

FERNANDO HEVELTON DUARTE OLIVEIRA

**LEVANTAMENTO DO MODELO MATEMÁTICO
DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO DE UM
GERADOR SÍNCRONO**

**FLORIANÓPOLIS
2000**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**LEVANTAMENTO DO MODELO MATEMÁTICO
DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO DE UM
GERADOR SÍNCRONO**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

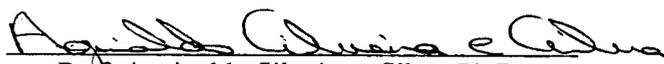
FERNANDO HEVELTON DUARTE OLIVEIRA

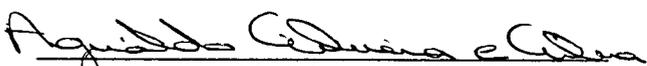
Florianópolis, Novembro de 2000

LEVANTAMENTO DO MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO

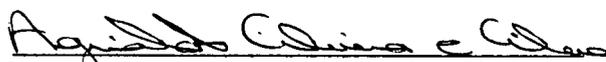
FERNANDO HEVELTON DUARTE OLIVEIRA

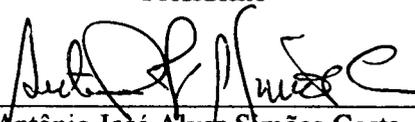
Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Sistemas de Potência*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

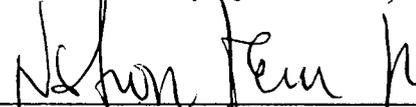

Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Orientador

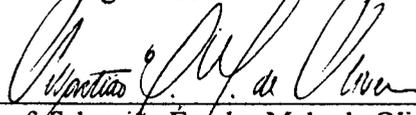

Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:


Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Presidente


Prof. Antônio José Alves Simões Costa, Ph.D.


Eng. Néelson Zeni Júnior, M.Eng.


Prof. Sebastião Ezequiel Melo de Oliveira, D.Sc.

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Vera, cujo constante incentivo não me deixou desistir nos momentos mais difíceis;

Aos meus filhos Ludmila e Gustavo, tesouros incomensuráveis, pelas muitas horas de convívio roubadas;

Ao caríssimo Mestre, orientador e amigo Aguinaldo Silveira e Silva, pela paciência, incentivo e valiosa orientação na execução do trabalho;

Ao grande amigo e Mestre Sebastião Ércules Melo Oliveira, cujo incentivo e empenho muito contribuíram para esta realização;

À Companhia Energética de Minas Gerais (CEMIG), que me proporcionou a participação no Curso Avançado em Controle de Sistemas Elétricos (CCSE), cujos melhores frutos são agora colhidos;

Aos antigos colegas da CEMIG, em particular aos amigos do agora extinto Departamento de Engenharia de Operação (OP/EG), pelo incentivo e suporte técnico;

À Siemens S/A, na pessoa do Engenheiro Sebastião Rubens Carpi Jr., pela gentil permissão de reprodução de documentos técnicos utilizados no trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

LEVANTAMENTO DO MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO

FERNANDO HEVELTON DUARTE OLIVEIRA

Novembro/2000

Orientador : Aguinaldo Silveira e Silva, PhD.

Área de Concentração : Sistemas de Potência

Palavras-chave : Sistema de Excitação, Regulador de Tensão, Limitadores, Máquina Síncrona

Número de Páginas : 206.

Na análise moderna de sistemas elétricos de potência, é essencial ter à disposição modelos matemáticos confiáveis dos seus diversos componentes, de modo que se possa estudar o seu comportamento através de simulações digitais. Este trabalho trata do levantamento do modelo matemático do sistema de excitação de um gerador síncrono, a partir dos seus diagramas eletroeletrônicos. Trata também da sua validação, por meio da comparação dos resultados de simulações digitais feitas com o modelo e registros de ensaios de campo, efetuados durante o processo de comissionamento do equipamento. A abordagem empregada procura evidenciar aspectos práticos do levantamento das funções de transferência em geral ignorados em estudos acadêmicos, nos quais essas funções não são de fato levantadas ou construídas, mas já existem de forma padronizada. Ao longo do trabalho, a operação de cada componente do sistema estudado é explicada e discutida em profundidade, para o que são também abordados aspectos pertinentes da operação e proteção de um sistema elétrico de potência. Ênfase especial é dada ao desempenho do sistema de excitação como um todo, em que são analisadas as possibilidades de interação entre seus componentes. Sob certas circunstâncias, as ações individuais desses componentes podem ser conflitantes, e cuidados especiais devem ser tomados para assegurar o funcionamento harmônico do sistema.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

DEVELOPMENT OF THE MATHEMATICAL MODEL OF A SYNCHRONOUS GENERATOR EXCITATION SYSTEM

FERNANDO HEVELTON DUARTE OLIVEIRA

November/2000

Advisor : Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.

Area of Concentration : Power Systems

Keywords : Excitation System, Voltage Regulator, Limiters, Synchronous Machine

Number of Pages : 206.

In modern electrical power system analysis, it is vital to have at hand reliable mathematical models of its various components, in order to study their behavior through digital simulation. This work describes the development of the mathematical model of a synchronous generator excitation system from its electro-electronic diagrams. It also deals with its validation, by means of comparing simulation results, performed with the model, with those obtained in field tests, performed during the commissioning procedures. The approach of the work tries to highlight practical aspects of transfer functions deriving that are usually ignored in academic studies. In such studies, these functions are not actually built, they are rather generally selected from standard forms. Throughout the work, the operation of each component of the excitation system under study is explained and discussed in depth, taking into account relevant aspects of power system protection and operation. Special emphasis is given to the performance of the system as a whole, when the possibility of interaction between components is analyzed. Under certain circumstances, the individual actions of the system components may be conflicting, and special care must be taken to assure the harmonic operation of the system.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	xii
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO E OBJETIVO	1
CAPÍTULO 2 EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO E DESCRIÇÃO INTRODUTÓRIA DO SISTEMA EM ESTUDO	7
2.1 Introdução	7
2.2 Evolução dos Sistemas de Excitação	8
2.3 Descrição Sucinta do Sistema de Excitação	11
2.3.1 Regulador Automático de Tensão e Ponte Retificadora	15
2.3.2 Limitador de Corrente de Campo	17
2.3.3 Limitador de Corrente de Armadura	17
2.3.4 Limitador de Subexcitação	20
2.3.5 Limitadores da Relação Tensão/Frequência	23
2.3.6 Estabilizador de Sistema de Potência (PSS)	26
2.4 Conclusão	27
CAPÍTULO 3 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO E LEVANTAMENTO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA	29
3.1 Introdução	29
3.2 Regulador Automático de Tensão (RAT)	31

3.2.1	Descrição de Funcionamento	31
3.2.2	Função de Transferência	35
3.3	Circuitos de Disparo dos Tiristores e Ponte Retificadora	42
3.3.1	Descrição de Funcionamento	42
3.3.2	Função de Transferência	43
3.4	Limitador de Corrente de Campo	46
3.4.1	Descrição de Funcionamento	46
3.4.2	Função de Transferência	48
3.5	Limitador de Corrente de Armadura	51
3.5.1	Descrição de Funcionamento	51
3.5.2	Função de Transferência	54
3.6	Limitador de Subexcitação	58
3.6.1	Descrição de Funcionamento	58
3.6.2	Função de Transferência	65
3.7	Limitadores da Relação Tensão/Freqüência	68
3.7.1	Descrição de Funcionamento	71
a)	Limitador da Relação Tensão/Freqüência	71
b)	Relé VHZ	74
c)	Proteção Digital DGP	74
3.7.2	Funções de Transferência	75
a)	Limitador da Relação Tensão/Freqüência	75
b)	Relé VHZ	78
3.8	Estabilizador de Sistema de Potência (PSS)	82
3.8.1	Descrição de Funcionamento	83
3.8.2	Função de Transferência	86
3.9	Modelo Completo do Sistema	87
3.10	Conclusão	89

CAPÍTULO 4	
VALIDAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO	91
4.1 Introdução	91
4.2 Considerações Gerais	92
4.3 Ensaio Estático	96
4.3.1 Regulador Automático de Tensão	97
4.3.2 Limitador de Corrente de Campo	101
4.3.3 Limitador de Corrente de Armadura	102
a) Lado Sobreexcitado	102
b) Lado Subexcitado	104
4.3.4 Limitador de Subexcitação	106
4.3.5 Limitador da Relação Tensão/Frequência	108
4.3.6 Estabilizador de Sistema de Potência (PSS)	109
4.3.7 Resumo dos Ensaio Estático	109
4.4 Ensaio Dinâmico e Simulação	110
4.4.1 Considerações Sobre a Comparação de Oscilogramas	111
4.4.2 Regulador Automático de Tensão	113
4.4.3 Limitador de Corrente de Campo	119
4.4.4 Limitador de Corrente de Armadura	123
a) Lado Sobreexcitado	123
b) Lado Subexcitado	126
4.4.5 Limitador de Subexcitação	129
4.4.6 Limitador da Relação Tensão/Frequência	130
4.4.7 Relé VHZ	132
4.4.8 Estabilizador de Sistema de Potência	136
4.5 Conclusão	141

CAPÍTULO 5
COORDENAÇÃO DOS COMPONENTES **143**

5.1 Introdução	143
5.2 Limitadores de Corrente de Armadura e de Campo	143
5.3 Limitadores da Relação Tensão/Frequência	145
5.4 Limitador de Subexcitação e Proteção Contra Perda de Excitação	149
5.5 Estabilizador de Sistema de Potência (PSS) e Demais Componentes	156
5.6 Conclusão	157

CAPÍTULO 6
CONCLUSÕES FINAIS **159**

APÊNDICE I
DADOS DO SISTEMA ELÉTRICO **165**

I.1 Sistema de Excitação	165
I.1.1 Ponte Retificadora	165
I.1.2 Transformador de Excitação	166
I.2 Geradores	166
I.3 Turbina	167
I.4 Sistema de Potência	168
I.4.1 Transformador Elevador	168
I.4.2 Sistema de Transmissão	168

APÊNDICE II
DIAGRAMAS ELETRÔNICOS DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO 171

APÊNDICE III
SISTEMATIZAÇÃO DO LEVANTAMENTO
DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA E OUTROS CÁLCULOS 185

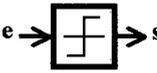
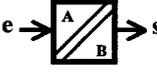
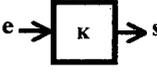
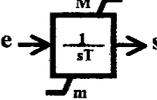
III.1 Filtro de 1ª Ordem	185
III.2 Controlador do Tipo Proporcional (P)	187
III.3 Controlador do Tipo P com Ganho Ajustável	188
III.4 Regulador do Tipo Integral (I) com Tempo Ajustável	193
III.5 Controlador do Tipo PI com Tempo Integral Ajustável	194
III.6 Controlador do Tipo PI com Parâmetros Ajustáveis	198
III.7 Amplificador com Realimentação	199
III.8 Linearização dos Circuitos de Disparo e Ponte Retificadora	200

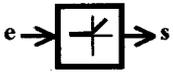
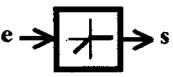
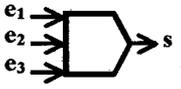
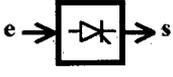
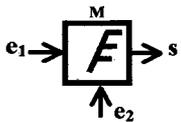
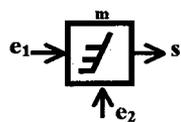
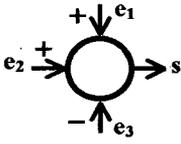
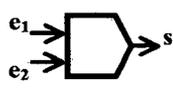
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 203

SIMBOLOGIA

A simbologia utilizada no trabalho é, em geral, a usualmente empregada nos materiais didáticos e publicações técnicas comumente encontrados e não requer tratamento especial, sendo que cada novo símbolo introduzido virá acompanhado da devida explicação.

Uma exceção é a simbologia usada nos diagramas analógicos, por não ser totalmente padronizada nos meios técnicos. A utilizada neste trabalho é aquela recomendada pela ELETROBRÁS, através do Grupo Coordenador da Operação Interligada (GCOI), e é mostrada a seguir para facilidade de consulta.

<u>Símbolo</u>	<u>Descrição</u>
	Atraso Unitário : entrega na saída o valor da entrada calculado no passo de integração anterior.
	<i>Bang-Bang</i> : entrega na saída 1, 0 ou -1, dependendo de ser a entrada positiva, nula ou negativa.
	Conversor : converte a grandeza A na grandeza B .
	Função genérica : avanço, atraso, etc. (a função é indicada dentro do quadrilátero).
	Ganho K .
	Integrador de constante T e valores de saída limitados entre m e M .
	Limitador : valores de saída limitados entre m e M .

<u>Símbolo</u>	<u>Descrição</u>
	<i>Negative Clipper</i> : entrega na saída o valor de e ou zero, dependendo de ser a entrada positiva ou não.
	<i>Off-set</i> : entrega na saída a entrada acrescida de K .
	<i>Positive Clipper</i> : entrega na saída o valor de e ou zero, dependendo de ser a entrada negativa ou não.
	Relé : entrega na saída o valor e_2 ou e_3 , dependendo de ser a entrada e_1 nula/positiva ou negativa.
	Retificador controlado.
	Seletor de máximo : entrega na saída o valor máximo entre e_1 e e_2 .
	Seletor de mínimo : entrega na saída o valor mínimo entre e_1 e e_2 .
	Somador.
	<i>Zero-Order Hold</i> : entrega na saída a entrada e_1 ou zero, dependendo de e_2 ser positiva ou nula/negativa.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO E OBJETIVO

O bom desempenho de um sistema elétrico de potência é determinado por vários fatores, tais como continuidade de fornecimento e qualidade da energia fornecida. A qualidade da energia, por sua vez, é avaliada basicamente pelo comportamento da tensão e da frequência ao longo da rede elétrica e determinada a partir de critérios relativamente rígidos, que limitam as variações dessas grandezas em torno de seus valores nominais, tanto durante a operação normal quanto no seguimento a perturbações.

Em condições de equilíbrio entre carga e geração, ou durante certas perturbações nesse equilíbrio, a frequência do sistema é satisfatoriamente mantida pelos *reguladores de velocidade* dos geradores, cuja ação é auxiliada por torques sincronizantes desenvolvidos de forma espontânea pelo próprio sistema elétrico.

O controle da tensão, por sua vez, é feito de forma descentralizada, ao longo de todo o sistema. É importante observar que, em um sistema elétrico, o perfil de tensões está intimamente relacionado com o montante de energia reativa circulante e com a sua natureza, indutiva ou capacitiva. Portanto, um determinado perfil de tensões implica uma certa quantidade de potência reativa, ditada pelas características da parte passiva do sistema elétrico, ou seja, cargas, linhas de transmissão, reatores, etc. Em pontos do sistema eletricamente próximos aos geradores, essa potência reativa, referida no jargão técnico simplesmente como *reativo*, pode ser suprida pelas máquinas síncronas, sujeitas, é claro, às

suas limitações físicas. Em locais eletricamente distantes dos pontos de geração, as necessidades de reativo devem ser atendidas através de outros meios, tais como compensadores de reativo síncronos e estáticos, capacitores, reatores e transformadores com taps variáveis, entre outros.

Dos sistemas de controle citados, este trabalho abordará apenas o *regulador de tensão*, cuja função básica é a de manter constante, em um valor fixado *a priori*, a tensão nos terminais da máquina síncrona, através do ajuste constante da sua força eletromotriz ou tensão interna. Esse ajuste é feito pelo controle da tensão aplicada ao enrolamento de excitação da máquina síncrona.

Desde a sua concepção original, junto com a operação das primeiras máquinas síncronas, o regulador de tensão evoluiu bastante, como se verá resumidamente no Capítulo 2. A partir de sua função primitiva, que era a de controlar a corrente no enrolamento de excitação da máquina, o regulador sofreu mudanças conceituais e estruturais, estas últimas sempre visando a automatização e redução de seu tempo de resposta. Diversas funções de controle foram a ele incorporadas e, modernamente, todo o conjunto é designado *sistema de excitação*.

Dado um sistema de excitação, qualquer que seja o seu grau de complexidade, é essencial conhecer em detalhes o seu funcionamento e ser capaz de representar suas funções mais importantes de forma analítica, o que constitui o chamado *modelo* do sistema em questão. Esse modelo, acoplado de forma apropriada a modelos compatíveis dos outros componentes do sistema elétrico (linhas de transmissão, geradores, etc.), presta-se de forma vantajosa para as simulações de desempenho do referido sistema. As simulações, largamente utilizadas tanto na fase do planejamento da expansão quanto na do planejamento da operação, constituem um

aspecto importante no tratamento dos sistemas elétricos de potência, pois permitem que sejam analisados o desempenho e o comportamento de seus componentes, nas mais variadas condições de operação, sem que esses elementos sejam de fato expostos aos desgastes e riscos inerentes a tais situações.

Na operação dos sistemas de potência, além do subsídio à atividade de planejamento, as simulações têm importância na análise de ocorrências, cuja finalidade é avaliar o desempenho do sistema durante perturbações. Dessas análises, podem surgir recomendações de alterações de ajustes de proteção, configurações operativas e outras ações preventivas que evitem a reincidência de desempenhos considerados insatisfatórios.

O objetivo deste trabalho é a análise do sistema de excitação de um gerador síncrono, constituído de um regulador de tensão e de várias funções limitadoras acessórias, além de um estabilizador de sistema de potência (PSS, do inglês *Power System Stabilizer*). O trabalho consiste no levantamento do modelo matemático do regulador e de suas funções acessórias, discussão das interações entre esses componentes e na validação do modelo obtido, através da comparação de resultados de simulações em computador digital, feitas com o referido modelo, com registros de desempenho real do gerador.

A obtenção do modelo matemático de um componente qualquer, quando tal componente já existe, pode ser feita a partir de ensaios de funcionamento [1] ou de forma analítica. Para essa última abordagem, que é o caso presente, é necessário acesso a toda a documentação técnica pertinente, de forma que se possa construir um modelo que represente de fato o sistema real. Neste trabalho, procurou-se desenvolver um modelo o mais próximo possível da realidade, incorporando todos os detalhes e características do sistema de excitação

real. Simplificações foram feitas apenas em casos em que comprovadamente a adição de um detalhe do sistema físico ao modelo não traria qualquer ganho em precisão, e, quando feitas, foram devidamente justificadas. A aplicação das técnicas de levantamento de modelos e análise de funcionamento em um sistema real pretende dar ao trabalho um caráter prático que possa distingui-lo de uma abordagem apenas teórica.

A máquina síncrona em questão encontra-se atualmente em funcionamento e faz parte de uma usina hidrelétrica (3x179 MVA) do parque gerador de uma empresa concessionária de energia elétrica do sudeste brasileiro (CEMIG). A maior parte do material aqui apresentado foi colhida pelo autor durante o processo de comissionamento do sistema de excitação do referido gerador, no período de 1994 a 1995, no qual teve ativa participação.

A motivação para um trabalho dessa natureza surgiu da idéia de compor, num único documento, um conjunto de procedimentos organizados de forma didática para a análise de um sistema de excitação já existente. Com a versatilidade oferecida atualmente pela tecnologia da eletrônica de potência, é relativamente simples a inclusão de qualquer função adicional num sistema de excitação estático. Tanto isso é verdade que os grandes fabricantes oferecem uma larga variedade de funções e opções nos seus sistemas de excitação, mesmo que não especificadas pelo cliente, e sem qualquer custo adicional, uma vez que o custo do sistema de excitação, comparado com o da máquina, é insignificante. Dessa forma, os fabricantes oferecem seus sistemas de excitação como um “pacote” bastante completo, que, se for interesse do cliente, pode ser alterado à vontade, sem grande esforço ou custo.

Assim, a questão da especificação técnica ou do projeto de um sistema de excitação, para o pessoal técnico de operação de sistemas de potência, perde em importância

para o aspecto da análise, do perfeito entendimento de como funciona o sistema e de sua representação matemática para efeito de simulações. Isso não impede, no entanto, que sejam feitas observações e sugestões de melhorias no projeto, como é o caso deste trabalho.

Apesar de o trabalho focar um sistema de excitação particular, é dado um tratamento o mais genérico possível à análise feita. Cada componente do conjunto é discutido em termos de sua importância para o sistema elétrico, sua concepção e filosofia de atuação, depois do que é feito o levantamento do modelo matemático específico.

No Capítulo 2, é feito um breve histórico da evolução dos sistemas de excitação, abordando-se alguns dos avanços conceituais por eles sofridos. É dada também uma visão panorâmica do sistema aqui analisado, em que são comentados sua estrutura e seus elementos componentes, e é apresentado um diagrama geral mostrando como os elementos são associados para a formação do conjunto. Para cada item, é apresentada também uma descrição sucinta de funcionamento.

No Capítulo 3, os diversos componentes do sistema de excitação são analisados em detalhe. São mostrados os métodos de levantamento do modelo matemático, a partir dos diagramas eletrônicos, e comentadas as eventuais simplificações feitas. O funcionamento de cada componente é explicado detalhadamente e o resultado final é a obtenção do modelo matemático do sistema de excitação a ser utilizado em simulações digitais da operação do sistema elétrico.

Uma vez obtido o modelo matemático completo, o Capítulo 4 trata da sua validação. São mostrados os resultados de simulações digitais feitas com o modelo

desenvolvido e esses resultados são comparados com registros obtidos no campo, durante os testes de comissionamento, quando foram submetidos a ensaios todos os componentes do sistema de excitação. A partir da análise da comparação desses resultados, tiram-se conclusões sobre a fidelidade do modelo e são feitas sugestões de melhorias para o sistema de excitação.

No Capítulo 5, é feito um estudo de coordenação da atuação dos diversos componentes, a partir do modelo construído. As interações entre as diversas funções do sistema de excitação, algumas das quais conflitantes e outras que se superpõem em situações específicas de operação, requerem uma definição precisa dos ajustes e faixas de atuação de cada componente, de modo que se obtenha um conjunto cujo funcionamento seja harmônico em qualquer situação operativa. Para essa discussão, abordam-se alguns aspectos teóricos e práticos da operação e proteção de máquinas síncronas e de sistemas de potência em geral, que fornecem subsídios para as definições procuradas.

A conclusão do trabalho é feita no Capítulo 6, em que se faz uma síntese do que foi apresentado e comentam-se os resultados obtidos. São apresentadas sugestões de melhorias para o projeto de sistemas de excitação e também sugestões para outros trabalhos acadêmicos nessa área.

Compõe ainda o trabalho um conjunto de 3 Apêndices, em que são apresentados os dados do sistema elétrico (excitação, geradores e sistema de transmissão), diagramas eletrônicos da excitação e sistematização dos cálculos das funções de transferência, juntamente com outros cálculos, além da lista de referências bibliográficas.

CAPÍTULO 2

EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO E DESCRIÇÃO INTRODUTÓRIA DO SISTEMA EM ESTUDO

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, são comentadas algumas etapas da evolução dos sistemas de excitação, em que foram incorporados ao conceito restrito de *controle da excitação* aspectos mais abrangentes relacionados à máquina síncrona e ao sistema elétrico do qual ela faz parte. Dessa forma, tem-se uma idéia de como os modernos sistemas de excitação desempenham funções de controle e proteção da máquina síncrona e do sistema elétrico, de modo a contribuir efetivamente para o bom desempenho dos sistemas de potência em todas as situações operativas. É dada também uma visão geral do sistema de excitação a ser analisado, com o auxílio de um diagrama em blocos simplificado, em que são representados todos os componentes de interesse. Cada componente é apresentado individualmente e suas características, assim como a operação de todo o conjunto, são discutidas em caráter introdutório.

2.2 EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO

O regulador de tensão primitivo consistia basicamente de um reostato, operado manualmente, ligado em série com o enrolamento de excitação do gerador. Seu objetivo era controlar a intensidade da corrente na bobina de campo, corrente esta fornecida por um gerador auxiliar de corrente contínua, denominado *excitatriz*. Esse método, além de depender da presença de um operador, era pouco eficiente, dada a potência dissipada na resistência do reostato.

Um melhoramento desse sistema foi a substituição do controle direto da corrente pelo controle da tensão da excitatriz [2-4].

Com o aumento da complexidade dos sistemas de potência, em que as cargas foram se distanciando dos locais de geração, foi introduzido o controle automático de tensão, uma vez que começaram a surgir problemas de estabilidade transitória após perturbações na rede, tais como curtos-circuitos nas linhas de transmissão. Nessas situações, quanto mais rápida a recuperação da tensão após a perturbação, menor o risco de perda de estabilidade.

A meta seguinte buscada na evolução dos sistemas de excitação foi a redução do tempo de resposta do regulador, principalmente em situações pós-perturbação. A necessidade de melhor utilizar os sistemas de transmissão, aumentando as potências máximas transmitidas pelas linhas, e de diminuir o número de interrupções causadas por perturbações na rede, melhorando assim a qualidade do atendimento ao consumidor, motivou a busca de sistemas de excitação cada vez mais rápidos, uma vez que as características descritas acima são

consequência direta de uma rápida recuperação da tensão após uma perturbação.

Esse objetivo só começou a ser realmente atingido a partir da década de 60, com o desenvolvimento da eletrônica de potência em estado sólido. A partir de então, foi possível a construção de retificadores controlados, que substituíram com grandes vantagens técnicas e econômicas as excitatrizes rotativas constituídas por geradores de corrente contínua. Já faz alguns anos, os sistemas de excitação para máquinas síncronas são constituídos de pontes retificadoras controladas a tiristores, cujas principais características são o reduzido tempo de resposta, custos mais baixos, alta confiabilidade e grande facilidade de manutenção. A versatilidade proporcionada pela tecnologia de semicondutores levou ainda, num espaço de tempo relativamente curto, à inclusão nos sistemas de excitação de várias outras funções não diretamente ligadas ao controle da tensão terminal da máquina síncrona.

O funcionamento seguro de um gerador síncrono se dá numa região do plano P,Q (potências ativa e reativa) delimitada por várias curvas que traduzem suas limitações físicas e cujo conjunto é chamado *curva de capacidade* da máquina síncrona. Essas limitações estão relacionadas com o valor máximo da corrente do estator da máquina e com os valores máximo e mínimo da corrente de rotor, além das limitações da turbina e da região de instabilidade, com pode ser visto na Figura 2-1 seguinte.

Em muitos projetos atuais, a cada trecho da curva de capacidade da máquina síncrona corresponde uma função limitadora acrescentada ao sistema de excitação. No entanto, é importante observar que os dispositivos que executam essas ações, os chamados *limitadores*,

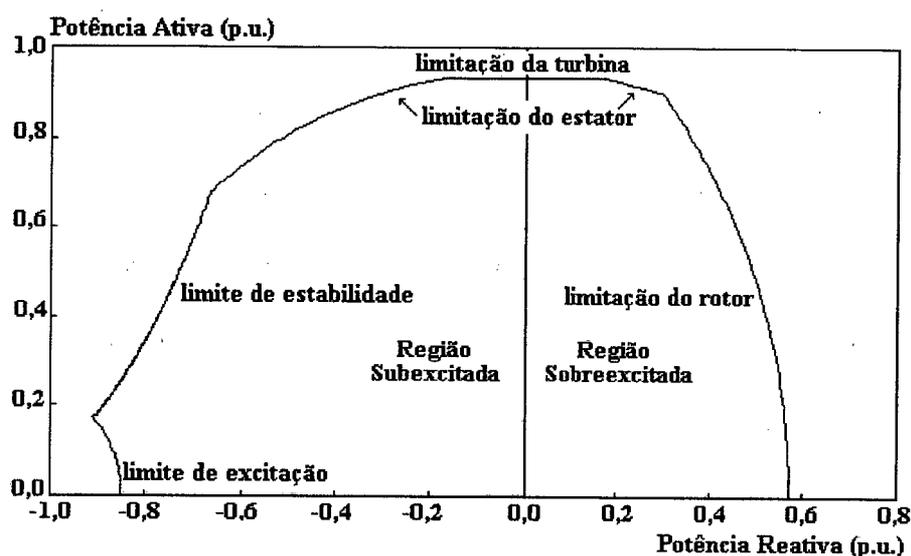


Figura 2-1
Curva de Capacidade Típica de Um Gerador Síncrono

não substituem qualquer função de proteção da máquina síncrona. Sua finalidade é, na realidade, evitar que a máquina seja retirada de serviço de forma intempestiva por algum dispositivo de proteção, impedindo sua operação em regiões do plano P,Q que exigiriam a atuação dessas proteções.

Pode-se dizer, portanto, que o primitivo regulador de tensão evoluiu bastante até se tornar o moderno sistema de excitação. Sua função básica continua sendo a de fornecer e controlar a corrente do enrolamento de campo da máquina, mas outros aspectos referentes ao gerador e ao sistema de potência passaram a ser considerados [4]. Em relação à máquina síncrona, um sistema de excitação atual deve ser capaz de mantê-la operando dentro de sua curva de capacidade, em condições normais, e de responder satisfatoriamente a perturbações transitórias. Como as violações dos limites estabelecidos pela curva de capacidade do gerador em geral envolvem fenômenos térmicos, dependentes do tempo, a atuação do sistema de excitação deve explorar as capacidades de sobrecarga de curta duração da máquina, de modo a extrair o máximo de sua capacidade, sem, contudo, exceder seus limites.

No que concerne à rede elétrica da qual faz parte, o sistema de excitação deve contribuir para o controle efetivo do perfil de tensões, através do controle da potência reativa, e para a melhoria da estabilidade. No caso da estabilidade transitória, sua contribuição se faz através de respostas rápidas a perturbações de vulto, com elevados valores de tensões de teto, e, no caso da estabilidade dinâmica, pela modulação da tensão de campo, visando amortecer oscilações do sistema.

2.3 DESCRIÇÃO SUCINTA DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO

O sistema de excitação estudado é composto por um controlador do tipo proporcional-integral (PI), doravante designado *regulador automático de tensão*, ou RAT, ao qual são agregados vários outros dispositivos :

- Limitador de corrente de campo, ou de sobreexcitação;
- Limitador de corrente de armadura;
- Limitador de subexcitação;
- Limitadores da relação tensão/frequência (V/Hz);
- Estabilizador de sistema de potência (PSS).

A função básica de um regulador de tensão, como já visto, é ajustar continuamente a tensão interna ou força eletromotriz da máquina síncrona, de modo a manter sua tensão terminal a mais próxima possível do valor desejado, corrigindo quaisquer desvios ocasionados por alterações ou perturbações na rede elétrica à qual a máquina está ligada.

Grosso modo, essa função é realizada a partir da comparação de um valor de tensão contínua proporcional ao valor RMS da tensão terminal da máquina, a cada instante, com a *tensão de referência* (V_{ref}). Essa grandeza é também um valor de tensão contínua, ajustável por um potenciômetro motorizado, e proporcional à tensão terminal desejada para a máquina. O resultado dessa comparação, o chamado *signal de erro* (V_{erro}), é aplicado ao controlador PI, e o processo se desenvolve como se verá ainda neste capítulo.

Em um sistema de excitação mais complexo, como o aqui estudado, alguns dos sinais dos outros componentes, além daquele do RAT, também participam da formação do sinal de erro. Como pode ser visto no diagrama simplificado da Figura 2-2 seguinte, os sinais dos limitadores de corrente de campo e de corrente de armadura, assim como o do PSS, entram na composição do sinal de erro do RAT, formando a parcela denominada *sinais adicionais* (V_{adic}).

O sinal de erro é processado pelo controlador PI, na saída do qual os sinais dos limitadores da relação tensão/frequência e de subexcitação são incorporados através de seletores de valores máximo (M) e mínimo (m), respectivamente. O *signal de controle* (U_e), assim obtido, é então direcionado aos circuitos de disparo da ponte retificadora a tiristores.

Na Figura 2-2, é mostrado também o sinal do relé VHZ, cuja função é similar à do limitador da relação tensão/frequência. A diferença é que ele atua no valor da referência de tensão V_{ref} quando a relação por ele monitorada viola o limite estabelecido.

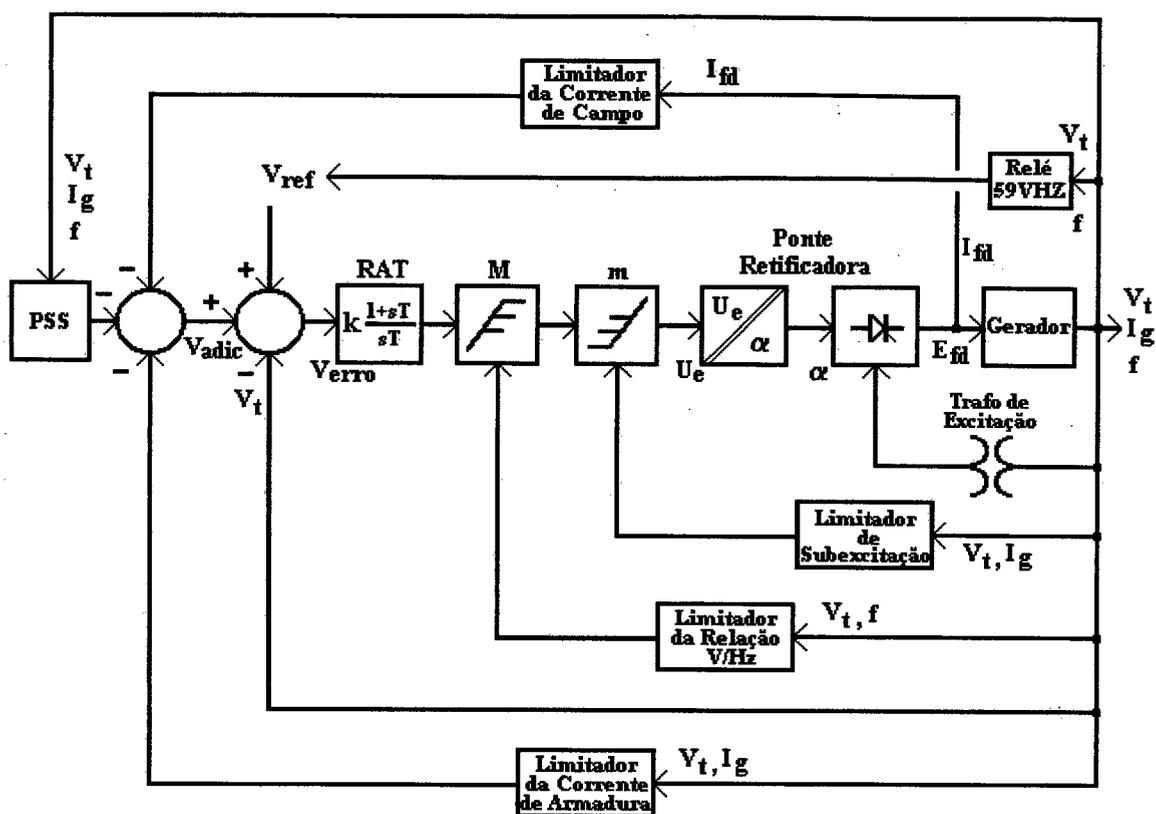


Figura 2-2
Diagrama Simplificado do Sistema de Excitação

É oportuno fazer aqui algumas considerações sobre os pontos de entrada dos sinais dos diversos componentes do sistema de excitação em relação ao RAT [4]. A localização da entrada do sinal de um componente do sistema é definida pelo projetista segundo alguns critérios que são, até certo ponto, um tanto subjetivos. Como visto, a parte central do sistema é o controlador PI. Todos os sinais presentes na sua entrada têm igual importância, sendo a ponderação entre eles feita apenas pela intensidade ou amplitude de cada um. A soma algébrica desses sinais, como também já visto, é o sinal de erro que, processado pelo controlador PI, produz o sinal de controle U_e .

Dependendo da importância atribuída a um certo componente, ou do tipo de controlador ao qual ele está ligado individualmente, o projetista pode definir que a sua entrada

no sistema se faça *após* o controlador PI, como acontece no caso presente com os limitadores da relação tensão/frequência e de subexcitação. No sistema estudado, esses limitadores são incorporados através de dispositivos seletores de valores máximo e mínimo. Por exemplo, imagine-se que o limitador de subexcitação teve seu limite violado. Se o sinal produzido na sua saída ficar *menor* que o sinal existente na saída do RAT, o seletor de valor mínimo define o sinal do limitador como o sinal de controle U_e . Assim, durante todo o tempo em que se mantiver tal situação, o controle da excitação da máquina será feito pelo limitador. Situação análoga ocorre quando o limite violado for o da relação tensão/frequência. Dessa forma, diz-se que o limitador em atuação “toma” o controle do RAT, e o projetista deverá prover o limitador em questão com um controlador capaz de trazer a variável que violou seu valor limite de volta à faixa de operação normal, de forma que o controle da excitação seja “devolvido” ao RAT. O critério utilizado aqui pelo projetista, quanto à localização da entrada dos sinais dos limitadores, será discutido no capítulo seguinte, quando será feita uma análise mais profunda de cada componente do sistema de excitação.

O ângulo de disparo α dos tiristores é determinado a partir de uma função linear da tensão de controle U_e , e com a variação de α em função de U_e controla-se a tensão aplicada ao enrolamento de campo da máquina (E_{fd}).

O controle da tensão de campo E_{fd} , que é a fase final do processo realizado pelo sistema de excitação, resulta no controle da tensão terminal da máquina (V_t), ou, quando essa tensão é fixada pelas condições do sistema ao qual a máquina está ligada, na determinação do montante de reativo por ela gerado ou absorvido.

2.3.1 REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO E PONTE RETIFICADORA

O controlador PI processa o sinal de erro de controle, formado, como pode ser visto na Figura 2-2, pela tensão de referência, tensão terminal, sinais dos limitadores de corrente de campo e de armadura e PSS ($V_{\text{erro}} = V_{\text{ref}} - V_t + V_{\text{adic}}$). O controlador é composto por um ganho (parte proporcional) e por um integrador (parte integral), ambos ajustáveis.

O sinal de saída do seletor de valor mínimo (m), resultado da comparação entre as saídas do RAT, do limitador V/Hz e do limitador de subexcitação, torna-se o sinal de controle U_e do sistema de excitação. Esse sinal é limitado entre -7 V e $+5$ V, valores que produzirão, respectivamente, as tensões de teto máxima e mínima do campo de excitação da máquina, como se verá oportunamente. Os valores de ganho e de tempo integral foram determinados quando do levantamento das funções de transferência e serão comentados no capítulo correspondente.

O sinal U_e é a entrada dos circuitos de disparo dos tiristores que compõem a ponte retificadora que alimenta o campo da máquina. Os circuitos de disparo são projetados de tal forma que há uma relação linear entre a tensão U_e e o ângulo α , dada pela expressão

$$\alpha = k_1 U_e + k_2,$$

em que os parâmetros k_1 e k_2 são ajustáveis. O ângulo assim obtido fornece a tensão de campo E_{fd} , através da expressão seguinte [5], para uma ponte retificadora de 6 pulsos :

$$E_{fd} = 1,35E_{LL}\cos(\alpha) - R_c I_{fd},$$

em que :

- E_{LL} é a tensão eficaz trifásica do secundário do transformador de excitação ($E_{LLnominal} = 370 \text{ V}$);
- R_c é uma resistência equivalente utilizada para representar a queda de tensão CC provocada pelo fenômeno da superposição (*overlap*) de correntes nos tiristores da ponte retificadora durante o processo de comutação[5]; $R_c = 6fL_c$, onde f é a frequência da rede (60 Hz) e L_c é a indutância equivalente atrás da tensão E_{LL} ;
- I_{fd} é a corrente de campo.

O diagrama em blocos da ponte retificadora é mostrado a seguir na Figura 2-3.

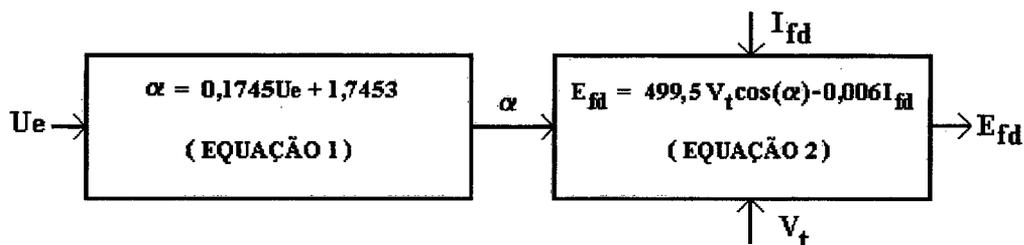


Figura 2-3
Diagrama em Blocos da Ponte Retificadora

A determinação dos valores numéricos dos parâmetros k_1 , k_2 e R_c será mostrada no capítulo seguinte.

2.3.2 LIMITADOR DE CORRENTE DE CAMPO

O limitador de corrente de campo (I_{fd}), ou de sobreexcitação, tem por finalidade impedir que a corrente de campo ultrapasse valores acima dos quais ocorre um aquecimento excessivo do rotor. Esse aquecimento, que pode ocorrer quando a máquina está operando na região sobreexcitada (lado direito da curva de capacidade, Figura 2-1), não está ligado ao fenômeno de sobreexcitação propriamente dito, como a expressão limitador de *sobreexcitação* poderia sugerir, mas sim às perdas ôhmicas na resistência do rotor ($r_r I_{fd}^2$). A limitação, portanto, é feita apenas no valor da corrente de campo.

O sinal de erro do limitador, dado pela diferença entre a corrente real e o limite estabelecido para I_{fd} ($I_{erro} = I_{fdlim} - I_{fd}$) é filtrado e aplicado a um controlador do tipo PI com ganho ajustável. Enquanto a corrente de campo permanece abaixo do limite, a saída do limitador fica saturada em um valor negativo e sua contribuição ao RAT é nula, devido à presença de um diodo. Quando I_{fd} ultrapassa o valor de I_{fdlim} , o limitador inicia sua atuação, após decorrido o tempo necessário para que o sinal de saída se torne positivo. O limitador atua na entrada do RAT, simulando um desvio da tensão terminal em relação à referência, como pode ser visto na Figura 2-2.

2.3.3 LIMITADOR DE CORRENTE DE ARMADURA

O limitador de corrente de armadura, ou de corrente I_g do gerador, atua no sentido de impedir que o ponto de operação da máquina fique fora da sua curva de capacidade, no tocante à limitação do estator, evitando, assim, seu sobreaquecimento.

Na realidade, os circuitos do estator da máquina suportam uma sobrecarga contínua de 10% sem perda de vida útil, conforme consta na sua especificação técnica. Esse, portanto, é o valor de referência do limitador ($I_{glim} = 1,1I_{gNominal}$).

A redução de corrente de armadura, através de uma ação do sistema de excitação, é alcançada através da redução da geração ou absorção de reativo pelo gerador, o que é obtido pela redução ou aumento da tensão interna da máquina, respectivamente. Se, no entanto, quando da violação do limite de I_g , o montante de reativo gerado ou absorvido for pequeno, a atuação do limitador não será efetiva, pois uma redução da parcela reativa da corrente (I_Q), que já é pequena, não alteraria substancialmente o valor de I_g ($I_g = \sqrt{I_P^2 + I_Q^2}$, onde I_P é a parcela ativa da corrente). Tal ação pode provocar, ainda, uma oscilação do ponto de operação em torno do eixo $Q = 0$ (Figura 2-1).

Para evitar essa instabilização no sistema de excitação, o limitador de corrente de armadura é dotado de circuitos que o tornam inoperante quando a parcela I_Q da corrente de armadura for inferior a um certo valor, normalmente de 10 a 20% da corrente nominal, aqui denominado I_{Qins} . A atuação do limitador se faz, portanto, quando o limite I_{glim} é excedido e a parcela I_Q da corrente reativa está fora da faixa de insensibilidade descrita acima ($I_Q > I_{Qins}$).

O sinal de erro de controle, dado pela diferença ($I_{glim} - I_g$), é processado por dois circuitos distintos, que supervisionam a operação do gerador nos casos sobreexcitado e subexcitado. Esses circuitos são basicamente iguais, cada um deles composto pelo módulo que executa a função inibidora citada acima, um seletor de valor mínimo e um controlador PI.

No caso sobreexcitado, uma vez satisfeitas as condições para a atuação do limitador ($I_g > I_{glim}$ e $I_Q > I_{Qins}$), o sinal de erro de controle é aplicado ao PI correspondente. Após decorrido o tempo necessário para que o PI saia do valor negativo em que se encontrava saturado e se torne positivo, sua saída passa a contribuir para o RAT (Figura 2-2), provocando uma redução da tensão interna do gerador, o que resulta em menor geração de reativo e portanto menor corrente de armadura I_g . Nessa atuação, o circuito que monitora a operação subexcitada do gerador é inoperante, visto que a saída de seu controlador PI fica saturada em um valor positivo, que é bloqueado pela presença de um diodo.

No caso da operação subexcitada da máquina, o funcionamento do limitador de corrente de armadura é inteiramente análogo ao descrito para o caso da operação sobreexcitada.

Uma observação interessante é que a atuação desse limitador se faz mais presente quando o gerador opera subexcitado (lado esquerdo da curva de capacidade mostrada na Figura 2-1). Na operação sobreexcitada, a corrente de campo I_{fd} é fator mais limitante do que a de armadura I_g , como pode ser visto pela assimetria da curva de capacidade, e o limitador de I_{fd} atua antes do de I_g para valores de potência reativa acima de 30% da nominal.

2.3.4 LIMITADOR DE SUBEXCITAÇÃO

O limitador de subexcitação, de aplicação um tanto controversa [4, 6-11], é normalmente utilizado com os objetivos descritos a seguir :

- Evitar a ocorrência de valores muito baixos da corrente de excitação, o que pode enfraquecer a interação entre os campos magnéticos girantes a ponto de o rotor perder totalmente o acoplamento com o campo magnético do estator, provocando a perda de estabilidade da máquina;
- Impedir que a corrente de excitação em turbogeradores atinja valores abaixo dos quais podem ocorrer pontos localizados de aquecimento no estator, nas chamadas regiões de cabeça ou fim de bobinas.

Como já foi dito, o limitador de subexcitação atua na saída do RAT, limitando o sinal de controle (U_e) a um valor máximo, correspondente a um valor mínimo de tensão (e de corrente) de excitação que assegura a estabilidade da máquina e sua operação afastada do limite de excitação mínima (Figuras 2-2 e 2-4).

A necessidade da rápida atuação desse limitador, quando o fator mais limitante é a estabilidade, é justificada pela constatação de que, uma vez ultrapassado o limite estático de estabilidade, a máquina sai de sincronismo em relação ao sistema ao qual estava ligada e sofre os efeitos danosos da perda de estabilidade (fortes impactos no rotor provocados pelo “saltamento” de pólos, pois o rotor da máquina, nessa situação, tende a disparar). Em tais

circunstâncias, como medida extrema para evitar as conseqüências da perda de estabilidade, as máquinas normalmente têm uma proteção contra perda de excitação (por exemplo, um relé tipo LOE, ou *Loss of Excitation Relay*), que desliga a máquina do sistema.

Quando o aspecto da estabilidade do gerador não é crítico, não há necessidade de ação imediata do limitador, o que justifica, em alguns projetos, a inserção do sinal desse limitador na entrada do RAT, compondo a parcela de sinais adicionais. No sistema em estudo, a estrutura do limitador cobre igualmente as duas situações, porém com ênfase na estabilidade.

A região de operação permitida, definida pelo limitador de subexcitação no plano P,Q, pode ser delimitada por arcos de circunferência ou segmentos de reta, dependendo de que grandezas são usadas como sinais de entrada. A utilização de amostras de tensão e corrente terminais produz características circulares, enquanto sinais das parcelas ativa e reativa da corrente I_g definem características retilíneas. A combinação desses sinais com uma amostra proporcional à tensão V_t pode ainda tornar essas características fixas no plano P,Q, independentes das variações da tensão terminal [10].

O limitador empregado aqui tem característica retilínea, podendo gerar até três segmentos de reta, cujas posições no plano P,Q dependem da tensão terminal.

As curvas de estabilidade, teórica e prática, assim como as da proteção e a característica do limitador podem ser vistas sobrepostas a uma curva de capacidade genérica na Figura 2-4 a seguir. O conjunto dá uma idéia preliminar de como esses elementos devem ser coordenados.

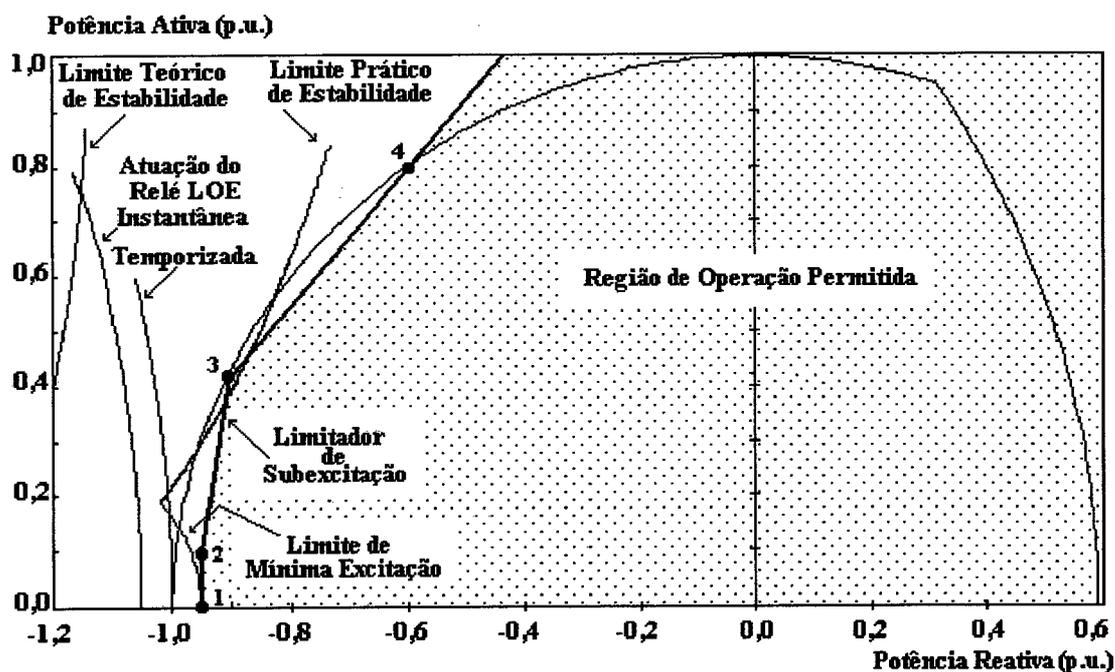


Figura 2-4
Curvas de Estabilidade, Proteção e Limitador de Subexcitação

A região permitida de operação, no que tange ao limitador (em destaque na Figura 2-4), é delimitada à esquerda por segmentos de reta, ajustados no módulo eletrônico correspondente em função das parcelas ativa e reativa da corrente do gerador e parametrizadas pela tensão terminal. A Figura 2-4 foi traçada para a tensão terminal de 100%.

Quando o ponto de operação da máquina se encontra dentro da região delimitada pelos segmentos de reta, o sinal de erro do limitador tem polaridade positiva e a saída de seu controlador PI é também positiva. Como a conexão do limitador ao RAT é feita via um seletor de valor mínimo, não há contribuição neste caso, pois a saída do RAT é normalmente negativa e prevalece sobre a do limitador. Se, por outro lado, o ponto de operação invade a região proibida, as polaridades citadas para o limitador se invertem e, se sua saída se tornar inferior à do RAT, o sinal de controle passa a ser a saída do limitador, o que provocará a elevação da tensão terminal e a volta do ponto de operação à região permitida.

2.3.5 LIMITADORES DA RELAÇÃO TENSÃO/FREQÜÊNCIA

A sobreexcitação em circuitos magnéticos é um fenômeno causado por tensão elevada ou freqüência reduzida, ou ainda pela combinação de ambas [4, 12, 13]. Também referida na literatura como *sobrefluxo*, a sobreexcitação, quando sustentada, provoca aquecimento excessivo em partes localizadas dos núcleos de transformadores e geradores e pode, ao longo do tempo, causar falhas nesses equipamentos, uma vez que seus efeitos são acumulativos.

Como a sobreexcitação é dependente tanto da tensão, de forma direta, quanto da freqüência, de forma inversa, os dispositivos empregados na sua supervisão e controle utilizam como sinal de entrada a razão entre essas grandezas.

Em relação ao sistema estudado neste trabalho, a análise é centrada no transformador elevador, uma vez que a presença do entreferro no gerador o torna menos suscetível aos efeitos da sobreexcitação. Os dados do gerador e do transformador são resumidos no Apêndice I.

O nível máximo de sobreexcitação ou sobrefluxo suportável por um transformador típico é mostrado na Figura 2-5 a seguir [12]. A grandeza representada no eixo vertical, V/Hz, é obtida pela divisão da tensão pela freqüência, ambas no sistema *por unidade* (p.u.), e o resultado é expresso em termos percentuais.

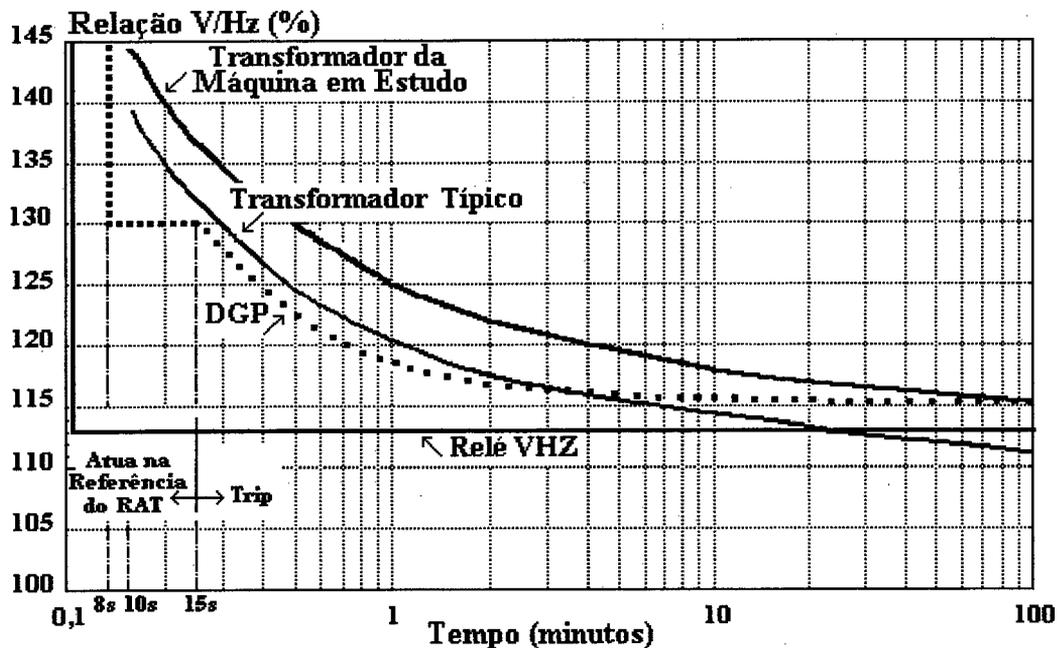


Figura 2-5

Curva de Suportabilidade de Transformadores à Sobreexcitação

O transformador elevador da máquina, como forma de compensar a queda de tensão provocada pela passagem de reativo, possui uma relação de transformação que funciona como se houvesse um tape do lado da baixa tensão (13,45 kV) quando comparada à tensão nominal do gerador (13,8kV), e, por isso, a especificação da sua suportabilidade à sobreexcitação foi feita um pouco acima da típica, como pode ser visto na mesma figura.

Os efeitos danosos da sobreexcitação em transformadores são bem explicados em [12, 13] e exige-se ação imediata para evitá-los. Para tanto, existem dois dispositivos vinculados ao RAT, sendo que um deles, o relé VHZ, é formalmente tido como um item de proteção, e não de controle, mas também será abordado neste trabalho.

No primeiro desses dispositivos, o limitador V/Hz, gera-se um sinal de erro a partir da comparação entre os níveis de tensão DC proporcionais à tensão (V_t) e à frequência

(V_f) terminais, expressos no sistema *por unidade* (p.u.). Para valores da relação tensão/frequência menores que aquele ajustado como referência (por exemplo 1,10 p.u./p.u.), o limitador é inoperante, pois sua saída fica saturada em um valor muito baixo quando comparado à saída normal do RAT, ao qual o limitador é conectado através de um seletor de valor máximo (Figura 2-2).

Quando o valor da relação tensão/frequência, em p.u., ultrapassa o limite ajustado, o controlador PI inicia a integração, e, quando sua saída se torna maior que a do RAT, o seletor de valor máximo faz a comutação e o limitador V/Hz assume a saída do RAT. Com isso, força-se a redução da tensão terminal até que a relação tensão/frequência retorne à faixa de operação permitida.

Enquanto o limitador V/Hz apenas atua no RAT, promovendo uma redução da tensão terminal, o outro dispositivo, o relé VHZ, pode provocar o desligamento do gerador (curva de atuação indicada na Figura 2-5). O relé tem sua partida (*pick-up*) definida por um determinado valor da relação tensão/frequência, ajustável, e, após um atraso de cerca de 1 segundo, inicia a redução do valor da tensão de referência do RAT, através do potenciômetro motorizado citado anteriormente (diagrama simplificado da Figura 2-2). Paralelamente, é acionada a unidade de *trip* do relé VHZ, que tem temporização ajustável de 0 a 15 segundos.

Se, após decorrido o tempo ajustado, a relação tensão/frequência não tiver retornado a um valor abaixo do valor de desarme do relé VHZ (valor de *drop-out* é cerca de 96% do valor de *pick-up*), é comandado o desligamento do gerador.

Existe, ainda, um terceiro dispositivo para proteção do transformador contra sobreexcitação, a unidade VHZ do relé digital DGP, cuja ação é apenas a de comandar o desligamento da unidade geradora, sem interferência nas ações de controle. Sua curva de atuação é também indicada na Figura 2-5.

2.3.6 ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS)

A principal função do PSS é contribuir para o amortecimento das oscilações do rotor da máquina resultantes de perturbações que ocorrem ao longo do sistema elétrico [4]. A criação de torques amortecedores em fase com os desvios de velocidade do rotor é obtida pela modulação da tensão de excitação por sinais adicionais estabilizantes, normalmente derivados da própria velocidade do rotor, da potência elétrica ou da potência acelerante.

O estabilizador que compõe o sistema estudado é digital e tem como entrada um sinal de potência acelerante, sintetizado a partir de amostras de tensão, corrente e frequência terminais. A atuação do PSS é feita pela aplicação de um sinal adicional na entrada do RAT, que o percebe como uma alteração momentânea do valor da tensão terminal. Sua contribuição está limitada de tal forma que à máxima saída ($L_{inf} = -10V$, $L_{sup} = +10V$) corresponda uma variação de $\pm 10\%$ na tensão terminal (Figura 2-2).

2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi apresentado de forma introdutória o sistema de excitação sob estudo. Um pequeno histórico deu uma idéia de como os reguladores de tensão primitivos evoluíram até os modernos sistemas de excitação e foram comentadas as expectativas atuais em relação às suas funções. Um diagrama em blocos mostrou como seus diversos componentes estão interligados e foi comentada, de forma breve, a atuação de cada um deles.

No capítulo seguinte, cada componente é analisado detalhadamente e é feita uma sistematização do método de levantamento de funções de transferência. São discutidos detalhes operacionais dos componentes, individualmente e em conjunto, e comentados aspectos de projeto, principalmente aqueles que foram objeto de modificações propostas e implementadas.

CAPÍTULO 3

DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

E LEVANTAMENTO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar o desenvolvimento detalhado das funções de transferência (FT) dos diversos componentes do sistema de excitação, obtidas a partir dos seus diagramas eletrônicos. Para cada componente, incluiu-se também uma descrição de funcionamento bastante minuciosa, que visa ajudar a compreensão da sua filosofia de atuação.

É importante frisar que a denominação *Função de Transferência* é bastante específica, sendo definida como a relação entre a entrada (excitação) e a saída (resposta) de um determinado sistema, ambas no domínio da frequência, e que o sistema esteja quiescente ou relaxado no instante $t=0$. Outra exigência a ser satisfeita para que uma relação seja uma função de transferência é que a relação funcional descrita pelo dito sistema seja uma *aplicação linear*, no sentido definido pela Teoria de Sistemas Lineares [14, 15].

As relações desenvolvidas neste capítulo, no entanto, procuram descrever, da forma mais exata possível, as funções de cada componente do sistema de excitação, levando

em conta todas as suas características, lineares ou não. Isso se justifica pelo fato de que, nos programas atuais de simulações dinâmicas, podem ser representados com facilidade quaisquer tipos de funções, não havendo necessidade de linearizações que introduzem, às vezes, simplificações que podem restringir o uso do modelo.

Ao final do capítulo, é apresentado um diagrama completo, mostrando todo o conjunto do sistema de excitação, com a indicação dos parâmetros ajustáveis e suas faixas de valores. Para aplicações específicas, em que se exigem as funções de transferência formais, é indicado o procedimento a ser seguido.

As *Folhas* a que são feitas referências ao longo do trabalho são os diagramas eletrônicos de interesse para o levantamento das funções. Esses diagramas, reproduzidos com permissão do fabricante do equipamento (Siemens S/A), estão agrupados no Apêndice II e mantiveram sua numeração original. Para cada componente do sistema de excitação, as partes de interesse dos diagramas eletrônicos foram isoladas e redesenhadas, de forma a tornar mais clara a dedução das funções de transferência.

No Apêndice III é mostrado, de forma sistemática, o método de levantamento das funções de transferência a partir dos diagramas. Os componentes básicos, tais como controladores proporcionais, proporcionais-integrais, filtros, etc., são tratados de forma genérica e para cada um deles é deduzida uma fórmula. Assim, uma vez identificado um desses componentes, basta remeter à fórmula correspondente e substituir os seus valores numéricos para a obtenção da respectiva função de transferência.

Para facilidade de consulta, são reproduzidas no texto as fórmulas utilizadas no desenvolvimento de cada função de transferência. Nos casos em que os circuitos não se encaixam nos modelos já obtidos, as relações correspondentes são desenvolvidas no próprio texto, sendo as partes mais laboriosas, também nesses casos, agrupadas no Apêndice III. Em ambas as situações, as equações dos circuitos são escritas usando o conceito de impedância operacional [16], que já fornece as expressões no domínio da frequência. Com isso, evita-se o processo de levantamento das equações no domínio do tempo e posterior aplicação da transformação de Laplace. Portanto, nos diagramas usados para ilustrar o levantamento das funções de transferência, as grandezas envolvidas já são indicadas pelas transformadas de Laplace das variáveis correspondentes no domínio do tempo.

3.2 REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO (RAT)

3.2.1 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

A parte básica do sistema de excitação, o regulador automático de tensão (RAT), tem seu diagrama eletrônico nas Folhas 301 e 302 (Apêndice II, Págs. 173 e 174), mas para o acompanhamento da descrição que se segue pode ser usado o diagrama simplificado mostrado na Figura 2-2.

Na entrada do RAT, são somados algebricamente os sinais da tensão de referência V_{ref} , tensão terminal V_t e sinais adicionais V_{adic} , para a formação do sinal de erro de controle (módulo eletrônico +FC51, Folha 302, Pág. 174). O valor da tensão de referência,

que corresponde ao valor de tensão desejado para os terminais do gerador, é obtido de um circuito divisor de tensão constituído pelo potenciômetro motorizado -Y01. O cursor do potenciômetro é posicionado pelo motor, normalmente acionado à distância por um operador, e a tensão ali obtida é ajustada nos módulos eletrônicos +FC39 e +FC63 de modo que a tensão nominal nos terminais do gerador (13,8 kV) corresponda o valor de 8 VDC (Folha 301, Pág. 173). A faixa de ajuste de V_{ref} , no potenciômetro -Y01, é de 80 a 110% da tensão nominal. O potenciômetro é mostrado com maior detalhe na Folha 310 (Pág. 176).

O valor da tensão terminal do gerador é formado no módulo eletrônico +FC39 (Folha 301, Pág. 173), a partir dos valores obtidos de transformadores de potencial (TPs da Folha 300, Pág. 172), filtrado e ajustado de modo que a tensão nominal correspondam 8 V.

Os sinais adicionais do RAT, constituídos pelos limitadores de corrente de campo, de corrente de armadura e estabilizador de sistema de potência, ou PSS, são também recebidos no módulo +FC39 da Folha 301 (Pág. 173), onde são somados e filtrados antes de serem encaminhados ao RAT.

Os valores de resistência de entrada dos sinais do limitador de corrente de armadura foram alterados durante o comissionamento, de modo a tornar o ganho de entrada próximo de 1 V/V. No caso do PSS, sua resistência de entrada foi alterada de modo que a sua máxima contribuição (± 10 V) corresponda uma variação de $\pm 10\%$ no RAT, ou seja, $\pm 0,8$ V.

Uma vez definido o sinal de erro do RAT ($-V_t + V_{ref} + V_{adic}$), este passa através de um ganho ajustável e de um integrador com tempo de integração também ajustável. A soma

dos sinais através do ganho e do integrador, feita pelo amplificador operacional (AO) y75, constitui a saída do regulador proporcional-integral (PI) do RAT (Folha 302, Pág. 174).

À saída do bloco controlador PI, doravante designado simplesmente *PI*, estão conectados mais dois limitadores, o de subexcitação e a da relação tensão/frequência (V/Hz). O sinal do limitador de subexcitação compete com o sinal de saída do RAT através de um seletor de valor mínimo, função desempenhada pelo AO y81, de tal forma que a saída do PI fica limitada, para baixo, ao valor do sinal proveniente do limitador de subexcitação.

Simultaneamente, o sinal de saída do PI é comparado com o do limitador da relação V/Hz, através de um seletor de valor máximo, função esta desempenhada pelo módulo +FC63 (Folha 402, Pág. 179).

Considerando este último limitador, portanto, o sinal presente na saída do PI será o maior dentre os dois sinais ali presentes, ou seja, o sinal do PI *sem* a presença do limitador e o sinal do próprio limitador.

Como os limitadores de subexcitação e da relação V/Hz atuam em sentidos opostos, na eventualidade de ação simultânea prevalece o efeito do primeiro, o que é garantido pelo valor menor do resistor na saída do seletor de mínimo (1 k Ω , Folha 302, Pág. 174) quando comparado ao resistor na saída do seletor de máximo (22 k Ω , Folha 402, Pág. 179). Uma tal situação operativa, apesar de rara, é possível, e será discutida oportunamente. Nesse caso, a solução adotada pelo projetista, a da prevalência do limitador de subexcitação sobre o da relação V/Hz, parece ser a mais adequada, uma vez que as conseqüências danosas da operação na região subexcitada se fazem presentes mais rapidamente que aquelas decorrentes

da violação do limite V/Hz. Outro fato que justifica a solução adotada é a constatação de que, em caso de violação grave do limite V/Hz por um tempo inadmissível, há outros dispositivos que provocam o desligamento do gerador do sistema, como se verá mais adiante (relé VHZ e unidade VHZ da proteção digital DGP).

O sinal assim obtido é encaminhado ao módulo eletrônico que determina o ângulo de disparo dos tiristores da ponte retificadora, cuja análise será abordada mais adiante.

Neste ponto, fazem-se necessários alguns comentários sobre as modificações indicadas na Folha 302 (Pág. 174), para melhor compreensão do funcionamento do RAT. O circuito mostrado no canto superior esquerdo do diagrama, que leva ao módulo +DC23, é uma opção dada pelo fabricante para a utilização de duas faixas de ganho distintas para o bloco proporcional do regulador, uma com a máquina em vazio e outra com a máquina em carga. A faixa de ganho sugerida para o gerador em vazio seria obtida pela ligação de um resistor de 1 k Ω em paralelo com o resistor de 330 k Ω , através de contatos auxiliares do disjuntor da máquina. Durante o comissionamento, no entanto, decidiu-se que apenas uma faixa de ganho seria usada, tanto em vazio como em carga, de forma que o referido circuito foi utilizado para outra finalidade. Ele foi empregado para impor uma limitação no sinal de saída do RAT durante a partida da unidade geradora em -3,3 V, o que corresponde a uma tensão de campo máxima de cerca de 195 V. Uma vez que o RAT se torna atuante, durante o processo de partida da máquina, logo que a velocidade da turbina ultrapassa 90% do valor nominal, esta é uma forma de evitar a ocorrência de um valor elevado da relação tensão/frequência nesta fase. Essa limitação permanece durante 20 segundos após o início da atuação do RAT. Decorrido esse tempo, voltam a vigorar os limites normais, cuja análise será abordada mais à frente.

O limitador utilizado (AO y91, Folha 302, Pág. 174) é o mesmo que faz a limitação da corrente de excitação (ação rápida) em caso de perda de uma das pontes retificadoras. Esse limitador, cuja ação pressupõe uma falha nas pontes, não é representado como um componente dos circuitos de controle. Foi utilizado como entrada para o limitador o ponto marcado como (4.62) na Folha 302, sem função na operação normal do RAT.

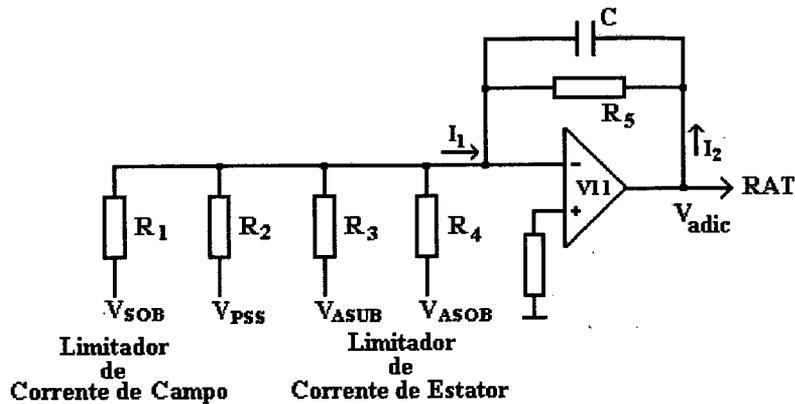
Outra nota importante para compreensão do funcionamento do RAT diz respeito ao seletor de valor máximo através do qual o limitador da relação V/Hz é conectado. O módulo eletrônico utilizado para o RAT (+FC51) é padronizado, e o seletor de valor máximo ali existente (AO y91) já está ocupado pelo limitador de corrente de excitação de ação rápida citado acima. Dessa forma, foram utilizados circuitos disponíveis no próprio limitador V/Hz para construção de um seletor de valor máximo (módulo +FC63, Folha 402, Pág. 179), sendo que os circuitos componentes desse módulo desempenham exatamente a mesma função do AO y91 e componentes associados.

3.2.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A parte de interesse do diagrama da Folha 301 (Pág. 173), onde são recebidos os sinais adicionais que compõem a entrada do RAT, é mostrada na Figura 3-1 a seguir, juntamente com a tabela que contém os valores dos parâmetros do circuito.

De acordo com a Fórmula 1 do Apêndice III :

$$V_{adic} = -\left(\frac{R_5}{R_1} V_{SOB} + \frac{R_5}{R_2} V_{PSS} + \frac{R_5}{R_3} V_{ASUB} + \frac{R_5}{R_4} V_{ASOB}\right) \frac{1}{1 + sR_5C}$$



R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	C
26,2	330	27	27	26,7	0,47

Resistências em ($k\Omega$) e Capacitância em (μF)

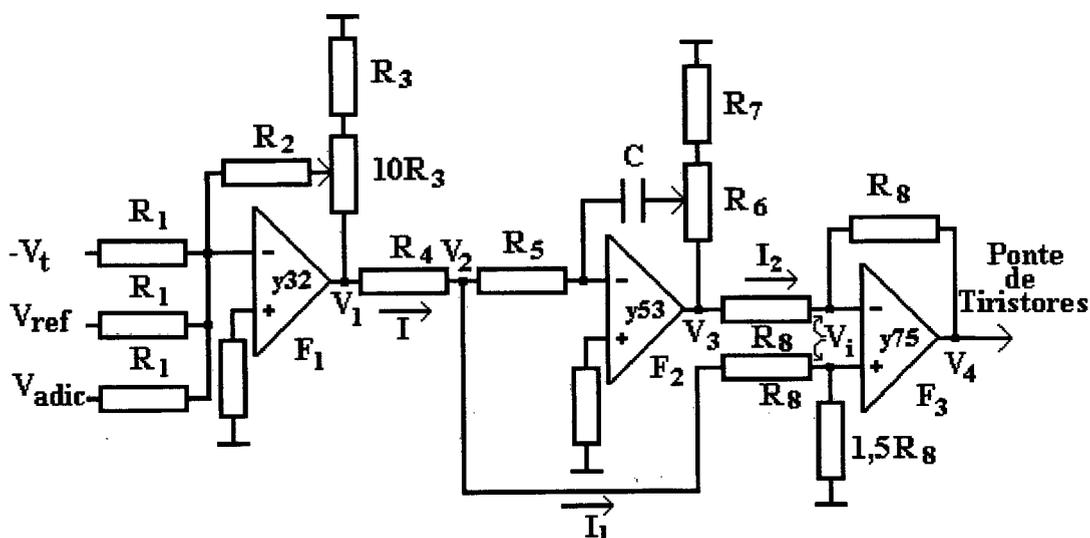
Figura 3-1
Circuito Eletrônico da Entrada dos Sinais Adicionais

Substituindo os valores numéricos, verifica-se que o coeficiente R_5C do operador de Laplace (s) vale 0,0124, o que significa a introdução de um atraso de cerca de 12 *milésimos* de segundo na recepção dos sinais adicionais. Dada a ordem de grandeza dos tempos de resposta usuais de um regulador de tensão, de *décimos* de segundo e acima, o termo em s pode, portanto, ser desprezado sem comprometimento do modelo. Os valores dos ganhos de entrada dos sinais adicionais no RAT são indicados na Tabela 3-1 seguinte :

Entrada	V_{SOB}	V_{PSS}	V_{ASUB}	V_{ASOB}
Ganho	-1,019	-0,081	-0,989	-0,989

Tabela 3-1
Ganhos de Entrada dos Sinais Adicionais (V/V)

A parte de interesse do diagrama da Folha 302 (Pág. 174), que mostra o RAT e as entradas dos diversos limitadores e PSS, é reproduzida na Figura 3-2 a seguir, juntamente com a tabela de valores dos parâmetros do circuito. As funções de transferência parciais são designadas pelos símbolos F_1 , F_2 , F_3 , indicados logo abaixo do amplificador operacional que constitui o núcleo de cada uma delas.



R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	R ₈	C
44	372,9	0,47	22	220	2,2	0,1	100	11,5

Resistências em (kΩ) e Capacitância em (μF)

Figura 3-2
Circuito Eletrônico do Regulador Automático de Tensão

- Cálculo de F₁ (parte proporcional) :

De acordo com a Fórmula 3 do Apêndice III :

$$F_1 = \frac{V_1}{-V_t + V_{ref} + V_{adic}} = -\frac{R_2}{\alpha R_1} \left[1 + \frac{(k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3}{R_2} \right],$$

onde k, pela Figura 3-2, vale $10R_3/R_3 = 10$ (ver Apêndice III).

Substituindo os valores numéricos e variando α em toda sua faixa, obtém-se :

$$-93,33 \leq F_1 \leq -8,48 \text{ V/V.}$$

O ajuste aplicado foi definido para β = 0,6 (potenciômetro D2 na posição 4, ver Apêndice III), que corresponde a α = 0,6363 e resulta F₁ = -13,36 V/V .

- Cálculo de F_2 (parte integral) :

Pela Fórmula 4 do Apêndice III:

$$F_2 = \frac{V_3}{V_2} = -\frac{1 + (k+1)(\alpha - \alpha^2)sR_7C}{s\alpha R_5C},$$

$$\text{com } k = \frac{R_6}{R_7} = \frac{2,2}{0,1} = 22 \text{ (ver Apêndice III).}$$

Substituindo os valores numéricos e variando α em toda a sua faixa, verifica-se que o coeficiente do termo em s no numerador está compreendido entre 0,0 e 0,0011 e, portanto, pode ser desprezado, conforme discutido no início deste item. A expressão de F_2 , então, pode ser simplificada para

$$F_2 = -\frac{1}{sT},$$

com T compreendido entre 0,11 e 2,53 segundos.

O ajuste deixado no campo foi obtido para $\beta = 0,5$ (potenciômetro D4 na posição 5), que corresponde a $\alpha = 0,5217$. Assim,

$$F_2 = -\frac{1}{s1,32}.$$

É importante notar que a função F_2 relaciona V_2 e V_3 , ou seja, $F_2 = V_3/V_2$ (ver Figura 3-2). Portanto, é necessário ainda estabelecer a relação entre V_1 e V_2 , o que é feito conforme indicado a seguir.

Da Figura 3-2,

$$IR_4 = \frac{V_1}{R_4 + (R_5/2,5R_8)} R_4 = 0,1582V_1.$$

O cálculo da corrente I acima, para o qual se considera a ligação do resistor R_5 em paralelo com $(R_8 + 1,5R_8)$, leva em conta a existência de um ponto de “terra virtual” na entrada inversora do AO y53. Ainda da Figura 3-2,

$$V_2 = V_1 - IR_4 = V_1 - 0,1582V_1 = V_1(1 - 0,1582).$$

Assim,

$$V_2 = kV_1, \text{ com } k = 0,8418.$$

O fator k pode ser combinado com a parte proporcional (função F_1), fornecendo

$$F'_1 = F_1.k = -13,36.0,8418 = -11,25 \text{ V/V}.$$

Portanto, a função F'_1 relaciona V_2 com o sinal de erro do RAT, ou seja,

$$F'_1 = \frac{V_2}{-V_t + V_{ref} + V_{adic}}.$$

- Cálculo de F_3 (proporcional-integral) :

A função de transferência F_3 faz a composição das partes proporcional e integral, através do somador cujo núcleo é o AO y75 (Figura 3-2). As relações necessárias são indicadas a seguir :

No terminal não inversor :

$$I_1 = \frac{V_2}{2,5R_8},$$

e o divisor de tensão formado pelos resistores R_8 e $1,5R_8$ fornece :

$$V_i = I_1 1,5R_8 = \frac{V_2}{2,5R_8} 1,5R_8 = 0,6V_2. \quad (3.1)$$

No terminal inversor :

$$I_2 = \frac{V_3 - V_i}{R_8} = -\frac{V_4 - V_i}{R_8}.$$

Simplificando a expressão :

$$V_4 = 2V_i - V_3. \quad (3.2)$$

Substituindo (3.1) em (3.2) :

$$V_4 = 1,2V_2 - V_3.$$

Assim, o diagrama em blocos do RAT fica como mostrado na Figura 3-3 abaixo. Observe-se que os limites de saída da parte proporcional, ajustados no campo em ± 12 V, também incluem o fator k que relaciona V_1 e V_2 , ou seja,

$$\pm 12,0,8418 = \pm 10,1 \text{ V.}$$

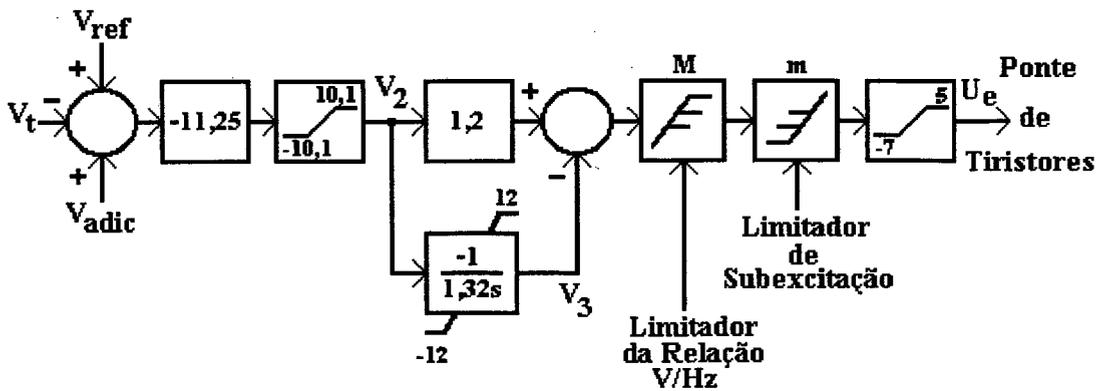


Figura 3-3
Diagrama em Blocos do Regulador Automático de Tensão

As conexões dos limitadores da relação V/Hz e de subexcitação são feitas pelos seletores de valores máximo (M) e mínimo (m), também indicados na Figura 3-3. Os limites de saída do RAT (-7 V, 5 V) foram fixados em valores correspondentes às tensões de teto máxima e mínima, respectivamente (Apêndice I).

Uma observação importante, válida aqui e para todos os modelos desenvolvidos nos itens seguintes, é que, a rigor, os blocos limitadores representados na Figura 3-7 não deveriam estar presentes, uma vez que constituem não-linearidades e invalidariam o conceito de *função de transferência*. Sua representação, porém, está de acordo com o comentário feito na introdução deste Capítulo, onde se afirma que a intenção, aqui, é representar o sistema com o maior detalhamento possível, englobando características lineares e não-lineares.

Finalizando este item, ressalta-se que os blocos entre os dois somadores na Figura 3-3 poderiam ter sido associados de modo a obter um controlador PI na sua forma usual. No entanto, optou-se pela representação ali indicada, que corresponde à real disposição física dos componentes nas placas eletrônicas. Simplificações dessa natureza serão feitas no final do capítulo, onde será apresentado o diagrama com o conjunto de todos os componentes.

3.3 CIRCUITOS DE DISPARO DOS TIRISTORES E PONTE RETIFICADORA

3.3.1 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

A tensão contínua aplicada aos terminais do enrolamento de campo do gerador é obtida na saída de um conjunto de quatro retificadores controlados a tiristores e ligados em paralelo, conjunto este denominado *ponte retificadora*. O valor dessa tensão é definido pelo ângulo de disparo α dos tiristores e pela tensão do secundário do transformador de excitação. A ponte, juntamente com seu circuito de disparo, é ligada à saída do RAT, conforme indicado na Figura 2-2, que pode ser usada no acompanhamento da descrição seguinte.

O módulo eletrônico usado como circuito de disparo dos tiristores (+FC91-N61, Folha 500, Pág. 183) tem sua curva de resposta reproduzida a seguir na Figura 3-4, em que foi superposta a curva ajustada durante o comissionamento.

Como se pode notar, o ângulo α tem uma relação linear com a tensão de controle U_c (saída do RAT) e seu campo de variação é de 10° a 170° , o que corresponde à faixa de variação da tensão de controle de $-8,5$ V a 7 V. O ajuste deixado no campo, no entanto, limita a variação de α de 30° a 150° , correspondente à faixa de -7 V a $+5$ V para a tensão de controle, cujos extremos definem, como já comentado, as tensões de teto ajustadas para o campo da máquina.

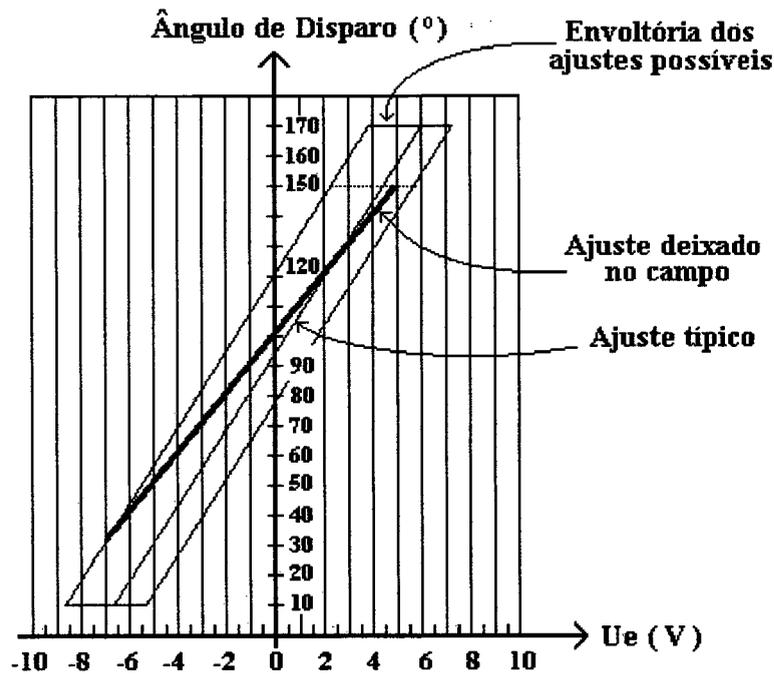


Figura 3-4
Relação Entre Tensão de Controle e Ângulo de Disparo

Uma vez definido o ângulo α , o disparo dos tiristores é feito com um atraso médio, segundo o fabricante, da ordem de 1,4 ms (Apêndice III), considerado desprezível para a presente aplicação, e o valor da tensão de campo (E_{fd}) é obtido nos terminais de saída da ponte retificadora.

3.3.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A relação funcional entre o ângulo de disparo α e a tensão de controle U_c pode ser obtida da Figura 3-4, como indicado a seguir :

inclinação da reta :

$$\frac{150 - 30}{5 - (-7)} = \frac{120}{12} = 10^\circ/V.$$

Como $U_e = 0$ corresponde a $\alpha = 100^\circ$, a equação fica :

$$\alpha = 10U_e + 100,$$

com U_e em volts e α em graus. Expressando α em radianos :

$$\alpha = (0,1754U_e + 1,7453) \text{ rad.} \quad (\text{Equação 1})$$

A teoria das pontes retificadoras controladas [5] mostra que a máxima tensão de saída de uma ponte retificadora de 6 pulsos é dada por :

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{LL} = 1,35E_{LL},$$

onde E_{LL} é a tensão eficaz entre fases do transformador de excitação. Introduzindo o ângulo de disparo α e a queda de tensão provocada pelo fenômeno da comutação de corrente entre os tiristores, a tensão aplicada no enrolamento de campo fica :

$$E_{fd} = V_{do}\cos(\alpha) - R_c I_{fd}.$$

Como já comentado no item 2.3.1, R_c é uma resistência equivalente utilizada para representar a queda de tensão provocada pelo fenômeno da superposição (*overlap*) de correntes nos tiristores da ponte retificadora durante o processo de comutação[5]; $R_c = 6fL_c$, onde f é a frequência da rede (60 Hz) e L_c é a indutância equivalente atrás da tensão E_{LL} .

A especificação do transformador de excitação fornece os seguintes dados, obtidos do Apêndice I :

$$P_{\text{nominal}} = 1530 \text{ kVA}$$

$$V_{\text{nominal}} = 370 \text{ V}$$

$$X_t = 7\% \text{ na base do transformador.}$$

Logo, a sua impedância base, no lado da baixa tensão, é :

$$Z_{\text{base}} = \frac{V^2}{P} = \frac{370^2}{1530 \cdot 10^3} = 0,0894 \Omega,$$

$$X_t = 0,07 \cdot 0,0894 = 0,00626 \Omega = 2\pi f L_c.$$

Portanto, $L_c = 0,0166 \text{ mH}$ e $6fL_c \approx 0,006 \Omega$.

Introduzindo os valores numéricos, a expressão final da tensão de campo fica :

$$E_{fd} = 499,5 V_t \cos(\alpha) - 0,006 I_{fd}, \quad (\text{Equação 2})$$

com E_{fd} em volts DC, V_t em p.u., α em radianos e I_{fd} em ampères.

O diagrama em blocos da função do circuito de disparo e ponte retificadora é mostrado na Figura 3-5 a seguir.

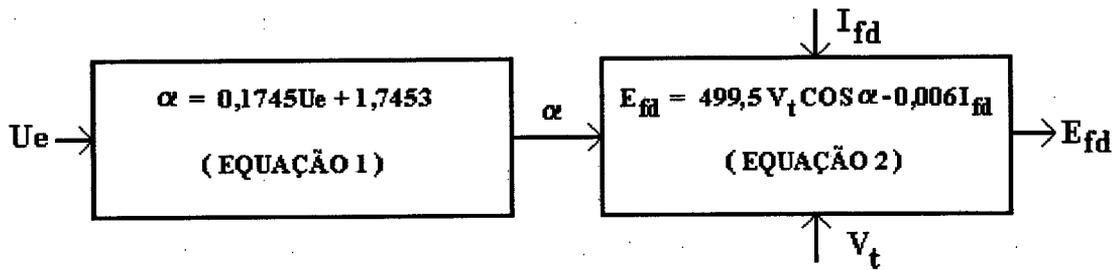


Figura 3-5
Diagrama em Blocos da Ponte Retificadora

Obviamente, as Equações 1 e 2 não constituem funções de transferência. Para sua obtenção, deve-se aplicar um processo de linearização, conforme descrito no Apêndice III. Assim, a função de transferência que engloba os circuitos de disparo e a ponte retificadora é dada pela equação (III.34), transcrita a seguir :

$$\frac{\Delta E_{fd}}{\Delta U_e} = -k e^{-s\tau_d}, \text{ com } k \text{ e } \tau_d \text{ definidos no Apêndice III.}$$

3.4 LIMITADOR DE CORRENTE DE CAMPO

3.4.1 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

A função do limitador, cujo acoplamento ao RAT é mostrado na Figura 2-2, é evitar que a corrente de excitação atinja valores tais que provoquem sobreaquecimento no rotor da máquina por perdas ôhmicas. O valor de projeto da corrente de campo, para condições nominais de operação, é de $I_{fdN} = 2411$ A, que corresponde a uma tensão de campo $E_{fdN} = 185$ V (ver Apêndice I).

Durante os testes de comissionamento, porém, os valores medidos foram, respectivamente, de cerca de 2700 A e 205 V. Também para os valores em vazio foram observadas diferenças acentuadas, em que os valores de projeto indicavam 1554 A e 109 V e os medidos foram cerca de 1700 A e 104 V. Portanto, os valores adotados para os ajustes são os valores medidos.

O valor de referência para a máxima corrente de campo permissível é de $I_{fdlim} = 1,1I_{fdN}$, ajustado no módulo eletrônico +EC65 (Folha 400, Pág. 177). O valor em volts DC correspondente à corrente nominal é obtido a partir da relação do transdutor (*shunt*) na saída da ponte retificadora, onde 4000 A correspondem a -10 V.

Portanto :

$$I_{fdN} = 2700 \times \frac{-10}{4000} = -6,75 \text{ V.}$$

O valor da corrente real no campo I_{fd} é obtido do transdutor acima citado, comparado com o valor de referência ($I_{ref} = 1,1|I_{fdN}| = I_{fdlim} = 7,43 \text{ V}$) e filtrado no módulo +EC65 da Folha 400 (Pág. 177). A diferença entre I_{fd} e I_{fdlim} passa pelo módulo +EC43, que limita esse valor em cerca de 2 V, o que corresponde a um erro máximo de $0,3I_{fdN}$. Esse patamar superior, que corresponde a um valor máximo de $1,4I_{fdN}$ para I_{fd} , justifica-se pelo fato de que a corrente de campo já é limitada neste valor pelo *limitador de corrente de ação rápida* (Folha 303, Pág. 175, não abordado neste trabalho), que age instantaneamente na saída do RAT. Portanto, o maior valor possível para o sinal de erro é $0,3I_{fdN}$.

O sinal de erro assim obtido é direcionado a um controlador do tipo PI (módulo +EC65, Folha 400, Pág. 177) com tempo integral fixo e parte proporcional ajustável.

Enquanto a corrente de campo for menor que o valor de referência ajustado, o sinal de entrada do controlador PI tem polaridade positiva e sua saída é negativa, ficando saturada em -5 V (valor ajustável). Devido à presença do diodo 26ab, o limitador nada contribui para a entrada do RAT. Se a corrente de campo ultrapassar o limite, no entanto, as referidas polaridades se invertem e, após decorrido o tempo necessário para que a saída do limitador se torne positiva, este sinal passa a influenciar a entrada do RAT. O efeito do limitador é percebido no RAT como um aumento da tensão terminal, dando origem a um sinal de erro que tende a reduzir a tensão, e, conseqüentemente, a corrente de campo.

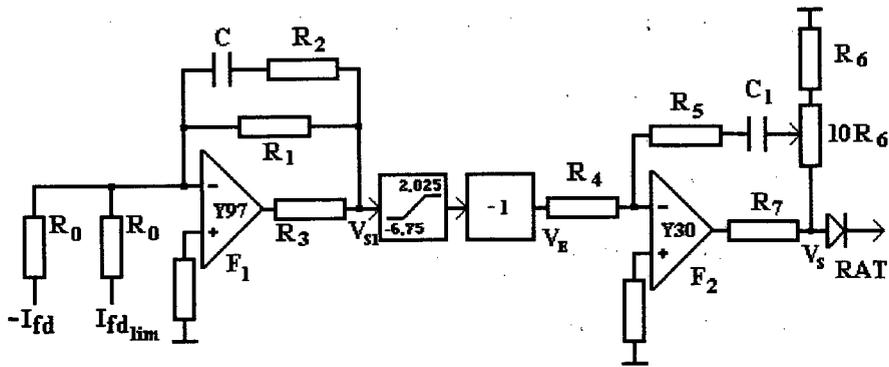
3.4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A função de transferência do limitador de corrente de campo foi obtida levando em consideração as modificações feitas durante o comissionamento, a introdução no circuito de realimentação do PI de um resistor de 330 k Ω em série com o capacitor 3ab e a alteração do valor de seu resistor de entrada (1ab) de 330 k Ω para 1 M Ω (módulo +EC65, Folha 400, Pág. 177). As partes de interesse do circuito são reproduzidas a seguir na Figura 3-6, em que o módulo que limita o sinal de erro em 2,025 V foi substituído pelo símbolo de um limitador. A tabela com os valores dos componentes é mostrada logo abaixo da figura.

- Cálculo de F_1 :

Desprezando o resistor R_3 na Figura 3-6, a Fórmula 7 do Apêndice III fornece :

$$F_1 = \frac{V_{s1}}{I_{fdlim} - I_{fd}} = - \frac{R_1(1 + sR_2C)}{R_0[1 + s(R_1 + R_2)C]}$$



R ₀	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	C	C ₁
47	47	0,1	0,056	1000	330	0,47	0,056	4,7	10

Resistências em (kΩ) e Capacitâncias em (μF)

Figura 3-6
Circuito Eletrônico do Limitador de Corrente de Campo

Substituindo os valores numéricos, fica :

$$F_1 = -\frac{1 + s0,00047}{1 + s0,22}$$

Desprezando o termo em s do numerador, obtém-se :

$$F_1 = -\frac{1}{1 + s0,22}$$

- Cálculo de F₂ (proporcional-integral) :

Pela Fórmula 6 do Apêndice III, desprezando R₇ :

$$F_2 = \frac{V_s}{V_E} = -\frac{T}{\alpha R_4 C_1} \cdot \frac{1 + sT}{sT}$$

com $T = [R_5 + (k+1)(\alpha-\alpha^2)R_6]C_1$ e $k = 10R_6/R_5 = 10$.

Substituindo os valores numéricos e variando α em toda sua faixa, verifica-se que o ganho proporcional de F_2 fica compreendido entre -3,63 e -0,33 V/V, e o tempo integral fica praticamente fixo em 3,3 segundos. O ajuste definido no campo foi obtido com o potenciômetro D2 na posição 3, que corresponde a $\beta = 0,7$ e $\alpha = 0,7272$. Assim, a função F_2 se torna :

$$F_2 = -0,454 \frac{1 + s3,3}{s3,3}$$

O diagrama em blocos do limitador é mostrado na Figura 3-7 abaixo, em que a troca de sinal dada pelo inversor (Figura 3-6) foi cancelada com o sinal negativo de F_2 , e o efeito do diodo de saída foi representado pelo limite inferior nulo do bloco limitador (L).

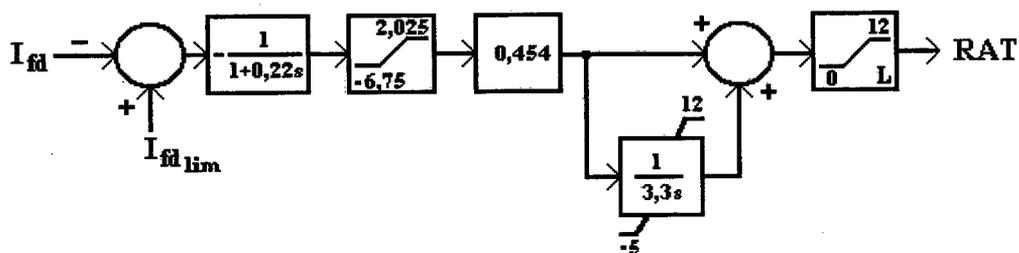


Figura 3-7

Diagrama em Blocos do Limitador de Corrente de Campo

3.5 LIMITADOR DE CORRENTE DE ARMADURA

3.5.1 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

Os diagramas eletrônicos do limitador de corrente de armadura constam das Folhas 408 (caso sobreexcitado) e 409 (caso subexcitado), Págs. 181 e 182, e a inserção do limitador no conjunto do sistema de excitação é mostrada na Figura 2-2.

O objetivo desse limitador é impedir que a máquina trabalhe em sobrecarga no que diz respeito ao estator, obrigando o ponto de operação a permanecer dentro da curva de capacidade no plano P,Q (Figura 2-1).

A corrente do gerador I_g é medida através de transformadores de corrente e convertida em um valor de tensão contínua (Folha 300, Pág. 172, pontos 71 e 72), de tal forma que à corrente nominal de carga do gerador ($I_{gN} = 7490$ A) corresponda uma tensão de -5 VDC na entrada do módulo +EC73-N14/7 (Folha 408, Pág. 181).

Esse valor é comparado com uma tensão proporcional à máxima corrente permitida (I_{glim}), ajustada no potenciômetro D2 do módulo +EC73-N14/5. A diferença entre esses dois valores é filtrada no módulo +EC73-N14/2 e é, então, encaminhada a dois controladores, um que atua na operação subexcitada e outro na operação sobreexcitada (o módulo +EC81-N15/2, Folha 408, Pág. 181, não tem função).

Em ambos os casos, a única forma de reduzir a corrente de armadura do gerador via sistema de excitação é, para um determinado valor de potência ativa gerada,

reduzindo o reativo gerado ou absorvido, o que pode ser constatado pela análise da expressão da potência aparente gerada num determinado ponto de operação :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

em que S é a potência aparente, P a ativa e Q a reativa (indutiva ou capacitiva).

É importante observar, portanto, que, se o montante de reativo gerado ou absorvido for pequeno, sua redução quase não terá efeitos sobre a potência aparente, e ainda haverá a tendência de provocar uma oscilação do ponto de operação em torno do eixo $Q = 0$ na curva de capacidade (Figura 2-1), pela atuação alternada das duas partes do limitador.

Para evitar o fenômeno acima descrito, as duas partes do limitador são dotadas de circuitos que o tornam inoperante para pequenos valores de potência (ou corrente) reativa.

No caso da operação sobreexcitada (Folha 408, Pág. 181), a tensão contínua I_Q proporcional à parcela reativa da corrente do gerador, detetada no módulo +FC27 (Folha 300, Pág. 172), é recebida no módulo +EC73-N14/3, onde a polaridade positiva indica operação sobreexcitada e 1 p.u. de corrente (7490 A) corresponde a 6 V. Nesse módulo, o valor de I_Q é comparado com um valor de referência e a diferença entre esses dois valores (I_{Qins}) é fornecida a um seletor de valor mínimo (módulo +EC81-N15/1), onde, por sua vez, é comparada com o sinal de erro ($I_{glim} - I_g$) gerado no módulo +EC73-N14/2 acima citado.

O ajuste do valor de referência é tal que, para valores de I_Q abaixo do desejado para insensibilizar o limitador (p.e. $0,1I_{gN}$), a saída do módulo +EC73-N14/3 (I_{Qins}) é sempre

negativa. Nesse caso, mesmo que I_g exceda I_{glim} , o limitador ficará inerte, pois, sendo positivo o sinal de erro de I_g , a saída do seletor de valor mínimo conterà o valor I_{Qins} , que é negativo.

Quando a corrente I_g é inferior a I_{glim} (operação normal), o sinal de erro, por sua vez, é negativo, sendo também negativa a saída do seletor de valor mínimo, de forma independente do valor de I_Q , e o limitador permanece inerte.

A saída do seletor de valor mínimo passa por um inversor (módulo +EC81-N15/3) e é aplicada ao controlador PI, cujo ganho é ajustável de -3,242 a -0,3235 V/V e cujo tempo de integração é fixo em cerca de 1,5 s. Quando o sinal de entrada do PI é positivo (operação normal ou inibida), a sua saída fica saturada em -5 V (valor ajustável), e, devido à presença do diodo 26ab, o limitador não contribui para o RAT.

Sendo satisfeitas as condições de atuação do limitador ($I_g > I_{glim}$ e $I_{Qins} > 0$), a polaridade do sinal de entrada do PI torna-se negativa. Decorrido, então, o tempo necessário para tirar o PI da saturação e tornar sua saída positiva, o limitador passa a atuar na entrada do RAT, atuação esta refletida como se houvesse uma elevação da tensão terminal, no caso sobreexcitado, o que provoca uma atuação do RAT no sentido de reduzi-la, diminuindo, como consequência, a geração de potência reativa.

Quando o gerador está operando no modo subexcitado, o desempenho da parte correspondente do limitador (Folha 409, Pág. 182) é análoga à descrita acima para o caso sobreexcitado. As diferenças existentes são comentadas a seguir.

A primeira delas é a parcela reativa (I_Q) da corrente do gerador, que é detetada no mesmo módulo que no caso anterior, mas tem seu sinal invertido ainda naquele circuito (Folha 300, Pág. 172) e chega ao módulo comparador (+EC95-N16/3, Folha 409, Pág. 182) com a polaridade positiva indicando operação subexcitada. Outra diferença consiste na ausência do inversor existente na saída do seletor de valor mínimo do caso anterior, de modo que, na operação subexcitada, o sinal de entrada do respectivo controlador PI deve ser positivo para que o limitador atue. Percebe-se, portanto, que, durante a operação normal do gerador, ou estando o circuito inibidor em ação, a saída do PI fica saturada em um valor positivo (no caso, +5 V) e que a presença do diodo 26ab impede sua contribuição para o RAT.

A última diferença consiste no fato de que, quando o limitador atua, sua ação é no sentido de elevar a tensão de campo E_{fd} , visando diminuir a absorção de reativo.

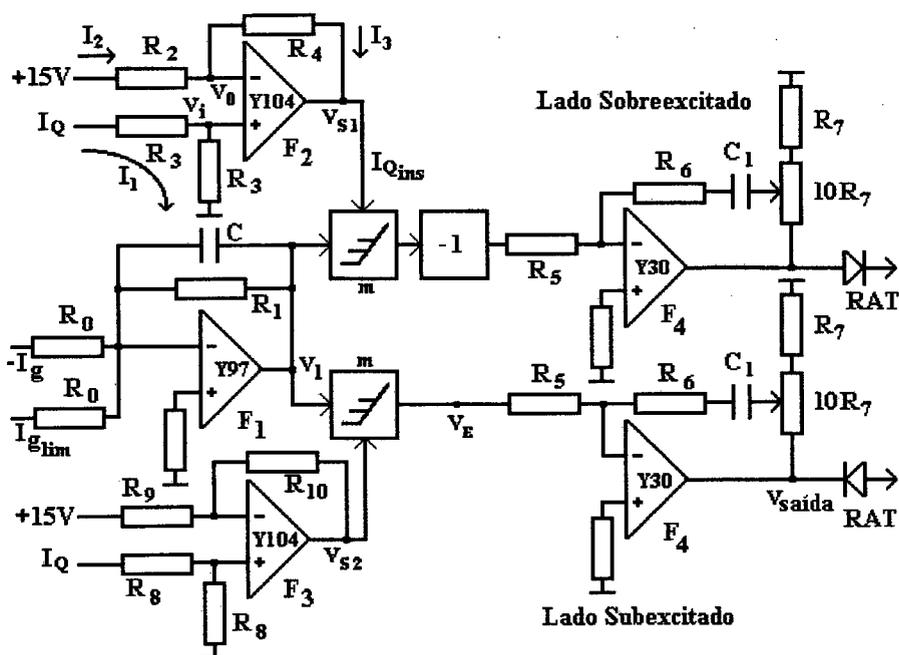
3.5.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

As partes de interesse dos circuitos eletrônicos das Folhas 408 e 409 (Págs. 181 e 182) são reproduzidas na Figura 3-8 a seguir, onde os módulos seletores de valor mínimo (m) e o inversor foram representados, para maior simplicidade, por símbolos usados nos diagramas em bloco. A tabela com os valores dos componentes do circuito é mostrada logo após a figura.

- Cálculo de F_1 (filtro) :

A Fórmula 1, com as resistências de entrada iguais, fornece (Equação III.6) :

$$F_1 = \frac{V_1}{I_{glim} - I_g} = \frac{R_1}{R_0(1 + sR_1C)}$$



R ₀	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	R ₈	R ₉	R ₁₀	C	C ₁
47	47	1500	47	47	680	220	0,47	47	820	47	4,7	6,8

Resistências em (kΩ) e Capacitâncias em (μF)

Figura 3-8
Circuito Eletrônico do Limitador de Corrente de Armadura

Substituindo os valores numéricos :

$$F_1 = -\frac{1}{1 + s0,22}$$

- Cálculo de F₂ (insensibilidade do lado sobreexcitado) :

No Apêndice III é mostrado o cálculo de F₂, que fornece :

$$V_{s1} = \frac{R_2 + R_4}{R_2} \frac{I_Q}{2} - 15 \frac{R_4}{R_2}$$

Substituindo os valores numéricos, fica :

$$V_{s1} = 0,5157I_Q - 0,47$$

- Cálculo de F_3 (insensibilidade do lado subexcitado) :

O cálculo de F_3 é inteiramente análogo ao de F_2 , como sugere a simetria do circuito. Portanto,

$$V_{s2} = \frac{R_9 + R_{10}}{R_9} \frac{I_Q}{2} - 15 \frac{R_{10}}{R_9}$$

Substituindo os valores numéricos :

$$V_{s2} = 0,5287I_Q - 0,8598$$

As diferenças acentuadas entre os valores dos termos independentes de V_{s1} e V_{s2} se devem aos valores diferentes dos resistores R_2 e R_9 , o que torna a função inibidora do circuito levemente assimétrica.

- Cálculo de F_4 (proporcional-integral) :

Como pode ser visto na Figura 3-8, os controladores PI dos lados subexcitado e sobreexcitado são idênticos. Assim, o cálculo será feito para um deles apenas.

Aplicando a Fórmula 6 ao controlador do lado subexcitado:

$$F_4 = \frac{V_{saída}}{V_E} = \frac{1 + s[R_6 + 11R_7(\alpha - \alpha^2)]C_1}{s\alpha R_5 C_1}$$

Substituindo os valores numéricos e variando α em toda a sua faixa, obtém-se :

$$F_4 = -3,242 \frac{1 + s1,499}{s1,499} \text{ a } F_4 = -0,324 \frac{1 + s1,496}{s1,496}$$

Conclui-se, portanto, que o tempo de integração do PI é praticamente fixo em cerca de 1,5 segundos e o ganho pode variar de -3,242 a -0,324 V/V. O ajuste deixado no campo foi definido para o potenciômetro F2 na posição 5, ou seja, β igual a 0,5, que corresponde a $\alpha = (1+10\beta)/11 = 0,5454$. Esses valores fornecem

$$F_4 = -0,5966 \frac{1+s1,5}{s1,5}$$

O diagrama em blocos da função de transferência do limitador de corrente de armadura é mostrado na Figura 3-9 seguinte. Os limites de saída foram ajustados em -12V e 5V para o lado subexcitado e em -5V e 12V para o lado sobreexcitado. Os diodos de saída dos dois ramos do limitador de corrente de armadura têm seus efeitos indicados no diagrama em blocos através dos limites inferior e superior tomados iguais a zero nos blocos limitadores de saída na Figura 3-9.

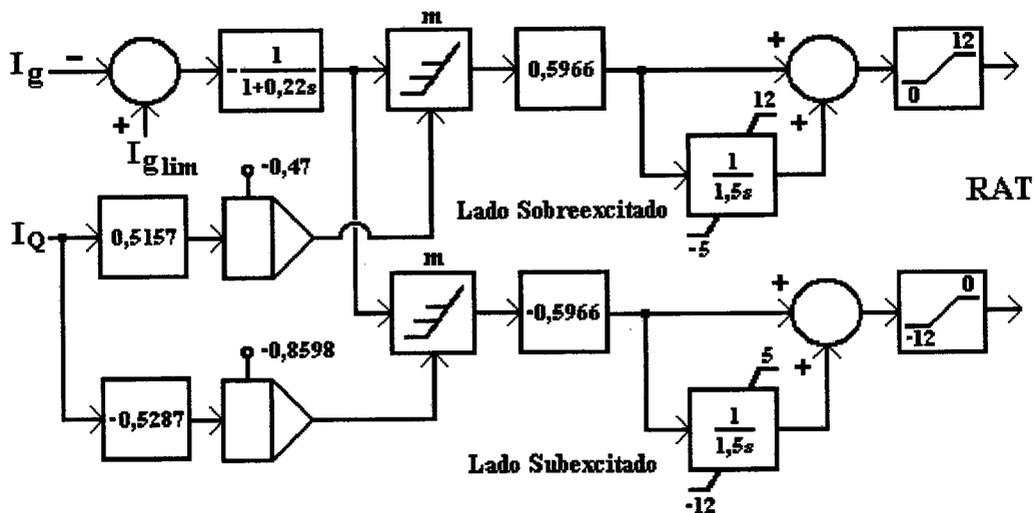


Figura 3-9

Diagrama em Blocos do Limitador de Corrente de Armadura

3.6 LIMITADOR DE SUBEXCITAÇÃO

3.6.1 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

O circuito eletrônico do limitador é mostrado na Folha 406 (Pág. 180, módulo +EC115-N401), e sua localização no sistema de excitação é indicada na Figura 2-2.

Uma das funções desse limitador é evitar que, durante a operação subexcitada, ocorram valores de corrente de campo muito baixos, a ponto de comprometer o acoplamento magnético entre rotor e estator da máquina. Como o campo magnético do rotor é proporcional à corrente de campo I_{fa} , valores reduzidos da corrente produzirão um campo fraco que, abaixo de um certo valor, não será capaz de manter o rotor numa velocidade sincronizada com a do campo magnético girante do estator, e ocorrerá o fenômeno da perda de estabilidade.

Uma outra função do limitador, também pela limitação do valor mínimo da corrente de campo, é evitar a ocorrência de pontos de aquecimento nas regiões de fim de bobinas do estator de turbogeradores, provocados pela indução de correntes parasitas [4, 10].

A região de operação segura, no que diz respeito ao limitador, é definida por três segmentos de reta, que podem ser vistos sobrepostos à curva de capacidade do gerador (Figura 2-4, reproduzida a seguir na Figura 3-10), onde também estão indicadas as curvas de limite de estabilidade e de corrente mínima de excitação, assim como as curvas do relé para proteção contra perda de excitação (LOE).

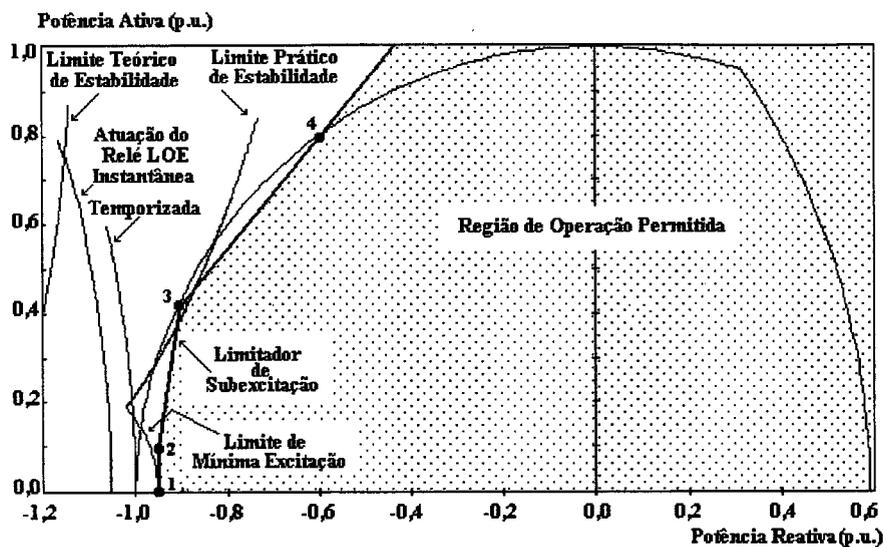


Figura 3-10

Curvas de Capacidade, Limites de Estabilidade, Corrente Mínima de Excitação, Limitador de Subexcitação e Proteção

Os três segmentos de reta, definidos pelos pontos 1 a 4 na Figura 3-10, são estabelecidos em função das parcelas de potência ativa e reativa geradas, tendo como parâmetro a tensão terminal V_t . O ajuste é geralmente feito para a tensão nominal (1 p.u.), que corresponde a 8 V no módulo eletrônico, e, à medida que a tensão varia, o limite definido pelos segmentos de reta se move para a esquerda ou para a direita, sempre paralelamente a si próprio (item 2.3.4).

Estando o ponto de operação dentro da região permitida, o sinal resultante na entrada do controlador PI formado pelos dois AO marcados N2 na Folha 406 (Pág. 180) deve ser positivo, de modo que também a saída do inversor formado pelo amplificador N3 seja positiva, e que, pela presença do diodo -V7, não haja contribuição para o RAT. Nesse modo de operação, a saída da parte integral do PI (segundo AO N2) fica saturada em um valor negativo que é função do valor de entrada (circuito seguidor), efeito este conseguido pela introdução de um diodo em paralelo com o capacitor na realimentação do integrador. A

saturação mínima do integrador será alcançada quando a operação do gerador estiver no limiar da região proibida, ou seja, quando o sinal na entrada do PI for nulo, caso em que o integrador estará saturado em um valor correspondente à queda de tensão nos terminais do diodo, cerca de -0,6 volts.

Portanto, se a região de operação proibida for invadida, o sinal na entrada do controlador será negativo e o PI deverá fazer a integração de -0,6 volts até zero, antes que sua saída se torne positiva e ele comece sua função limitadora. A introdução do diodo na realimentação do integrador, durante o comissionamento, teve o efeito de reduzir o valor de sua saturação, que antes era de cerca de -12 V, dado pelo nível de alimentação das placas eletrônicas (-15 V), para -0,6 V. Com isto, tornou-se mais rápida a ação do controlador PI.

Como foi visto, o ajuste dos segmentos de reta que limitam a região de operação permitida deve ser tal que, nesse modo de operação, o sinal na entrada do PI seja não-negativo. Esse ajuste é feito aplicando o princípio da superposição, em que as diversas entradas do circuito vão sendo consideradas uma a uma. O ajuste do ponto 1, início do primeiro segmento de reta, define o ponto de máxima absorção de reativo na operação da máquina como compensador síncrono, estabelecido como -170 Mvar pela especificação técnica (Apêndice I). Como 1 p.u. de corrente reativa indutiva corresponde a -6 V, fica:

$$179 \text{ MVA} = 1 \text{ p.u. (6 V na placa eletrônica)}.$$

Logo,

$$-170 \text{ Mvar} = -0,95 \text{ p.u.} = -5,7 \text{ V}.$$

Portanto, na entrada do PI, a expressão da tensão que define a região de operação permitida é

$$k_1 V_t + V_Q \geq 0,$$

onde V_Q é proporcional à corrente reativa indutiva gerada, obtida dos circuitos detetores das correntes ativa e reativa (Folha 300, Pág. 172), e k_1 é o fator de ponderação da tensão terminal no ponto 1. Essa expressão é obtida a partir do exame do diagrama da Folha 406 (Pág. 180), considerando nulas as contribuições das demais entradas do circuito.

O ajuste de k_1 é feito no potenciômetro -D2 (Folha 406, Pág. 180), estando os potenciômetros -N2 e -L2 na posição zero. Então, na condição limite,

$$k_1 V_t + V_Q = 0. \quad (3.3)$$

Portanto,

$$k_1 = \frac{-V_Q}{V_t} = \frac{5,7}{8} = 0,7125 \text{ V/V.}$$

Essa expressão, na realidade, define uma reta vertical passando pelo ponto 1 ($P = 0$; $Q = -0,95$ p.u.) da curva de capacidade (Figura 3-10).

O início do segundo segmento (ponto 2) foi definido como o ponto ($P = 0,1$ p.u. ; $Q = -0,95$ p.u.) sobre a curva de capacidade. Até aqui, portanto, a região de operação permitida é dada pela superposição das duas primeiras condições :

$$k_1 V_t + V_Q + k_2 V_t - V_P \geq 0,$$

onde V_P é proporcional à corrente ativa gerada e k_2 é o fator de ponderação de V_t para esse ponto. No limiar da região de operação proibida :

$$k_1 V_t + V_Q + k_2 V_t - V_P = 0. \quad (3.4)$$

Como, nesse ponto, Q ainda é igual a $-0,95$ p.u., substituindo (3.3) em (3.4) fica

$$k_2 V_t - V_P = 0.$$

Assim,

$$k_2 = \frac{V_P}{V_t} = \frac{(0,1 \text{ p.u.})6V}{(1 \text{ p.u.})8V} = 0,075 \text{ V/V}.$$

O ajuste de k_2 é feito no potenciômetro -F2, com os potenciômetros -L2 em zero, -D2 no seu ajuste já definido e -N2 na posição 10 (curto-circuitado), o que equivale a fazer $k_3 = 1$ nesse ponto (ver Folha 406, Pág. 180).

O final do segundo segmento e início do terceiro (ponto 3) foi definido para o ponto de operação ($P = 0,42$ p.u. ; $Q = -0,9$ p.u.). Seu ajuste é feito no potenciômetro -N2, sobre o ajuste anterior. A expressão matemática fica :

$$k_1 V_t + V_Q + (k_2 V_t - V_P)k_3 = 0, \quad (3.5)$$

sendo k_3 o fator de ajuste para esse ponto. Substituindo os valores já obtidos de k_1 e k_2 :

$$0,7125(1 \text{ p.u.})8V + (-0,9 \text{ p.u.})6V + [0,075(1 \text{ p.u.})8V - (0,42 \text{ p.u.})6V]k_3 = 0.$$

Logo,

$$k_3 = 0,15625 \text{ V/V}.$$

O terceiro segmento é, de fato, uma semi-reta, e não tem sentido fazer referência ao seu final. A sua inclinação é definida pelo ponto 4 ($P = 0,8$ p.u. e $Q = -0,6$ p.u. na curva de capacidade, Figura 3-10) a partir da expressão :

$$k_1 V_t + V_Q + (k_2 V_t - V_P)k_3 + (-V_P + V_{B4})k_4 = 0, \quad (3.6)$$

onde V_{B4} é o potencial no ponto de teste -B4 (Folha 406, Pág. 180), ajustado pelo potenciômetro -U2 no valor de V_P que definiu o ponto 3 ($V_P = 0,42$ p.u. = 2,52 V). Substituindo os valores já definidos :

$$0,7125(1\text{p.u.})8V + (-0,6\text{p.u.})6V + [0,075(1\text{p.u.})8V - (0,8\text{p.u.})6V]0,15652 + [(-0,8\text{p.u.})6V + 2,52]k_4 = 0.$$

Assim, obtém-se o valor de k_4 , cujo ajuste é feito no potenciômetro -L2 :

$$k_4 = 0,633 \text{ V/V}.$$

Neste ponto, é interessante comentar que a inequação obtida da igualdade (3.6) define a região de operação permitida, no que diz respeito ao limitador de subexcitação. Nessa expressão, é importante lembrar que os termos multiplicados por k_3 e k_4 só existem se os valores entre os parênteses forem *negativos*, pois, como os circuitos que geram tais valores funcionam como diodos de precisão, só passarão por eles valores negativos. Se tais valores forem positivos, os diodos farão o bloqueio e não haverá contribuição na entrada do PI.

Em termos matemáticos formais, a expressão fica :

$$k_1 V_t + V_Q + \frac{(k_2 V_t - V_P) - |k_2 V_t - V_P|}{2} k_3 + \frac{(-V_P + V_{B4}) - |-V_P + V_{B4}|}{2} k_4 \geq 0, \quad (3.7)$$

que garante a anulação das parcelas em que os termos entre parênteses forem positivos (Apêndice III, característica diodo). Assim, na *tensão de operação nominal*, pode-se afirmar que a inequação

$$5,7+V_Q+\frac{(0,6-V_P)-|0,6-V_P|}{2}0,15625+\frac{(-V_P+2,52)-|-V_P+2,52|}{2}0,633\geq 0$$

delimita a região de operação permitida no plano P,Q definida pelos pontos :

$$P = 0,00 ; Q = -0,95$$

$$P = 0,10 ; Q = -0,95$$

$$P = 0,42; Q = -0,90$$

$$P = 0,80 ; Q = -0,60 ,$$

dados em p.u. da potência nominal da máquina, o que pode ser verificado substituindo pares de valores P,Q para teste.

Como já foi dito, se o ponto de operação do gerador invadir a região proibida, o sinal de erro na entrada do PI será negativo. Este sinal é processado pelo PI, que tem ganho e tempo de integração ajustáveis.

Uma vez positivo o sinal de saída do PI, ele é invertido pelo AO N3 (Folha 406, Pág. 180) e sua contribuição é feita ao RAT através de um seletor de valor mínimo, conectado na saída deste último (Figura 2-2). Se o sinal do limitador for inferior ao do RAT, ele passará a ser o sinal de controle, o que produzirá uma redução do ângulo de disparo α com conseqüente aumento da tensão de campo, e a operação do gerador voltará para a região permitida.

3.6.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

O modelo matemático dos segmentos de reta que definem a região de operação permitida é dado pelo lado esquerdo da expressão (3.7) do item anterior, repetido a seguir :

$$k_1 V_t + V_Q + \frac{(k_2 V_t - V_P) - |k_2 V_t - V_P|}{2} k_3 + \frac{(-V_P + V_{B4}) - |-V_P + V_{B4}|}{2} k_4.$$

A representação analógica da expressão acima é feita pelo diagrama em blocos da Figura 3-11 na página seguinte, em que o efeito dos diodos de precisão é representado por blocos do tipo *positive clipper*, que só transmitem valores negativos. É importante observar que, como não há qualquer elemento armazenador de energia nos circuitos que definem os segmentos de reta (os capacitores existentes têm efeito desprezível), não há atrasos temporais entre as entradas e a saída.

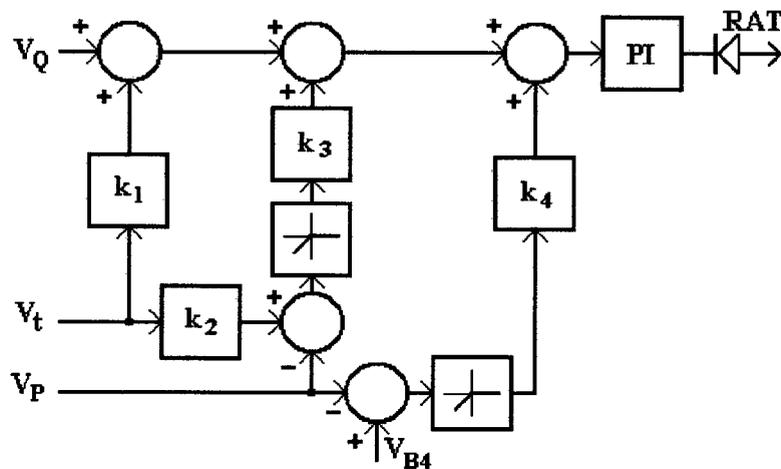
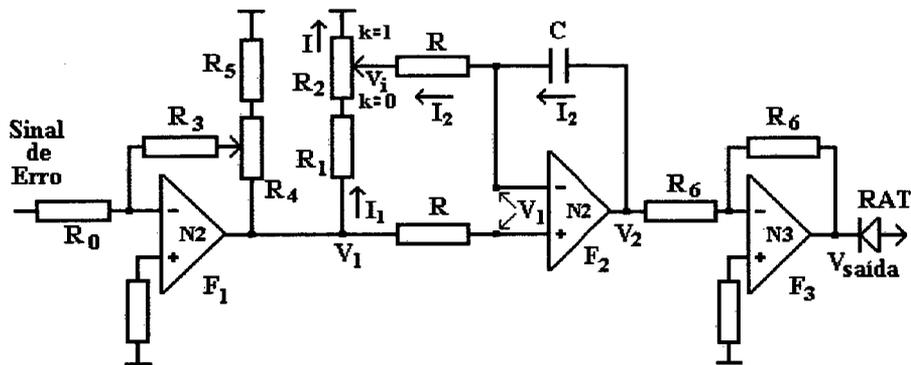


Figura 3-11

Diagrama em Blocos do Modelo dos Segmentos de Retas

A parte dinâmica da função de transferência do limitador é dada pelo controlador PI descrito a seguir, para cuja dedução a parte de interesse do diagrama eletrônico

(Folha 406, Pág. 180) foi reproduzida na Figura 3-12 abaixo. Os valores dos componentes do circuito são dados na tabela seguinte à figura.



R	R ₀	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	C
220	33	0,22	4,7	33	4,7	0,47	33	10

Resistências em (kΩ) e Capacitância em (μF)

Figura 3-12
Circuito Eletrônico do PI do Limitador de Subexcitação

- Cálculo de F_1 (parte proporcional) :

Pela Fórmula 3 do Apêndice III:

$$F_1 = \frac{V_1}{\text{Erro}} = -\frac{R_3}{\alpha R_0} \left[1 + \frac{(k+1)(\alpha - \alpha^2)R_5}{R_3} \right],$$

com $k = R_4/R_5 = 10$. Variando α em toda a sua faixa, verifica-se que F_1 varia de -11,14 a -1,0 V/V. O ajuste deixado no campo, com o potenciômetro B2 (Folha 406, Pág. 180) na posição 3, ficou :

$$\text{posição 3 } (\beta = 0,7), \quad \alpha = (1+10\beta)/11 = 8/11 = 0,7272.$$

Substituindo os valores numéricos, $F_1 = -1,4177$ V/V.

- Cálculo de F_2 (parte integral) :

A parte integral do PI foi adaptada, durante os testes de comissionamento, pela substituição do resistor de 100Ω por um capacitor de $10\mu\text{F}$ na realimentação do segundo AO N2 (Folha 406, Pág. 180). A presença do diodo no circuito de realimentação, comentada no item anterior, não afeta a dedução da FT, uma vez que, quando o integrador está desempenhando sua função, a saída do AO é positiva e a realimentação é feita apenas pelo capacitor, ficando o diodo polarizado inversamente.

Portanto, a Fórmula 5 do Apêndice III fornece :

$$F_2 = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1+sT}{sT}, \text{ com } 2,2 \leq T \leq 49,1 \text{ segundos.}$$

Com os valores numéricos definidos no campo, a função ficou :

$$F_2 = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1+s2,66}{s2,66} .$$

- Cálculo de F_3 (inversor) :

Pela Fórmula 2 do Apêndice III,

$$F_3 = V_{\text{saída}}/V_2 = -R_6/R_6 = -1.$$

O diagrama em blocos do limitador de subexcitação fica como mostrado na Figura 3-13 seguinte, em que o efeito do inversor de saída (N3) foi incorporado ao somador que faz a composição das partes proporcional e integral. Os limites de $\pm 12\text{ V}$ na saída da parte

proporcional são dados pelo nível de alimentação das placas eletrônicas e o efeito do diodo $-V_7$ na saída do PI está representado pelo limite superior nulo do último bloco limitador.

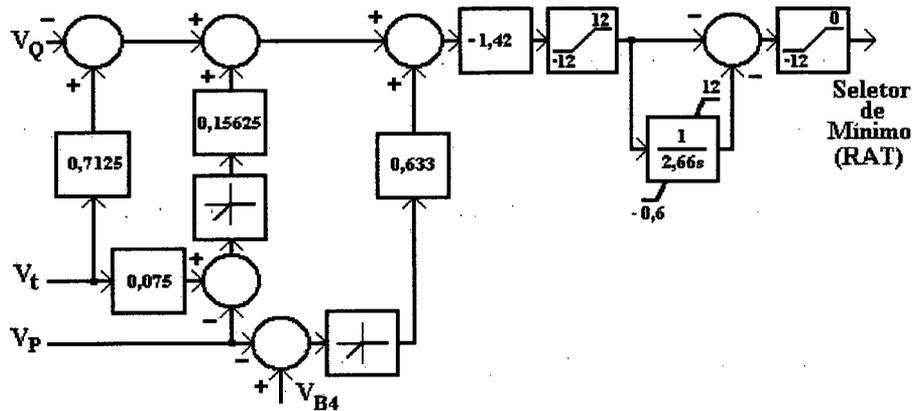


Figura 3-13
Diagrama em Blocos do Limitador de Subexcitação

3.7 LIMITADORES DA RELAÇÃO TENSÃO/FREQÜÊNCIA

Com a finalidade de controlar a relação tensão/freqüência, existem dois dispositivos em operação vinculados ao RAT, o limitador e o relé VHZ. Há, ainda, um terceiro dispositivo que, sendo um item exclusivo de proteção, apenas monitora a relação V/Hz, sem qualquer ação de controle (proteção digital DGP). Em situações específicas, ele provoca o desligamento do gerador do sistema.

A função desses dispositivos é evitar a ocorrência de elevados valores da relação tensão/freqüência, o que pode provocar o fenômeno da sobreexcitação no transformador elevador ou no próprio gerador. Como se sabe, o processo de sobreexcitação ocorre quando o fluxo magnético criado pelos enrolamentos se torna superior àquele capaz de

ser confinado nos circuitos magnéticos, o que resulta fluxos de dispersão por caminhos indesejáveis, com conseqüente indução de correntes parasitas em partes da estrutura do transformador ou do gerador que não foram projetadas para suportá-las. O resultado da circulação dessas correntes é o sobreaquecimento em pontos localizados, que provoca o envelhecimento precoce do isolamento dos condutores, com efeitos acumulativos, e que, em casos extremos, pode levar à queima dos equipamentos envolvidos [12, 13].

Conforme comentado no item 2.3.5, a análise desses limitadores, neste trabalho, se fará apenas em relação ao transformador elevador.

Nas referências citadas, mostra-se que o fluxo magnético nos transformadores é diretamente proporcional à tensão aplicada aos seus terminais e inversamente proporcional à frequência dessa tensão. Portanto, a monitoração da relação tensão/frequência é um modo adequado de verificar se a operação do transformador está fora da região de sobreexcitação.

A característica de suportabilidade de um transformador típico à sobreexcitação, já vista no item 2.3.5, é reproduzida na Figura 3-14 a seguir, onde é mostrada também a curva de suportabilidade no caso específico do transformador elevador da máquina em estudo. Sobrepostas a essas curvas, foram traçadas também as características do relé VHZ e da proteção digital.

O transformador em questão foi especificado com uma característica um pouco mais elevada, em vista de sua tensão primária nominal ser 13,45 kV, inferior à tensão nominal de operação, que é de 13,8 kV (Apêndice I).

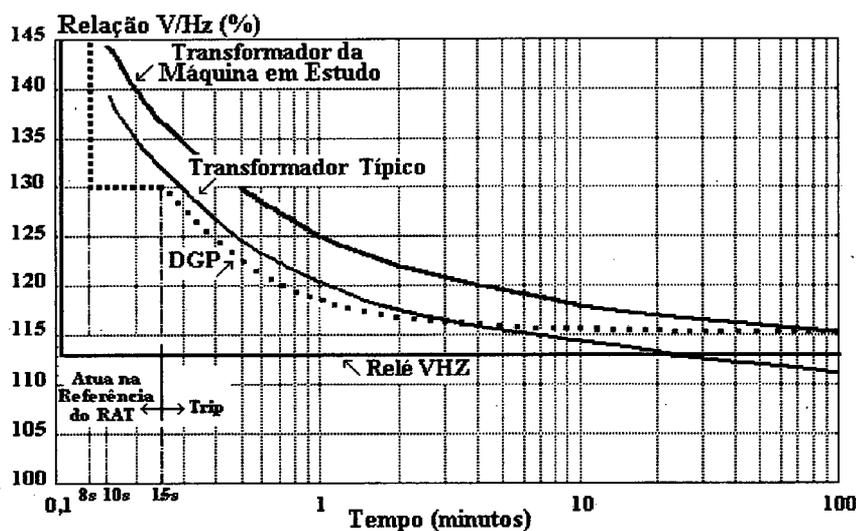


Figura 3-14
Suportabilidade de Transformadores à Sobreexcitação

Para melhor compreensão da Figura 3-14, são comentadas a seguir algumas situações específicas de operação do transformador.

Para intervalos de tempo de até 0,8 s, não há restrições quanto aos valores da relação tensão/frequência, segundo o fabricante. Acima desse tempo, a operação com valores da relação maiores que 113% inicia a atuação do relé VHZ, a ser descrita no item seguinte.

Em geral, os pontos de operação entre as características do relé VHZ e da proteção digital provocam a atuação apenas do relé. No entanto, quaisquer pontos acima da característica da proteção digital DGP causam sua atuação e o conseqüente desligamento da máquina, como, por exemplo, a operação com V/Hz maior que 130% por intervalos de tempo acima de 8 segundos.

Dessa forma, o transformador da máquina em questão estará sempre protegido, visto que sua característica está sempre acima das curvas das proteções VHZ e digital. Pode-se dizer ainda que, na maioria das situações, a proteção DGP atua como retaguarda do relé VHZ.

Nas referências consultadas [12, 13], é observado que a ocorrência do fenômeno de sobreexcitação é mais provável durante o processo de partida do gerador, quando o regulador de tensão já está atuante e a velocidade do conjunto turbina-gerador ainda não atingiu o valor nominal. No caso específico da aplicação em estudo, o RAT passa a atuar quando a velocidade do conjunto ultrapassa 90% da nominal. Assim, em muitas aplicações, os dispositivos limitadores da relação entre tensão e frequência são atuantes apenas durante a partida da máquina, sendo desligados após sua sincronização ao sistema. Na presente aplicação, tais dispositivos estão em serviço em todas as situações operativas do gerador e, quando na condição de carga, podem ser utilizados de forma vantajosa como limitadores de tensão, como se verá no item seguinte.

3.7.1 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

a) Limitador da Relação Tensão/Frequência

Os diagramas eletrônicos do limitador estão nas Folhas 401 e 402 (Págs. 178 e 179), e sua inclusão no circuito do sistema de excitação é mostrada na Figura 2-2.

A detecção da frequência da tensão é feita nos módulos eletrônicos +EC103 da Folha 401 (Pág. 178), a partir de um sinal obtido dos TPs (Folha 300, Pág. 172). A forma senoidal da tensão de entrada é transformada em uma onda quadrada, os pulsos são contados e o resultado convertido em um valor de tensão contínua proporcional ao número de pulsos por unidade de tempo, ou seja, proporcional à frequência. No último dos módulos acima citados, esse valor de tensão (V_{Hz}) é ajustado de forma que 8,8 VDC correspondam à frequência nominal (60 Hz), valor este comentado mais adiante.

Os dois módulos seguintes (+EC109), ainda na Folha 401 (Pág. 178), definem uma “janela” para os valores de frequência, ajustada de 7,92 V a 8,8 V, correspondente à faixa de frequências de 54 Hz (0,9 p.u.) a 60 Hz (1,0 p.u.). O estabelecimento dessa faixa se baseia na observação de que, por um lado, o sistema de excitação só se torna ativo, na partida da máquina, após o conjunto turbina-gerador ultrapassar 90% de sua velocidade nominal, e de que, após a partida, a proteção contra subvelocidade impede o funcionamento prolongado em velocidades abaixo desse valor. Por outro lado, em casos de operação continuada com frequências acima da nominal (por exemplo, em situações de ilhamento), o limitador V/Hz pode ser utilizado como limitador de tensão.

O sinal de tensão para comparação (V_t) é obtido de TPs e chega ao módulo +EC31 (Pág. 175) com um valor de -8 VDC correspondendo à tensão nominal (13,8 kV).

Como já visto, o interesse aqui é monitorar a razão entre a tensão e a frequência, mas o primeiro AO do módulo +EC31 (y32) faz, na realidade, uma *soma algébrica* de sinais. Para um valor limite da relação tensão/frequência de 1,1 p.u./p.u., a inequação que define a região de operação permitida

$$\frac{V_t}{V_{Hz}} \leq 1,1 \text{ p.u./p.u.}$$

pode ser manipulada como se segue :

$$\frac{V_t}{V_{Hz}} \leq 1,1 ;$$

como V_{Hz} é positivo, pode-se escrever

$$V_t \leq 1,1V_{Hz} .$$

Assim,

$$V_t - 1,1V_{Hz} \leq 0. \quad (3.8)$$

O circuito de entrada do limitador (AO y32, Folha 402, Pág. 179) faz, então, a soma algébrica indicada pela inequação (3.8), de modo que valores negativos na saída do referido circuito indicam operação normal, fora da região de sobreexcitação dos transformadores. É importante observar que o valor de V_{Hz} , em volts, já contém o fator (1,1), ou seja, é como se 1 p.u. de V_{Hz} correspondesse a 8,8 VDC. Esse mesmo circuito contém um ganho ajustável, que é a parte proporcional do controlador PI do limitador.

O sinal resultante passa, em seguida, pela parte integral do PI (AO y53), também ajustável. O efeito proporcional-integral é obtido na saída do AO y75, onde valores positivos indicam a atuação do limitador. Em condições normais de operação, quando o limitador não está atuando, sua saída fica saturada em um valor negativo elevado.

O circuito seguinte da folha 402 (Pág. 179, módulos +FC63) constitui o seletor de valor máximo que conecta o limitador à saída do RAT, e já foi comentado no item 3.2.1. Quando o limitador não está atuando, o valor negativo de saturação, referido acima, é em geral menor que o da saída do RAT, fazendo com que o seletor dê a preferência a este último.

Na atuação do limitador, quando $V_t - 1,1V_{Hz} > 0$, a entrada do controlador PI se torna positiva e a integração se faz a partir da saturação em direção a zero. Tão logo a saída do limitador se torne maior que a do RAT, o seletor de valor máximo faz a comutação entre os sinais e o do limitador passa a ser o sinal de controle, o que provocará um aumento do ângulo α e conseqüente redução da tensão de campo E_{fd} , diminuindo, assim, o valor da relação V/Hz .

b) Relé VHZ

O segundo dispositivo que monitora e controla a relação tensão/frequência, o relé VHZ, não está representado nos diagramas eletrônicos. Esse relé possui circuitos próprios para detecção da relação tensão/frequência e sua atuação se faz quando a relação ultrapassa o valor ajustado para a sua partida (valor de *pick-up*). Após um atraso de cerca de 1s, contatos do relé VHZ acionam o potenciômetro motorizado -Y01 (Folhas 301 e 310, Págs. 173 e 176), que reduz a tensão de referência do RAT (Figura 2-2).

Simultaneamente com o início da ação de controle, é ativada uma unidade auxiliar do relé VHZ (unidade de *trip*). Essa unidade é temporizada, com tempo de atuação ajustável de 0 a 15 s, e comanda a abertura do disjuntor do gerador se, decorrido o tempo ajustado, o valor da relação tensão/frequência não for trazido a um valor abaixo daquele de desarme do relé (valor de *drop-out* $\approx 0,96$ do valor de *pick-up*).

Se, dentro do tempo ajustado, ocorrer a desenergização do relé, cessa a sua ação de controle e o valor da tensão de referência do RAT fica fixo no ponto deixado pelo potenciômetro motorizado -Y01. A volta ao antigo valor de referência, se for o caso, requer intervenção do operador.

c) Proteção Digital DGP

A unidade VHZ da proteção digital é um item exclusivo de proteção, não tendo qualquer ação de controle. Se a relação V/Hz ultrapassar o valor ajustado nessa unidade, por um tempo superior ao definido, é comandada a abertura do disjuntor da máquina.

A coordenação das atuações do relé VHZ e da unidade VHZ da proteção DGP pode ser vista na Figura 3-14, onde as curvas desses elementos foram superpostas à curva de suportabilidade do transformador.

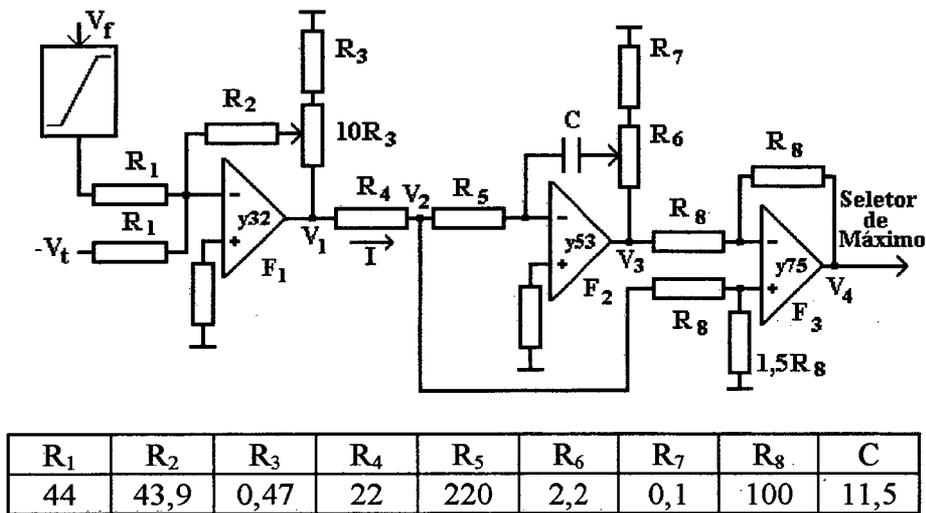
3.7.2 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

a) Limitador da Relação Tensão/Freqüência

Os diagramas eletrônicos do limitador V/Hz são mostrados nas Folhas 401 e 402 do Apêndice II, Págs. 178 e 179. A parte da Folha 401, como já comentado na descrição de funcionamento, é responsável pela detecção da freqüência da tensão e pelo estabelecimento de uma “janela” de atuação do limitador (de 54 Hz a 60 Hz). O atraso introduzido por essa parte do circuito é desprezível para a presente aplicação, e não será representado no modelo.

A parte do circuito da Folha 402 (Pág. 179) faz a comparação entre os níveis de tensão contínua proporcionais à freqüência e à tensão terminais, de acordo com a expressão $(V_t - 1,1V_{Hz})$ discutida no item anterior. O resultado da comparação, que é o sinal de erro do limitador, é então encaminhado a um controlador PI, cujo diagrama, extraído da Folha 402 (Pág. 179), é reproduzido a seguir na Figura 3-15, juntamente com a tabela de parâmetros do circuito.

Como se pode notar, o módulo eletrônico que desempenha as funções do PI do limitador V/Hz é idêntico ao do RAT (item 3.2.2), e sua função de transferência é obtida da mesma forma indicada naquele item.



Resistências em ($k\Omega$) e Capacitância em (μF)

Figura 3-15
Circuito Eletrônico do Limitador da Relação V/Hz

- Cálculo de F_1 (parte proporcional) :

Pela Fórmula 3 do Apêndice III:

$$F_1 = \frac{V_1}{V_f - V_t} = -\frac{R_2}{\alpha R_1} \left[1 + \frac{(k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3}{R_2} \right],$$

em que $k = (10R_3/R_3) = 10$. Variando α em toda a sua faixa, verifica-se que F_1 fica compreendido entre -11,08 e -1,0 V/V. O ajuste deixado no campo foi definido pelo potenciômetro D2 na posição 9, que resultou :

$$\beta = 0,1, \text{ que corresponde a } \alpha = 0,1818.$$

Substituindo os valores numéricos na equação de F_1 :

$$F_1 = -5,58 \text{ V/V.}$$

Incorporando o fator 0,8418 da relação V_2/V_1 (ver item 3.2.2), fica:

$$F_1 = -4,7 \text{ V/V.}$$

- Cálculo de F_2 (parte integral) :

A parte integral é dada pela Fórmula 4 do Apêndice III:

$$F_2 = \frac{V_3}{V_2} = -\frac{1 + (k+1)(\alpha - \alpha^2)sR_7C}{s\alpha R_5C},$$

$$\text{em que } k = \frac{R_6}{R_7} = \frac{2,2}{0,1} = 22.$$

Assim como no caso do RAT, mostra-se que, para toda a faixa de variação de α , o termo do numerador em s é desprezível. Portanto, a função fica :

$$F_2 = -1/sT,$$

com T compreendido entre 0,11 e 2,53 segundos. O ajuste deixado no campo foi obtido com o potenciômetro D4 na posição 5, ou seja, $\beta = 0,5$ e $\alpha = 0,5217$. Portanto, a função fica :

$$F_2 = -\frac{1}{s1,32}.$$

- Cálculo de F_3 (proporcional-integral) :

Da mesma forma como calculado para o RAT (item 3.2.2),

$$V_4 = 1,2V_2 - V_3.$$

A função de transferência completa do limitador é mostrada no diagrama em blocos da Figura 3-16 abaixo. Os limites na saída da parte proporcional ($\pm 10,1$ V) incluem a relação V_2/V_1 (item 3.2.2) e os limites de saída do limitador V/Hz ($-9,85$ e $9,91$ V) dependem do nível de alimentação das placas eletrônicas.

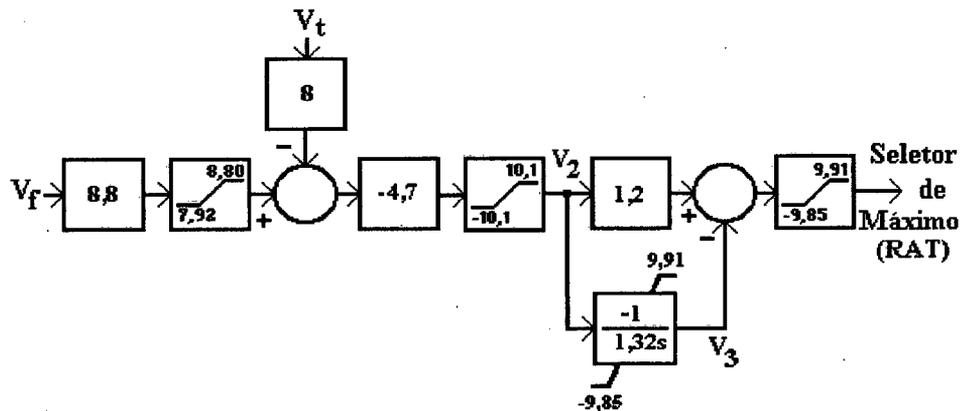


Figura 3-16

Diagrama em Blocos do Limitador da Relação V/Hz

b) Relé VHZ

Por ser um item de proteção, o relé VHZ não está representado nos diagramas de controle do Apêndice II. Sua atuação, como já visto, se faz através da alteração do valor de referência (V_{ref}) do RAT pelo potenciômetro -Y01 (Folha 310, Pág. 176).

No modelo matemático desenvolvido, sua contribuição ao RAT foi introduzida como se ele fosse mais um sinal adicional, entrando na formação do sinal de erro de controle. Essa contribuição é feita através de um integrador, para representar o fato de que, cessada sua atuação, pela volta da relação V/Hz para a faixa normal, a referência do RAT permanece no último valor alcançado. Se houver necessidade de voltar o valor da referência ao original, é necessária a intervenção do operador.

O relé VHZ, como já comentado, tem seu próprio circuito de detecção da relação V/Hz. No modelo, a detecção foi representada nos mesmos moldes que no caso do limitador, a partir de uma expressão do tipo

$$V_t - kV_f \leq 0 ,$$

onde V_t e V_f são tensões contínuas proporcionais, respectivamente, à tensão e à frequência terminais, em p.u., e k é o valor da relação V/Hz a partir do qual o relé deve atuar.

Os dados de catálogo do relé, assim como os ajustes implementados no campo, são indicados a seguir :

valor de *pick-up* : 1,15 da relação V/Hz em p.u., na base 13,45 kV;

valor de *drop-out* : 96% do valor de *pick-up*, ou seja, 1,104 p.u./p.u.;

temporização da unidade que atua no potenciômetro -Y01 : 0,8 segundos;

temporização da unidade de *trip*: 15 segundos.

Esses valores devem ser convertidos para a base 13,8 kV, de forma a compatibilizá-los com a base de tensão do RAT. Portanto,

pick-up : 1,15 p.u./p.u. na base 13,45 kV;

logo : $1,15(13,45/13,8) = 1,121$ p.u./p.u. na base 13,8 kV:

drop-out : $0,96.1,121 = 1,076$ p.u./p.u. na base 13,8 kV.:

Durante a parte do comissionamento feita na fábrica, verificou-se que o potenciômetro motorizado -Y01 leva 43 segundos para percorrer toda sua faixa de atuação, ou seja, de 80 a 110% da tensão nominal. Assim, sua velocidade é $30/43 \cong 0,7\%/segundo$.

A partir desses dados, foi construído o modelo mostrado na Figura 3-17 abaixo, cuja descrição de funcionamento é dada em seguida.

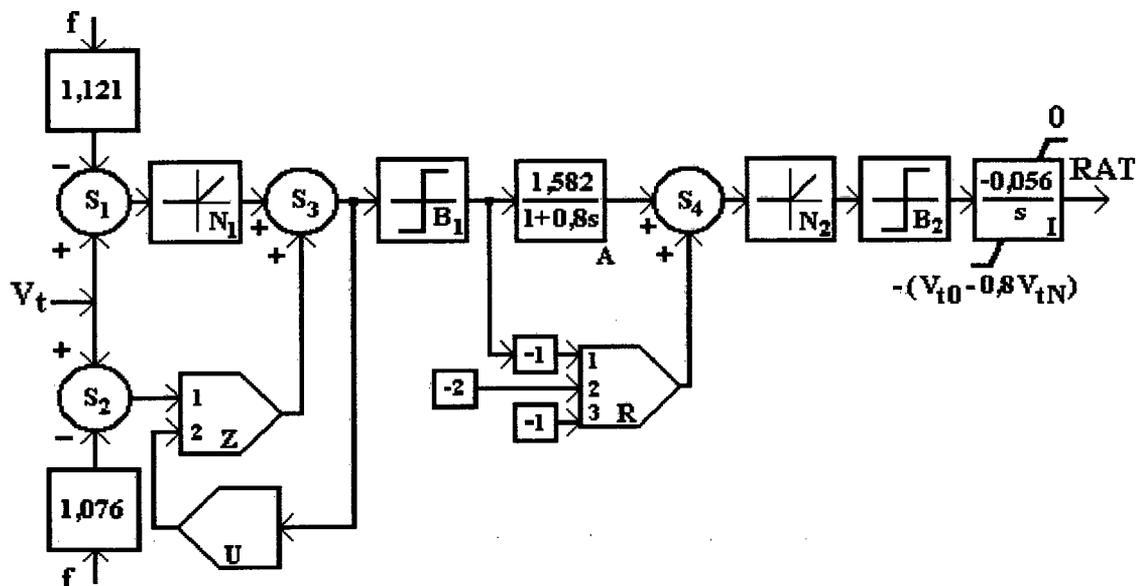


Figura 3-17
Modelo da Função do Relé VHZ

A detecção da violação do limite da relação V/Hz, dada pela expressão $V_t - kV_f \leq 0$, já discutida, é aplicada aos valores de *pick-up* e *drop-out*. Quando a operação é normal, as saídas dos dois somadores S_1 e S_2 são negativas. Na saída do somador que produz o valor de *pick-up* (S_1), um bloco do tipo *negative clipper* (N_1) impede a passagem de valores

negativos, entregando zero ao bloco seguinte. No somador S_2 (*drop-out*), a entrada 2 nula do bloco *zero order hold* (Z) produz um valor também nulo na saída desse bloco, e a soma dos dois sinais em S_3 é nula. Assim, a contribuição do relé ao RAT é nula, uma vez que o valor negativo presente na saída do chaveamento (R) é bloqueado pelo bloco seguinte (N_2).

É importante notar que valores entre 1,076 (*drop-out*) e 1,121 (*pick-up*) da relação V/Hz (base 13,8 kV) estão dentro da faixa permitida e não devem acionar o relé. O valor de *drop-out* nunca dispara a atuação do relé, mas o mantém atuado após seu disparo pelo valor de *pick-up*. Tal efeito é conseguido pelo bloco Z, que fornece na sua saída ou zero ou o valor da entrada 1, dependendo de a entrada 2 ser não-positiva ou positiva, respectivamente. A inserção do bloco tipo *unit delay* (U) no circuito da entrada 2 do bloco Z é necessária para evitar a formação de um *loop* algébrico.

Quando o limite da relação V/Hz é violado, a saída do ramo correspondente ao *pick-up* se torna positiva e é aplicado, então, um degrau de amplitude unitária ao bloco de atraso (A). O ganho do bloco foi dimensionado de tal forma que, após decorrido o tempo de 0,8 segundos da aplicação do degrau, a saída desse bloco atinja o valor 1.

No início da aplicação do degrau, o chaveamento (R) foi comutado de modo a fornecer o valor (-1) na sua saída. Assim, até o decurso do tempo de 0,8 segundos, a saída do somador S_4 tem um valor negativo, que é bloqueado pelo bloco *negative clipper* seguinte (N_2), ficando o relé inativo.

Após 0,8 segundos, portanto, a saída do somador S_4 torna-se positiva e o integrador I inicia a aplicação de uma rampa de -0,7%/s (-0,056 V/s) na entrada do RAT.

A saída do integrador é limitada ao valor $-(V_{t0} - 0,8V_{tN})$, em que V_{t0} é o valor de partida da simulação, igual a V_{ref} , e V_{tN} é a tensão nominal da máquina. Dessa forma, o relé pode levar a referência do RAT até o valor mínimo de 80% da tensão nominal.

Caso a relação V/Hz volte à faixa normal, abaixo do valor de *drop-out*, a saída do primeiro bloco *bang-bang* (B_1) se torna nula e o chaveamento (R) tem comutadas suas entradas 2 e 3. Assim, a saída do somador S_4 passa a ser a soma de -2 com o valor presente na saída do bloco A, que será, no máximo, igual ao ganho 1,582. Como esse valor negativo é bloqueado pelo *negative clipper* N_2 , o integrador I cessa imediatamente sua função, passando a entregar na sua saída o último valor alcançado.

Finalmente, é importante observar que o ganho do integrador de saída (I) é tal que o valor entregue ao RAT já está na base de tensão ali aplicada (1 p.u. = -8 V).

3.8 ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS)

O objetivo de um PSS é reduzir ao mínimo as oscilações de potência que podem ocorrer num gerador, resultantes de perturbações diversas, através de ações via regulador automático de tensão (Figura 2-2).

Essa função é cumprida pelo aumento do torque de amortecimento da máquina ao longo de uma faixa de frequências consideradas de interesse, tipicamente de 0,2 a 3,0 Hz, o que é conseguido pela modulação da tensão terminal por um sinal que contenha as oscilações

indesejáveis. Os sinais estabilizadores mais usados têm sido tradicionalmente derivados da potência elétrica e da frequência, e, mais recentemente, da potência acelerante, sendo desse último tipo o PSS que faz parte do sistema de excitação analisado neste trabalho.

As vantagens do sinal estabilizador obtido da potência acelerante sobre os demais são discutidas em [4, 18] e na literatura técnica em geral, e não serão aqui abordadas.

3.8.1 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

Uma descrição de funcionamento bastante detalhada do PSS de potência acelerante é encontrada em [18]. Neste trabalho, portanto, serão tratados apenas alguns aspectos teóricos básicos, visando recapitular os princípios da atuação de um estabilizador.

A equação de oscilação ou *swing* de um conjunto turbina-gerador é dada por

$$2H \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m - P_e = P_a \quad , \quad (3.9)$$

onde : $2H$: constante de inércia do conjunto;

δ : ângulo de carga;

P_m : potência mecânica de entrada;

P_e : potência elétrica fornecida pelo gerador;

P_a : potência acelerante.

Manipulando a equação de oscilação :

$$\frac{d^2\delta}{dt^2} = \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_m}{2H} - \frac{P_e}{2H} ,$$

em que ω é a velocidade angular do conjunto turbina-gerador. Portanto,

$$\frac{d\omega}{dt} + \frac{P_e}{2H} = \frac{P_m}{2H} .$$

Integrando ambos os membros da última igualdade, obtém-se :

$$\omega + \int \frac{P_e}{2H} dt = \int \frac{P_m}{2H} dt ,$$

que é proporcional à integral da potência mecânica. Se da potência mecânica for subtraída a potência elétrica, como em (3.9), obtém-se a potência acelerante P_a .

A realização do circuito para obtenção da potência acelerante, sintetizada conforme descrito acima, pode ser feita como indicado na Figura 3-18 a seguir :

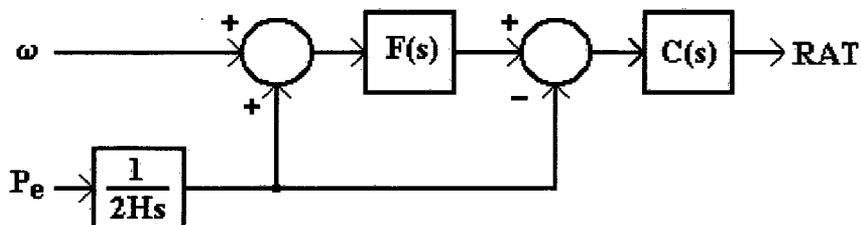
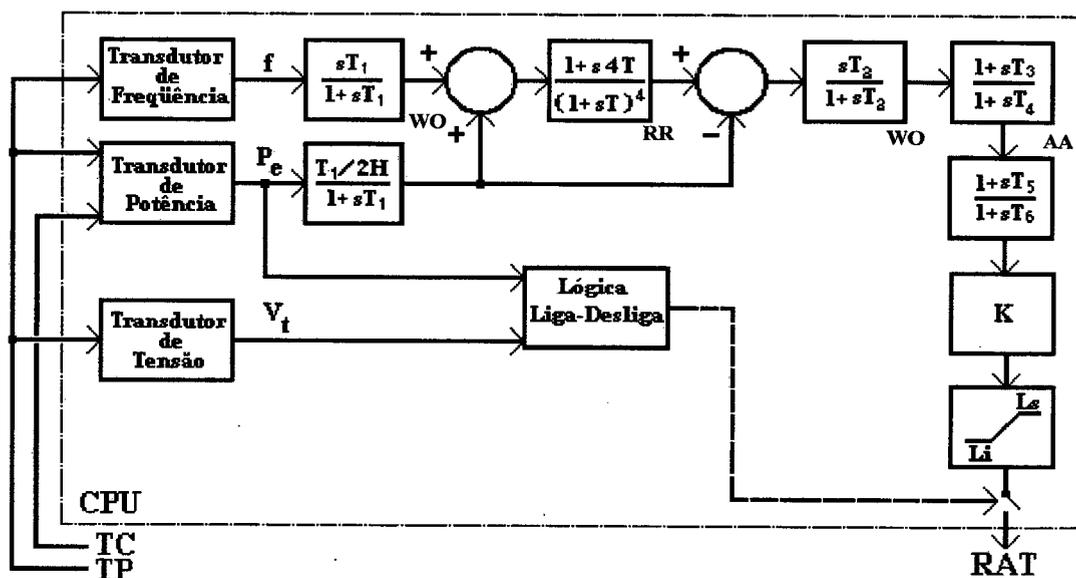


Figura 3-18

Diagrama em Blocos Simplificado do PSS

Na figura, $F(s)$ é um filtro do tipo passa-baixa e $C(s)$ é um compensador para dar ao sinal de saída o ajuste de fase necessário.

O detalhamento da Figura 3-18 é mostrado em [18] e reproduzido a seguir na Figura 3-19, juntamente com os valores dos parâmetros e ajustes definidos durante os testes de comissionamento. A constante de inércia $2H$ é de 9,81 segundos na base da máquina.



Parâmetro	T	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	K
Ajuste Implementado	0,1	5,0	2,2	0,09	0,03	0,09	0,03	12

Constantes de Tempo em Segundos e Ganho em p.u./p.u.

Figura 3-19
Diagrama em Blocos do PSS

A função dos blocos de *reset* ou *wash-out* (WO) é eliminar todo o nível DC dos sinais, ou seja, o PSS trabalha exclusivamente com *variações* das grandezas. Nesses blocos são também eliminadas oscilações em frequências muito baixas.

O filtro rastreador de rampa (RR) impede a atuação do PSS em variações de potência em rampa, que caracterizam as tomadas de carga feitas por operador ou pelo controle automático de geração (CAG).

Os blocos do tipo avanço-atraso (AA) contêm os parâmetros cujo ajuste permite definir a compensação de fase necessária para que a atuação do PSS se faça na faixa de frequências de interesse.

O PSS dispõe ainda de uma lógica de proteção, indicada na Figura 3-19 como *Lógica Liga-Desliga*, que o retira de serviço sempre que se detetar uma condição em que sua atuação esteja sendo prejudicial ao sistema. Tais condições são caracterizadas quando a saída do PSS está no mesmo sentido que a tensão terminal, ou seja, tensão terminal elevada e PSS contribuindo para aumentá-la mais ainda, ou vice-versa.

Os parâmetros L_s e L_i do bloco limitador de saída restringem a faixa de contribuição do PSS em ± 10 V, conforme comentado no item 3.2.1.

3.8.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A função de transferência do PSS foi fornecida pelo fabricante do equipamento e é aquela representada no diagrama em blocos da Figura 3-19 seguinte.

É importante ressaltar que todas as expressões que compõem a função de transferência são realizadas digitalmente, e seus parâmetros podem ser alterados via teclado, mesmo com o PSS em funcionamento.

Os parâmetros das funções de transferência dos controladores indicados na Figura 3-20 foram agrupados na Tabela 3-2 a seguir, onde se indica, no caso de valores ajustáveis, sua faixa de variação. Os ganhos dos limitadores de corrente de campo e de armadura englobam os ganhos de entrada dos sinais adicionais da Tabela 3-1 (item 3.2.2).

RAT		L_{if}		L_{ig}		L_{sub}		L_{Hz}	
Símbolo	Faixa	Símbolo	Faixa	Símbolo	Faixa	Símbolo	Faixa	Símbolo	Faixa
k_p	-94,3 a -8,6	k_{fd}	-3,6 a -0,33	k_g	-3,2 a -0,32	k_{sub}	-11,1 a -1,0	k_{Hz}	-11,2 a -1,0
T_n	0,13 a 3,0	T_{fd}	3,3	T_g	1,5	T_{sub}	2,2 a 49,1	T_{Hz}	0,13 a 3,0

Tabela 3-2

Parâmetros dos Controladores e Faixas de Ajuste - Ganhos em V/V e Tempos em Segundos

As faixas de ganho dos lados sobreexcitado e subexcitado do limitador de corrente de armadura (L_{ig}) são idênticas em módulo, mas têm sinais opostos. Na Tabela 3-2, foi representada apenas a faixa do lado sobreexcitado. Os tempos integrais dos limitadores das correntes de campo e de armadura são fixos nos valores indicados.

Para uma aplicação em que seja necessário um modelo essencialmente linear, deve-se definir inicialmente o ponto em torno do qual se deseja fazer a análise. A partir daí, seleciona-se qual parte do modelo será representada, uma vez que as atuações do RAT (com os sinais do PSS e dos limitadores de corrente de campo e de armadura) e dos limitadores de subexcitação e da relação V/Hz são mutuamente excludentes. Assim, podem ser estudadas *ou* as operações do RAT, PSS e limitadores das correntes de campo e de armadura, *ou* a atuação do limitador da relação V/Hz, *ou* a do limitador de subexcitação. Qualquer que seja o caso, os circuitos de disparo e a ponte retificadora deverão ser representados pelo modelo linearizado desenvolvido no Apêndice III (item III.8, equação III.34).

3.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi apresentado um dos dois tópicos centrais do trabalho, qual seja, a análise do funcionamento e o levantamento das funções de transferência do sistema de excitação em estudo. Descrições de funcionamento em geral acompanham a documentação técnica fornecida pelos fabricantes dos equipamentos, mas, via de regra, são superficiais e incompletas. Mesmo os cursos de treinamento ministrados pelos fabricantes, como parte do fornecimento, não suprem as necessidades do pessoal técnico de operação e manutenção em níveis satisfatórios. As funções de transferência, por sua vez, são raramente fornecidas e, quando o são, em geral apresentam simplificações desnecessárias que, na maioria das vezes, comprometem os resultados das simulações. Dessa forma, acredita-se que a análise aqui desenvolvida contribui para um melhor entendimento do sistema específico estudado e espera-se que seja de utilidade como um guia na análise de outros sistemas similares.

Uma observação importante para a utilização desse modelo em qualquer programa de simulações é que as entradas e saídas de todos os seus componentes são expressas em volts DC. Assim, em programas que utilizam o sistema *por unidade*, deve-se tomar o cuidado de compatibilizar as grandezas que fazem a interface entre o modelo do sistema de excitação e o programa utilizado.

É também importante frisar que os ajustes deixados em operação na primeira fase do comissionamento (unidades geradoras 1 e 2) em geral seguiram a recomendação do fabricante, segundo a qual os parâmetros são ajustados em valores próximos aos pontos médios de suas respectivas faixas de variação. Tais ajustes sofreram alterações em função da

observação do desempenho das unidades em operação ao longo do tempo, até o encerramento das atividades de comissionamento, com os testes na última unidade da instalação.

As funções de transferência desenvolvidas neste capítulo são a base para a elaboração do modelo matemático utilizado nas simulações do comportamento dinâmico do gerador, com programas digitais do tipo do TRANSDIR, MICRODIN e ANATEM [19, 20, 21]. Esse é o objetivo do capítulo seguinte e constitui o outro tópico central do trabalho.

As simulações de funcionamento feitas com o modelo desenvolvido serão comparadas aos registros de desempenho real da máquina, obtidos durante os testes de comissionamento. Nesse processo, eventuais discrepâncias entre os resultados das simulações e os do campo serão analisadas, e o modelo poderá sofrer alguma alteração, de forma a torná-lo o mais fiel possível em relação ao desempenho real dos geradores quando interligados ao sistema.

CAPÍTULO 4

VALIDAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO

4.1 INTRODUÇÃO

Os testes de aceitação ou comissionamento dos elementos integrantes de qualquer equipamento, e, em particular, os relativos ao sistema de excitação de um gerador síncrono, têm por finalidade aferir o seu correto funcionamento e a compatibilidade de seu desempenho com as características exigidas na respectiva especificação técnica.

No caso dos sistemas de excitação modernos, os ensaios são divididos, em geral, em estáticos e dinâmicos. Os ensaios estáticos visam a verificação do funcionamento da parte eletrônica e medição dos parâmetros do regulador automático de tensão e dos diversos componentes associados, e os dinâmicos aferem o desempenho das diversas funções do sistema de excitação com a máquina em funcionamento, em condições reais de operação. Em alguns casos, para facilitar os ensaios e evitar que a máquina seja submetida a esforços desnecessários, as condições de atuação dos componentes podem ser alteradas, de modo que sua atuação se dê em pontos próximos ao de operação da máquina no instante do teste. Os cuidados que devem ser tomados em relação a essa prática serão tratados no Capítulo 5.

O objetivo deste capítulo é a validação do modelo matemático do sistema de excitação obtido. A validação é alcançada através da verificação da coerência entre os

resultados dos ensaios de comissionamento e os de simulações feitas em computador digital, com o modelo a ser validado, em que se reproduzem, com a maior fidelidade possível, todas as condições existentes no momento dos ensaios.

4.2 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Os testes de comissionamento, além da citada aferição do equipamento, visam também definir os ajustes finais dos diversos parâmetros envolvidos, de forma a obter a melhor resposta possível aos estímulos aplicados.

Por outro lado, para que tais ensaios sejam úteis também para a validação de modelos, é necessário que sejam adotadas algumas medidas específicas. Essas medidas são, essencialmente, o registro das condições iniciais e finais do sistema elétrico envolvido nos testes, assim como das escalas utilizadas no equipamento empregado na aquisição dos dados. Algumas dessas medidas só foram adotadas a partir do comissionamento da unidade nº 2 da instalação em estudo, o que trouxe alguma dificuldade para a aferição do modelo, conforme será comentado oportunamente.

As simulações digitais com o modelo desenvolvido para o sistema de excitação foram feitas com a máquina em vazio e em carga, sempre procurando reproduzir as situações encontradas ou definidas nos testes de comissionamento. Nessas simulações, foi utilizado o programa MICRODIN [20], em que o gerador é representado pelo Modelo IV de Máquina Síncrona [22]. Para as comparações dos resultados, foi empregado o programa ANAGRAF

[23], um *software* desenvolvido para interpretar dados adquiridos pelo sistema digital de aquisição de dados AQX [18] e aqueles gerados pelo programa MICRODIN. O modelo usado para o sistema de excitação é o completo, que inclui também as características não lineares.

Nos casos com o gerador em carga, foi feita a representação *máquina contra barra infinita* indicada na Figura 4-1 a seguir.

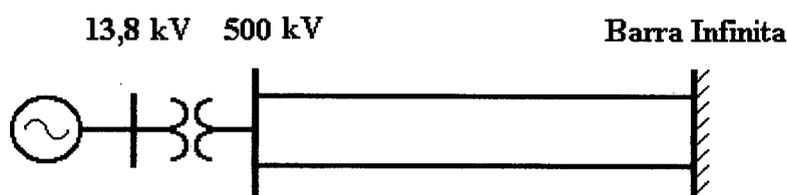


Figura 4-1
Sistema Utilizado nas Simulações

Na figura, as duas linhas de transmissão indicadas são as LT 500 kV Nova Ponte-Emborcação e Nova Ponte-Jaguara (Apêndice I). Ainda no Apêndice I, é dada uma visão global do sistema elétrico ao qual a máquina em estudo se encontra ligada, juntamente com os dados relativos às linhas de transmissão, transformadores e parâmetros do gerador.

É oportuno comentar aqui que processos de comissionamento de várias máquinas (no caso presente, 3) se estendem por períodos de tempo que podem chegar a vários meses, visto que, em geral, os equipamentos não são entregues para testes simultaneamente. No caso em estudo, os ajustes de parâmetros definidos no Capítulo 3 foram obtidos durante o comissionamento das unidades geradoras 1 e 2. Como acontece normalmente, o ajuste deixado nas máquinas de uma instalação é único para todas elas, e é definido pela última unidade testada. A definição dos ajustes dessa unidade leva em consideração a experiência adquirida

com a operação das unidades anteriores, e o que for definido para a última unidade é repassado para as demais. Assim, os ensaios mostrados neste capítulo são aqueles feitos com o último gerador a entrar em funcionamento (unidade 3), e as alterações de ajustes em relação ao Capítulo 3 são comentadas sempre que for o caso.

Deve-se salientar, ainda, que os ajustes são definidos durante os testes, segundo a experiência do responsável pelo comissionamento. Lamentavelmente, ainda não é prática comum da empresa onde o autor levantou os dados para este trabalho a definição de parâmetros através de estudos prévios, segundo critérios recomendados pela Teoria de Controle. Tal procedimento se justifica em parte pela própria ausência de um modelo confiável, operacional quando do início dos testes de comissionamento. Historicamente, os modelos dos vários equipamentos apenas se tornam disponíveis muito tempo após sua entrada em operação, e estudos de otimização somente são feitos em resposta a problemas operativos eventualmente apresentados pelos equipamentos. Uma possível contribuição deste trabalho é exatamente demonstrar a viabilidade de produzir modelos e tê-los operacionais antes do início dos testes funcionais dos equipamentos, de forma que estudos prévios possam balizar o seu comissionamento.

Conforme comentado no item Conclusão do capítulo anterior, são necessários alguns cuidados de compatibilização de unidades para aplicação do modelo aqui desenvolvido. As grandezas utilizadas como entradas nos diversos componentes são a tensão e a corrente terminais, potências ativa e reativa, corrente de campo e frequência. Como saída, é entregue uma única grandeza, a tensão de campo.

Em qualquer programa de simulações dinâmicas, o acoplamento do modelo do sistema de excitação ao restante do sistema a ser estudado se faz através do modelo de máquina síncrona, normalmente o Modelo IV [22], já existente no programa em uso, apesar de o modelo também receber grandezas calculadas em outras partes do sistema simulado, como as potências ativa e reativa. Em geral, tais programas operam no sistema *por unidade*, e as grandezas de entrada e saída do sistema de excitação deverão ser convertidas pela aplicação dos parâmetros da tabela a seguir.

Grandeza	Símbolo	Valor Nominal	
		Unidade Física	Volts DC no Modelo
Tensão Terminal	V_t	13,8 kV	-8,00
Corrente Terminal	I_g	7,49 kA	-5,00
Potência Ativa	P	179 MW	6,00
Potência Reativa	Q	179 Mvar	6,00
Corrente de Campo	I_{fd}	2,7 kA	6,75
Tensão de Campo	E_{fd0}	104 V	104,0
Frequência	f	60 Hz	8,00

Tabela 4-1
Conversão de Valores

Assim, as grandezas de entrada para o modelo, quando recebidas em p.u., deverão ser *multiplicadas* pelo valor correspondente indicado na coluna “volts DC no modelo” da tabela acima. A grandeza de saída, a tensão de campo E_{fd} , deverá ser *dividida* pelo valor 104 antes de ser fornecida ao modelo de máquina síncrona usado na simulação.

4.3 ENSAIOS ESTÁTICOS

A grande utilidade desses ensaios, no que concerne o processo de validação dos modelos, é a determinação dos parâmetros reais de cada elemento analisado. Tais parâmetros, conforme visto no Capítulo 3, podem ser calculados, mas seus valores devem ser confirmados através de testes de campo, sempre que possível, uma vez que há diversos fatores que podem causar um considerável desvio entre os valores calculados e os medidos. Dentre esses fatores, um dos mais importantes são as diferenças que podem ocorrer entre os valores reais e os nominais de resistores e capacitores empregados nos circuitos eletrônicos. Tais componentes obedecem a padrões de precisão, segundo os quais já se admite uma certa margem de erro, mas há, ainda, outras fontes de discrepâncias, tais como temperatura de trabalho e tempo de uso dos componentes, entre outros.

Outro fator importante a ser considerado é a posição dos potenciômetros variáveis empregados nos ajustes dos ganhos e constantes de integração nos módulos eletrônicos. Esses elementos têm tamanho físico bastante reduzido e uma escala circular graduada, em geral, de 0 a 9. A posição em que se ajusta o potenciômetro pode ser apenas estimada, sendo praticamente impossível precisar o seu valor exato, o que afeta o cálculo dos parâmetros.

4.3.1 REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO

O procedimento normal para fazer um ensaio estático num controlador do tipo proporcional-integral (PI) é a aplicação de um sinal em degrau na entrada do controlador, registrando a resposta na sua saída.

A determinação analítica da resposta de um PI a uma excitação em degrau é mostrada a seguir [24, 25].

Seja um controlador PI com função de transferência $k_p \frac{1+sT_n}{sT_n}$, onde k_p é o

ganho proporcional e T_n é o tempo integral. Logo,

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = k_p \frac{1+sT_n}{sT_n},$$

e, portanto,

$$Y(s) = k_p \frac{1+sT_n}{sT_n} X(s), \quad (4.1)$$

em que $X(s)$ é a excitação e $Y(s)$ é a resposta do controlador, ambos no domínio da frequência complexa s . Como a transformada de Laplace de uma excitação em degrau de amplitude A e instante de aplicação $t=0^+$ é $X(s) = A/s$, a expressão (4.1) fica :

$$Y(s) = k_p \frac{1+sT_n}{sT_n} \frac{A}{s} = Ak_p \frac{1+sT_n}{s^2T_n}.$$

Expandindo a expressão :

$$Y(s) = Ak_p \left(\frac{1}{s^2 T_n} + \frac{1}{s} \right), \text{ ou } Y(s) = Ak_p \left(\frac{1}{s} + \frac{1/T_n}{s^2} \right).$$

Tomando a transformada inversa de Laplace, fica :

$$y(t) = Ak_p \left(1 + \frac{1}{T_n} t \right),$$

ou ainda :

$$y(t) = Ak_p + \frac{Ak_p}{T_n} t \quad (4.2)$$

Como esperado, a resposta do controlador tem uma componente proporcional ao sinal de entrada (Ak_p) e outra proporcional à sua integral ao longo do tempo

$$\left(\frac{Ak_p}{T_n} t \right).$$

Após decorrido um tempo $t = T_n$ da aplicação do estímulo em degrau, a expressão (4.2) fica :

$$y(t = T_n) = Ak_p + \frac{Ak_p}{T_n} T_n ,$$

ou seja,

$$y(t = T_n) = 2Ak_p \quad (4.3)$$

A expressão (4.3) mostra que, após decorrido um tempo igual ao tempo integral T_n , a parcela integral da saída do controlador PI se torna igual à parcela proporcional.

As expressões (4.2) e (4.3) são usadas para a determinação de k_p e T_n a partir dos registros oscilográficos do ensaio. A Figura 4-2 abaixo mostra a resposta do PI do RAT à aplicação de um degrau de 0,4 V na sua entrada, o que corresponde a uma variação de 5% na tensão de referência.

O degrau de tensão é aplicado em um dos pontos de teste N1, R1 ou T1, e a resposta do PI é medida no ponto de teste H2 (Folha 302, Pág. 174). Esses pontos correspondem, respectivamente, às entradas V_{ref} , V_t e V_{adic} , e à saída U_e do diagrama da Figura 3-3. O teste é feito com a saída do PI previamente posicionada em qualquer ponto da sua faixa operativa, entre -7 V e +5 V. No caso presente, a saída foi posicionada no extremo superior (cerca de +5 V), e foi aplicado um degrau de tensão que faz o PI excursionar em direção ao outro extremo da faixa.

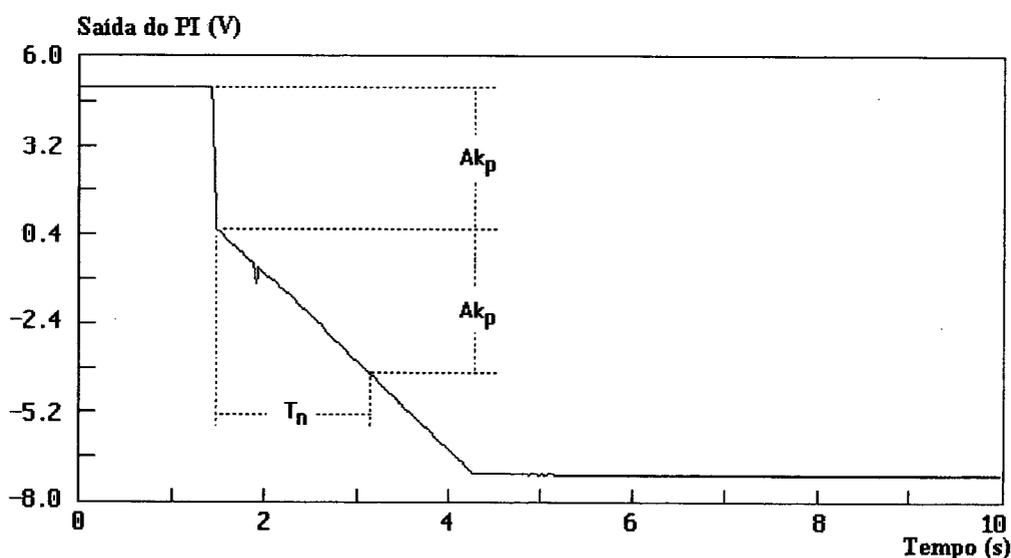


Figura 4-2
Ensaio Estático no Controlador PI do RAT

Pela figura 4-2, a parte proporcional da resposta vale

$$Ak_p = 0,5055 - 5,043 = -4,5375 \text{ V.}$$

Logo,

$$k_p = -4,5375/0,4 = -11,34 \text{ V/V.}$$

Ainda pela Figura 4-2, em $t = 3,153 \text{ s}$, $y(t) - y(t_0) = -8,7150 \text{ V} = -2Ak_p$, em que t_0 é o instante de aplicação do degrau ($t_0 = 1,460 \text{ s}$). Pela definição de tempo integral,

$$T_n = 3,153 - 1,460 = 1,693 \text{ s.}$$

Uma observação válida aqui e para a análise dos demais ensaios estáticos é que os valores numéricos utilizados nos cálculos são retirados com o programa ANAGRAF diretamente da massa de dados original, uma vez que, pelos gráficos, não se conseguiria um grau de exatidão satisfatório.

O ajuste que proporcionou a melhor resposta do controlador é indicado a seguir:

Módulo eletrônico FC51 (Folha 302, Pág. 174, Apêndice II) :

k_p : potenciômetro D2 na posição 3.

T_n : potenciômetro D4 na posição 5.

O cálculo de k_p e T_n , a partir das fórmulas apresentadas no Capítulo 3, fornece

$$k_p = -11,80 \text{ V/V}$$

$$T_n = 1,584 \text{ s.}$$

É importante observar aqui que os valores calculados acima já consideram o controlador PI na sua forma tradicional, obtida através da combinação de blocos da Figura 3-3 comentada ao final do item 3.2.2.

4.3.2 LIMITADOR DE CORRENTE DE CAMPO

O oscilograma da Figura 4-3 abaixo mostra a resposta do controlador PI do limitador à excitação com um degrau de $-2,13$ V, equivalente a cerca de 30% da corrente nominal de campo.

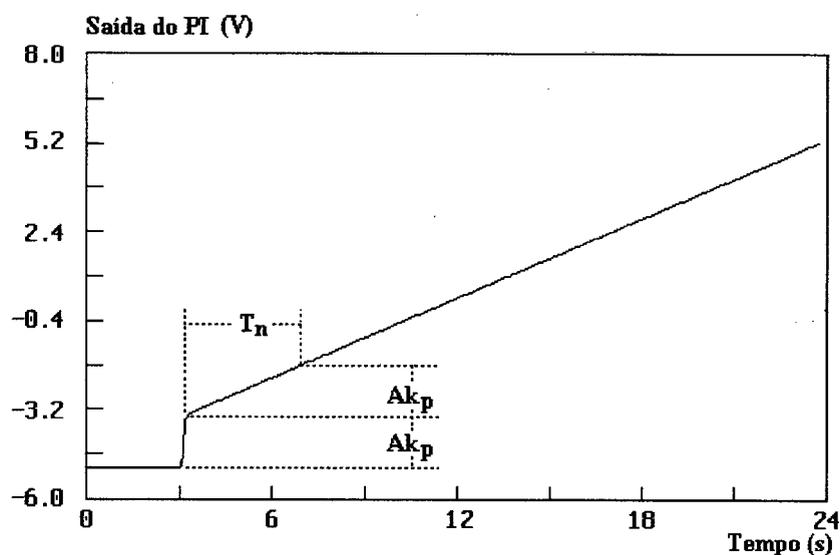


Figura 4-3
Ensaio Estático no Controlador PI do Limitador de Corrente de Campo

O degrau de tensão é aplicado em um dos terminais d10 ou z10 e a resposta do PI é registrada no ponto de teste P2, antes do diodo de saída 26ab (Folha 400, Pág. 177). Esses pontos correspondem, no diagrama em blocos da Figura 3-7, às entradas I_{fdlim} e I_{fd} e à entrada do bloco limitador de saída que representa o diodo.

Por um processo inteiramente análogo ao descrito no item anterior, obtêm-se :

- Parte proporcional : $Ak_p = -3,34 - (-5,04) = 1,7 \text{ V}$

$$\text{logo, } k_p = 1,7/(-2,13) = -0,7981 \text{ V/V.}$$

- Parte integral : em $t = 7,327 \text{ s}$, $y(t)-y(t_0) = 2Ak_p$, com $t_0=3,23 \text{ s}$.

$$\text{Logo, } T_n = 7,327 - 3,23 = 4,097 \text{ s.}$$

Os valores calculados para k_p e T_n (fórmulas do Capítulo 3), a partir do ajuste deixado no campo (módulo EC65, potenciômetro D2 na posição 6,5), são

$$k_p = -0,8066 \text{ V/V e}$$

$$T_n = 3,3 \text{ s.}$$

4.3.3 LIMITADOR DE CORRENTE DE ARMADURA

a) Lado Sobreexcitado

O oscilograma da Figura 4-4 a seguir mostra a resposta do controlador PI do lado sobreexcitado a um estímulo em degrau de tensão de -5 V. O degrau é aplicado em um dos terminais d10 ou z10 e medido no ponto de teste P2, antes do diodo de saída 26ab (Folha 408, Pág. 181). No diagrama em blocos da Figura 3-9, esses pontos correspondem às entradas I_g e I_{glim} e à entrada do limitador de saída (lado sobreexcitado).

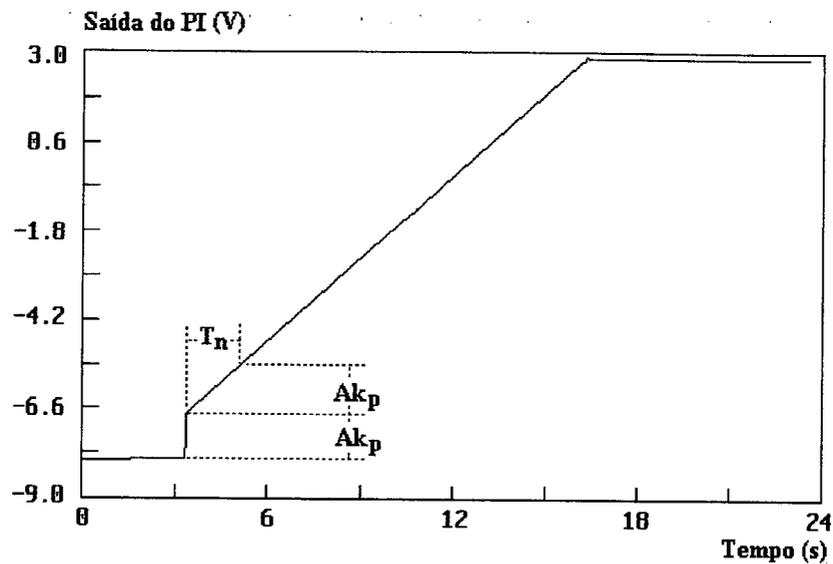


Figura 4-4
Ensaio Estático no Controlador PI do
Limitador de Corrente de Armadura - Lado Sobreexcitado

Da Figura 4-4, obtêm-se :

- Parte proporcional : $Ak_p = -6,70 - (-7,96) = 1,26$ V

$$k_p = 1,26/(-5) = -0,252 \text{ V/V.}$$

- Parte integral : em $t = 5,077$ s, $y(t)-y(t_0) = 2Ak_p$, com $t_0 = 3,346$ s.

$$\text{Logo, } T_n = 5,077 - 3,346 = 1,731 \text{ s.}$$

Para o ajuste deixado no campo (módulo EC73, potenciômetro F2 na posição 1), os valores calculados são

$$k_p = -0,2425 \text{ V/V}$$

$$T_n = 1,5 \text{ s.}$$

O circuito de insensibilização do limitador, que se torna ativo quando a máquina opera com fator de potência elevado, ficou um pouco diferente na máquina 3 em relação às outras, onde foi empregado um resistor de $1,8 \text{ M}\Omega$ no módulo eletrônico +EC73-N14/3 (elemento R_{88ab} , Folha 408, Pág. 181, Apêndice II).

Com esse valor de resistência, o valor de referência calculado para o circuito de insensibilização é $V_{s1} = 0,5157I_Q - 0,47$ (item 3.5.2).

As medições feitas no circuito forneceram os valores :

$$\text{para } I_Q = 0, V_{s1} = -0,47 \text{ V.}$$

$$\text{para } I_Q = 0,99, V_{s1} = k \cdot 0,99 - 0,47 = 0,04 \text{ V.}$$

$$\text{logo, } k = (0,04 + 0,47) / 0,99 = 0,5152.$$

Portanto, a equação de V_{s1} fica :

$$V_{s1} = 0,5152I_Q - 0,47,$$

que é praticamente idêntica à expressão calculada.

b) Lado Subexcitado

A resposta do controlador PI do lado subexcitado do limitador é mostrada na Figura 4-5 abaixo, para uma excitação em degrau de +5 V. O estímulo é aplicado no mesmo ponto que no caso sobreexcitado e medido no ponto de teste P2, antes do diodo de saída 26ab

(Folha 409, Pág. 182). Este último ponto corresponde à entrada do limitador de saída do lado subexcitado na Figura 3-9.

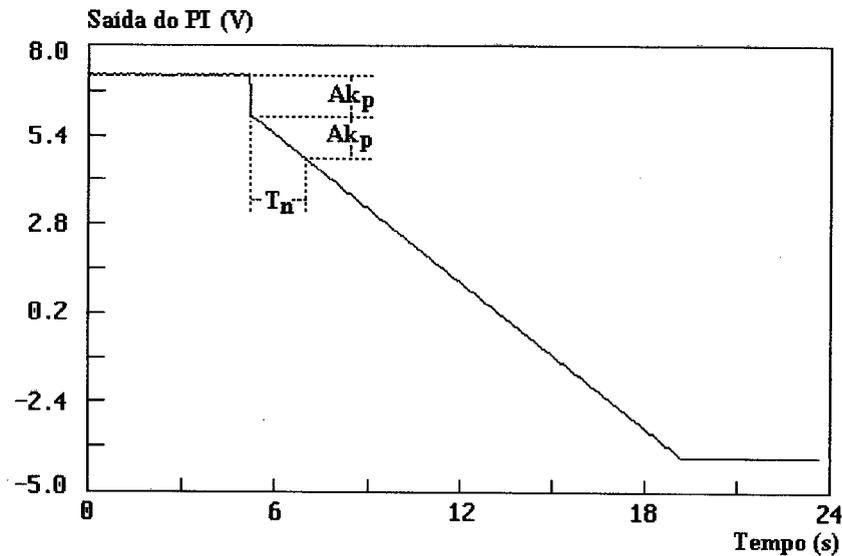


Figura 4-5
Ensaio Estático no Controlador PI do
Limitador de Corrente de Armadura - Lado Subexcitado

Da Figura 4-5,

- Parte proporcional : $Ak_p = 5,95 - 7,18 = -1,23$ V.

$$k_p = -1,23/5 = -0,246 \text{ V/V.}$$

- Parte integral : em $t = 6,981$ s, $y(t) - y(t_0) = 2Ak_p$, com $t_0 = 5,192$ s.

$$\text{assim, } T_n = 6,981 - 5,192 = 1,789 \text{ s.}$$

O ajuste deixado no campo para o lado subexcitado foi o mesmo que para o lado sobreexcitado, ou seja, potenciômetro F2 (módulo EC95) na posição 1. Dessa forma, os valores calculados são os mesmos que os do caso sobreexcitado:

$$k_p = -0,2425 \text{ V/V,}$$

$$T_n = 1,5 \text{ s.}$$

No circuito de insensibilização deste lado do limitador, foi usado um resistor de $820 \text{ k}\Omega$ como elemento R_{38ab} (módulo EC95, Folha 409, Pág. 182, Apêndice II). Assim, o valor calculado para a referência desse circuito é

$$V_{S2} = 0,5287I_Q - 0,8598.$$

Os valores medidos são :

$$\text{para } I_Q = 0, V_{S2} = -0,8 \text{ V.}$$

$$\text{para } I_Q = 0,87 \text{ V}_{S2} = k \cdot 0,87 - 0,8 = 0,05 \text{ V.}$$

$$\text{Logo, } k = (0,05 + 0,8) / 0,87 = 0,9770.$$

Então, V_{S2} fica :

$$V_{S2} = 0,9770I_Q - 0,8.$$

4.3.4 LIMITADOR DE SUBEXCITAÇÃO

A Figura 4-6 a seguir mostra a aplicação de um degrau de $-0,5 \text{ V}$ na entrada do PI do limitador (Folha 406, Pág. 180, Apêndice II, e Figura 3-13).

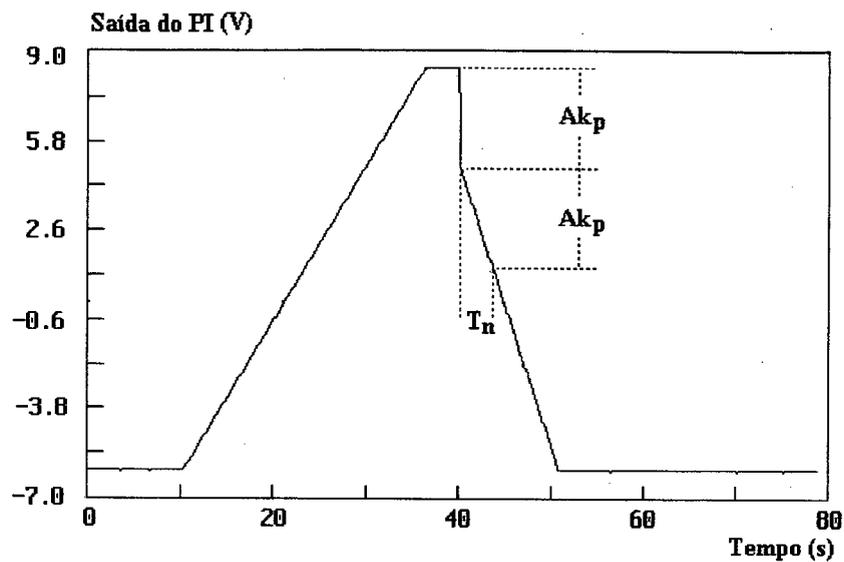


Figura 4-6
Ensaio Estático no Controlador PI do Limitador de Subexcitação

Da Figura 4-6, têm-se as relações :

- Parte proporcional : $Ak_p = 4,7793 - 8,4256 = -3,6463 \text{ V}$.

$$\text{logo, } k_p = -3,6463 / -0,5 = 7,2926 \text{ V/V.}$$

A inversão do sinal do ganho é feita pelo amplificador operacional N3 (Folha 406, Pág. 180, e Figura 3-12).

- Parte integral : no instante $t = 43,75 \text{ s}$, $y(t) - y(t_0) = 2Ak_p$,
com $t_0 = 40,192 \text{ s}$.

$$\text{Logo, } T_n = 43,75 - 40,192 = 3,558 \text{ s.}$$

Os valores calculados, para o ajuste deixado no campo (potenciômetros B2 e P2 nas posições 9,5 e 0,0 no módulo eletrônico EC115, Pág. 180 do Apêndice II), são

$$k_p = -7,47 \text{ V/V}$$

$$T_n = 2,2 \text{ s.}$$

4.3.5 LIMITADOR DA RELAÇÃO TENSÃO/FREQÜÊNCIA

A Figura 4-7 a seguir mostra o oscilograma da resposta do controlador PI deste limitador a um degrau de -0,5 V (Folha 402, Pág. 179, Apêndice II, e Figura 3-16).

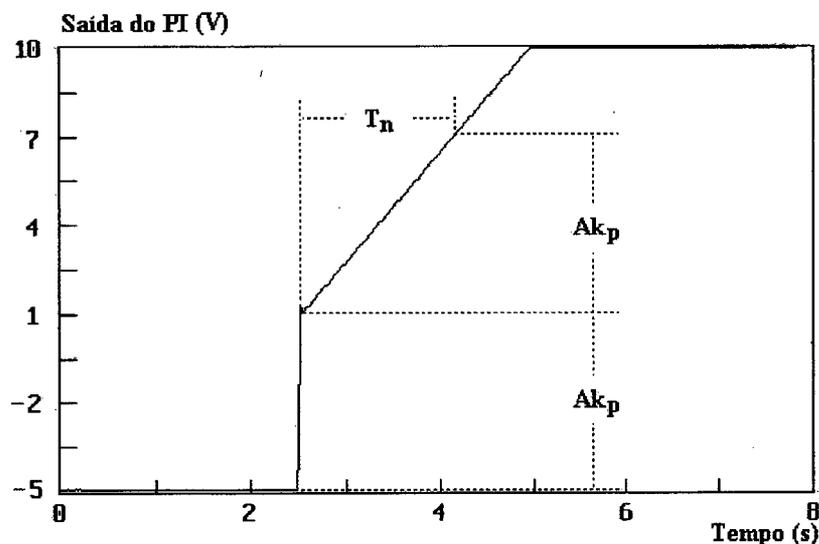


Figura 4-7

Ensaio Estático no Controlador PI do Limitador da Relação Tensão/Freqüência

Da Figura 4-7 :

- Parte proporcional : $Ak_p = 1,038 - (-4,935) = 5,973$ V.

$$\text{logo, } k_p = 5,973 / -0,5 = -11,946 \text{ V/V.}$$

- Parte integral : em $t = 4,154$ s, $y(t) - y(t_0) = 2Ak_p$, em que $t_0 = 2,481$ s.

$$\text{Assim, } T_n = 4,154 - 2,481 = 1,673 \text{ s.}$$

Os potenciômetros D2 e D4 (módulo EC31, Pág. 179 do Apêndice II) foram ajustados nas posições 10 e 5, respectivamente. Assim, os valores calculados para k_p e T_n são

$$k_p = -11,194 \text{ V/V e}$$

$$T_n = 1,584 \text{ s.}$$

Aplica-se aqui o comentário feito para o RAT (item 4.2.1), ou seja, os valores calculados acima referem-se ao controlador PI na sua forma usual.

4.3.6 ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS)

O PSS não requer ensaios estáticos no campo, uma vez que seu processamento de sinais é digital.

4.3.7 RESUMO DOS ENSAIOS ESTÁTICOS

Os parâmetros dos diversos componentes do sistema de excitação, obtidos a partir dos ensaios estáticos analisados nos itens anteriores, estão agrupados na tabela seguinte, para facilidade de consulta.

	Regulador Automático de Tensão	Limitador de Corrente de Campo	Limitador de Corrente de Armadura		Limitador de Subexcitação	Limitador da Relação V/Hz
			Sobre	Sub		
k_p (V/V)	-11,34 (+4)	-0,798(+2)	-0,252(-4)	-0,246 (-1)	-7,292 (+2)	-11,946 (-6)
T_n (s)	1,693 (-6)	4,097(-19)	1,731(-13)	1,789(-16)	3,558 (-38)	1,673 (-5)

Tabela 4-2
Parâmetros do RAT e Limitadores

Os números indicados entre parênteses são os desvios percentuais dos valores calculados em relação aos valores medidos, arredondados para o inteiro mais próximo. Assim, por exemplo, o ganho calculado do RAT é cerca de 4% *maior* que o medido, tomando este último por base, e o tempo integral calculado é cerca de 6% *menor* que o medido.

Observam-se alguns desvios consideráveis, notadamente em relação aos valores medidos e calculados para os tempos integrais. O maior desvio registrado ocorreu para o valor de T_n do limitador de subexcitação, exatamente aquele que foi profundamente alterado durante os testes de comissionamento (item 3.6.2). O ideal, para este caso, teria sido a revisão de todos os parâmetros usados no cálculo, principalmente posições de potenciômetros, e repetição do ensaio, o que, infelizmente, não foi feito.

Ainda assim, os resultados podem ser considerados satisfatórios, se forem levados em conta os fatores causadores de erros comentados no item 4.2.

Com esses parâmetros, foram simulados os casos para comparação com os resultados dos ensaios de comissionamento.

4.4 ENSAIOS DINÂMICOS E SIMULAÇÕES

Conforme comentado brevemente na introdução deste capítulo, o objetivo dos ensaios dinâmicos é a verificação de desempenho dos diversos componentes do sistema de excitação em condições reais de funcionamento. Para cada ensaio de funcionamento, é feita

uma simulação correspondente com o modelo desenvolvido, em que se procura reproduzir com a máxima fidelidade todas as condições observadas nos ensaios. A partir da comparação do desempenho do sistema real com o obtido nas simulações, o modelo é então avaliado quanto a sua fidelidade.

4.4.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE A COMPARAÇÃO DE OSCILOGRAMAS

A comparação de curvas de origens diferentes em um mesmo gráfico requer alguns cuidados especiais. O processo é descrito a seguir e é válido para todas as comparações feitas nos itens seguintes.

O sistema digital de aquisição de dados (AQX) memoriza as grandezas monitoradas como valores de tensão DC proporcionais às grandezas reais e os instantes de tempo de sua ocorrência, formando tabelas de valores **grandezas versus tempo**. Para apresentação no monitor do equipamento, essas grandezas são ainda multiplicadas por um fator de escala, escolhido de modo que as variações ao longo do ensaio tenham boa definição na tela do equipamento.

Um outro tipo de ajuste, feito também para boa visualização das curvas, é o deslocamento vertical na tela, de tal forma que as variações registradas da grandeza fiquem confinadas na tela do monitor. Dessa forma, os valores de ordenadas do gráfico, que são os

valores das grandezas monitoradas, contêm uma parcela relativa a esse deslocamento (*off-set*), em geral de valor desconhecido.

Portanto, para que os valores de ordenadas tenham significado, deve-se proceder a um ajuste da escala, feito pela divisão desses valores pelo fator de escala usado na aquisição dos dados, e também à remoção do valor de *off-set* eventualmente introduzido.

Os ajustes mencionados são feitos com o programa ANAGRAF, que permite a manipulação dos dados através de multiplicação das ordenadas das curvas por uma constante ou da soma de uma constante a essas ordenadas. Ainda para facilitar a análise, optou-se por apresentar as curvas em valores percentuais. Os fatores de conversão a serem aplicados às curvas são calculados conforme indicado a seguir:

$$\text{fator de conversão} = \frac{1}{(\text{escala})} \frac{1}{(\text{base VDC})} 100 ,$$

onde (base VDC) é o valor da tensão DC correspondente a 100% da grandeza monitorada. Para as curvas obtidas via simulação, basta multiplicá-las por 100 para exibição em valores percentuais, visto que o programa MICRODIN fornece seus resultados em valores no sistema por unidade (p.u.).

O passo seguinte é a remoção do *off-set* eventualmente existente, o que é feito ajustando o valor em regime permanente da grandeza antes da aplicação do distúrbio ao valor registrado como condição inicial.

Exceções a esse procedimento são as curvas de potências ativa e reativa, fornecidas em MW e Mvar, respectivamente. Para esses casos, o fator de conversão das curvas obtidas nos ensaios é análogo ao indicado acima, onde se substitui o fator 100 por 179, que é a potência nominal da máquina em MVA.

4.4.2 REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO

A avaliação do desempenho do RAT foi feita a partir de ensaios em vazio e em carga. No primeiro caso, foram aplicados na referência do RAT degraus de tensão de +/-1% e +/-3%, com a máquina operando desinterligada do sistema e com tensão terminal nominal (13,8 kV).

A Figura 4-8 a seguir mostra a superposição dos registros oscilográficos da tensão terminal obtidos no ensaio de campo e na simulação digital, para a aplicação e remoção de um degrau de 1% de tensão na referência do RAT, com a máquina em vazio e tensão inicial nominal.

A discrepância observada entre as curvas obtidas por medição e por simulação está amplificada na figura, visto que a escala vertical cobre apenas de 99% a 102%. As diferenças entre as tensões em regime permanente, após a aplicação e após a retirada do degrau, são de apenas 0,07% e 0,05%, respectivamente.

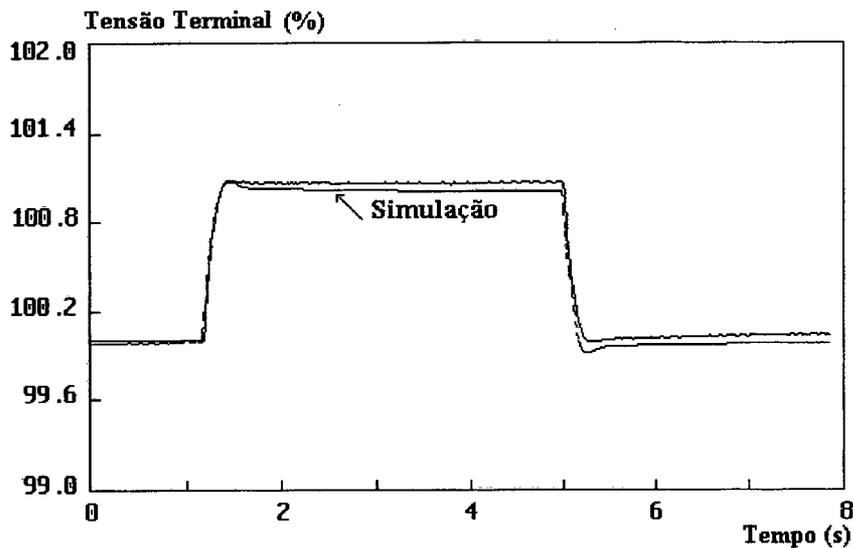


Figura 4-8
Atuação do PI do RAT
Máquina em Vazio - Degrau de (+/-)1% na Referência

É também importante observar que, na simulação, consegue-se aplicar um degrau de *exatamente* 1% (ou qualquer outro valor) na referência do RAT, o que não se pode afirmar para o teste de campo. Na prática, o sinal aplicado é obtido de uma caixa de baterias, e o valor de 1%, que corresponde a 0,08 V, pode conter pequenos desvios.

Na Figura 4-9 seguinte, são mostrados os oscilogramas das tensões de campo para o caso descrito acima. Aqui, também, vale a última observação feita acima, pois quaisquer desvios na amplitude do degrau aplicado se refletem na tensão de campo. As discrepâncias maiores são notadas nos instantes da aplicação e da retirada do degrau, da ordem de 15%.

A oscilação de alta frequência e pequena amplitude observada na curva obtida no ensaio é atribuída ao transdutor utilizado na medição da corrente de campo.

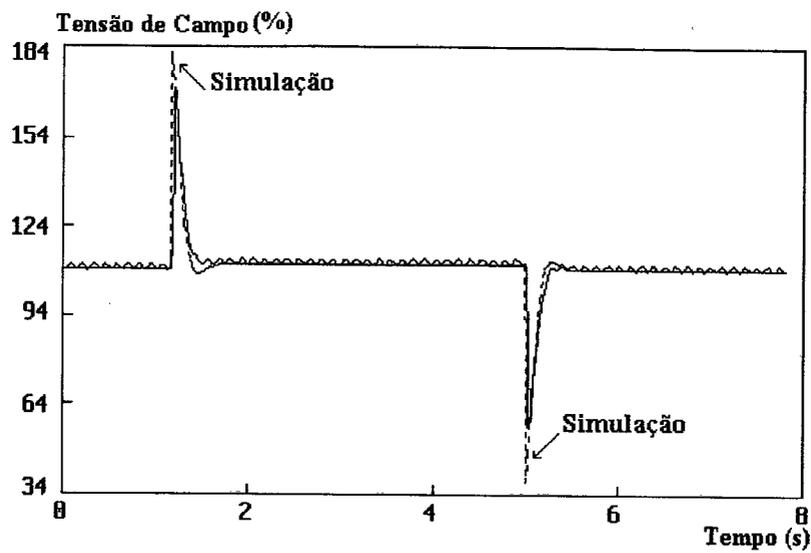


Figura 4-9
Atuação do PI do RAT
Máquina em Vazio - Degrau de (+/-)1% na Referência

As Figuras 4-10 e 4-11 seguintes mostram as curvas de tensão terminal e tensão de campo, para o caso de aplicação e remoção de um degrau de 3% na referência do RAT, com a máquina inicialmente com tensão terminal nominal. As observações feitas para o caso anterior também se aplicam aqui.

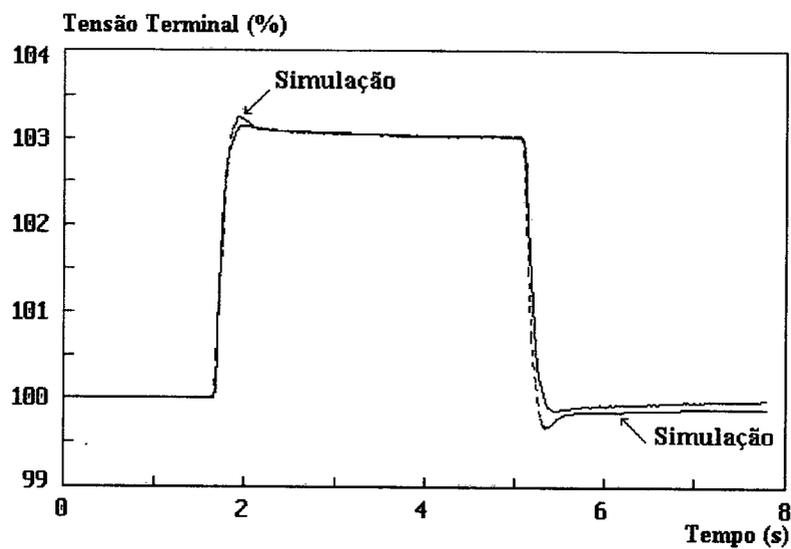


Figura 4-10
Atuação do PI do RAT
Máquina em Vazio - Degrau de (+/-)3% na Referência

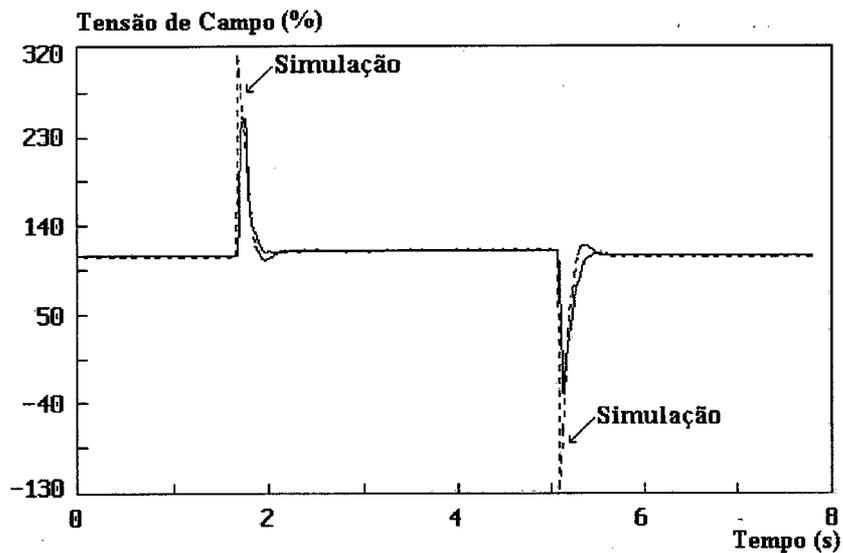


Figura 4-11
Atuação do PI do RAT
Máquina em Vazio - Degrau de (+/-)3% na Referência

Portanto, a análise das quatro últimas figuras indica que o modelo do RAT simula com fidelidade o desempenho do sistema de excitação com a máquina em vazio.

As três figuras seguintes, 4-12, 4-13 e 4-14, mostram as curvas de tensão terminal, tensão de campo e potência reativa obtidas a partir da aplicação de um degrau de 3% na referência do RAT, com a máquina sincronizada ao sistema. As condições do sistema, registradas no instante do ensaio, são indicadas abaixo :

$$V_t = 12,98 \text{ kV (94,1\%)} ;$$

$$P = 0 \text{ MW} ;$$

$$Q = -64,8 \text{ Mvar.}$$

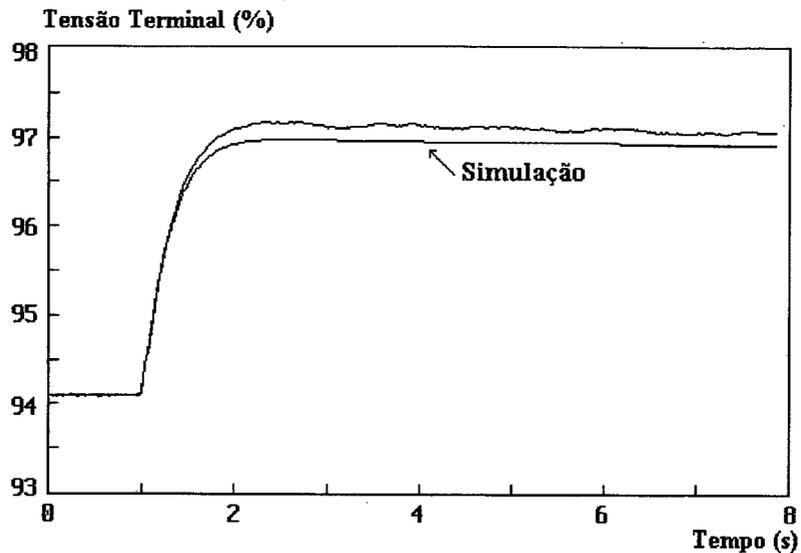


Figura 4-12
Atuação do PI do RAT
Máquina em Carga - Degrau de 3% na Referência

A concordância entre os resultados da simulação e da medição pode ser considerada muito boa. Observam-se pequenas variações na tensão terminal medida, que refletem o fato de que a carga do sistema é dinâmica, diferentemente da simulação, em que a carga é bem definida.

Com relação às diferenças observadas entre os valores de regime permanente (Figura 4-12), após a aplicação do degrau, valem os comentários feitos para o caso do degrau de 1% em vazio e também a observação de que a escala usada na Figura 4-12 amplifica visualmente o erro. No caso presente, o desvio máximo é menor que 0,25%.

Os mesmos comentários se aplicam às curvas de tensão de campo, Figura 4-13, em que a maior discrepância ocorre no valor de pico alcançado no instante da aplicação do degrau, da ordem de 30%. Para a potência reativa (Figura 4-14), o desvio médio em regime permanente é da ordem de 5 Mvar, o que significa, na base da máquina, menos de 3%.

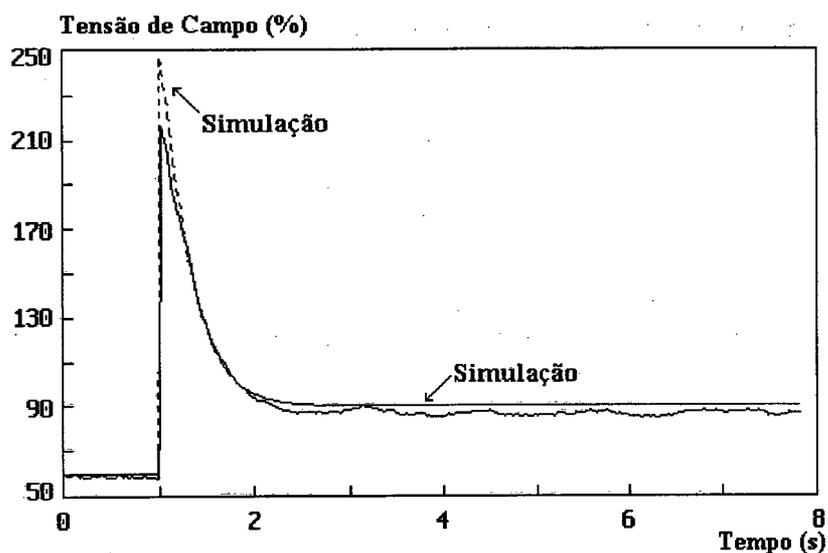


Figura 4-13
Atuação do PI do RAT
Máquina em Carga - Degrau de 3% na Referência

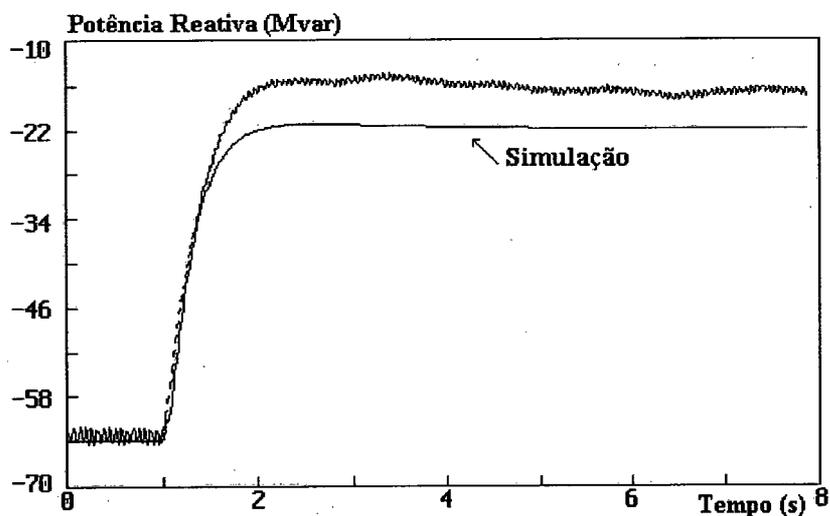


Figura 4-14
Atuação do PI do RAT
Máquina em Carga - Degrau de 3% na Referência

A análise dos casos de aplicação de degraus de tensão com a máquina em vazio e em carga mostrou que o modelo do RAT representa com fidelidade suficiente o desempenho da parte central do regulador de tensão. Essa constatação é importante, uma vez que, na análise dos casos seguintes, em que é avaliado o desempenho dos outros componentes do

sistema de excitação, a resposta do PI do RAT está sempre presente, apesar de não ser o foco da análise.

4.4.3 LIMITADOR DE CORRENTE DE CAMPO

O limitador de corrente de campo é normalmente ajustado para atuar quando esta grandeza ultrapassa um valor previamente estabelecido, em geral 110% da corrente nominal. Para evitar solicitações desnecessárias, no entanto, o limite foi reduzido a um valor próximo ao do ponto de operação da máquina no momento do ensaio.

As condições iniciais para o teste foram :

$$V_t = 14,05 \text{ kV (101,8\%)} ;$$

$$P = 10,7 \text{ MW} ;$$

$$Q = 27 \text{ Mvar.}$$

O ponto de operação acima definido corresponde a uma corrente de campo de 2000 A. Foi provocada, então, uma variação dessa grandeza para cerca de 2187 A, que correspondeu a uma variação de cerca de 1% na tensão terminal.

Para a simulação digital, foi ajustado um caso de fluxo de potência com as mesmas condições iniciais do teste e aplicado, então, um degrau de 1% de tensão na referência do RAT. A corrente de campo correspondente às condições iniciais, calculada pelo programa MICRODIN, é de 1,3079 p.u. Assim, o limite para esta simulação foi ajustado em 1,31 p.u..

A Figura 4-15 a seguir mostra as curvas de tensão terminal obtidas no ensaio e na simulação.

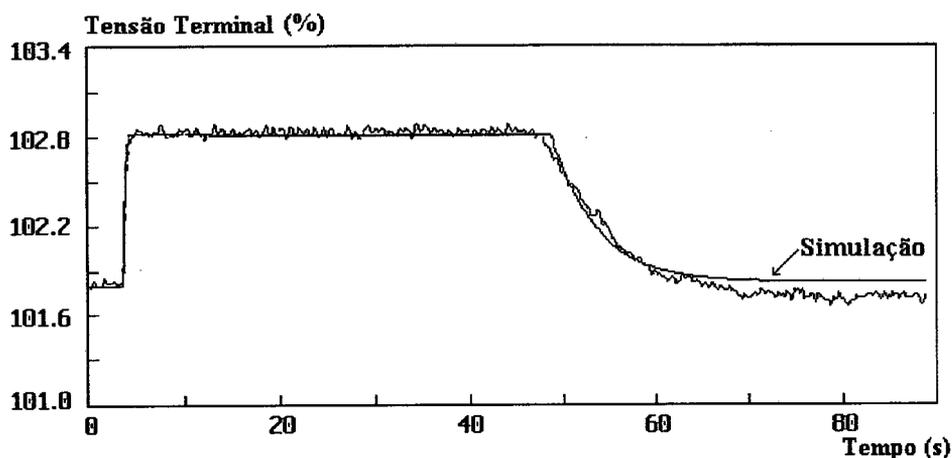


Figura 4-15
Atuação do Limitador de Corrente de Campo
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

A resposta do limitador obtida na simulação é bem coerente com a do ensaio. Como já comentado, observam-se, no registro do ensaio, pequenas oscilações na tensão terminal, provocadas pela dinâmica natural do sistema e um certo nível de ruído, introduzido pelo transdutor. As diferenças observadas nos valores finais são mínimas e podem ser atribuídas a fatores já comentados.

A Figura 4-16 seguinte mostra os registros da tensão de campo obtidos no ensaio e na simulação. O resultado é também bastante coerente, observando-se, aqui, um maior nível de ruído introduzido pelo transdutor no registro do ensaio.

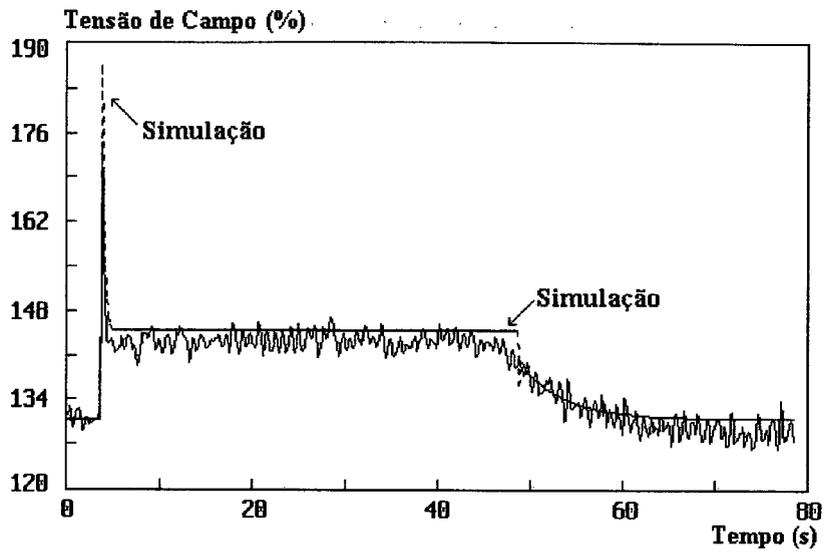


Figura 4-16
 Atuação do Limitador de Corrente de Campo
 Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

A Figura 4-17 a seguir mostra as curvas da variação da potência reativa.

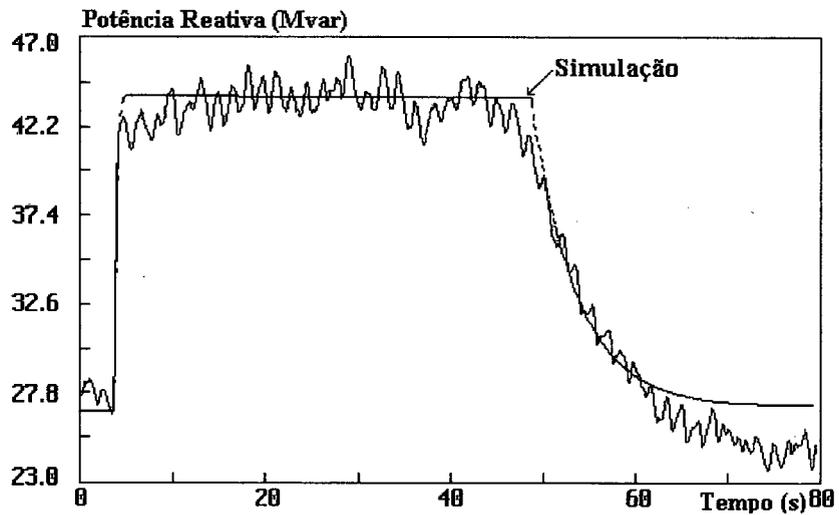


Figura 4-17
 Atuação do Limitador de Corrente de Campo
 Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

Na curva obtida no ensaio, a presença de ruído é bastante pronunciada, e a discrepância da potência reativa no valor final é da ordem de 3 Mvar, menor que 2%. Portanto, pode-se considerar satisfatória a resposta do modelo.

A Figura 4-18 seguinte mostra a saída do limitador (Figura 3-7), para os casos simulado e de teste, de onde se podem tirar conclusões interessantes.

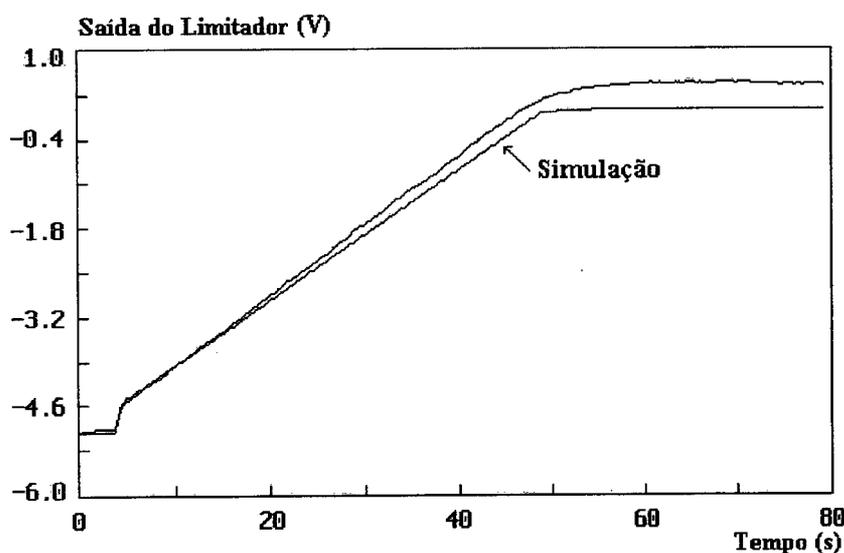


Figura 4-18
Atuação do Limitador de Corrente de Campo
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

Observa-se que o comportamento do controlador PI simulado é bastante semelhante ao do real. A maior diferença é observada a partir do ponto onde o limitador se estabiliza, fixando o valor final da corrente de campo.

Conforme comentado no início deste item, o limiar de atuação do limitador foi mudado para um ponto *próximo* ao da operação inicial da máquina, mas seu valor *exato* é

desconhecido (não foi anotado por ocasião do ensaio). Para a simulação, portanto, esse valor foi *estimado* em 131% do valor da corrente nominal.

A saída do limitador real, no entanto, sugere um valor mais baixo, o que pode ser verificado nos gráficos das tensões terminal e de campo, e também no de potência reativa. Como as discrepâncias são pequenas e parecem estar ligadas apenas ao ajuste do valor de partida do limitador, não se julgou necessária nova simulação, e os resultados aqui obtidos foram considerados satisfatórios.

4.4.4 LIMITADOR DE CORRENTE DE ARMADURA

a) Lado Sobreexcitado

O ensaio do limitador de corrente de armadura, lado sobreexcitado, foi feito a partir das condições mostradas abaixo :

$$V_t = 13,98 \text{ kV (101,3\%)} ;$$

$$P = 170 \text{ MW} ;$$

$$Q = 67,4 \text{ Mvar.}$$

Foi aplicado, então, um degrau de tensão de 3% na referência do RAT. Como, neste caso, a corrente de armadura não ultrapassa 110% da corrente nominal, que é o limite ajustado, esse limite foi colocado, para a execução do ensaio, em um valor inferior.

Para a simulação com o modelo, foi ajustado um caso de fluxo de potência com as condições iniciais acima indicadas e aplicado um degrau de tensão de 3% na referência do RAT. O limite da corrente de armadura utilizado na simulação foi determinado a partir da análise dos oscilogramas obtidos nos ensaios. Pela curva de potência reativa (Figura 4-21), vê-se que o sistema se estabiliza com cerca de 72,2 Mvar e tensão terminal de 101,5% (Figura 4-19). Para a simulação, portanto, o limite de corrente de armadura foi ajustado em

$$\frac{\sqrt{170^2 + 72,2^2}}{179} \times \frac{100}{1,015} = 101,66\%.$$

A Figura 4-19 a mostra as curvas de tensão terminal obtidas no ensaio e na simulação, onde se observa uma boa coerência entre as respostas do modelo e do sistema real.

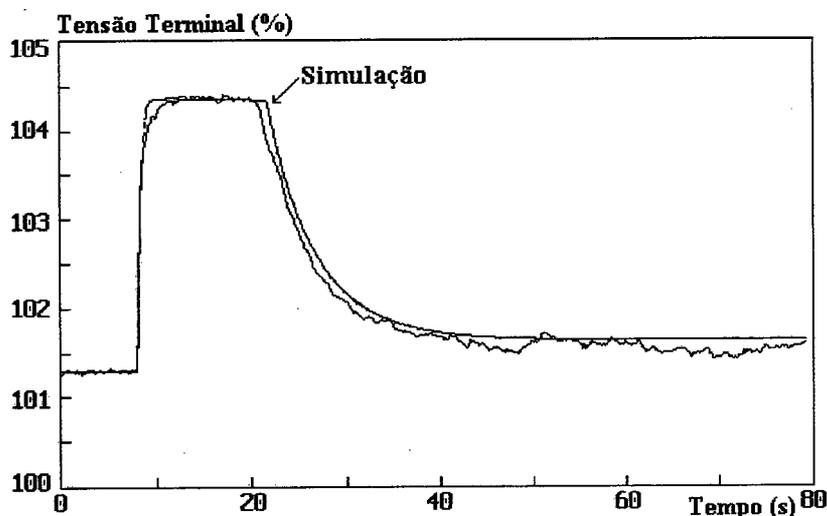


Figura 4-19
Atuação do Limitador de Corrente de Armadura - Lado Sobreexcitado
Máquina em Carga - Degrau de 3% na Referência do RAT

A Figura 4-20 a seguir contém as curvas de tensão de campo produzidas no ensaio e na simulação.

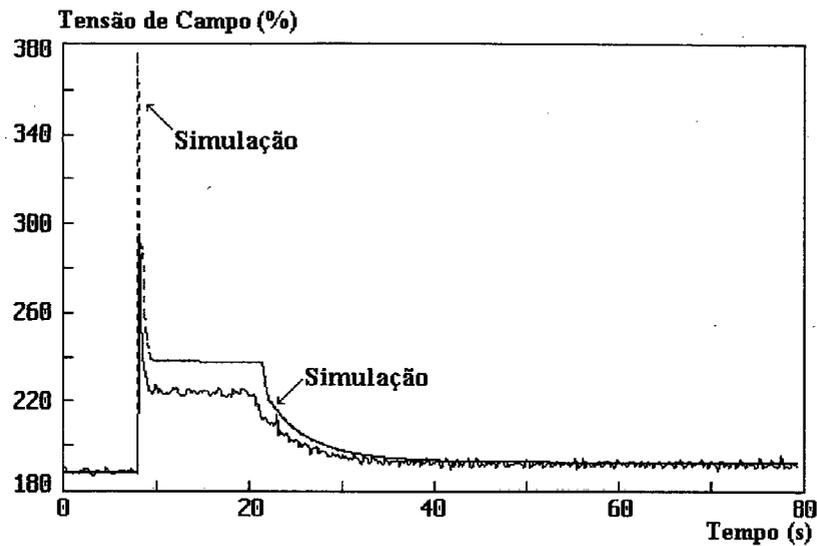


Figura 4-20
Atuação do Limitador de Corrente de Armadura - Lado Sobreexcitado
Máquina em Carga - Degrau de 3% na Referência do RAT

Observa-se uma discrepância entre as curvas da tensão de campo no intervalo entre a aplicação do degrau e o início da atuação do limitador, da ordem de 20%. A maior diferença ocorre no instante da aplicação do degrau, mas não afeta o desempenho do modelo, uma vez que os valores finais alcançados (tensão terminal, de campo e potência reativa) são muito próximos.

As curvas de potência reativa são mostradas na Figura 4-21, em que se nota um considerável nível de ruído sobre a curva do ensaio, introduzido pelo transdutor. Considerando o valor médio, no entanto, os resultados podem ser ditos bastante coerentes.

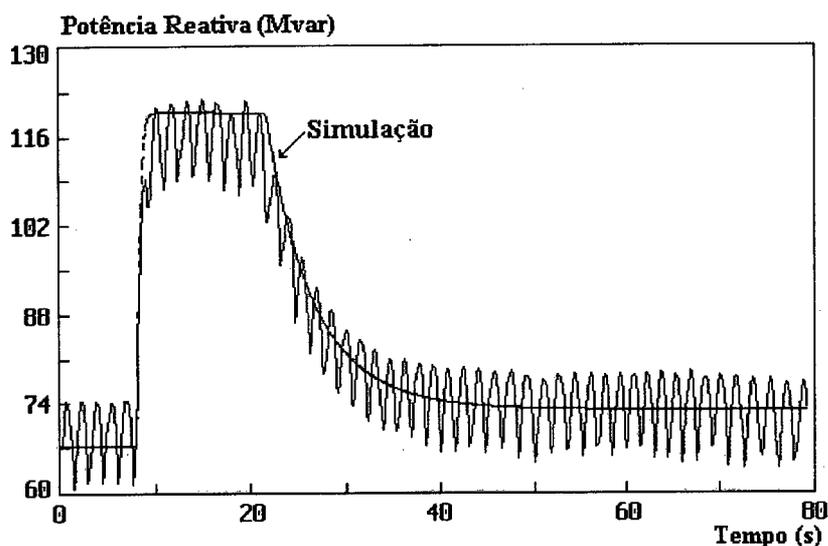


Figura 4-21

Atuação do Limitador de Corrente de Armadura - Lado Sobreexcitado
Máquina em Carga - Degrau de 3% na Referência do RAT

b) Lado Subexcitado

As condições iniciais do sistema para o ensaio do lado subexcitado são indicadas a seguir :

$$V_t = 13,2 \text{ kV (95,65\%)} ;$$

$$P = 170 \text{ MW} ;$$

$$Q = -30 \text{ Mvar.}$$

Da mesma forma que para o lado sobreexcitado do limitador, o limite de atuação foi alterado para um valor mais baixo, para evitar a aplicação de esforços desnecessários à máquina durante os testes.

A análise dos oscilogramas obtidos no ensaio mostra que, após a aplicação de um degrau de tensão de -3% na referência do RAT, o sistema se estabiliza em cerca de 170 MW - j41,3 Mvar (Figura 4-24), com tensão terminal de 94,96% (Figura 4-22). De forma análoga à indicada para o lado sobreexcitado, obtém-se o valor de 102,92% para o limite da corrente de armadura.

A Figura 4-22 abaixo mostra as curvas de tensão terminal obtidas no ensaio e na simulação, onde se nota uma boa concordância entre os resultados.

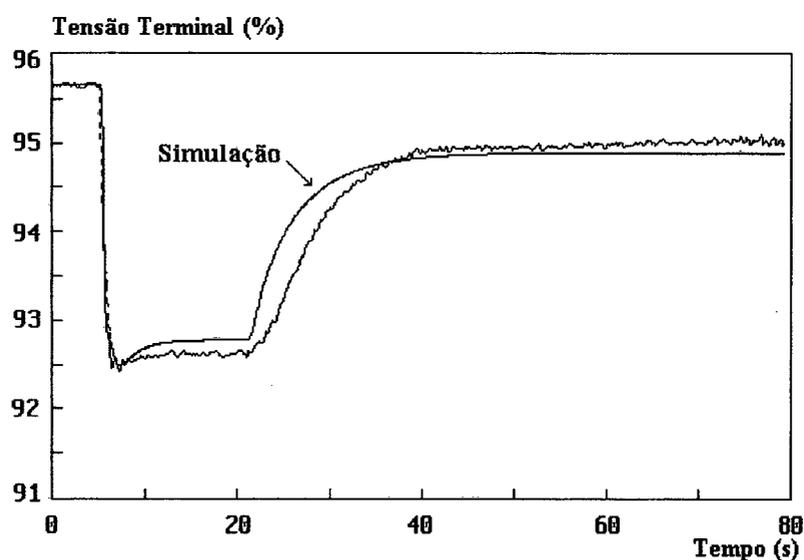


Figura 4-22
Atuação do Limitador de Corrente de Armadura - Lado Subexcitado
Máquina em Carga - Degrau de -3% na Referência do RAT

A Figura 4-23 seguinte mostra as curvas de tensão de campo. Observa-se a presença de ruído de medição na curva obtida nos ensaios, mas os resultados são bastante coerentes.

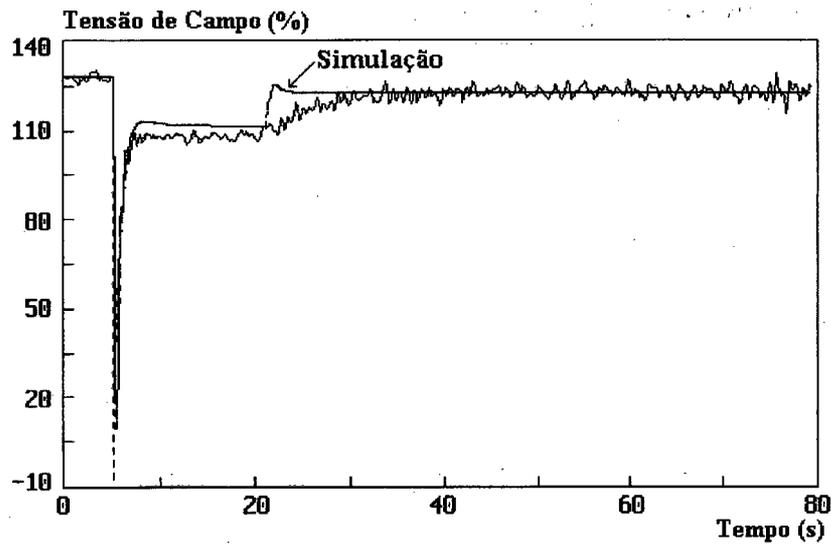


Figura 4-23
Atuação do Limitador de Corrente de Armadura - Lado Subexcitado
Máquina em Carga - Degrau de -3% na Referência do RAT

A Figura 4-24 a seguir apresenta as curvas da potência reativa gerada, em que se nota um nível considerável de ruído introduzido pelo transdutor na medição. No entanto, considerando os valores médios, a coerência dos resultados pode ser considerada satisfatória.

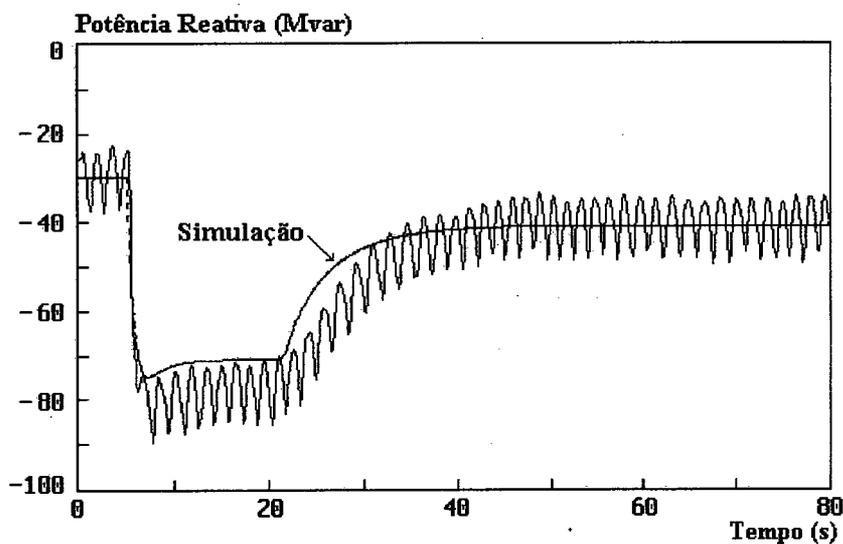


Figura 4-24
Atuação do Limitador de Corrente de Armadura - Lado Subexcitado
Máquina em Carga - Degrau de -3% na Referência do RAT

4.4.5 LIMITADOR DE SUBEXCITAÇÃO

Durante o comissionamento do limitador de subexcitação, foram feitos diversos ensaios, com diferentes condições iniciais do sistema, para verificar o seu correto funcionamento e definir o melhor ajuste de seus parâmetros. Em nenhum desses casos, no entanto, foram registradas *todas* as condições iniciais do sistema (V_t , P e Q) necessárias para definir os casos de simulação com o modelo. Dessa forma, não foi possível realizar uma simulação digital correspondente a um dos casos do comissionamento.

Como os demais casos analisados neste trabalho têm apresentado boa coerência de resultados entre ensaios e simulações, não são esperadas grandes discrepâncias entre as respostas do modelo e do limitador real.

Como ilustração, as Figuras 4-25 e 4-26 a seguir mostram o comportamento das tensões terminal e de campo, a partir da atuação do limitador de subexcitação, em um caso simulado com as condições iniciais seguintes :

$$V_t = 13,32 \text{ kV (96,5\%)}$$

$$P = 170 \text{ MW}$$

$$Q = -10 \text{ Mvar.}$$

Na simulação, o ponto de atuação do limitador foi ajustado para um valor próximo ao ponto de operação inicial da máquina.

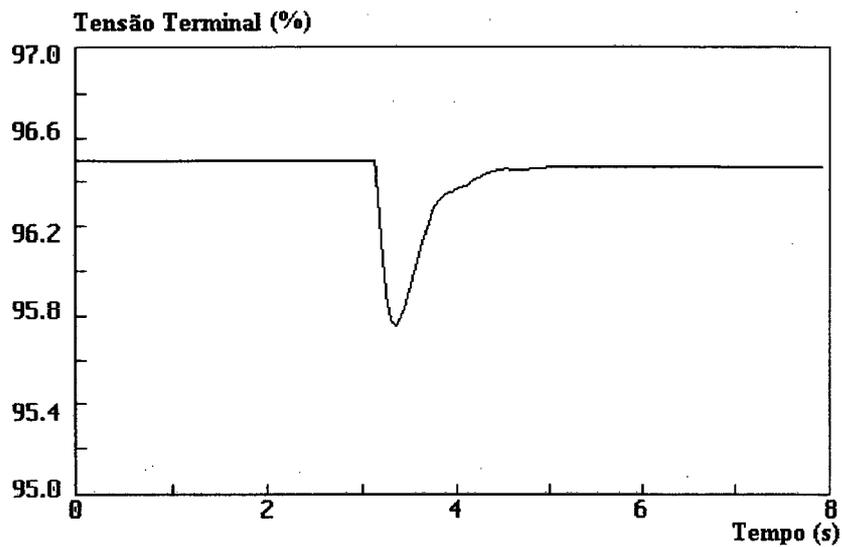


Figura 4-25
Atuação do Limitador de Subexcitação
Máquina em Carga - Degrau de -1% na Referência do RAT

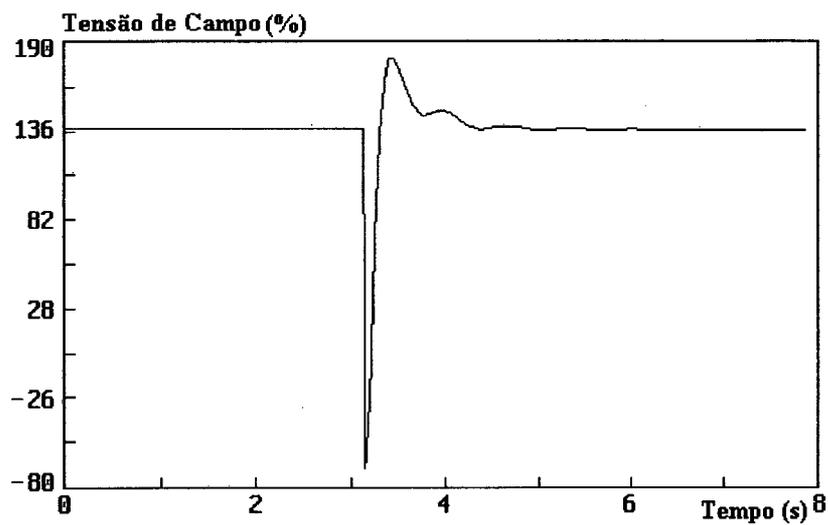


Figura 4-26
Atuação do Limitador de Subexcitação
Máquina em Carga - Degrau de -1% na Referência do RAT

4.4.6 LIMITADOR DA RELAÇÃO TENSÃO/FREQÜÊNCIA

O ensaio do limitador V/Hz foi feito com a máquina em vazio, girando à velocidade nominal e desinterligada do sistema, com tensão terminal inicial de 95%.

No ensaio, o limite de atuação, que é de 110% da relação tensão/frequência, foi reduzido para um pouco acima de 95%, de modo que um degrau de 5% na referência do RAT foi suficiente para ultrapassá-lo. Com a tensão inicial da máquina ajustada em 95% da nominal, verificaram-se as relações :

antes do degrau : $V/Hz = 0,95/1,00 = 0,95$: limiar da atuação

após o degrau : $V/Hz = 1,00/1,00 = 1,00$: limitador atua.

A Figura 4-27 seguinte mostra as curvas da tensão terminal obtidas no ensaio e na simulação.

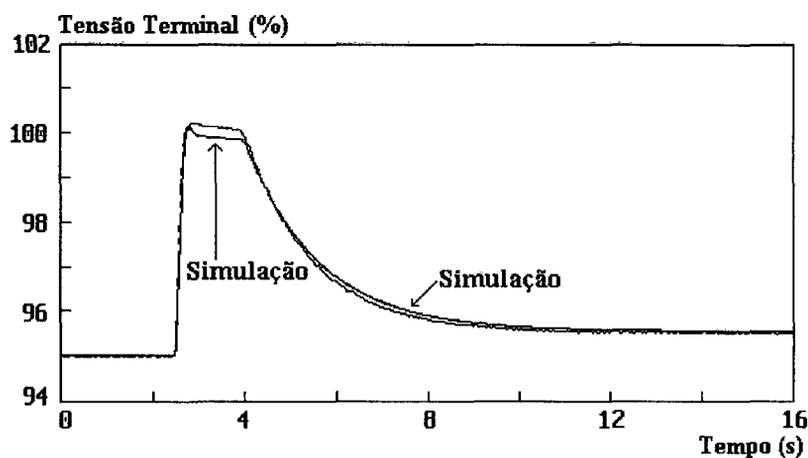


Figura 4-27
Atuação do Limitador da Relação Tensão/Frequência
Máquina em Vazio - Degrau de 5% na Referência do RAT

O modelo simula de forma satisfatória o comportamento do limitador real, cuja atuação é refletida na tensão terminal.

A Figura 4-28 seguinte mostra os oscilogramas da tensão de campo.

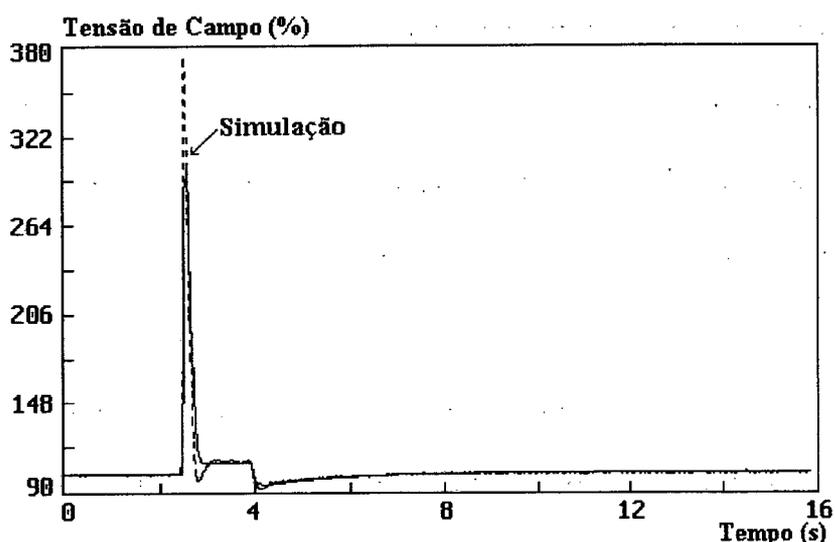


Figura 4-28
Atuação do Limitador da Relação Tensão/Frequência
Máquina em Vazio - Degrau de 5% na Referência do RAT

Aqui, também, o modelo apresenta desempenho satisfatório, havendo alguma discrepância apenas no valor de pico da corrente de campo, no instante da aplicação do estímulo, o que não compromete o seu desempenho.

4.4.7 RELÉ VHZ

Conforme descrito no Capítulo 3, o relé VHZ é um item de proteção, com uma unidade que atua no controle da excitação. Para um funcionamento harmônico do relé e do limitador da relação V/Hz, é necessário que haja uma coordenação entre as atuações desses dois componentes, de forma que o limitador tenha tempo de desempenhar sua função antes da atuação do relé, pois a função deste é mais drástica, podendo até provocar o desligamento da máquina.

Como visto no item anterior, o ensaio do limitador foi feito com um ajuste diferente do normal, de forma a evitar a aplicação de um degrau elevado de tensão na máquina. Por um lado, esse procedimento é recomendável, mas deve-se tomar cuidado para que possíveis interferências de outros componentes do sistema não fiquem mascaradas.

Para eliminar essa possibilidade, foi realizado um ensaio em que se provocou a ultrapassagem dos limites reais do limitador e do relé VHZ. Nesse teste, ficou comprovada a interferência da atuação do relé na do limitador, interferência esta reproduzida através de simulação.

No ensaio, foi aplicado um degrau de 5% de tensão na referência do RAT, com a máquina desinterligada do sistema, na tensão terminal nominal e com velocidade correspondente a cerca de 56 Hz. Dessa forma, um degrau de 5% produz uma relação V/Hz de 112,5 p.u./p.u., suficiente para sensibilizar o relé e o limitador.

Na Figura 4-29 a seguir, são mostradas as tensões terminais da máquina, obtidas no ensaio e na simulação. Na simulação, como se pressupõe o sistema operando em 60Hz, foram ajustados valores de tensão inicial e de degrau aplicado de forma que as relações V/Hz na simulação e no ensaio ficassem iguais. Para efeito de compatibilidade, a escala vertical da Figura 4-29 foi graduada com os valores de tensão da simulação, que corresponderiam aos do teste, se este tivesse sido feito com tensão de partida nominal, ou seja :

$$\frac{1,0 \text{ p.u.}(V_t)}{\frac{56}{60} \text{ p.u.}(f)} = 1,07 = \frac{1,07 \text{ p.u.}(V_t)}{1,0 \text{ p.u.}(f)}$$

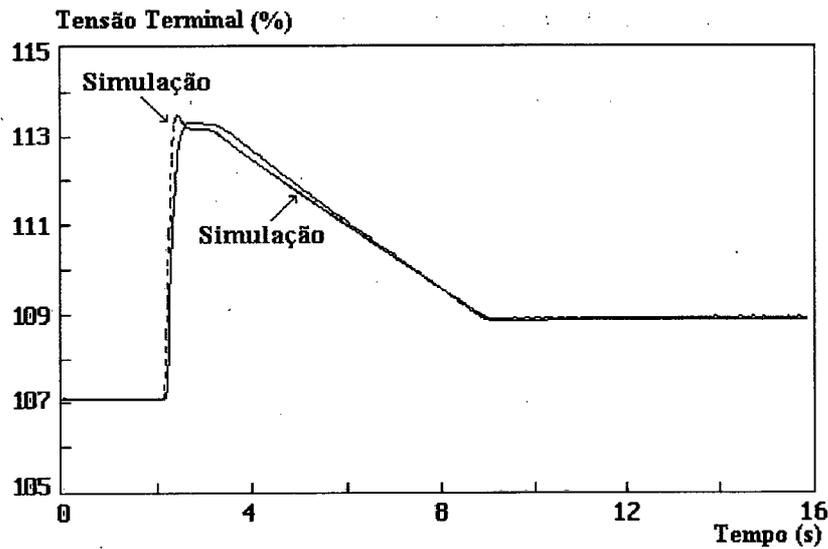


Figura 4-29
Atuação do Relé VHZ
Interferência com a Atuação do Limitador da Relação Tensão/Frequência

Observa-se ainda na Figura 4-29 que, logo que é ultrapassado o limite estabelecido, o relé aciona o potenciômetro motorizado (Capítulo 3), que inicia a redução em forma de rampa da tensão de referência. Essa redução impede a atuação do limitador, o que pode ser visto na Figura 4-30 seguinte.

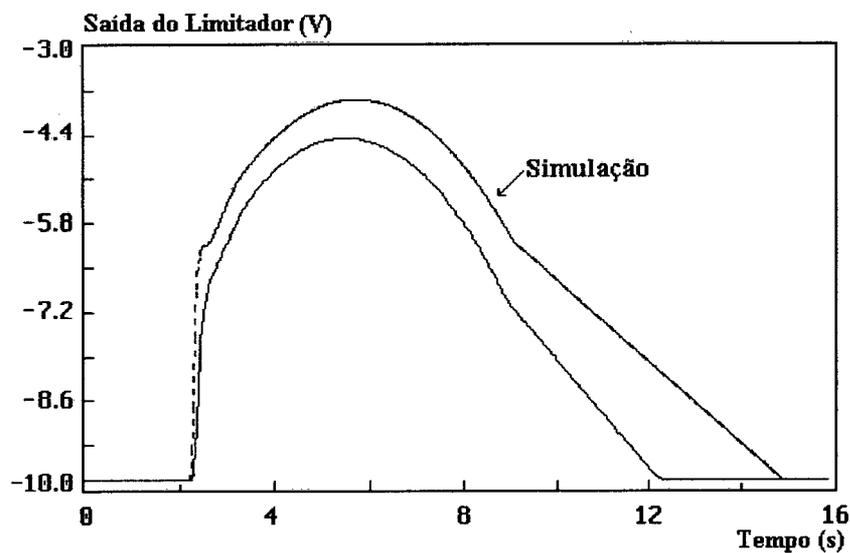


Figura 4-30
Atuação do Relé VHZ
Interferência com a Atuação do Limitador da Relação Tensão/Frequência

Nota-se que o limitador inicia o processo de integração, mas, antes de sair do nível de saturação em que se encontrava, a relação V/Hz retorna a valores abaixo do seu limite, revertendo-se o processo de integração. As discrepâncias vistas na Figura 4-30 são consideradas normais, uma vez que, como já comentado, as condições iniciais da simulação e do ensaio são diferentes. É interessante observar, no entanto, que o comportamento geral do limitador real é bem descrito pelo modelo.

Após a análise do ensaio mostrado acima, foi definida, ainda durante o comissionamento, a alteração dos limites de atuação do relé e do limitador, para que ambos pudessem ter atuações coordenadas. Essa coordenação será discutida com maior detalhe no Capítulo 5.

Ainda para ilustrar o bom desempenho do modelo, é mostrada na Figura 4-31 seguinte a superposição das curvas de tensão de campo obtidas no ensaio e na simulação.

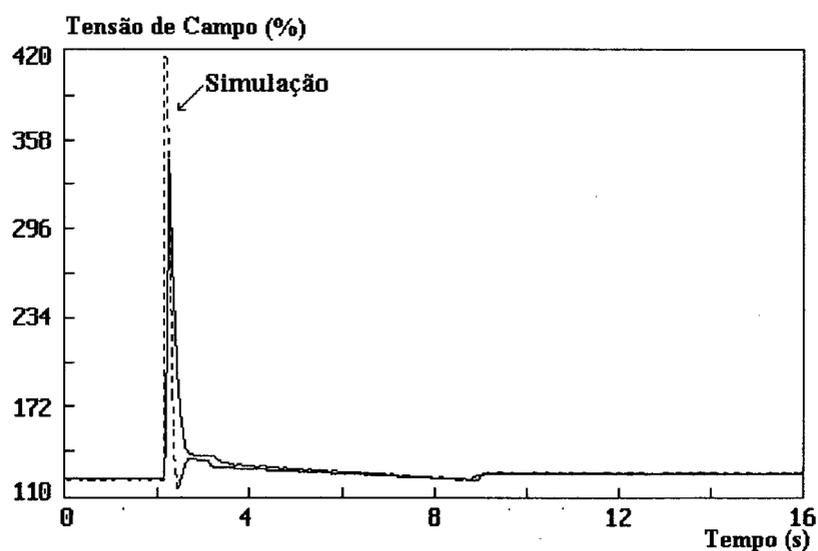


Figura 4-31
Atuação do Relé VHZ

4.4.8 ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA

A avaliação de desempenho do PSS, no comissionamento, consistiu na aplicação e retirada de degraus de tensão na referência do RAT para verificação do amortecimento introduzido nas oscilações da potência gerada. Para efeito de comparação, cada caso foi repetido com o PSS desativado.

O caso selecionado para análise teve as condições iniciais relacionadas abaixo :

$$V_t = 12,84 \text{ kV (93,04\%)} ;$$

$$P = 170 \text{ MW} ;$$

$$Q = -25 \text{ Mvar.}$$

O degrau de tensão aplicado, nos casos com e sem o PSS, foi de 1% da tensão nominal. Para simulação digital, foi ajustado um caso de fluxo de potência com as condições iniciais acima descritas.

É importante lembrar, antes de passar à análise dos casos, que o interesse aqui é a verificação de *desempenho do modelo matemático*, e não a verificação de desempenho da *atuação* do PSS.

A Figura 4-32 a seguir mostra as curvas de tensão terminal obtidas nos testes de comissionamento e nas simulações, para o caso sem PSS.

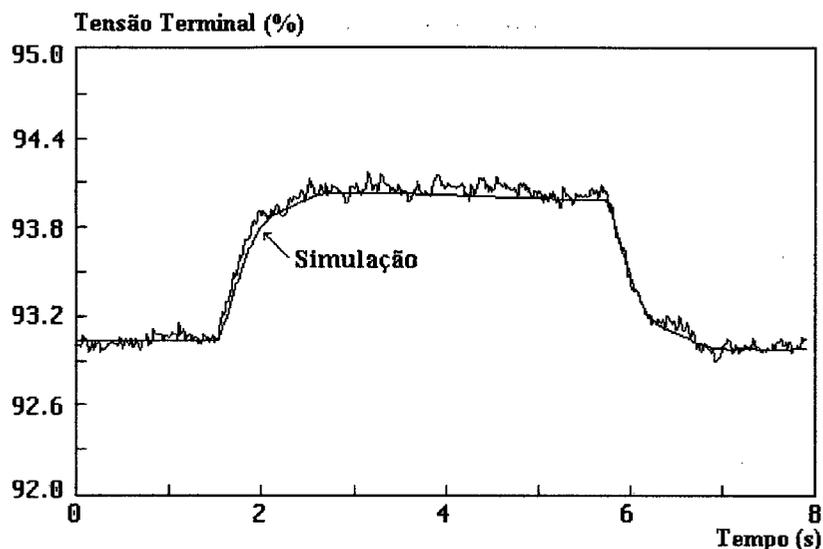


Figura 4-32
PSS Desativado
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

Com o PSS desativado, o caso é equivalente ao do ensaio do RAT com a máquina em carga (item 4.3.2), porém num ponto de operação diferente. No caso presente, com um nível de carga elevado, observam-se variações mais acentuadas na tensão terminal, além do ruído introduzido pela medição.

A Figura 4-33 seguinte mostra as tensões de campo.

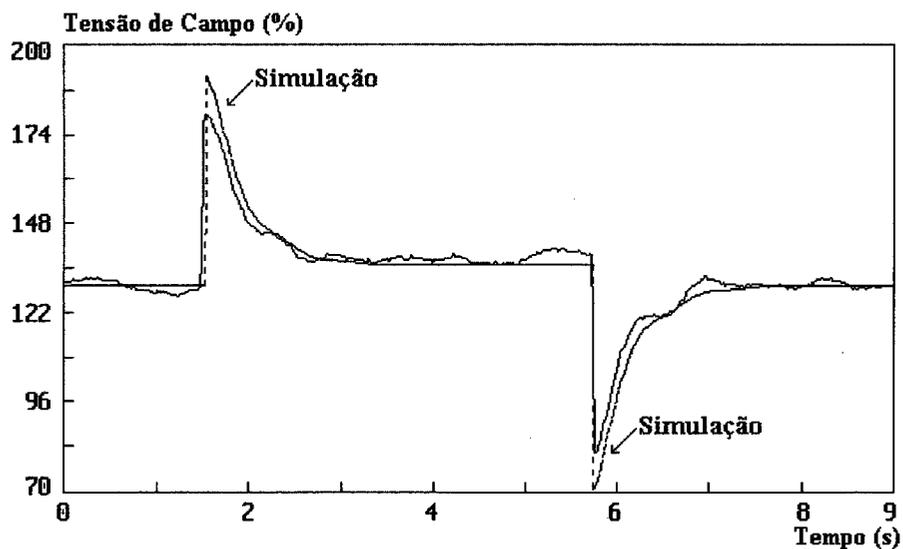


Figura 4-33
PSS Desativado
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

Aqui, também, o comportamento geral da tensão de campo é bem descrito pelo modelo, de forma semelhante ao ensaio do item 4.3.2.

A Figura 4-34 a seguir mostra as curvas das variações sofridas pela potência elétrica gerada pela máquina, obtidas no ensaio e na simulação. Na figura, observa-se que, mesmo antes da aplicação do distúrbio, uma certa oscilação já estava presente na potência gerada (cerca de 1 MW pico-a-pico), o que contribuiu para aumentar um pouco a discrepância entre as respostas do modelo e do sistema real.

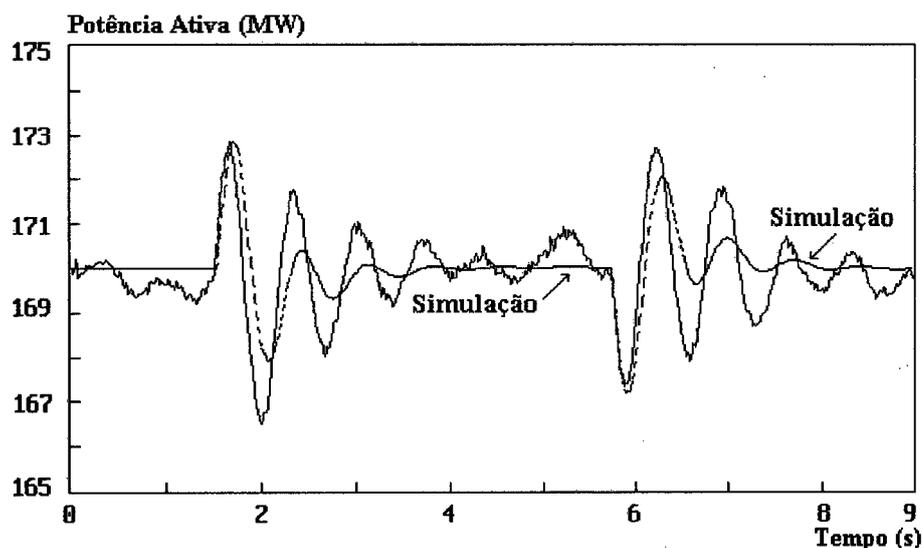


Figura 4-34
PSS Desativado
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

Uma outra observação interessante é o fato de que as frequências de oscilação da máquina, dadas pelo modelo e a real, são ligeiramente diferentes, o que sugere uma revisão dos parâmetros da máquina usados nas simulações. Conforme comentado no Apêndice I, os parâmetros aqui utilizados são de projeto e ainda carecem de validação.

Observa-se, também, que o amortecimento natural do sistema é aparentemente mais lento que o do modelo. Uma afirmação categórica a esse respeito só poderia ser feita a partir de resultados de ensaios em que não estivesse presente a oscilação de potência em regime permanente mostrada na Figura 4-34. Nessa figura, fazendo abstração da referida oscilação, pode-se dizer que as oscilações introduzidas pela aplicação do degrau de tensão no sistema real cessam por volta de $t=3,5$ s, assim como aquelas registradas no modelo. Como não se dispõe de um ensaio em condições ideais, a análise de desempenho do modelo do PSS, feita a seguir, fica um pouco prejudicada.

As três figuras seguintes, 4-35, 4-36 e 4-37, mostram as curvas de tensão terminal, tensão de campo e potência ativa, respectivamente, para o caso com o PSS em funcionamento.

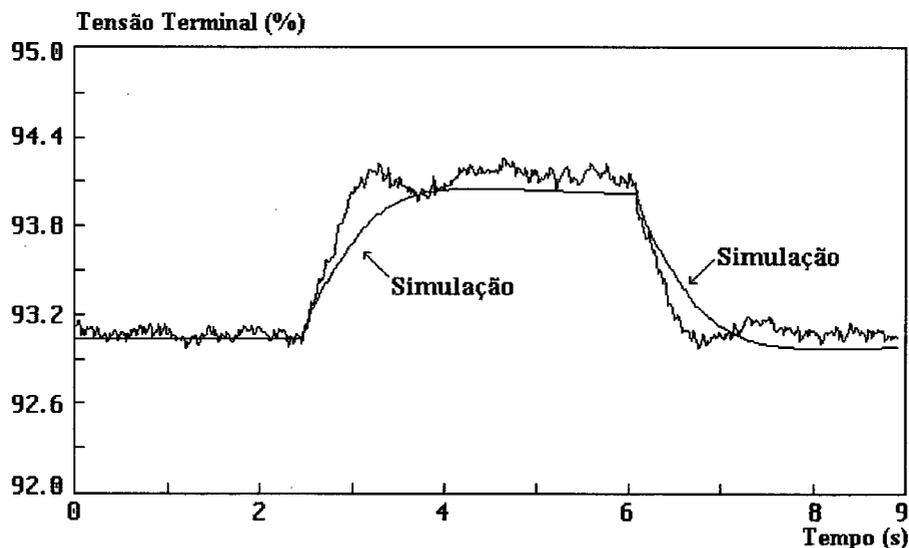


Figura 4-35
Atuação do PSS
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

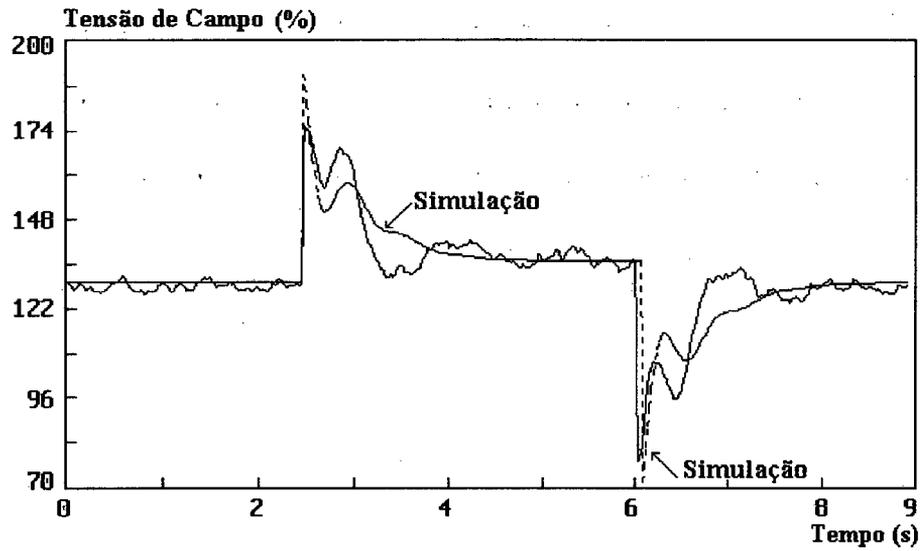


Figura 4-36
Atuação do PSS
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

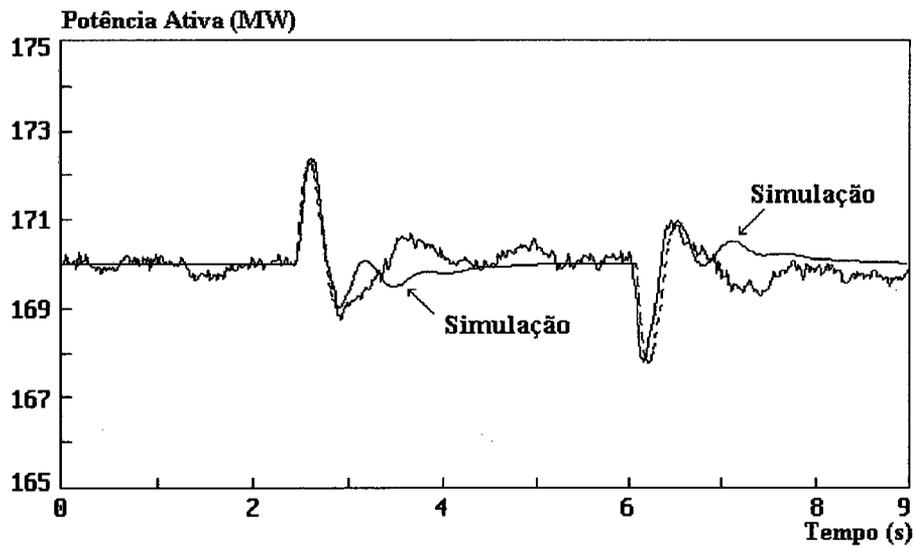


Figura 4-37
Atuação do PSS
Máquina em Carga - Degrau de 1% na Referência do RAT

Observa-se que o modelo reproduz de forma satisfatória o comportamento geral das grandezas medidas. Há algumas discrepâncias, notadamente na tensão de campo e na potência elétrica, mas a forma geral das variações é seguida pelo modelo.

Além dos comentários feitos para o caso sem PSS, também válidos para a presente análise, deve-se observar que o distúrbio aplicado para a avaliação do PSS é pequeno, e que as oscilações dele resultantes, após o primeiro ciclo, confundem-se com as oscilações normais do sistema, observadas em regime permanente.

4.5 CONCLUSÃO

Ao longo deste capítulo, foram comparados os registros dos ensaios de comissionamento dos sistemas de excitação das máquinas em estudo com os resultados obtidos nas simulações digitais feitas com o modelo analógico desenvolvido para o referido sistema.

Os parâmetros calculados dos controladores do RAT e limitadores associados foram comparados com os valores medidos a partir dos ensaios estáticos, apresentando resultados satisfatórios. As diferenças encontradas entre os valores calculados e medidos, em geral aceitáveis, podem ser explicadas pelos fatores causadores de erros discutidos nos itens 4.1 e 4.2, o que é um indicativo de que o modelo está conceitualmente correto.

Conclui-se, pelo exposto, que o cálculo de parâmetros pode fornecer um modelo razoavelmente fiel ao sistema real, com o qual podem ser feitas análises balizadoras do próprio processo de comissionamento. Uma vez determinados os parâmetros reais do sistema, no entanto, eles devem substituir os valores calculados.

As simulações feitas com o modelo do sistema de excitação, já com os parâmetros medidos, apontam outra conclusão importante. A partir da comparação com os

resultados dos ensaios, em que foram testadas praticamente todas as situações operativas normais, verificou-se que o modelo retrata com fidelidade satisfatória o desempenho dinâmico do sistema de excitação. A disponibilidade de modelos confiáveis é de extrema importância, uma vez que são utilizados na execução de vasta gama de estudos de engenharia na operação de sistemas de potência.

No capítulo seguinte, é feito um estudo de coordenação entre os diversos componentes do sistema de excitação. É analisado o problema da interferência do limitador com o relé VHZ, observado no item 4.3.7, e também todas as outras possíveis interferências, tanto entre os componentes do sistema de excitação quanto entre estes e os demais elementos do sistema de potência.

CAPÍTULO 5

COORDENAÇÃO DOS COMPONENTES

5.1 INTRODUÇÃO

Uma vez construído e validado o modelo matemático do sistema de excitação, restam ainda alguns aspectos importantes a serem cuidados. A validação do modelo, como visto, tratou de verificar a correta atuação de cada componente do sistema de excitação em situações específicas de operação. Tais situações são por vezes criadas artificialmente durante os testes de comissionamento e nem sempre representam situações *reais* de funcionamento, principalmente no tocante às possíveis interações entre os diversos componentes e também com elementos de proteção, como visto no item 4.3.7.

O objetivo deste capítulo é analisar essas situações, estabelecendo ajustes de parâmetros e faixas de atuação, de modo a obter uma operação harmônica dos diversos componentes nos casos em que existe a possibilidade de interação entre eles.

5.2 LIMITADORES DE CORRENTE DE ARMADURA E DE CAMPO

A possível interação entre esses dois limitadores ocorre quando a máquina

opera na região sobreexcitada da curva de capacidade, como pode ser visto na Figura 2-1. Em caso de ocorrência, a interação é de *superposição*, uma vez que a atuação de ambos os limitadores é no sentido de diminuir a corrente de campo, conforme visto nos itens 3.4 e 3.5.

Para que haja uma interação entre os dois limitadores, é necessário que haja violação dos limites de corrente de campo (I_{fdlim}) e de armadura (I_{glim}). Como também pode ser visto na Figura 2-1, para valores de potência reativa gerada acima de cerca de 30% da nominal, o limitador de corrente de campo atua antes do de armadura, visto que o ramo da direita da curva de capacidade é definido pelo limite da corrente de campo.

A eventual atuação conjunta desses dois limitadores não traz inconvenientes à operação da máquina e não há, portanto, necessidade de qualquer ação para impedi-la.

No lado subexcitado da curva de capacidade, há também a possibilidade de coincidência da operação do limitador de corrente de armadura com a do limitador de subexcitação. Essa possibilidade também não traz qualquer dificuldade à operação da máquina, mas é interessante notar que a violação do limite de subexcitação é muito mais grave que a do limite de corrente de armadura, e, portanto, a ação daquele é prioritária na maior parte da região do plano P,Q caracterizada pela operação subexcitada. Neste caso, não haveria propriamente uma superposição, visto que o limitador de assume o controle da excitação durante sua atuação.

5.3 LIMITADORES DA RELAÇÃO TENSÃO/FREQÜÊNCIA

Como visto no item 3.7, o sistema estudado contém três dispositivos relacionados à monitoração e ao controle da relação tensão/freqüência. Um deles, o relé digital DGP, foi apenas citado, por se tratar de um item exclusivo de proteção. Ele não tem ação de controle e funciona como uma retaguarda (*back-up*) dos outros dois, desligando o gerador do sistema em caso de violação grave, como pode ser visto na Figura 3-14.

Dos dois outros dispositivos, o relé VHZ tem ações de controle e de proteção, enquanto que o limitador VHZ tem apenas função de controle, e é nessa ação que podem ocorrer interações problemáticas com o relé VHZ.

Conforme apontado no item 4.4.7, os ajustes inicialmente implementados para o relé e o limitador impediam a atuação deste último. A Figura 4-29, repetida a seguir na Figura 5-1 mostra a atuação do relé VHZ sobre a tensão terminal da máquina.

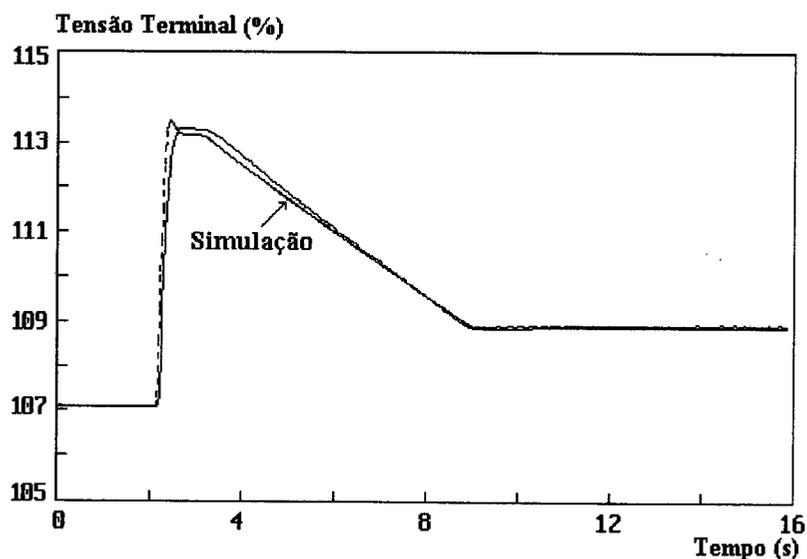


Figura 5-1
Atuação do Relé VHZ

Como visto nos itens 3.7.1 e 4.4.6, a ação do limitador VHZ se dá quando ocorre a violação do limite ajustado para a relação tensão/frequência, em p.u., e torna-se efetiva após o sinal de saída do limitador ficar *maior* que o da saída do RAT. Na Figura 5-1 acima, no entanto, vê-se que a atuação do relé VHZ traz a tensão terminal da máquina para valores abaixo daqueles que sensibilizam o limitador, o que provoca a reversão do seu processo de integração e a volta de sua saída ao valor de saturação em que se encontrava antes do início da atuação. Isso foi mostrado na Figura 4-30 e é reproduzido na Figura 5-2 seguinte, com os gráficos da saída do limitador obtidos nos ensaios e na simulação.

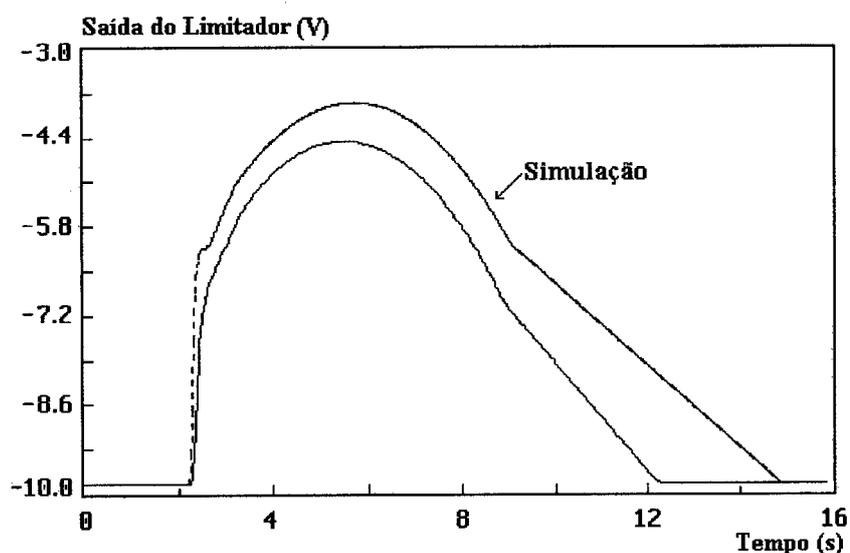


Figura 5-2
Saída do Limitador da Relação V/Hz

A interferência ocorreu porque o estímulo aplicado no teste de campo (e na simulação) foi suficiente para sensibilizar o relé e o limitador, e principalmente porque o relé só cessa sua atuação após a tensão terminal atingir o valor de *drop-out*, que está *abaixo* do valor de partida do limitador.

Para compatibilizar as ações desses dois dispositivos, decidiu-se estabelecer

uma faixa maior entre seus valores de partida e que o valor de parada (*drop-out*) do relé deveria ficar acima do de partida do limitador. Dessa forma, mesmo cessada a ação do relé ainda há espaço para a do limitador.

Durante a implementação dos ajustes, foram feitos ensaios para verificar a exatidão da relação entre os valores de parada e partida do relé (relação *drop-out/pick-up*). O fabricante do relé garante que essa relação é maior que ou igual a 0,96, e foi este o valor aplicado no ajuste inicial. No entanto, exaustivos testes mostraram que a relação é bem próxima de 0,99, o que permitiu que, nos novos ajustes, os valores de partida do relé e do limitador ficassem mais próximos. Dessa forma, os novos ajustes foram assim definidos :

	partida (<i>pick-up</i>)	parada (<i>drop-out</i>)
limitador	1,072	1,072
relé	1,101	1,090

Tabela 5-1
Ajuste do Limitador e do Relé - Valores em p.u./p.u.

O valor de partida do limitador corresponde, na frequência nominal, a 1,1 p.u. na base de tensão do transformador da máquina (13,45 kV), e é o máximo recomendado na especificação técnica para operação contínua sob carga nominal (Apêndice 1).

A Figura 5-3 seguinte mostra os resultados da simulação com os novos ajustes, onde se pode verificar a atuação do limitador. É interessante notar que *apenas* a ação do limitador é percebida após a aplicação do degrau de tensão (Figura 5-3), uma vez que, durante sua atuação, o limitador “toma” o controle do RAT (item 3.7 e Figura 2-2). Como a ação de controle do relé se faz através do RAT, ela só é percebida em caso de falha do limitador, o que caracteriza sua função de retaguarda, ou após cessada a atuação deste último. Na Figura

5-3, a evidência da atuação do relé é percebida *após* a retirada do degrau; caracterizada pelo posicionamento do valor da tensão de referência em um nível inferior ao inicial, conforme visto no item 3.7.

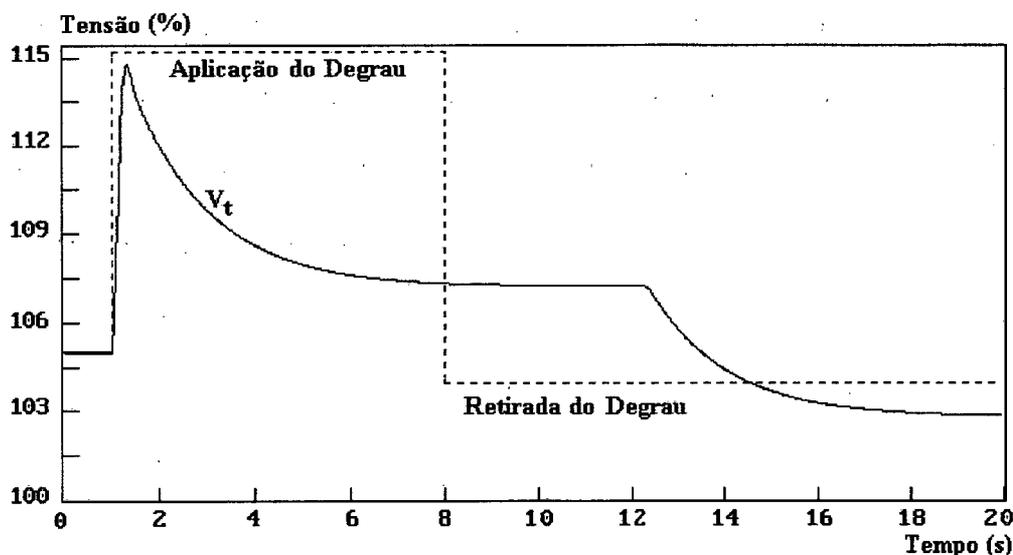


Figura 5-3
Atuação do Relé e do Limitador V/Hz

Resumindo a atuação dos dispositivos que monitoram e controlam a relação tensão/frequência, distúrbios que elevam essa relação a valores entre 1,07 e 1,10 provocam apenas a atuação do limitador, cuja ação é a descrita no item 3.7.1. Se atingidos valores acima de 1,10, atuam os dois dispositivos, sendo que a ação do relé VHZ é interrompida tão logo a razão V/Hz volta a ficar abaixo de 1,09. Em caso de falhas no limitador e/ou no relé, que impossibilitem o desarme deste último dentro de 15 segundos a partir de sua atuação, a unidade temporizada, que também é acionada quando da violação do limite de 1,10, retira a máquina de serviço através do acionamento de seu disjuntor.

A ocorrência da interação entre limitador e relé VHZ, aqui analisada, pode ser tomada como um alerta contra simplificações feitas durante testes de campo. O maior

interesse nesses testes é verificar a atuação do equipamento em questão, o que pode exigir a operação do sistema em condições não compatíveis com as do momento do ensaio. Assim, adaptações são feitas, de modo a permitir a execução dos testes, mas devem ser analisadas todas as possíveis implicações. O ideal é que os ensaios sejam programados para execução em períodos em que as condições naturais do sistema sejam próximas àquelas exigidas pelos testes, por exemplo, nível de tensão alto ou baixo, correspondendo a operação em carga leve ou pesada. Assim, as condições ideais para os ensaios podem ser obtidas de forma quase natural, sem a necessidade de aplicar estímulos que resultariam grandes esforços nos equipamentos nem a criação de situações artificiais que podem camuflar interações importantes entre componentes do sistema testado.

5.4 LIMITADOR DE SUBEXCITAÇÃO E PROTEÇÃO CONTRA PERDA DE EXCITAÇÃO

Conforme visto no item 4.4.5, os ensaios do limitador de subexcitação não foram feitos em condições ideais, o que impossibilitou a coleta de informações para a comparação de seu desempenho dinâmico com o do modelo.

Porém, a operação dos geradores nas semanas seguintes ao comissionamento, já integrados normalmente ao sistema elétrico, apresentou problemas cuja análise apontou uma interação indesejável entre a proteção da máquina contra subexcitação e o limitador de subexcitação. Durante os períodos de operação em carga leve, em que os geradores trabalham subexcitados, com a finalidade de absorver o excesso de reativo produzido pelas linhas do

sistema, foram registrados vários desligamentos de geradores pelas respectivas proteções contra subexcitação.

Um estudo mais detalhado das ocorrências mostrou que os limitadores de subexcitação das máquinas se encontravam perfeitamente operacionais, mas, em tais situações, a proteção atuava primeiro. Para melhor compreensão dessa aparente falta de coordenação entre limitador e proteção, é interessante fazer uma breve análise comparativa entre os princípios de funcionamento de ambos os dispositivos.

O elemento ativo da proteção contra perda de excitação é um relé do tipo *Loss of Excitation* (LOE), que é, na realidade, um relé do tipo MHO, ou seja, um relé que “mede” a admitância a partir de um certo ponto do sistema. O relé é instalado nos terminais da máquina e, através das medidas de tensão e corrente terminais, “calcula” a admitância com que o gerador se apresenta para o sistema naquele ponto de operação ($Y=I/V$).

A Figura 5-4 a seguir mostra uma curva de aplicação típica de um relé do tipo MHO [8, 26, 27].

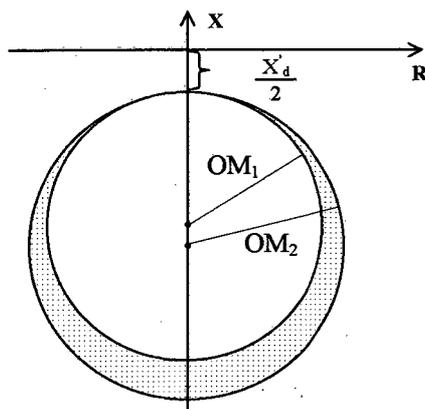


Figura 5-4
Curva de Aplicação de um Relé do Tipo MHO

Na Figura 5-4, o raio OM1 define a região do plano R,X da impedância apresentada pelo gerador considerada de operação proibida. Isso significa que, sempre que o ponto de operação da máquina for tal que sua impedância equivalente se localizar dentro do círculo de raio OM1, o relé atua e comanda o desligamento do gerador do sistema. Esta é a chamada unidade instantânea do relé. A sua unidade temporizada é definida de maneira análoga pelo círculo de raio OM2, de forma que é permitida a operação por curtos períodos de tempo nas regiões do plano R,X entre os dois círculos, em destaque na figura (por exemplo, durante oscilações de potência).

Para a análise aqui desenvolvida, é mais esclarecedora a abordagem em termos do plano P,Q da potência aparente do gerador, ao invés do plano R,X. Isso pode ser feito, para cada nível de tensão, a partir da relação $S=P+jQ=V^2Y^*$, em que Y é a admitância da máquina medida pelo relé e Y^* seu conjugado complexo.

A Figura 5.5 a seguinte mostra graficamente o resultado da conversão dessas grandezas, no ponto de operação $V_t=1$ p.u. e com o ajuste típico dado na Figura 5.4, em que $X_d=0,904$ p.u. e $X'_d=0,29$ p.u. (Apêndice 1). Os gráficos não estão em escala.

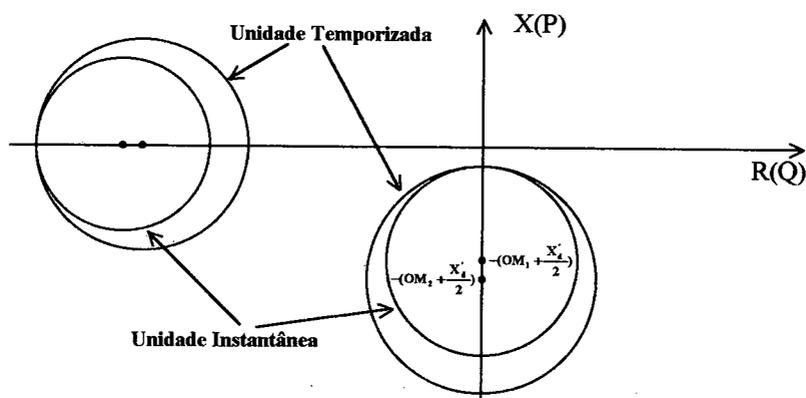


Figura 5-5
Conversão Entre os Planos R,X e P,Q

É importante notar que a posição relativa das curvas das unidades instantânea e temporizada do relé LOE no plano P,Q é função do *quadrado* da tensão de operação, como indicado pela relação de transformação entre os planos R,X e P,Q.

A curva do limitador de subexcitação, por outro lado, tem sua posição relativa no plano P,Q definida através de uma *relação linear* com a tensão de operação V_t , como pode ser verificado pela expressão (3.7) do item 3.6.1, repetida a seguir :

$$k_1 V_t + V_Q + \frac{(k_2 V_t - V_P) - |k_2 V_t - V_P|}{2} k_3 + \frac{(-V_P + V_{B4}) - |-V_P + V_{B4}|}{2} k_4 \geq 0$$

Os ajustes iniciais do relé e do limitador foram feitos, segundo prática usual, para a tensão de operação de 1,0 p.u., e os resultados foram mostrados na Figura 3-10. Nessa tensão de operação, ou em valores superiores a ela, não há qualquer problema de descoordenação entre as atuações do limitador e do relé LOE. Em outras palavras, se o ponto de operação da máquina se move para a *esquerda*, o limitador é sempre acionado *antes* da proteção, garantindo a boa coordenação entre os dois dispositivos.

Se, no entanto, a máquina passar a operar com tensões inferiores a 1,0 p.u., como acontece nos períodos de carga baixa do sistema, as curvas do limitador e do relé se movem para a direita no plano P,Q, porém em proporções diferentes, como se pode ver na Figura 5-6 a seguir. Na figura, estão mostradas as curvas de capacidade do gerador, curvas do limitador e da unidade temporizada do relé LOE (parcialmente), todas para as tensões de 1,0 e 0,95 p.u. Fica claro, portanto, que as curvas do relé LOE se movem para a direita mais que as do limitador, e que, abaixo de certos valores de tensão terminal, têm suas posições trocadas

em relação à curva de capacidade.

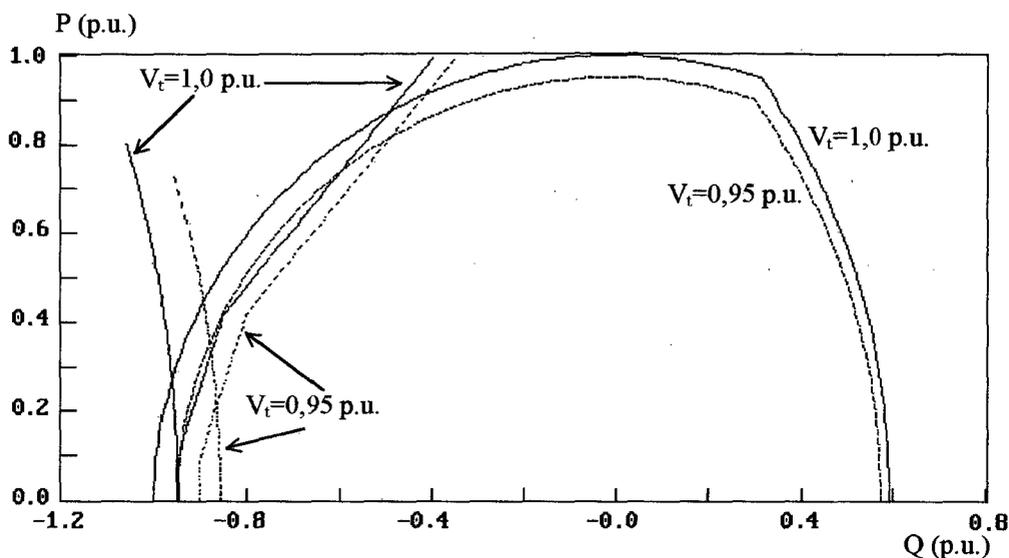


Figura 5-6
Curvas do Relé LOE e do Limitador em Diferentes Tensões

Assim, na tensão de 0,95 p.u., como na Figura 5-6, se o gerador estiver operando com baixa carga (até cerca de 20%) e o seu ponto de operação no plano P,Q se mover para a esquerda, os limites definidos pelo relé LOE serão violados em primeiro lugar, o que causa sua atuação e o desligamento da máquina, fato que aconteceu nas ocorrências citadas.

Para eliminar essa interação indesejada, os ajustes do limitador tiveram de ser definidos na mínima tensão operativa, no caso, para $V_t = 0,95$ p.u. Os pontos por onde devem passar os segmentos de reta que constituem a curva do limitador podem ser obtidos de um gráfico como o da Figura 5-6, em que estejam também representados os limites de estabilidade e de mínima excitação, como na Figura 5-7. Ajustando os segmentos sempre à direita da curva da unidade temporizada do relé LOE e da curva dos limites de estabilidade e de excitação mínima, os pontos escolhidos foram (valores em p.u.) :

$$P_1 = 0,00 \text{ , } Q_1 = -0,85 \text{ ;}$$

$$P_2 = 0,10 \text{ , } Q_2 = -0,85 \text{ ;}$$

$$P_3 = 0,48 \text{ , } Q_3 = -0,73 \text{ ;}$$

$$P_4 = 0,73 \text{ , } Q_4 = -0,61 \text{ .}$$

Esses valores, levados nas expressões 3.3 a 3.6 (item 3.6.1), fornecem :

$$K_1 = 0,6711 \text{ ; } K_2 = 0,0789 \text{ ;}$$

$$K_3 = 0,2400 \text{ ; } K_4 = 0,6834 \text{ ; } V_{B4} = 3,6 \text{ V.}$$

O novo ajuste para o limitador de subexcitação é mostrado na Figura 5-7 a seguir, juntamente com as curvas do relé, de capacidade e limites de estabilidade, traçados para a tensão de 0,95 p.u.

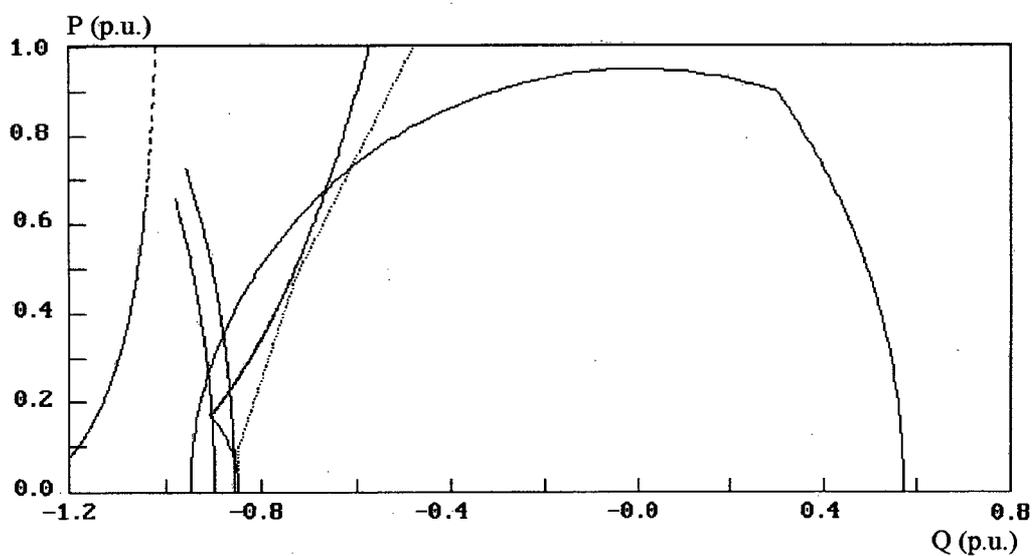


Figura 5-7
Novo Ajuste do Limitador de Subexcitação - $V_t = 0,95$ p.u.

É importante comentar que, com esse ajuste, garante-se a coordenação entre o

limitador e a proteção, do ponto de vista estático, em toda a faixa operativa de tensões da máquina, mas, em tensões próximas a 1,0 p.u. e acima, que correspondem à maior parte do ciclo de operação do gerador, a capacidade de absorção de reativo fica subaproveitada, como pode ser comprovado na Figura 5-8 seguinte, traçada para tensão terminal de 1,0 p.u.

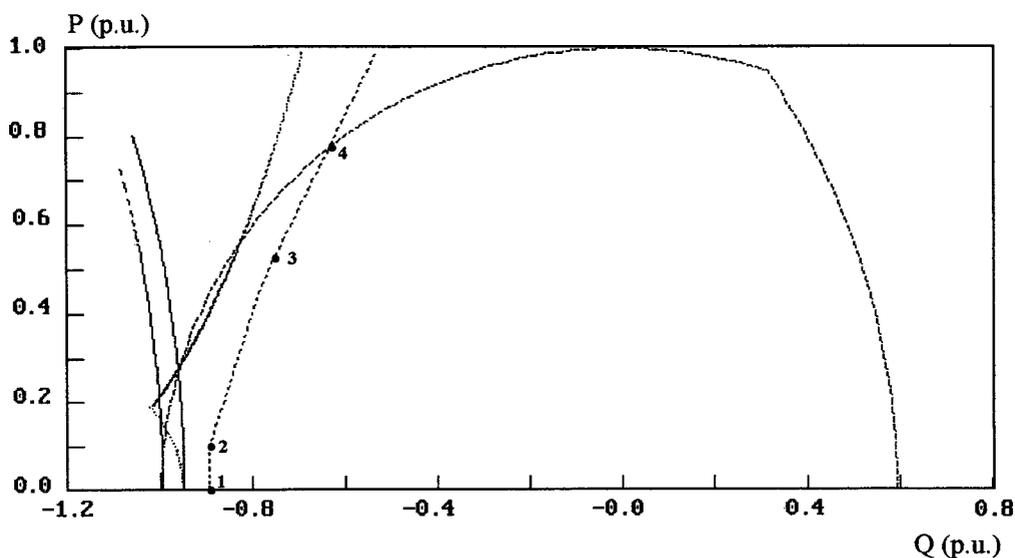


Figura 5-8
Novo Ajuste do Limitador de Subexcitação na Tensão de 1,0 p.u.

Finalmente, deve ficar claro que, qualquer que seja a tensão terminal utilizada para a coordenação entre o limitador e o relé, ainda há a possibilidade de ocorrer uma perturbação que provoque a atuação do relé antes da do limitador. Como exemplo, pode-se citar a operação com V_t próxima de 0,95p.u., baixa geração de potência ativa, e a ocorrência de uma perturbação que abaixe mais ainda a tensão terminal.

Uma solução que satisfaria tanto a questão da coordenação entre limitador e proteção quanto a do máximo aproveitamento do potencial da máquina seria a mudança da concepção do limitador, tornando-o também função de V_t^2 [4, 7, 10]. Assim, as posições relativas entre as curvas do limitador e do relé se manteriam em qualquer tensão de operação, inclusive durante transitórios.

5.5 ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA (PSS) E DEMAIS COMPONENTES

Em princípio, o PSS pode interagir com qualquer outro componente do sistema de excitação, tanto em ações de superposição quanto de oposição, visto que os fatores determinantes de sua atuação decorrem essencialmente de oscilações de potência ativa, que podem ocorrer em qualquer situação operativa. É claro que, se o componente envolvido for um daqueles que “tomam” a saída do RAT (limitadores de subexcitação e da relação tensão/frequência), a ação do PSS, assim como a de qualquer outro componente, será inócua.

As possíveis interações entre as ações do PSS e de outros componentes não são potencialmente indesejáveis, e a única preocupação existente é a de que o PSS não contribua para agravar um nível deteriorado de tensão da máquina. Conforme comentado superficialmente no item 3.8.1, tais situações são identificadas por um circuito lógico integrante do PSS. Segundo a lógica implementada, se a tensão terminal da máquina estiver fora dos limites especificados ($V_t > 1,05$ p.u. ou $V_t < 0,95$ p.u.) e a ação do PSS for a de contribuir para o agravamento da situação (no sentido de aumentar ou de diminuir a tensão, respectivamente), e ainda se tal situação se mantiver por um tempo acima de um valor especificado (ajustado em 2 segundos), o circuito de contribuição do PSS para os sinais adicionais do RAT é interrompido.

Se qualquer uma das variáveis voltar à faixa normal, o circuito de contribuição é religado e a lógica de contagem de tempo é zerada, ou seja, uma nova violação será também temporizada em 2 segundos.

Um outro circuito lógico do PSS monitora apenas o seu valor de saída, de forma que, se esse valor se mantiver fora de uma faixa especificada (ajustada em 1,0 p.u.±5%) acima de um certo tempo (5 s), seu circuito de contribuição é interrompido (Figura 3-19). Tal condição é interpretada como falha do PSS e seu retorno ao circuito só é feito através de ação do operador.

5.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi desenvolvido um estudo de compatibilização entre os diversos componentes do sistema de excitação estudado. As interações indesejáveis entre os componentes foram identificadas, assim como aquelas entre o sistema excitação e outras partes do sistema de potência, e soluções foram propostas e implementadas.

Os casos mais importantes, em que houve necessidade de alterações nos ajustes, foram o da interação entre limitador e relé VHZ e o da interação entre o limitador de subexcitação e a proteção LOE. Para o primeiro, a alteração de ajuste implementada elimina toda a interação indesejável, proporcionando uma operação harmônica dos dois dispositivos em qualquer situação. No segundo caso, a solução aplicada ameniza o problema da interação na faixa de operação normal (V_t de 0,95 a 1,0 p.u.), porém deixa a desejar quanto ao aproveitamento de toda a potencialidade do gerador. A solução ótima, nesse caso, seria uma mudança do limitador em nível de projeto.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES FINAIS

Anos de experiência nos setores de Planejamento da Expansão e Planejamento da Operação do Sistema Elétrico de Potência em uma concessionária de energia elétrica de grande porte balizaram a concepção e elaboração deste trabalho. Contatos com fabricantes de equipamentos, durante as fases de ensaios de fábrica, montagem e testes de comissionamento, demonstraram a necessidade da atuação dos setores de Engenharia da concessionária, visando a obtenção de equipamentos cuja operação se faça de forma harmoniosa com as demais partes do sistema elétrico que passam a integrar. Essa afirmação se fundamenta na observação de que os fabricantes, em geral, tendem a se concentrar no desempenho do equipamento que fornecem, muitas vezes relegando a segundo plano o funcionamento do conjunto de todo o sistema elétrico de potência.

De toda a complexidade de um sistema elétrico de potência, o presente trabalho abordou uma parte bastante específica, o sistema de excitação de um gerador síncrono. Como acontece com qualquer parte de um sistema, um melhor conhecimento de seu funcionamento conduz a uma operação otimizada, em que são exploradas ao máximo suas potencialidades. Uma ferramenta poderosa para a consecução desse objetivo é a simulação de desempenho do sistema em computador digital. As vantagens de dispor de um modelo matemático confiável, que seja capaz de reproduzir a operação do equipamento real, são inegáveis, tanto para o planejamento da operação quanto para a análise de ocorrências nos sistemas de potência. Para equipamentos já em funcionamento, a abordagem aqui proposta pode se revelar impraticável,

dada a necessidade de ter em mãos toda a documentação técnica ligada ao equipamento em questão, o que, na prática, para equipamentos mais antigos, não é tarefa simples. A proposta deste trabalho, portanto, é dirigida principalmente a instalações recentes, e, de modo mais específico, àquelas em fase de fabricação ou de testes.

O trabalho consistiu na análise do sistema de excitação de um gerador síncrono, abordando cada um de seus componentes individualmente, assim como no estudo das interações entre tais componentes e deles com outras partes do sistema de potência. O resultado dessa análise foi a representação, em termos matemáticos, de cada uma das funções do sistema de excitação como um função de transferência, compondo o chamado *modelo matemático* do sistema. No desenvolver do processo, cada componente foi discutido em termos de sua função precípua, sob a ótica do autor e de várias referências bibliográficas, e seu modelo matemático foi obtido a partir dos diagramas eletroeletrônicos de funcionamento, fornecidos pelos fabricantes. A parte árida dos cálculos foi condensada em um Apêndice, em que foram sistematizados os métodos utilizados, de modo a tornar uma operação de rotina a obtenção da função de transferência de um componente básico qualquer. Ao longo do texto, procurou-se enfatizar os aspectos de funcionamento de cada componente, tanto em termos individuais quanto em relação a possíveis interações com outras partes do sistema.

A aferição do correto funcionamento do modelo, ou sua validação, se fez através da comparação dos resultados de simulações, obtidas com o modelo, com os registros oscilográficos do desempenho real dos componentes durante os testes de comissionamento. Neste ponto, reitera-se a importância de ter pronto o modelo do sistema já na fase de testes do equipamento. Quando este é o caso, os resultados dos ensaios são usados para aferição do modelo, e as simulações com este último auxiliam no balizamento dos próprios ensaios.

O processo de validação do modelo, desenvolvido no Capítulo 4, demonstrou seu desempenho satisfatório em todas as situações operativas abordadas, assim como apontou problemas potenciais advindos das interações entre componentes do sistema de excitação e entre estes e outras partes do sistema de potência. É importante frisar que tais problemas não são intrínsecos ao modelo em si, mas sim inerentes ao sistema de excitação, e que a compreensão do funcionamento do sistema, através do próprio modelo, apontou as soluções adotadas, soluções estas previamente testadas através de simulações com o modelo.

A análise dos problemas acima citados foi abordada no Capítulo 5, em que foram estudadas outras possibilidades de interações entre componentes, além daquelas apontadas no processo de validação. Como resultado, foram implementadas soluções baseadas em ajustes de parâmetros dos componentes envolvidos, além da indicação de possíveis alternativas em nível de projeto. Tais alternativas são mais viáveis quando ainda na fase de especificação de compra do equipamento, em que é interessante optar por características operacionais compatíveis, como no caso do limitador de subexcitação em relação à proteção contra perda de excitação.

Assim, conclui-se que é viável e bastante proveitoso o levantamento do modelo matemático do sistema de excitação de um gerador síncrono ainda na fase de montagem e testes do equipamento. Além de sua utilidade durante os ensaios, o modelo passa a integrar o banco de dados do sistema do qual faz parte, tendo grande aplicação em estudos diversos de desempenho dinâmico do sistema de potência.

Um aspecto do trabalho que pode passar despercebido, mas que o autor considera importante, é que, na literatura técnica consultada, não foram encontradas obras

abordando um *sistema de excitação completo* da forma como aqui foi feito. Nas publicações alistadas no item *Referências Bibliográficas*, e em inúmeras outras consultadas, mas não relacionadas, não se encontrou uma análise de um sistema completo de excitação, com todos os seus componentes, enfocando as interações possíveis entre si e com outras partes do sistema elétrico em que estão inseridos. Os artigos técnicos, em geral, tratam individualmente componentes específicos, em alguns casos analisando a interação desse componente com algum outro. Nos livros, os componentes via de regra são estudados, mas também de forma isolada, em geral tratando da sua função específica no sistema de excitação. A mesma abordagem foi também encontrada em publicações específicas sobre o tema, como as referências [28] e [29].

Uma exceção é encontrada em [4], em que quase todos os componentes aqui tratados são estudados com algum detalhe. No entanto, das possíveis interações entre partes do sistema apenas uma é citada (subexcitação *versus* perda de excitação), ainda que de modo superficial. É interessante também notar que as etapas sugeridas no Item 8.6.4 dessa mesma referência para o levantamento de modelos são essencialmente aquelas desenvolvidas neste trabalho. Em relação aos ajustes dos componentes, afirma-se ainda, nesse mesmo item, que, numa tradução livre, “os ajustes finais são usualmente determinados no campo durante a instalação e comissionamento do equipamento”. Tal assertiva pode ser considerada um bom argumento em favor da metodologia adotada nesta Dissertação.

O autor acredita que o tratamento dado ao assunto neste trabalho, em conformidade com a intenção expressa no *Objetivo* da Dissertação, facilita uma visão integrada de todas as partes componentes de um sistema de excitação moderno. É necessário ter em mente que não apenas a ação isolada de cada parte do sistema é importante, mas

também sua atuação em presença das demais, quando existe a possibilidade de interações, por vezes conflitantes, que não podem ser ignoradas.

Como sugestão para outros trabalhos acadêmicos nesta área, pode ser citada a investigação de alguns refinamentos em modelos similares, tais como a análise da influência da queda de tensão CC introduzida pela ponte retificadora, quando se considera a resistência equivalente que representa o efeito da superposição de correntes nos tiristores durante o processo de comutação.

APÊNDICE I

DADOS DO SISTEMA ELÉTRICO

Os dados técnicos apresentados neste Apêndice foram retirados quase que na sua totalidade das especificações técnicas e dos documentos de projeto dos equipamentos envolvidos.

I.1 SISTEMA DE EXCITAÇÃO

I.1.1 PONTE RETIFICADORA

• Fabricante	Siemens
• Tipo	THYRIPOL
• Número de Pontes Retificadoras Trifásicas	4
• Tensão Nominal	185 V
• Corrente Nominal	2411 A
• Máxima Tensão de Teto Positiva	462,5 V
• Máxima Tensão de Teto Negativa	370 V
• Máxima Corrente de Teto	3376 A

I.1.2 TRANSFORMADOR DE EXCITAÇÃO

• Fabricante	TUSA
• Potência Nominal	1530 kVA
• Reatância X_{ps}	7% (base própria)
• Relação de Transformação	13,8 kV-370 V
• Ligação	Triângulo - Estrela

I.2 GERADORES

◆ Dados Gerais

• Fabricante	Siemens
• Tensão Nominal	13,8 kV
• Potência Nominal	179 MVA
• Fator de Potência Nominal Sobreexcitado	95%
• Máxima Potência Reativa Operando como Síncrono (sobreexcitado)	110 Mvar
• Máxima Potência Reativa Operando como Síncrono (subexcitado)	170 Mvar

◆ Reatâncias em Valores Percentuais na Base Própria :

• Síncrona de Eixo Direto (X_d)	90
• Síncrona de Eixo em Quadratura (X_q)	69
• Transitória de Eixo Direto (X'_d)	30
• Subtransitória de Eixo Direto (X''_d)	20
• Dispersão (X_l)	14

◆ Constantes de Tempo em Segundos :

- Transitória de Eixo Direto (T'_{do}) 5,7
- Subtransitória de Eixo Direto (T''_{do}) 0,06
- Subtransitória de Eixo em Quadratura (T''_{qo}) 0,16

◆ Constante de Inércia em Segundos na Base Própria :

- H 4,91

◆ Saturação :

- A_g 0,025
- B_g 6,609

I.3 TURBINA

- Fabricante COEMSA
- Tipo Francis
- Potência 184 MW

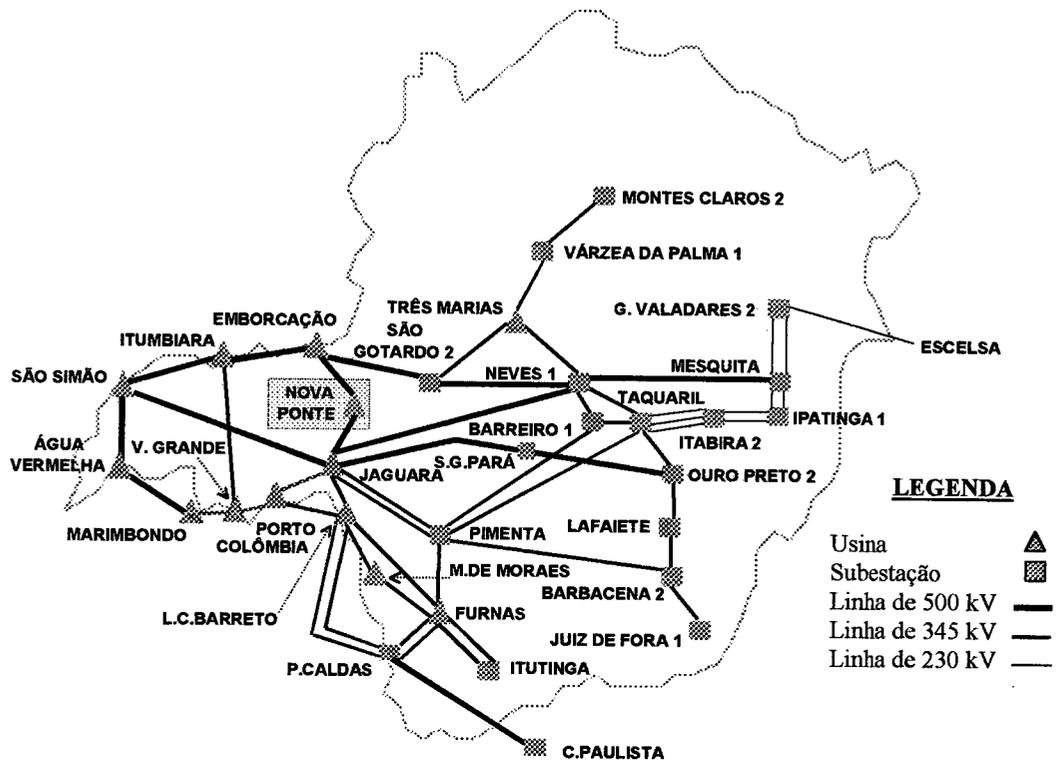
I.4 SISTEMA DE POTÊNCIA

I.4.1 TRANSFORMADOR ELEVADOR

• Fabricante	TUSA
• Potência Nominal	179 MVA
• Relação de Transformação	13,45 kV - 500 kV + 4x2,5%
• Ligação	Estrela - Triângulo
• Reatância X_{ps}	9,94%

I.4.2 SISTEMA DE TRANSMISSÃO

Sob esse título, pretende-se dar uma idéia do sistema elétrico ao qual estão ligados os geradores síncronos cujos sistemas de excitação constituem o tema deste trabalho. Apesar de tais informações não serem imprescindíveis para a compreensão do trabalho, é interessante situar os geradores estudados como forma de ilustração. Como já mencionado anteriormente, a máquina síncrona em questão faz parte do parque gerador da Companhia Energética de Minas Gerais (CEMIG). Está instalada na usina hidrelétrica de Nova Ponte (3x179 MVA), situada no Triângulo Mineiro, e insere-se no sistema de transmissão em 500 kV conforme mostra a figura a seguir.



A usina hidrelétrica de Nova Ponte é mostrada em destaque na figura e os parâmetros das linhas de 500 kV que a inserem no sistema de potência são dados na tabela abaixo, em valores percentuais na base 100 MVA :

Linha de Transmissão	R	X	B
Nova Ponte-Jaguara	0,100	1,519	119,67
Nova Ponte-Emborcação	0,082	1,256	98,99

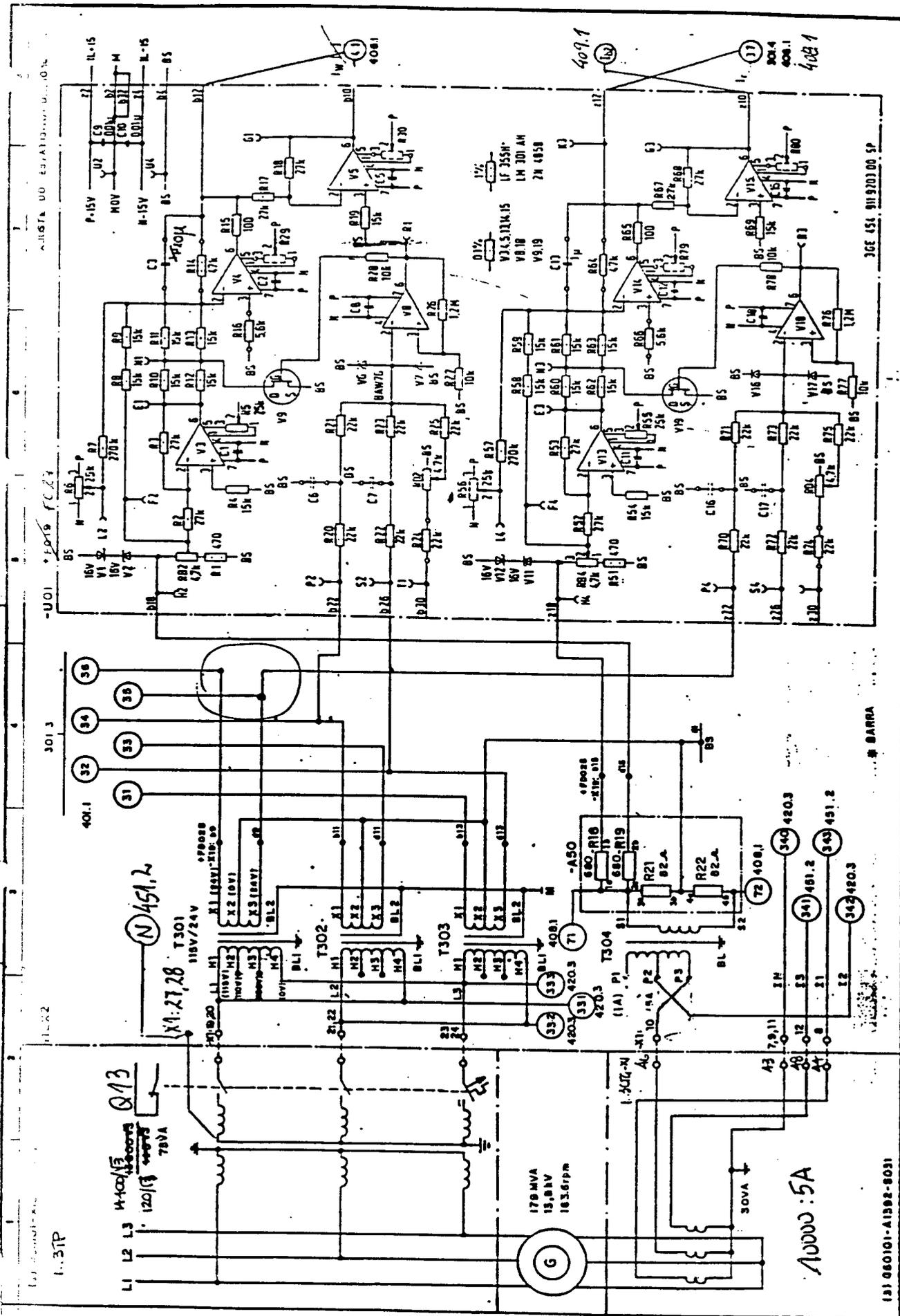
Tabela I-1
Parâmetros das Linhas de Transmissão

APÊNDICE II

DIAGRAMAS ELETRÔNICOS DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO

Os diagramas mostrados nas páginas seguintes são as *Folhas* a que são feitas referências ao longo do trabalho. Eles foram reproduzidos, com autorização do fabricante, a partir da documentação técnica que acompanha o equipamento.

Dado o grande volume de material que compõe os referidos documentos, foram reproduzidos aqui apenas os diagramas diretamente relacionados com os componentes do sistema de excitação objeto deste trabalho.



LISTA DO ESTABELECIMENTO

-U01 - F019 FC 24

301.3

ILK 2

1-3TP

131 060101-A1360-8031

11EX2	Folha 300 de 300
-------	------------------

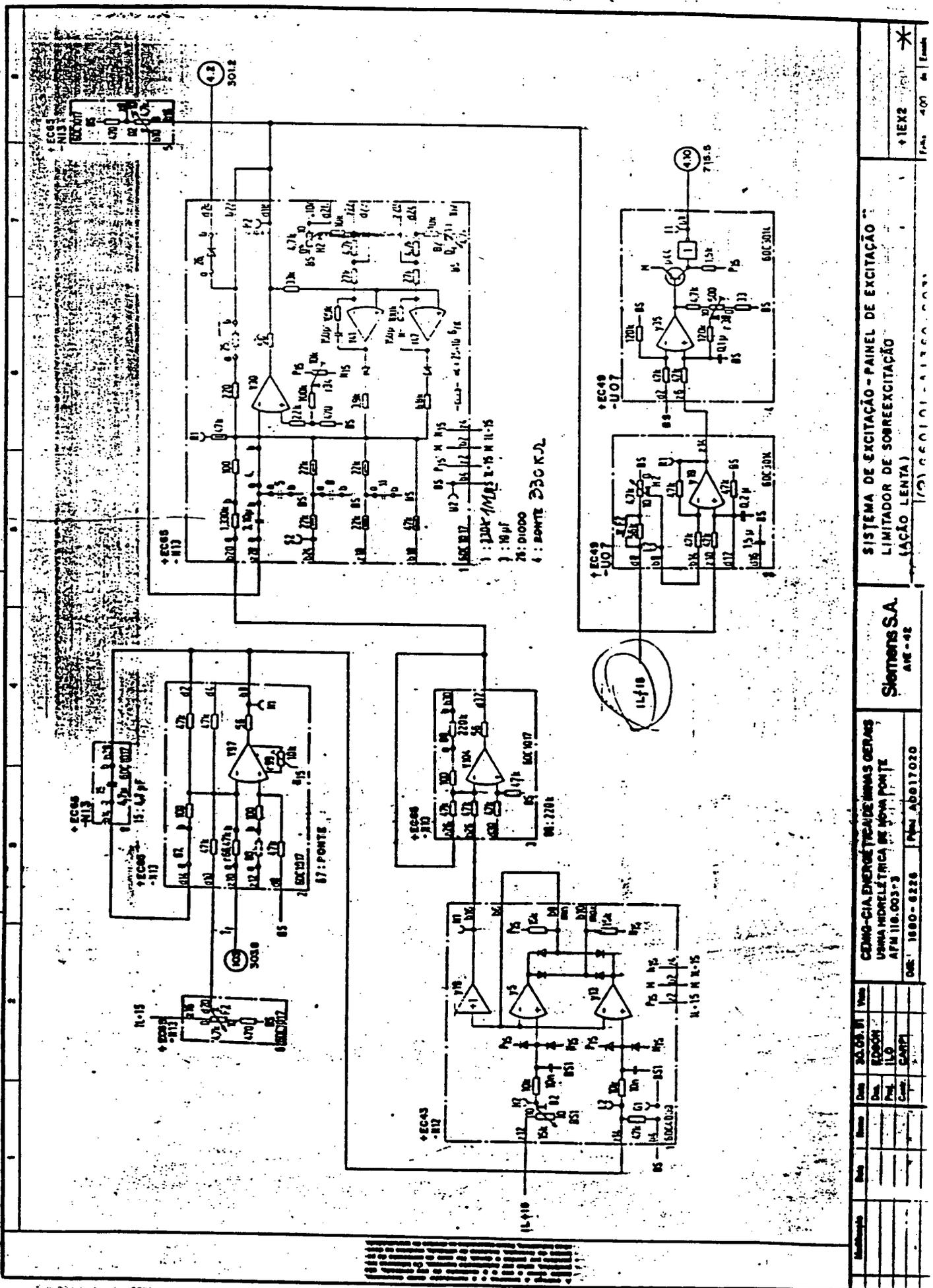
SISTEMA DE EXCITAÇÃO - PAINEL DE EXCITAÇÃO
DETECÇÃO DA CORRENTE ATIVA E REATIVA

Siemens S.A.
AIE-42

CEMIG-CIA. ENERGETICA DE MINAS GERAIS IV
USINA HIDRELÉTRICA DE NOVA PONTE
AFM 118.003-3
OBS: 1680-6226 Pneu: A 0017020

Modificação	Data	Nome	Data	30.09.81	Visto
REV. CLIENTE 25.03.83 (CARP)					
REV. GERAL 10.08.83 (CARP)					

(3) 660101-A1360-S031-0



+1EX2
 400 de Embr

SISTEMA DE EXCITAÇÃO - PAINEL DE EXCITAÇÃO
 LIMITADOR DE SOBREEXCITAÇÃO
 (AÇÃO LENTA)

Siemens S.A.
 AVE - 42

CEMO-CIA. ENERGIA DE INIMAS GERAS
 USINA HIDRELÉTRICA DE JORNA PONTE
 AFM 116.003-3
 DER: 1890-6228
 PAIN: 0017020

Rev.	Descrição	Data	Proj.	Des.	Ver.
1.0	ELABORADO				
1.0	REVISÃO				
1.0	PROVA				
1.0	CONF.				

APÊNDICE III

SISTEMATIZAÇÃO DO LEVANTAMENTO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA E OUTROS CÁLCULOS

São mostrados neste Apêndice os cálculos das funções de transferência dos elementos básicos encontrados nos circuitos eletrônicos do sistema de excitação. Esses cálculos foram adaptados do documento *Funções de Transferência e Diagramas de Bode do Regulador Automático de Tensão*, entregue pelo fabricante do equipamento como parte do fornecimento, e foram aqui utilizados com permissão do autor.

III.1 FILTRO DE 1ª ORDEM

O circuito de um filtro de primeira ordem é mostrado na Figura III-1 a seguir, em que foram representados dois sinais na entrada.

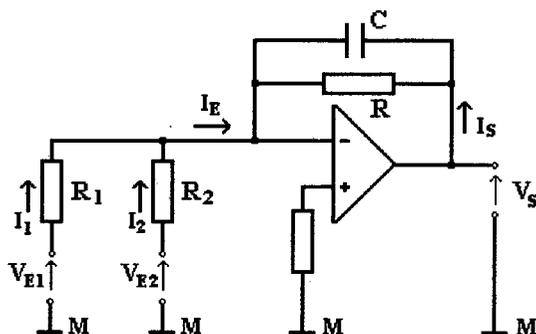


Figura III-1
Filtro de Primeira Ordem

Da Figura III-1, tem-se, já no domínio da frequência :

$$I_E = I_1 + I_2 = \frac{V_{E1}}{R_1} + \frac{V_{E2}}{R_2} \quad (\text{III.1})$$

$$I_S = \frac{V_s}{R // (1/sC)} \quad (\text{III.2})$$

em que o símbolo ‘//’ significa associação de elementos em paralelo e ‘s’ é o operador de Laplace.

Assim,

$$I_S = \frac{V_s}{R(1/sC)/(R+1/sC)} = \frac{V_s}{R/(1+sRC)} \quad (\text{III.3})$$

Na obtenção das expressões acima, levou-se em conta a existência de um ponto de “terra (ou massa) virtual” na entrada inversora (-) do amplificador operacional (AO).

Como a impedância de entrada do AO é muito elevada, $I_E \approx -I_S$, e pode-se escrever, a partir da equação (III.3) :

$$V_s = \frac{R}{1+sRC} I_S = -\frac{R}{1+sRC} I_E \quad (\text{III.4})$$

Substituindo (III.1) em (III.4) :

$$V_s = -\frac{R}{1+sRC} \left(\frac{V_{E1}}{R_1} + \frac{V_{E2}}{R_2} \right) \quad (\text{III.5})$$

Uma observação importante é que, quando as resistências de entrada são iguais ($R_1=R_2=R_0$), a malha de entrada do AO opera como um somador simples, pois

$$\frac{V_{E1}}{R_0} + \frac{V_{E2}}{R_0} = \frac{1}{R_0} (V_{E1} + V_{E2}).$$

Nesse caso, a expressão de V_S seria :

$$V_S = -\frac{R}{R_0(1+sRC)}(V_{E1} + V_{E2})$$

e a função de transferência ficaria :

$$\frac{V_S}{V_{E1} + V_{E2}} = -\frac{R}{R_0(1+sRC)} \quad (\text{III.6})$$

O raciocínio se estende para um número qualquer de entradas e é válido para quaisquer circuitos com amplificadores operacionais, como os que serão tratados adiante neste Apêndice.

No caso presente, como $R_1 \neq R_2$, não se obtém diretamente uma relação saída/entrada como em (III.6). Aqui, o circuito de entrada do AO funciona como um *somador ponderado*, e a equação (III.5) pode ser escrita :

$$V_S = -\left(\frac{R}{R_1} V_{E1} + \frac{R}{R_2} V_{E2}\right) \frac{1}{1+sRC}. \quad (\text{Fórmula 1})$$

III.2 CONTROLADOR DO TIPO PROPORCIONAL (P)

O circuito do controlador é mostrado na figura III-2.

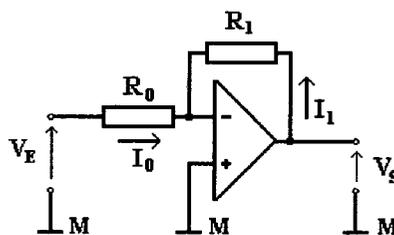


Figura III-2
Controlador do Tipo Proporcional

Considerando o ponto de “terra virtual” na entrada inversora do amplificador operacional (AO) :

$$I_0 = \frac{V_E - 0}{R_0} \quad (\text{III.7})$$

$$I_1 = \frac{V_S - 0}{R_1} \quad (\text{III.8})$$

Como a impedância de entrada do operacional é muito elevada, a corrente de entrada no terminal inversor é praticamente nula. Portanto,

$$I_0 \approx -I_1 \quad (\text{III.9})$$

Substituindo (III.7) e (III.8) em (III.9) :

$$\frac{V_E}{R_0} = -\frac{V_S}{R_1}$$

Assim, a função de transferência do regulador P básico fica

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1}{R_0} \quad (\text{Fórmula 2})$$

III.3 CONTROLADOR DO TIPO P COM GANHO AJUSTÁVEL

Esse circuito é uma variação do anterior, em que é inserido um potenciômetro (R_2) no circuito da realimentação, conforme mostra a Figura III-3 :

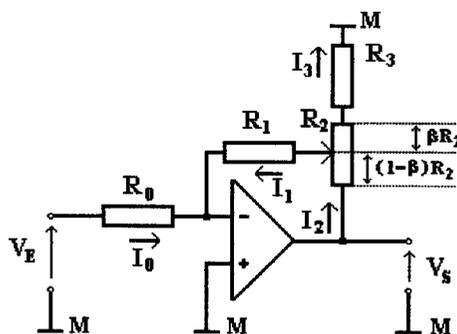


Figura III-3
Controlador do Tipo Proporcional com Ganho Ajustável

Na Figura III-3, β representa a posição do potenciômetro, ajustável de 0 a 1. Assim, estando o potenciômetro numa dada posição, o circuito de realimentação pode ser representado como indicado na Figura III-4 :

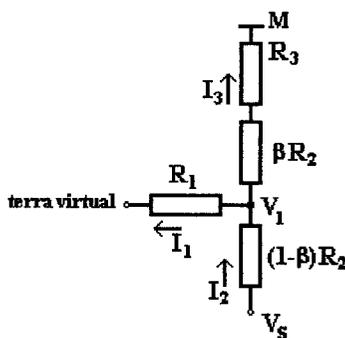


Figura III-4
Malha de Entrada do Controlador P

Da Figura III-3,

$$\frac{V_E}{R_0} = I_0 \tag{III.10}$$

$$I_0 = -I_1 \tag{III.11}$$

Da Figura III-4,

$$\frac{V_1}{R_1} = I_1, \tag{III.12}$$

$$V_s = V_1 + (1-\beta) V_1, \quad (\text{III.13})$$

$$I_3 = \frac{V_1}{\beta R_2 + R_3} \quad e \quad (\text{III.14})$$

$$I_2 = I_1 + I_3. \quad (\text{III.15})$$

Substituindo (III.12) e (III.14) em (III.15),

$$I_2 = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_1}{\beta R_2 + R_3};$$

Logo,

$$I_2 = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\beta R_2 + R_3} \right) V_1 \quad (\text{III.16})$$

Substituindo (III.15) em (III.13)

$$V_s = V_1 + (1-\beta) R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\beta R_2 + R_3} \right) V_1 \quad (\text{III.17})$$

Substituindo (III.12) e (III.11) em (III.10)

$$\frac{V_E}{R_0} = - \frac{V_1}{R_1};$$

Portanto,

$$V_1 = - \frac{R_1}{R_0} V_E \quad (\text{III.18})$$

Substituindo (III.18) em (III.17)

$$V_s = - \frac{R_1}{R_0} V_E + (1-\beta) R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\beta R_2 + R_3} \right) \left(- \frac{R_1}{R_0} V_E \right)$$

Simplificando,

$$V_S = -\frac{R_1}{R_0} V_E \left[1 + (1-\beta)R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\beta R_2 + R_3} \right) \right].$$

Assim,

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1}{R_0} \left[1 + (1-\beta) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\beta R_2 + R_3} \right) \right] \quad (\text{III.19})$$

Considerando o circuito formado por R_2 e R_3 na Figura III-3, introduz-se aqui o conceito de “fator de ajuste α ”, com o auxílio da Figura III-5 :

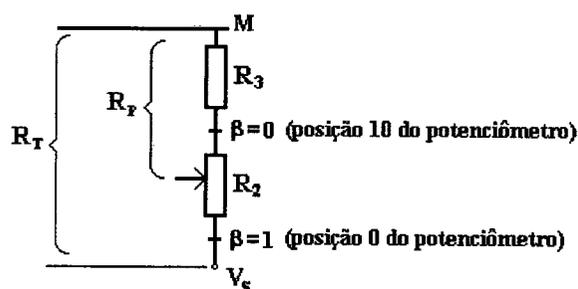


Figura III-5
Conceituação do Fator de Ajuste

Na Figura III-5,

R_T : resistência total entre a saída do operacional e o ponto de terra (M) ;

R_P : resistência entre a posição do cursor (v_1 na Figura III-3) e o ponto M.

Assim, define-se α como a razão entre R_P e R_T :

$$\alpha = \frac{R_P}{R_T} \quad (\text{III.20})$$

Da Figura III-5,

$$R_P = R_3 + \beta R_2 ;$$

fazendo $k = R_2/R_3$, fica : $R_2 = kR_3$.

Assim,

$$R_P = R_3 + k\beta R_3 = (1 + k\beta)R_3 . \quad (\text{III.21})$$

Ainda da Figura III-5 :

$$R_T = kR_3 + R_3 = (1 + k)R_3 \quad (\text{III.22})$$

Portanto, de (III.14) :

$$\alpha = \frac{(1 + k\beta)R_3}{(1 + k)R_3} = \frac{1 + k\beta}{1 + k} \quad (\text{III.23})$$

Apenas como ilustração, o potenciômetro R_2 possui 11 posições numeradas de 0 a 10, conforme mostra a Figura III-6 :

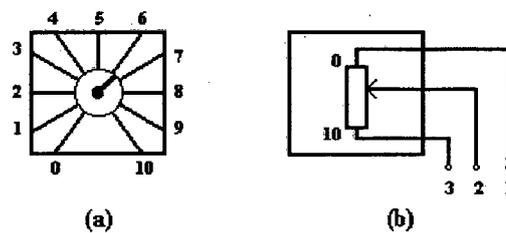


Figura III-6
Vista do Potenciômetro Ajustável (a) e Diagrama Elétrico (b)

A Figura III-6 (a) mostra uma vista de frente do potenciômetro. A parte interna é o cursor. A Figura III-6 (b) mostra o diagrama elétrico do potenciômetro.

Da equação (III.17), pode-se explicitar β :

$$\beta = \frac{(1 + k)\alpha - 1}{k} \quad (\text{III.24})$$

Levando esse valor em (III.19) :

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_0}{R_1} \left\{ 1 + \left[1 - \frac{(1+k)\alpha - 1}{k} \right] R_2 \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\frac{(1+k)\alpha - 1}{k} R_2 + R_3} \right] \right\}$$

Substituindo R_2 por kR_3 e simplificando :

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1}{R_0} \left\{ 1 + [k - (1+k)\alpha + 1] R_3 \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{[(1+k)\alpha - 1] R_3 + R_3} \right] \right\} ;$$

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1}{R_0} \left\{ 1 + (1+k)(1-\alpha) R_3 \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3(1+k)\alpha} \right] \right\} ;$$

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1}{R_0} \left\{ 1 + \frac{(1+k)(1-\alpha) R_3 [R_3(1+k)\alpha + R_1]}{R_1 R_3 (1+k)\alpha} \right\} ;$$

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1}{\alpha R_0} \left[\frac{\alpha R_1 + (1-\alpha)(1+k)\alpha R_3 + (1-\alpha)R_1}{R_1} \right]$$

Finalmente,

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1}{\alpha R_0} \left[1 + \frac{(k+1)(\alpha - \alpha^2) R_3}{R_1} \right] \quad \text{(Fórmula 3)}$$

III.4 REGULADOR DO TIPO INTEGRAL (I) COM TEMPO AJUSTÁVEL

O regulador desse tipo é semelhante àquele da Figura III-3, em que se substitui o resistor R_1 por um capacitor C , conforme mostra a Figura III-7 :

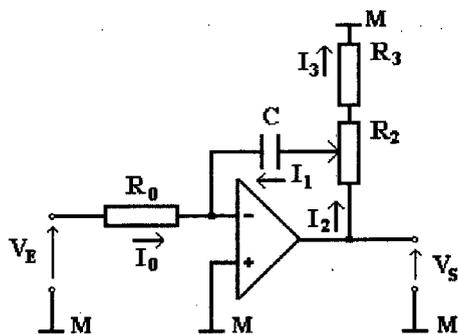


Figura III-7
Controlador do Tipo Integral Ajustável

Fazendo essa substituição na Fórmula 2 :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1/sC}{\alpha R_0} \left[1 + \frac{(k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3}{1/sC} \right],$$

ou seja,

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1 + (k+1)(\alpha - \alpha^2)sR_3C}{s\alpha R_0 C} \tag{Fórmula 4}$$

III.5 CONTROLADOR DO TIPO PI COM TEMPO INTEGRAL AJUSTÁVEL

Um controlador desse tipo é representado na Figura III-8.

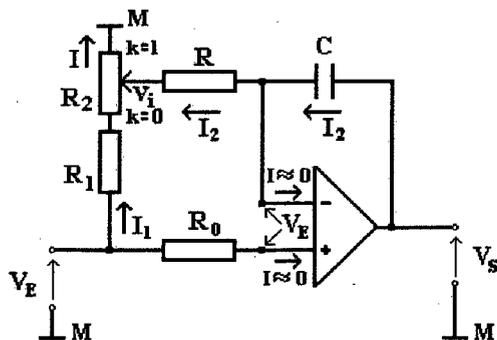


Figura III-8
Controlador do Tipo PI com Tempo Integral Ajustável

Para facilitar a visualização, a malha de entrada do operacional foi isolada e está mostrada na Figura III-9 :

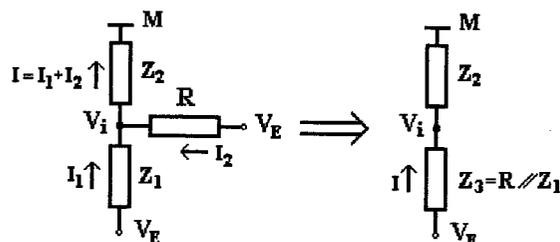


Figura III-9
Malha de Entrada da Parte Integral do Controlador PI

Da Figura III-9 :

$$V_i = Z_2 i = Z_2 \frac{V_E}{Z_2 + Z_3} ;$$

logo,

$$V_i = \frac{Z_2}{Z_2 + (R // Z_1)} V_E ,$$

ou, ainda,

$$V_i = k_e V_E, \quad (\text{III.25})$$

em que $Z_1 = R_1 + kR_2$ e $Z_2 = (1-k)R_2$, sendo 'k' a posição do potenciômetro (ver Figura III-8).

Na Figura III-9, o potencial V_E está presente nos pontos indicados devido ao fato de que, como a corrente de entrada no terminal não inversor do amplificador operacional da Figura III-8 é aproximadamente nula, o referido potencial é transferido para esse ponto, e, devido à existência de um ponto de "terra virtual" na entrada inversora, V_E é também para lá transferido.

Portanto :

$$k_e = \frac{Z_2}{Z_2 + (R // Z_1)} = \frac{(R + Z_1)Z_2}{(R + Z_1)Z_2 + RZ_1} = \frac{(R + R_1 + kR_2)(1 - k)R_2}{(R + R_1 + kR_2)(1 - k)R_2 + R(R_1 + kR_2)};$$

$$k_e = \frac{RR_2 + R_1R_2 + kR_2^2 - kRR_2 - kR_1R_2 - k^2R_2^2}{RR_2 + R_1R_2 + kR_2^2 - kRR_2 - kR_1R_2 - k^2R_2^2 + RR_1 + kRR_2};$$

$$k_e = \frac{(RR_2 + R_1R_2) + (R_2^2 - RR_2 - R_1R_2)k - k^2R_2^2}{(RR_1 + RR_2 + R_1R_2) + (R_2^2 - R_1R_2)k - R_2^2k^2}.$$

Do circuito de realimentação (Figura III-8) :

$$V_E = V_s - I_2 \cdot 1/sC \quad (\text{III.26})$$

Da malha externa realimentação (Figura III-8):

$$I_2 = \frac{V_s - V_i}{R + 1/sC} = \frac{V_s - V_i}{Z} \quad (\text{III.27})$$

Substituindo (III.27) em (III.26) :

$$V_E = V_s - \frac{V_s - V_i}{Z} \frac{1}{sC} = V_s - \frac{V_s - V_i}{sCZ}$$

$$sCZV_E = sCZV_s - V_s + V_i \quad (\text{III.28})$$

Substituindo (III.25) em (III.28) :

$$sCZV_E = (sCZ - 1)V_s + k_eV_E.$$

Agrupando os termos em V_E :

$$(sCZ - k_e)V_E = (sCZ - 1)V_S$$

Então, a função de transferência é :

$$F_2 = \frac{V_S}{V_E} = \frac{sCZ - k_e}{sCZ - 1},$$

que é do tipo proporcional-integral. Levando em conta que $sCZ = sC(R + 1/sC) = sRC + 1$,

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{sRC + (1 - k_e)}{sRC}.$$

Fazendo $1 - k_e = k_f$ e calculando a expressão :

$$k_f = 1 - k_e = \frac{RR_1 + RR_2 k}{R(R_1 + R_2) + R_1 R_2 + R_2(R_2 - R_1)k - R_2^2 k^2}.$$

Assim,

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{sRC + k_f}{sRC}.$$

Na forma mais conhecida, o PI fica :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1 + sRC/k_f}{sRC/k_f} \quad \text{(Fórmula 5)}$$

III.6 CONTROLADOR DO TIPO PI COM PARÂMETROS AJUSTÁVEIS

O circuito de um controlador do tipo proporcional-integral com parâmetros ajustáveis é mostrado na Figura III-10. A sua função de transferência pode ser obtida a partir da Fórmula 3, em que se substitui o resistor de realimentação R_1 pela impedância (R_1+1/sC) .

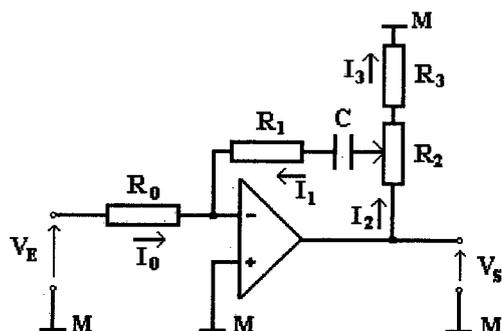


Figura III-10
Controlador PI com Parâmetros Ajustáveis

Pela Fórmula 3, fazendo a substituição :

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_1 + 1/sC}{\alpha R_0} \left[1 + \frac{(k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3}{R_1 + 1/sC} \right]$$

Fazendo $(k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3 = R$ e manipulando a equação,

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{1}{\alpha R_0} (R + R_1 + 1/sC) = -\frac{1}{\alpha R_0} \frac{1 + s(R + R_1)C}{sC},$$

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{(R + R_1)}{\alpha R_0} \frac{1 + s(R + R_1)C}{s(R + R_1)C}.$$

Voltando com o valor original de R :

$$\frac{V_s}{V_E} = - \frac{R_1 + (k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3}{\alpha R_0} \cdot \frac{1 + s[R_1 + (k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3]C}{s[R_1 + (k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3]C}$$

Fazendo agora $[R_1 + (k+1)(\alpha - \alpha^2)R_3]C = T$, a função fica :

$$\frac{V_s}{V_E} = - \frac{T}{\alpha R_0 C} \cdot \frac{1 + sT}{sT} \quad \text{(Fórmula 6)}$$

III.7 AMPLIFICADOR COM REALIMENTAÇÃO

O circuito eletrônico é mostrado na Figura III-11 :

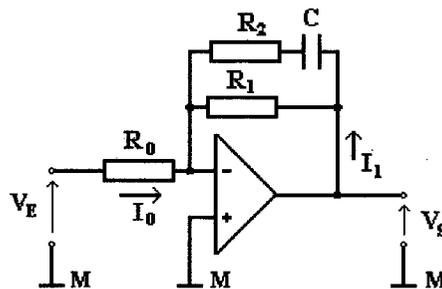


Figura III-11
Amplificador com Realimentação

O circuito acima pode ser considerado uma variação do regulador do tipo P (Fórmula 1), em que se substitui R_1 por $R_1 // (R_2 + 1/sC)$. Calculando a impedância equivalente :

$$R_1 // (R_2 + 1/sC) = \frac{R_1(R_2 + 1/sC)}{R_1 + R_2 + 1/sC} = \frac{R_1 \frac{sCR_2 + 1}{sC}}{\frac{(R_1 + R_2)sC + 1}{sC}} = \frac{R_1(1 + sCR_2)}{1 + sC(R_1 + R_2)}$$

Assim, da Fórmula 1,

$$\frac{V_s}{V_E} = - \frac{R_1(1+sR_2C)}{R_0[1+s(R_1+R_2)C]} \quad \text{(Fórmula 7)}$$

III.8 LINEARIZAÇÃO DOS CIRCUITOS DE DISPARO E PONTE RETIFICADORA

A seguir, são linearizadas as Equações 1 e 2 desenvolvidas no item 3.3.2.

- **Equação 1 :**

$$\alpha = k_1 U_e + k_2.$$

Para pequenas variações em torno de um ponto de operação U_{ei} :

$$\alpha_i + \Delta\alpha = k_1(U_{ei} + \Delta U_e) + k_2.$$

Logo,

$$\Delta\alpha = k_1 \Delta U_e \quad \text{(III.29)}$$

- **Equação 2 :**

Para a linearização em torno de $V_t = 1 \text{ p.u.}$, e considerando que a influência da superposição de correntes nos tiristores durante a comutação é pequena ($R_c \approx 0$), pode-se escrever :

$$E_{fd} = k_3 \cos(\alpha), \quad \text{(III.30)}$$

Em que $k_3 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot 370 = 499,5 \text{ V}$.

Assim, em torno do ponto de operação α_i :

$$\begin{aligned} E_{fdi} + \Delta E_{fd} &= k_3 \cos(\alpha_i + \Delta\alpha) \\ &= k_3 \cos(\alpha_i) \cos(\Delta\alpha) - k_3 \sin(\alpha_i) \sin(\Delta\alpha). \end{aligned}$$

Para pequenos valores de $\Delta\alpha$,

$$\cos(\Delta\alpha) \approx 1 \text{ e}$$

$$\sin(\Delta\alpha) \approx \Delta\alpha,$$

com $\Delta\alpha$ em radianos.

Então,

$$E_{fdi} + \Delta E_{fd} = k_3 \cos(\alpha_i) - k_3 \Delta\alpha \sin(\alpha_i). \quad (\text{III.31})$$

Substituindo (III.29) e (III.30) em (III.31) :

$$\begin{aligned} \Delta E_{fd} &= -k_3 \sin(\alpha_i) (k_1 \Delta U_e) \\ &= -k_1 k_3 \sin(\alpha_i) \Delta U_e \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

ou seja,

$$\frac{\Delta E_{fd}}{\Delta U_e} = -k, \quad (\text{III.33})$$

onde $k = 0,1745 \cdot 499,5 \cdot \sin(\alpha_i) = 87,16 \sin(\alpha_i) \text{ V/V}$.

O valor final da constante k , portanto, dependerá do ponto de operação α_i em torno do qual é feita a linearização.

Deve-se salientar ainda que, após definido o acréscimo $\Delta\alpha$ dado por (III.29), a variação ΔE_{fd} definida em (III.32) não é instantânea, uma vez que o ajuste de α só será feito no próximo disparo da ponte retificadora. Isso ocorrerá após um tempo τ_d de no máximo $T/6$ segundos, em que T é o período da tensão terminal (a ponte retificadora é de 6 pulsos). Considerando, estatisticamente, a metade desse intervalo de tempo :

$$\tau_d = 1/2.T/6 = 1/2.(1/60)/6,$$

ou

$$\tau_d \approx 1,4 \text{ ms.}$$

Esse atraso, por ser pequeno, não foi considerado no desenvolvimento da Equação 2, conforme comentado no item 3.3.1.

Assim, incluindo o atraso τ_d na correção de α em (III.33), a função de transferência para o circuito linearizado do sistema de disparo e ponte retificadora se torna :

$$\frac{\Delta E_{fd}}{\Delta U_e} = -k e^{-s\tau_d} \quad \text{(III.34)}$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ZENI Jr., Nelson. *Controle da Excitação de Geradores de Usinas Hidrelétricas : Modelagem, Identificação, Ajustes e Ensaios de Campo*. Florianópolis, 1987. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2] JARDIM, Jorge Luiz de Araújo. *Análise e Projeto de Excitatrizes Estáticas*. Rio de Janeiro, 1987. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica , Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro.
- [3] CENTRAL STATION ENGINEERS OF THE WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION. *Electrical Transmission and Distribution*. East Pittsburgh, Pennsylvania - 1950.
- [4] KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. Ed. McGraw-Hill, Inc., 1994.
- [5] KIMBARK, E. W. *Direct Current Transmission - Volume 1*. Wiley - International.
- [6] ESTCOURT, V. F. ; HOLLEY, C. H. ; JOHNSON, W. R. ; LIGHT, P. H.
Underexcited Operation of Large Turbine Generators on Pacific Gas and Electric Company's System. AIEE WINTER GENERAL MEETING, New York, NY, Feb./1953.
- [7] NAGI, I. *Analysis of Minimum Excitation Limits of Synchronous Machines*. IEEE SUMMER POWER MEETING, Dallas, Tex., June/1969.

- [8] BERDY, J. *Loss of Excitation Protection for Modern Synchronous Generators*. IEEE/PES SUMMER MEETING & EHV/UHV CONFERENCE, Vancouver, Canada, July/1973.
- [9] RIBEIRO, J. R. *Minimum Excitation Limiter Effects on Generator Response to System Disturbances*. IEEE/PES 1990 SUMMER MEETING, Minneapolis, Minnesota, July/1990.
- [10] IEEE TASK FORCE ON EXCITATION LIMITERS. *Underexcitation Limiter Models for Power System Stability Studies*. 1995 IEEE/PES WINTER MEETING, New York, N. Y., Jan./1995.
- [11] BÉRUBÉ, G. R. ; HAJAGOS, L. M. ; BEAULIEU, R. E. *A Utility Perspective on Under-Excitation Limiters*. 1995 IEEE/PES WINTER MEETING, New York, N. Y., Jan./1995.
- [12] M. TEMOSHOK , D.D. WILSON. *Effect of Frequency and Voltage Variations on Power System Equipment*. SOUTHEASTERN ELECTRIC EXCHANGE, October 11-12, 1967, Biloxi, Mississippi.
- [13] REPORT BY WORKING GROUP 01 OF STUDY COMMITTEE N^o 34 OF CIGRÉ. *Transformer Overfluxing Protection*. Revista Electra n^o 31.
- [14] CHEN, C. T. *Linear System Theory and Design*. Holt, Rinehart & Winston, Inc., 1984.
- [15] LIPSCHUTZ, S. *Álgebra Linear*. McGraw-Hill do Brasil, 1972.

- [16] VAN VALKENBURG, M. E. *Network Analysis*. Prentice-Hall, Inc., 2nd Edition, 1964.
- [17] ANDERSON, P. M. ; FOUAD, A. A. *Power System Control and Stability*. The Iowa State University Press, Ames, Iowa, U.S.A., 1977.
- [18] PAIVA, P. M. ; SOARES, J. M. ; PONS, F. H. *Operação, Projeto e Instrumentação para Regulação de Frequência e Tensão dos Geradores de Usinas Hidrelétricas*. CONFERÊNCIA INTERNACIONAL E EXPOSIÇÃO - PEQUENAS E MÉDIAS CENTRAIS HIDRELÉTRICAS, São Paulo, S. P., mar./1990.
- [19] ELETROBRÁS (DOL/DOLT). *Programa TRANSDIR - Versão 3000B - Manual do Usuário*.
- [20] ELETROBRÁS (DOL/DOLT). *Programa MICRODIN - Manual do Usuário*.
- [21] CEPEL - CENTRO DE PESQUISA DE ENERGIA ELÉTRICA. *Programa ANATEM Versão 04-01/97 - Manual do Usuário*.
- [22] YOUNG, C. C. *Modern Concepts of Power System Dynamics - The Synchronous Machine*. General Electric Company - Schenectady, N. Y.
- [23] FRANÇA, C. A. *Programa ANAGRAF - Manual do Usuário*. CEMIG - Companhia Energética de Minas Gerais - 1996.
- [24] D'AZZO, J. J. ; HOUPIS, C. H. *Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares*. Editora Guanabara - 2^a Edição, 1988.

- [25] KUO, B. C. *Sistemas de Controle Automático*. Prentice/Hall do Brasil, 1985.
- [26] BLACKBURN, J. L. *Protective Relaying, Principles and Applications*. Marcel Dekker, Inc., 1987.
- [27] IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY. *IEEE Tutorial on the Protection of Synchronous Generators*.
- [28] IEEE. *IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems*, IEEE Std 421.2-1990. New York, NY, 1990.
- [29] IEEE. *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, IEEE Std 421.5-1992. New York, NY, 1992.