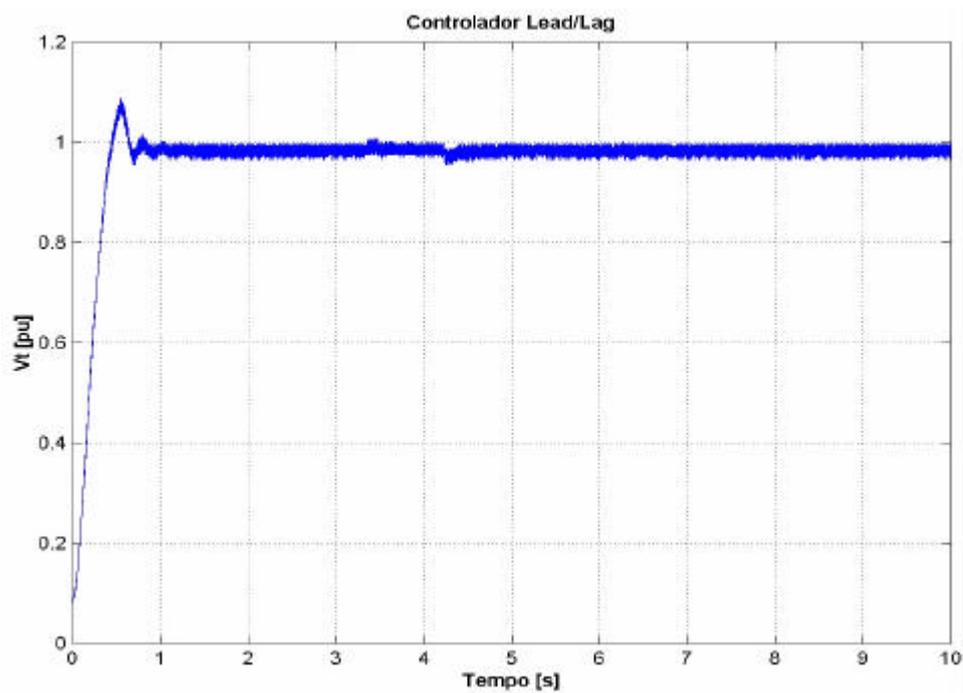


Fig.5.20 - Resposta real da regulação de tensão do sistema com variações de carga

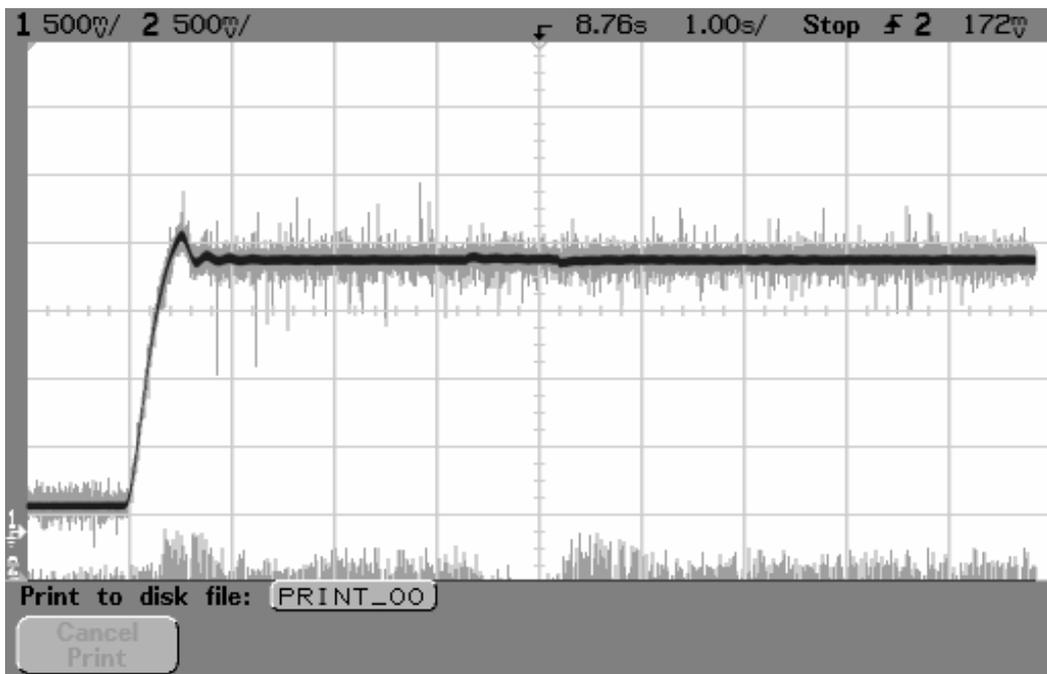


Fig.5.21 - Oscilografia da malha de regulação do gerador com variações de carga

5.6.1 - Ensaio com Paralelismo entre Geradores sem ESP

Objetivando verificar a necessidade do uso de um ESP, serão realizados ensaios utilizando o sistema automático de regulação de tensão (AVR) projetado para o gerador da bancada experimental, e será efetuado o paralelismo com outro gerador com características semelhantes. A Fig. 5.22 ilustra a montagem adicional realizada na bancada experimental. O paralelismo entre os geradores é realizado através de um comutador trifásico que utiliza a técnica de “fogo girante” (Anexo 4) para sinalizar as condições apropriadas de sincronismo para a comutação.

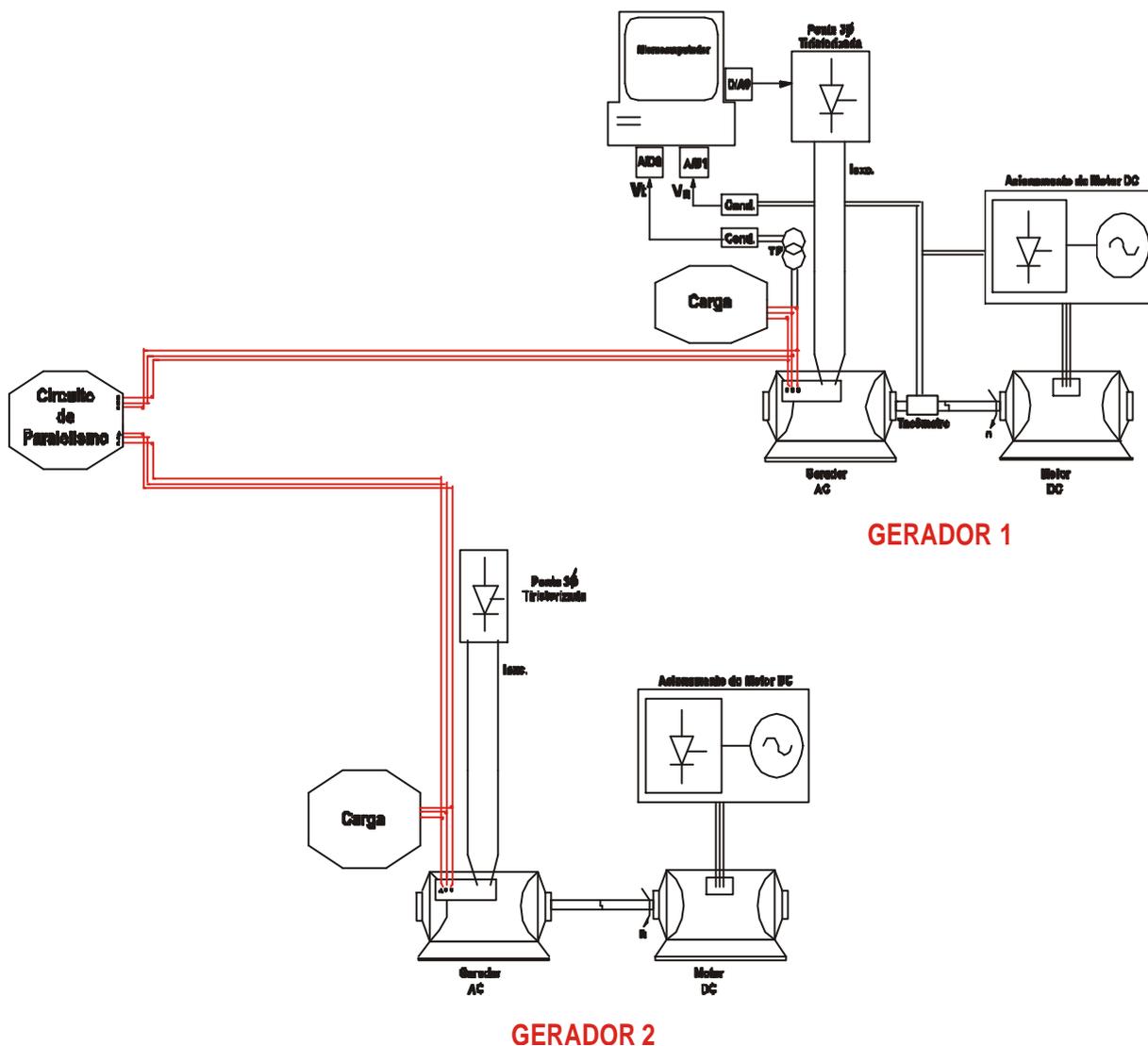


Fig. 5.22 - Estrutura para ensaios com paralelismo entre os geradores

A Fig. 5.23 mostra a resposta do ensaio do sistema com regulação de tensão (mas sem ESP). O gerador 1 parte inicialmente a vazio, o gerador 2 com carga nominal e após ambos apresentarem condições de paralelismo (mesmas tensões, freqüências e fase), é realizado o paralelismo do sistema (ver indicação no gráfico correspondente). Ocorre uma certa oscilação na tensão terminal (V_t) que é amortecida e logo após é efetuada uma variação brusca de carga no gerador 1, adicionando-se carga plena no mesmo. Verifica-se no gráfico do ensaio real que a oscilação, após a variação de carga do sistema, se mantém. Esta condição não é desejada e deve ser minimizada. Para isto é necessário projetar e incluir um sinal estabilizante na malha de controle, através da implementação de um ESP. Isto será realizado no próximo item deste capítulo.

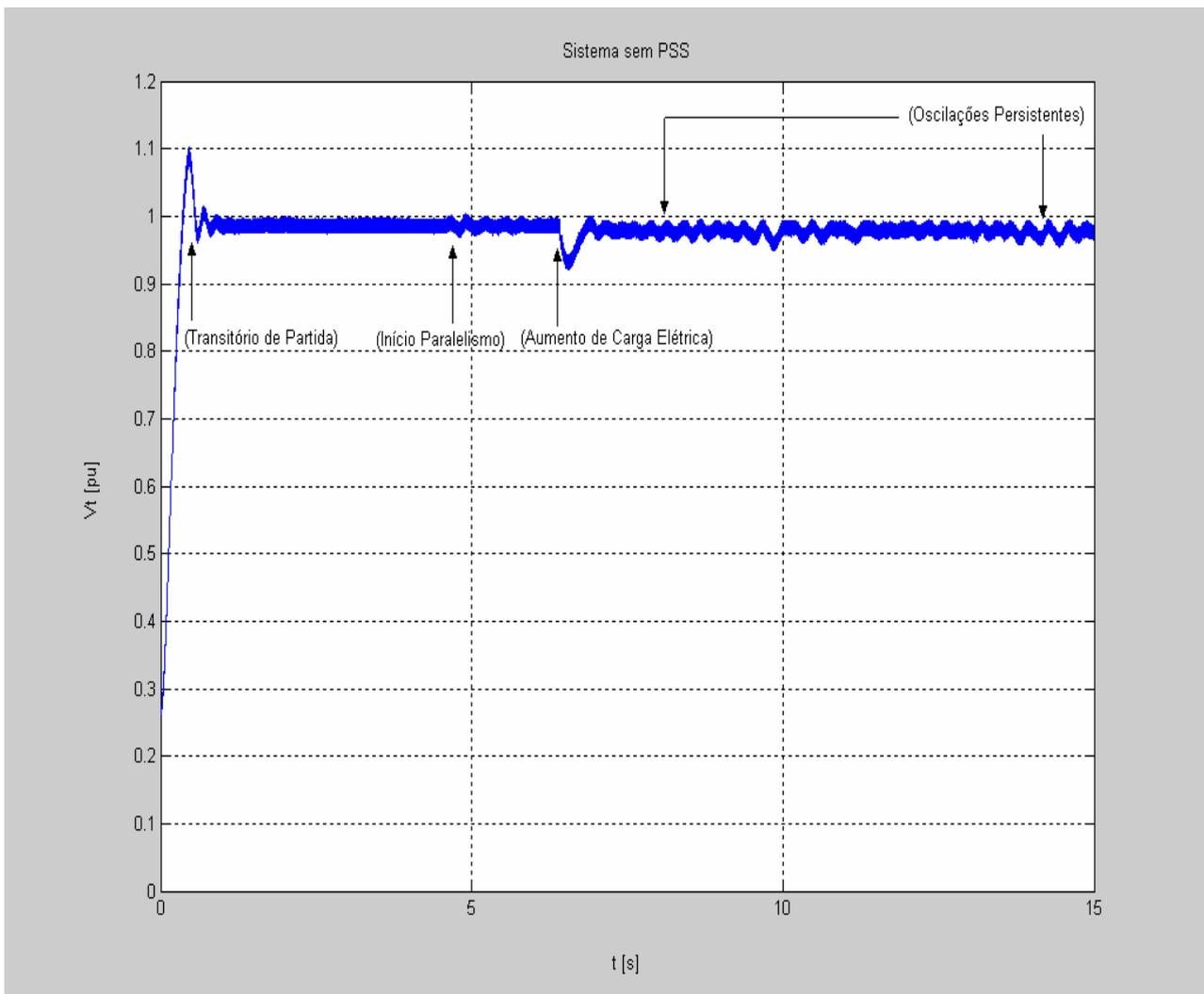


Fig. 5.23 - Resposta de V_t do sistema com paralelismo, variação de carga e sem ESP

5.7- Projeto de um ESP Convencional

A Fig. 5.24 ilustra um ESP convencional. Esta figura é basicamente a mesma mostrada na Fig. 5.8 incluindo-se o bloco G_s , que constitui a função compensadora do ESP. Conhecendo-se as funções G e G_d já identificadas, e a função C devidamente calculada, é fácil obter G_s conforme procedimento bem conhecido da teoria de controle. Desconsiderando o efeito da referência (V_t), é fácil obter a expressão (5.24) que relaciona V_t e $W\Delta$, ou a função de transferência (5.25). A condição ideal para rejeitar perturbações de carga (modelagem realizada pela variação da frequência ou da rotação do gerador $W\Delta$), é que a parcela $G_d + C.G.G_s$ seja nula, resultando na expressão (5.26), onde o módulo desta expressão é a função do compensador do ESP.

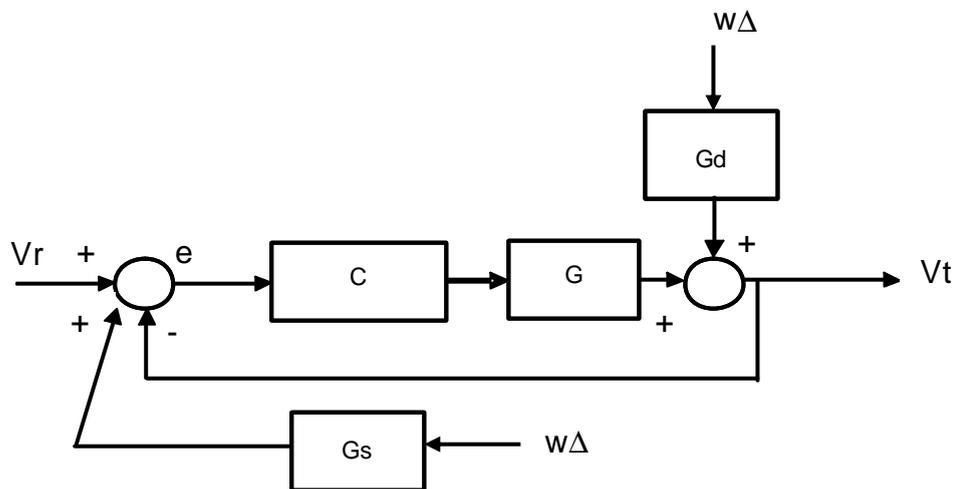


Fig. 5.24 - Diagrama básico do ESP

$$V_t = G_d \cdot W\Delta + C \cdot G \cdot G_s \cdot W\Delta - C \cdot G \cdot V_t \quad (5.24)$$

$$V_t / W\Delta = (G_d + C \cdot G \cdot G_s) / (1 + C \cdot G) \quad (5.25)$$

$$G_s = - G_d / (C \cdot G) \quad (5.26)$$

Substituindo os valores numéricos de G , C , G_d e aproximando para uma função de primeira ordem com um par de zero e pólo dominantes, vem:

$$G_s(s) = \frac{1.035s + 11.82}{2.07s + 1} = \frac{a_{1w}s + a_{0w}}{b_{1w}s + 1} \quad (5.27)$$

5.7.1 - Ensaio com Paralelismo entre Geradores com ESP

O diagrama da Fig. 5.25 mostra a implementação prática do ESP convencional usando o Simulink com o *toolbox* de tempo real. O sinal da variação de velocidade do gerador foi obtido pela derivação da informação da rotação proveniente do tacômetro do sistema, e lida por uma segunda entrada analógica (representada por RT In1) da placa de aquisição de dados. Esta função de derivação é realizada através dos blocos que contém os parâmetros kd , cf e kp , cujos valores são respectivamente $kd=0.5$, $cf=0.01$ e $kp=0.005$.

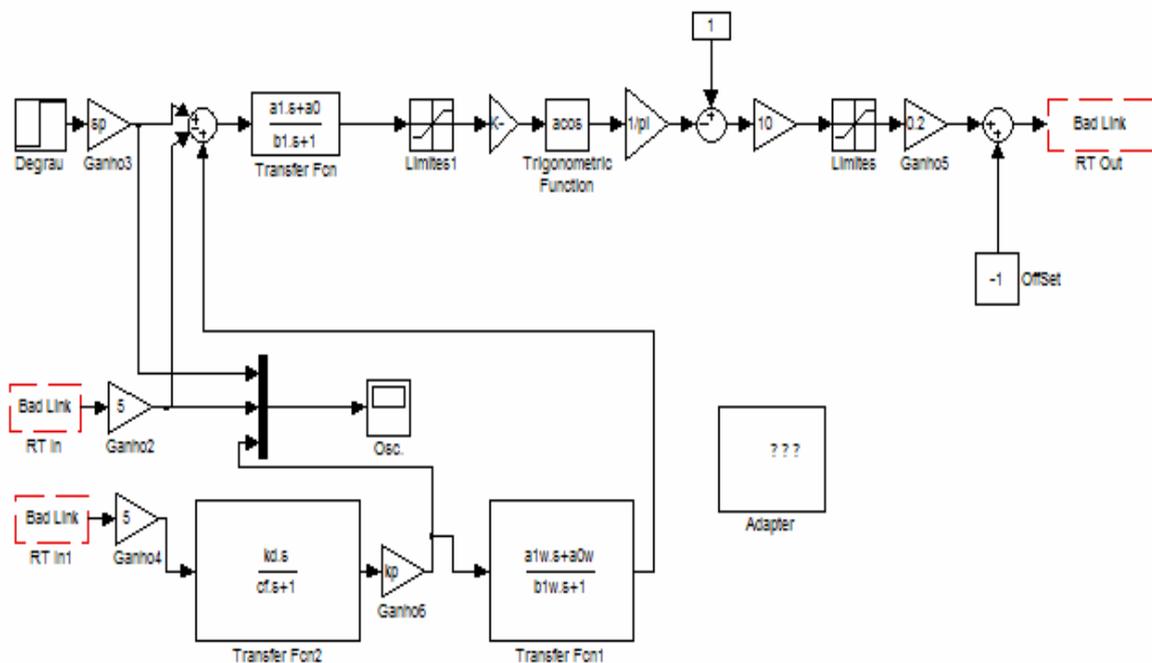


Fig. 5.25 - Implementação real do ESP através do Simulink

A Fig. 5.26 mostra o ensaio de paralelismo usando agora o ESP. É fácil notar no gráfico resultante, que o desempenho do sistema melhorou com o ESP em relação ao ensaio exemplificado na Fig. 5.23 (sem a utilização do sinal estabilizante). Nota-se que as oscilações, após a variação de carga foram devidamente atenuadas, melhorando conseqüentemente o desempenho do sistema. A Fig. 5.27 mostra outro ensaio semelhante, mas usando agora uma referência de entrada de 0,9 [pu] na tensão terminal desejada (o gráfico está normalizado). Novamente verifica-se uma adequada rejeição a variação de carga para esta nova tensão de operação no barramento dos geradores.

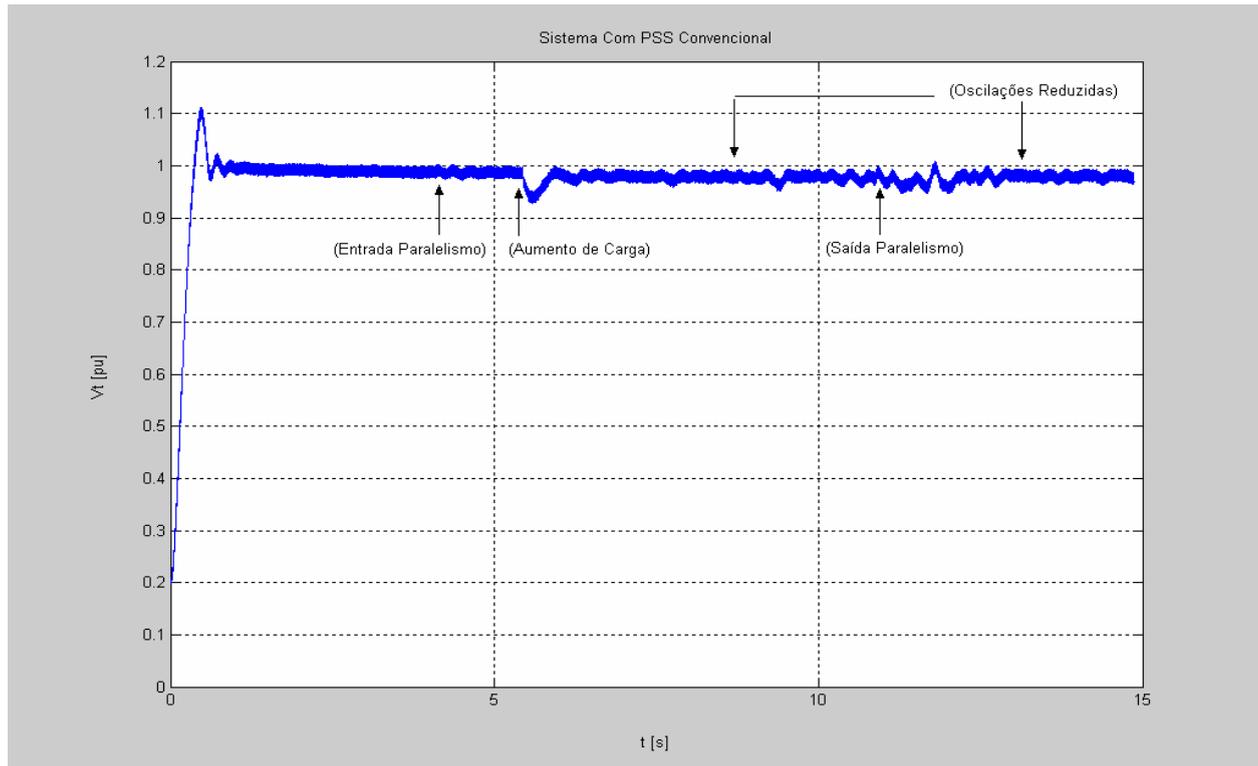


Fig. 5.26 - Resposta de V_t com paralelismo, variação de carga e com ESP Convencional

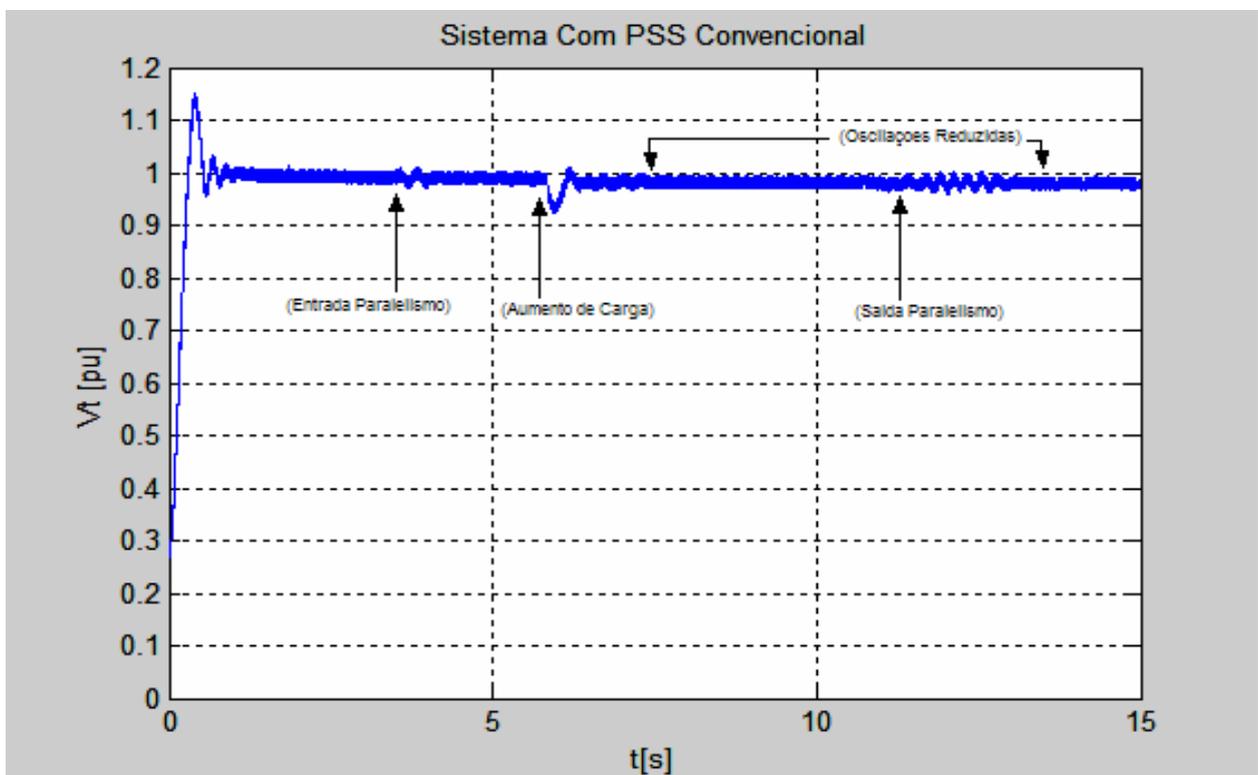


Fig. 5.27 - Resposta com paralelismo, variação de carga e com ESP clássico e $sp=0.9$ pu

5.8 - Implementação do ESP Fuzzy Proposto

Neste item será mostrada a implementação prática do ESP Fuzzy proposto no capítulo 4 para utilização na bancada experimental. O diagrama de blocos da malha de controle está ilustrado na Fig.5.28. A explicação dos blocos que compõem a estrutura do ESP nebuloso será realizada a seguir e já foi comentada em Féo et al. (2004).

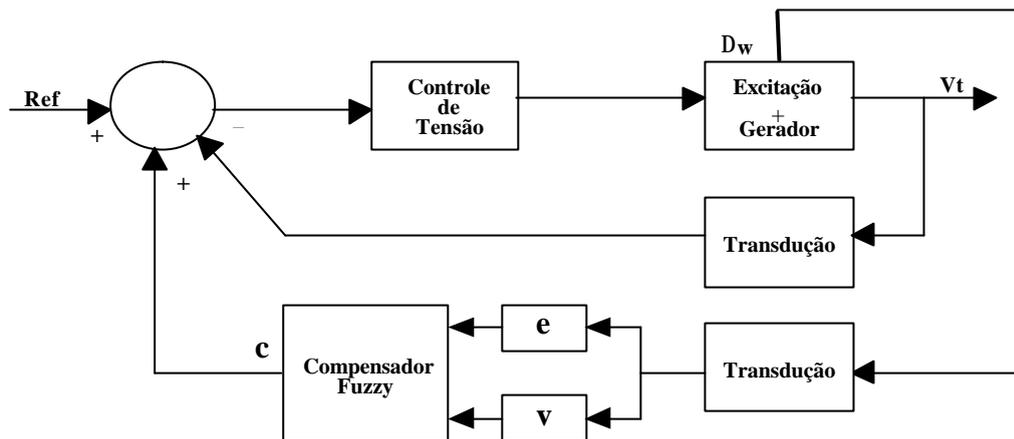


Fig. 5.28 - Representação do sistema ESP nebuloso proposto

Geralmente o sinal de compensação de um ESP é derivado da frequência do gerador ou da velocidade da turbina ou (ω ou w), sendo processado em compensadores convencionais tipo avanço ou atraso de fase. Nesse capítulo, será mostrado como usar lógica nebulosa para sintetizar o sinal auxiliar de um ESP a partir da variação da velocidade do gerador.

O bloco *Controle de Tensão* da Fig. 5.28 é o compensador da malha primária de regulação (AVR) responsável pelo controle de excitação do gerador. A grandeza realimentada é a tensão (V_t) gerada pela máquina síncrona. Este compensador terá a mesma função *lead/lag* obtida no item 5.5 (representada pela equação (5.22)), e já utilizado nos itens anteriores. O bloco *Compensador Fuzzy* tem a finalidade de substituir um compensador convencional Lead/Lag no ESP, e será usado para compensar eventuais não linearidades do processo. As funções passa-baixa (bloco *e*) e passa-alto (bloco *v*) filtram a informação do sinal ω fornecendo o comportamento de avanço ou atraso de fase das entradas do compensador nebuloso. A Fig. 5.29 ilustra como é

realizado o processamento do sinal da rotação da máquina síncrona controlada, visando à geração dos sinais de entrada do compensador *fuzzy*. Os parâmetros a_0w , a_1w e b_1w são os mesmos utilizados no compensador do ESP convencional (função representada através de (5.27)), visando a obtenção de efeitos de avanço ou atraso de fase. As regras do controlador fuzzy são as mesmas apresentadas no capítulo 4 e estão ilustradas na Tabela 7 abaixo. Serão utilizados operadores tipo max-produto nas inferências nebulosas e defuzificação com método tipo centro de área. As funções de pertinência empregadas estão exemplificadas na Fig. 5.30 (os universos de discurso das mesmas foram escolhidos em função da excursão dos sinais da instrumentação da tensão terminal e da rotação do gerador).

Devido ao *toolbox Fuzzy Controller* do Simulink não trabalhar em tempo real, foi implementado um programa em linguagem C para implementar o ESP Fuzzy em tempo real no microcomputador da bancada experimental. Este programa está listado no Anexo 1 deste trabalho e foi utilizado um tempo de amostragem de 0,001 [s]. Os dados resultante foram gravados em disco e depois lidos por outro programa em MatLab que gerou os gráficos dos ensaios realizados. Este outro programa está listado do Anexo 2.

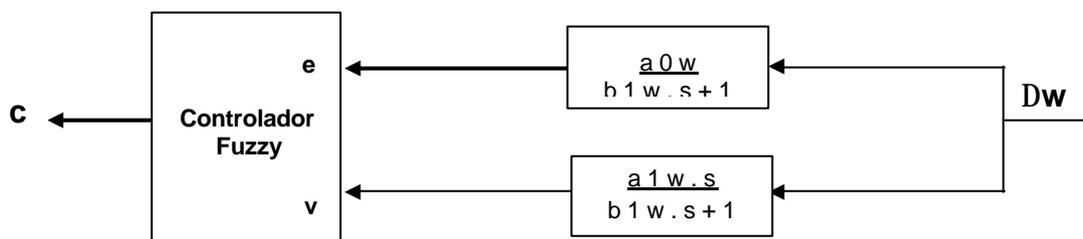


Fig. 5.29 - Implementação do ESP Fuzzy com características *lead/lag*

Tabela 7 - Regras do controlador *fuzzy*

c		e				
		NL	NM	ZE	PM	PL
v	NL	NL	NL	NL	NM	ZE
	NM	NL	NL	NM	ZE	PM
	ZE	NL	NM	ZE	PM	PL
	PM	NM	ZE	PM	PL	PL
	PL	ZE	PM	PL	PL	PL

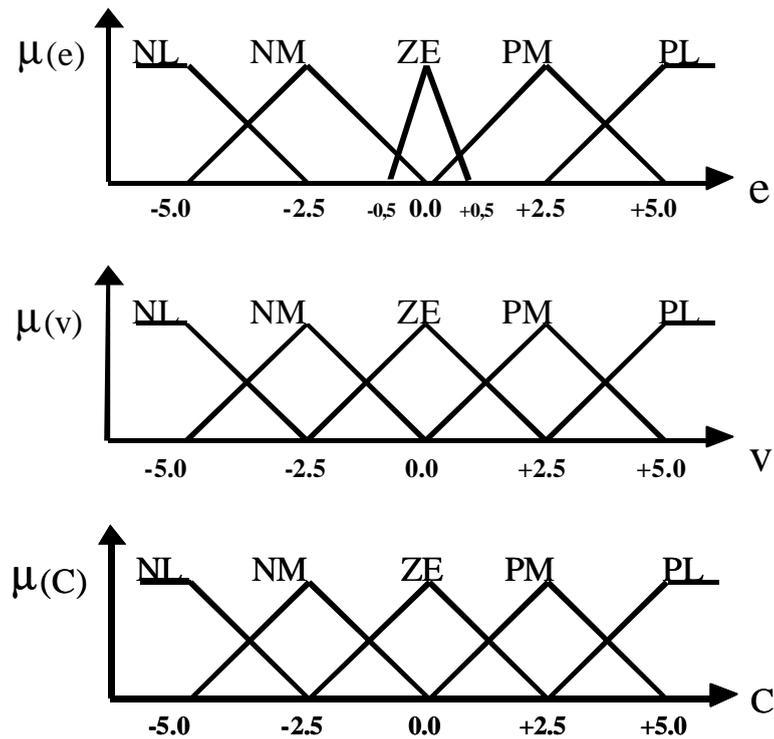


Fig. 5.30 - Funções de pertinência utilizadas

5.8.1 - Ensaios práticos com controlador ESP Fuzzy

A Fig. 5.31 mostra o ensaio real do sistema utilizando o ESP Fuzzy. As condições são as mesmas citadas nos ensaios anteriores: tensão nominal de 1 [pu]; gerador 1 partindo a vazio; gerador 2 com carga nominal; paralelismo nas condições apropriadas de tensões, freqüências e fase; variação (aumento) de carga nominal no gerador 1. Foi também ensaiado a retirada do paralelismo entre os geradores, testando um efeito similar a uma comutação de linha, por exemplo. Comparando o resultado deste ESP Fuzzy, nas mesmas condições de operação, com o resultado do ESP Convencional (ilustrado na Fig. 5.26), é fácil observar o melhor desempenho do compensador nebuloso. A explicação desta melhora é que os controladores *fuzzy* podem compensar efeitos não lineares do processo controlado devido a estrutura das regras e as formas das funções de pertinência utilizadas. A Fig. 5.32 mostra o registro do mesmo ensaio (ilustrado na Fig. 5.31) empregando um osciloscópio digital. Nota-se que os gráficos são similares, comprovando que o ESP Fuzzy está operando adequadamente conforme desejado.

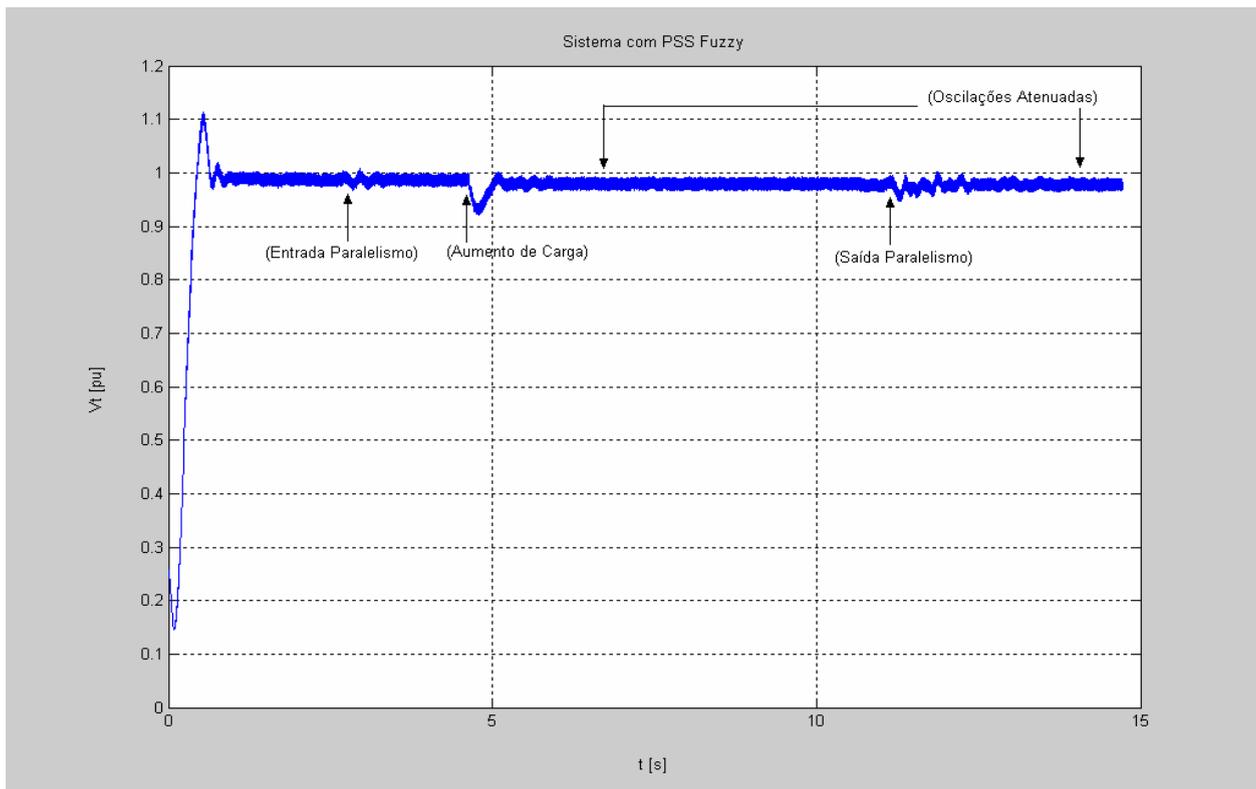


Fig. 5.31 - Resposta de V_t com paralelismo, variação de carga e com ESP Fuzzy

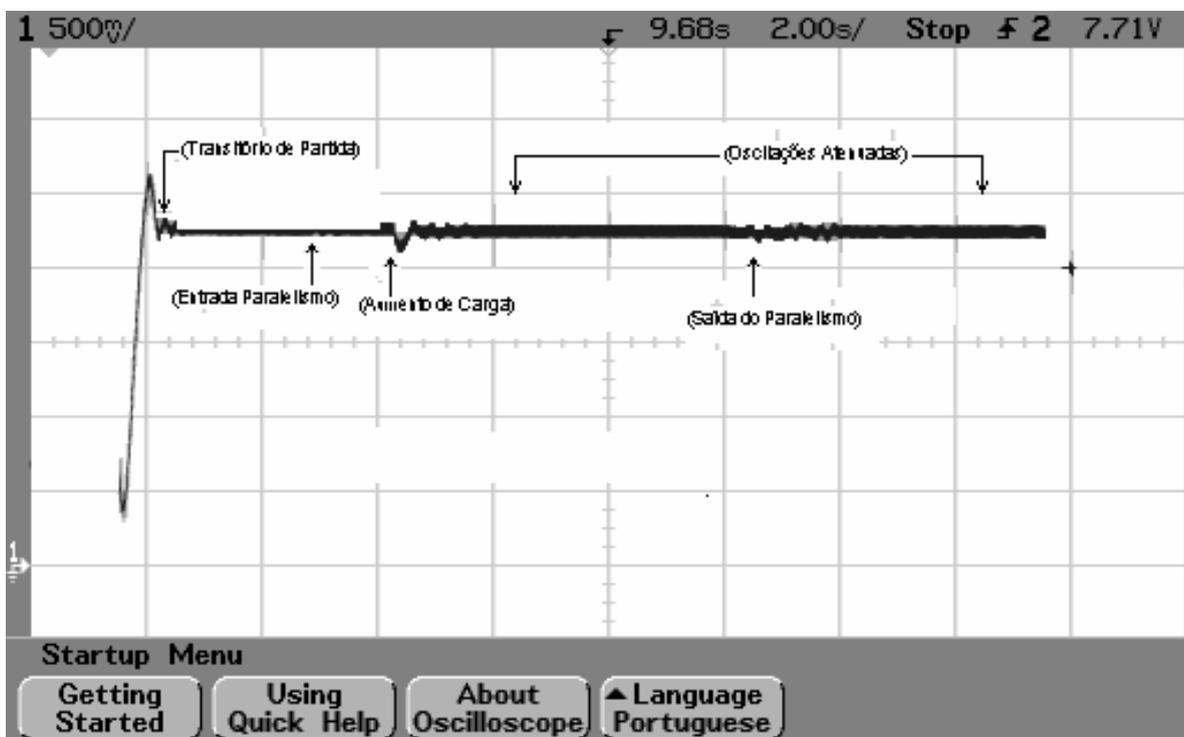


Fig. 5.32 - Oscilografia de V_t com paralelismo, variação de carga e com ESP Fuzzy

Os resultados obtidos possibilitaram uma avaliação do sistema proposto comparando-o com outra estratégica de controle convencional. A análise dos resultados demonstra o potencial do ESP fuzzy proposto na estabilização de controles de tensão de geradores elétricos, comprovando a eficiência dessa estratégia e sua robustez a rejeição de distúrbios, não linearidades, etc.

Os resultados indicam que estratégias de controle de ESP Fuzzy são bem promissoras na regulação e controle de tensão de geradores elétricos. Em trabalhos futuros será investigada a utilização conjunta de lógica nebulosa na implementação da malha do controle automático de tensão (AVR) de geradores elétricos. Espera-se que as características das respostas dinâmicas se mantenham para diferentes valores de referência de tensão especificadas.

No próximo capítulo serão apresentadas as conclusões deste trabalho e eventuais pesquisas que poderão dar continuidade nas investigações realizadas.

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÃO

6.1 - Conclusão Geral

Este trabalho apresentou os resultados obtidos durante a realização deste mestrado tendo como resultado principal o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de um controlador nebuloso para o amortecimento de oscilações em sistemas de potência. Embasado matematicamente pela teoria de controle fuzzy, esta metodologia fornece uma alternativa para o projeto de um ESP, com o intuito de melhorar a robustez de um SEP, garantindo um bom desempenho dentro de uma região pré-especificada de pontos de operação.

O desenvolvimento desta metodologia foi orientado por uma série de requisitos teóricos e práticos. Cada requisito foi tratado, inicialmente de forma isolada, e depois integrados visando a realização do projeto.

Este trabalho mostrou a implementação de um estabilizador de sistemas elétricos de potência utilizando um compensador nebuloso com características de avanço ou atraso de fase.

A finalidade foi incrementar o desempenho de sistemas de compensação em relação a controladores convencionais, que geralmente não apresentam boas respostas a variações de parâmetros e não linearidades inerentes a sistemas elétricos de potência.

Foi apresentada uma visão geral sobre compensadores convencionais e nebulosos, ressaltando as principais características destas técnicas, bem como o detalhamento de alguns métodos de projeto.

Para comprovar a eficácia da implementação proposta, foi realizada a montagem de uma bancada experimental. Os resultados práticos obtidos mostraram que a estrutura proposta é eficaz e pode melhorar a eficiência de sistemas de geração.

As respostas obtidas foram comparadas com as de compensadores convencionais, com resultados de simulações e com ensaios práticos que mostraram um melhor desempenho do compensador com lógica nebulosa em relação ao compensador convencional. O processo proposto apresentou melhor rejeição a variações de cargas e manteve o comportamento dinâmico do sistema dentro das características desejadas.

Ressalta-se que os objetivos deste trabalho de mestrado foram atingidos de maneira satisfatória, e que seus resultados abrem perspectivas futuras para a continuidade do mesmo, visando a obtenção de controladores cada vez mais adequados para implementações reais.

Finalmente, pode-se dizer que os artigos que tratam da utilização de lógica nebulosa em estabilizadores de sistema de potência, se constituem basicamente de simulações numéricas e apresentam poucos resultados experimentais. Neste contexto esta é a principal contribuição deste trabalho.

6.2 - Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade deste trabalho, pode-se indicar os seguintes pontos que devem ser investigados adequadamente:

- A utilização de microcontroladores ou processadores digitais de sinais (DSP`s) para implementar a lógica do ESP Fuzzy, ao invés de utilizar um microcomputador pessoal e placas de aquisição de dados;
- Implementar e investigar os efeitos da inclusão de um controlador nebuloso na malha de regulação automática de tensão (AVR), objetivando compensar não linearidades inerentes a geradores elétricos (tal como a característica de magnetização dos mesmos), visando a manter as respostas dinâmicas para diferentes pontos possíveis de operação do sistema;

- Estudo de casos (através de simulações numéricas) do sistema elétrico nacional com diversos geradores, linhas, pontos de carga, etc., utilizando o conceito do ESP proposto neste trabalho, e incluindo ainda a idéia de usar um AVR com lógica nebulosa também.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Abido, M. A., Robust Design of Multimachine Power System Stabilizers Using Simulated Annealing. *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 15, No. 3, September 2000.
- Abido, M. A., Abdel-Magid, Y.L. Robust design of multimachine power system stabilizers using tabu search algorithm. *IEE Proc.-Gener. Transm Distrib.*, Vol. 147, No. 6, Nov. 2000.
- Abreu, A., Custódio, L., Ferreira, C. P. Fuzzy modelling: a rule based approach. *Proc. 5th IEEE International Conference On Fuzzy Systems*, p.162-168, 1996.
- Anderson, J. H. "The Control of a synchronous machine using optimal control theory", *Proc. IEEE*, vol. 59, pp. 25-35, 171, 1986.
- Anderson, P. M., Fouad, A. A. "Power System Control and Stability". The Iowa State University Press, 1993.
- Andreoiu, A., Bhattacharya, K. "Lyapunov's Method Based Genetic Algorithm for Multi-machine PSS Tuning". *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002*, Vol. 2, pp. 1495 - 1500 vol.2, IEEE , Jan. 2002.
- Arrillaga, J., Arnold, P. C., Harker, J. B. "Computer Modeling of Electrical Power Systems", John Wiley & Sons, 1983.
- Barreiros, J. L. B., Silva, A. S., Simões Costa, A. J. A Self-Tuning Power System Stabilizer Based on an Implicit Pole-Placement Method, *Proceedings of the IX Automatic Brazilian Congress*, pp 263-267, 1992.
- Barreiros, J. L. B., Silva, A. S., Simões Costa, A. J. A Self-Tuning Generalized Predictive Power System Stabilizer, *Electric Power & Energy Systems*, Vol.20, No.3, pp. 213-219, 1998.
- Boonprasert, U., Theera-Umpon, N., Rakpenthai, C. Support vector Regression based adaptive power system stabilizer, *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium*, Vol. 3 , pp. 371-374, 2003.
- Brucoli, M., Torelli, F., Trovato, M. "Probabilistic approach for power system dynamic stability studies" *IEE Proc.—Gener. Transm. Distrib.*, vol. PWR5-128, pp. 295–301, Sept. 1981.
- Burchett, R. C., Heydt, G. T. "The variance of is then derived as Probabilistic methods for power system dynamic stability studies" *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. PWR5-97, no. 3, pp. 695–702, 1978.

Chang, C., Lee, K., Lin, P., Huang, T. Power System Dynamic Stabilizer Design via Combining Genetic Algorithm and Sliding Mode Control. In 2002 Tenth National Conference on Fuzzy Theory and its Applications, pages D4_31- D4_37, Taiwan, 2002.

Chapman, J. W., Ilic, M. D., King, C. A., Eng, L., Kaufman, H. "Stabilizing a multi-machine power system via decentralized feedback linearizing excitation control". IEEE Transaction on Power System, vol. 8, no. 3, pp. 830-839, 1993.

Cheng, S., Chow, Y. S., Malik, O P., Hope, G. S. An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 1, No. 3, pp 101-109, 1986.

Chung, C. Y., Wang, K. W., Tse, C. T., Niu, R. Power-System Stabilizer (PSS) Design by Probabilistic Sensitivity Indexes (PSIs), IEEE Transactions on Power Systems, vol. 17, no. 3, August 2002.

Concordia, C., de Mello, F. P. Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control, IEEE Trans. on Power Apparatus e Systems, Vol.88, No. 4, pp 316-327, 1969.

da Costa Jr., C. T., Barreiros, J. A. L., Barra Jr., W. Power System Stabilizer Scheduled by a Fuzzy Logic Based Supervisor from a Local Compensator Network. Power Tech Conference 10th – 13th September, Porto, Portugal, IEEE 2001.

de Mello, F. P. "Dinâmica das Máquinas Elétricas I". Santa Maria, RS: Publicação Eletrobrás. Universidade Federal de Santa Maria, Série PTI, 1979.

Deng, J.L. Control problems of grey systems. Systems & Control Letters. Volume 1, Number 5, March 1982. North-Holland, 1982.

Ding, C.C., Lee, K.T., Tsai, C.M., Huang, T.L. Optimal Design for Power System Dynamic Stabilizer by Grey Prediction PID Control, IEEE ICIT'02, Bangkok, Thailand, 2002.

do Bomfim, A. L. B. Controlador de estado adaptativo com deslocamento radial de pólos para uma máquina síncrona - Dissertação de Mestrado - Itajubá – MG: EFEI, 1992.

do Bomfim, A. L. B., Taranto, G. N., Falcão, D. M. Simultaneous tuning of power system damping controllers using genetic algorithms. Power System, IEEE Transactions on, 15(1):163-169, Feb. 2000.

Elices, L. R., Bourlès, H., Margotin, T. Physical Interpretation of State Feedback Controllers to Damp Power System Oscillations, IEEE Transactions on Power Systems vol. 19, no. 1, february 2004.

EI-Metwally, K.A., Malik, O.P. Fuzzy logic power system stabilizer, IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 142, No. 3, May 1996.

Féo, A. E., Pinheiro, C. A. M., Souza, A. C. Z., Rezek, A. J. J. Estabilizador de Sistema de Potência com Compensador Lead/Lag Fuzzy. VI Induscon, Joinville, Out. 2004, em CD ROM.

Ferraz, J. C. R., Martins, N., Zeni Jr., N., Soares, J. M. C., Taranto, G.N. Adverse Increase in Generator Terminal Voltage and Reactive Power Transients Caused by Power System Stabilizers. REIVAX Automation and Control – Florianópolis, SC, Brasil. IEEE 2002.

Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., Electric Machinery, Second Edition, McGraw-Hill, 1975.

Fleming, R.J., Gupta, M.M. and Sun, J., Improved Power System Stabilizers, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, No. 1, March 1990.

Gupta, R., Bandyopadhyay, B., Kulkarni, A. M., Manjunath, T.C. Design of Decentralized Power System Stabilizer for Multi-Machine Power System using Periodic Output feedback Technique. Seventh International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision (ICARCV'02), Singapore, Dec 2002.

Handschin, E., Hoffmann, W., Reyer, F. "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.

Hassan, M. A. M., Malik O. P. Implementation and laboratory Test Results for a Fuzzy Logic Based Self-Tuned Power System Stabilizer. IEEE Transaction on Power Conversion, vol. 8, n. 2, June 1993.

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.

Hiyama, T., Kita, T., Miyake T., Andou, H. "Experimental studies of three-dimensional fuzzy logic power system stabilizer on damping of low-frequency global mode of oscillation", Fuzzy Sets and Systems, Vol. 102, No. 1, 103, 1999.

Hoang, P., Tomsovic, K. Design and Analysis of an adaptive Fuzzy Power System Stabilizer, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 2, June 1996.

Hsu, Y. Y. and Chen, C. L., "Tuning of power system stabilizers using an artificial neural network," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 4, pp. 612 -619, 1991.

Huang, T., Chang, C., Lee, J., Wang, H. Design of Sliding Mode Power System Stabilizer via Genetic Algorithm, proceedings 2003 IEEE International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation, July 16-20, Kobe, Japan, 2003.

IEEE Committee Report. "Computer representation of excitation systems", IEEE Trans. on Power Systems, vol. PAS-87, p. 1460-1464, 1968.

IEEE Committee Report. "Excitation system models for power system stability studies" IEEE Trans. on Power Systems, vol. PAS-100, p. 494-509, 1981.

IEEE Task Force. "Current usage and suggested practices in power system stability simulations for synchronous machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. EC-1, n.1, p.77-93, 1986.

IEEE Standards Board 421.2-1990 (PE/ED&PG). Power Engineering Society/Energy Development & Power Generation. "IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems", 39p, 1990.

Kobayasho T., Yokoyama A. An Adaptive Neuro-Control System of Synchronous Generator for Power System Stabilizer, IEEE Transactions on energy Conversion, Vol. 11, No. 3, pp. 621-627, September 1996.

Kothari, M.L., Segal, R., Ghodki, B.K. Adaptive conventional power system stabilizer based on artificial neural network. Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, vol. 2, pp. 1072-1077, New Delhi, 1996.

Kothari, R., Agyepong, K. Induced Specialization of Context Units for Temporal Pattern Recognition and Reproduction. Neural Networks for Signal Processing VII, Proceedings of the 1997 IEEE Workshop, 24-26 sept., pp. 131-140, Artificial Neural Systems Laboratory, IEEE, 1997.

Kundur, P. Power system stability and control. Palo Alto: McGraw-Hill, 1994

Landau, I. D. Identification et commande de Systemes. Traité des Nouvelles Technologies, Serie Automatique. Ed. Hermes, Deuxième Edition, 1993.

Larsen, E. V., Swann, D. A. Applying Power System Stabilizers: Electrical Power Inputs. Design and Field Experience. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, v.PAS-100, no. 6, June, 1981.

Larsen, E. V, Sanches-Gasca, J. J., Chow, J.H. "Concepts for design of facts controller to damp powerings", IEEE Trans. PWRS-10, pp 948-956, 1995.

Lee, C. C. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part I and II, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, vol. 20, n. 2, mar/apr, 1990.

Lee, Y., Lin, C., Hsu, K., Chuang, C. Design of Single-Input Fuzzy Logic Control Power System Stabilizer, Proceedings of IEEE TENCON'02, 2002.

Lin, C.-J., Lin, C.-T. An ART-Based Fuzzy Adaptive Learning Control Network. NAFIPS/IFIS/NASA '94. Proceedings of the First International Joint Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society Biannual Conference. The Industrial Fuzzy Control and Intelligent Systems Conference, and the NASA Joint Technolog.,pp.357-362,IEEE,1994.

Liu, C., Ishimaru, M., Yokoyama, R., Koyanagi, K. Stabilizing Control for Long-term Low Damping Oscillation in Multi-Regional Power System. Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on , Vol. 4, pp. 2457-2461, IEEE, 2002.

Liu, W., Venayagamoorthy, G. K., Wunsch II, D. C. Adaptive neural network based power system stabilizer design. Neural Networks 2003, Proceedings of the International Joint Conference on vol. 4, Jul. 20-24, pp. 2970–2975, IEEE, 2003.

Machowski, J., Bialek, W. J., Bumby, R. J. "Power System Dynamics and Stability". John Wiley & Sons, 1997.

Malik, O. P., Hope, G. S., Cheng S. J. and Hancock, G. "A multi-micro-computer based dual-rate self-tuning power system stabilizer", This paper was initially presented at a IEEE Power Engineering Conference. IEEE Transactions of energy conversions, Vol. EC-2, No. 3, pp.355-360, September 1987.

Mamdani, E. H., Assilian, S. Applications of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant. Proc. IEE, Pt. D, v. 121, p. 1585-1588, 1974.

Martins, L. Ch. Desenvolvimento de um Regulador de Tensão para Gerador Elétrico através do Método de Controle de Modo Deslizante. Dissertação de Mestrado, UNIFEI, 2004, 114p.

Mendes, C. P. P. "Estabilidade e Dinâmica de Sistemas Elétricos II". Apostila da Fundação de Pesquisa e Assessoramento a Indústria - FUPAI, 175p, 2001.

Mithulananthan, N., Canizares, C. A., Reeve, J., Rogers, G. J. Comparison of PSS, SVC, and STATCOM Controllers for Damping Power System Oscillations, IEEE Transactions On Power Systems, VOL. 18, NO. 2, MAY 2003.

Nambu M., Ohsawa, Y. "Development of an advanced power system stabilizer using a strict linearization approach". IEEE Transaction on Power Sytems, vol. 11, no. 2, pp. 813-818, 1996.

Noeman, W. E., Bollinger K.E. Lab e Field tests of a Self tuning Power System Stabilizer. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, No. 3, pp. 1017-1023, September, 1993.

Ogata, K. Engenharia de Controle Moderno. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S.A. 1998.

Oliveira, M. C. Algoritmos de pontos interiores e desigualdades matriciais lineares, Dissertação de Mestrado, FEEC-UNICAMP, 1996.

Pahalawaththa, N. C., Hope, G. S., Malik, O. P. Multivariable Self-Tuning Power System Stabilizer Simulation and Implementation studies, IEEE Transactions On Energy Conversion, vol. 6, no. 2, June 1991.

Panicker, K. S. M., Ahson S. I., Bhatia, C. M. Micro-processor-Based Sliding Mode Controller for a Micromachine, IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 35, no. 3, August 1988.

Park, Y, Choi, M., Lee, K. Y. A Neural Network-Based Power System Stabilizer using Power Flow Characteristics, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 2, June 1996.

Phillips, C. L., Harbor, R. D. "Feedback Control Systems". Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996.

Pinheiro, C. A. M., Gomide, F. A. C. Fuzzy control systems by learning method and frequency response. FUZZ-IEEE Conference, v.1, p.444-448, 1999.

Pinheiro, C. A. M. Análise e projeto de sistemas de controle fuzzy: Uma abordagem no domínio da frequência. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, 2000.

Ramos, R. A. Procedimento de Projeto de Controladores Robustos para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas de Potência. Tese de Doutorado, Universidade Escola de Engenharia de São Carlos, USP, 2002.

Segal, R., Kothari, M. L., Mamdani, S. Radial Basis Function (RBF) Network Adaptive Power System Stabilizer, IEEE Transactions On Power Systems, Vol. 15, No. 2, pp. 722-727, 2000.

Shaw, I. S., Simões, M. G. Controle e Modelagem Fuzzy. 1. ed. São Paulo: Editora Edgard Blücher Ltda, FAPESP, 1999.

Soos, A., Malik, O. P. An H2 optimal adaptive power system stabilizer. IEEE Transaction on Energy Conversion, 17 (1), 143-149, 2002.

Souza, A. C. Z. Discussions on some voltage collapse indices. Electric Power Systems Research. Elsevier Science, 1999.

Ukai, H., Takagi, Y., Fujita, J., Kando, H., Nakamura, K., Fujita, H. Stabilizing Control of Multi-Machine Power Systems by using Gain Scheduling Control and Parameter Identification, Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002 - Asia Pacific. IEEE/PES, vol. 3, 6-10 Oct., pp. 1568-1572, IEEE, 2002.

VanAntwerp, J. G., Braatz, R. D. A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities, Journal of Process Control 10: 363-385, 2000.

Venayagamoorthy, G. K., Harley, R. G., Wunsch, D. C. Implementation of Adaptive Critic-Based Neuro controllers for Turbo generators in a Multimachine Power System, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 14, No. 5, September 2003.

Wang, H. F., Swift, F. J., Li, M. Indices for selecting the best location of PSSs or FACTS – based stabilizers in multimachine power systems: A comparative study. IEE, Proc.- Gener. Transm. Distrib., Vol 144, No. 2, March, 1997.

You, R., Eghbali, H. J., Nehrir, M. H. An Online Adaptive Neuro-Fuzzy Power System Stabilizer for Multimachine Systems, IEEE Transactions On Power Systems, vol. 18, no. 1, february 2003.

Zadeh, L. A. Fuzzy sets. Inform. and Contr., v.8, p.338-353, 1965.

Zhou, C.-S., Deng, J.-L. Stability Analysis of Gray Discrete-Time Systems. National Nature Science Foundation and the Youth Science Research Foundation of Academy Sinica. IEEE Log Number 8824931, IEEE 1989.

Zhu, C., Khammash, M., Vittal, V., Qiu, W. Robust Power System Stabilizer Design Using Loop Shaping Approach, IEEE Transactions On Power Systems, vol. 18, no. 2, MAY 2003.

ANEXO I

Programa de Implementação do ESP Fuzzy em Tempo Real

Obs: No final da execução do programa é realizada a gravação dos dados do controle efetuado.

No anexo 2 é mostrado a listagem do programa que lê os dados gravados e traça os gráficos correspondentes.

No anexo 3 há informações da placa de aquisição de dados utilizada.

No anexo 4 há informações básicas sobre a técnica “fogo girante”.

```

// Programa de implementação do ESP Fuzzy em tempo real.
// Código elaborado por Carlos A. M. Pinheiro, utilizado em Pinheiro (2000).
// Adaptações realizadas por Alexandre E. Féo em 09/2004.

#include <STDLIB.H>    // Inclusão de Bibliotecas do compilador.
#include <STDIO.H>
#include <CONIO.H>
#include <MATH.H>
#include <DOS.H>

#define DIMENSAO_VETOR 30000 // Definição do tamanho do vetor de
dados.

// Declaração de variáveis globais.
unsigned char dadoLSB, dadoMSB;
unsigned int dado, EndBase;
float Vt;

// Declaração de sub-rotina para gravação de dados de ensaios.
void Grava_disco(char *nome_arq, int n_amostr, int i_tempo, int *dados_int);

// Declaração de sub-rotina para leitura do A/D da placa de aquisição de dados.
float vin(int ch);

void main()
{
// Declaração de variáveis locais.
char nome_arquivo[9]; /* Nome de arquivo para gravacao de dados. */
unsigned char x0, x1, x2; /* Variaveis e parametros diversos. */

unsigned int dadoAD;
int dados[DIMENSAO_VETOR], num_amostras, delta_tempo, i, j, k, ch, JI;
register int n;
float erro, Ref, Vc, a0,a0w,uw1, a1, b1,b1w, dt, u,uw,w2,uw2,deltaW, u1,
        u2,u2w,u2wi, u2i, u1p,u1wp, w1,uw1p,a1w;
float Vp, Vi, Vt, Vf, ge, gv;
float e,v,d1,d2,T,Ta,
        ceNL,ceNS,ceZE,cePS,cePL,
        beNL,beNS,beZE,bePS,bePL,
        cvNL,cvNS,cvZE,cvPS,cvPL,
        bvNL,bvNS,bvZE,bvPS,bvPL,
        caNL,caNS,caZE,caPS,caPL,
        ueNL,ueNS,ueZE,uePS,uePL,
        uvNL,uvNS,uvZE,uvPS,uvPL,
        r1,r2,r3,r4,r5,r6,r7,r8,r9,r10,r11,r12,r13,r14,r15,r16,r17,r18,r19,
        r20,r21,r22,r23,r24,r25;

```

```

/* Inicializacao de interfaces (a partir de dados do fabricante, ver anexo 3). */

EndBase=0x220;          /* Endereço base da placa de aquisicao de dados. */
outportb((EndBase+11),1); /* Habilita conversão por software do A/D. */
outportb((EndBase+10),0); /* Seleção do canal 0 - pino 1 do conector. */
outportb((EndBase+9),0); /* Ganho unitário na entrada do A/D. */

dado = 0;                /* Valor inicial do D/A. */
dadoMSB = dado >> 8;    /* Deslocar oito vezes para a direita. */
dadoMSB = dadoMSB & 15; /* Pegar apenas os primeiros 4 bits. */
dadoLSB = dado & 255;   /* Pegar os 8 bits da esquerda. */
outportb((EndBase+4),dadoLSB); /* Escrever nos registros do D/A. */
outportb((EndBase+5),dadoMSB);

// Parâmetros das funções de pertinência.
ceNL=-5.0;ceNS=-2.5;ceZE=0.0;cePS=2.5;cePL=5.0;
beNL=5.0;beNS=5.0;beZE=1.0;bePS=5.0;bePL=5.0;
cvNL=-5.0;cvNS=-2.5;cvZE=0.0;cvPS=2.5;cvPL=5.0;
bvNL=5.0;bvNS=5.0;bvZE=5.0;bvPS=5.0;bvPL=5.0;
caNL=-5.0;caNS=-2.5;caZE=0.0;caPS=2.5;caPL=5.0;

// Parâmetros do compensador do regulador automático de tensão (AVR).
a0=77.46;a1=6.7864;b1=0.1612;

// Parâmetros do compensador nebuloso (ESP Fuzzy).
a0w=11.82;a1w=1.035;b1w=2.07;

Ta=0.001; //Tempo de amostragem/varredura.
dt=Ta;

clrscr();          //Limpar tela.
printf("\n\n");    //Pular linha.
printf("Nome do arquivo para gravacao de dados = ");
gets(nome_arquivo); //Ler nome.
printf("\n");

printf("Numero de amostras = ");
scanf("%d", &num_amostras);
printf("\n");

printf("Referencia [0 a 5] = "); //Ref =2.5 equivale à tensão nominal no
gerador.
scanf("%f", &Ref);           //Ler referencia ou set point do sistema de
controle.
printf("\n");

for ( n = 0; n < DIMENSAO_VETOR; n++ )
    dados[n]=0; //Zerar vetor de armazenamento de dados.

```

```

/* Condições iniciais. */
u1=0.0;
u2i=0.0;
uw1=0.0;
u2wi=0.0;
n = 0;
j = 0;

printf("\n"); printf("\n");
printf("ENSAIO EM ANDAMENTO (Espere Mensagem de Final)");
printf("\n"); printf("\n");

x0 = inportb(0x61);    /* Le estado de habilitacao do timer do pc. */
x0 = x0 | 1;         /* Ativa bit de habilitacao do timer. */
outportb(0x61,x0);   /* Habilita timer do pc. */

ch=1;
w1=vin(ch);         /* Leitura do canal do A/D relativo à medida de rotação. */

// Loop de repetição da implementação da rotina de controle.
do {

    outportb(0x43,0xB4);    /* Modo do contador 2 do timer do pc. */
    outportb(0x42,0x00);    /* Valores iniciais do contador. */
    outportb(0x42,0x00);

    w2=vin(ch);    /* Leitura do canal do A/D relativo a medida de rotação. */
    deltaW = (w2 - w1);    /* Variação de rotação no gerador. */
    w1=w2;           /* Atualiza w1 para a próxima leitura. */

    ch--;
    Vt=vin(ch);    /* Leitura do canal do A/D relativo a medida de tensão */

    // Implementação do filtro passa-baixa da entrada do compensador fuzzy.
    uw1p = ( a0w * deltaW - uw1)/b1w;
    uw1 = uw1 + uw1p * dt;

    // Implementação do filtro passa-alto da entrada do compensador fuzzy.
    u2w = (a1w * deltaW - u2wi)/b1w;
    u2wi=u2wi + u2w*dt;

    e=uw1;
    v=u2w;

    /* Fuzificacao. */
    if ( ( ( ceNL - beNL ) <= e ) && ( e <= ( ceNL + beNL ) ) )
        ueNL = 1.0 - ( fabs ( ceNL - e ) ) / beNL;

```

```

    else ueNL = 0.0;
if ( e < ceNL ) ueNL = 1.0;

if ( ( ( ceNS - beNS ) <= e ) && ( e <= ( ceNS + beNS ) ) )
    ueNS = 1.0 - ( fabs ( ceNS - e ) ) / beNS;
    else ueNS = 0.0;

if ( ( ( ceZE - beZE ) <= e ) && ( e <= ( ceZE + beZE ) ) )
    ueZE = 1.0 - ( fabs ( ceZE - e ) ) / beZE;
    else ueZE = 0.0;

if ( ( ( cePS - bePS ) <= e ) && ( e <= ( cePS + bePS ) ) )
    uePS = 1.0 - ( fabs ( cePS - e ) ) / bePS;
    else uePS = 0.0;

if ( ( ( cePL - bePL ) <= e ) && ( e <= ( cePL + bePL ) ) )
    uePL = 1.0 - ( fabs ( cePL - e ) ) / bePL;
    else uePL = 0.0;
if ( e > cePL ) uePL = 1.0;

if ( ( ( cvNL - bvNL ) <= v ) && ( v <= ( cvNL + bvNL ) ) )
    uvNL = 1.0 - ( fabs ( cvNL - v ) ) / bvNL;
    else uvNL = 0.0;
if ( v < cvNL ) uvNL = 1.0;

if ( ( ( cvNS - bvNS ) <= v ) && ( v <= ( cvNS + bvNS ) ) )
    uvNS = 1.0 - ( fabs ( cvNS - v ) ) / bvNS;
    else uvNS = 0.0;

if ( ( ( cvZE - bvZE ) <= v ) && ( v <= ( cvZE + bvZE ) ) )
    uvZE = 1.0 - ( fabs ( cvZE - v ) ) / bvZE;
    else uvZE = 0.0;

if ( ( ( cvPS - bvPS ) <= v ) && ( v <= ( cvPS + bvPS ) ) )
    uvPS = 1.0 - ( fabs ( cvPS - v ) ) / bvPS;
    else uvPS = 0.0;

if ( ( ( cvPL - bvPL ) <= v ) && ( v <= ( cvPL + bvPL ) ) )
    uvPL = 1.0 - ( fabs ( cvPL - v ) ) / bvPL;
    else uvPL = 0.0;
if ( v > cvPL ) uvPL = 1.0;

/* Implicações logicas. */
r1 = ueNL * uvNL;
r2 = ueNL * uvNS;
r3 = ueNL * uvZE;
r4 = ueNL * uvPS;
r5 = ueNL * uvPL;

```

```

r6 = ueNS * uvNL;
r7 = ueNS * uvNS;
r8 = ueNS * uvZE;
r9 = ueNS * uvPS;
r10 = ueNS * uvPL;
r11 = ueZE * uvNL;
r12 = ueZE * uvNS;
r13 = ueZE * uvZE;
r14 = ueZE * uvPS;
r15 = ueZE * uvPL;
r16 = uePS * uvNL;
r17 = uePS * uvNS;
r18 = uePS * uvZE;
r19 = uePS * uvPS;
r20 = uePS * uvPL;
r21 = uePL * uvNL;
r22 = uePL * uvNS;
r23 = uePL * uvZE;
r24 = uePL * uvPS;
r25 = uePL * uvPL;

/* Defuzificacao. */
d1=(caNL*r1+caNL*r2+caNL*r3+caNS*r4+caZE*r5+caNL*r6+caNL*r7+caNS*r8
+caZE*r9+caPS*r10+caNL*r11+caNS*r12+caZE*r13+caPS*r14+caPL*r15);
d2=(caNS*r16+caZE*r17+caPS*r18+caPL*r19+caPL*r20+caZE*r21+caPS*r22
+caPL*r23+caPL*r24+caPL*r25);
Vc = (d1+d2) /
(r1+r2+r3+r4+r5+r6+r7+r8+r9+r10+r11+r12+r13+r14+r15+r16+r17+r18+r19+r20
+r21+r22+r23+r24+r25);

uw=Vc; //Sinal estabilizante.

erro = (Ref - Vt + uw); /* Erro da malha do regulador automático de tensão.
*/

//Implementação da função do compensador da malha de regulação de tensão.
u1p = ( a0 * erro - u1)/b1;
u1 = u1 + u1p * dt;
u2 = ( a1 * erro - u2i ) / b1;
u2i = u2i + u2 * dt;
u = u1 + u2;

if ( u < 0.0 ) u = 0.0; /* Limites do conversor D/A da placa de aquisição. */
if ( u > 5.0 ) u = 5.0;

// Função de linearização do disparo de disparo.
Vc=10.0*(1.0-(acos(u/5.0)/3.1416));

dado = 4095.0 * Vc / 10.0; /* Valor de tensao em decimal inteiro. */
dadoMSB = dado >> 8; /* Deslocar oito vezes para a direita. */

```

```

dadoMSB = dadoMSB & 15; /* Pegar apenas os primeiros 4 bits. */
dadoLSB = dado & 255; /* Pegar os 8 bits da esquerda. */

outportb((EndBase+4),dadoLSB); /* Escrever nos registros do D/A. */
outportb((EndBase+5),dadoMSB);

dadoAD = 4095.0 * (Vt+5.0) / 10.0; //Converter para formato inteiro.
dados[n] = dadoAD; /* Armazenar dados para gerar gráficos. */
n = n + 1;
dados[n] = 4095.0 * (u/5.0); //Converter para formato inteiro.
n = n + 1;
j = j + 1;

do { //Rotina de tempo de amostragem/varredura.
    outportb(0x43,0x80); /* T/C2 modo leitura. */
    x1=inportb(0x42); /* LSB. */
    x2=inportb(0x42); /* MSB. */
    JI=256*x2+x1; /* Converte em 16 bits. */
    if (JI < 0) T=65536.0+JI;
    else T=JI; /* Testa se positivo. */
    T=65535.0-T;
    T=T/1.19318e6+20.0e-6;
} while ( T < Ta ); /* Testa tempo de amostragem. */

ch++;
} while ( ( j < num_amostras ) && ( !kbhit() ) ); //Loop da rotina de controle.

delta_tempo = 256 * x2 + x1; /* Dado do contador do time. */
x0 = inportb(0x61); /* Lê estado de habilitacao do timer do pc. */
x0 = x0 & 0xFE; /* Desativa bit de habilitacao do timer. */
outportb(0x61,x0); /* Desabilita timer do pc. */

num_amostras = j; //Dados de ensaio para gravação.
Grava_disco(nome_arquivo, num_amostras, delta_tempo, dados);

printf("\n"); printf("\n");
printf("FINAL DO ENSAIO => Arquivo de dados gravado.");

}

/* Sub-rotina para gravação de dados em disco dos ensaios. */
void Grava_disco(char *nome_arq, int n_amostr, int i_tempo, int *dados_int)
{
    FILE *fp;
    register int i,j; //Declaração de variáveis.
    int dados;

    if ( ( fp = fopen(nome_arq,"w" ) ) == NULL ) //Testa abertura de arquivo.
    {

```

```

    printf(" Não foi possível abrir o arquivo\n");
    return;
}

fprintf(fp,"%d\n",n_amost); //Lê numero de amostras.
fprintf(fp,"%d\n",i_tempo); //Lê tempo de amostragem.

i=0;
j=0;
do {
    dados = dados_int[i];
    fprintf(fp,"%d\n",dados); //Leitura de dados de ensaios.
    i = i + 1;

    dados = dados_int[i];
    fprintf(fp,"%d\n",dados);
    i = i + 1;

    dados = dados_int[i];
    fprintf(fp,"%d\n",dados);
    i = i + 1;

    dados = dados_int[i];
    fprintf(fp,"%d\n",dados);
    i = i + 1;

    j = j + 1;
} while ( j < n_amost );

fclose(fp); //Fecha arquivo de dados.

}

// Sub-rotina para leitura do A/D da placa de aquisição de dados.
float vin(int ch)
{
    outportb((EndBase+12),ch);          /* Inicia conversao do A/D. */

    do {
        dadoMSB=inportb(EndBase+5); /* Ler bits MSB do A/D. */
        dado = dadoMSB & 0x10;      /* Mascara do bit de conversao. */
    } while (dado != 0);           /* Teste de final de conversao. */

    dadoLSB=inportb(EndBase+4);      /* Ler bits LSB do A/D. */
    dado = (dadoMSB << 8) + dadoLSB; /* Dado em formato binário. */
    Vt = 10.0 * dado / 4095.0 - 5.0; /* Converte em formato decimal. */
    return(Vt);
}

```

ANEXO II

Este programa (em comandos de linha do MatLab) serve para ler dados gravados pelo programa do anexo 1 e traçar os gráficos correspondentes.

% Programa para leitura dos dados gravados e elaboração dos gráficos relativos.

```

clear all;                                %Limpar variáveis.

arq = input('Nome do Arquivo de Dados [ entre aspas ] = ');

fp = fopen(arq,'r');                       % Abrir arquivo.
v = fscanf(fp,'%d');                       % Ler arquivo.
fclose(fp);                                % Fechar arquivo.

n = v(1);                                  % Numero de amostras.
it = v(2);                                 % Intervalo de tempo entre amostras.

i = 3;                                     % Indices.
j = 1;
while i < 2*n+2,                           % Loop de separacao de dados.
    Ad(j) = v(i);                          % Dado relativo à grandeza física.
    Da(j) = v(i+1);
    j = j + 1;
    i = i + 2;
end

ref = input('ref = ');                    % Referência ou set point.

ct1 = 10.0/4095;                          % Fatores de conversao dos dados
ct2 = 5.0;
ct3 = 5.0/4095;

Ti = it;
if it < 0
    Ti = 65536 + it;
end

dt = (65535 - Ti) / 1.19318e6;
l1f = 0;
tt = 0;
for i = 1:n,                               % Loop de conversao dos dados.
    t(i) = tt;
    tt = tt + dt;
    Vg = (ct1 * Ad(i) - ct2);
    TN(i) = Vg;
    Vc = ct3 * Da(i);
    DU(i) = Vc;
end

plot(t,(TN/ref));                          % Gráfico.

xlabel('t [s]');ylabel('y(t)'); grid;

```

ANEXO III

Informações básicas sobre a placa de aquisição de dados utilizada.

PCL-711

Cartão de Aquisição de Dados de Entrada, Saída, Analógico e Digital



Características

- . Oito entradas analógicas simples
- . Entradas A/D programáveis (várias escalas programáveis)
- . A/D, D/A separadas
- . Uma saída analógica
- . resolução do D/A e A/d com 12 bits
- . 16 entradas digitais
- . 16 saídas digitais
- . Incluindo os drivers de várias em linguagens de programação, as mais populares, as rotinas de calibração, demonstração e programas exemplos
- . Cartão de conexão e cabo inclusos.

Introdução

O PCL-711 é um cartão completamente integrado que oferece quatro dos E/S's mais populares para PC/AT e sistemas compatíveis: Conversão de A/D, conversão de D/A, entradas digitais e saídas digitais.

O PCL-711 é uma placa de baixo custo com as seguintes características: 8 entradas analógicas de 12 bits, uma saída analógica de 12 bits, 16 entradas digitais e 16 saídas digitais. Além disso, vem com um cartão de interface com cabos apropriados para conexões.

O PCL-711 executa uma variedade de trabalhos de I/O com um conjunto de funções de software e uma seleção de outros cartões e acessórios disponíveis.

Especificações

Entradas analógicas

. Número de Canais	8 canais em modo comum.
. Conversão de A/D	12 bits, 25 μ s de tempo de conversão
. Faixa de Tensão de trabalho(V)	± 5 , ± 2.5 , ± 1.25 , ± 0.625 , ± 0.3125
. Modo de Disparo	Externo ou interno
. Transferem de Dados	Controle por programa ou interrupções (IRQ's 2 - 7)
. Precisão	± 2 LSB
. Rejeição de Modo comum	60 dB típico
. Impedância de Entrada	> 10 M Ω
. Tensão Máxima de Entrada	± 30 V _{DC} max

<p>Saídas Analógicas</p> <ul style="list-style-type: none"> . Faixa do D/A . Tempo atualização <p>Entrada Digital</p> <ul style="list-style-type: none"> . Canal <p>Saída digital</p> <ul style="list-style-type: none"> . Canais . Nível Lógico 0 . Nível Lógico 1 <p>Geral</p> <ul style="list-style-type: none"> . Consumo de Energia 	<p>uma saída de 12 bits</p> <p>0 ~ 5 V ou 0 ~ 10 V</p> <p>30 μsec.</p> <p>16, nível TTL</p> <p>16</p> <p>0.5 V max @ 8 mA (consumo)</p> <p>2.4 V min @ 0.4 mA (fornece)</p> <p>+5V @ 500 mA típico, 1.0 A máx</p> <p>+12V @ 50 mA típico, 100 mA máx</p> <p>-12V @ 14 mA típico, 20 mA máx</p>
---	---

SELEÇÃO DO ENDEREÇO DE BASE

Posição da chave de endereço de entrada/saída (E/S)						
Faixa (hex) **	1	2	3	4	5	6
	A9	A8	A7	A6	A5	A4
200-20F	1	0	0	0	0	0
210-21F	1	0	0	0	0	1
220-22F*	1	0	0	0	1	0
230-23F	1	0	0	1	0	0
300-30F	1	0	1	0	0	0
3F0-3FF	1	1	1	1	1	1

Nota: Fechado = 0 (ON), Aberto = 1 (OFF)
A4...A9 corresponde às linhas de endereçamento do barramento do PC
* significa configuração de fábrica
** BASE

ENDEREÇOS DE ACIONAMENTO DOS PERIFÉRICOS DA PLACA DE AQUISIÇÃO

Localização			Leitura	Escrita
BASE	+	0	Contador 0	Contador 0
BASE	+	1	Contador 0	Contador 0
BASE	+	2	Contador 0	Contador 0
BASE	+	3	N/U ***	Contador 0
BASE	+	4	Byte LSB do A/D	Byte LSB D/A
BASE	+	5	Byte MSB do A/D	Byte MSB D/A
BASE	+	6	Byte LSB do D/I	N/U
BASE	+	7	Byte MSB do D/I	N/U
BASE	+	8	N/U	Limpeza da Requisição de Interrupção
BASE	+	9	N/U	Controle de Ganho
BASE	+	10	N/U	Controle do Multiplexador
BASE	+	11	N/U	Modo de Controle
BASE	+	12	N/U	Disparo do A/D por Software
BASE	+	13	N/U	Byte LSB do D/O
BASE	+	14	N/U	Byte MSB do D/O
BASE	+	15	N/U	N/U
*** Não Usado				

ANEXO IV

Informações básicas sobre a técnica “fogo girante”

Fogo Girante

A técnica do “fogo girante” é um método simples para realizar o paralelismo entre geradores. Consiste de um circuito de três lâmpadas (L1, L2 e L3, Fig. 1) com tensão de trabalho e potência adequadas, e uma chave seccionadora de três pólos independentes. Com este circuito é possível verificar as condições necessárias para efetuar o paralelismo (mesmos valores de tensão, frequência, com defasagem nulas).

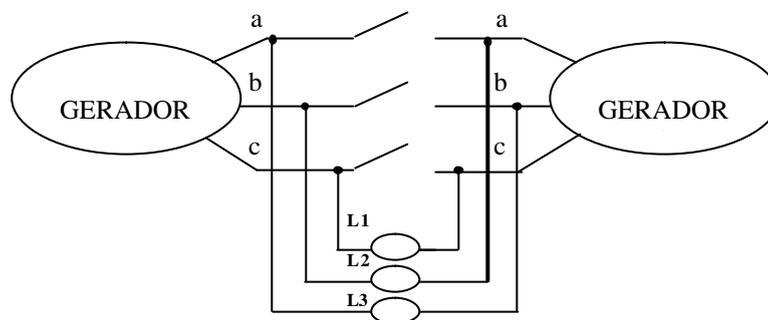


Fig. 1 – Dispositivo que realiza o teste de paralelismo entre dois Geradores

Ligando os geradores com a chave seccionadora desligada, e verificando se as lâmpadas ficam duas ligadas e uma desligada em um rodízio conforme a Tabela 1.

Tabela 1 – Situação das lâmpadas do fogo girante .

Lâmpadas	Estados								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
L1	ligada	desl	ligada	ligada	desl	ligada	ligada	desl	ligada
L2	ligada	ligada	desl	ligada	ligada	desl	ligada	ligada	desl
L3	desl	ligada	ligada	desl	ligada	ligada	desl	ligada	ligada

Pode se verificar da Tabela 1, que após três estados a situação se repete com uma cadência que dependerá da frequência relativa entre os geradores.

A lâmpada L3 pode ser usada como a referência que indicará quando pode-se realizar o paralelismo entre os geradores, isto acontecerá nos estados 1 ou 4 ou 7 da Tabela 1, indicando que os geradores possuem valores de frequência próximos e defasagem relativa pequena. Valores de tensões próximos podem ser verificados com dois voltímetros ligados nas fases de cada gerador.